elektor

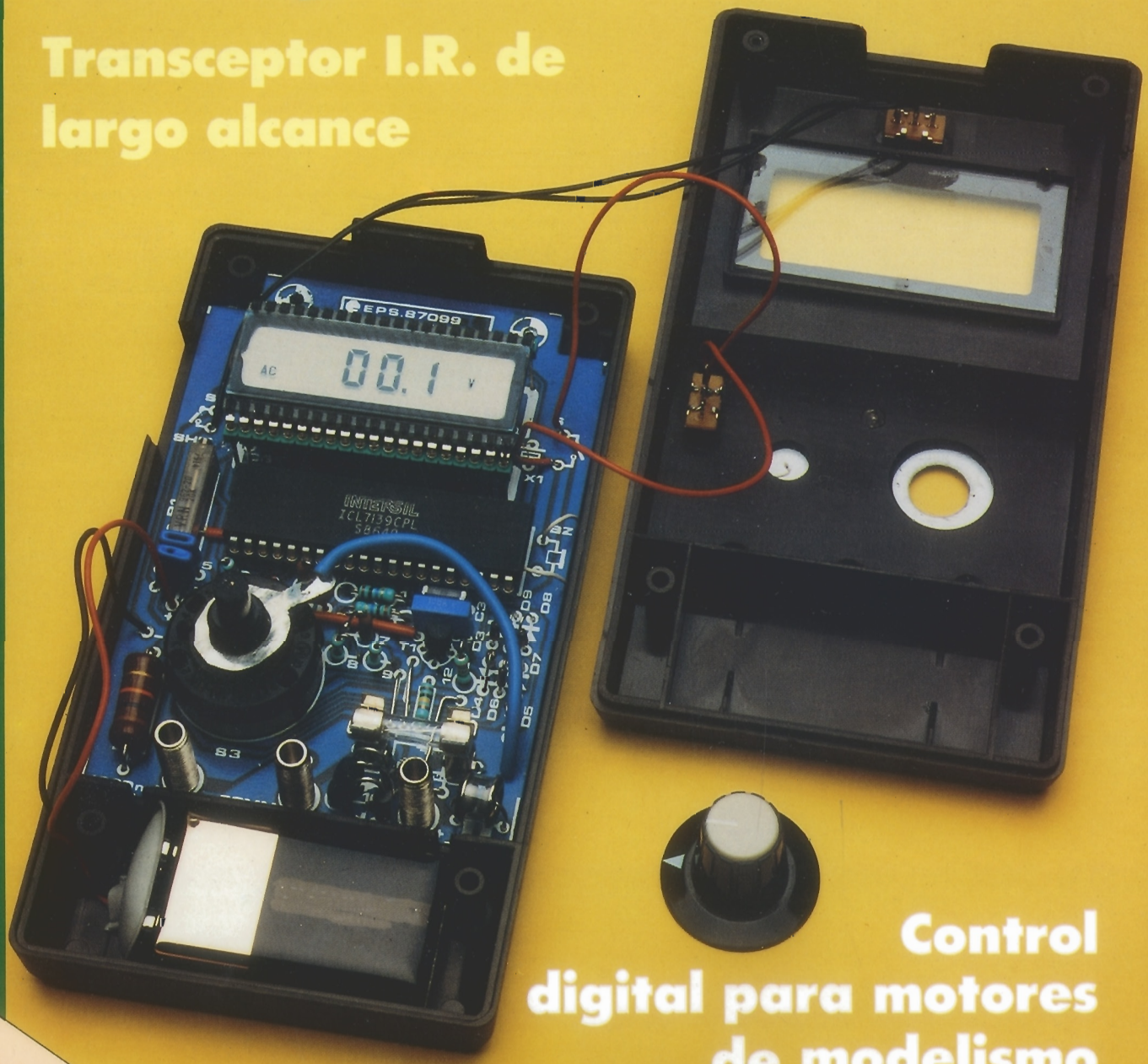
N.º 96
1988

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

electrónica: técnica y ocio

Polímetro digital auto-rango

Transceptor I.R. de largo alcance



Control digital para motores de modelismo

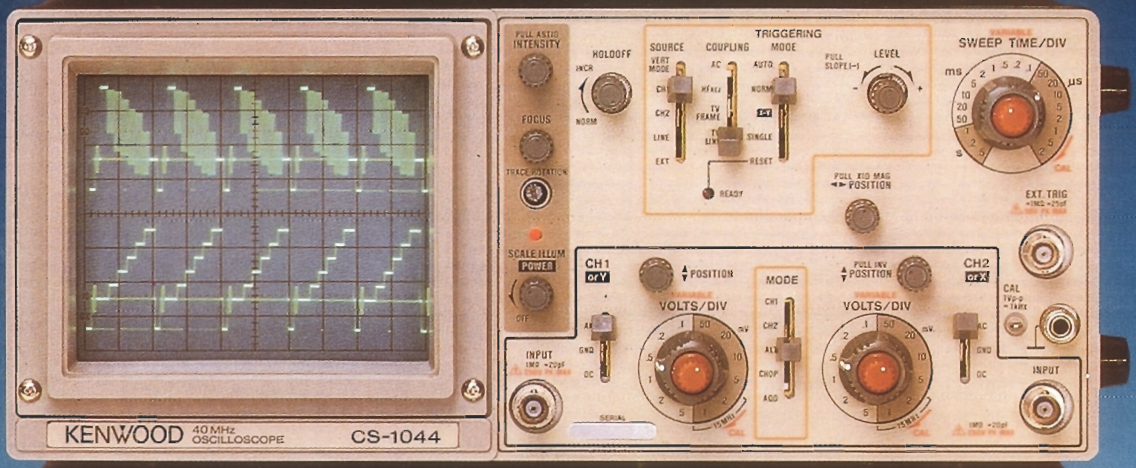
EDICIONES INGELEK

Precisamente...

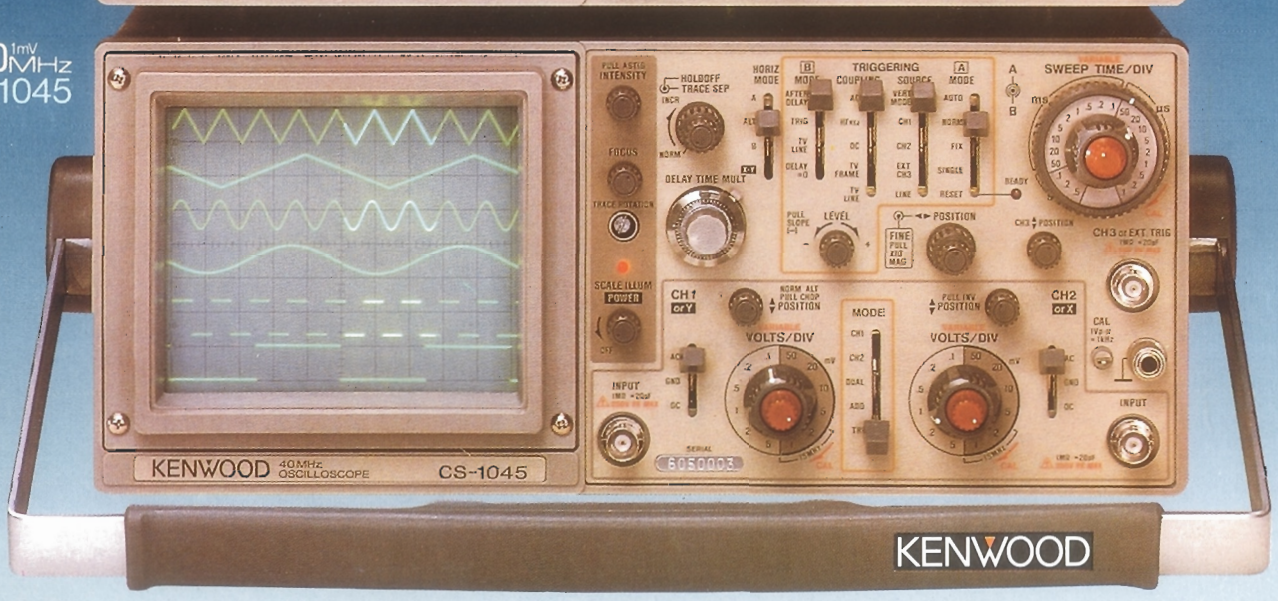
20 1mV MHz
CS-1025



40 1mV MHz
CS-1044



40 1mV MHz
CS-1045



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

● ANT. CARRETERA DEL PRAT/PJE DOLORES
TEL. (93) 336 33 62
L'HOSPITALET DE LLOBREGAT (BARCELONA)

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

SUMARIO

ARTICULOS

El agudo filo del láser excimer 05-10
Los láser excimer se caracterizan no sólo por su notable potencia, sino por las propiedades de la luz, ultravioleta, emitida.

Regulador para cargas inductivas 05-14
Un control de potencia para trabajar con motores y otras cargas de tipo inductivo de forma precisa y sin problemas.

Control digital para motores de modelismo 05-18
Etapa de control, a partir de las señales de cualquier tipo de transmisor, para motores de modelismo que maneja un motor eléctrico de hasta 40 A.

ICL 7139, polímetro digital auto-rango 05-28
Un potente y nuevo integrado que permite la construcción sencilla de un polímetro digital con conmutación automática de escalas.

Polímetro digital auto-rango 3 3/4 dígitos 05-35
Construcción práctica de un instrumento de medida que cambia de escala automáticamente.

¿Condensadores electrolíticos para RF? 05-50
¿Es posible el empleo de los condensadores electrolíticos a frecuencias superiores a los 100 KHz? Aprenda a escoger el tipo de condensador adecuado para cada aplicación.

Transceptor I.P. de largo alcance 05-53
Transmisión óptica de sonido, utilizando diodos emisores de infrarroos, junto con algunos sencillos elementos ópticos y un poco de electrónica.

Interface ICE-Centronics 05-66

Autobomba 05-72
Una bomba automática que se encarga de, por ejemplo, vaciar un depósito, para impedir que éste rebose.

SECCIONES

Teletipo 05- 8
Las placas de circuito impreso 05-39
Mercado 05-78
Anuncios breves 05-72

En nuestro próximo número, entre otros:

- Trazador de curvas en el osciloscopio.
- El sistema MAC.
- Atari 1040+MIDI+Shugart.
- Energía solar.

EDITORIAL

AÑO 8, NUM. 96 MAYO 1988

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

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
ANTONIO M. FERRER ABELLO

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

Redactor jefe edición española:
JAVIER SAN JUAN

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

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

Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

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

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

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

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

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

Composición:
Pérez-Díaz
Santa Leonor, 48

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

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

DERECHOS DE AUTOR

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

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

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

CONTROL DE DIFUSION

VERIFICADO DIFUSION · PUBLICIDAD

asociación española de prensa técnica



Estimado lector:

Los integrados específicos, diseñados para una función muy determinada, que puedan ser de gran consumo y que se apliquen a una gran cantidad de equipos son el reto, y la gran preocupación, de los diseñadores de circuitos integrados. Los integrados complejos que permitan desarrollar una aplicación práctica interesante, y, a ser posible, fáciles de comprender, y, por tanto, de utilizar, son el sueño de los aficionados y profesionales.

En esta ocasión traemos a nuestras páginas un dispositivo que, pensamos, que cumple ambas características: el ICL 7139, fabricado por GE-Intersil. Gracias a este moderno integrado, los aficionados pueden llegar a construirse ellos mismos un polímetro que realiza automáticamente el cambio de escalas, de forma que la lectura sea lo más significativa precisa. El usuario sólo debe seleccionar el tipo de medida, tensión, corriente, resistencia, etc., dejando que el medidor nos presente la lectura en la escala que proporcione la máxima resolución. Este tipo de polímetros permite liberar al usuario de la preocupación de cambiar de escala, y, si la protección de entrada es la adecuada, despreocuparse totalmente del manejo del instrumento, pero obteniendo una lectura precisa al mismo tiempo. Como rasgo adicional de estos instrumentos, que hacen su uso más cómodo y potente, el display muestra la unidad de medida seleccionada, ohmios, voltios, amperios, además de colocar adecuadamente el punto decimal. ¿Qué más se puede pedir a un instrumento que funciona «sin manos»?

Javier San Juan

Servicios Elektor para los lectores

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

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

LISTA DE PRECIOS:

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

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

EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

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

E10: MARZO 1981

Top Amp	80023	515

E34: MARZO 1983

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

E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695

E36: MAYO 1983

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

E37: JUNIO 1983

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

E40: SEPTIEMBRE 1983

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

E41: OCTUBRE 1983

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

E42: NOVIEMBRE 1983

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

E43: DICIEMBRE 1983

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

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565

E46: MARZO 1984

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

E48: MAYO 1984

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

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo	83120-1	1.545
Oscilador y control	83120-2	950

Veleta electrónica	84001	1.855
Capacímetro:		
Panel frontal	84012-F	1.520
Tarjeta de medida	84012-1	1.415
Visualización	84012-2	835

E52: SEPTIEMBRE 1984

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

E53: OCTUBRE 1984

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

E54: NOVIEMBRE 1984

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

E55: DICIEMBRE 1984

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

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.220

E57: FEBRERO 1985

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

E58: MARZO 1985

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

E59: ABRIL 1985

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

E60: MAYO 1985

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

E61: JUNIO 1985

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

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

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

E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF	84029	1.030

Interface casete para C-64 y VIC-20	85010	865
Contador Universal	85019	970

E65: OCTUBRE 1985

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

E66: NOVIEMBRE 1985

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

E67: DICIEMBRE 1985

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

E68: ENERO 1986

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

E69: FEBRERO 1986

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

E70: MARZO 1986

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

E71: ABRIL 1986

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

E72: MAYO 1986

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

E73: JUNIO 1986

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

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

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

E76: SEPTIEMBRE 1986

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

EPS

E78: NOVIEMBRE 1986

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

E79: DICIEMBRE 1986

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

E80: ENERO 1987

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

E81: FEBRERO 1987

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

E82: MARZO 1987

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

E83: ABRIL 1987

Medidor de impedancias	86041	1.857
Medidor de impedancias/Frontal	86041-F	2.332
TV sat módulo Audio/vídeo	86082-2	1.252
TV sat frontal	86082-F	953
Preamplificador/F.A. y control	86111-1	2 865
Preamplificador/tarjeta entradas	86111-3	1.899
Convertidor D/A para bus E/S	86312	1.055

E84: MAYO 1987

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

E85: JUNIO 1987

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

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

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

E88: SEPTIEMBRE 1987

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

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para osciloscopio	86135	1.430
Programador EPROM para MSX	87002	2.695
Vúmetro estéreo	87002	493
Ecualizador para guitarra	96051	1.503

E90: NOVIEMBRE 1987

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

E91: DICIEMBRE 1987

Telemando doméstico por I.R. (emisor)	86115-1	785
Telemando doméstico por I.R. (receptor)	86115-2	890
Distribuidor MIDI	87012	1.985
Pleamplificador de válvulas (alimentación y control de relés)	87006-2	2.880
Interface color para Atari ST	86103	1.660
ARGUS, mini-detector de metales	86099	980

E. 92 ENERO 1988

Alimentación para tubo láser	87037	
Generador senoidal digital (oscilador)	87036-1	
Generador senoidal digital (filtro)	87036-2	
16 K RAM CMOS para C64	87082	805
Filtros de Linkwitz	84071	
Barómetro/Altímetro	86110	1365

E. 93 FEBRERO 1988

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

E94: MARZO 1988

Interface para facsímil	87038	
Bifase, efectos sonoros	87026	

E95: ABRIL 1988

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

junior computer

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

software

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

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

Cambio ESS531 ESS 536: giro postal de 250 ptas.

formant

FORMANT sintetizador musical

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

Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.

Este mes...

Elektor núm. 96. Mayo 1988

	Referencia	P.V.P.
Autobomba	**EPS 86085**	**2.676**
Regulador para cargas inductivas	**EPS 87181**	**1.440**
Control digital para motores de modelismo	**EPS 87098**	**1.080**
Polímetro digital auto-rango	**EPS 87099**	**1.572**

OFERTA: AHORA 20% MENOS, STOCK LIMITADO

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

HAMEG®
Instruments

Instrumentos profesionales de técnica avanzada.

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

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



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

TELETIPO

RB-U1 de Sanyo, el primer mando a distancia universal

Como resultado de su constante investigación, Sanyo presenta su nuevo mando a distancia universal, RB-U1, con el que se pueden controlar todos los equipos de televisión, vídeo y alta fidelidad, aunque no sean de la marca Sanyo.

El RB-U1 evita la molestia de tener varios mandos a distancia, pues permite memorizar fácil y rápidamente las funciones de cualquier otro mando que haya en el hogar.

Dispone de un sensor de infra-rojos y unos circuitos especiales de memoria que le permite leer y usar la mayoría de códigos de funcionamiento empleados por los distintos fabricantes en sus equipos de audio y vídeo.

El RB-U1 permite controlar el volumen, pasa, reproducción y parada de cualquier aparato de audio y vídeo, funciones estéreo/bilingüe y digitales, selección de canciones en el Compact Disc, y un largo etcétera. De hecho, el uso del RB-U1 está limitado por la capacidad del equipo a controlar, y no por la del mando a distancia en sí mismo.

El mando a distancia RB-U1 es otra muestra de la constante innovación de Sanyo.

Acampada Nacional de Radio CB

Organizada por el QSO de Vitoria-Gasteiz, y en coordinación con la revista CB «73+51», se anuncia la II Acampada Nacional de Radio CB, con la denominación ARABA CB'88, durante los días 24, 25 y 26 de junio. El lugar escogido ha sido las Campas de Landa (Álava), situadas a unos 16 Km de Vitoria-Gasteiz.

Juntamente con la acampada se quiere realizar una exposición, intercambio y venta de equipos, accesorios, revistas, clubs, etc. Así mismo, se organizará el I Concurso Fotográfico ARABA CB'88, un Concurso de QSL personal, y un Concurso QSL ARABA CB'88.

Los interesados pueden dirigirse para mayor información de la Acampada, hoteles, autobuses, actos, etc, a:

Revista CB «73+51».
Aptdo Correos 2.039.
01080 Vitoria-Gasteiz (ÁLAVA).

Calendario de cursillos de Tiempo Real, S.A.

Continuando con su ciclo de cursillos, Tiempo Real, S.A., anuncia el programa de celebración de cursos convocados para los próximos meses:

— 6 al 17 de junio, curso básico condensado de control de procesos.

— 20 y 21 de junio, normas de instalación de instrumentos.

— 22 de junio, organización de la función de mantenimiento e índices de tiempo.

— 27, 28 y 29 de junio, interferencias en señales eléctricas de control de procesos.

— 30 de junio y 1 de julio, presentación de un paquete de software para control de procesos en tiempo real.

Los citados cursos se desarrollarán en los salones del Hotel Expo, situado en el Edificio Torre de Cataluña, Avda Roma núm. 2, de 8 a 14 horas.

Infrarrojos para la puerta del automóvil

Siemens presenta un sistema de infrarrojos que cambia la combinación binaria cada vez que se cierra la puerta, para impedir que algún intruso hábil consiga clandestinamente una copia de la «matriz electrónica» de apertura. El sistema por infrarrojos presenta, entre otras, la ventaja de no verse afectado por las bajas temperaturas o el óxido, al contrario de lo que ocurre en las cerraduras mecánicas.

Dos módulos CMOS emiten (SLE 5001, en la llave) y reconocen (SLE 5002, en la cerradura) la secuencia de datos individual. La configuración binaria se calcula partiendo de un código básico, que se almacena permanentemente con una matriz de vías conductoras o en una memoria EPROM (SDE 2506). A diferencia de los sistemas mecánicos, hay varios millones de combinaciones posibles de cerradura y llave.

El sistema de cerradura por infrarrojos sirve tanto para el cierre centralizado como para la puerta del maletero, o para elegir una posición del asiento o del espejo retrovisor que se haya almacenado.

Los módulos CMOS se fabrican en tres tipos de encapsulado: DIP 40, PLCC 44 para CMS y Micropack para el montaje compacto en el asidero de la llave. La electrónica completa del emisor, incluida batería, se puede integrar en una llave de coche de tipo normal, cuya parte mecánica sigue sirviendo para abrir y cerrar.

Cada vez que se hace uso del sistema, éste utiliza un código nuevo. Después de recibir un código válido, la cerradura cambia automáticamente al próximo código que va a emitir la llave. El código que se acaba de transmitir y todos los anteriores quedan entonces sin efecto, es decir, también los códigos grabados clandestinamente. Se pueden transmitir sin efecto hasta 8 códigos sin perder la sincronización («margen de identificación»). Pulsando la tecla de transmisión durante 5 segundos se sincroniza en todo caso el transmisor y el receptor, posibilidad importante de cara a las llaves de respuesto.

El usuario de un sistema de cierre con los dos módulos CMOS se puede decidir, a discreción, no sólo por la luz infrarroja (corto alcance) sino también por ondas radioeléctricas (mayor alcance) o ultrasonidos, como medio de transmisión.

Placas base de AT de Western Digital

Western Digital, representada en España por DIODE, S.A., anuncia el lanzamiento de su línea de placas base para ordenadores tipo AT que construye alrededor de los chips de la firma Faraday, recientemente absorbida. Estas placas incorporan todos los controladores hasta ahora externos, tales como los de disco duro, floppy, comunicaciones, monitores EGA con 256 K de RAM propia. La placa, construida con un 80286, lleva su BIOS 100% compatible IBM, 1 Mbyte de RAM, extendible hasta 4 Mbytes dentro de la misma tarjeta, y un puerto de salida paralelo y otro serie para ratón.

La placa está dotada de 5 ranuras de expansión y funciona a una velocidad de 12,5 MHz. Existe disponible una versión de esta placa con un disco de 40 Mbytes incorporado. Para el futuro está anunciada la incorporación de funciones adicionales en la placa base.

Autorradios Blaupunt con número de serie de fábrica y pasaporte

Desde finales del año pasado, los autorradio-casetes Blaupunt de la clase digital (PLL), llevan estampados en un costado del chásis, el nú-

mero de serie de 14 dígitos que permite averiguar sin ninguna duda la propiedad del autorradio, al comparar este código con el que figura en el pasaporte que se entrega junto al aparato en el momento de su adquisición.

En este pasaporte, emitido por el fabricante, figuran los datos relativos al modelo, número de serie del aparato y número del código electrónico de seguridad (en caso de que el aparato lleve también incorporado este dispositivo de protección adicional). Así el propietario, en caso de robo, puede aportar una prueba concluyente de la propiedad del aparato, al tiempo que se dificulta enormemente su posible venta ilegal.

De esta forma, Blaupunt, que ya había comenzado hace más de dos años la estampación indeleble del número de serie en su modelo Berlin IRQ 85, el más alto de la gama, extiende ahora este sistema de protección antirrobo a los demás modelos de sintonía electrónica digital.

Memoria de campo de 1 Mbit para proceso digital en sistemas TV/VCR

La tecnología de proceso digital de sistemas de TV y VCR hace posible procesar señales más fácilmente que el procesamiento analógico. Para realizar este procesado es necesaria una memoria de gran capacidad y alta velocidad que permita almacenar los datos de las imágenes digitalizadas.

Toshiba, representado por LOBER, S.A., ha desarrollado el modelo TC521000P para cubrir estas necesidades; se trata de un dispositivo de memoria de campo, organizada en 256 K×4 bits. Las entradas y salidas de datos están separadas, conteniendo registros de desplazamiento serie de 8 bits, con una velocidad máxima de 30 ns. Circuitos periféricos CMOS y células de memoria dinámicas canal N, similares a la DRAM de 1 Mbit estándar de Toshiba, son empleadas como chips de memoria, con un consumo de tan sólo 100 mA. El integrado está encapsulado en formato DIP de 40 patillas plástico, con una anchura de 0,6".

Los modos de operación son:

— el modo serie lectura/escritura que puede operar a una velocidad mínima de 30 ns. La operación «read-modify-write» es idéntica al de la DRAM estándar de 1 Mbit.

— el modo lectura-lectura-escritura utiliza la columna estática de la DRAM, y realiza escrituras de 16 MHz y lecturas de 33 MHz en dos direcciones continuas. Las operaciones de refresco incluyen refresco de sólo-CE y operación auto-refresco.

Usando este modelo, es posible realizar funciones tales como separación Y/C, conversión entrelazado/no-entrelazado, barrido de doble campo y reducción de ruido para alta densidad.

BASF desarrolla discos de memoria óptica

Los discos ópticos para audio, vídeo y proceso electrónico de datos tienen un gran futuro. Aparte de las ventajas ya conocidas del CD y del CD-vídeo, en el campo de tratamiento y proceso de datos ofrecen un interesante compromiso entre la rapidez de acceso del disco magnético y la fácil intercambiabilidad.

Desde la invención de la cinta magnética, hace más de 50 años los medios magnéticos sobre soportes flexibles o duros han dominado el almacenamiento masivo del lenguaje, la imagen y los datos codificados. En este tiempo, la densidad de almacenamiento ha podido ser aumentada en un factor de 1.000, bajando el coste específico en igual medida. El deseo de seguir elevando la densidad de almacenamiento de los soportes magnéticos es solamente una de las metas que BASF se propone; la otra es la tecnología de almacenamiento mediante sistemas ópticos. Actualmente BASF está concentrando sus esfuerzos en el campo de los discos ópticos en los siguientes centros de interés:

— capas de almacenamiento a base de colorantes orgánicos,

— capas de almacenamiento magneto-ópticas,

— substratos en forma de discos plásticos.

Los discos de grabación única BASF trabajan con capas de colorantes orgánicos que, bajo la acción de rayos láser, cambian sus características ópticas, y representan una alternativa mejorada respecto a las ya conocidas de capas metálicas finas horadadas. El objetivo es obtener discos de alta densidad, de grabación única y económicos para, por ejemplo, futuros archivos de almacenamiento en el ámbito de los ordenadores personales. Para los discos de grabación múltiple, con capas de almacenamiento magneto-óptico, se trabaja en estos momentos en una norma de intercambiabilidad a nivel internacional. Una sustitución competitiva de los discos magnéticos clásicos (tecnología «Winchester») no es probable que se realice antes de los años 90. Como consideración global, no es previsible que, a medio plazo, el almacenamiento magnético se vea afectado por el óptico, sino que más bien éste se abrira su propio mercado.

Una premisa fundamental para el desarrollo de los discos ópticos era la disponibilidad de elementos constructivos de grabación/lectura láser más económicos. Cabe distinguir, en principio, tres clases de memoria óptica:

— CD-ROM («Compact Disc Read Only Memory», memoria de sólo lectura en disco compacto). De forma análoga a un disco, se graban elementos de información legibles ópticamente. El CD-ROM es apropiado para la distribución de grandes cantidades de datos que pueden ser leídos por el sistema. Se emplean en lugar de disketes pregrabados, papel y microfilm. El proceso de normalización de este tipo de discos está finalizado.

— WORM («Write Once Read Multiple», una escritura, múltiples lecturas). Las memorias de una sola grabación sirven como depósito de grandes cantidades de datos que se desea archivar por tiempo indefinido sin modificaciones. Esta memoria no tiene equivalente en la tecnología de memorias tradicionales, y por ello, requiere para aprovechar sus posibilidades específicas, del desarrollo de apropiados sistemas de operación y software. La estadarización del disco de 130 mm de diámetro es prácticamente un hecho.

RWM («Read Write Multiple», lecturas y escrituras múltiples). Este sistema de almacenamiento de información con posibilidad de grabaciones y borrados múltiples, puede emplearse según la finalidad de su aplicación, en lugar de los discos y de las actuales cintas de audio, vídeo y proceso de datos, sin que presenten las desventajas de las complicaciones debidas a la proximidad capa/cabezal de los sistemas magnéticos. Como sistema práctico se han mostrado las capas finas magnéticas de «tierras raras» con metales de transición. Son grabadas mediante la acción calorífica de un rayo láser (magnéticamente) y leídas por rotación de un rayo de luz polarizada. La normalización del disco de 130 mm se adapta a la del dsco WORM. Actualmente se trabaja en un estándar para disco de 90 mm.

El láser Excimer produce una salva extremadamente intensa de luz ultravioleta. Esta cualidad está generando un gran interés por su aplicación en campos como la síntesis química, fuerzas armadas, cirugía, y en la fabricación de semiconductores e integrados. El haz de fotones que emite produce bastante energía para romper muchas de las uniones químicas que mantienen las moléculas unidas, rompiéndolas o provocando el cambio de las uniones entre ellas. Esta cualidad para controlar el estado químico actual y cambiarlo de una manera muy selectiva es el núcleo de las más interesantes aplicaciones del láser Excimer.

EL AGUDO FILO DEL LÁSER EXCIMER

El modelo más usual de láser Excimer emplea gases raros diatómicos molecularmente, como el ArF (Argón-Fluor), KrF (Kríptón-Flúor), XeF (Xenon-Flúor) o XeCl (Xenon-Cloro), como especies activas a través de las cuales se produce el haz láser. En su estado natural, es decir, sin excitar, los átomos de los gases raros, Ne, Ar, Kr y Xe son no reactivos o inertes y no forman moléculas. Pero si se extrae un electrón de un átomo para ionizarlo, el átomo puede convertirse extremadamente reactivo y formar moléculas, principalmente con iones halógenos negativos del tipo del F^-, Cl^-, Br^- e I^- que tienen un electrón adicional unido a ellos.

Las moléculas de gases raros se mantienen unidas por medio de fuerzas electrostáticas de forma similar a la que forman los alcalinos (sales), como se ve en la parte superior de la figura 1a.

	Longitud de onda (nm)	Energía/ Pulso (mJ)
F_2	157	40
ArF	193	500
KrF	249	1.000
XeF	351 353	500
KrCL	222	100
XeCL	308	500

Debido a su naturaleza efímera (transitoria), con una vida media de unas pocas billonésimas de segundo antes de deshacerse con la emisión espontánea de fotones ultravioletas, no pueden ser colocados en un recipiente, pero pueden ser creados sobre la marcha en una cavidad láser. Esto se realiza normalmente mediante descargas eléctricas de alta tensión en una mezcla gaseosa de moléculas de tipo halógeno y átomos de gases raros, como se aprecia en la parte inferior de la figura 1a. Las moléculas de gases raros sin excitación que forman el nivel inferior del láser son inestables, por lo que, en cualquier instante hay muy pocas de ellas en la cavidad láser.

Aproximadamente todas las moléculas de haluros de gases raros son excitadas en la cavidad láser, y tienen suficiente energía disponible para la extracción de fotones láser ultravioletas. La longitud de onda de la luz láser está determinada por el tipo de moléculas creadas, y puede ser seleccionado de forma sencilla cambiando la mezcla de gases originalmente colocados en el tubo láser, como se ve en la tabla; en la tabla también se muestra la energía pulsante generada por los láser comerciales de excimer típicos. Estos dispositivos pueden producir salvas pulsantes de luz con una duración de, aproximadamente, 2×10^{-8} segundos con una repetición de unas 500 veces por segundo.

Fusión nuclear

Láser excimer mucho más potentes pueden ser construidos en el laboratorio. Un láser de KrF está produciendo , en el Laboratorio Nacional de Los Álamos, cerca de 4 teravatios (4×10^{12} vatios) de luz ultravioleta. Esta potencia es varias veces mayor que la capacidad combinada de todas las centrales eléctricas actualmente en servicio en todo el mundo, pero el láser sólo puede producir esta potencia durante apenas 5×10^{-9} segundos. Con la idea de una, eventual, construcción de una planta de energía nuclear, como medio relativa-

mente barato para producir electricidad sin polución, estos enormes láser son empleados para el estudio de las reacciones de fusión nuclear producidas cuando la luz concentrada del láser ilumina, calienta y comprime hasta altas densidades pequeñas esferas de vidrio que contienen gas de deuterio y tritio.

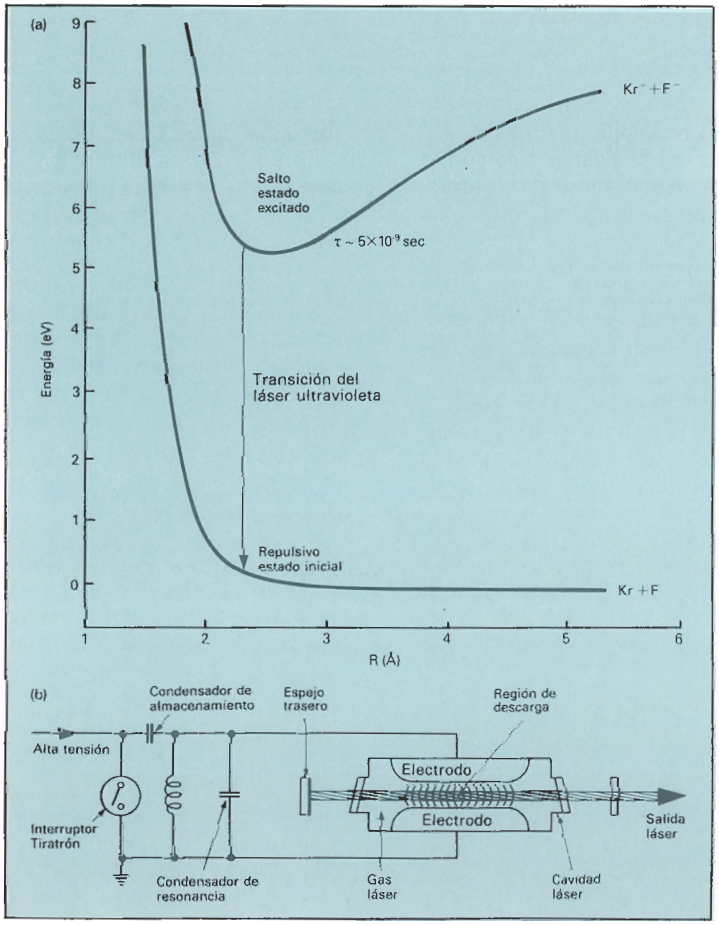
Para obtener más energía de la bola de la que se ha puesto dentro por medio del láser, el plasma creado debe permanecer durante al menos 2×10^{-8} segundos y tener una temperatura cercana a la del sol (10^{8} grados) mientras que mantiene una densidad mayor de 50 veces la de los sólidos. Los experimentos han demostrado que estas altas temperaturas y densidades se obtienen de forma más sencilla empleando luz láser ultravioleta de corta longitud de onda para irradiar el objetivo. Como los láser excimer pueden convertir eficientemente la electricidad en salvas pulsantes de fotones de luz ultravioleta (se han alcanzado eficiencias del orden del 10%), y puede hacerlo bastantes veces por segundo, se considera que son las fuentes excitadoras más adecuadas para cualquier planta de fusión nuclear inducida por láser que se pueda construir eventualmente.

Semiconductores

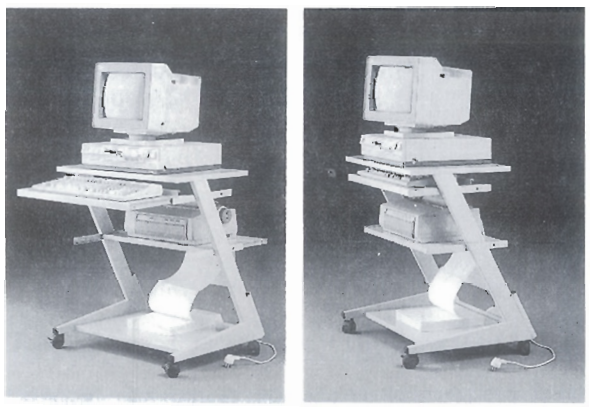
La habilidad de la luz de los láser excimer de ultravioletas para romper las meléculas de manera tan eficaz está siendo empleada en la industria de los semiconductores. Por ejemplo, capas altamente uniformes de metal conductor pueden ser depositadas sobre la superficie del componente de chip de silicio empleando el láser para liberar los átomos metálicos de las moléculas gaseosas sobre la superficie. Este proceso de la fabricación del chip de silicio se denomina deposición química de vapor, y se realiza, de forma convencional, mediante técnicas de plasma, lo cual es, en general, bastante más destructivo para la oblea de silicio y mucho menos controlable que la técnica láser. Finas superficies de silicio pueden ser realizadas también depositando átomos de silicio. Además, si simultáneamente se derrite localmente la oblea de silicio con un láser excimer, esta técnica puede ser adoptada para la implantación de dopantes en la masa de silicio. Esta implantación se emplea para crear uniones p o n que se combinan para formar minúsculos elementos del circuito en el chip.

Los actuales métodos de implantación de dopantes en el silicio que no emplean el láser tienden a dañar la red cristalina del mismo, por lo que es esencial recristalizar la oblea de silicio en un horno de alta temperatura. Aparte de añadir otra etapa lenta al proceso de fabricación, la recristalización a alta temperatura de la oblea completa puede también distorsionar los elementos del circuito del chip. Por otra parte, el método del láser excimer para la implantación puede recristalizar localmente la oblea de silicio así como lograr concentraciones muy altas, supersaturadas, de átomos dopantes.

Hay otro proceso también en la producción de chips de silicio que puede ser mejorado por el láser excimer. Diseños de circuitos complicados, extremadamente pequeños, que deben ser fabricados en la oblea de silicio son inicialmente preparadas aparte, reproduciendo una máscara patrón del circuito en una delgada película de plástico fotosensible, llamada "fotoresist", con la que se recubre el silicio. De manera similar a una máquina fotográfica, se proyecta mediante lentes y espejos una imagen de la máscara iluminada sobre el fotoresist. La parte expuesta, las zonas traslú-



MULTIGAYMA



lo más en menos

El compacto de trabajo para microordenador

MULTIGAYMA proporciona la mayor utilidad en el menor espacio. Gracias a su diseño ergonómico, mientras Ud. trabaja con el ordenador, todos sus elementos permanecen a su alcance, pero, cuando deja de utilizarse, el espacio ocupado se reduce a la mitad, con sólo un ligero movimiento de las bandejas porta-teclados e impresora.
Es nuestra conquista personal del espacio.
Es de GAYMA.

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

MICROGAYMA, S. A. C/. Cartagena, 70-80. Tels. 255 32 09-256 15 13. 28002 MADRID

cidas de la máscara patrón, se eliminan por un procedimento químico. Los iones son posteriormente implantados en el silicio a través de los huecos del fotoresist. Este proceso de reprodución óptica de la máscara patrón en la oblea de silicio se denomina fotolitografía; una fuente de luz incoherente, una lámpara, ilumina la máscara. Sin embargo, recientemente, las fuentes de luz ultravioleta basadas en láser excimer han demostrado varias ventajas básicas sobre las lámparas en este proceso. La ventaja más chocante es que el láser puede producir imágenes que son unas 10^8 veces más brillantes que las procedentes de una lámpara. Esto implica que el tiempo de exposición del fotoresist puede hacerse tremendamente pequeño, permitiendo un sustancial aumento de la producción de la máquina de fotolitografía. Además como las longitudes de onda producidas excimer son en general mucho más cortas que las producidas por las lámparas de alta potencia, detalles de tamaño mucho más pequeños de la máscara pueden ser reproducidos en el chip. Esto permite ser incorporados en un mismo chip, por lo que cada chip realiza un número mayor de operaciones a una velocidad más elevada.

Otra ventaja del láser excimer consiste en que las salvas extremadamente cortas de fotones ultravioletas pueden también remover, grabado o limpieza, el fotoresist de las regiones expuestas sin necesidad de procesos químicos. Por tanto, la fuente de láser excimer quiere decir que se elimina otro paso en el proceso de producción.

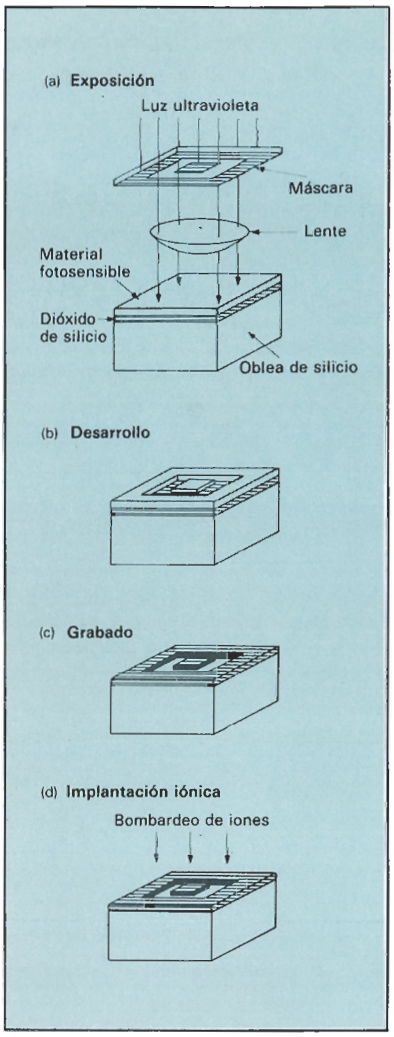
Grabado limpio

La luz ultravioleta del láser excimer graba directamente materiales plásticos produciendo una microexplosión a través de una eficiente y rápida ruptura de las uniones que mantienen unido el polímero. Al contrario que los láser que trabajan con longitudes de onda larga, el láser excimer no produce fusión, y sólo un pequeño calentamiento de la zona adyacente al material expuesto, por lo que se crean unos profundos surcos. La posibilidad de realizar cortes extremadamente limpios sin alterar o dañar los tejidos adyacentes ha despertado un gran interés en los centros médicos de todo el mundo.

La primera aplicación médica de los láser excimer consistió en corte y "reforma" de los tejidos de la córnea del ojo. Al contrario que la luz con longitudes de onda más larga, la radiación ultravioleta no pasa a través de la capa de la córnea, y por tanto no alcanza el interior del ojo. En una operación denominada Keratomía radial, introducida en Rusia, se emplea un bisturí de diamante para hacer incisiones radiales en la córnea. Como la córnea, al igual que una lente, puede enfocar la luz, un cambio en su radio de curvatura puede realizar una corrección permanente de los defectos causados por la lente, como la pérdida de visión a corta distancia. Recientemente se ha comprobado que las técnicas de máscara permiten emplear el láser excimer en este tipo de cirugía, con una calidad y precisión que excede con mucho a la conseguida con el bisturí de diamante. El excimer también puede realizar las precisas incisiones necesarias para los trasplantes de córnea o para eliminar las cataratas.

Angioplastia global

Se están realizando trabajos para investigar el uso del láser excimer para la angioplastia, esto es, el procedimiento para desbloquear arterias. El bloqueo de las arterias cerca del corazón por acumulación de placas, condición conocida como arterioesclerosis, conduce eventualmente a un ataque cardiaco. Los métodos más extendidos de la cirugía actuales utilizan para aliviar esta situación la, extremadamente invasiva, cirugía a corazón abierto, en la cual los cirujanos evitan el bloqueo injertando una nueva arteria en lugar de la atascada. Se ha desarrollado recientemente una técnica menos invasiva, denominada angioplastia global, en la cual se introduce una fibra con un globo en el final en las arterias a desbloquear; el globo se infla en la zona a desbloquear para ensanchar el camino. El paciente permance consciente durante el tratamiento. Sin embargo, esta técnica también puede dañar el tejido arterial. Un método alternativo consiste en el uso de un láser excimer, cuya luz se pasa a través de una fibra óptica a la arteria, para destruir el bloqueo de forma limpia. Los estudios iniciales que el láser excimer puede remover las placas blandas, que no estén calcificadas, eliminando la obstrucción de manera limpia y eficiente. Los bloques calcificados son mucho más difíciles de eliminar.

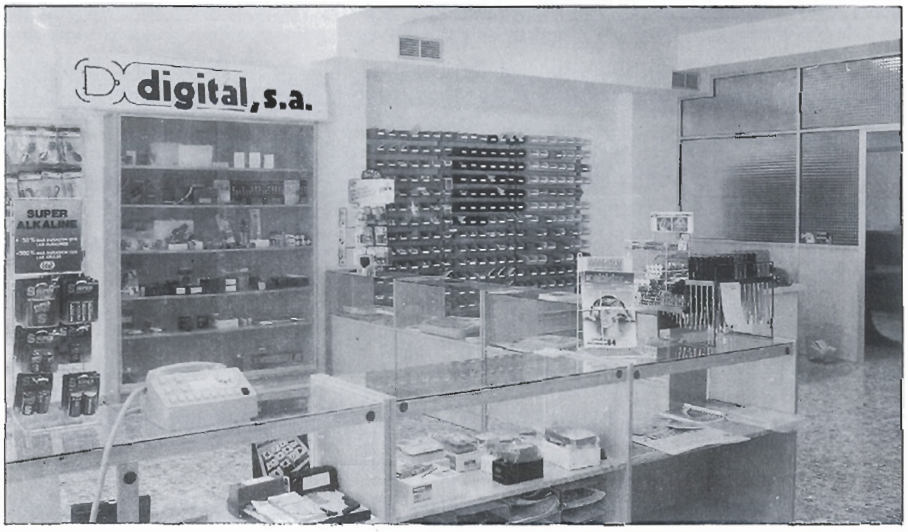


Entre otras aplicaciones médicas que están siendo estudiadas, se encuentra la neurocirugía muy precisa de corte en el cerebro y la espina dorsal. Mientras que la mayor parte de las aplicaciones de láser visible e infra-rojo de gran potencia emplean éste como una sofisticada herramienta de corte y soplete de soldadura, la mayor parte de las aplicaciones potenciales de los láser excimer hacen uso de la gran potencia que son capaces de producir y de la habilidad de los fotones ultravioletas para producir cambios en el estado químico de la materia de una manera más eficiente. Se espera el desarrollo de muchas otras nuevas aplicaciones de los láser excimer a medida que tanto científicos como ingenieros se den cuenta cada vez más de su tremendo potencial.

A la vista de las imnumerables ventajas, podemos afirmar que, en caso de no existir actualmente, habría que inventar el láser eximer.

digital s.a.

LA TIENDA DE ELECTRONICA DE VANGUARDIA



C/ PILAR DE ZARAGOZA, 45
(Semiesquina a Cartagena)
TELEFONOS 2464990 y 2465663
28028 **MADRID**

GRAN VARIEDAD
AMPLIO SURTIDO
¡CONSULTENOS!

AUTOBUSES:
1, 48, 11, 89, 12, 43, 56, 72,
73, 74, M7, CIRCULAR
METRO
DIEGO DE LEON



- COMPONENTES ACTIVOS
- COMPONENTES PASIVOS
- CIRCUITOS INTEGRADOS
- MICRO-CIRCUITOS
- KITS
- INSTRUMENTACION
- HERRAMIENTAS
- BIBLIOTECA TECNICA
- FERRITAS
  ETC.



- FUNCIONAMIENTO GARANTIZADO
- MODERNA TECNOLOGIA
- SERVICIO DE REPARACION

KITS elektor

- COMPONENTES DE PRIMERA CALIDAD, INCLUYEN PIEZAS, CIRCUITO IMPRESO E INSTRUCCIONES

KITS DE ESTE MES

REF.	DESCRIPCION	P.V.P. (SIN IVA)
326	EMULADOR UNIVERSAL DE EPROM	21.281
327	AUTOBOMBA	9.897
328 A	CONTROL DIGITAL PARA MOTORES DE MODELISMO (20 A)	4.626
328 B	CONTROL DIGITAL PARA MOTORES DE MODELISMO (40 A)	6.246
329	REGULADOR PARA CARGAS INDUCTIVAS	2.920

ENVIOS DIARIOS POR CORREO

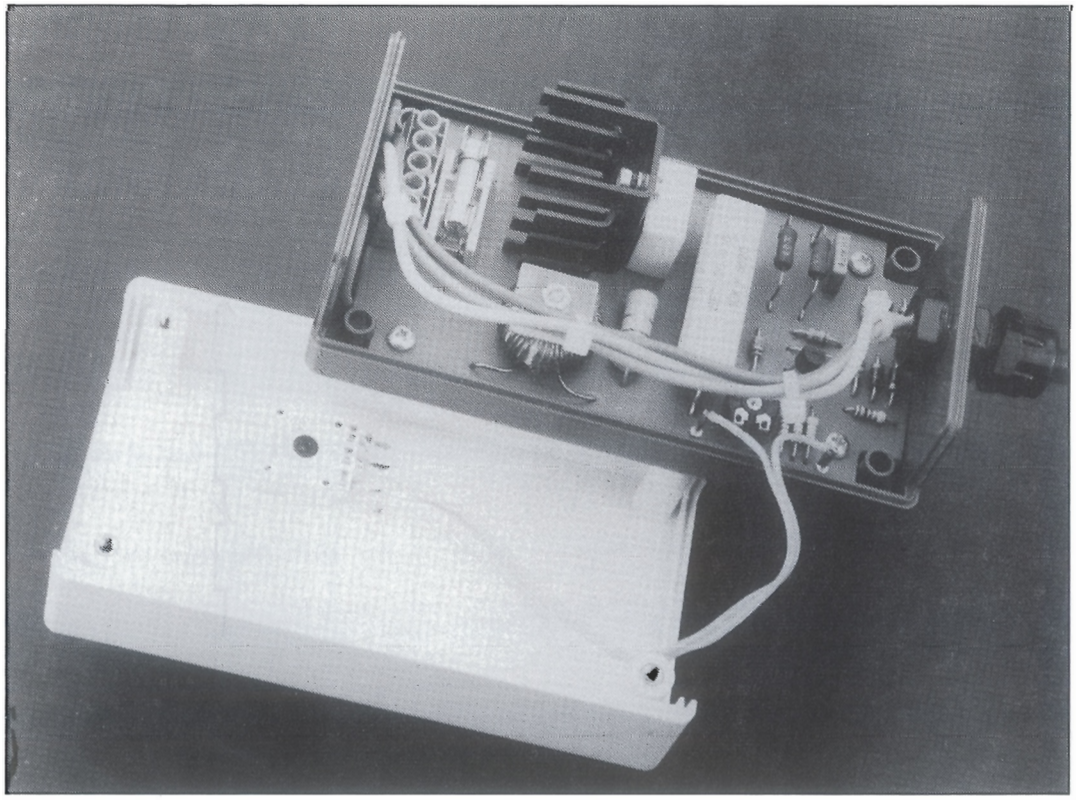
Rápidamente ponemos en cualquier punto de España el material que necesite, pagándolo cómodamente contra reembolso, talón o giro anticipado incluso con cargo a su tarjeta de crédito.

TIENDA
C/. Pilar de Zaragoza, 45
28028 MADRID

TELEFONOS:
(91) 246 49 90
246 56 63

Un sencillo circuito que resuelve el viejo problema de mantener la condición de disparo de un triac cuando éste se emplea para la regulación de cargas inductivas.

REGULADOR PARA CARGAS INDUCTIVAS



La gran mayoría de los circuitos de regulación tan sólo son idóneos para regular cargas resistivas (no reactivas), es decir, cuando no existen diferencias de fase entre la tensión y la corriente presentes sobre la carga. Esto significa que se pueden mantener los pulsos de disparo un tiempo relativamente corto, dado que la corriente que circula por la carga está en fase con la tensión, inmediatamente después de que haya tenido lugar la condición de disparo. Normalmente, la corriente de carga es mayor que la corriente de mantenimiento, por lo que el triac o tiristor se dispara inmediatamente y se mantiene en conducción.

Cuando la carga es principalmente inductiva (por ejemplo, un transformador o un choque de una lámpara fluorescente) la corriente por la carga se retrasa respecto a la tensión y puede o no llegar o pasarse del nivel de mantenimiento. Bajo estas circunstancias, el triac conduce un instante pero deja de conducir al final de la condición de disparo. Este efecto no deseado se puede mantener controlado dentro de unos límites por medio de un alargamiento del pulso de disparo, empleando un tren de pulsos o una RC. La primera solución requiere el empleo de un circuito de control con la apropiada etapa de excitación. La duración del pulso requiere un control exacto para evitar que se produzcan pulsos de disparo después del cruce por cero de la tensión, evitándose así disparos erróneos. Los circuitos adecuados para cumplir estos requisitos son, incomprensiblemente, relativamente complejos.

Un método bastante simple consiste en el empleo de una red RC, la cual básicamente aumenta la corriente hasta el nivel de mantenimiento, con lo que el triac permanece activo cuando el pulso de disparo está inactivo. Aunque los fabricantes de triac normalmente ofrecen los datos necesarios para el diseño de esta aplicación, todavía es bastante difícil dimensionar el circuito para un óptimo y efectivo disparo, siendo, por lo tanto, necesario, en la mayoría de los casos, efectuar pruebas y ajuste de errores por medio del análisis de la señal con la ayuda de un osciloscopio.

Disparo mediante un tren de pulsos

El circuito descrito en el presente artículo se basa en el disparo de la puerta por medio de un tren de pulsos, empleando tan sólo algunos componentes discretos. La figura 1 representa tres métodos de controlar un triac.

La figura 1a ilustra un circuito de control del ángulo de fase sobre la carga Zl. Está compuesto de un triac T, un diac D y una red RC, donde la resistencia (P) está conectada en paralelo entre el diac D y el terminal A2 del triac, mientras que el condensador C está conectado en paralelo con el diac y el terminal A1 del triac. En este circuito, el disparo depende de la carga, o dicho en otras palabras, la sincronización depende de la tensión a través del triac que es función de la corriente de carga. El circuito es, por tanto, inadecuado para la regulación de cargas altamente inductivas que requieren un pequeño ángulo de conducción, existiendo además una fuerte tendencia a un funciona-

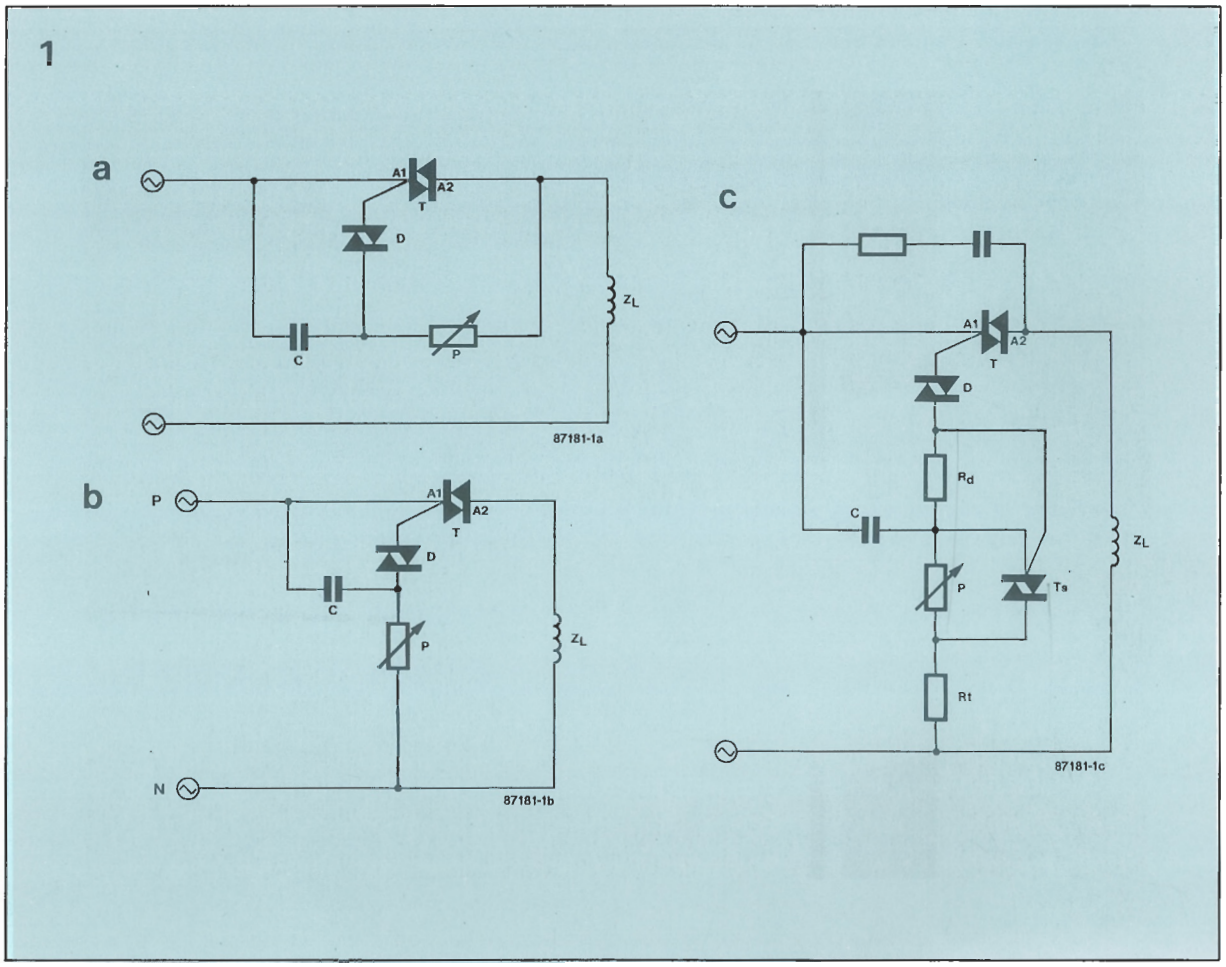


Figura 1. Tres formas de controlar el ángulo de puerta en un regulador basado en un triac.

miento asimétrico, el cual puede ser peligroso con vistas a la saturación de la inductancia, debido a la corriente continua relativamente alta.

La figura 1b representa un circuito básico para el disparo de un triac por medio de la tensión de red. En este circuito, la resistencia P se conecta al polo neutro de la alimentación en lugar de en paralelo con el diac y el terminal A2 del triac. Los pulsos de disparo se dan con una diferencia de fase fija de 180 grados, independiente de la corriente por la carga. Aunque este circuito ofrece un control de la carga más seguro que el anterior, su funcionamiento llega a ser completamente asimétrico si el ángulo de puerta es más pequeño que el ángulo que representa el retardo de la corriente sobre la carga. Otra desventaja de este circuito consiste en la necesidad de conectarlo a las líneas de fase y neutro tal y como se representa en la figura.

La figura 1c representa un circuito para el control de un triac un poco más complejo. A continuación del pulso de disparo, se generan una serie de pulsos adicionales hasta el próximo cruce por cero de la tensión de alimentación. El funcionamiento del circuito se ilustra en los diagramas de tiempo de la figura 2. Asumiendo una diferencia de fase Φ de 85 grados entre la tensión de alimentación y la corriente por la carga, y un ángulo de puerta $\varnothing$ de 60 grados, el triac se dispara después de que haya transcurrido el retardo de disparo (A) y se mantiene activo hasta alrededor de los 240 grados (B) gracias al tren de pulsos. El triac se bloquea en el punto B, pero se redispara inmediatamente por el siguiente pulso de puerta repetitivo. El funcionamiento es ligeramente asimétrico durante los primeros semiperíodos, pero la duración de la conducción llega a ser gradualmente más equilibrada tal y como se representa por la curva de puntos de la figura.

El circuito práctico

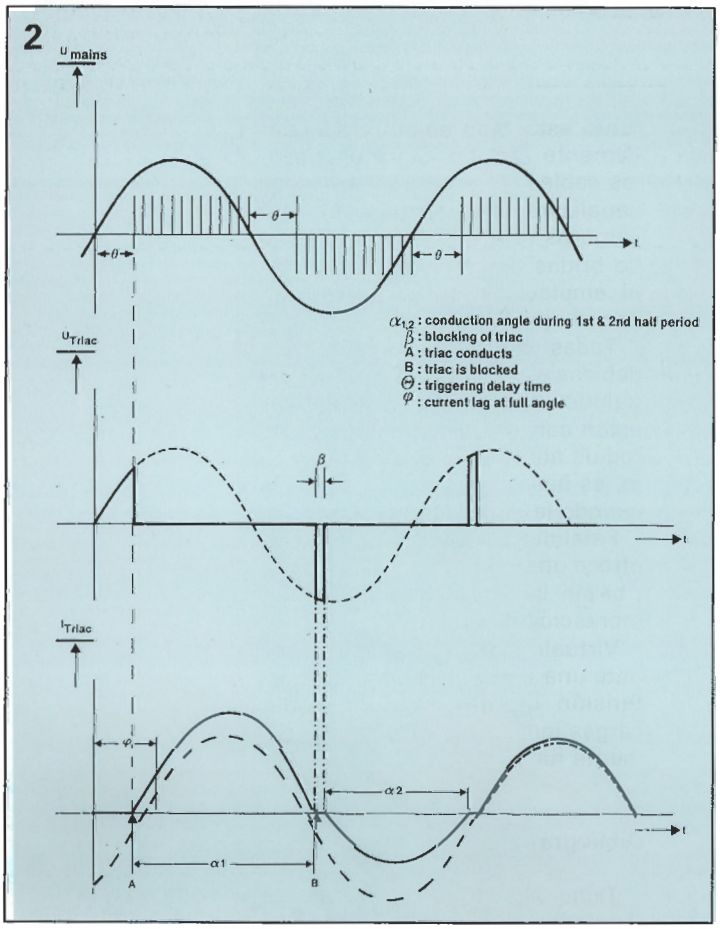
El diagrama del circuito regulador para cargas inductivas se representa en la figura 3. Un pequeño pero sensible triac auxiliar Tri2 genera el tren de pulsos necesario para el mantenimiento de la señal de control de la puerta del triac Tri1. El condensador C1, la resistencia de compensación R5 y el potenciómetro P2 definen el ángulo de puerta Φ. La resistencia ajustable P1 permite fijar el mínimo ángulo de conducción, asegurando de esta forma un perfecto disparo del triac Tri1 incluso cuando la corriente por la carga es relativamente baja.

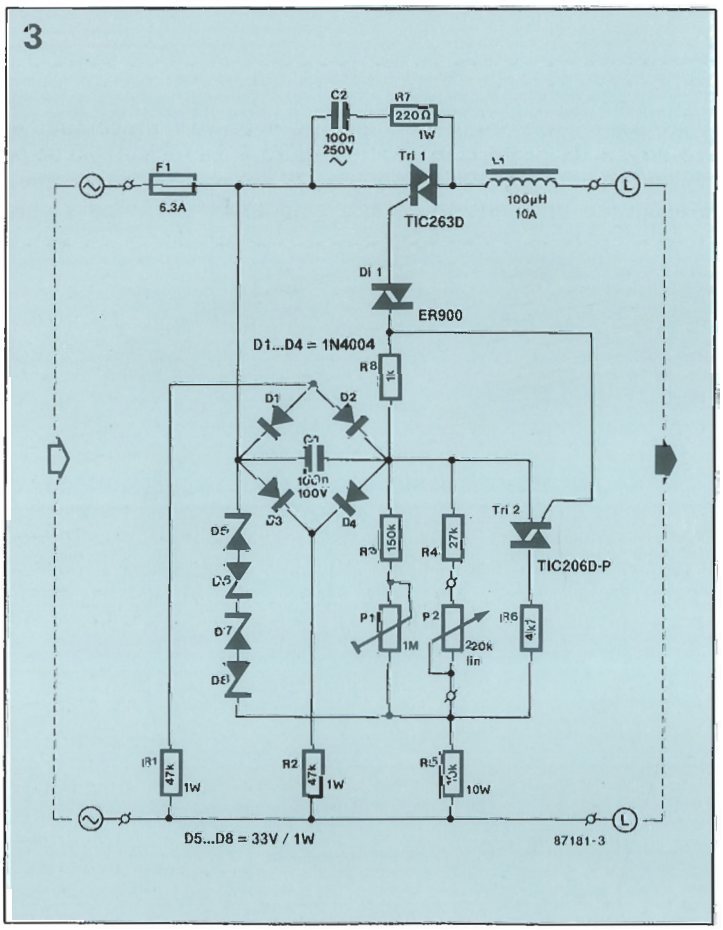
El condensador C1 se carga a partir de los cero voltios, y el diac Di1 se dispara tan pronto como alcance su tensión de conducción. El ángulo de conducción fijado es igual para ambos semiperíodos.

Cuando se aplica el primer pulso a la puerta de Tri1 y surge la tensión sobre R8, el triac Tri2 se dispara. Una vez que éste está conduciendo, se desvía por la resistencia (R4+P2 // R3+P1), por lo que los ciclos de carga de C1 siguientes tienen un período mucho más corto (R5+R6)C1. Después de este retardo, el triac Tri2 se dispara comenzando un nuevo ciclo. Una sucesión de pulsos se aplican a la puerta del triac principal Tri1 hasta que la tensión de alimentación alcanza el cruce por cero. El triac Tri2 se bloquea entonces, por lo que la carga del condensador C1 durante el siguiente semiperíodo está determinada por la constante de tiempo fijada por la resistencia (R4+P2 // R3+P1). Una vez más, la consulta del diagrama de tiempos de la figura 2 puede aportar más detalles del funcionamiento del circuito.

Figura 2. Disparo por un tren de pulsos sincronizados por la tensión de alimentación.

Figura 3. Diagrama del circuito regulador para cargas inductivas.





4

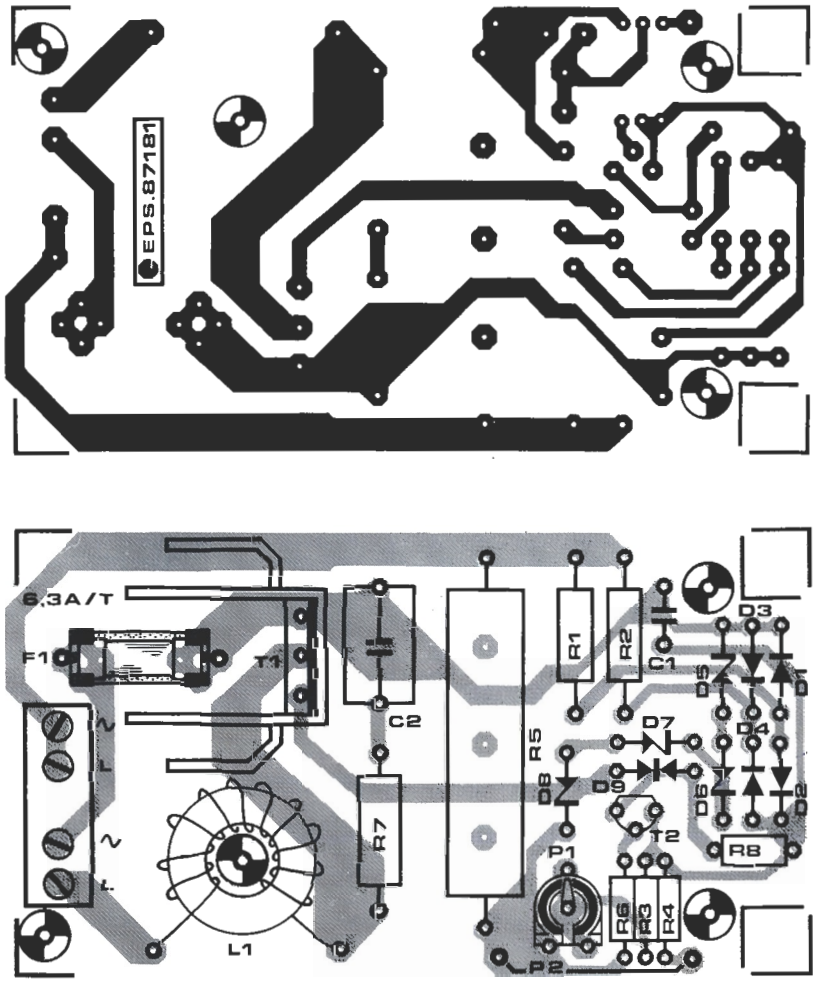


Figura 4. Disposición de las pistas y serigrafía de montaje del circuito impreso para el montaje del regulador para cargas inductivas.

Los diodos zener D5 a D8 inclusive sirven de protección contra sobretensiones, y al mismo tiempo aseguran una tensión de alimentación estable para el circuito de disparo, eliminando inestabilidades debidas a fluctuaciones de la tensión de red.

Los diodos D1 a D4 inclusive y las resistencias R1 y R2 aseguran que el condensador C1 se descarga completamente durante los cruces por cero, garantizando que la histéresis permanece dentro de los límites aceptables. La red de amortiguamiento C2-R7 tiene un efecto de estabilización sobre el circuito de control porque suprime los pulsos originados sobre la carga inductiva cuando ésta soporta menos de la corriente de mantenimiento del triac principal.

Realización práctica: lo primero la seguridad

El regulador para cargas inductivas se construye sobre el circuito impreso representado en la figura 4. La resistencia de potencia R5 se montará algo separada del circuito impreso para permitir la disipación del calor que se produzca. La bobina L1 es un típico choque supresor para triac, el cual no es estrictamente necesario para cargas inductivas. Sin embargo, para cargas resistivas, este choque no se omitirá dado que limita las corrientes de conmutación. Los parámetros de inductancia y corriente para L1 son variables dependiendo de la carga que se quiera controlar; los valores indicados de 100 μH y 10 A tan sólo son necesarios cuando el regulador se emplee para controlar cargas del orden de 750 W y mayores. El tamaño del radiador para el triac Tri1 está principalmente determinado por el espacio disponible dentro de la caja de plástico donde ubiquemos el regulador. Se realizarán algunos taladros sobre la tapa para asegurar una refrigeración suficiente de la resistencia R5 y el triac Tri1. Asegurarse de que todo el conjunto está bien sujeto y adecuadamente aislado. Si se emplean, los cables de entrada y salida se canalizarán a través de gomas pasamuros y se sujetarán por medio de bridas de plástico. No olvidar el empleo de un potenciómetro con el eje de plástico.

Todas estas indicaciones son debidas a que varias partes del regulador para cargas inductivas están conectadas a la tensión de red de alimentación y, por lo tanto, es bastante peligroso tocarlas cuando la unidad está operativa.

Finalmente, el circuito descrito ofrece una buena garantía de control sin la necesidad de una alimentación adicional.

Virtualmente, el regulador permite una variación completa de la tensión de alimentación sobre cargas inductivas de aproximadamente hasta 1.000 W. ⏮

Bibliografía:

Triac Applications, Thomson Semiconductor.

Los modelistas se deleitarán montando y usando este controlador digital para motores eléctricos; se trata de un montaje ultra-compacto, de alta eficacia y con una corriente de salida hasta 40 A.

CONTROL DIGITAL PARA MOTORES DE MODELISMO



Desde hace unos años el Modelismo de Radio Control se ha convertido en un pasatiempo cada vez más popular. En cuanto a los motores para estos artefactos, se puede comprobar una importante evolución...

Hasta hace algún tiempo, los modelos de aviones, barcos, coches, estaban equipados con los clásicos motores de explosión, que tenían, entre otros, el inconveniente de generar un molesto ruido característico. Pero la evolución de los diminutos motores eléctricos así como la de las baterías de acumuladores, hacen del motor eléctrico actual un serio competidor del tradicional motor de explosión.

La implantación de un motor eléctrico en un modelo a escala, implica la problemática de su control remoto por radio. La primera solución que salta a la mente es el atacar un interruptor marcha/paro por un servocontrol, pero en la mayoría de los casos se necesita una dosificación más elástica de la potencia. Un interruptor (por pasos) con resistencias en serie, tales como los que encontramos en las cajas de construcción de coches de control remoto; pueden ser una alternativa, aunque desde el punto de vista técnico no sea ninguna maravilla. En efecto, todo el calor disipado por las resistencias es energía perdida, reduciendo de esta forma la autonomía de acción del artefacto en cuestión, para una misma carga del acumulador. Desde el punto de vista mecánico, los interruptores de resistencias presentan también algunas debilidades; basta que un coche teledirigido choque con cualquier obstáculo con cierta violencia para que la transmisión entre el servo y el regulador sufra daños considerables. En este apartado de regulación del régimen del motor, la Electrónica cumple de una forma mucho más precisa y segura, la función de control, a la vez que las pérdidas por el calentamiento son mínimas y la carga puede ser atacada directamente por el receptor.

Perfil del sistema

Las descripciones de montajes para gobernar motores eléctricos por Radio-Control son innumerables y constituyen, sin duda alguna, una de las actividades principales de las publicaciones especializadas en modelismo. Por esta razón, en nuestro caso, hemos optado por un montaje original... un control totalmente digital. La modulación de la anchura del impulso a una frecuencia elevada (de 1 a 2 Khz), junto a una etapa de salida de potencia con FETs, hacen que el sistema aquí propuesto sea de sumo interés. Según las necesidades de cada usuario se pueden conectar hasta 4 FETs en paralelo, de forma que se puede llegar a suministrar al motor un máximo de *40 A*. Gracias al par de diodos D5 y D6, el motor gira de forma regular y desahogada a cualquier régimen. Las dos resistencias ajustables P1 y P2 permiten regular los regímenes de giro neutro y máximo del motor; esta característica conlleva dos ventajas: a) la fácil adaptación a diferentes marcas y modelos de Radio-Control (Robbe, por ejemplo se caracteriza por una duración de canal algo diferente); esto permite escoger el modo de funcionamiento adecuado, a uno o dos cuadrantes. El modo de un cuadrante será muy apreciado por los aeromodelistas, ya que un motor de avión sólo suele tener un úni-

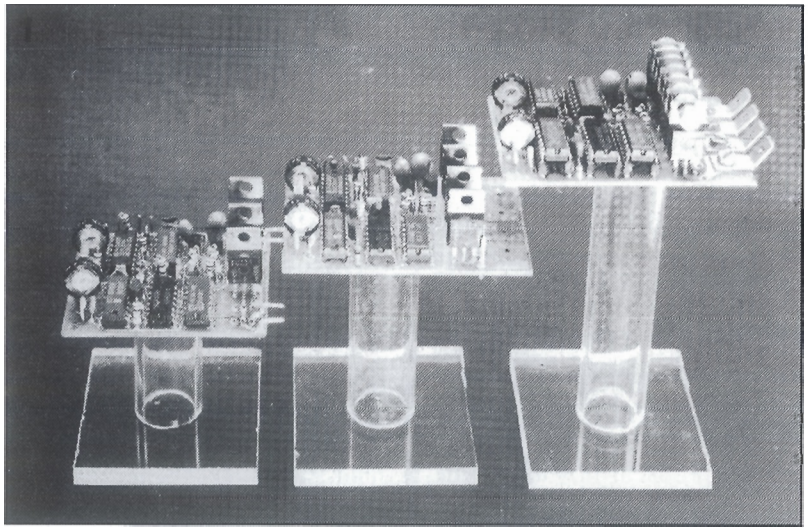


Figura 1. La posibilidad de conectar en paralelo varios FET de potencia permite adaptar este montaje al valor de la corriente a gobernar (y al presupuesto de cada uno). Junto a estas líneas, se pueden ver las tres versiones, en este orden 10, 20 y 40 A.

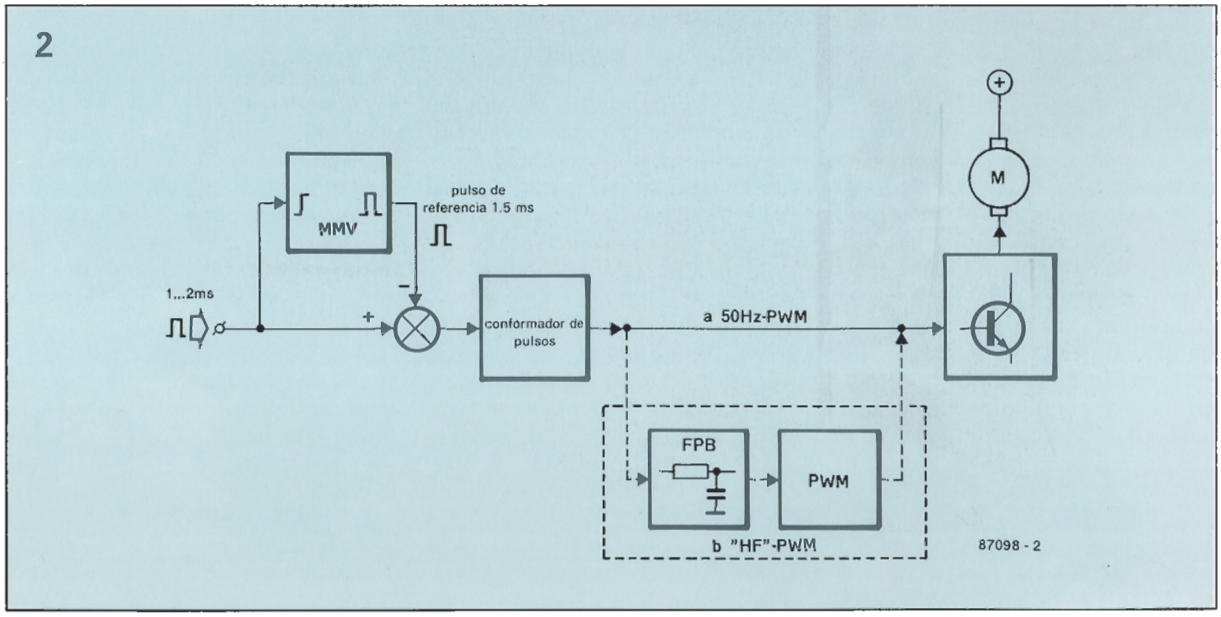


Figura 2. Diagrama de bloques de un sistema de regulación del motor «clásico». Una señal de baja frecuencia ataca a la frecuencia de repetición de 50 Hz de los impulsos suministrados por los canales o vías. Los Radio-Controles de RF tienen moduladores de anchura de impulso distintos.

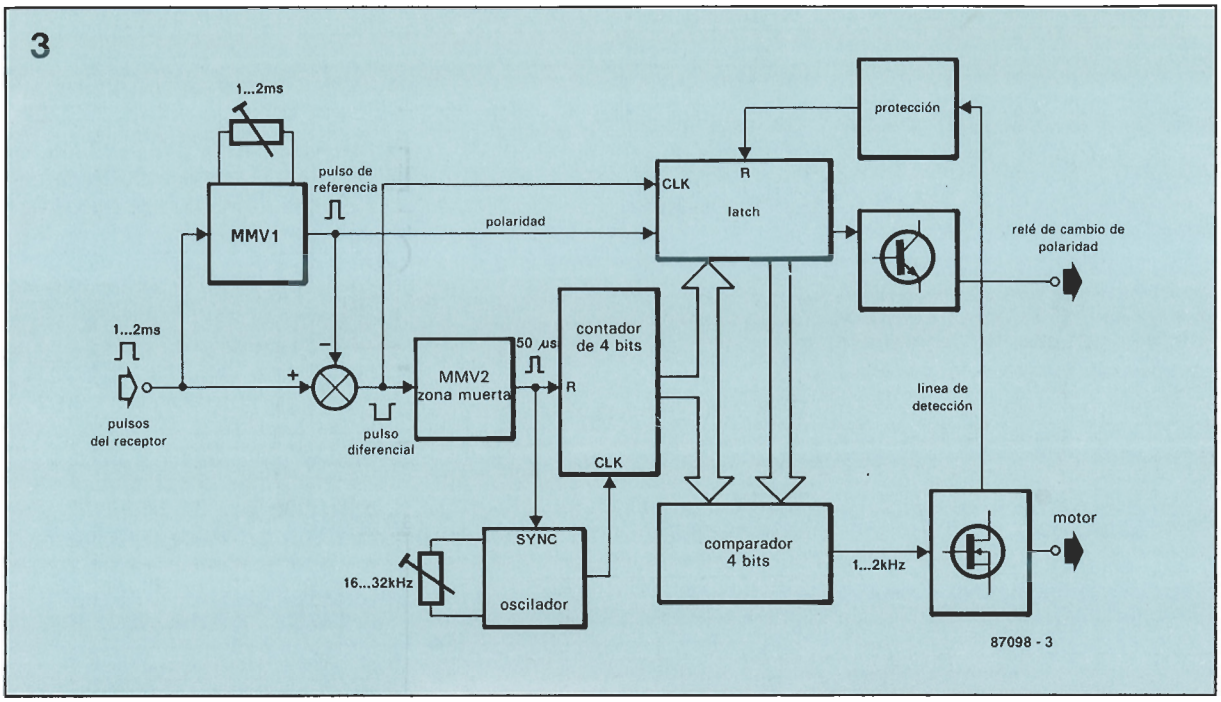


Figura 3. Esquema sinóptico del concepto expuesto en este artículo. La resolución de 4 bits permite 16 pasos, tanto hacia adelante como hacia atrás.

co sentido de giro. También se puede efectuar un reglaje de forma que el motor esté parado cuando se tire a fondo hacia atrás del timón de profundidad y se empuje a tope hacia adelante la deriva (eso permite que, jugando con la deriva, tirando de ella hacia atrás se pueda obtener el efecto de «inversión» del motor). Esta operación permite utilizar la inversión para realizar aterrizajes de precisión.

La inversión del sentido de giro del motor se realiza por medio de un relé de cambio de polaridad (añadido). Una etapa de cambio totalmente electrónica no se justifica, en este caso, ya que supondría cuadruplicar el volumen del montaje en su etapa de potencia así como aumentar innecesariamente el costo del montaje. En el modo de funcionamiento de «Un cuadrante», el relé de cambio de polaridad no tiene ningún interés.

La alimentación de la etapa de regulación del montaje se consigue con un regulador de baja caída de tensión.

Esta tensión de 5V también puede alimentar el receptor y otros servos suplementarios. De esta forma se puede suprimir el acumulador del receptor, eliminando el peso innecesario. En este caso se sopesarán los riesgos y las ventajas, ya que una descarga excesiva del acumulador del motor dejará también sin tensión al circuito del receptor. Este montaje está, por supuesto, protegido contra falsas maniobras como podrían ser cortocircuitos de salida o sobrecarga térmica.

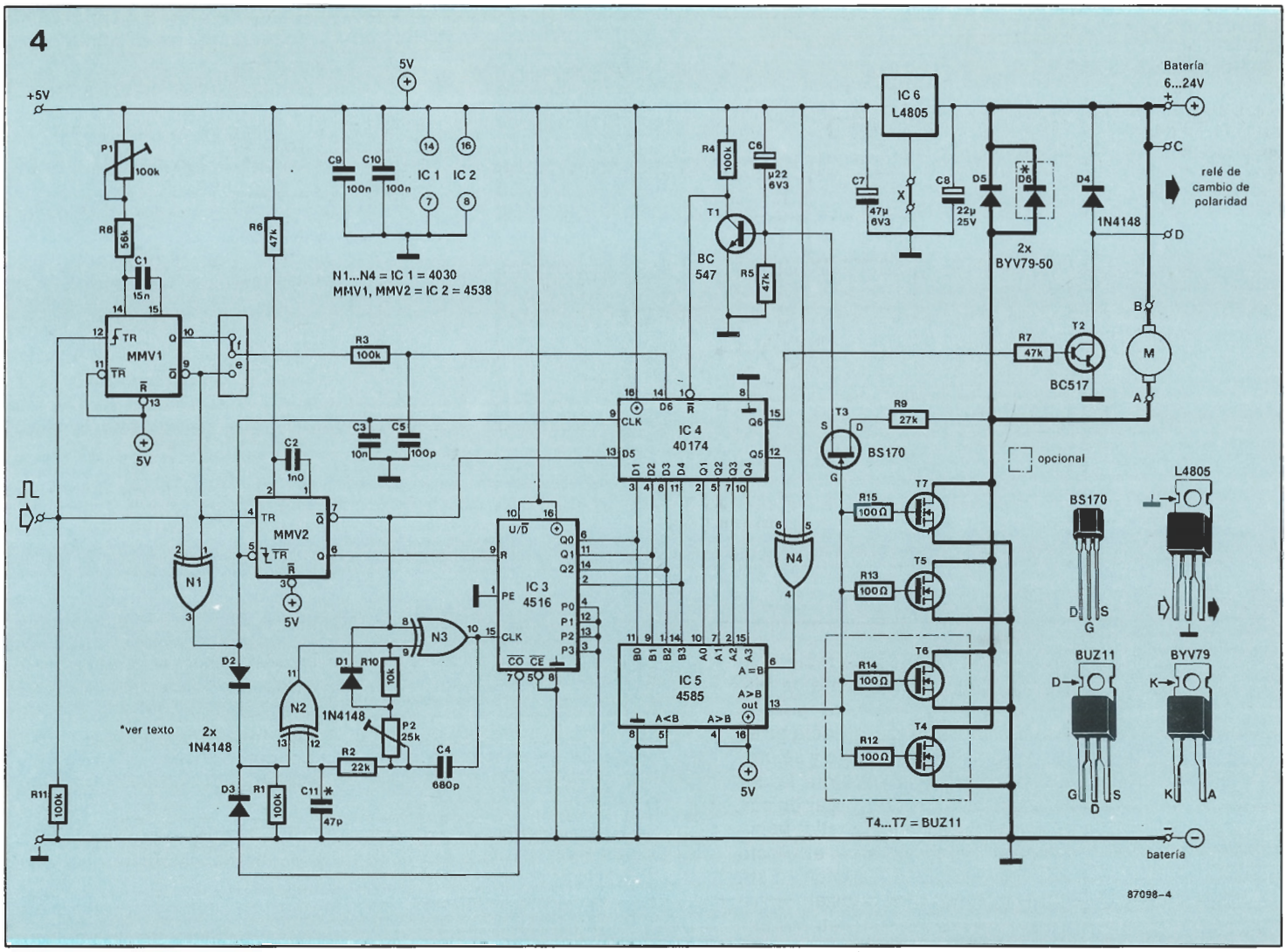
Razones del control digital

Un regulador del motor, en principio, no es más que un convertidor de impulsos en tensiones proporcionales. El decodificador del receptor sumistra un impulso cuya duración varía entre 1 y 2 ms. La anchura del impulso en cuestión determina la posición del órgano al que ataca. Para dar al radio-control un comportamiento en tiempo real aceptable, los impulsos de mando se repiten con una frecuencia de 50 Hz aproximadamente.

Los sistemas de regulación clásicos (analógicos) comparan el impulso de entrada con un impulso de referencia (cuya magnitud corresponde con la posición del neutro); el impulso diferencial obtenido por la comparación se alarga (multiplicándolo por un factor dado). A continuación existen dos posibilidades: 1) atacar directamente la etapa de potencia por el citado impulso «alargado». 2) Atacar a un modulador de anchura de impulso por el valor medio de la serie de impulsos alargados; este modulador, a su vez, gobierna a una frecuencia más elevada, la etapa de potencia. El inconveniente de la opción analógica descrita consiste en que la tensión media de salida no es únicamente función de la anchura del impulso, sino también de la frecuencia de repetición. En el caso de los radio-controles más modernos, puede que, por razones de optimización de la densidad de información, la frecuencia de repetición depende de la posición de los demás canales, lo cual genera alguna que otra interferencia molesta. El concepto digital descrito en el presente montaje elimina todos los inconvenientes que hasta ahora han aparecido con las opciones tradicionales.

Diagrama de bloques

El esquema sinóptico de la figura 2 muestra una etapa de entrada clasica. El impulso de entrada activa un multivibrador monoestable (MMV) encargado de generar un impulso de referencia. El impulso diferencial disponible a la salida del sumador ataca a un segundo monoestable de duración estabilizada breve. Esta duración sirve para definir una zona muerta en torno a la posición neutra. Para conseguir una reacción de regulación del motor es necesario que la longitud del impulso diferencial sobrepase la del impulso que define la zona muerta. Simultáneamente, MMV2 procede a realizar la puesta a cero de un contador de 4 bits y gobierna la sincronización del oscilador constituido en torno a N3. Después de transcurrido el tiempo de neutralización definida por la zona muerta de MMV2, el contador se libera de nuevo. Cuando el impulso diferencial ha transcurrido, la información momentáneamente presente en el contador será almacenada en un «latch». Luego, cuanto más largo sea el



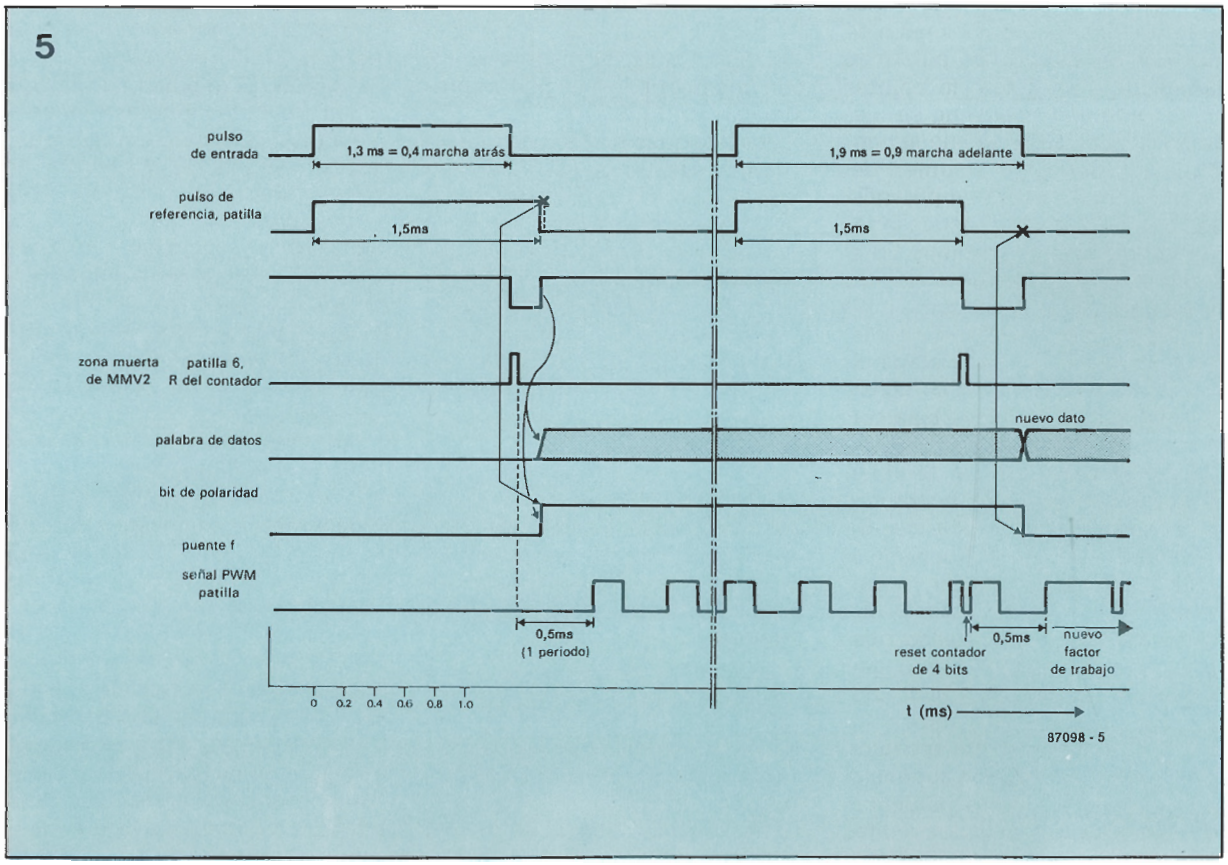


Figura 4. Comparado con el de una regulación convencional, el esquema de nuestro montaje puede parecer impresionante. La utilización de componentes estándar limita los costes. Sólo los FET de potencia pueden resultar algo más caros. Las líneas gruesas indican las pistas de alta corriente.

Figura 5. Cronograma de las señales más importantes.

Figura 6. La inserción vertical de las resistencias y de los diodos permite reducir la superficie de la placa de circuito impreso.

Lista de componentes

Resistencias:

R1, R3, R4, R11=100 k
R2=22 k
R5...R7=47 K
R8=56 K
R9=27 K
R10=10 K
R12...R15=100 Ω
P1=100 K ajustable
P2=25 K ajustable
(P1,P2 miniatura vertical)

Condensadores:

C1=14 n (MKT)
C2=1 n cér.
C3=10 n cér.
C4=680 p cér.
C5=100 p cér.
C6=0μ22/6V3 tánt.
C7=47μ6V3 tánt.
C8=22μ25 V tánt.
C9,C10=100 n
(condensador de desacoplo miniatura)
C11=47 p
(ver texto)

Semiconductores:

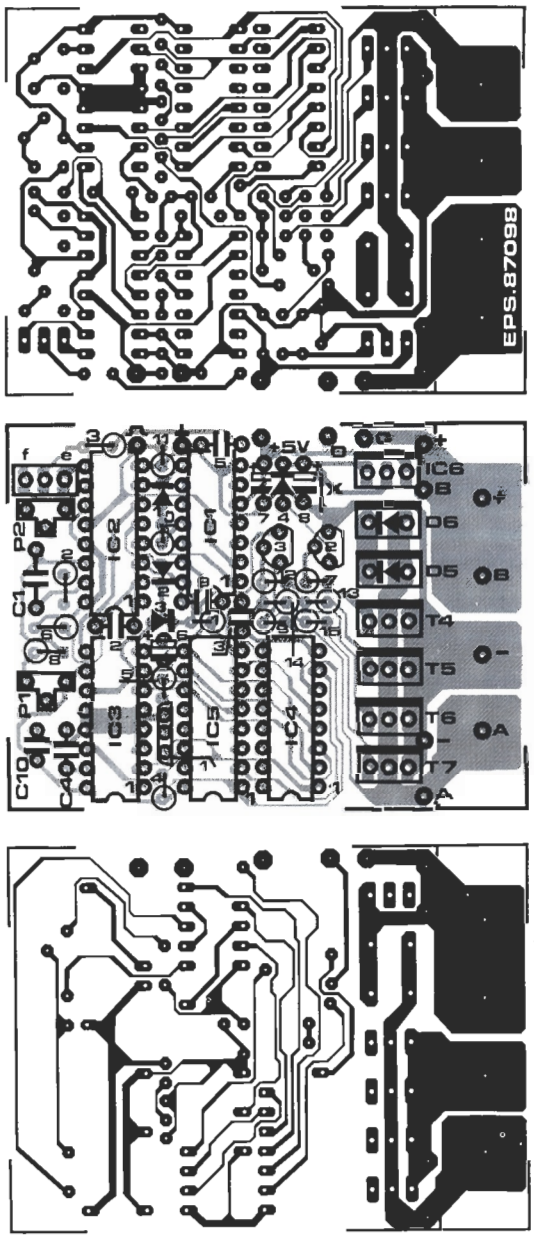
D1...D4=1N4148
D5,(D6*)=BYV79-50
T1=BC 547
T2=BC 517
T3=BS 170
T4,T5 (T6*,T7*)=BUZ11
IC1=4030
IC2=4538
IC3=4516
IC4=40174
IC5=4585
IC6=L4805 (ver texto)
* Opcional para corrientes >20A y/o rendimiento mayor

Varios:

Hembra acodada 450 4 contactos tipo coche (recomendado para corrientes elevadas)
4 tiras de 20 contactos para circuito impreso, para la realización de los zócalos de integrados (soldar por ambas caras del circuito impreso
Tira de 3 contactos acodados 90º+1 puente para conexión (puente e o f)

Relé de cambio de polaridad (opcional) bobina de 5 voltios/400 mA máx.; corriente del contacto según las características del motor empleado
EPS 87098

6



CARACTERISTICAS TECNICAS

Tensión de alimentación: 6...24V
Corriente de salida: 40A máx.
Frecuencia RF-PWM: 1...2Khz
Rendimiento: >95% (U_b=12V)
Posibilidad de inversión del sentido de giro del motor con relé externo (corriente de bobina 400mA máx.)
Posibilidad de ajustar entre 0.5 y 1ms la duración del impulso de entrada, produciendo un paso por cero a pleno giro.
Neutro: ajustable entre 0.8 y 2.3 ms.
Anchura de la zona muerta en torno al neutro: 50 μs.
Consumo propio: <1mA
Corriente disponible sobre línea de 5V: 400mA máx.
Peso: 35g (en versión 20A sin caja)

impulso diferencial, mayor será el valor contenido en el contador. La palabra de datos de 4 bits presente a la salida del «latch» es directamente proporcional (con una resolución de 16 pasos, en realidad) a la anchura del impulso diferencial. El quinto bit sirve para dar una información sobre la polaridad (es decir, si el impulso de entrada es más corto o más largo que el impulso de referencia). La modulación en anchura del impulso en sí, se realiza por comparación de la palabra de 4 bits con las 4 salidas del contador (que sigue su contaje). Durante la parte del ciclo de contaje en que el valor del contador es inferior al valor de la palabra 4 bits, la salida quedará a nivel alto (1 lógico), de forma que los transistores de potencia estarán conduciendo en ese momento. La duración final del período del modulador en anchura de impulso es igual al tiempo necesario para que el contador realice un contaje completo. Para una frecuencia de oscilación de 32 Khz, la frecuencia de conmutación es de 32/16=2Khz. En el caso en que disminuya la frecuencia del oscilador, para trabajar en la modalidad de un cuadrante, por ejemplo (utilización del timón con rotación en sentido «hacia adelante» únicamente), la frecuencia de conmutación disminuye también, evidentemente.

Descripción del circuito

Como puede verse, comparando el esquema sinóptico con el esquema eléctrico del montaje real, el despliegue en detalle de este último con respecto a las generalidades del primero es importante, pero no debemos alarmarnos, ya que todo está basando en circuitos del tipo 40XXX, a precios muy asequibles. En el estudio de este esquema de principio, sólo destacaremos los puntos importantes que no hayan sido tradados en la anterior descripción del sinóptico. MMV1 genera el impulso de referencia. La resistencia ajustable P1 permite ajustar la posición del neutro. La resta del impulso de entrada del impulso de referencia se realiza mediante la puerta OR-Exclusiva, N1. El impulso diferencial negativo dispersa a MMV2 que, a su vez, pone a cero el contador de 4 bits (IC3) y mediante D1 y una de las entradas de N3, también bloquea (durante un instante) al oscilador

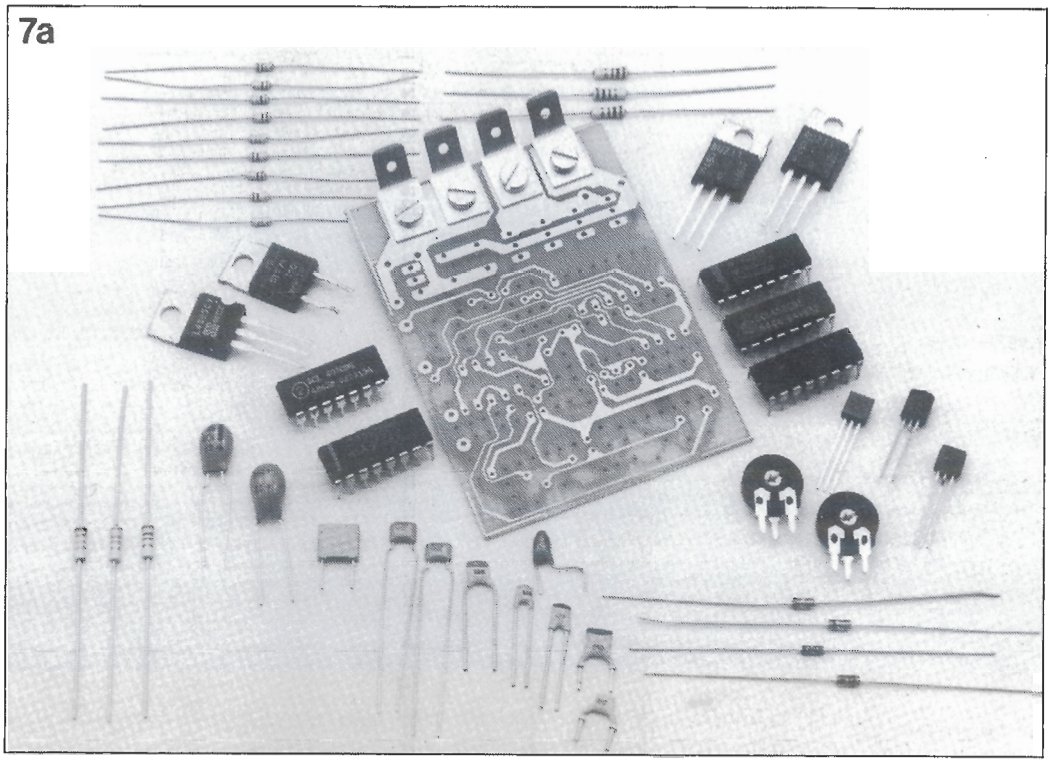
para ponerse en posición de rearranque muy definida. Una vez transcurrida la duración del pulso del MMV2, el contador es liberado.

El flanco trasero del impulso diferencial provoca la transferencia a un «latch» de 6 bits (IC4) del valor instantáneo contenido en el contador, fijando de esta forma la palabra de dato destinada al modulador en anchura de impulso. Ha sido necesario tomar ciertas precauciones en cuanto al contador de 4 bits, para evitar que contase por encima de su máximo si el impulso diferencial tuviese que llegar a su valor extremo. Una vez llegado a su valor máximo (15), la salida CO (Carry Out=acarreo) pasa a nivel bajo.

Cuando se produce el efecto báscula, el pulso diferencial sigue presente (la salida N1 sigue a nivel bajo), la patilla 13 de N2 queda a nivel bajo mediante R1, provocando el bloqueo del oscilador. De esta manera, el contador queda congelado a su valor máximo hasta que el impulso diferencial desaparezca y este máximo valor queda asimilado por el «latch». El sexto bit indica el sentido del movimiento (Atrás/Adelante). Con cierto retardo, debido a R3 y C5, el impulso de referencia es aplicado a la entrada de datos. Si la duración del impulso de entrada es inferior a la del impulso de referencia, el final del impulso diferencial será determinado por el final del impulso de referencia. Suponiendo que se realice el puente F, el bit de polaridad pasará a 1. Si por el contrario, el impulso de entrada tiene una duración mayor que el impulso de referencia, será el impulso de entrada el que determina el instante de final del impulso diferencial; la entrada de Q6 estará entonces a «0» en el instante de almacenamiento de la nueva palabra en el latch. Por medio del transistor T2, se puede utilizar el bit de polaridad para activar un relé (cuya corriente de bobina no podrá sobrepasar los 400 mA). Mediante los puentes «e» o «f», se podrá definir la posición del mando, provocando la activación del relé. Por lo general, la posición usual es de palanca «a tope hacia atrás».

El comparador de 4 bits (IC5) ataca directamente a los FET de potencia. Las resistencias de 100 ohmios insertadas en las puertas de los FET sirven para suprimir toda tendencia a la impedancia de salida, relativamente elevada, de IC5 (circuito CMOS) y la capacidad de entrada relativamente grande, presente en los FET (valor típico 1 nF/FET) el comportamiento en conmutación de la etapa de potencia no es perfecto, aunque la frecuencia de conmutación, siendo bastante baja (de 1 a 2 Khz) es más que aceptable. Gracias a los Diodos D5 y D6, el motor girará de forma muy holgada, aún a regímenes de rotación muy lentos. Estos diodos, además, cumplen una función de protección: limitan a un valor ligeramente superior a la tensión de alimentación los picos de tensión que podrían aparecer en el drenador en el momento del corte del motor (por efecto inductivo).

N4 realiza una función importante en la conmutación. Colocada como inversora, esta puerta lógica gobierna la entrada A=B del comparador de 4 bits. Si esta entrada se encuentra a nivel alto, la relación del ciclo de señal de salida varía de 0 a 15/16. Si se encuentra a nivel bajo, la relación del ciclo varía de 1/16 a 16/16. Para poder hacer variar la relación del ciclo sobre la totalidad del entorno (de 0 a 16/16) N4 hace pasar a nivel bajo la entrada A=B cuando el impulso diferencial sobrepasa la anchura de la zona muerta. La protección del montaje está garantizada por los transistores T1 y T3. En efecto, se utiliza la Rds-on de los FET de potencia como resistencia de limita-



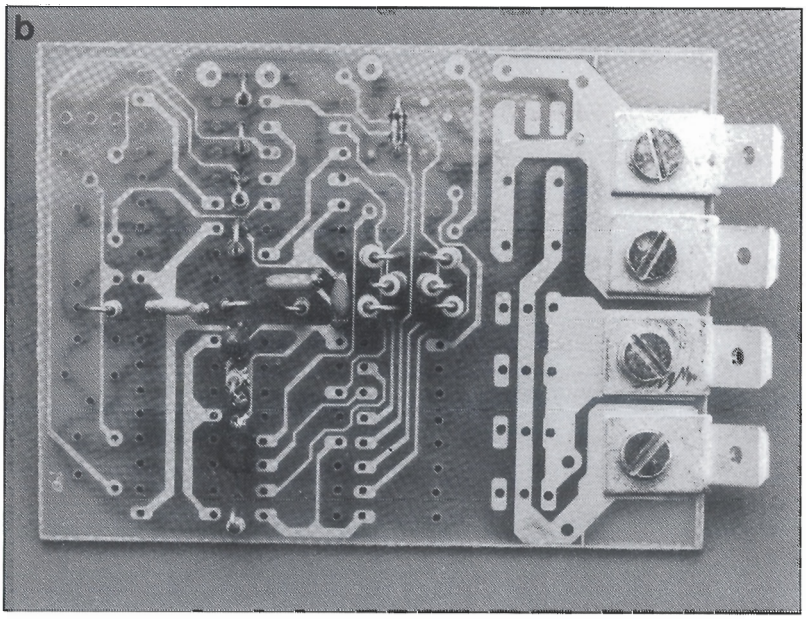
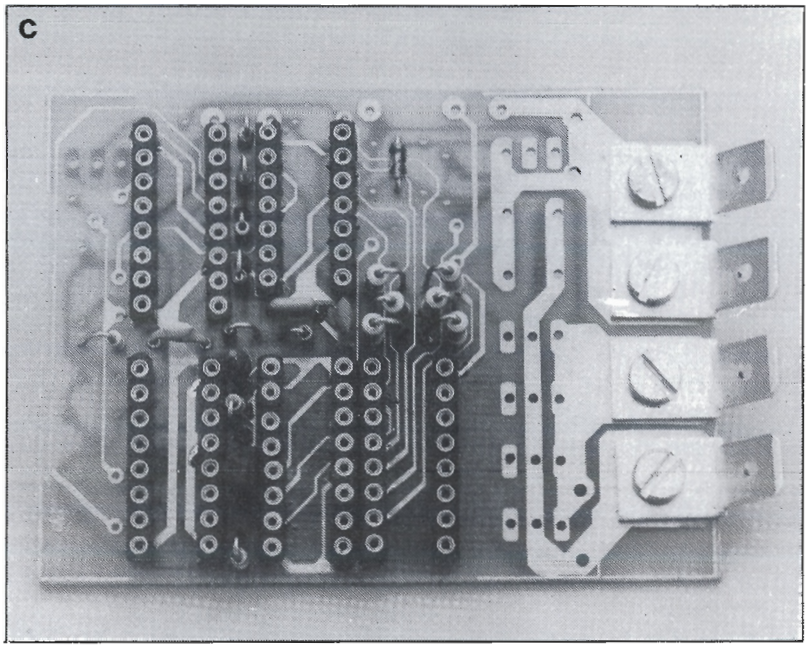


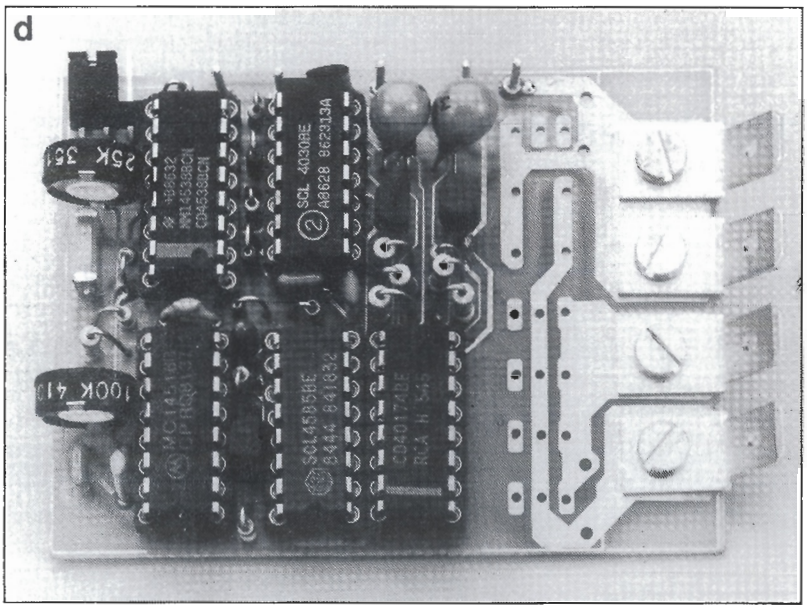
Figura 7. Una imagen dice más que mil palabras (proverbio chino...). Visualización de la realización de la obra en 6 actos...
a) Todo está listo. Los conectores tipo auto acaban de ser montados. En función del espacio disponible se podrá recortar esta extremidad de la placa y sustituir los mencionados conectores por espadines. Podrán comprobar la ausencia de las barritas de contacto SIL hembra, y es que las hay de tantos tipos...

b) Empezaremos por insertar las 6 resistencias centrales (entre IC1... IC3 e IC5). Atención: algunos de los componentes han de ser soldados por ambos lados del circuito impreso, recordemos que los agujeros no están metalizados internamente.

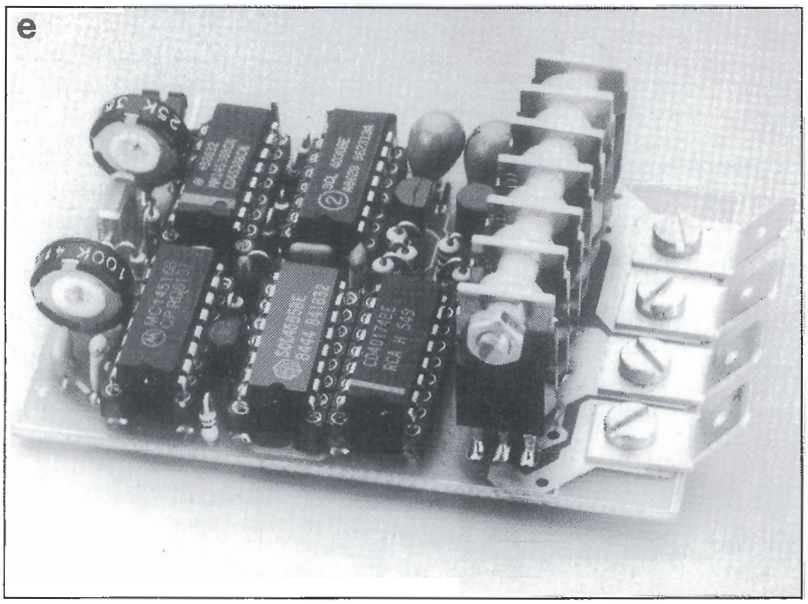
c) Colocación de los soportes (zócalos) para circuitos integrados. Este tipo de barritas-zócalo facilitan las soldaduras por ambas caras.



d) Montaje de los componentes externos, inserción de las resistencias ajustables en forma vertical. Una vez comprobado que la fuente de alimentación A no da problemas, se colocan los Circuitos Integrados, cada uno en su zócalo.



e) Realización de la etapa de potencia. Los encapsulados TO-220 pueden ser unidos mecánicamente entre ellos por una tira metálica, a efectos de radiador, pero tengamos muy en cuenta la necesidad de un perfecto aislamiento entre encapsulados. No utilice un radiador común para evitar el aumento de temperatura de los FET ya que se perjuducaría la estabilidad térmica. Se puede también proveer un radiador independiente para cada FET, aunque esta precaución es inútil si estamos ante una instalación tipo estándar, es decir de poca potencia.



ción de corriente. La aplicación de una tensión a los FET hace que T3 sea conductor, lo que provoca la conexión de la base de T1 con los drenadores de los FET, a través del filtro paso-bajo R9/C6. Cuando la tensión aplicada al drenador de los FET supera los 0.6V, T1 conduce y produce la puesta a cero del «latch», provocando de esta forma la desactivación de la etapa de potencia hasta la llegada del siguiente impulso de entrada. Como C6 está conectado al polo positivo, la aplicación de la tensión de alimentación (puesta en marcha) conlleva una puesta a cero del latch. El dispositivo de seguridad es de esta manera un «cuchillo de tres filos»:

—Corrientes (de cortocircuito) demasiado importantes provocan una caída de tensión muy fuerte sobre una Rds-on dada, provocando la puesta en marcha del dispositivo de seguridad.

—Una tensión de alimentación demasiado débil y en consecuencia una tensión de puerta muy baja, que haría que los FET no fueran capaces de conmutar, tiene por efecto, forzar la etapa de potencia a funcionar en su característica lineal, y esto traería como consecuencia una disipación demasiado fuerte por parte de la etapa de salida. Una vez más, el dispositivo de seguridad cumple su función, además de evitar una descarga total del acumulador del motor.

—Un aumento de la temperatura de los FET conlleva un aumento paralelo de la Rds-on... resultado: el sistema de seguridad entra en funcionamiento para un valor de corriente más débil.

Construcción del sistema

Las dimensiones del circuito impreso concebido para este montaje no están en función del número de componentes que puede admitir (5 integrados con encapsulado DIL, hasta 7 FET encapsulado TO-220 y un buen número de resistencias y condensadores). Para albergar tanto componente, por supuesto hemos utilizado un circuito impreso de doble cara, sin metalizado de los taladros. Se ha previsto que se puedan insertar conectores tipo automóvil (fast-on) (6,3 mm) teniendo en cuenta que vamos a trabajar con valores de corriente elevados (de 15 a 20 A).

Si no se tiene intención de trabajar con corrientes elevadas, se

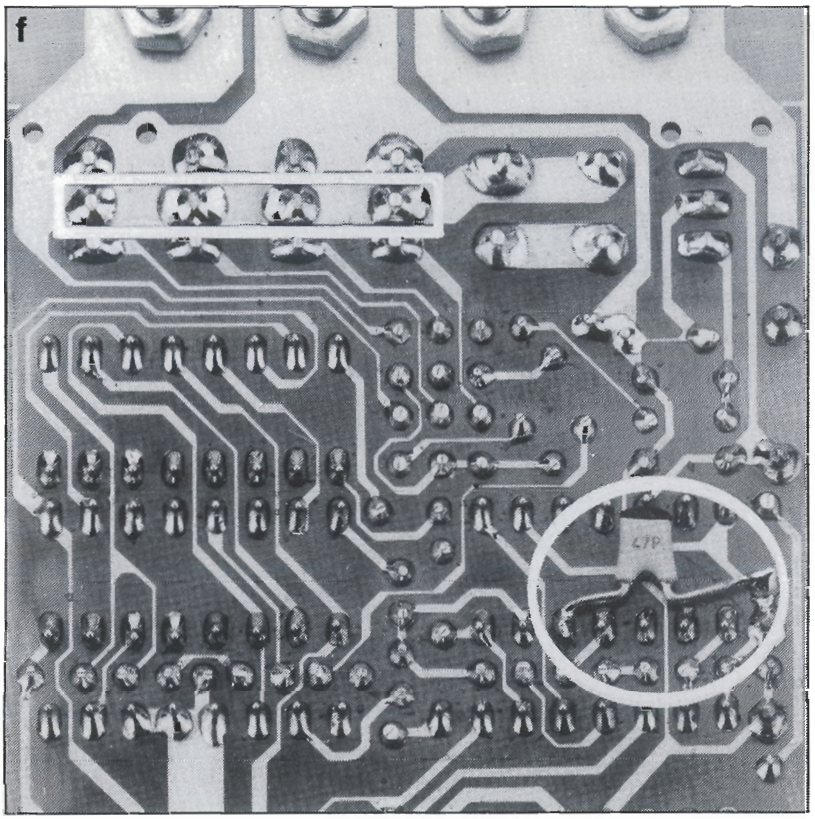
podrá incluso reducir la superficie del circuito impreso, eliminando el espacio destinado a los conectores de potencia.

Como los agujeros no están internamente metalizados, es decir que no son conductores, deberá tenerse en cuenta que los componentes afectados por las dos caras del impreso, habrán de ser soldados por ambas superficies. La utilización de zócalos tradicionales para circuito integrado, no son recomendables para este caso concreto, ya que su utilización es casi imposible en las presentes circunstancias. Para este montaje, nosotros recomendamos barritas soporte multicontacto en línea, tal como las que se pueden ver en la foto 7C. La sucesión de operaciones a realizar queda reflejada en las fotos de la figura 7. Uno de los prototipos del circuito presentó cierta inestabilidad en el oscilador: la señal de 32 khz tenía un doble flanco. Para solventar este contratiempo, basta con implantar un condensador más, C11 con un valor de 47 pF, que se incluye en la lista de componentes. Este condensador se coloca en el circuito impreso, por la cara de pistas, entre los puntos que se indican en la figura 7f.

1, 2, 3 ó hasta 4 FET

El montaje puede contar como mínimo un FET o con cuatro como máximo. El número de transistores determina evidentemente el valor máximo de la corriente de salida. Se puede tomar como referencia un valor de corriente de 10A/FET. Se recuerda que al poner en paralelo varios FET, mejora el rendimiento. Al colocar más de dos FET, hay que insertar el segundo diodo D6. Nosotros consideramos que la versión estándar del montaje es la de 20 A (dos FET+un diodo).

El único punto débil de este sistema es el nivel relativamente débil de la tensión de puerta que ataca a los FET (5V); esto hace que la utilización de los BUZ11 no sea óptima, lo cual a su vez explica la limitación de 10A/FET. Si el acumulador de motor del que disponemos está en condiciones de suministrar una tensión suficiente (superior a los 7V), podemos pensar en aumentar la tensión de alimentación y en consecuencia la de puerta por la interrupción del puente X, en realidad se trata de una pista, y por la inserción de un diodo (1N4148) en el lugar del mencionado puente. Una segunda solución, consiste en utilizar, directamente, MOSFET especiales a los que se puede atacar sin más con una salida lógica TTL (5V). En la serie TMOS, Motorola propone tipos bautizados con L (Logic drive FET), aunque son componentes de una tecnología muy reciente como para poder utilizarlos en este montaje, debido a su difícil localización en el mercado.



f) El hecho de colocar un condensador, por la cara de pistas, entre las patillas 7 y 12 del IC1 debe garantizarnos un funcionamiento irreprochable del oscilador. Si el montaje debiera tratar corrientes importantes es recomendable estañar la pista común a los drenadores de los FET.

TABLA 1

Problema	Origen probable	Solución
Tendencia a sobrerrevolucionarse	Mal funcionamiento del oscilador. Cursor P2 a fondo hacia el punto nodal de R10/D1	Insertar el condensador de antiparasitaje (Ver fig. 7f) modificar ligeramente la posición de P2.
El relé de cambio rebota al invertir bruscamente el sentido de rotación. (Ver nota final)	Respuesta del dispositivo de seguridad a picos de corriente.	Insertar la resistencia de limitación de corriente (ver fig. 8a). Montar varios FET de potencia en paralelo. Aumentar la tensión de puerta (véase texto). Disminuir el valor de R5 y/o aumentar R9.
Cuando se acelera bruscamente, el motor no llega a su régimen máximo.	La tensión del acumulador cae a causa de la corriente de arranque necesaria para el motor.	Recargar el acumulador o sustituirlo por uno de mayor capacidad.
Los mandos de los servos y los del motor se auto influyen	Antiparasitaje del motor insuficiente Tensión muy baja en el acumulador.	Colocar el filtro de antiparasitaje (Fig. 9). Recargar el acumulador. Dotar al receptor de un acumulador propio.
Si lo que se desea es llegar a las posibilidades extremas de este montaje (para pasar de forma ultra rápida de plena marcha adelante a plena marcha atrás) se anula el dispositivo de seguridad, suprimiendo R9 o T1.		

Implantación en el modelo a escala

Es importante prever un desparasitado conveniente del motor.

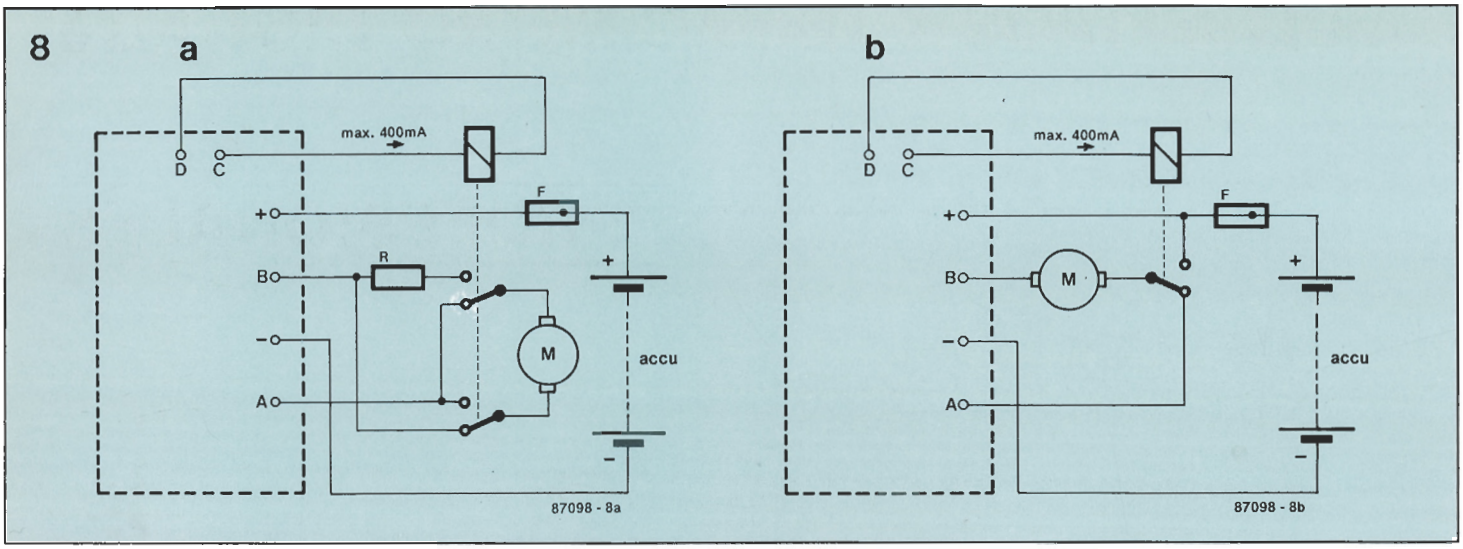


Figura 8. Un relé de cambio de polaridad realiza la inversión del sentido de giro del motor. La tensión de la bobina del relé se fijará en función de la tensión suministrada por el acumulador. La resistencia R limita la corriente en el caso en que se pase de una posición de «adelante a fondo» hacia «atrás a fondo». El valor típico de R está comprendido entre 0.2 y 0.5 ohmios. Si sólo se desea un sentido de rotación, podremos realizar un freno eléctrico mediante un relé unipolar, 8b.

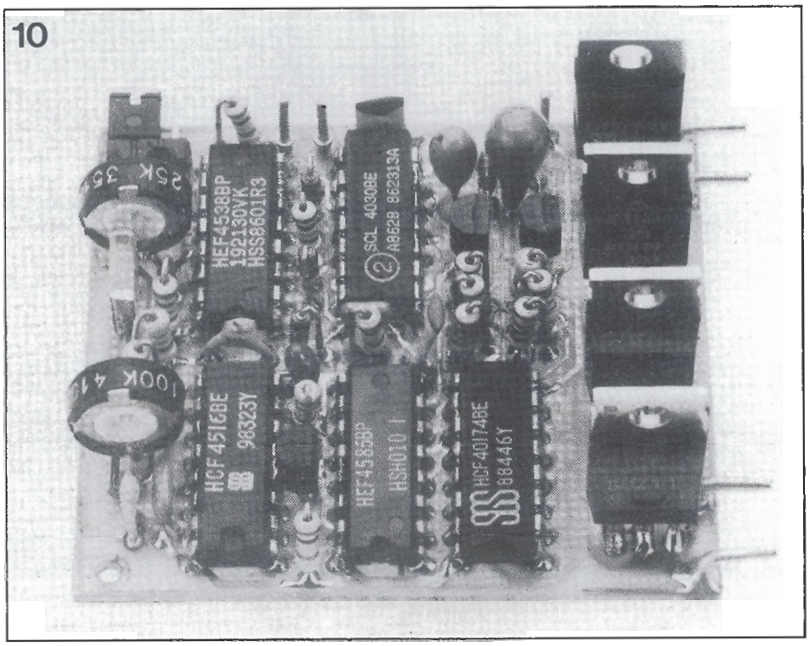


Figura 10. Versión «dimensiones mini» del montaje. Los contactos tipo auto han sido sustituidos por 4 espadines doblados a 90º.

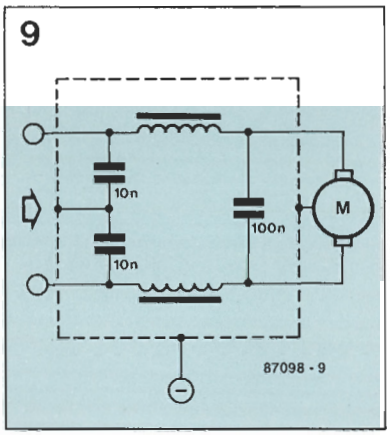


Figura 9. Para un funcionamiento irreprochable del sistema de regulación descrito en este artículo, conviene colocar una buena red de desparasitaje.

La simple inserción de un condensador entre los bornes del motor no siempre es suficiente. La solución propuesta por el esquema de la figura 9 es muy eficaz. Estas bobinas de fabricación casera no son ni más ni menos que algunas espiras de hilo de cobre barnizado, envolviendo un cuerpo de ferrita. El circuito de antiparasitaje, dotado de un blindaje metálico unido a la masa, se suelda directamente a las conexiones del motor. Se procurará instalar el hilo de antena del receptor tan lejos como sea posible del motor y de las líneas de alimentación. El relé de cambio de polaridad se conectará según las indicaciones de la figura 8. Se recomienda instalar la resistencia serie, por la cual sólo circula corriente cuando el motor gira hacia atrás; esto se hace de esta forma para limitar la fuerte corriente generada por el paso de la posición «motor todo adelante» a «motor todo atrás». Si no se coloca la mencionada resistencia, el dispositivo de seguridad se activaría; esto provocaría la bajada brusca de la tensión del acumulador lo cual, a su vez, pondría en peligro la alimentación del sistema de guía (e incluso la alimentación del receptor). Si el motor sólo cuenta con un solo sentido de giro, se puede realizar un freno eléctrico con la ayuda de un relé unipolar (figura 8b).

La tensión de salida de 5V puede asimismo servir para alimentar el receptor y otros servo-mandos (con 400 mA máx.). Se debe tener en cuenta, que, en el caso de un motor con tensión de encendido elevado, la tensión del acumulador puede sufrir una caída importante. En casos delicados muchos usuarios preferirán dotar al receptor de su propio acumulador. Si es intención suya el drenar una importante corriente de la tensión de alimentación de 5V, para alimentar los servos y coincide que la tensión suministrada por el acumulador del motor es de un valor relativamente alto (> 10V) habrá que instalar un radiador en IC6.

P1 permite ajustar a las necesidades de cada sistema el punto neutro, mientras que P2 regula la velocidad de rotación máxima. La inserción del puente de cortocircuito «e» o «f», permite que el relé de cambio de polaridad sólo se active en la posición «marcha atrás».

En caso de que surjan problemas

Hemos realizado varios sistemas de regulación de motor en diferentes modelos. Las pruebas realizadas en la práctica, nos han permitido elaborar una tabla de comprobación (ver tabla 1). Se encuentra en ella una descripción de posibles problemas típicos, su causa probable y una solución a la medida. No queda más que desearles un feliz vuelo, buen viaje sobre ruedas o un magnífico crucero con sus modelos. ⏮

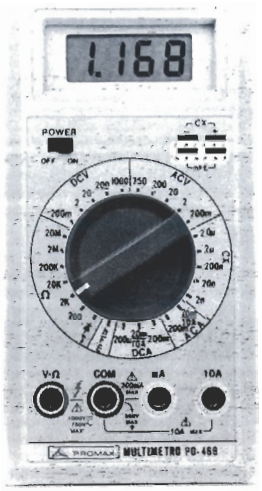
MULTIMETROS Y CAPACIMETRO DIGITALES

PROMAX

PROFESIONALES



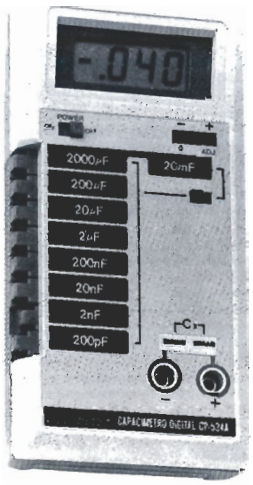
PD - 290



PD - 469



PD - 782



CP - 534 A

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

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

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

GARANTIA DE SERVICIO

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

PROMAX

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

Solicite más información

El ICL 7139 es un circuito integrado especializado, diseñado para incorporar internamente todos los elementos necesarios para la construcción de un completo polímetro digital auto-rango.

ICL 7139, POLÍMETRO AUTO-RANGO

Intersil, que ya se ganó una bien merecida fama con sus integrados para voltímetro digital con sus conocidos integrados ICL 7106/7107 y sus sucesores, es el fabricante de los circuitos que forman el corazón de muchos instrumentos de medida, incluidos, por ejemplo, los de la prestigiosa marca Fluke. Continuando con esta línea, Intersil, asociada actualmente a General Electric, presenta como novedad un integrado que permite la realización completa de un polímetro digital auto-rango con muy pocos componentes externos.

Algunas de las características principales del integrado se muestran en la tabla 1. La figura 1 muestra la distribución del patillaje del integrado, encapsulado en formato DIL de 40 patillas. Para evitar aumentar el número de las patillas, y debido al elevado número de salidas al visualizador, el 7139 utiliza un display «duplexado», de forma que cada patilla maneja dos segmentos de visualización. Entraremos en detalles sobre este método más adelante.

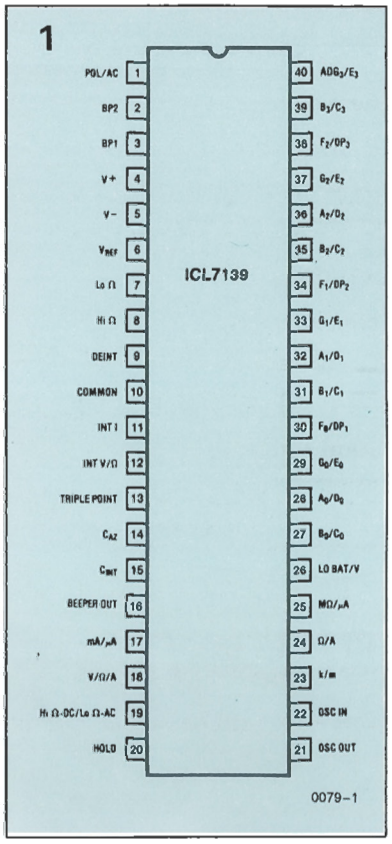


Figura 1. Patillaje del ICL 7139. Para poder controlar un elevado número de segmentos LCD sin necesidad de un encapsulado mayor, cada salida del 7139 al display controla dos señales.

Diagrama de bloques

La figura 2 muestra el diagrama de bloques simplificado del ICL 7139. La sección digital incluye toda la lógica de control, contadores, y los excitadores del visualizador. La sección digital se

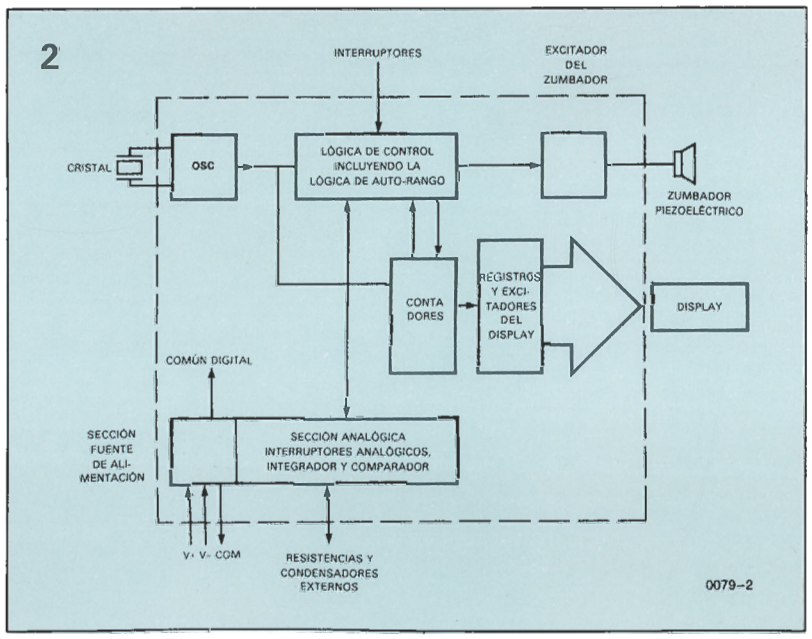


Figura 2. Diagrama de bloques del ICL 7139.

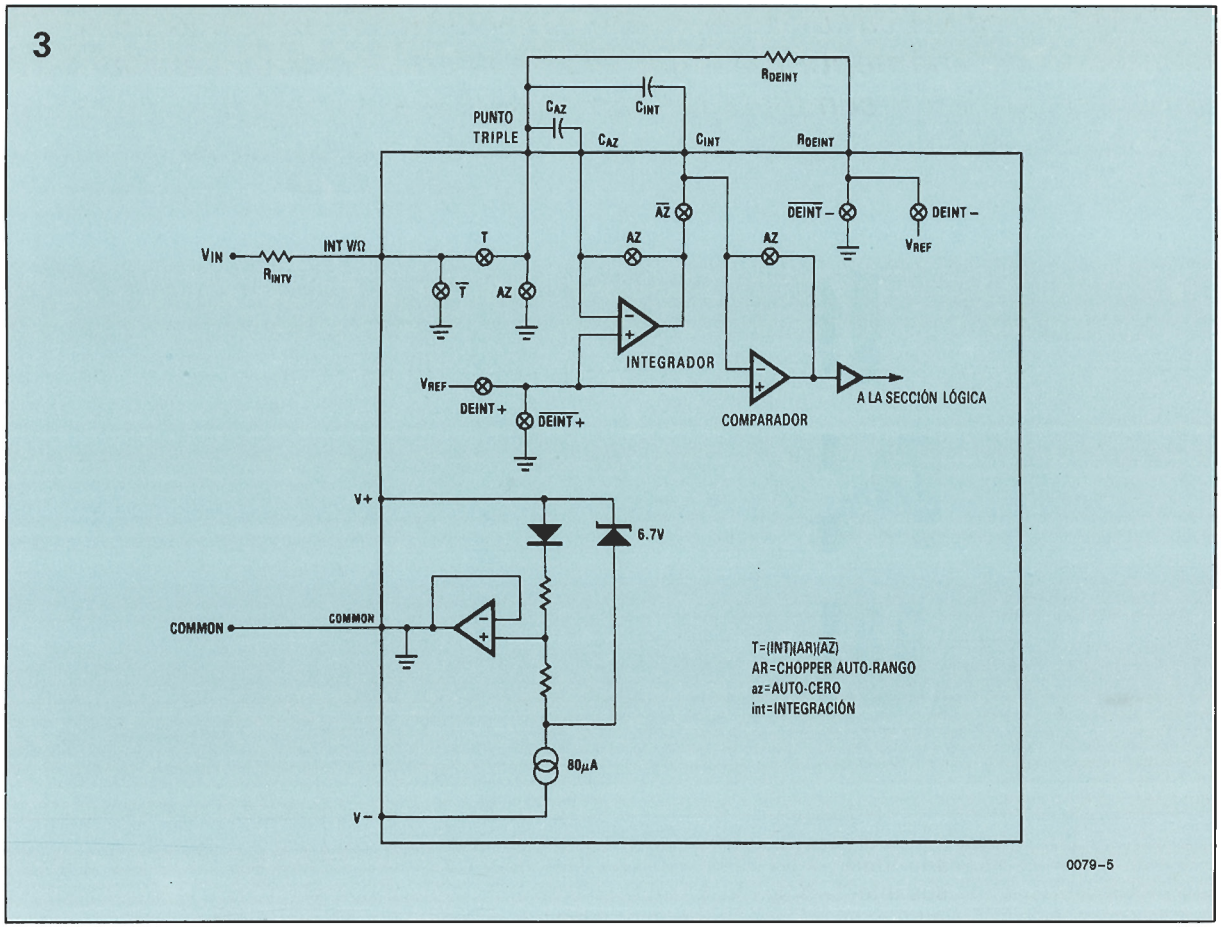


Figura 3. Diagrama del circuito para medidas de tensión continua.

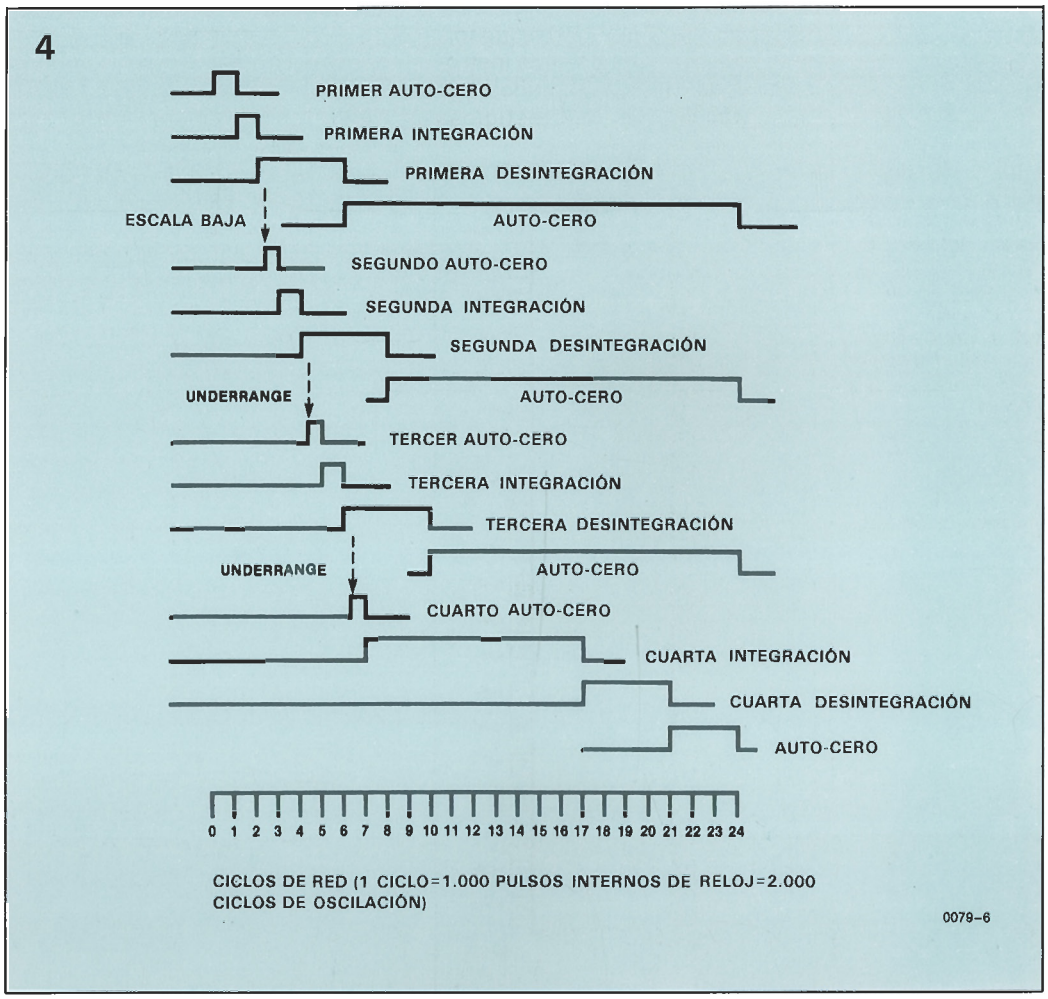


Figura 4. Diagrama de tiempos para una medida de tensión continua.

alimenta entre la tensión V+ y el «común digital», que es unos 3 voltios inferior a V+. El oscilador también está incluido en la sección digital. La frecuencia estándar del oscilador es de 100 KHz, para obtener un excelente rechazo a las interferencias de 50 Hz (120 KHz si se trabaja en 60 Hz); esta frecuencia se divide por dos para generar el reloj interno principal. La sección analógica contiene el integrador, comparador, sección de referencia, buffer analógico y varios interruptores analógicos controlados por la sección digital. La sección analógica se alimenta entre V+ y V–.

Sección analógica

La manera de realizar los diversos tipos de medida presentan una serie de características comunes, que explicaremos para el caso de la lectura de tensiones continua, figura 3. Asimismo, la figura 4 detalla el diagrama de tiempos para medidas de tensión continua. Para una mayor claridad, sólo se muestra en las figuras aquella porción del circuito analógico que interviene en cada tipo de medida.

Tabla 1.

- 13 rangos de medida:
  Tensión continua: 400 mV, 4 V, 40 V, 400 V.
  Tensión alterna: 400 V/50 Hz.
  Corriente continua: 4 mA, 40 mA, 400 mA, 4 A.
  Resistencia: 4 KΩ, 40 KΩ, 400 KΩ, 4 MΩ.
- Alta impedancia de entrada: 10 MΩ (cc).
- **Precisión:**
  400 Vcc: 1 % de la lectura ±1 dígito.
  Resto de escalas cc: 0,2% de la lectura ±1 dígito.
  400 V/50 Hz: 2% de la lectura.
  4 KΩ, 400 KΩ: 0,5% de la lectura ±8 dígitos.
  40 Ω, 4 MΩ: 1% de la lectura ±1 dígito.
  40 mA, 4 A: 0,2% de la lectura ±1 dígito.
- Auto-rango: la primera lectura visualizada está siempre en el rango correcto. El integrado maneja directamente el punto decimal adecuado.
- Excitación directa del visualizador de cristal líquido, LCD, de 3 3/4 dígitos, 3 puntos decimales y 11 indicadores.
- Alta integración: no se necesita ningún otro componente activo.
- Bajo consumo: <20 mW.
- Larga duración de la pila: típicamente unas 1.000 horas.
- Rectificador integrado, calibrado para RMS con señal senoidal de 50 Hz.
- Posibilidad de almacenar la lectura.
- Control directo de resonador piezoeléctrico para medidas de continuidad.
- Indicación de pila baja sobre el visualizador.

Cada ciclo de lectura comienza con una fase de autocero (AZ); durante esta fase, el integrador y el comparador se configuran como un buffer seguidor, con ganancia unitaria, y sus entradas no inversoras se conectan al «común» analógico. La salida del integrador, que es igual al offset del conjunto en estas condiciones, se almacena en un condensador Caz (el condensador de autocero); de manera similar, el offset del comparador se almacena en Cint. El ciclo de autocero tiene una duración igual a 1.000 ciclos de reloj, que es igual a un ciclo de 50 Hz con un cristal de 100 KHz.

Medida de tensiones

Integración en la escala 1. Durante la integración en la escala 1, los interruptores internos conectan la entrada INT V/Ohm a la patilla de triple punto, «Triple Point», patilla 13. La señal de entrada se integra durante 10 ciclos, repartidos a lo largo de 1.000 ciclos de reloj, para conseguir un alto rechazo a las interferencias de red.

Medida en escala 1. Al comienzo del ciclo de medida, también denominado desintegración (debido a que se realiza una integración similar, aunque de signo contrario, a la fase anterior), se comprueba la polaridad de la tensión sobre el condensador de integración, Cint, de forma que se activa la fase con la polaridad, DEINT+ o DEINT–, correspondiente; el condensador de referencia, Cint, se descarga con una corriente igual a V_{ref}/R_{deint}. El comparador controla la tensión sobre Cint, de forma que, cuando cae a cero (o más exactamente al nivel de offset), la salida del comparador cambia de estado y el contenido del contador se almacena. Si el paso por cero no ocurre antes de que hayan transcurrido 4.000 ciclos, se pone una señal de sobrecarga, OL («OverLoad»). La indicación de sobrecarga «OL» se muestra en display. Si el resultado se encuentra entre 360 y 3.999, el contador se transfiere a los registros de salida, y de ahí al visualizador. Si el resultado es menor de 360, se pasa a una situación de escala baja y el ICL 7139 conmuta a la escala 2, de 40 V.

Escala 2. El rango 2 de medida comienza con una fase de autocero, similar a la realizada en la escala 1. La duración de la medida en el rango 2 es un ciclo de red menos 360 ciclos de reloj. En la lectura en el margen 2, la señal se integra durante 100 ciclos de reloj, repartidos a lo largo de un ciclo de red (1.000 ciclos de reloj). Como en el caso anterior, esto se realiza de esta forma para mantener un buen rechazo a las interferencias de red. La sensibilidad en el rango 2 es 10 veces superior a la del rango 1 (100 ciclos de reloj, frente a 10 ciclos) y la medida a fondo de escala en este margen es de 40 V. El ciclo de lectura en el rango 2 es idéntico al correspondiente del rango 1; si el resultado de la lectura es menor, el 7139 coloca la señal de escala baja, y procede al rango 3.

Escala 3. La medida en el rango 3, medida de 4 voltios a fondo de escala, es idéntica a la del rango 2, excepto que la señal de entrada se integra durante 1.000 ciclos de reloj (1 ciclo completo de red). De nuevo, la medida pasa al visualizador si es mayor de 360; de manera similar a las anteriores, si la lectura es menor, se coloca el indicador interno de escala baja y se pasa al rango 4.

Escala 4. Esta medida es similar a la de las escalas 1, 2 y 3, excepto que el período de integración dura 10.000 ciclos (10 ciclos de red). El resultado de la conver-

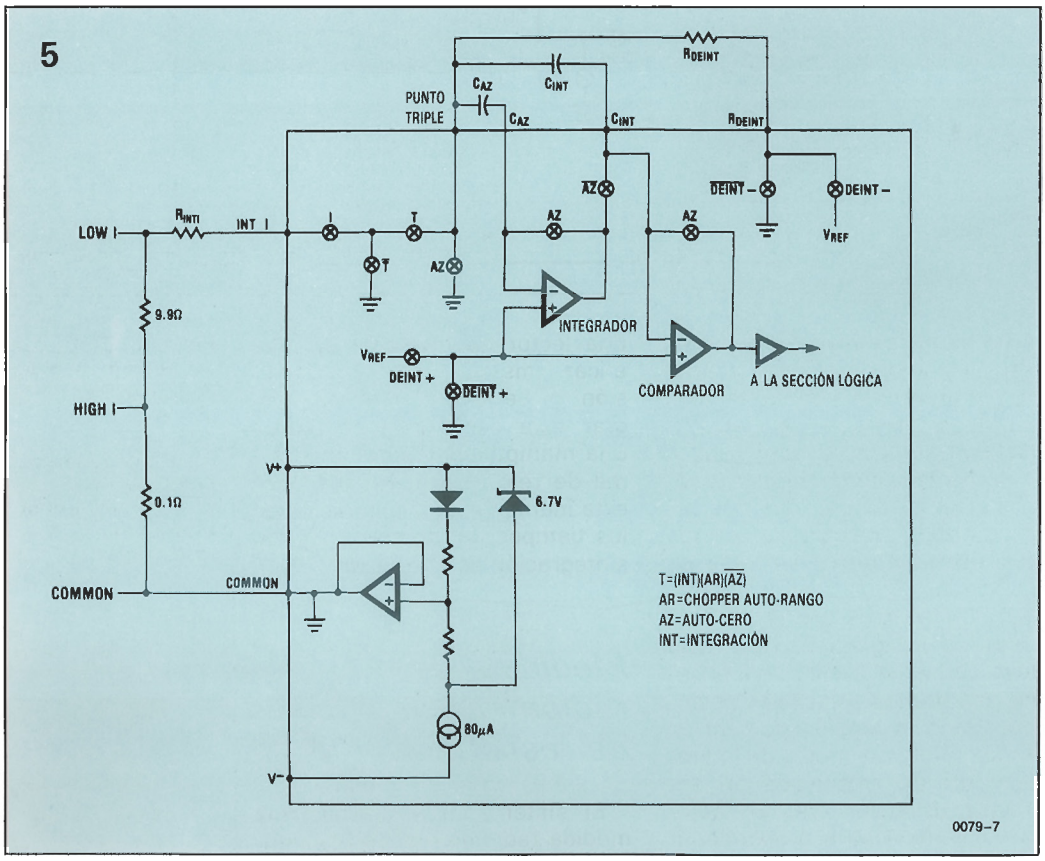


Figura 5. El circuito de medida para corrientes.

sión se transfiere al visualizador, incluso si la lectura es menor de 360.

Autocero. Tras encontrar el primer rango en el que la lectura sea mayor de 360, el resultado se transfiere al visualizador, y se comienza un nuevo ciclo de autocero. La duración del nuevo ciclo de autocero es variable, utilizándose los ciclos necesarios para completar 24.000 ciclos de reloj (24 ciclos de red).

Medida de corrientes

La figura 5 muestra el diagrama simplificado de bloques de la sección analógica del ICL 7139 durante la medida de corrientes. La medida de corrientes continua es similar a la de tensiones continuas, excepto que:

1) La tensión de entrada se produce al hacer atravesar la corriente a través de una resistencia shunt de 0,1 Ω (gama alta de corrientes, HI) o 10 Ω (9, Ω+0,10 Ω).

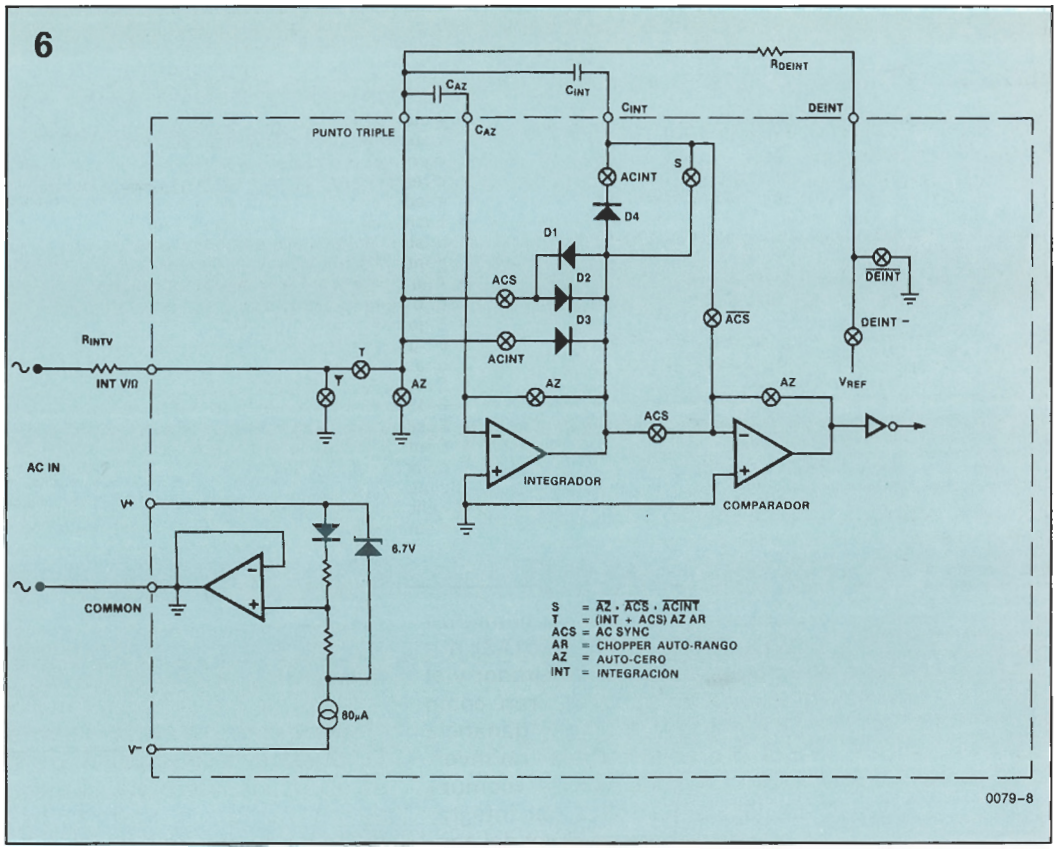
2) Sólo se emplean los rangos que realizan la integración durante períodos de 1.000 y 10.000 ciclos de reloj.

3) La resistencia de entrada al integrado es de 1 MΩ, $R_{int}1$, en lugar de los 10 MΩ empleados anteriormente.

La utilización de una resistencia de integración menor, y el empleo de los rangos más sensibles, permiten que la caída de tensión sobre el shunt sea de tan sólo 400 mV en las escalas de 4 mA y 400 mA; en las escalas de 40 mA y 4 A, la caída de tensión es de unos 400 mV. La medida de corrientes continuas es similar a la comentada anteriormente para tensiones, excepto que no se realizan las fases de integración y lectura (desintegración) de las dos primeras escalas.

Medidas de tensión alterna

La figura 6 muestra el circuito para la medida de tensiones alternas. Como se aprecia, no se necesita un circuito adicional de conversión ac/cc, ya que éste viene incorporado en el ICL 7139. La medida de tensión alterna se realiza comenzando por desconectar el condensador del integrador y empleando el integrador como un comparador autocero para detectar el flanco positivo del paso por cero de la tensión de entrada. Una vez sincronizado con la tensión alterna de entrada, se cierra el bucle de autocero y comienza un ciclo normal de integración/desintegración. El ICL 7139 se resincroniza él mismo cada vez que va a efectuar un nuevo ciclo de medida. Debido a la situación del diodo D4 en serie con el condensador de integración, Cint, sólo fluye corriente a este condensador durante los semiciclos positivos. Como la tensión en Cint es proporcional a la media de la tensión alterna rectificada en semionda, debe aplicarse un factor de conversión para proporcionar una lectura equivalente al valor eficaz (rms). El factor de conversión es de $\pi/2=1{,}107$; para lograr esta conversión se realiza una manipulación sobre el sistema de reloj. Como resultado de esta manipulación, la duración de los tiempos de integración y desintegración se reduce un 10%.



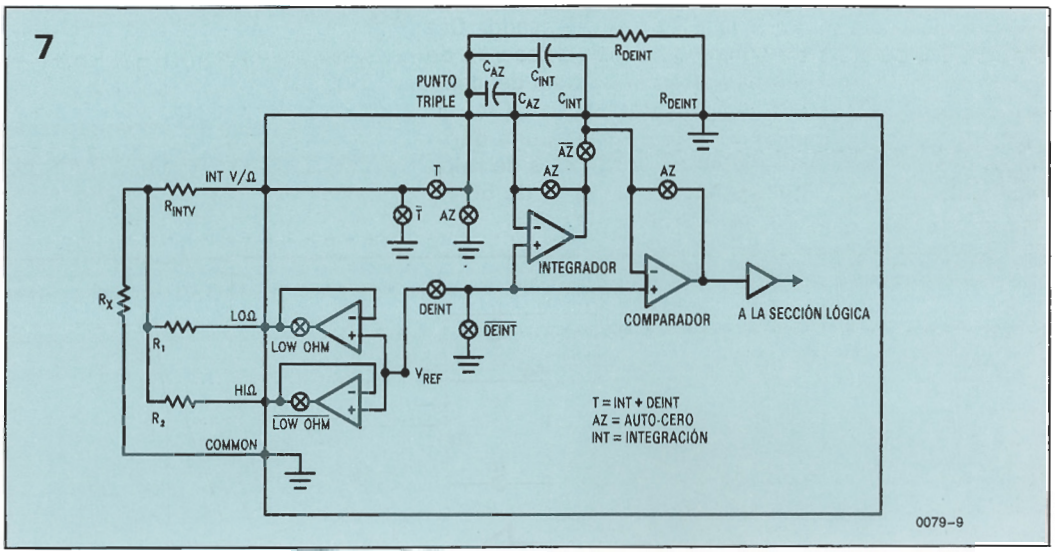


Figura 6. El ICL 7139 en la medida de tensiones alternas.

Figura 7. Esquema detallado de la configuración para medida de resistencias.

Medidas radiométricas de resistencia

El sistema para realizar una medida radiométrica de resisten-

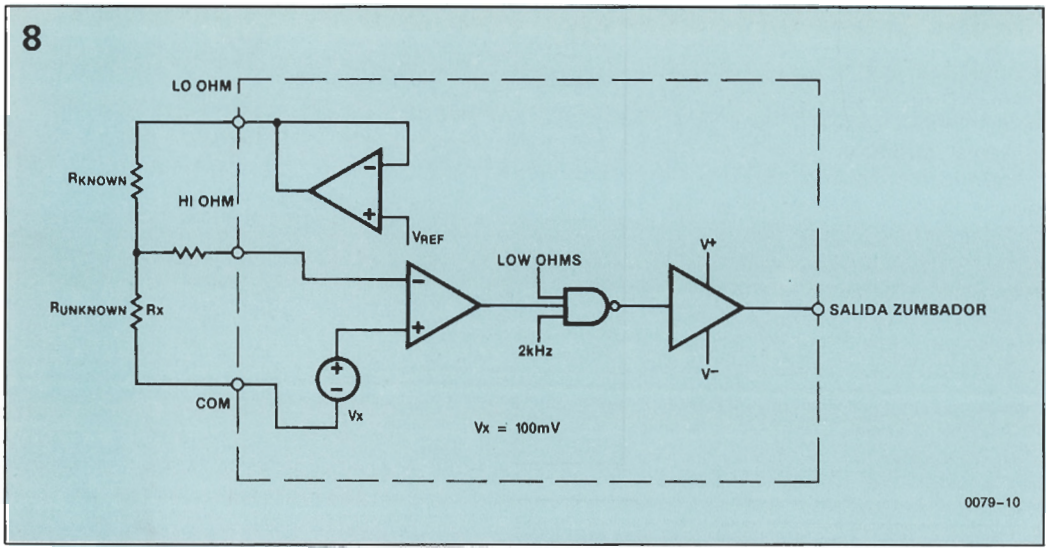


Figura 8. El circuito indicador de continuidad que controla directamente un zumbador.

cia se realiza integrando primero la tensión sobre una resistencia desconocida, Rx, y después desintegrando la tensión sobre una resistencia de valor conocido, R1 o R2 en la figura 7. El efecto paralelo de la resistencia R_{intv} no afecta a la lectura, ya que se anula exactamente entre las fases de integración y desintegración. Al igual que la medida de corrientes, la medida de resistencias se divide en dos escalas. La escala baja, LO Ohms, utiliza una resistencia de referencia de 10 KΩ, y la lectura a fondo de escala es de 4 y 40 KΩ; la escala alta de resistencias emplea una resistencia de 1 MΩ, con lectura a fondo de escala de 0,4 y 4 MΩ. El sistema de medida es el mismo que el empleado para corrientes continuas, con la excepción de los siguientes detalles:

1) Durante la fase de integración, la tensión de entrada es la tensión sobre la resistencia desconocida Rx.

2) Durante la fase de desintegración, la tensión de entrada es la tensión sobre la resistencia de referencia R1 o R2.

Los circuitos auxiliares

Además de los circuitos básicos de medida, el ICL 7139 incorpora internamente una serie de circuitos auxiliares que evitan el empleo de componentes externos. Dentro de la sección de medida de resistencias, el 7139 lleva incluido un medidor de continuidad; este circuito sólo se activa cuando se selecciona la escala baja de resistencias, LO Ohms. Como se observa en el esquema de la figura 8, cuando la tensión sobre Rx es menor de, aproximadamente, 100 mV, la salida de manejo del zumbador queda activada, a través de la puerta NAND. Con una resistencia de referencia de 10 KΩ, la salida de zumbador se activará si la resistencia Rx es menor de 1 KΩ.

Las referencias, COMMON, analógicas y digitales dentro del ICL 7139 se generan internamente mediante combinaciones de resistencia-zener-diodo, como se aprecia en la figura 9. El valor de la resistencia se ha diseñado de forma que el coeficiente de tensión negativo del diodo anule al coeficiente positivo del zener. Las tensiones así obtenidas se llevan a través de sendos buffer para suministrar los niveles de tensión común analógicos y digitales, respectivamente. El nivel nominal entre el terminal positivo, V+, patilla 4, y el común analógico es de 3 voltios; el buffer del común analógico puede absorber unos 20 mA o entregar 0,01 mA, con una impedancia de salida de 10 Ω. Se puede emplear una resistencia a positivo si se necesita una corriente entregada mayor. El común analógico puede ser empleado como tensión de referencia si se desea.

El ICL 7139 emplea un cristal de resonancia paralelo en una configuración de oscilador de tipo Pierce. El cristal elimina la necesidad de ajustar la frecuencia del oscilador. Para frecuencias diferentes, o cuando no se pueda localizar el cristal, se puede emplear una señal externa, acoplada capacitativamente, a la patilla OSC IN, patilla 22, con un nivel de señal de entre 0,5 a 3 V_{pp}. Como la salida OSC OUT, patilla 21, no está diseñada para excitar grandes cargas, se recomienda no conectar más de una carga estándar CMOS en dicha salida. La frecuencia de oscilación, nominalmente de 100 KHz, se divide internamente por dos para generar el reloj del ICL 7139. Como se ha mencionado anteriormente, esta frecuencia de oscilación permite un gran rechazo de las señales parásitas de red, 50 Hz.

Para reducir al mínimo el número de patillas necesarias para el elevado número de segmentos que debe controlar el integrado, se ha recurrido a la técnica de «duplexado», esto es, mandar dos señales de control de segmentos por cada patilla. Para ello, el cristal líquido dispone de dos planos traseros, «Back-plane», y cada una de las señales está referenciada a uno de los planos. La figura 11 muestra las formas de onda y niveles de las salidas que excitan directamente el visualizador de cristal líquido. El ICL 7139 controla $3^3/_4$ dígitos, de 7 segmentos

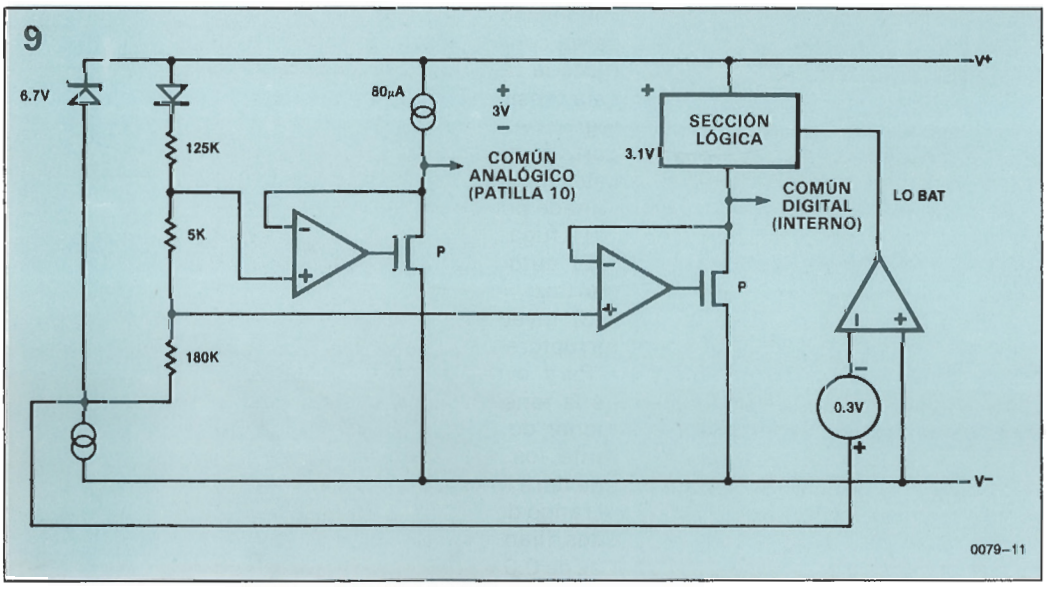


Figura 9. Generador interno de las tensiones comunes analógicas y digitales. En el esquema se observa también el circuito de detección de batería baja.

cada uno, tres puntos decimales y 11 segmentos más empleados para indicar el signo, la condición de batería baja y el rango en uso actualmente. La tensión de pico para el manejo del display es de, aproximadamente, 3 voltios, por lo que se debe emplear un display con umbral de 1,4 Vrms. La tercera tensión necesaria en las formas de onda para la excitación del cristal líquido se generan internamente a través de una red de resistencias. Se garantiza que la componente continua sobre el cristal líquido, que en caso de alcanzar un nivel elevado podría llegar a «quemar» el display, es menor de 50 mV.

Selección de funciones

La entrada de selección de tensiones, resistencias y corrientes, patilla 18, está conectada mediante una resistencia de elevado valor al común analógico; esta patilla admite tres niveles de entrada: sin conexión, y gracias a la polarización interna, o polarizada al común analógico, selecciona la medida de tensiones. Conectada a V–, con un consumo de corriente (de salida desde la patilla) de aproximadamente 5 μA selecciona la función de medida de corrientes. Conectada a V+, también con una corriente (de entrada en la patilla) de aproximadamente 5 μA selecciona la función de medida de resistencias. La patilla 19 selecciona la gama alta, HIΩ, o baja, LOΩ, de resistencias o bien la medida de tensión continua o alterna de tensiones. La patilla 17 determina la lectura de corrientes altas, mA, o bajas, μA, de corriente. La patilla 20, conectada a V+ almacena la última lectura realizada, congelando las nuevas conversiones. La tabla 2 presenta un resumen de las funciones de las patillas de selección.

Componentes externos

Conseguir alcanzar todas las características y ventajas del ICL 7139 implica una serie de precauciones relativas a los componentes pasivos que rodean al integrado.

El condensador de integración. Al igual que todos los convertidores de doble rampa, el condensador de integración debe tener una baja absorción dieléctrica, para reducir los errores de linealidad. Los condensadores de polipropileno proporcionan un error despreciable a un precio razonable, mientras que para aplicaciones menos críticas se pueden emplear condensadores de poliestireno o policarbonato. El condensador de integración tiene un valor nominal de 3,9 nF (0,0033 μF) para una frecuencia del oscilador de 100 KHz. El margen dinámico del integrador debe mantenerse lo más alto posible sin llegar a la saturación del mismo. La saturación ocurre cuando la salida del integrador se acerca a 1 voltio pr debajo de V+ o por encima de V–. El margen dinámico debe ser de alrededor de ±2 voltios, cuando se emplean componentes de valor estándar. Para diferentes valores del oscilador o de Rint, el condensador Cint puede calcularse según la fórmula:

$$Cint = \frac{(\text{tiempo. des.}) \times (\text{corr. de integr.})}{(\text{marg. dinám. del integr.})} =$$

$$= \frac{(10.000 \times 2 \times \text{per. del oscil.}) \times 0{,}4\ V / Rint}{(2\ V)}$$

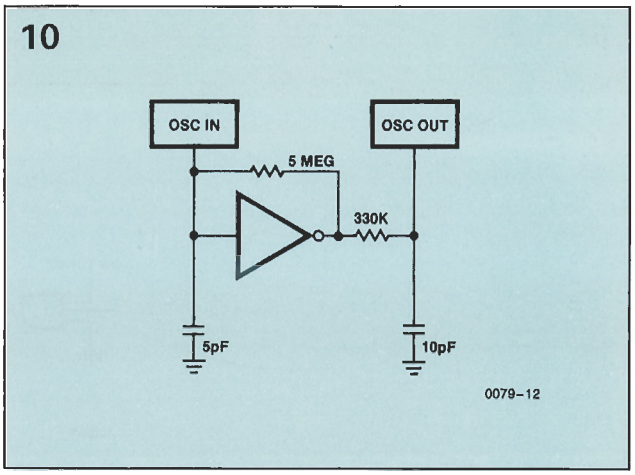
Resistencia de integración. Los valores normales de Rint son de 10 MΩ y 1 mΩ para medidas de tensión y corriente, respectivamente. Aunque sus valores absolutos no son críticos, su relación debe ser de 10 : 1 con una desviación del 0,05%. El elevado valor de Rint para medidas de tensión se debe a que Rint está conectada a un punto de masa virtual, por lo que la impedancia de entrada del medidor es igual al valor de esta resistencia.

Resistencia de desintegración. Al contrario que la mayoría de los convertidores de doble rampa, el ICL 7139 emplea diferentes resistencias para la integración y para la desintegración. Rdeint debe tener el mismo valor que Rint (en medidas de tensión) y el mismo coeficiente de temperatura. Los errores en el valor de las resistencias pueden ser compensados ajustando la tensión de referencia.

Condensador de autocero. El condensador de autocero, Caz, se carga con la tensión de offset durante la fase de autocero, y resta esta tensión durante la fase de integración. El integrador se comporta como si no tuviera offset. El valor mínimo de Caz viene determinado por los siguientes puntos:

1) fugas del circuito;
2) autodescarga del condensador Caz;
3) inyección de carga de los interruptores internos de autocero.

Para evitar errores, el cambio de la tensión sobre Caz debe ser menor de 1/10 de la cuenta durante los 10.000 ciclos de reloj que dura la fase de integración en el rango de 4400 mV. Estos requisitos fijan un valor mínimo para Caz de 0,047 μF, pero es más ade-



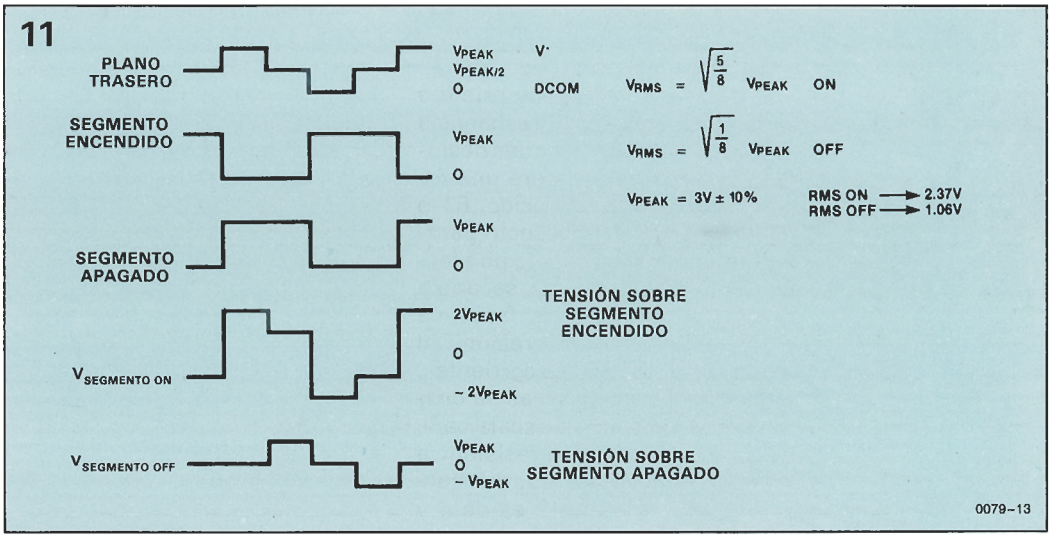


Figura 10. Configuración interna del oscilador del ICL 7139.

Figura 11. Formas de onda para excitación del display «duplexado». Cada patilla de salida controla dos segmentos, cada uno de ellos referido a un plano trasero distinto.

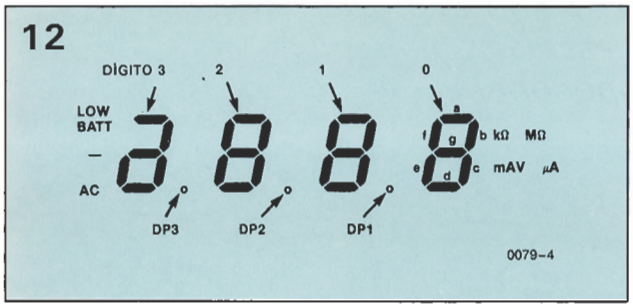


Figura 12. Denominación de los segmentos del display.

cuado un valor de 0,1 μF. El valor máximo de Caz viene determinado por el período de la constante de tiempo del bucle de autocero y el mínimo período de tiempo asignado al autocero. Este límite superior es de unas 10 veces el valor inferior para Caz.

El tipo ideal para Caz es un condensador de polipropileno o teflón de bajas fugas. Otros condensadores de película, como los de poliéster, poliestireno y policarbonato introducen errores despreciables. Si se permite unos cuantos segundos de tiempo de estabilización desde la puesta bajo tensión, Caz puede ser también un condensador cerámico, suponiendo que no tenga unas fugas importantes.

Resistencias de medida de ohmios. Como el ICL 7139 emplea una técnica radiométrica para la medida de resistencias, la precisión de la lectura de ohmios viene determinada principalmente por la precisión absoluta de las resistencias de comparación, R1 y R2. Estas deben tener normalmente los valores de 10 KΩ y 1 MΩ con una precisión absoluta de, al menos, 0,05%.

Resistencias sensoras de corriente. Las resistencias del shunt sensor de corriente, de 0,1 Ω y 9,9 Ω, convierten la corriente que las atraviesa en una tensión, que es aplicada a la entrada Rint I. Las dos resistencias deben estar apareadas, y la relación de ambas con Rint I debe ser más precisa que el 0,5%. La resistencia de 0,1 Ω debe ser capaz de manejar la corriente a fondo de escala de 4 A, lo que significa que debe poder disipar 1,6 W.

Cristal de cuarzo. El ICL 7139 está diseñado para usar un cristal de cuarzo de 100 KHz (o 120 KHz) sin necesidad de componentes adicionales. El parámetro Rs del cristal debe ser menor de 25 KΩ para asegurar la oscilación. La tolerancia en la frecuencia del cristal debe ser del 0,05%.

Interruptores. Como las entradas lógicas drenan sólo unos 5 μA, los interruptores que controlen estas entradas deben ser adecuados para bajas corrientes (en el caso de emplear interruptores analógicos o señales lógicas de mando). Los interruptores de las entradas externas de medida deben ser capaces dé manejar tensiones superiores a 400 Vac.

Tensión de referencia. Un divisor de tensión conectado entre V+ y COMM es la manera más sencilla de tensión de referencia. Despreciando el efecto de los componentes externos, esta modalidad proporciona el mismo coeficiente de deriva térmica que la salida COMM del ICL 7139, esto es, unos 100 PPM/°C. Para mejorar este coeficiente de temperatura se recomienda emplear el ICL 8069. La impedancia de la tensión de referencia debe ser menor de Rdeint/4.000.

Protección. El ICL 7139 y sus componentes externos deben ser protegidos contra la aplicación accidental de la tensión de red en las entradas de medida de corrientes y resistencias. Sin esta precaución elemental, tanto el integrado como los componentes externos pueden ser dañados en esta situación. Para las entradas de medida de corrientes, un fusible rápido garantiza una protección adecuada. La resistencia de contacto del fusible y el, eventual, portafusibles, debe ser la mínima, para reducir al mínimo la caída de tensión en el medidor durante la medida de corrientes. Las escalas de resistencias no necesitan un circuito de protección adicional; sin embargo, la resistencia de 10 KΩ, conectada a la patilla 7, debe ser capaz de disipar 4,8 W por un corto período de tiempo durante la aplicación accidental de la tensión de red de 220 Vac.

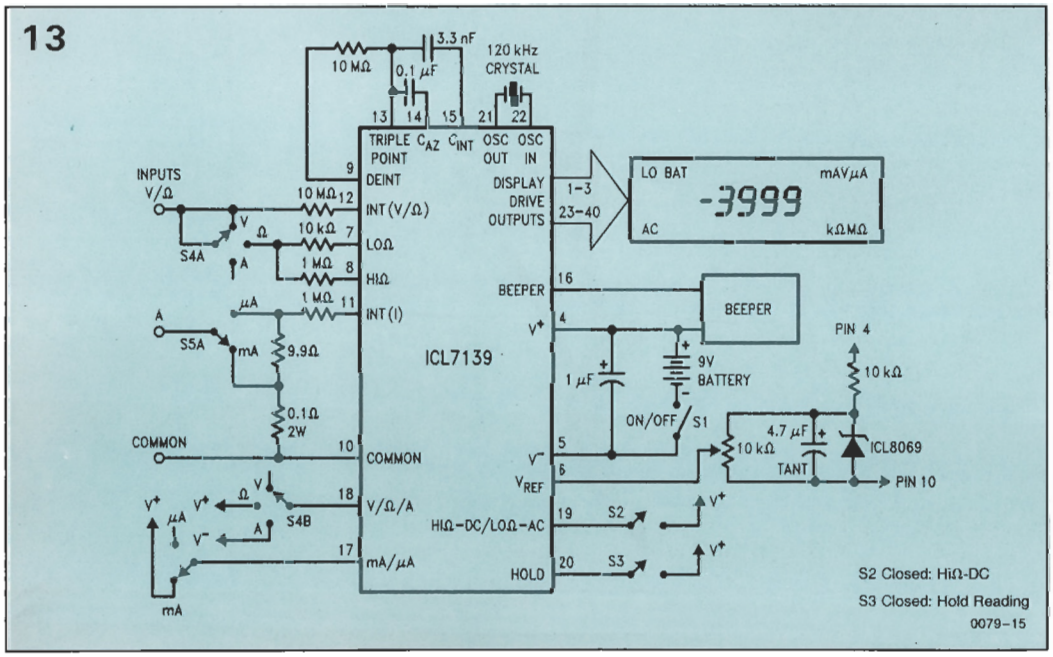
Además del ICL 7139, GE-Intersil dispone de otro modelo similar, el ICL 7149, en cuanto a características, con la diferencia de que no incorpora el convertidor interno ac/cc, que debe ser añadido mediante componentes externos. El patillaje de este modelo es idéntico al del ICL 7139, por lo que puede ser empleado en aplicaciones donde la escala de alterna no sea necesaria, o bien donde las características del convertidor ac/cc sean más estrictas, como, por ejemplo, la necesidad de un convertidor de valor eficaz ac/cc para cualquier tipo de forma de onda. ◀

Información cortesía de AMITRON, distribuidor de GE-Intersil en España

Tabla 2

Patilla número	V+	Sin conexión o a COMM	V-
17	mA	μA	Test
18	Ohmios	Voltios	Amperios
19	HiΩ/CC	LoΩ/AC	Test
20	Memoria	Auto	Test

Figura 13. Esquema típico de aplicación del ICL 7139 como polímetro auto-rango.



Un preciso polímetro digital de 3 3/4 dígitos, con entrada totalmente protegida, y cambio automático de escalas que puede ser construido con un mínimo número de componentes.

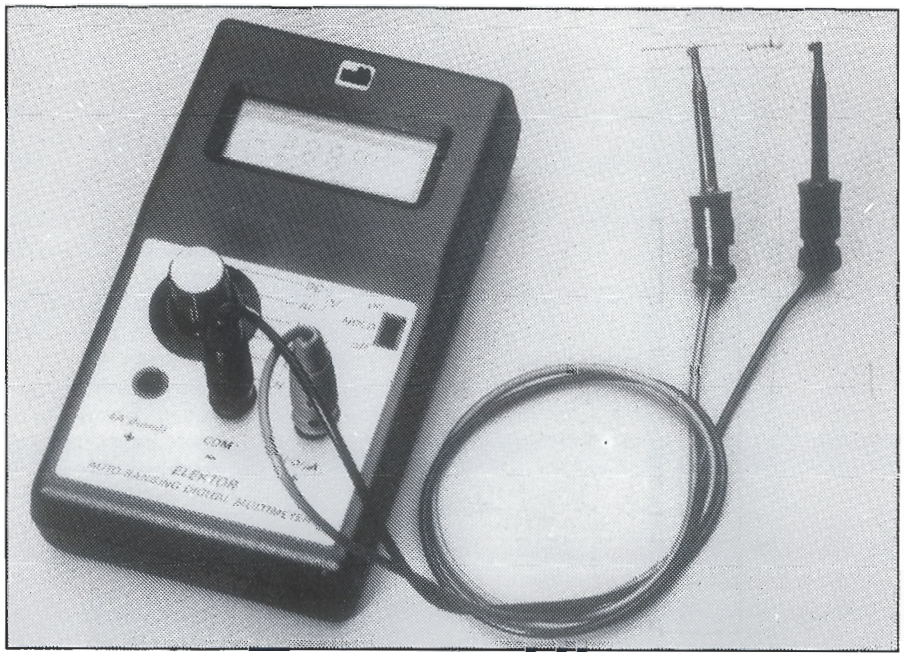
POLÍMETRO DIGITAL AUTO-RANGO 3 3/4 DÍGITOS

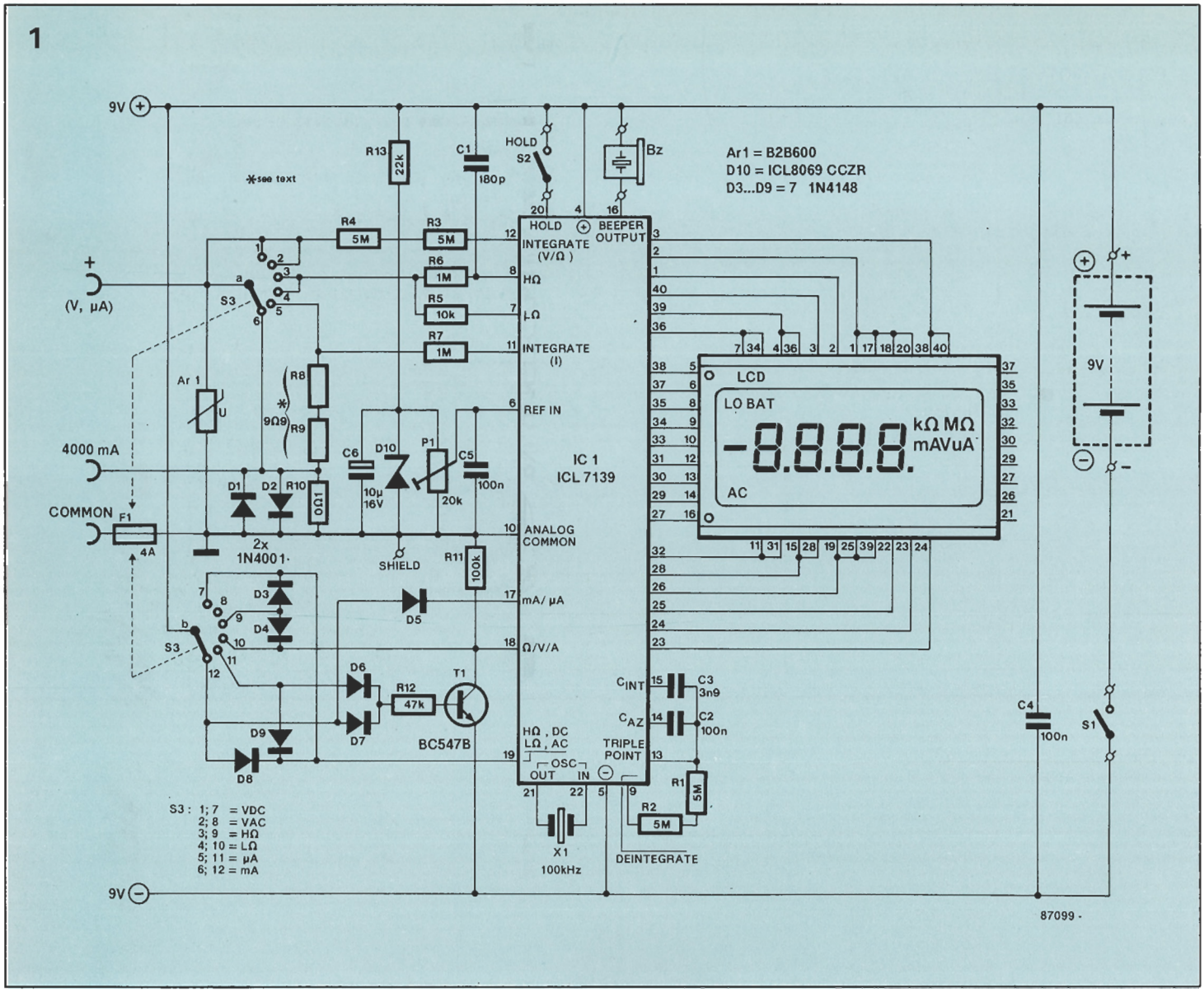
Actualmente existen en el mercado una gran variedad de polímetros digitales de todo tipo de características y precios; a pesar de esto, no son muchos los modelos comerciales que dispongan de unas prestaciones similares a las del montaje que les proponemos. Sin contar con el placer para el aficionado de construirse él mismo un instrumento muy fácil de construcción y manejo, y con unas prestaciones elevadas, para su laboratorio.

El circuito

El circuito propuesto está basado en un integrado específico de GE-Intersil, recientemente introducido, que permite la realización de un polímetro digital portátil de altas prestaciones, bajo consumo, y cambio automático de escala (auto-rango); las características básicas del ICL 7139 se resumen en la tabla 1. Una descripción más detallada de este interesante integrado aparece en otro artículo de esta misma revista.

El ICL 7139 realiza todas las





funciones necesarias para el funcionamiento del polímetro. Empleado como voltímetro, tensión continua, el integrado muestra el resultado de la conversión en la escala adecuada; como se observa en el esquema de la figura 1, el selector de funciones consta de un sólo conmutador de dos circuitos: a través de este conmutador se seleccionan las funciones de tensión continua o alterna, corriente continua, y resistencia. Para medidas de tensión continua el integrado dispone de 4 escalas, entre 0,4 V y 400 V, que son seleccionadas internamente para proporcionar la máxima precisión y la lectura más adecuada. Para tensiones alternas sólo existe una escala de 400 V. Par las medidas de corriente y resistencia el selector dispone de dos escalas, «H»=alta y «L»=baja; el ICL 7139 selecciona uno de los dos rangos dentro de estas medidas.

Además de las funciones básicas de medida, el dispositivo incorpora 5 funciones auxiliares que merecen una atención particular. Primero, el valor eficaz, RMS, de las señales senoidales de 50 Hz puede ser medido de manera precisa en la, única, escala alterna (400 V). Segundo, el empleo de un visualizador LCD de 3 3/4 dígitos con indicación de las unidades de medida (KΩ, MΩ, mA, µA, V) así como indicación de señales alternas (AC) y la colocación automática del punto decimal proporcionan una lectura inequívoca de la medida realizada. Tercero, un detector interno de nivel que señaliza el nivel de batería baja, LO BAT, en el visualizador. Cuarto, una salida de manejo de un zumbador que se activa produciendo una señal sonora cuando la resistencia en las puntas de medida es inferior a 1 KΩ. Por último, un interruptor, HOLD, permite congelar la lectura de la última conversación realizada, manteniendo el valor en el visualizador.

Volviendo al esquema de la figura 1, se aprecia que son necesarios muy pocos componentes para la realización del montaje. Sin embargo, teniendo en cuenta que se trata de un instrumento de medida, y a pesar de que el integrado realiza la mayor parte del trabajo, hay que prestar una especial atención a una serie de componentes, que deben cumplir unas exigencias mayores de lo habitual. Por ejemplo, el condensador C3, en la entrada Cint, patilla 15 del integrado, debe ser un modelo de alta estabilidad, con una tolerancia inferior al 2,5% (polipropileno). La relación (R3+R4)/R7 debe ser de 10:1, *¡con una tolerancia inferior al 0,05%!*, para una precisión óptima de las medidas de tensión. La pre-

Figura 1. Esquema completo del polímetro auto-rango construido alrededor del ICL 7139.

Lista de componentes

Resistencia (±5%):

R_1...R_4 incl.=5M0
R_5=10K; 5 W
R_6; R_7=1M; 0,1%
R_8=1Ω24 1%
R_9=8Ω66 1%
(R_8+R_9=9Ω9; 0,5%)
R_{10}=0.12 2W
R_{11}100K
R_{12}47K
R_{13}22K
$P_1$20K ajustable multivuelta

Condensadores:

C_1=180p
C_2; C_4; C_5=100n
C_3=3n9 2,5% (KP) poliestirineo mica plateada
C_6=10μ; 16 V; axial

Semiconductores

D_1; D_2=1N4001
D_3...D_9 incl.=1N4148
D_{10}=ICL8069CCZR (GE-Intersil)
IC_1=ICL7139 (GE-Intersil)
T_1=BC547B

Varios:

S_1, S_2=interruptor miniatura
S_3=conmutador rotativo, 6 posiciones/ 2 circuitos
F_1=fusible rápido de 4 A y portafusibles para circuito impreso.
X_1=cristal de cuarzo miniatura 100 KHz
Bz=zumbador piezoeléctrico, por ejemplo, TOKO PB2720 Derivador Siemens B2B600 o S10K600 Pila de 9 voltios y clip de pila.
3 bornas hembras.
Caja de plástico, por ejemplo, Vero 65-2996H.
Visualizador cristal líquido 38D8R02H (LXD).

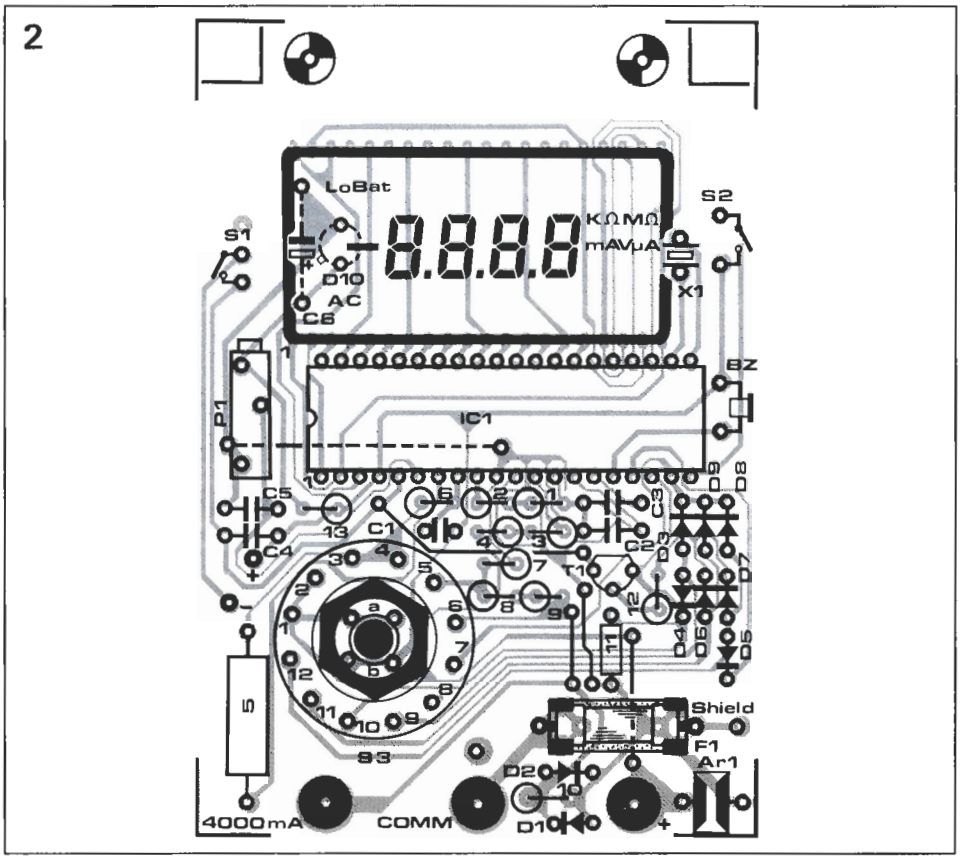
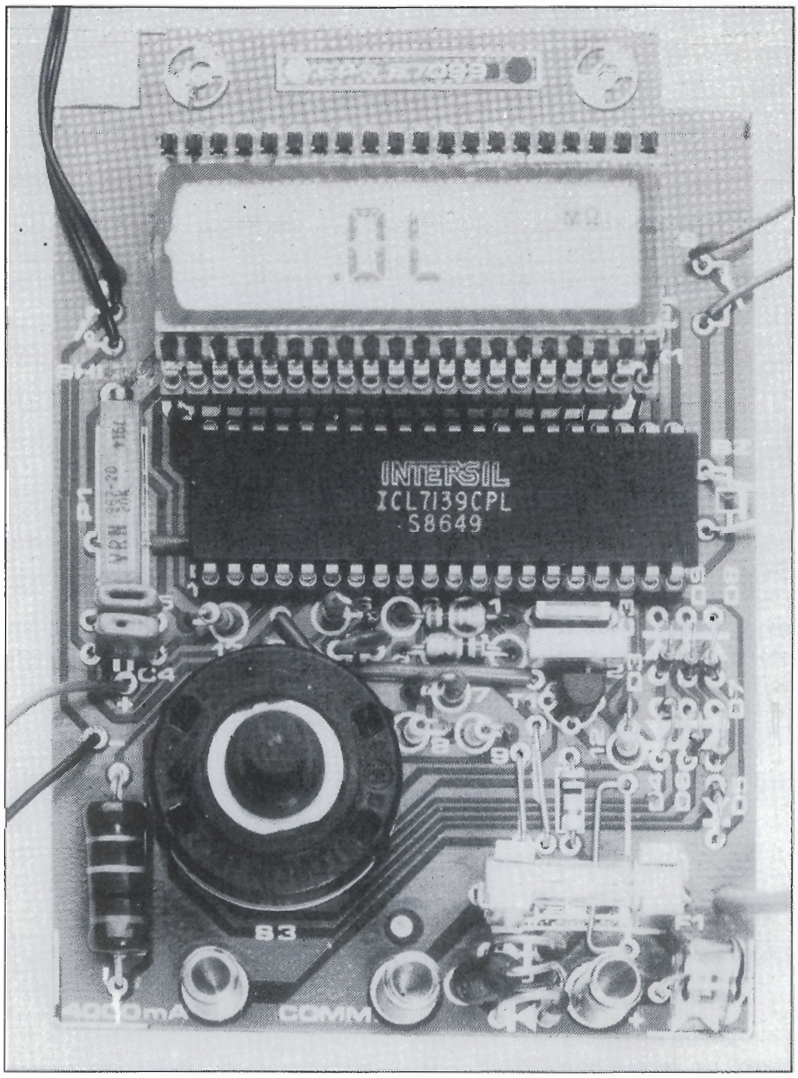


Figura 2. Disposición de componentes sobre la placa EPS 87099.



cisión en este caso se refiere no tanto al valor exacto de las resistencias como a la relación entre ellas. Las resistencias R1+R2 y R3+R4 pueden ser apareadas con ayuda del ajustable P1. El valor de R5 y R6 debe estar dentro del 0,5% del indicado para una adecuada precisión de las medidas de resistencias. La precisión de las resistencias R8+R9 y R10 determinan la exactitud de las medidas de corriente: el valor absoluto de las mismas, así como la relación de 10^6 :10 con R7 debe tener una tolerancia mejor que 0,5%.

Un polímetro auto-rango no puede trabajar sin una adecuada protección de la entrada frente a sobretensiones. La forma habitual de realizar esta protección es incorporar un varistor de óxido metálico en paralelo con la entrada. Estas resistencias variables en función de la tensión presentan la ventaja de una débil inercia (un tiempo de respuesta menor de 25 ns) que se paga con una elevada capacidad de entrada (más de 200 pF). Los descargadores a gas («gas-filled surge arrester», o «surge voltage protector») presentan un tiempo de respuesta ligeramente mayor, pero tienen una capacidad parásita mucho más baja (entre 1 y 7 pF); para nuestro montaje hemos escogido el modelo B2B600 de Siemens, que tiene tan sólo 2 pF de capacidad, al

tiempo que ofrece una muy buena protección de las sensibles entradas del ICL 7139.

A diferencia de otros integrados de la misma marca para funciones de medida, el ICL 7139 no incorpora internamente una referencia de tensión. Este problema se solventa fácilmente con la inclusión de un diodo zener especial de precisión, compensado en temperatura, que suministra una tensión estable de 1,2 voltios: el ICL 8069 de Intersil, D10. El ajuste de P1 permite no sólo determinar el valor preciso de la tensión de referencia sino también, y más importante, compensar las tolerancias de las resistencias del divisor, sobre todo la de 5 MΩ. Para el ajuste del instrumento, una vez finalizado el montaje, se requiere tan sólo un preciso polímetro digital, prestado por un amigo o comprado en una tienda, que sirva como patrón.

El conmutador rotativo S3 permite seleccionar uno de los 6 modos diferentes de medida. Al tiempo que la selección interna del

CARACTERISTICAS TECNICAS

• 13 rangos de medida:	tensión continua: 400 mV, 4 V, 40 V, 400 V tensión alterna: 400 V/50 Hz corriente continua: 4 mA. 40 mA, 400 mA, 4 A resistencia: 4 KΩ, 400 KΩ, 4 MΩ
• Impedancia de entrada:	10 MΩ (cc)
• Precisión:	400 Vcc: 1% de la lectura ± 1 dígito resto de escalas cc: 0,2% de la lectura ± 1 dígito 400 V/50 Hz: 2% de la lectura 4 KΩ, 400 KΩ: 0,5% de la lectura ± 8 dígitos 40 KΩ, 4 MΩ: 1% de la lectura ± 9 dígitos 4 mA, 400 mA: 0,5% de la lectura ± 1 dígito 40 mA, 4 A: 0,2% de la lectura ± 1 dígito

- Auto-rango; la primera lectura visualizada está siempre en el rango correcto. El integrado maneja directamente el punto decimal adecuado.
- Excitación directa del visualizador de cristal líquido, LCD, de 3 3/4 dígitos, 3 puntos decimales y 11 indicadores.
- Alta integración: no se necesita ningún otro componente activo.
- Bajo consumo: < 20 mW
- Larga duración de la pila: típicamente unas 1.000 horas.
- Rectificador integrado, calibrado para RMS con señal senoidal de 50 Hz.
- Posibilidad de almacenar la lectura.
- Control directo de resonador piezoeléctrico para medidas de continuidad.
- Indicación de pila baja sobre el visualizador.
- Lectura «0» sobre todos los rangos para tensión de entrada nula.
- Protección contra tensiones excesivas mediante derivador o varistor.
- Protección contra corrientes altas mediante fusible rápido y diodos.

3

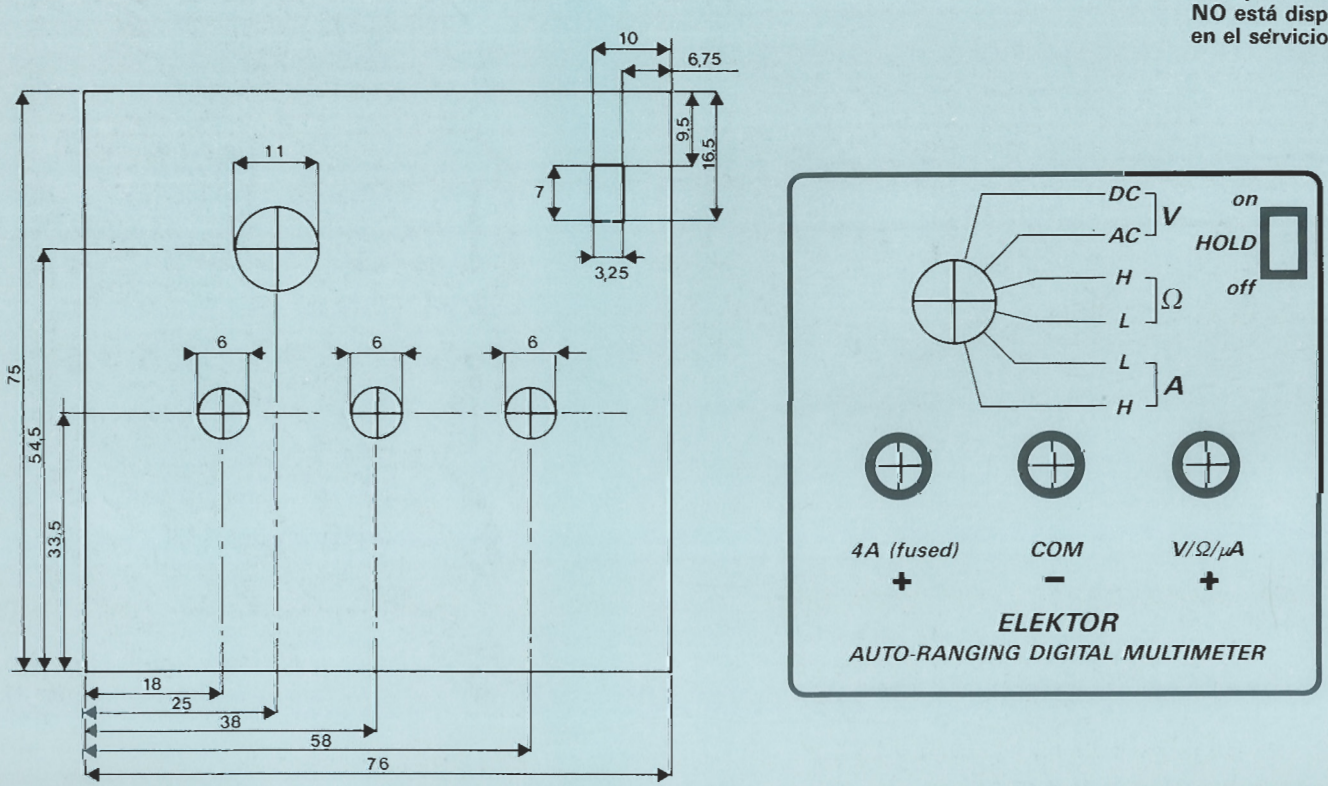
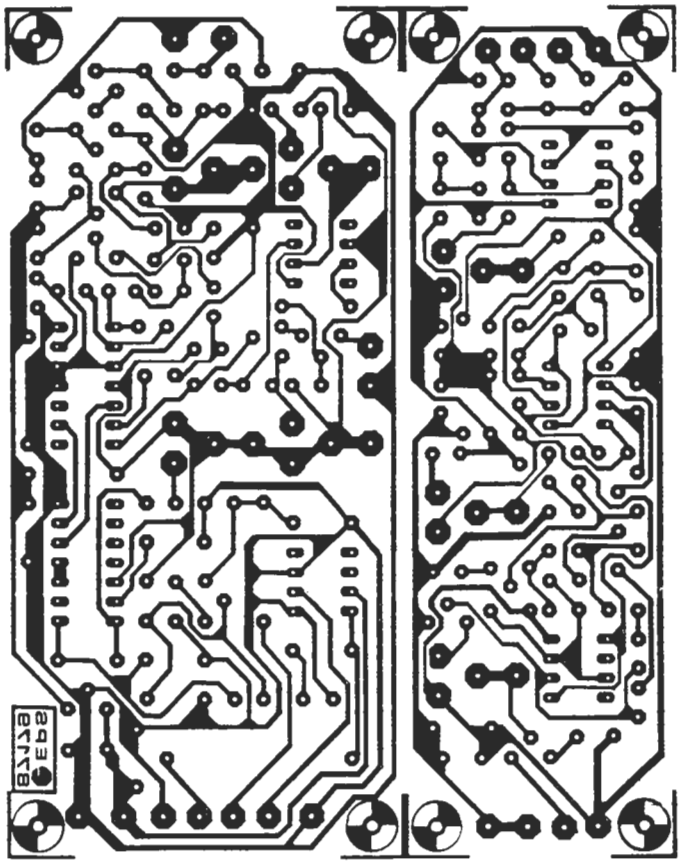


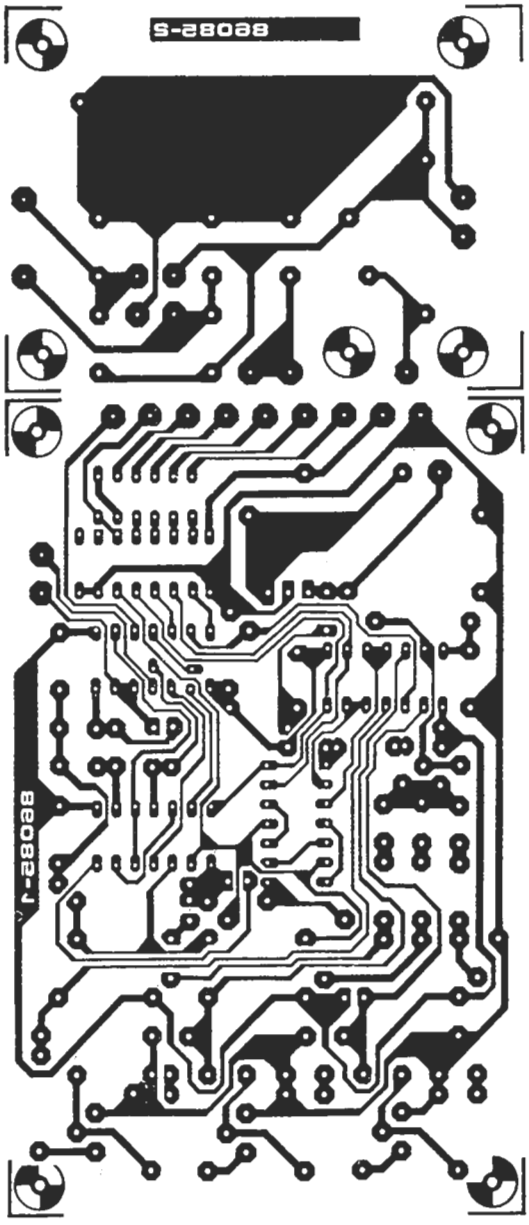
Figura 3. Panel frontal sugerido, y plano de taladrado correspondiente. Este panel frontal NO está disponible en el servicio EPS.

EPS

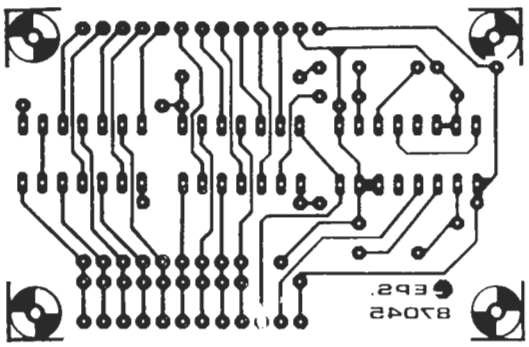
Para la realización de los circuitos impresos de **ELEKTOR** se pueden emplear los productos **INELECK-KF** (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



EPS 87179 Transceptor I.R. de largo alcance



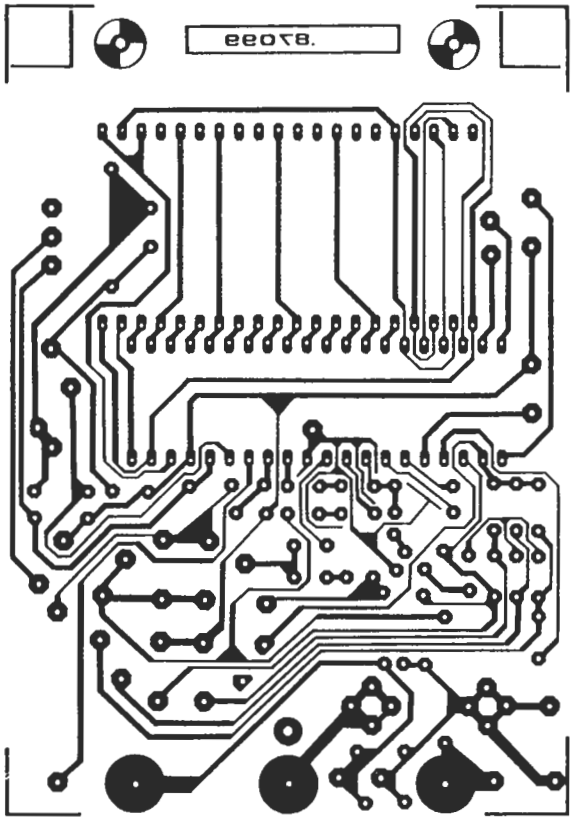
EPS 86085 Autobomba



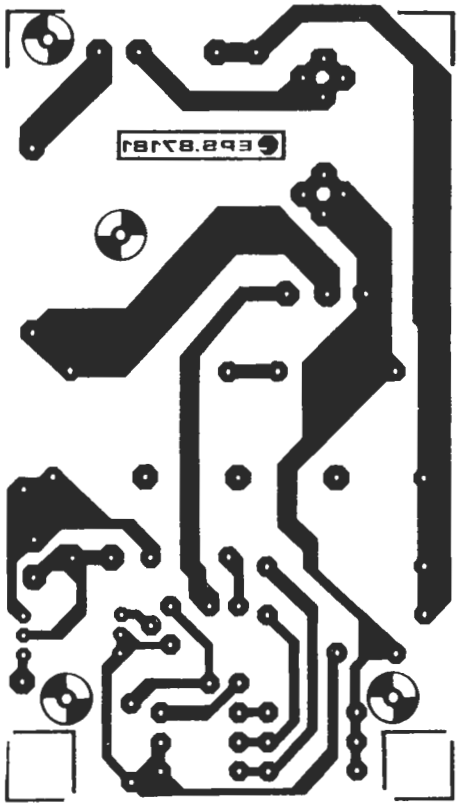
EPS 87045 Interface IEC-Centronics

EPS

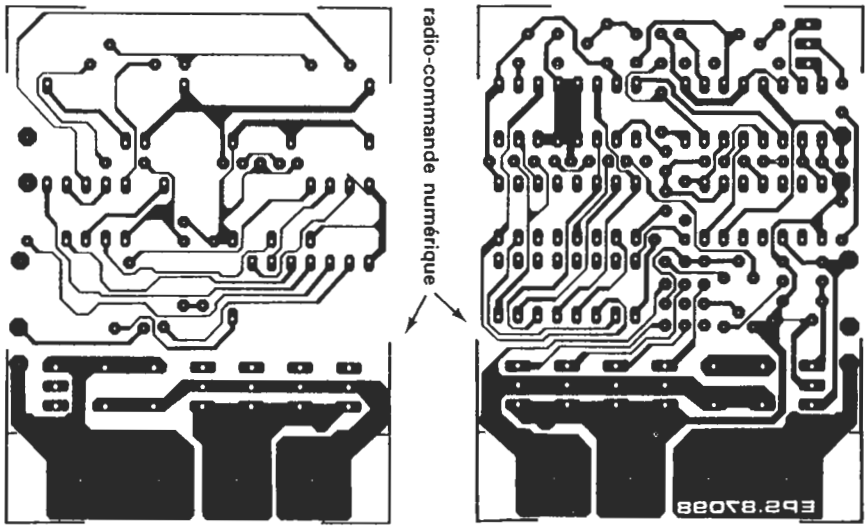
EPS



EPS 87099 Polímetro digital auto-rango

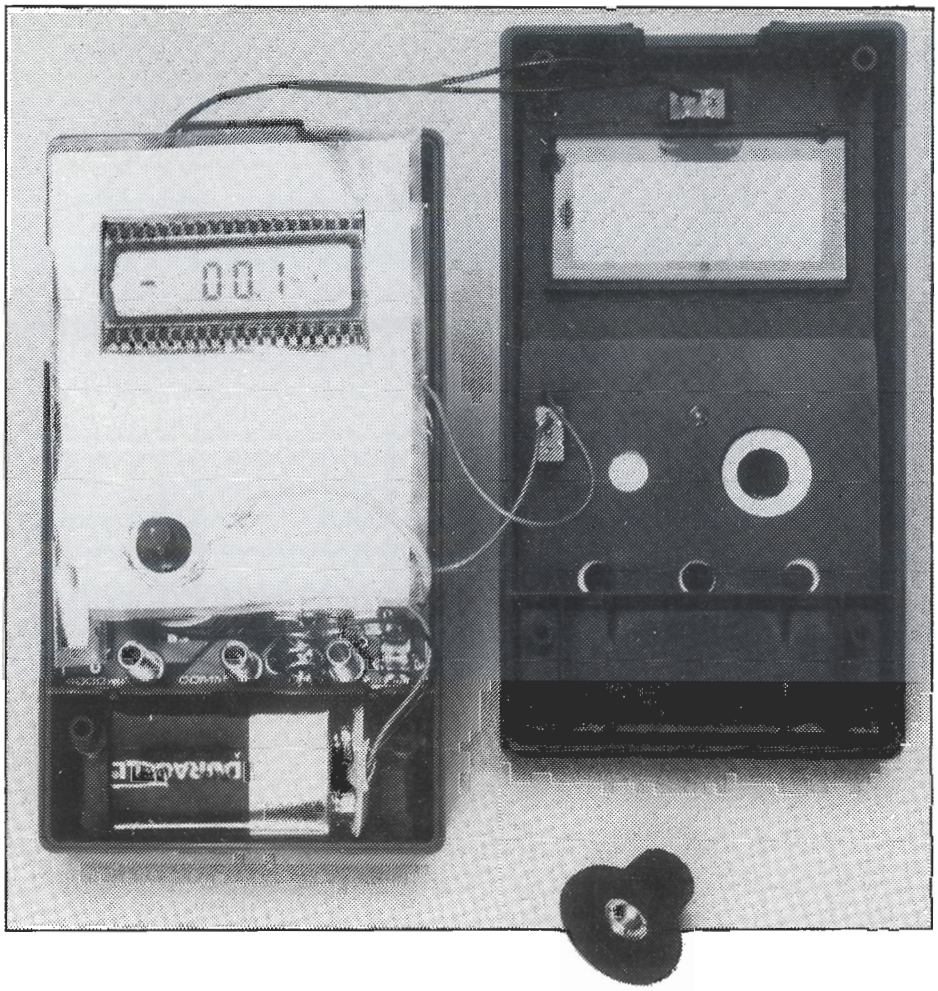


EPS 87181 Regulador para cargas inductivas



EPS 87098 Control digital para motores de modelismo

EPS



modo de medida, el integrado controla la aparición en el visualizador de cristal líquido del símbolo adecuado. El interruptor S2 activa el mantenimiento sobre el visualizador de la última medida realizada.

Gracias al bajo consumo del integrado, y a la ausencia de otros componentes activos, a excepción de D10, en el montaje, una pila de 9 voltios proporciona una alimentación de larga duración al instrumento; para prolongar la vida de la misma, el interruptor S1 desconecta la alimentación. El oscilador interno del ICL 7139 funciona a partir de un cristal de cuarzo de 100 KHz; este mismo oscilador se emplea para el convertidor interno de alterna RMS: el valor de 100 KHz es el adecuado para las medidas de 50 Hz, en caso de necesitar medidas de 60 Hz debe cambiarse por otro cristal de 120 KHz.

Construcción

El montaje sobre la placa EPS 87099, disponible en nuestro servicio de circuitos impresos, no presenta ninguna dificultad digna de mención. Dependiendo de la caja que se utilice para alojar el instrumento, en nuestro prototipo se empleó una Vero 65-2996H, habrá que colocar un zócalo de tipo «wire-wrap» (o dos zócalos normales, uno sobre otro) para elevar el visualizador a la altura adecuada. Recomendamos por tanto que se elija la caja antes de completar el montaje. Aunque el circuito impreso está diseñado de forma que las bornas de conexión pueden colocarse directamente sobre el circuito impreso (ver fotografía de la placa montada), resulta más conveniente fijarlos sobre la caja, para evitar un excesivo esfuerzo mecánico sobre la placa. Si, de todas maneras, opta por colocarlos sobre el circuito impreso resulta recomendable colocar un par de arandelas, una en cada lado del circuito impreso, para repartir la tracción mecánica sobre una superficie mayor. En este caso, la unión a la placa de las respectivas bornas será lo más corta posible, realizada con hilo de unos 2 mm de sección.

En el caso de la caja Vero, y de otras cajas comerciales similares, existe un compartimento especialmente diseñado para la pila. A fin de evitar que esta se mueva, se colocará en su interior un trozo de goma-espuma o poliestireno, de forma que quede sin libertad de movimiento dentro del compartimento. Como se ve en las fotografías, hay que colocar en las paredes interiores de la caja un apantallamiento electrostático. Este se puede realizar con una capa de papel de aluminio recubierta de papel autoadhesivo transparente: es importante que ningún componente entre en contacto con la lámina de blindaje; se dejará sin aislar un pequeño trozo del papel de aluminio a través del cual se unirá a placa, con un trozo de hilo, al punto marcado *Shield.*

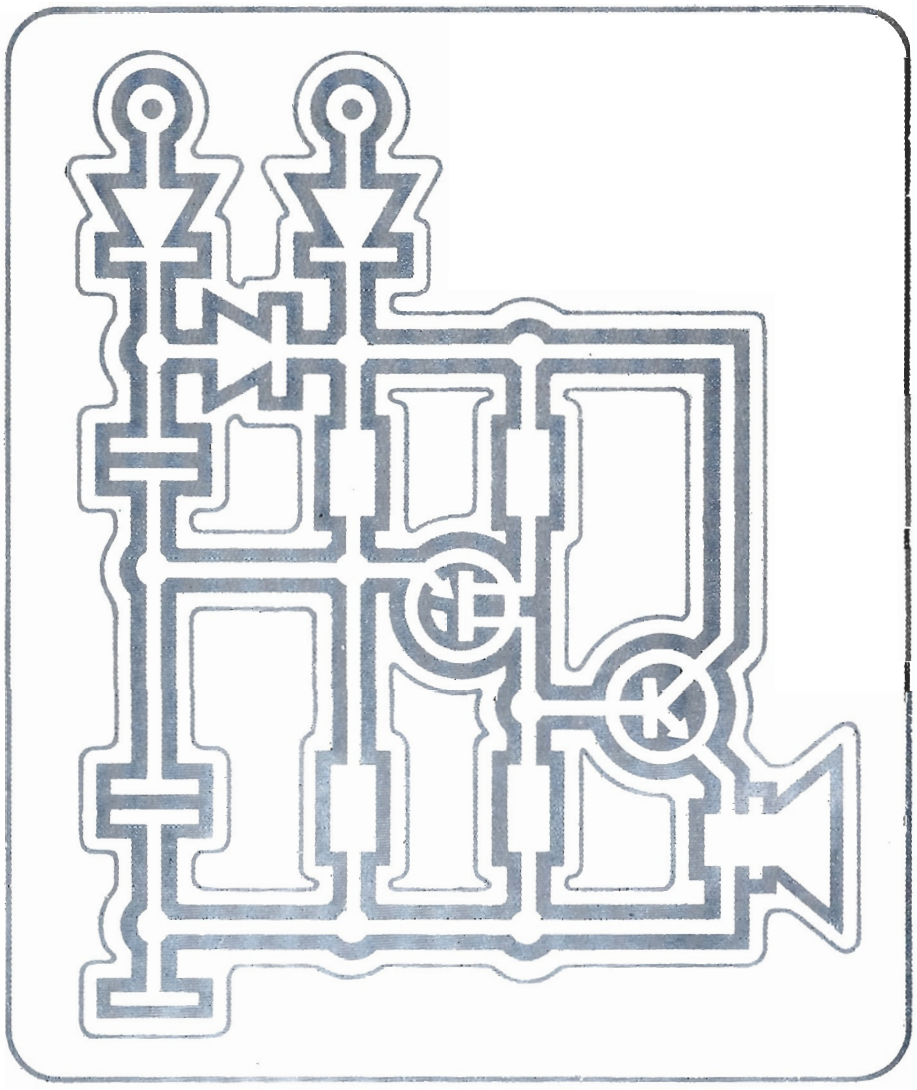
Como ya se ha indicado anteriormente, el ajuste del potenciómetro P1 se hará con ayuda de un polímetro digital, ajustando la gama de tensión continua. El resto de las gamas quedará correctamente calibrado si las resistencias guardan las indicaciones anteriormente comentadas. En caso contrario, si se observa alguna desviación importante en alguna de las gamas, habrá que revisar las resistencias correspondientes. ◼

1.400 pts

Servicio libros de Elektor

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

300 circuitos

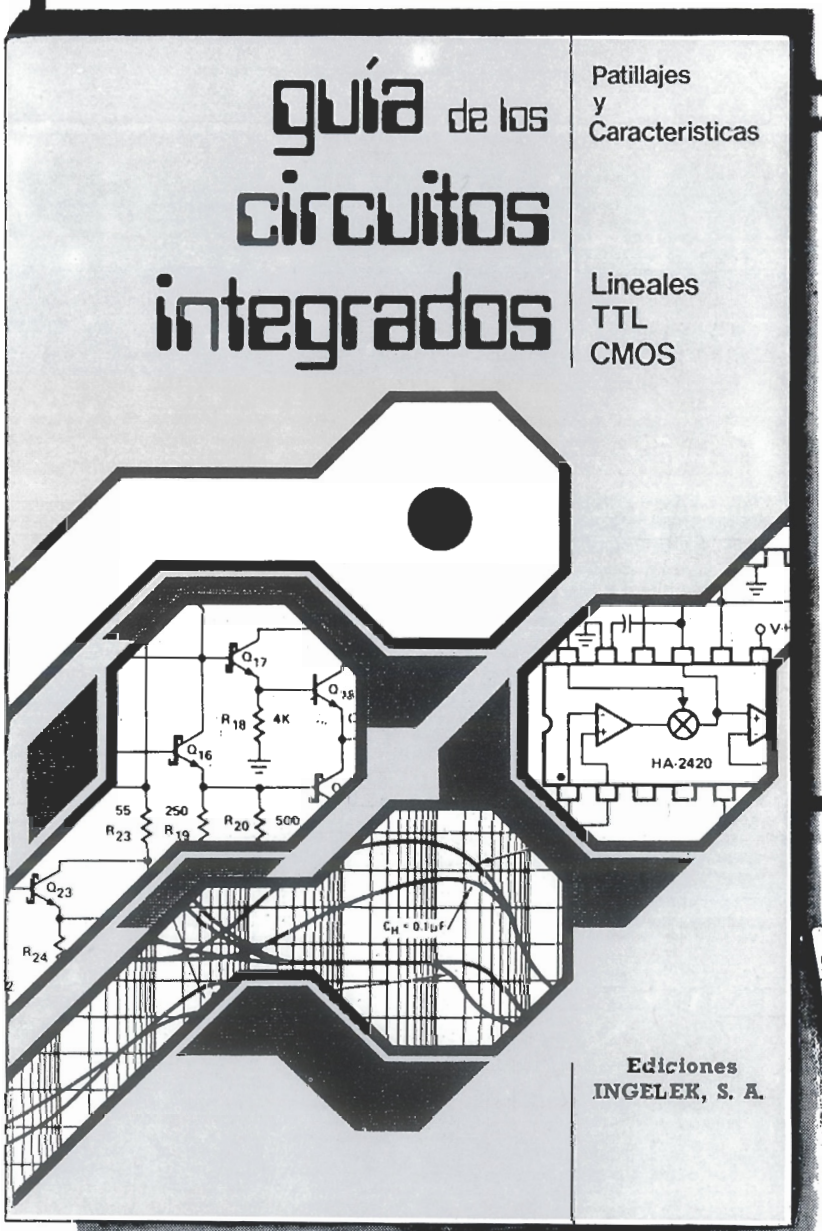


El libro consta de 300 capítulos que presentan otros tantos circuitos electrónicos completos y de fácil montaje, así como ideas originales para el diseño de circuitos.

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

INGELEK, S. A

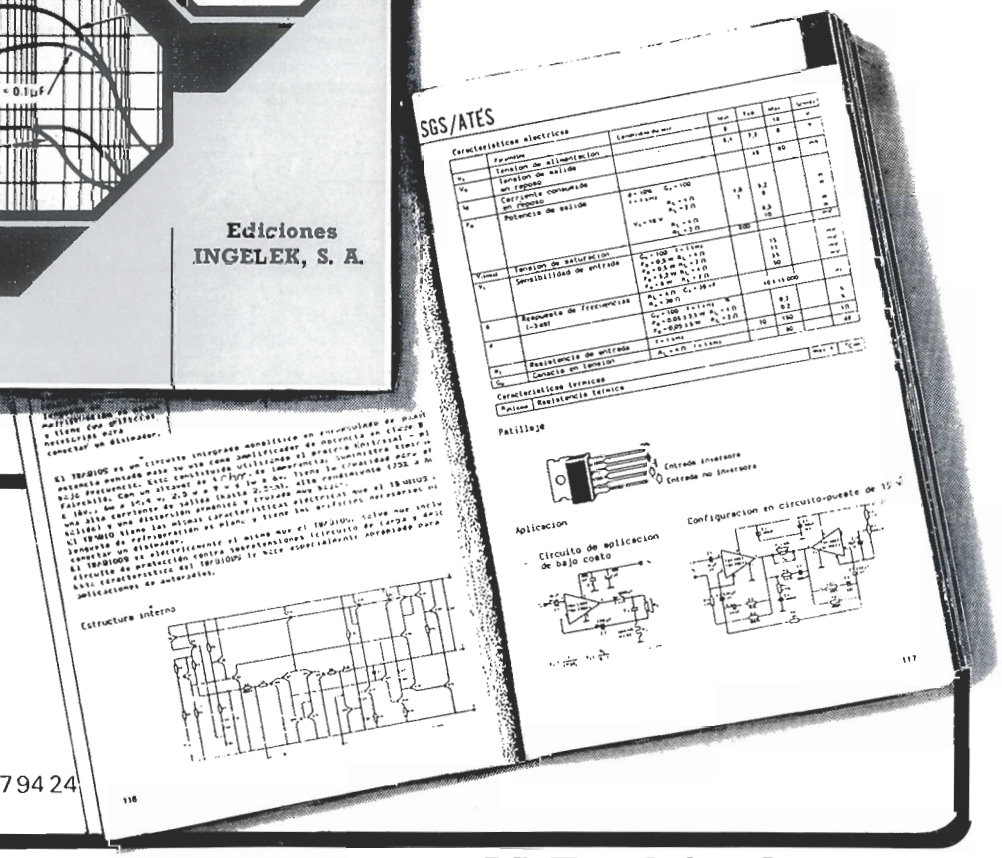
¿Desea tener recopiladas las características y descripciones de los circuitos integrados CMOS, lineales, para audio o especiales?



Si es así Vd. necesita la

Guia de los Circuitos Integrados

¡EDITADO EN CASTELLANO!



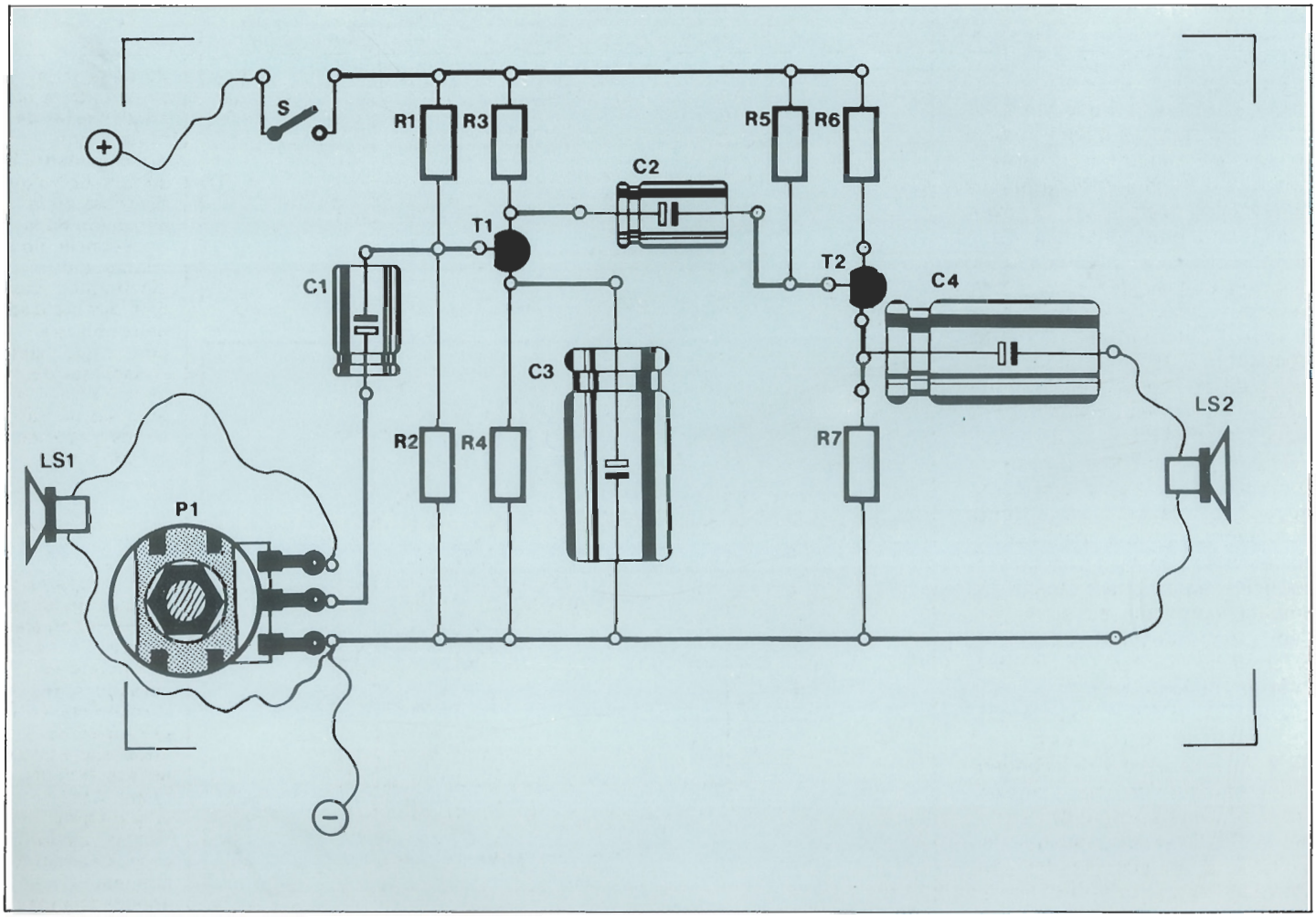
EDICIONES INGELEK

Ediciones INGELEK
Plza. República
Ecuador, 2. 1.º
28016 Madrid, teléfono: 4579424

P.V.P. 2650 ptas.

A la voz de «un lugar para cada cosa y una cosa para cada lugar», elija el condensador conveniente para cada aplicación.
A los condensadores electrolíticos se les reprocha una alta impedancia a frecuencias elevadas. La confianza en su acoplamiento es tan limitada, que a estos condensadores electroquímicos se les suele colocar en paralelo con un condensador cerámico, o un condensador de película metálica.

¿CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS PARA RF?

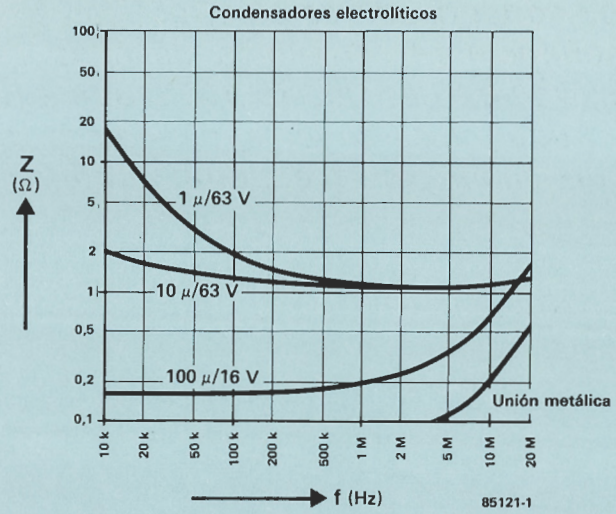


Como en todo, una generalización en electrónica es muchas veces falsa, o por lo menos una media verdad. Las medidas efectuadas en un gran número de condensadores de todo tipo hacen aparecer a los condensadores electroquímicos desde un punto de vista mucho más favorable.

Hay que empezar haciendo una distinción en cuanto a la aplicación del condensador. Cuando se trata de realizar un acoplamiento o desacoplamiento de señales BF (eliminación de la componente continua presente en la señal) un condensador electrolítico en principio no puede ser usado, mas que en ciertas condiciones, en particular cuando se trata de Hi-Fi. Los condensadores electrolíticos producen una cierta distorsión, mínima, pero real. Para este tipo de aplicación y a frecuencias elevadas (sobrepasando los 100 MHz) la utilización de un condensador electrolítico no es conveniente más que con reservas.

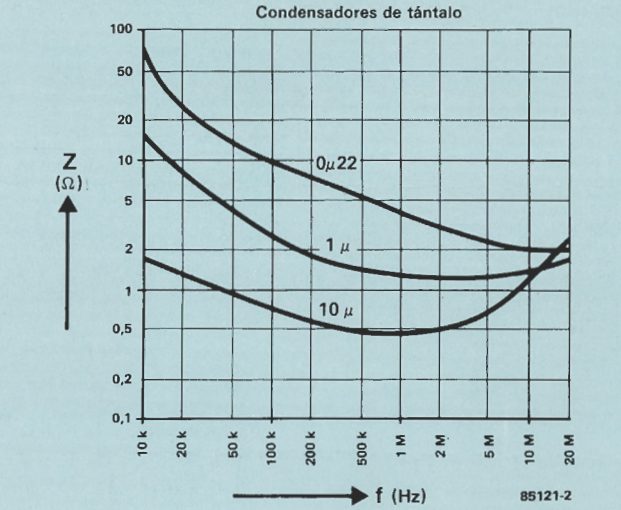
Separar una tensión de alimentación de eventuales residuos RF u otros impulsos en aguja tales como las presentes en los montajes digitales, es uno de los campos de aplicación que conviene a los condensadores electrolíticos. En los circuitos amplificadores de potencia se encuentra a menudo un condensador de película metálica y un electrolítico conectados en paralelo a los bornes de la tensión de alimentación, asegurando con el conjunto de ambos el desacoplamiento. Las conexiones que unen la alimentación con el montaje tienen, debido a su longitud que es de varios centímetros, una cierta inducción, que, a frecuencias elevadas, aumenta frecuentemente la resistencia interna de la fuente de alimentación al menos con respecto a la placa del amplificador. La implantación de condensadores de desacoplamiento en esta placa disminuye la resistencia interna frente al funcionamiento a una frecuencia elevada. En la gama de frecuencias en la que trabajan los amplificadores BF, no sirve para nada montar en paralelo sobre un electrolítico de 100 μF ya existente un condensador de película metálica de 100 n F. Como muestra el diagrama de la figura 1, a 1 MHz, la impedancia del condensador electrolítico (con conexiones de 4 mm de longitud) es inferior a 0,2 Ω. A esta misma frecuencia la impedancia del condensador de película metálica es unas 10 veces superior.

1



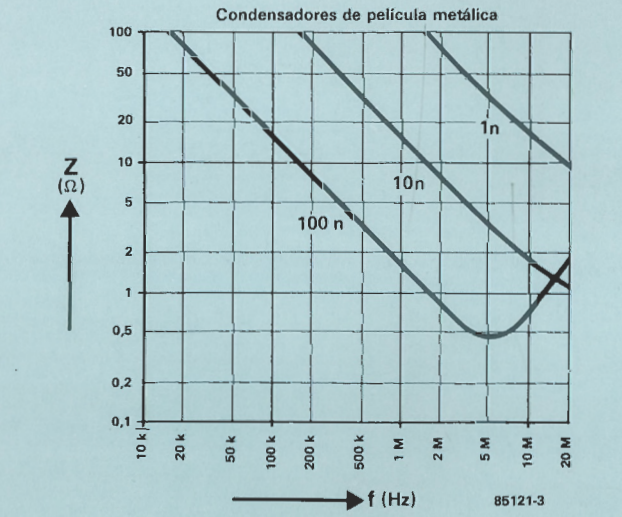
1. Este diagrama prueba que, en el caso de un condensador electrolítico la evolución de la impedancia en función de la frecuencia no es tan catastrófica como se cree. Las curvas que están aquí a título ilustrativo pueden variar de un tipo de condensador a otro. El nivel de la tensión no tiene ninguna relación con la impedancia. No hemos notado ningún cambio respecto a los valores de la impedancia medido cuando la alimentación es con tensión alterna. A título de comparación con los comportamientos a frecuencias elevadas hemos añadido la curva de variación de impedancia de una unión metálica de 1 cm de longitud y de 1 m de sección.

2

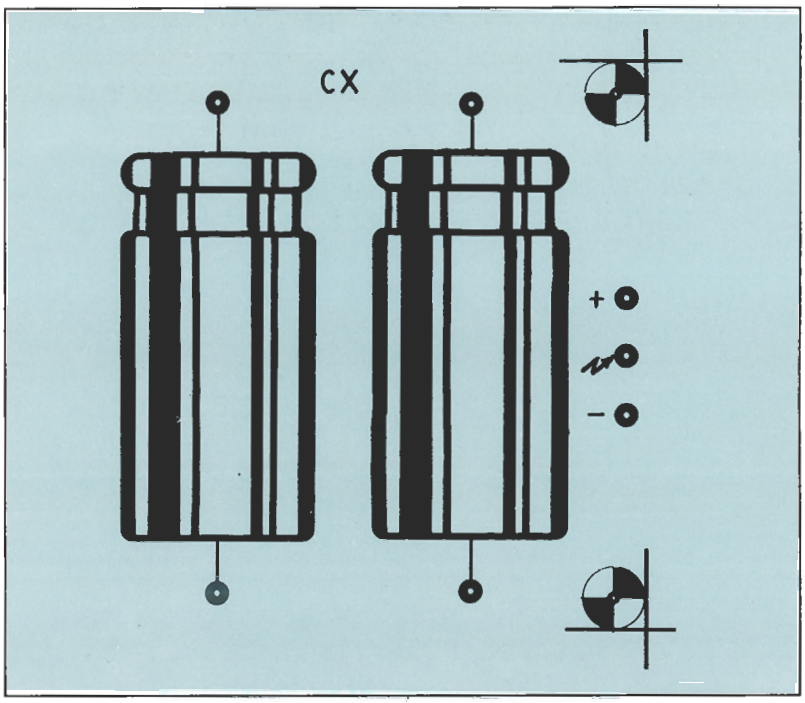


2. La ventaja primordial de un condensador de tántalo está principalmente en su tamaño ya que, fijándose en la evolución de la impedancia, no se distingue del electrolítico. Las medidas realizadas nos inducen a pensar que existen variaciones de impedancia notables de un condensador de tántalo a otro.

3



3. Los condensadores de película metálica tienen, a semejanza de sus competidores cerámicos, mejores características eléctricas; su impedancia no es necesariamente mejor. Sin embargo, es posible realizar un desacoplamiento con una impedancia más pequeña.

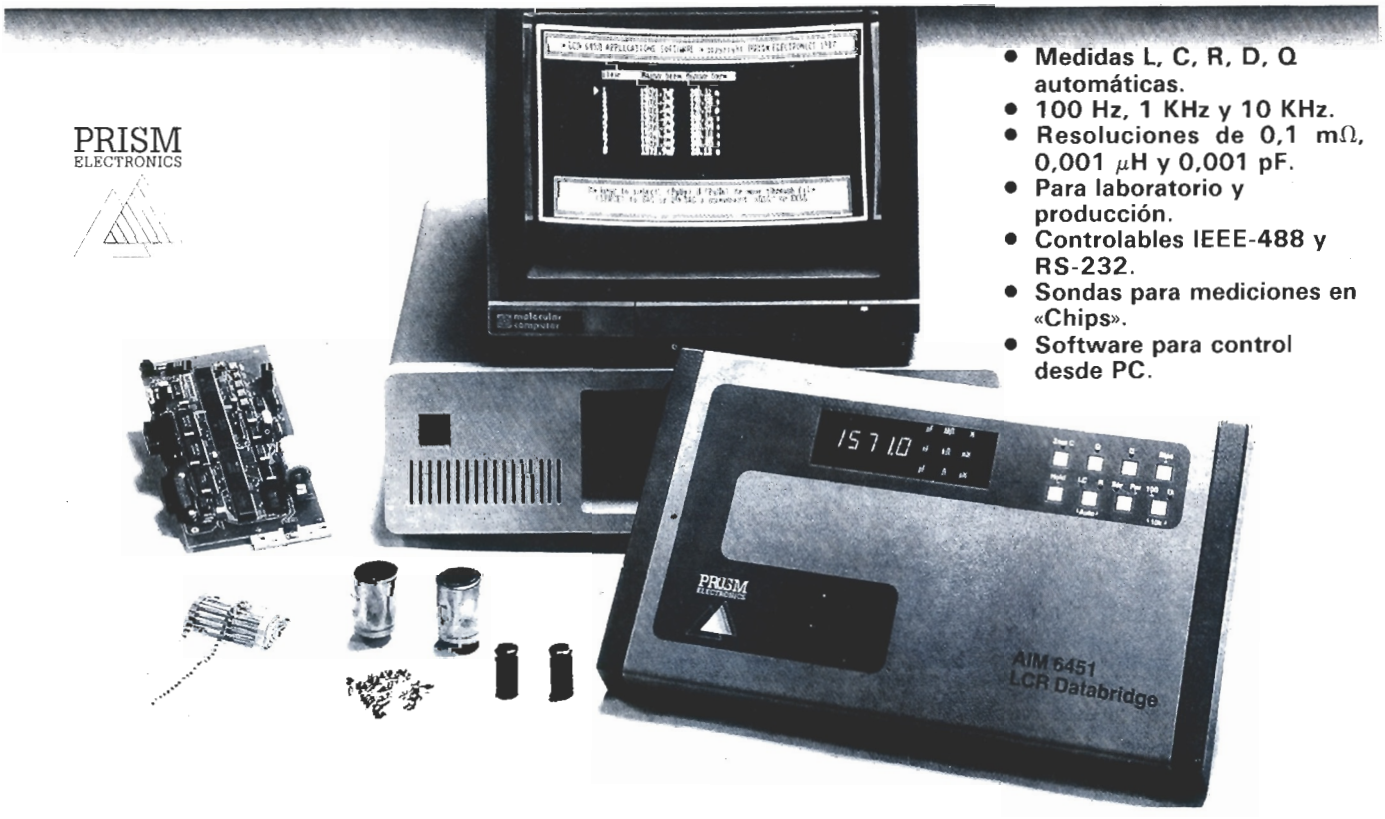


Lo mismo ocurre en lo que respecta a los desacoplos de los reguladores integrados de tres patillas. Hay que respetar la siguiente regla: visto desde el punto de vista de la impedancia, un condensador electrolítico de tántalo es (casi) siempre peor que un condensador electroquímico de precio similar. La única ventaja son sus dimensiones, que son sensiblemente menores.

En los montajes vídeo, los condensadores electroquímicos aseguran sin problemas el desacoplo de las señales de entrada y de salida. La puesta en paralelo de un condensador cerámico no aporta nada nuevo. Hay que desconfiar de la utilización de los condensadores electrolíticos cuando tiene una gran importancia la constancia de la fase de la frecuencia. En el rango de los MHz, los electrolíticos tienen un cierto número de puntos de resonancia, debidos a la suma de las numerosas capacidades e inductancias individuales presentes en el interior de un condensador bobinado. La fase y la impedancia tienen en esta gama de frecuencias una cierta ondulación que no se ve en los diagramas idealizados.

En resumen, a frecuencias del orden de MHz, la impedancia de un condensador electrolítico depende principalmente de su tamaño y de la longitud de sus conexiones. Para eliminar los efectos parásitos en RF, es necesario vigilar que la tensión de funcionamiento del condensador electrolítico no sea inútilmente superior a la tensión efectivamente aplicada, debido a que el tamaño de este tipo de condensadores, y de hecho su impedancia RF, depende de su capacidad y de la tensión de servicio. ⏮

PUENTES UNIVERSALES LCR, AIM 6451 Y AIM 6401



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

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

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

El sistema de transmisión que se describe en el presente artículo recurre a la modulación de frecuencia (FM) de un haz de infrarrojos y permite cubrir distancias considerablemente largas sin el empleo de componentes optoeléctricos costosos. El alcance del equipo queda limitado virtualmente por el horizonte natural, pero se pueden emplear sistemas de espejos para evitar esta limitación.

TRANSCEPTOR DE INFRARROJOS PARA GRANDES DISTANCIAS

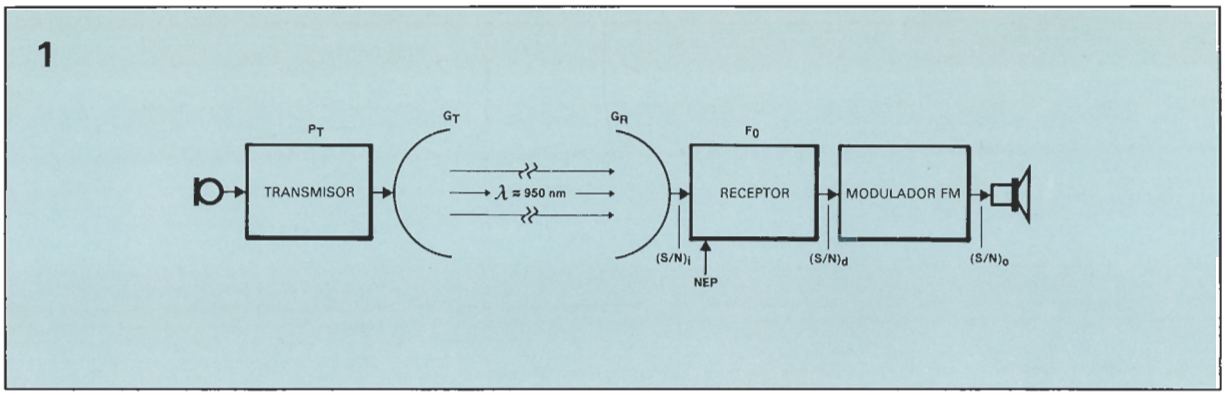
Hay muchas personas que están convencidas de que los dispositivos basados en infrarrojos sólo son útiles para sistemas de control remoto que cubran alrededor de los 10 metros. Los potentes emisores de infrarrojos están fuera del alcance económico de la gran mayoría de los aficionados a la electrónica, y su utilidad a menudo se pone en duda simplemente porque doblando la potencia radiada apenas se incrementa la distancia efectiva de transmisión. A pesar de los últimos avances en la tecnología optoelectrónica, el problema real de la comunicación a gran distancia, dentro del espectro de frecuencias que corresponde a la banda de los infrarrojos, es un fenómeno físico bien conocido: la convergencia del haz.



Principios de telecomunicación

Los ingenieros de telecomunicaciones emplean modelos teóricos o empíricos para evaluar y estudiar la posibilidad técnica de

Figura 1. Sistema hipotético de comunicación por infrarrojos.



una comunicación punto a punto dentro de las bandas de frecuencias disponibles. Un modelo general de un enlace entre un transmisor de frecuencia modulada (FM) y un receptor se puede observar en la figura 1. En el lado del transmisor, la ganancia de la antena es G_T, mientras que el receptor posee una antena de ganancia G_R. En este ejemplo, la frecuencia central empleada es de 313 THz (1 terahertz=10^12 Hz), lo cual significa que la componente principal del espectro radiado tiene una longitud de onda de unos 950 nm. Esta longitud de onda es ligeramente mayor que la correspondiente a la gama más alta de rojos visibles por el ojo humano.

El hecho de que la «luz» infrarroja se transmita y reciba, permite emplear dispositivos ópticos, tales como reflectores y lentes, como si fueran antenas. El siguiente paso del cálculo se simplifica a propósito, donde sea posible, en virtud de suposiciones razonables debidas a las características del equipo. Algunas veces, el término electrónico «amplificación» se emplea para sustituir el término físico «aumento» o «factor de convergencia», que estrictamente hablando son más correctos. Esta referencia está hecha principalmente para las notaciones efectuadas en la figura 1, y sobre todo en las especificaciones técnicas de los componentes infrarrojos empleados (ver figura 2).

El IRED («Infra-Red Emiter Diode», Diodo Emisor de Infrarrojos) modelo LD271 y el fotodiodo modelo BP104 son relativamente baratos y generalmente disponibles en las tiendas de componentes.

Con referencia a las figuras 1 y 2, la potencia radiante P_T en el lado del transmisor es de 10 mW en antena, ccon una ganancia asumida, G_T de 20 dB (aprox., ×100), sin embargo, la potencia radiada efectiva (ERP) es de +30 dBm, o lo que es lo mismo, 1 W.

La figura 2 nos indica que el fotodiodo modelo BP104 genera una potencia de ruido equivalente (NEP) de 4.2×10^{-14}W($\sqrt{\text{Hz}}$)$^{-1}$ W. El área efectiva radiante A es de 5,06 mm². La ganancia, G_R, de una antena receptora de radio r se calcula por medio de:

$$G_R = 10\log_{10}(\pi r^2/A) = 10\log_{10}(0{,}621r^2)\ [\text{dB}] \quad [1]$$

que para un radio de 50 mm se obtiene una G_R de aproximadamente 32 dB.

Se asume que el receptor tiene un factor de ruido F_0 de 3 (=F_{dB}=4,7 dB, que es un valor medio), mientras que el transmisor se modula con un tono simple de frecuencia $f_{(m)}$, produciendo una desviación de Δf. También asumiremos que la relación señal/ruido de predetección, $[s/N]_d$, está comprendida entre 10 y 15 dB, esto es, por encima del umbral de detección de las señales de FM, y que para un $\Delta f=\pm50$ kHz la relación señal/ruido de salida, $[S/N]_o$, del demodulador de FM ideal se calcula por la expresión:

$$[S/N]_o = {}^3/_2(\Delta f/f_{(m)})^2[S/N]_d \quad [2]$$

donde

$$[S/N]_d = (1/F_0)[S/N]_i \quad [3]$$

Volviendo sobre las características técnicas del LD271, vemos que el diodo emisor de infrarrojos (IRED) empleado aporta una intensidad radiante I_e de 10 mW por estereorradián (sr) para una corriente continua de 100 mA. El haz luminoso emitido por un IRED es de forma cónica, lo que hace bastante difícil el cálculo de la intensidad radiante recibida sobre la superficie plana del fotodiodo. La figura 3 muestra que la distancia x entre el transmisor y el receptor es función de la divergencia del haz transmisor. La intensidad radiante sobre una superficie cóncava $A_{(TZ)}$ es 10 mW sr^1, para α1 rad≈57,3 grados. Para evitar cálculos complejos en la determinación del radio de una superficie plana A, con respecto a otra $A_{(TZ)}$ cóncava, supondremos que la anchura del haz disminuye de 1 radián (α) a 0,1 radián Ω. Esta simplificación permite consi-

TRANSMISOR-RECEPTOR DE INFRARROJOS PARA GRANDES DISTANCIAS

Especificaciones técnicas.

Transmisor:

Modulación:	FM
Pre-énfasis:	50 μs
Potencia radiante:	0-10 mW (aprox.)
Forma de onda transmitida:	Rectangular, factor de trabajo=0,5
Tensión de alimentación:	12 V
Consumo máximo de corriente:	(aprox.) 250 mA
Longitud de onda:	950 nm
Ancho de banda espectral:	±20 nm
Desviación máxima:	±50 KHz
Sensibilidad de entrada:	250 mVrms

Receptor:

Tensión de alimentación:	12 V
Consumo máximo de corriente:	(aprox.) 75 mA
Desacentuación:	50 μs
Longitud de onda:	950 nm
Margen de frecuencias del VCO:	65-150 KHz
Margen de enganche del VCO:	±2/3 f_o
Margen de captura del VCO:	±17 KHz

2

LD271

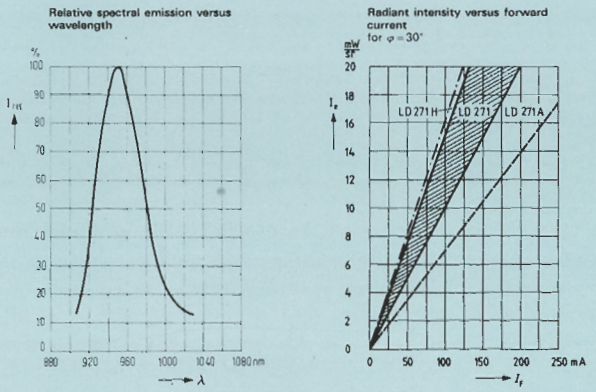
Characteristics (T_{amb} = 25 °C)

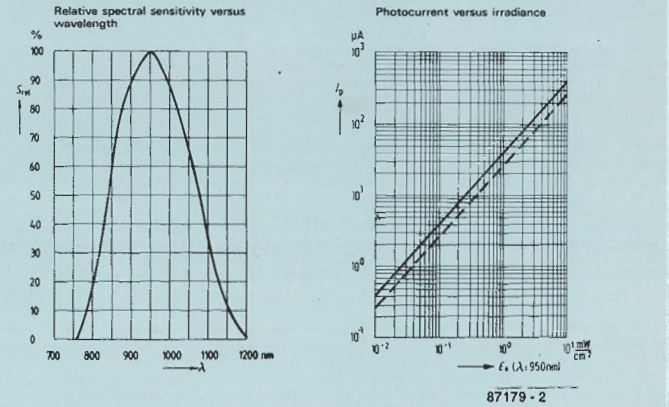
Wavelength at peak emission at I_{max}	λ_{peak}	950	nm
Spectral bandwidth at 50% of I_{max}	$\Delta\lambda$	±20	nm
Radiant intensity in axial direction at I_F = 100 mA, for half angle φ = 30°			
LD = 271 A	I_e	≧7	mW/sr
LD = 271	I_e	15 (≧10)	mW/sr
LD = 271 H [1]	I_e	≧16	mW/sr
Radiant flux (I_F = 100 mA) (typ.) total	Φ_e	16	mW
Half angle (limits for 50% of radiant intensity I_e)	φ	25	degrees
Switching times (I_e from 10% to 90%; I_F = 100 mA)	t_r; t_f	1	µs
Capacitance (V_R = 0 V)	C_o	40	pF
Forward voltage (I_F = 100 mA)	V_F	1.35 (≦1.7)	V
Breakdown voltage (I_R = 100 µA)	$V_{(BR)}$	30 (≧4)	V
Reverse current (V_R = 3 V)	I_R	0.01 (≦10)	µA
Temperature coefficient of I_e or Φ_e	TC	−0.55	%/K
Temperature coefficient of V_F	TC	−1.5	mV/K
Temperature coefficient of λ_{peak}	TC	+0.3	nm/K

BP104

Characteristics (T_{amb} = 25 °C)

Spectral sensitivity (V_R = 5 V) (λ = 950 nm)	S	40 (≧25)	µA · cm²/mW
Wavelength of max. spectral sensitivity	$\lambda_{S\ max}$	950	nm
Quantum yield (Electrons per photon) (λ = 950 nm)	η	0.92	Electrons/Photon
Spectral sensitivity (λ = 950 nm, V_R = 5 V)	S_i	0.71	A/W
Rise and fall time of the photocurrent from 10% to 90% and from 90% to 10% of the final value			
(R_L = 1 kΩ; V_R = 0 V; λ = 950 nm)	t_r; t_f	125	ns
(R_L = 1 kΩ; V_R = 10 V; λ = 950 nm)	t_r; t_f	10	ns
Temperature coefficient for I_S or I_P, resp.	TC	0.18	%/K
Capacitance			
(V_R = 0 V; f = 1 MHz; E = 0)	C_o	48	pF
(V_R = 3 V; f = 1 MHz, E = 0)	C_3	17	pF
Radiant sensitive area	A	5.06	mm²
Dark current (V_R = 10 V)	I_R	2 (≦30)	nA
Noise equivalent power (V_R = 10 V)	NEP	4.2×10^{-14}	W/√Hz
Detection limit	D*	5.4×10^{12}	cm√Hz/W





87179 - 2

Figura 2. Características técnicas esenciales de los componentes infrarrojos empleados en el transceptor.

derar el área del haz resultante $A_{(B)}$ plano, de forma análoga al área A, el cual constituye una parte del área total (ver la vista frontal de la figura 3). Se puede demostrar que I_e - 10 mW sr^{-1}. La figura 3 justifica que es razonable considerar que el haz de infrarrojos tiene un área plana $A_{(B)}$ de radio r, que es la que incide sobre el fotodiodo D, expresada por:

$$r = x \times \tan(^1/_2\Omega) \approx 0{,}05x \qquad [4]$$

$$A_{(B)} - \pi(0{,}05x)^2 \qquad [5]$$

Suponiendo que no existe atenuación atmosférica sobre la distancia x, el área A recibe una cantidad de potencia radiante incidente, P_R, que es una porción de I_e dentro de 0,1 sr, dada por la expresión:

$$P_R = I_e \times \frac{5{,}06 \times 10^{-6}}{(0{,}05x)^2} =$$

$$10^{-4} \times \frac{5{,}06 \times 10^{-6}}{(0{,}05x)^2} =$$

$$\frac{6{,}443 \times 10^{-8}}{x^2} \text{ [W]} \qquad [6]$$

Este cálculo es válido para una transmisión a través del vacío. El factor de atenuación atmosférica para una longitud de onda λ = 950 nm es aproximadamente 4 km^{-1} (≙6 db km^{-1}). Dado que los cálculos principales están basados en factores mejor que en decibelios, se puede reconsiderar la atenuación atmosférica y expresar la potencia radiante incidente P_R como:

$$P_R = \frac{6{,}443 \times 10^{-8}}{x^2 \times 4^{(x/1000)}} \text{ [W]} \qquad [7]$$

La relación señal ruido [S/N]$_i$ a la entrada de un receptor simplemente es la relación entre P_R (S es la señal) y la potencia equivalente de ruido NEP (N es el ruido generado internamente en el fotodiodo) dentro de un ancho de banda dado. La amplificación de P_R en el reflector (G_T, antena transmisora) y las lentes (G_R, antena receptora) se puede incluir en el cálculo, así como una NEP para $\Delta f = \pm 50$ KHz:

$$NEP = 4{,}2 \times 10^{-14} \times \sqrt{100.000} \qquad [8]$$

$$NEP = 1{,}33 \times 10^{-11} \text{ [W]}$$

resultando una relación:

$$\frac{S}{N_i} = \frac{P_R}{NEP} = \frac{6{,}443 \times 10^{-8} \times G_T \times G_R}{1{,}33 \times 10^{-11} x^2 4^{(x/1000)}}$$

$$= 4844 G_T G_R x^{-2} 4^{-(x/1000)}$$

$$= 4844 G_T (\pi r^2/5{,}06) x^2 4^{-(x/1000)} \qquad [9]$$

donde x extá expresado en metros y r en milímetros. En la ecuación [9], la distancia x es una variable doble (está elevada al cuadrado y pertenece a un exponente). Esto significa que el valor de x sólo se puede obtener por el método de aproximaciones sucesivas, que no es objeto del presente artículo. En su lugar, ofrecemos tres ejemplos de cálculo para demostrar la potencia teórica del sistema.

Parece lógico suponer que las lentes presentes en el lado receptor tienen un radio r tal y como se representa en la figura 3. Esto significa que toda la potencia radiante dentro del ángulo sólido especificado Ω se captura y converge sobre el área fotosensible del diodo de infrarrojos D. Los aspectos prácticos del reflector y de las lentes no se consideran.

Llegados a este punto, podemos preguntarnos cuál es la distancia máxima teórica que se puede cu-

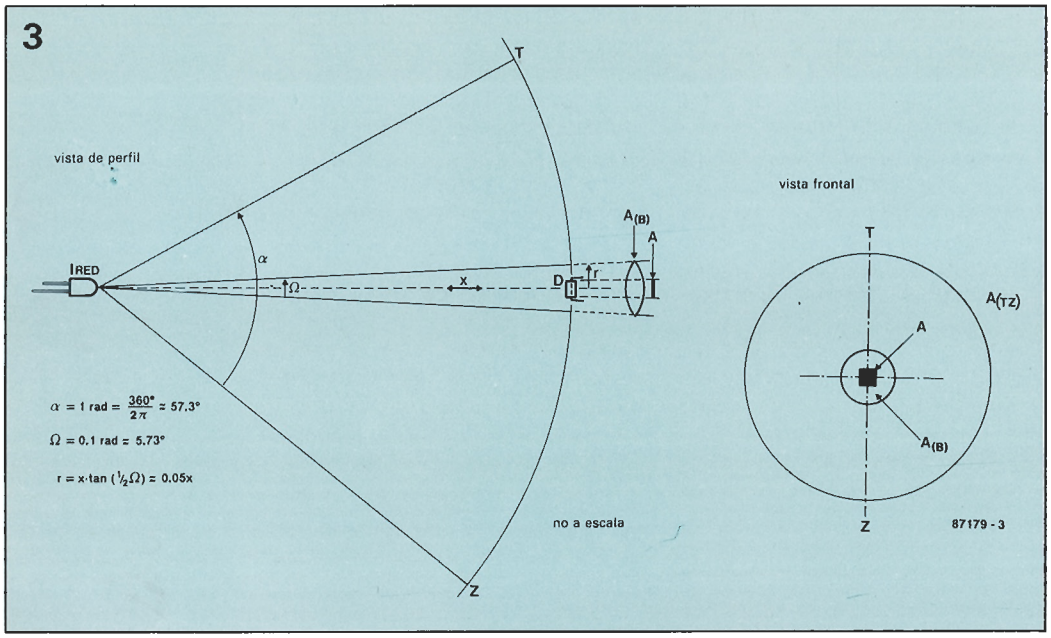


Figura 3. La distancia teórica cubierta por el sistema es la longitud x de un haz cónico de luz infrarroja.

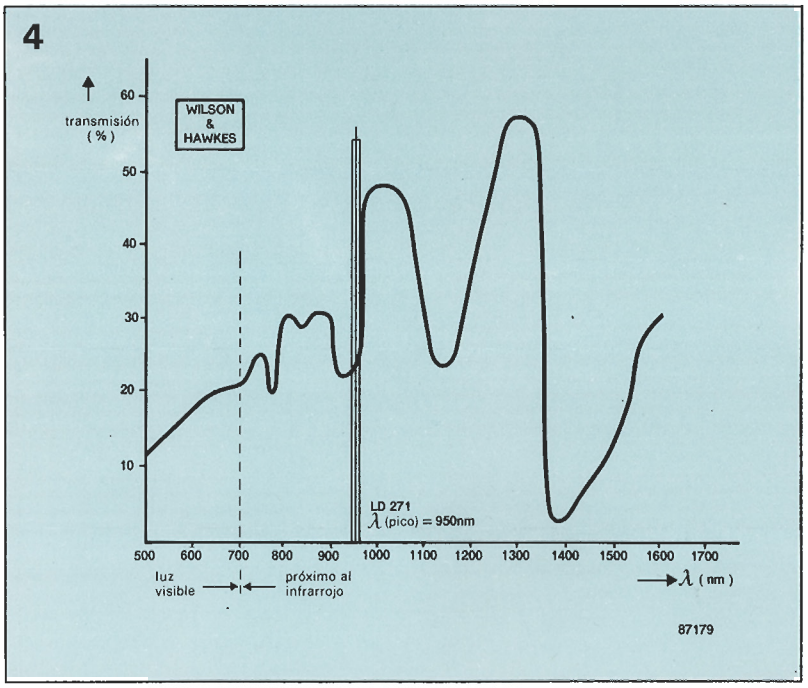


Figura 4. Relación entre la longitud de onda y el porcentae de transmisión a través de 1 km de atmósfera al nivel del mar [Cortesía: referencia (1)].

brir con este sistema, de manera que la señal recibida sea apenas audible en el receptor.

Una señal de FM excede el umbral de ruido cuando:

$$[S/N]_d > 10\ (\triangleq 10\ dB) \qquad [10]$$

necesitando una relación:

$$[s/N]_i > 30\ (\triangleq 15\ dB)\ en\ f_0 = 3 \qquad [11]$$

Habiendo definido los requisitos mínimos de la señal de entrada, es posible llegar a establecer 3 versiones para efectuar un enlace de comunicaciones por medio de infrarrojos:

1. Sin amplificación óptica ($G_T = G_R = 1$):

$$x \cong \sqrt{\frac{4844}{30}} \cong 12{,}7\ m \qquad [12]$$

2. Con una lente en el lado del receptor (r=50 mm):

$$x \cong \sqrt{\frac{4844}{30} \times \frac{\pi(50)^2}{5{,}06} \times 0{,}59}$$

$$\cong 384\ m. \qquad [13]$$

3. Con una lente en el lado del receptor (r=50 mm) y un reflector en el lado del transmisor (G=100≙20 dB). Este es el sistema completo representado en la figura 1:

$$x \cong \sqrt{\frac{4844}{30} \times \frac{\pi(50)^2 \times 100}{5{,}06} \times 0{,}1}$$

$$\cong 1.625\ m. \qquad [14]$$

Los cálculos anteriores permiten también efectuar una razonable predicción sobre la relación S/N de la señal de audio recibida a una distancia, digamos de 1000 metros, para un Δf dado de ±50 KHz y una $f_{(m)}$= 10 KHz (opción 3):

$$[S/N]_i = 4844 \times 100[\pi(50)^2/5{,}06] \times (4^{-1} \times 1)^{-6} = 188 \qquad [15]$$

de donde:

$$[S/N]_o = {}^3/_2(50/10)^2 \times {}^1/_3 \times 188 = 9403 \approx 40\ dB. \qquad [16]$$

Esto es, teóricamente, suficiente para recibir una señal vocal o de música de calidad razonable. Los cálculos realizados anteriormente permiten determinar las características mínimas de un sistema para una distancia x dada. No obstante, recordamos que todas las distancias calculadas se basan totalmente en la teoría, lo que representa el límite absoluto, y en la práctica normalmente inalcanzable, del sistema.

Propagación a través de la atmósfera

Hasta ahora no hemos tenido en cuenta ningún parámetro de diseño del sistema para asegurar una comunicación efectiva, libre de ruido, incluso cuando existe una atenuación adicional originada por la niebla, la lluvia, la nieve o el desvanecimiento de la señal (fading).

El último factor esencialmente es una variación en el índice de refracción del aire en contacto con la superficie caliente de la Tierra (ver referencia 1). Este fenómeno origina un crecimiento de la turbulencia y de las corrientes de convección en la atmósfera, una desviación del haz y en consecuencia el desvanecimiento de la señal infrarroja transmitida.

La modulación de la señal dentro del margen de 1 a 200 Hz también puede afectar a la calidad de la señal recibida. Este efecto se debe a la dispersión de la señal y a la fluctuación en la absorción de las capas de aire. La figura 4 representa un espectro típico de absorción atmosférica. La curva se ha obtenido del análisis de un espectro mayor descrito en la referencia (1) dada al final de este artículo. Como podrá observarse, la gráfica representa el porcentaje de transmisión, a nivel del mar, a

través de 1 km de atmósfera. Asimismo, podemos ver que el diodo de infrarrojos LD271 posee su pico de intensidad a una longitud de onda que forma el límite inferior de la denominada «ventana atmosférica», esto es la banda de frecuencias en las que la atenuación atmosférica es relativamente baja. Volviendo sobre el coeficiente de temperatura de la λ_{peak} representado en la figura 2, podemos observar que la potencia de la señal en el lado del receptor puede aumentar algo con la temperatura del diodo infrarrojo, puesto que podemos pensar que la señal transmitida se desplaza a la derecha en el espectro.

Amplificación óptica

Los ingenieros de radio están familiarizados con la expresión «la antena es el mejor amplificador». Esta frase es una auténtica reaidad y es del todo aplicable a los transceptores de infrarrojos. Los márgenes de distancia dados anteriormente tan sólo se pueden cubrir con la ayuda de amplificadores ópticos, o, de forma más precisa, de concentradores de haz.

En el lado receptor es mejor emplear una lente con un área relativamente grande. Las lentes de los binoculares o de gafas de lectura son ideales para nuestro propósito.

Los aspectos elementales de una lente biconvexa se representan en la figura 5a. La bien conocida ecuación de una lente está dada por:

$$1/f = 1/u + 1/v \qquad [17]$$

donde

f = longitud del foco
u = distancia del objeto
v = distancia de la imagen

De esta expresión se puede deducir que:

$$v = \frac{f \times u}{-f+u} = \frac{f \times u}{u-f} \qquad [18]$$

Para las distancias cubiertas por un transceptor de infrarrojos, la distancia focal f se puede considerar relativamente pequeña frente a la distancia del objeto u (el objeto está en el infinito), con lo que:

$$v = \frac{f \times u}{u} = f \qquad [19]$$

Las lentes y los fotodiodos se encapsulan en receptáculos aislados de la luz por medio de una superficie opaca interior. El fotodiodo sería recomendable situarlo en el foco cuando la distancia entre el transmisor y el receptor es mayor de 50 metros. Una imagen invertida, pero real, del área vista por la lente se puede observar en la parte posterior de un trozo delgado de papel blanco cuando éste se sitúa en el foco. La luz que incide directamente origina un notable incremento del ruido generado en el fotodiodo.

En el lado del receptor se puede emplear tanto una lente como un reflector para asegurar la convergencia necesaria del haz de infrarrojos. El empleo de una lente se ilustra en la figura 5b. Las lentes convexas empleadas serán del tipo denominado convergentes para asegurar una longitud focal corta con respecto al diámetro de la lente. Las lentes convergentes tienen una extremada curvatura biconvexa o planoconvexa, y a menudo se emplean en los proyectores de diapositivas.

La fabricación del IRED modelo LD271 es tal que el ángulo de media intensidad está alrededor de los 30 grados en dirección axial. En el contexto del diámetro de la lente, d, y con referencia a la figura 5b, esto significa que:

$$\tan 30° = 1/\sqrt{3} = {}^1/_2 d/f$$
$$f = d\,{}^1/_2\sqrt{3} = 0{,}87d. \qquad [20]$$

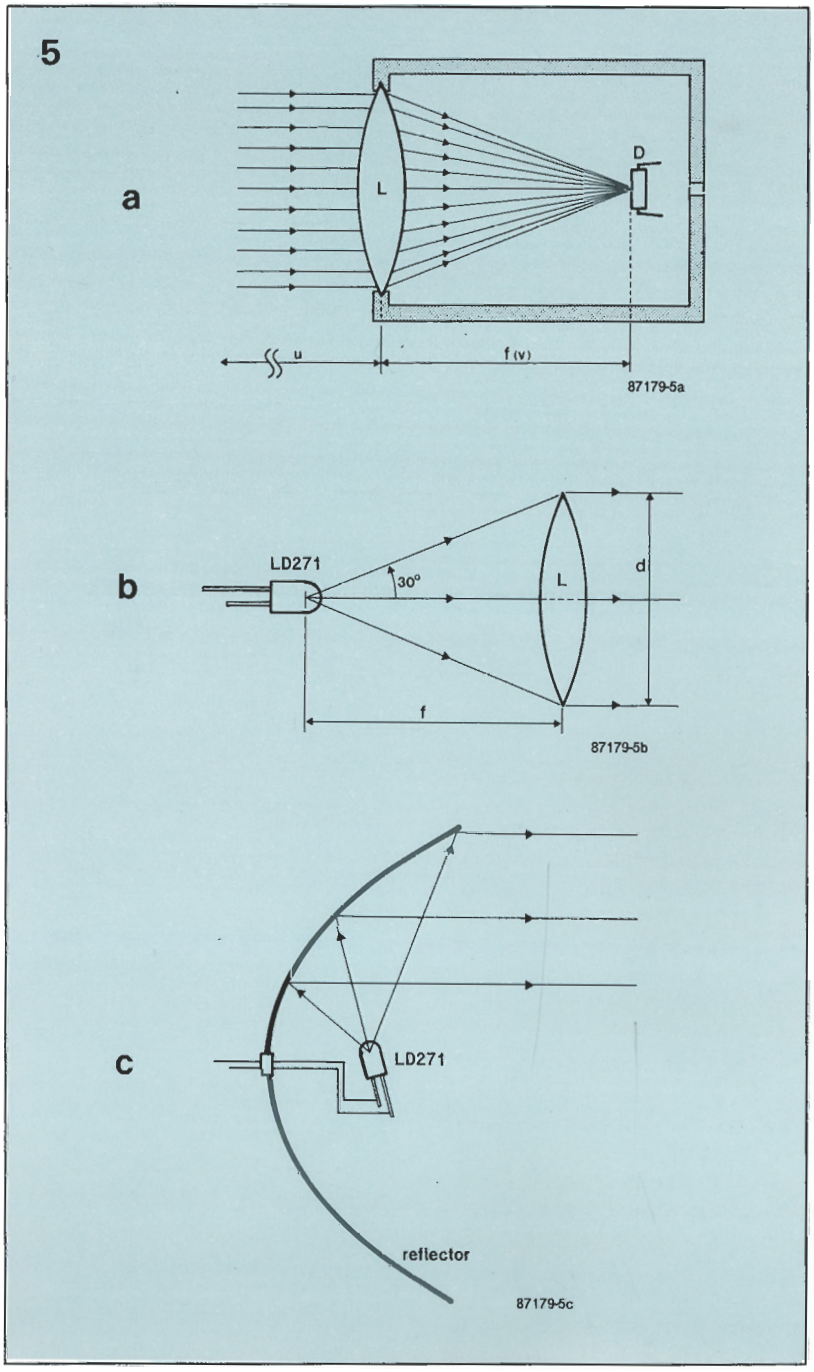


Figura 5. Aspectos esenciales de los componentes ópticos del transceptor de infrarrojos.

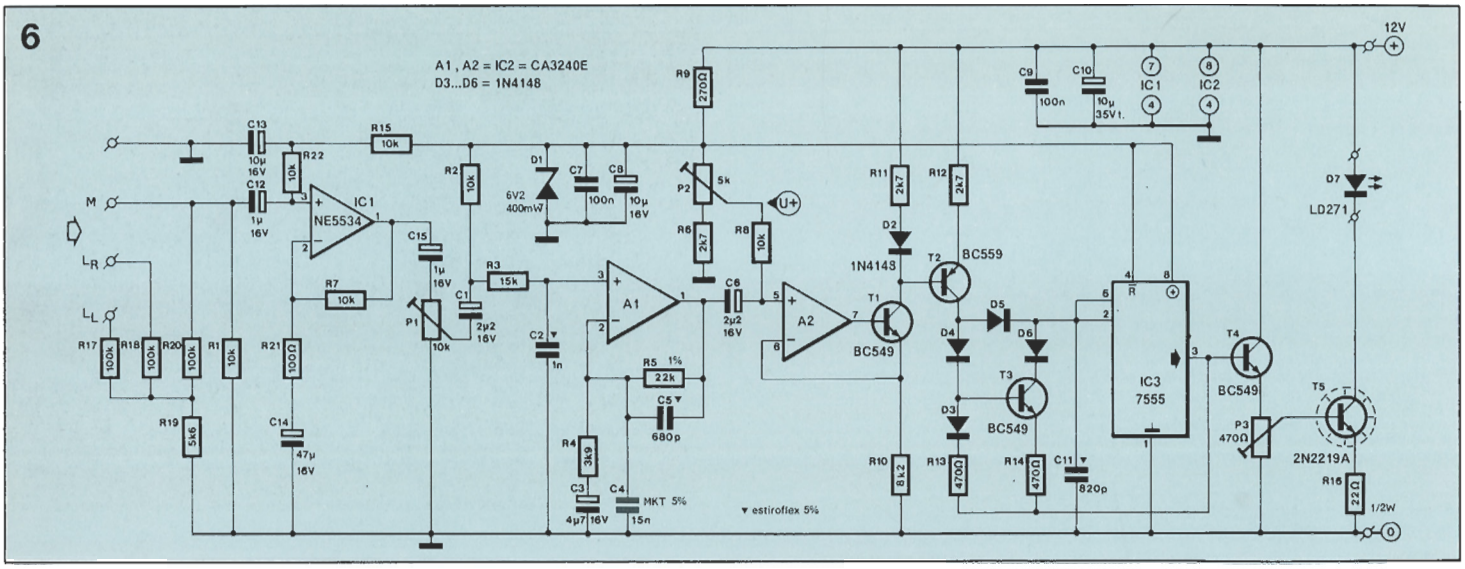


Figura 6. Diagrama eléctrico del transmisor de infrarrojos.

Table 1

Transmisor de infrarrojos: función de transferencia de A1.

Definición de términos empleados: $U_i = U_{C1}$ $U_o = U_{C6}$ $U_Z = 6.2\ V$ $\omega = 2\pi f$ $j^2 = -1$

$U_o = A(U_+ - U_-)$ $A \rightarrow \infty \Rightarrow U_+ = U_-$

$$U_+ = \frac{(1/j\omega C2) \times U_i}{R3 + 1/j\omega C2} = \frac{1}{1 + j\omega C2R3} \times U_i$$

$$U_- = U_+ = U_o - I_5 Z_5 \qquad (Z_5 = R5 // C5)$$

$$= U_o - (I_{(R4)} + I_{(C4)}) Z_5$$

$$= U_o - [U_+ / (R4 + 1/j\omega C3) + U_+ / (1/j\omega C4)] Z_5$$

$$\frac{U_o}{U_+} = 1 + \frac{Z_5}{R4 + 1/j\omega C3} + j\omega C4 Z_5$$

$$= 1 + j\omega C4 Z_5 + \frac{j\omega C3 Z_5}{1 + j\omega R4C3} \text{ and } Z_5 = \frac{R5/j\omega C5}{R5 + 1/j\omega C5}$$

$$= 1 + j\omega C4 \frac{R5/j\omega C5}{R5 + 1/j\omega C5} + \frac{j\omega C3 \dfrac{R5/j\omega C5}{R5 + 1/j\omega C5}}{1 + j\omega R4C3}$$

$$= 1 + \frac{j\omega C4R5}{1 + j\omega C5R5} + \frac{j\omega C3R5}{(1 + j\omega C3R4)(1 + j\omega C5R5)}$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{(1 + j\omega C2R3)} + \frac{j\omega C4R5}{(1 + j\omega C2R3) \times (1 + j\omega C5R5)} + \frac{j\omega C3R5}{(1 + j\omega C2R3) \times (1 + j\omega C5R5) \times (1 + j\omega C3R4)}$$

$$= \frac{(j\omega)^2 (C3C5R4R5 + C3C4R4R5) + j\omega (C3R4 + C5R5 + C3R5 + C4R5) + 1}{(1 + j\omega C2R3)(1 + j\omega C5R5)(1 + j\omega C3R4)}$$

La convergencia del haz es óptima cuando la longitud focal de la lente satisface la relación $f \leqq 0{,}87d$. De forma análoga al fotodiodo, el IRED también se sitúa en el eje del foco.

El empleo de un reflector, esto es un espejo cóncavo (parabólico) se muestra en la figura 5c. Virtualmente, toda la luz radiada emerge como un haz paralelo cuando el IRED ilumina la sección derecha del área cóncava reflectora. El IRED no se fija axialmente en el foco del reflector porque en esta posición obstruiría el haz reflejado, absorbiendo una considerable parte de su propia energía radiante. Además, usualmen-

Table 2

Transmisor de infrarrojos: preénfasis.

$\tau = 50\ \mu s = 50 \times 10^{-6}\ s$ $\omega = 2\pi f$ $j^2 = -1$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{(1 + j\omega\tau)(1 + j\omega f_{(C4)})}{(1 + j\omega 1.5 \times 10^{-5})(1 + j\omega 1.496 \times 10^{-5})(1 + j\omega 0.01833)}$$

de donde: $\tau f_{(C4)} = (C3C5R4R5 + C3C4R4R5)$

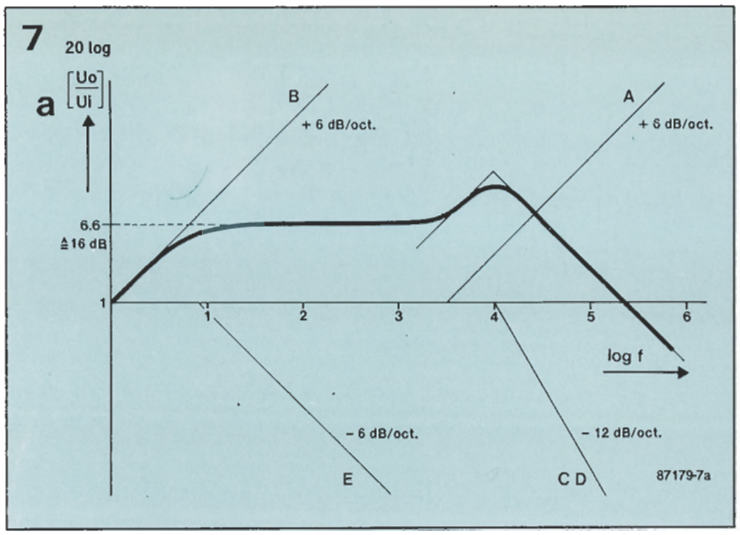
$$\tau + f_{(C4)} = C3R4 + C5R5 + C3R5 + C4R5$$

$$f_{(C4)} = \frac{(C3C5R4R5 + C3C4R4R5)}{\tau}$$

$$C4 = \frac{C3C5R4R5 - \tau C3R4 - \tau C5R5 - \tau C3R5 + 25 \times 10^{-10}}{\tau R5 - C3R4R5}$$

$$C4 = 14.4\ nF \Rightarrow f_{(C4)} = 0.12162$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{(1 + j\omega\tau)(1 + j\omega 0.1262)}{(1 + j\omega 1.5 \times 10^{-5})(1 + j\omega 1.496 \times 10^{-5})(1 + j\omega 0.1833)} = \frac{(A)(B)}{(C)(D)(E)}$$



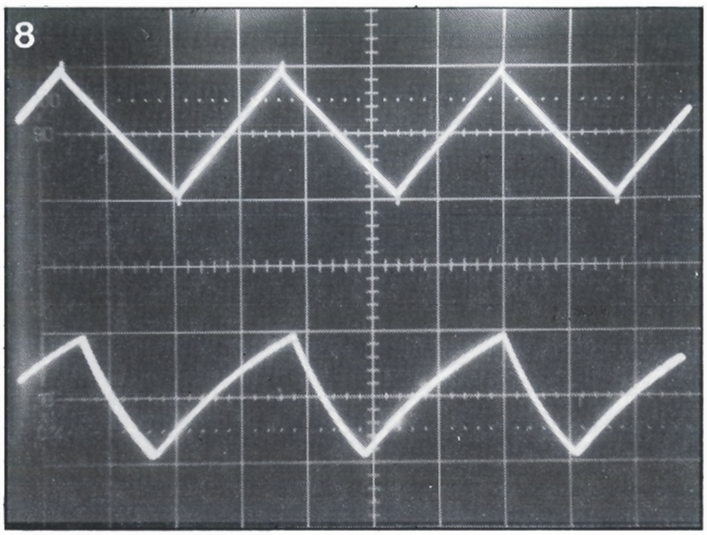


Figura 7. Respuesta en frecuencia teórica (a) y práctica (b) del transmisor. La curva B de la figura 7b muestra la respuesta máxima del sistema de infrarrojos.

Figura 8. La tensión sobre el condensador de carga en un CCO basado en un 555 es triangular (curva superior) mejor que exponencial (curva inferior) para realizar una modulación de frecuencia lineal con f_c = 100 KHz.

te hay un agujero en el centro del modelo de reflector empleado para este proyecto...

Aunque una lente convergente dio un excelente resultado en una prueba del transmisor, no es menos recomendable emplear un reflector simple, dado que es menos caro en la mayoría de los casos. Los aspectos de construcción del reflector y de la lente como elementos cruciales en el transceptor de infrarrojos se discutirán posteriormente en este artículo.

Descripción del circuito transmisor.

El diagrama del circuito transmisor de infrarrojos en FM se representa en la figura 6. Las entradas de señal procedentes del micrófono y de línea se aplican al amplificador operacional de bajo ruido IC1 a través de los conectores de audio M y L_L-L_R respectivamente. Las señales de estéreo presentes en la línea se transforman en señal mono con la ayuda de las resistencias R17 y R18, mientras que la atenuación de la tensión es realizada por medio del divisor resistivo R20-R19. La señal amplificada se aplica al filtro/amplificador A1 a través del condensador C15, el potenciómetro de control de la modulación P1 y el condensador C1.

El amplificador operacional A1 está configurado como filtro activo para poder obtener la necesaria pre-énfasis de la modulación de la señal, antes de ser aplicada al modulador FM. La función de transferencia del filtro activo se puede observar en la figura 1, donde vemos que se trata de un filtro paso bajo de segundo orden con una frecuencia de corte de 10 KHz, necesaria para mantener el efecto de realce de la preénfasis sobre las frecuencias más altas, dentro de unos límites razonables. Esta medida previene de forma efectiva la intermodulación con la frecuencia portadora (100 KHz) aunque ésta sea relativamente baja. Sin el filtro, un tono piloto de 19 KHz, por ejemplo, sería amplificado de tal forma que originaría sonidos molestos, ruido y notas rítmicas espúreas sobre el receptor.

El filtro de 10 KHz se implementa por los dos primeros términos del denominador de la última fracción representada en la figura 2, es decir:

$$C^2R^3 = 1/(2\pi 10^4) = C^5R^5. \qquad [21]$$

La frecuencia inferior dentro del espectro viene determinada por el término $(1+j\omega C^3R^4)$, el cual se calcula para obtener una frecuencia de corte de 10 Hz. La preénfasis estándar de 50 μs se crea por medio del condensador C4, el cual se puede obtener del numerador con la ayuda del término $f_{(C4)}$, tal y como se muestra en la tabla 2. La ganancia del amplificador A es aproximadamente 6,6 $(\approx 1+R^3/R^4)$.

Las asíntotas de la última fracción de la tabla 2 se denominarán con fines prácticos (A)...(E). Todos los términos tienen unas asíntotas de 6 dB/octava. Los términos (A) y (B) del numerador representan la ganancia de amplificación (U_o), mientras que los términos (c), (D) y (E) la atenuación (U_i). Como podrá verse fácilmente, los términos (C) y (D) son virtualmente idénticos y, por lo tanto, representan una asíntota de $2\times(-6)=-12$ dB/octava.

La curva de respuesta en frecuencia teórica del filtro ajustada sobre A1 se representa en la figura 7a. Las asíntotas (C) y (D) son coincidentes y forman un punto de atenuación de segundo orden alrededor de 10 KHz. La figura 7b representa el resultado de una prueba llevada a cabo sobre un prototipo del transmisor de infrarrojos. La curva A es la preénfasis, mientras que la curva B representa la respuesta en frecuencia del sistema de infrarrojos completo, esto es, desde la entrada de audio del transmisor, vía un enlace de alrededor de 10 metros, hasta la salida de audio del receptor. Los resultados son aceptables dada la simplicidad de los circuitos empleados.

Volviendo sobre el diagrama del circuito del transmisor, el condensador C6 aplica la señal de audio amplificada y filtrada al convertidor tensión/corriente realizado en torno al amplificador operacional A2 y el transistor T1. La impedancia de entrada infinita de A2 asegura que el terminal U_- está virtualmente a la misma tensión que el U_+, es decir:

$$U_o = A/(U_+ - U_-) \text{ y } A \rightarrow \infty \qquad [22]$$

Esto significa que $U_{(R10)} = U_+$, o bien que:

$$I_{C(T1)}\ i_{(R10)} = U_+/R10. \qquad [23]$$

Según esto, la corriente de colector de T1 es directamente proporcional a la tensión presente en el cursor de P2 (U_+). En otras palabras, el funcionamiento del convertidor tensión/corriente es lineal.

El diodo D2 junto con el transistor T2 forman un espejo de corriente, es decir, la tensión a través del diodo y de la unión BE del transistor son iguales cuando circula la misma corriente. La ten-

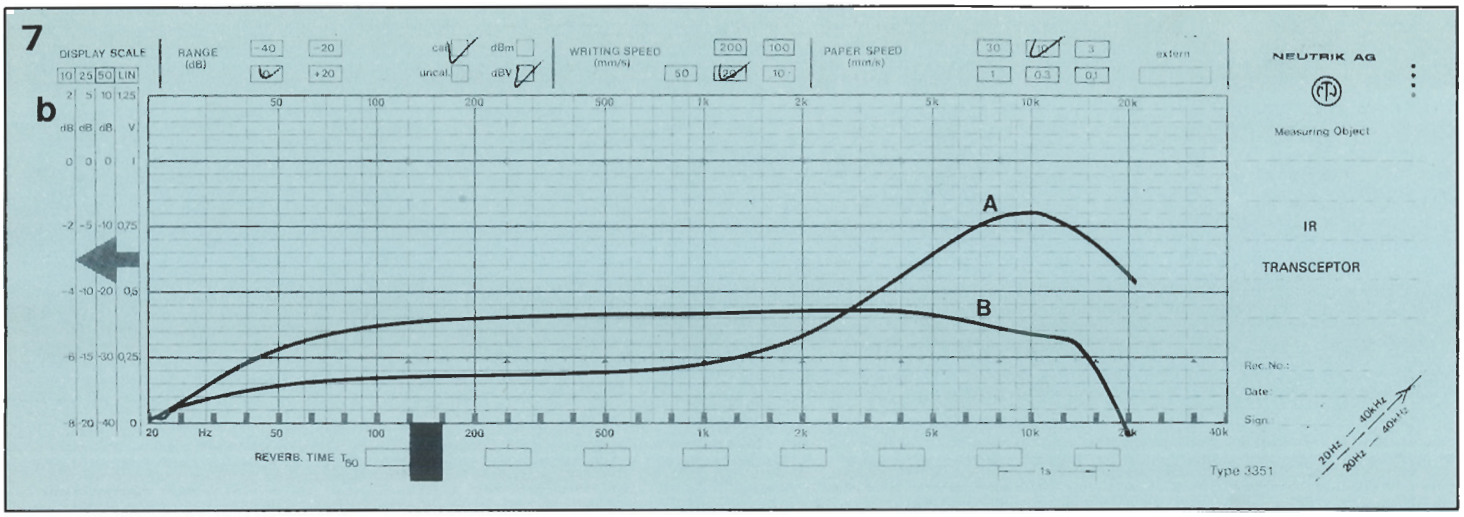


Figura 9. Las curvas muestran el gradiente de modulación del transmisor para varios circuitos temporizadores (555) situados en IC3.

sión sobre R11 es, por lo tanto, igual que la existencia sobre R12. Asimismo, se puede ver fácilmente que las corrientes de colector de T2 y T1 son iguales, $I_{C(T2)}=I_{C(T3)}$, puesto que R11=R12=2K7.

El famoso circuito 7555 (versión CMOS del 555) contiene 2 comparadores que originan que el biestable interno bascule entre las tensiones 2/3 V_{CC} y 1/3 V_{CC}. Este circuito se alimenta de una referencia estabilizada de 6,2 voltios. Cuando $U_{(C11)} \leqq 1/3\ V_{CC}$ (=2,07 V), la salida (patilla 3) bascula al nivel alto (=6,2 V). Bajo esta circunstancia, la corriente a través de D4 y D6 se bloquea y $I_{C(T2)}$ carga a C11 a través de D5. Cuando la tensión en bornas de C11 sobrepasa los 2/3 V_{CC} (=4,13 V), la salida del circuito 7555 bascula al estado bajo, la tensión $U_{C(T2)}$ alcanza unos 1,5 V y el diodo D5 se corta, bloqueando la carga de C11.

En esta situación, D3 y T3 forman un espejo de corriente, es decir, $I_{C(T3)}=I_{(D3)}=I_{C(T2)}$, por lo que el condensador C11 se descarga con una corriente igual a $I_{C(T2)}$. La frecuencia de la señal triangular presente en C11 es una función lineal de $I_{C(T1)}$ y, por lo tanto, de U_+ y de la amplitud instantánea de la modulación de la señal superpuesta en el terminal U_+. En realidad, está modulada en frecuencia.

El circuito 7555 funciona como un oscilador controlado por corriente («Current Controled Oscillator», CCO) gracias a la linealidad de la curva de carga/descarga del condensador C11. La figura 8 representa el oscilograma de salida del CCO en relación con la obtenida por un oscilador basado en un 7555 y una configuración estándar.

De esta forma, IC3, T1, T2 y T3 forman un oscilador controlado por tensión (VCO), cuya frecuencia central, f_c (≈100 KHz) viene determinada en función de U_+ de acuerdo a la siguiente expresión:

$$I=C(d_u/d_t)=U_+/R_{10}.$$
$$d_u=1/3V_{CC}=2{,}07\ V$$
$$d_t=1/_2(1/f_c)$$
$$U_+/R_{10}=C_{11}[2{,}07/(1/_2 f_c)]$$
$$=C_{11}\times 4{,}13/f_c$$
$$f_c=U_+(1/4{,}13C_{11}R_{10})\ [Hz] \qquad [24]$$

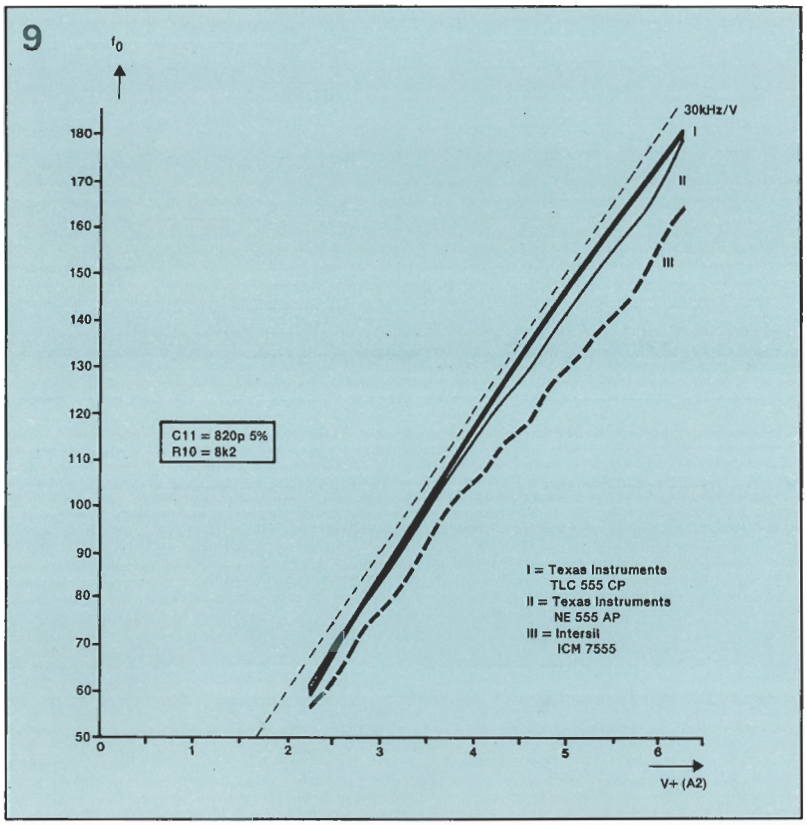
En la práctica, el gradiente de modulación del transmisor es del orden de 30 KHz/V cuando R10=8Ks y C11=820 pF. Esto significa que f_c es del orden de 100 KHz cuando se ajusta a 3,3 V con la ayuda de P2. Debemos tener presente que se obtiene una desviación de frecuencia de ±50 KHz cuando la amplitud de la modulación de la señal superpuesta sobre la entrada U_+ es de 1,7 V_p.

Se ha comprobado que los niveles de transición de los modelos 555 y 7555 facilitados por varios fabricantes están sujetos a tolerancias relativamente holgadas.

La figura 9 representa la curva $f_c(U_+)$ de 2 circuitos 555 y otro del tipo 7555 situados en IC3. El resultado obtenido prueba que el cálculo del gradiente de modulación de 30 KHz/V puede no ser cierto en todos los casos.

Aunque el índice de modulación β de un transmisor nominalmente es:

$$\beta=\Delta f/f_{(m)}=50/10=5, \qquad [25]$$



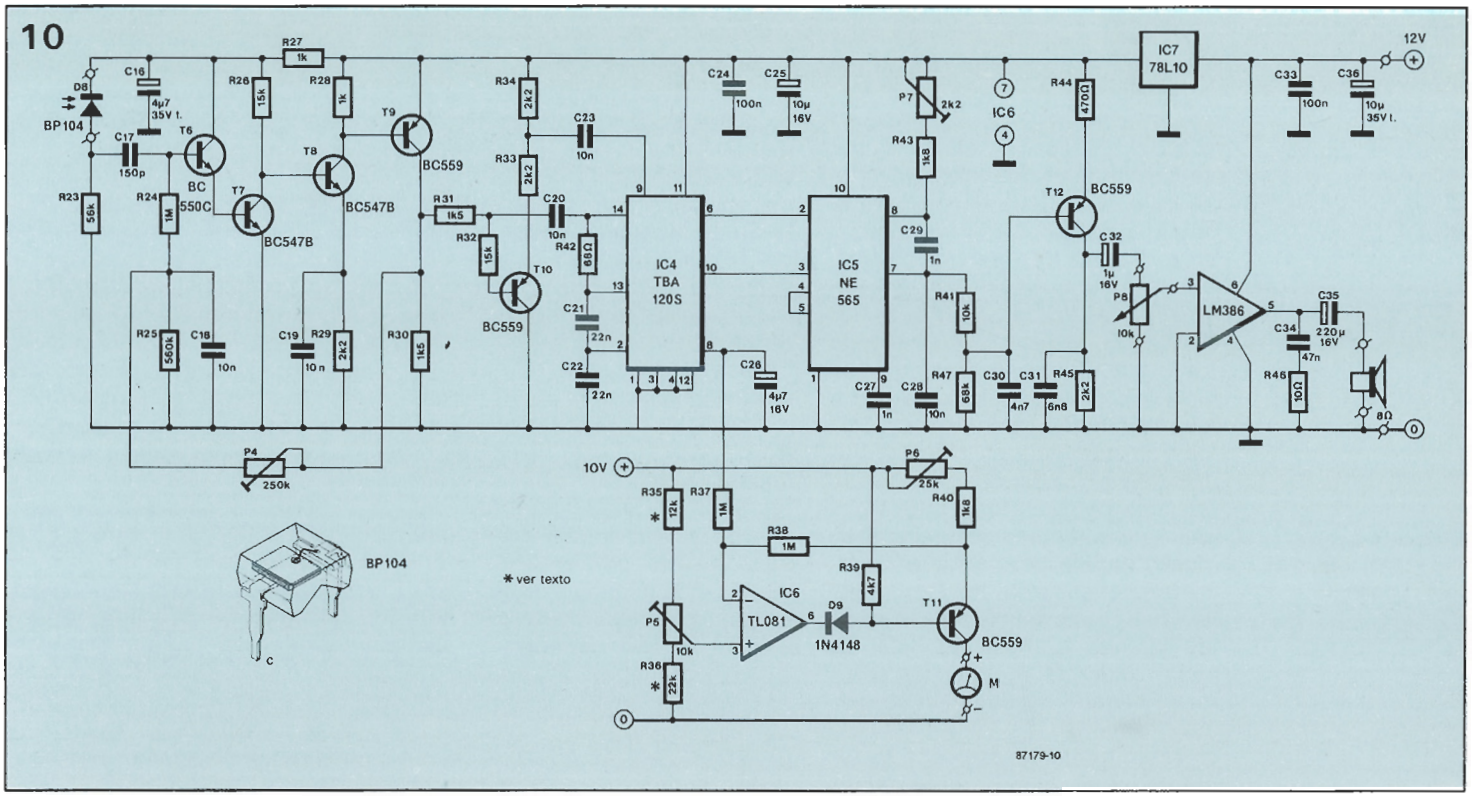


Figura 10. Diagrama eléctrico del receptor de infrarrojos .

la desviación de frecuencia resultante ±50 KHz (100 KHz_{pp}) es relativamente grande frente a la frecuencia portadora de 100 KHz. Esta observación es importante tenerla presente a la hora de diseñar el receptor, como se comentará posteriormente.

Siguiendo con nuestro diagrama del transmisor, el seguidor de emisor amplifica la señal rectangular de salida del oscilador. A través del control de ganancia de portadora P3, la señal se aplica al transistor de potencia de salida T5, el cual es capaz de entregar en su emisor una señal de unos 4,5 V. La resistencia de emisor R16 soporta una corriente de pico de 200 mA, tomados de la fuente de alimentación de 12 V a través del diodo emisor de infrarrojos D7, al cual se le ataca con una señal pulsante con factor de trabajo de 0,5 para obtener su máxima energía radiante de 10 mW sr^{-1}.

El transmisor se alimenta de una batería (recargable) de 12 V y consume alrededor de 125 mA cuando se obtiene la máxima potencia de salida. Evidentemente, también se puede emplear una fuente de 12 V/1 A cuando el transmisor de infrarrojos se ubica en una posición fija.

Descripción del circuito receptor

El receptor de infrarrojos es un diseño tan sencillo como el del transmisor. El diagrama del circuito se representa en la figura 10.

Cuando P_R=30NEP, esto es, la relación $[S/N]_i$=15 dB, se genera una corriente de fotones con una potencia equivalente de 4×10^{-10} W. La energía, E, del fotón se expresa por:

$$E=hc/\lambda=2{,}07\times10^{-19}\ [J] \qquad [26]$$

donde

$h=6{,}6262\times10^{-34}$ [$_{s^{-1}}$] es la constante de Planck
$c\ 2{,}97\times10^{8}$ [s^{-1}] es la velocidad de la luz
$\lambda=950\times10^{-9}$ [m].

Esto significa que la potencia recibida, P_R, de 4×10^{-10} W corresponde con:

$$P_R/E=1{,}93\times10^{9}\ \text{fotones}\ s^{-1}. \qquad [27]$$

En la figura 2 podemos ver que el rendimiento cuántico, , del BP104 es elevado, unos 0,92 electrones por fotón, por lo que la corriente fotónica resultante tiene una densidad electrónica, D_e, de $1{,}77\times10^{9}$ electrones por segundo. Para calcular la corriente eléctrica correspondiente se emplea la siguiente expresión:

1 culombio (C)=$1/1{,}6\times10^{-19}$
=$6{,}25\times10^{18}$ [electrones]
1 amperio (A)=1 C s^{-1}
$I_F=D_e/6{,}25\times\ 10^{18}$ [28]
=$2{,}83\times10^{-10}$ [A]
$I_{F(max)}=2I_F$=566 pA.

Esta corriente corresponde con 32 µV sobre R23 (56 KΩ). La tensión efectiva para una f_c=100 KHz es de 1/4 2×32=11,2 V.

La señal procedente del fotodiodo se aumenta de nivel en un preamplificador transistorizado de 4 etapas de acoplo directo, T6-T9, lo que asegura un factor de amplificación de alrededor de 10.000. El preamplificador es una ligera variante de la versión descrita en la referencia (2). La señal amplificada se acopla al limitador IC4 a través de R31 y C20. La resistencia sirve para prevenir variaciones de la carga y efectos de realimentación debidos al desajuste de la sensibilidad del preamplificador. El control de la realimentación negativa P4 permite encontrar la relación señal/ruido óptima para un gran margen de las señales de entrada. Un nivel alto de realimentación también permite suprimir en cierta medida las interferencias procedentes de los tubos fluorescentes próximos o de los equipos de televisión.

El bien conocido integrado demodulador de FM modelo TBA120S, sirve para realizar un excelente circuito limitador, que se empleará en este diseño para anular el efecto del ruido de AM, relativamente alto, presente en la señal recibida. En la presente aplicación, el detector de cuadratura interno del circuito integrado sólo se emplea para atacar al circuito del medidor S.

Figura 11. Disposición de pistas y serigrafía de montaje del transceptor de infrarrojos. Estos circuitos impresos NO están disponibles a través de nuestro servicio EPS.

Este circuito está realizado en torno al integrado IC6 y al transistor T11, y permite evaluar la potencia relativa de la señal durante el ajuste y puesta en marcha del equipo, así como verificar la continuidad del enlace. El potenciómetro P5 se ajusta para la mínima deflexión del instrumento de medida (M) cuando no se recibe ninguna señal. La tensión presente en la patilla 8 del TBA120S se filtra por medio de C26, y aumenta en función de la potencia de la señal. Esto origina que la tensión de emisor de T11 baje, la corriente de colector aumente y el medidor se mueva. La máxima corriente que puede circular por la bobina del medidor se puede ajustar por medio de la resistencia ajustable P6. Procurando que el preamplificador funcione en su zona lineal, la indicación del medidor es una medida directa de la potencia de la señal recibida.

Ya se ha comentado que la relación entre f_c y Δf es notablemente baja en el sistema propuesto. Este factor hace virtualmente imposible emplear el detector de cuadratura interno al TBA120S para obtener la señal de audio necesaria. Con una relación f_c : Δf tan baja como 2, la detección lineal FM tan sólo se puede lograr con la ayuda de un bucle de enganche de fase (PLL). En nuestro diseño, se emplea el modelo NE565 (IC6) para asegurar una relación S/N razonable, empleando para ello muy pocos componentes. La frecuencia central f_0 se determina en función de la resistencia R=P7+R43 y el condensador C=C27 por medio de la siguiente expresión:

$$f_0 = 1/3{,}7RC \text{ [Hz]} \qquad [29]$$

La resistencia ajustable P7 proporciona aproximadamente un margen al VCO de 70 a 150 KHz, el cual es similar al del transmisor. Los componentes R41-R47 y C30 forman una red de desacentuación de 50 μs. Los valores de las resistencias están calculados para que la señal demodulada presente en la patilla 7 del NE565 se acople de forma directa al transistor adaptador T12, evitando de esta forma la necesidad de un condensador de acoplo adicional.

El amplificador de potencia de la señal de audio incorporado en el receptor se basa en el circuito integrado estándar modelo LM386. Unos 250 mW de señal de audio están disponibles para poder atacar un conjunto de cascos, o bien un altavoz miniatura de 4 u 8 Ω.

Para aplicaciones portátiles, el receptor se puede alimentar de una bateria de 12 V. El consumo es del orden de 35 mA. El transmisor y el receptor no se alimentarán de la misma fuente o batería, debido a que los picos de consumo tan altos presentes en el transmisor pueden afectar al receptor al tener una gran sensibilidad. Los pulsos de 100 KHz se inducen fácilmente en el receptor, y hacen que el ajuste correcto del sistema sea virtualmente imposible. El preamplificador del receptor es esencialmente del tipo de banda ancha, por lo que pueden surgir problemas de intermodulación cuando se utilice próximo a transmisores de mediana potencia o de onda larga.

Realización práctica del transceptor

La figura 11 representa la disposición de pistas y situación de componentes de transceptor de infrarrojos. El circuito impreso se cortará en dos, por la línea de puntos, para permitir construir de forma separada el receptor y el transmisor.

Comenzaremos la construcción del transceptor por el transmisor, situando el puente de hilo situado a la derecha de P1. Todas las resistencias y diodos, y la mayoría de los condensadores, se situarán de forma vertical. Emplear zócalos para los tres circuitos integrados y comprobar la orientación correcta antes de insertarlos. Asimismo, verificar la polaridad de los condensadores electrolíticos radiales y el condensador de tántalo C10. No situar el transistor T5 hasta que tengamos un radiador adecuado a mano. El radiador empleado en el prototipo es del tipo utilizado en los transistores de salida de las etapas de vídeo o RGB, recuperado de un chasis de televisión. Emplear un radiador TO18 o TO5 para este propósito; tan sólo es útil cuando los terminales de los componentes próximos son cortos y la cápsula de T5 se monta por la cara de componentes. Situar temporalmente el diodo emisor de infrarrojos sobre el circuito impreso, pero NO CORTAR todavía los terminales.

El circuito impreso del receptor también está relativamente denso. Todas las resistencias se fijarán en posición vertical igual que el transmisor y aquí también existe un puente de hilo situado nominalmente entre IC4 e IC5. No olvidar emplear zócalos para todos los circuitos integrados. Situar el fotodiodo en línea recta con sus pines correspondientes en el circuito impreso, respetando su correcta polaridad. Situar los transistores T6...T10 inclusives, así como los condensadores cerámicos y de disco tan próximos como sea posible al circuito impreso antes de soldarlos. El potenciómetro de control de volumen P8 se situará temporalmente sobre las patillas correspondientes del circuito impreso. Finalmente, conectar un pequeño altavoz y un medidor de señales S, galvanómetro, en sus respectivas posiciones.

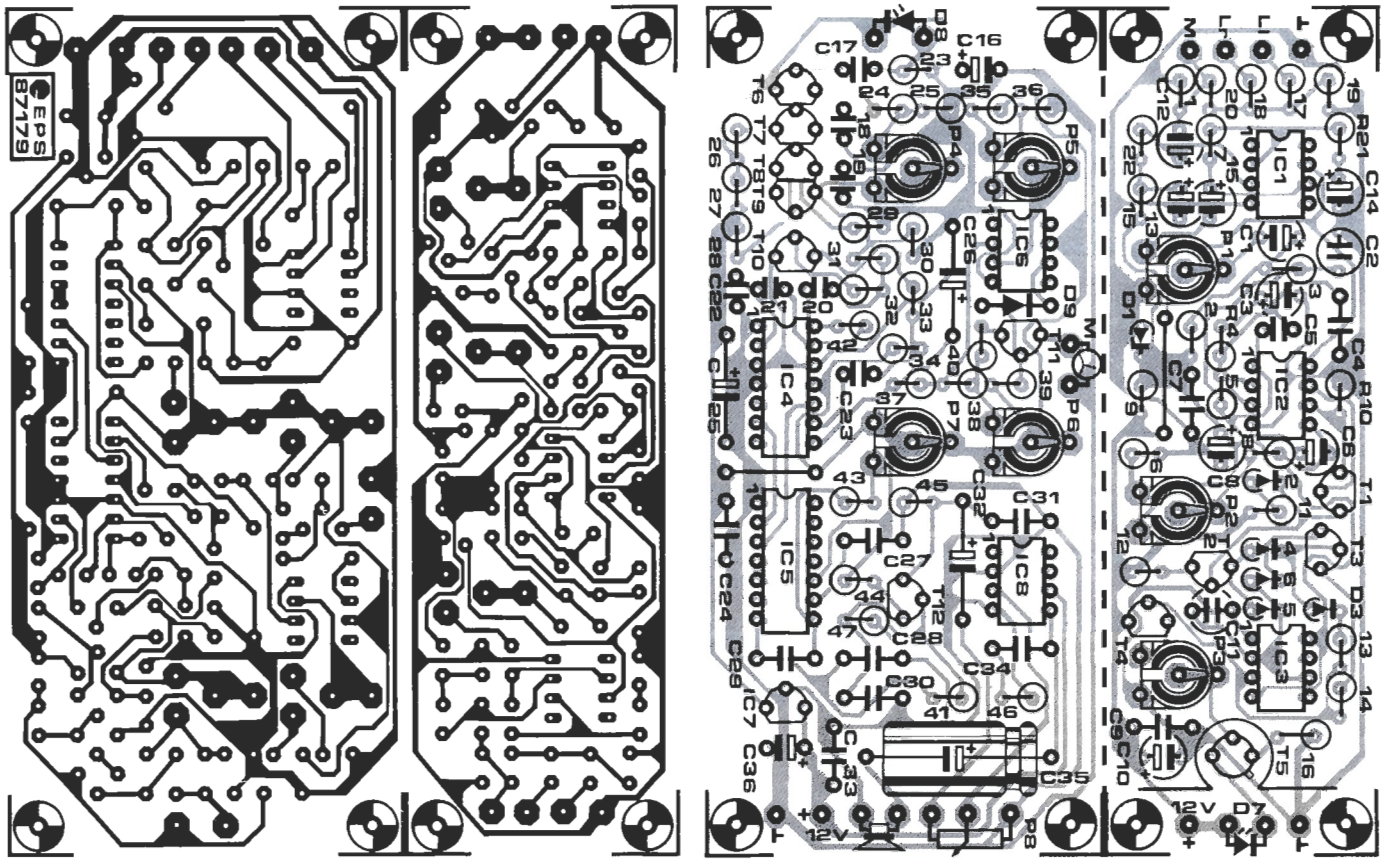
Prueba inicial

Situar el transmisor a unos 3 metros del receptor y apuntar los componentes infrarrojos entre sí. Como paso previo prefijaremos los siguientes ajustes del transmisor: P1 a 3/4; P2 a la mitad del recorrido y P3 a 1/4.

Seguidamente, conectaremos los terminales de 12 V y masa del transmisor a una fuente de alimentación regulada de 12 V y aplicaremos a las entradas L_L-L_R una señal sinusoidal de 1 KHz y -20 dB. En este punto, estaremos preparados para poner en marcha el transmisor; la corriente no debería exceder de 100 mA. Ajustar U_- a 3,5 V y apagar el transmisor.

El preajuste de los circuitos del receptor será el siguiente: P4 a 1/4; P5 y P6 a la mitad de su recorrido; P7 a 2/3. Alimentar el receptor por medio de una fuente de 12 V o batería, distinta a la empleada para la alimentación del transmisor. Encender el receptor y manipular el control de volumen hasta que se oiga algún ruido. Se puede oír algún zumbido sobre el receptor si el fotodiodo «ve» alguna fuente de interferencia tal como la luz procedente de un tubo fluorescente. Seguidamente, poner en marcha el transmisor y ajustar el potenciómetro P7 del VCO hasta que la señal se haga audible en el receptor. Optimizar el nivel de recepción ajustando nuevamente P4; esto es bastante crítico. Reducir o incrementar la profundidad de modulación según se necesite, y verifi-

11



Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R1;R2;R7;R8;R15; R22;R41=10K
R3=15K
R4=3K9
R5=22K
R6;R11;R12=2K7
R9=270Ω
R10=8K2
R13;R14;R44=470Ω
R16=22Ω; 0,5 W
R17;R18;R20=100K
R19=5K6
R21=100Ω
R23=56K
R24;R37;R38=1M
R25=560K
R26;R32=15K
R27;R28=1K
R29;R33;R34;R45=2K2
R30;R31=1K5
R35=12K*
R36=22K*
R39=4K7
R40;R43=1K8
R42=68Ω
R46=10Ω
R47=68K
P1;P5=10K
P2=5K0 ó 4K7
P3=470Ω ó 500Ω
P4=250K ó 220K
P6=25K ó 22K
P7=2K2 ó 2K5
P8=10K potenciómetro logarítmico

Condensadores:
C1;C6=2μ2; 16 V; radial
C2=1N0J; estyroflex/poliestireno
C3;C26=4μ7; 16 V
C4=15nJ; MKT
C5=680pJ; estyroflex/poliestireno
C7;C9;C24;C33=100n
C8;C13=10μ; 16 V; radial
C10;C36=10μ; 35 V; tántalo
C11=820pJ; estyroflex/poliestireno
C12;C15=1μ; 16 V; radial
C14=47μ; 16 V; radial
C16=4μ7; 35 V; tántalo
C17=150p cerámico
C18;C19;C20;C23=10n cerámico
C21;C22=22n cerámico
C25=10μ; 16 V; axial
C27;C29=1n0
C28=10n
C30=4n7
C31=6n8
C32=1μ; 16 V; axial
C34=47n
C35=220μ; 16 V; axial

Los condensadores cerámicos son del tipo plano o disco, con separación de 2,5 mm entre patillas.

Semiconductores:
D1=6V2; 400 mW diodo zener
D2...D6 incl.;D9=1N4148
D7=LD271 o LD271H
D8=BP104

IC1=NE5534
IC2=CA3240E
IC3=7555 o TLC555
IC4=TBA120S (no utilice tipo T o U)
IC5=Ne565 o LM565C
IC6=TL081
IC7=78L10
IC8=LM386
T1;T3;T4=BC549B
T2;T9...T12 incl.=BC559B
T5=2N2219A
T6=BC550C
T2;T8=BC547B

Varios:
Aleta disipadora adecuada para T5.
M = galvanómetro 100μA...1 mA
Altavoz, 8 Ω; 0,5 W.
2 conectores DIN 5 patillas (180°).
1 conector DIN de 2 patillas para el altavoz

* Ver texto.

FM

GAYMAKIT



Equipo de mantenimiento y limpieza multiuso

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

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

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

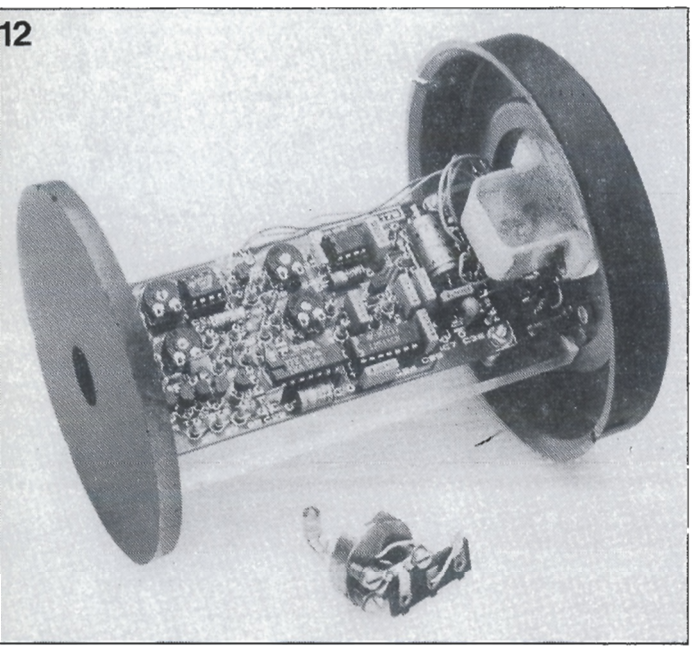


Figura 12. Sistema de fijación para el IRED, y el receptor de infrarrojos listo para su fijación dentro del tubo.

car que la potencia del transmisor se puede ajustar con la ayuda de P3.

Bloquear el haz de infrarrojos incidente por medio de cualquier objeto que tengamos a mano, y medir la tensión continua presente en la patilla 8 de IC4. En esta situación, deberemos ajustar el indicador de señales S a cero por medio de P5. Eliminar el objeto interpuesto entre el haz de infrarrojos y reducir o incrementar la deflexión del indicador S por medio de P6 hasta que se consiga una deflexión a fondo de escala.

Debido a la tolerancia en la tensión de polarización de la patilla 8 del TBA120S, puede ser necesario redimensionar los valores de R35 y/o R36 para asegurar un margen suficiente de la sensibilidad controlable por P5. Debe tenerse presente que cada cambio en el ajuste de la realimentación (P4) obliga a un nuevo ajuste de P5.

Gracias al empleo de una fuente de corriente T6, el medidor S puede ser casi cualquier modelo que disponga de una sensibilidad de 100 μA a 1 mA.

Debidamente alineado, y sin el empleo de lentes o reflectores, el sistema tendrá un margen de alcance de 6 a 8 metros. Verificar este punto situando el transmisor a máxima potencia, retocando P4 y P7 para una recepción óptima cuando haya un ruido considerable sobre la señal recibida.

Elementos ópticos

Las lentes para el receptor son un modelo obtenido de un espejo barato o de unas gafas de lectura, disponibles en ópticas o tiendas del ramo . La calidad del cristal no es importante, y, por supuesto, sin ningún tipo de tratamiento químico. El diámetro conveniente para la lente será de 100 mm, porque permite fijarla dentro de un tubo de PVC, que, a su vez, puede incorporársele una tapa también de PVC.

Se cortarán del tubo dos anillos de 10 mm de ancho. Dentro de cada uno de estos anillos, se cortará un agujero de 10 mm de ancho para permitir fijarlos en el tubo, donde se encargarán de mantener las lentes bloqueadas de forma segura a cada lado, permitiendo asimismo que su posición se pueda ajustar en función de la distancia focal.

Provisionalmente, situar las lentes en un extremo del tubo y determinar la distancia focal tal como se indica en el párrafo anterior de «Amplificación óptica». La gran mayoría de las lentes de radio 50 mm tienen una distancia focal de 25 cm. Tomar nota de la distancia focal encontrada empíricamente y marcar aproximadamente la posición del fotodiodo sobre el lado exterior del tubo. El receptor se monta dentro del tubo en sentido longitudinal, con el fotodiodo conectado directamente a las patillas de entrada.

Se cortará un disco de PERSPEX con un agujero central para el fotodiodo, y se ubicará dentro del tubo. El lado frontal del disco se pintará de negro mate, o se recubrirá con una tarjeta negra.

La tarjeta del receptor se apoya sobre una pieza rectangular de PERSPEX situada entre el disco y la tapa posterior de PVC. El fotodiodo se situará al mismo nivel que el lado frontal del disco de PERSPEX, y exactamente en el centro del agujero para asegurar la posición correcta de los ejes de la lente.

El conjunto rectangular de PERSPEX se corta, pega y atornilla sobre la tapa inferior para aumentar la rigidez del conjunto que forma el receptor. La tapa inferior deberá dotarse de los taladros necesarios para albergar el control de volumen, el medidor S y un conector DIN de 5 patillas para los cascos o el altavoz y la alimentación del equipo. La tapa se asegurará al tubo por medio de tres tornillos, que, desbloqueados, permitirán al conjunto receptor deslizarse horizontalmente unos 40 mm.

El tubo se situará sobre un trípode de los empleados en fotografía con la ayuda de una base de montaje adecuada. Como toque final, se puede incorporar un visor ajustable.

El conjunto global del receptor se representa en la figura 12. Deberemos tener presente que si empleamos lentes infrarrojas mejor que lentes visibles normales, el resultado final se ve incrementado en un 2%. El ancho medio del haz del sistema que hemos descrito previamente es del orden de 2 grados.

El reflector incorporado en el transmisor es del tipo redondo empleado en los faros de los automóviles. El área reflectora se deberá limpiar y desengrasar. Los reflectores rectangulares empleados en los faros halógenos no son recomendables para esta aplicación. Seleccionar un faro aproximadamente cóncavo junto con todos sus accesorios de lentes no coloreadas, y elementos de fijación.

Consultar las figuras 5c y 12 para tomar una idea de la manera de realizar el montaje del emisor de infrarrojos. Mantener siempre limpia la superficie reflectora, empleando para ello un simple trapo seco.

Una vez elegido el tipo de faro que vamos a adaptar para nuestro transmisor, le quitaremos la tapadera frontal y cuidadosamente romperemos el cristal. Con ayuda de algún elemento mecánico, podemos convertir la bayoneta de sujección de la lámpara para que ubique el emisor de infrarrojos. Esto es posible, por ejemplo, dividiendo una superficie de cobre procedente de un circuito impreso en tres áreas aisladas; las dos más pequeñas se emplearán para conectar los terminales del emisor de infrarrojos a los hilos del transmisor, mientras que la zona más grande se empleará para situar 3 tornillos ajustables M30×3, los cuales tendrán acceso por el panel posterior.

Antes de montar el diodo emisor de infrarrojos sobre su ubicación, deberemos converger el haz con la ayuda de un LED estándar rojo de 5 mm, el cual temporalmente se alimentará de la fuente de 12 V a través de una resisten-

cia de 1 kΩ. Situar el conjunto reflector en una habitación oscura y buscar la posición del LED con la que se obtiene un haz nítido de luz roja sobre una superficie vertical, a una distancia de 6 a 8 metros.

Intentar conseguir un haz lo más brillante y definido que sea posible por medio del ajuste de la inclinación del LED con respecto al eje del reflector.

Efectuado este proceso, el LED se puede reemplazar por el IRED, el cual se situará en la MISMA POSICION. El prototipo del sistema montado se representa en la figura 12.

Sustituir las cubierta de cristal y volver a montar el faro. Dotarse de un sistema de montaje para situar, de forma segura, sobre un trípode de fotografía el reflector y mantenerlo sobre una superficie horizontal. El sistema de elevación del faro se puede conservar y mantener operativo.

I tarjeta del transmisor se puede situar sobre una caja de plástico para asegurar que se mantiene en la vertical del trípode. No olvidar hacer los correspondientes agujeros en la parte superior que permitan acceder a los potenciómetros de ajuste.

El conector de entrada al transmisor es uno del tipo DIN de 5 contactos, mientras que el conector de salida al diodo infrarrojo es del tipo DIN de 2 contactos empleado para la conexión de altavoces.

Si es posible, se realizarán agujeros adicionales para prevenir el sobrecalentamiento de T5. El diodo zener D1 también se calentará, pero no necesita ventilación especial. Los hilos relativamente gruesos de alimentación se asegurarán por medio de bridas y se aplicarán al transmisor a través de gomas pasamuros.

Pruebas de campo, funcionamiento en modo dúplex

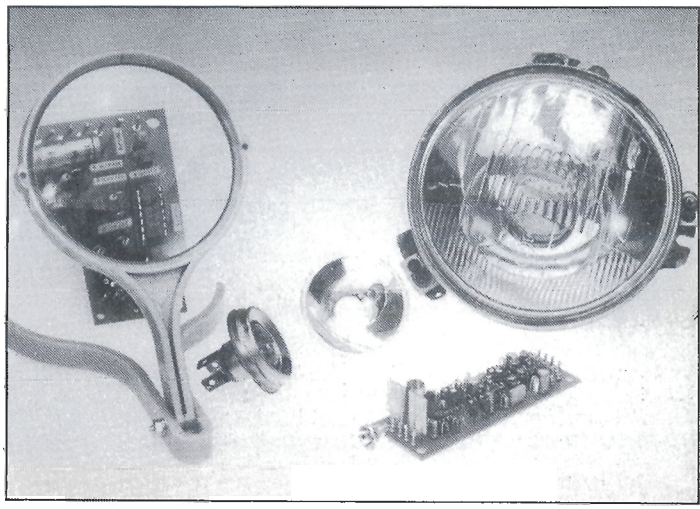
Para realizar las pruebas de campo, lo primero que deberemos buscar es un camino que disponga de una línea recta de unos 50 metros para la primera prueba, distancia que iremos incrementando 10 metros cada vez. El reflector y las lentes tienen un ancho de haz extremadamente estrecho y su alineamiento requiere alguna experiencia.

Deslizar cuidadosamente el conjunto receptor dentro de su tubo y ajustar la posición del IRED hasta obtener una recepción óptima. Para distancias por encima de los 1000 metros, se recomienda emplear prismáticos y, si es posible, una pareja de transceptores para mantener el contacto. Pronto nos daremos cuenta de que un buen visor (mira) bien alineado, situado sobre el receptor es indispensable. Nunca enfocaremos el tubo del receptor al sol cuando éste está brillante: la destrucción del fotodiodo puede ser instantánea.

La comunicación en dos sentidos se puede llevar a cabo por medio de un transceptor completo (emisor y receptor) en cada lado. Para tal propósito, situar el reflector al lado del receptor local (pero no enfrente de él), esto, incluso, no es necesario si se emplean diferentes frecuencias.

Las aplicaciones del presente transceptor incluyen sistemas de seguridad sin hilos, protección de locales u hogares, etc. Un sistema de seguridad para el hogar se puede realizar situando en lugares estratégicos espejos planos. El transmisor es lo suficientemente potente para proyectar un haz invisible a lo largo de toda la casa. En esta aplicación, la falta de portadora se puede detectar por medio de una alarma acústica. Puede no ser siempre necesario emplear lentes y reflectores tal y como se indicó anteriormente. Incluso un reflector de plástico, de los de las linternas de bolsillo, en combinación con lentes de 40 mm, son capaces de soportar comunicaciones a gran distancia. Espejos planos o convexos se pueden utilizar para cambiar la dirección del haz de infrarrojos. Diodos de infrarrojos más potentes o quizá incluso láser, junto con fotodiodos más sensibles pueden incrementar las distancias cubiertas sin la ayuda de lentes o reflectores, pero hay que tener cuidado para seleccionar una combinación para la misma longitud de onda.

Finalmente, diremos que la distancia máxima que hemos logrado cubrir con nuestro prototipo fue de 1.750 metros en una comunicación simple, y 1.350 en una dúplex. ⏮

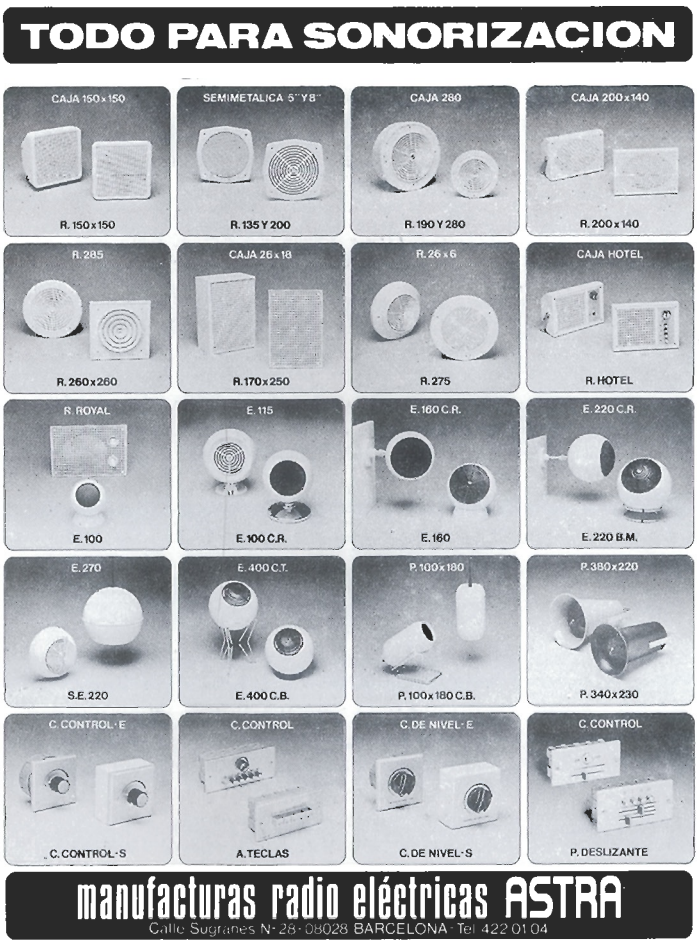


Componentes varios para la construcción del transceptor de infrarrojos.

Referencias

(1) *Optoelectronics: An Introduction.* J. Wilson & J. F. B. Wawkes (Prentice-Hall).

Una introducción general en la optoelectrónica se puede encontrar en: *Optoelectronics components.* Siemens Handbook, ed. 85/86.



El uso de un bus tipo IEC o IEEE para soportar un dispositivo periférico compatible Centronics requiere un circuito de interface especial para asegurar el correcto protocolo de comunicación y la temporización adecuada de las señales NRFD y NDAC.

INTERFACE IEC-CENTRONICS

El bus IEC se suele utilizar fundamentalmente en miniordenadores y centros de proceso, pero empieza a encontrar aplicaciones en microordenadores domésticos. En esencia el bus IEC es un puerto paralelo de entradas/salidas que puede ser adaptado para usarlo como un interface tipo Centronics. El interface que se propone aquí es uno relativamente sencillo, que permite conectar prácticamente cualquier impresora compatible Centronics desde el bus IEEE 488. Los interfaces IEC/IEEE 488 y Centronics tienen algunas características técnicas en común y puede considerarse virtualmente idéntico si se usa de forma unidireccional.

En 1977 la Comisión de Electrotécnica Internacional (IEC) publicó el documento «Standar interface system for programmable measuring equipment» (interface estándar para equipos de medida progamables). Este fue la referencia técnica para el inteface IEC, que permite controlar una extensa gama de equipos de medida con ayuda de un ordenador central. La estandarización del interface fue bien recibido como una gran ayuda para el desarrollo de sistemas de prueba y verificación controlados por ordenador. El interface IEC no era, sin embargo, un concepto enteramente nuevo. En abril de 1975 el «American National Standard Institute» (ANSI) había ya documentado el interface estándar IEEE 488 para aplicaciones similares. Sorprendentemente las propuestas tanto de IEC como de ANSI en lo que se refiere a un inteface direccionable estaban basados en el sistema de Hewlett Packard, que ya estaba en uso desde 1965. Actualmente el bus IEC se usa fundamentalmente en Europa, mientras que

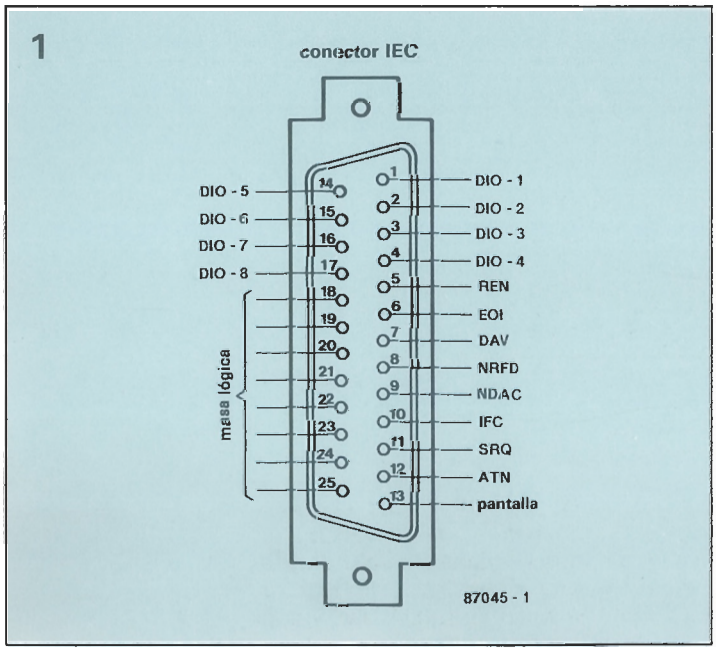


Figura 1. El conector de 25 líneas tipo IEC.

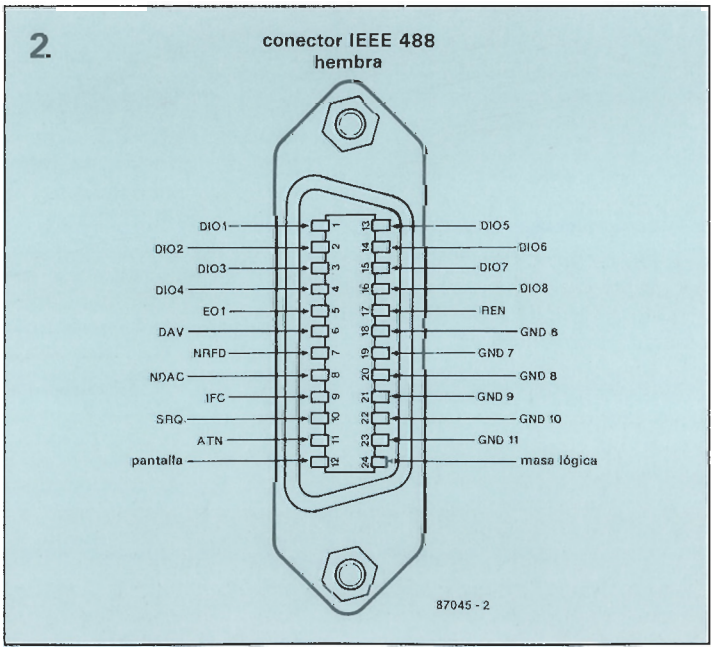


Figura 2. El conector de 24 líneas tipo IEEE 488.

en Estados Unidos se usa más el IEEE 488. Aparte del diferente conector utilizado (IEC es de 25 salidas; IEEE 488 de 24 salidas) estos estándares son muy similares. El término GPIB («General Purpose Interface Bus», bus de interface de uso general) se usa a menudo para designar indistintamente al interface IEC o IEEE 488. El uso del conector de 24 salidas fue también aceptado por el IEC a la vista de que el conector de 25 salidas, tipo D, estaba prácticamente reservado para los sistemas basados en el RS232. En el resto de este artículo se considerarán sinónimos los términos IEC, IEEE 488, y GPIB.

A pesar de los estrictos estándares de su implementación, el bus IEC todavía deja sitio para algunas adaptaciones, que pueden ser necesarias, para resolver problemas de compatibilidad. Esto significa en la práctica que el equipo controlado a través de un interface IEC no tiene que reconocer todas las funciones especificadas. Al contrario de lo que ocurre en el interface tipo Centronics, que casi siempre se usa para controlar un único periférico (normalmente una impresora), el bus IEC está diseñado, por definición, para el uso de varios dispositivos dentro de una red.

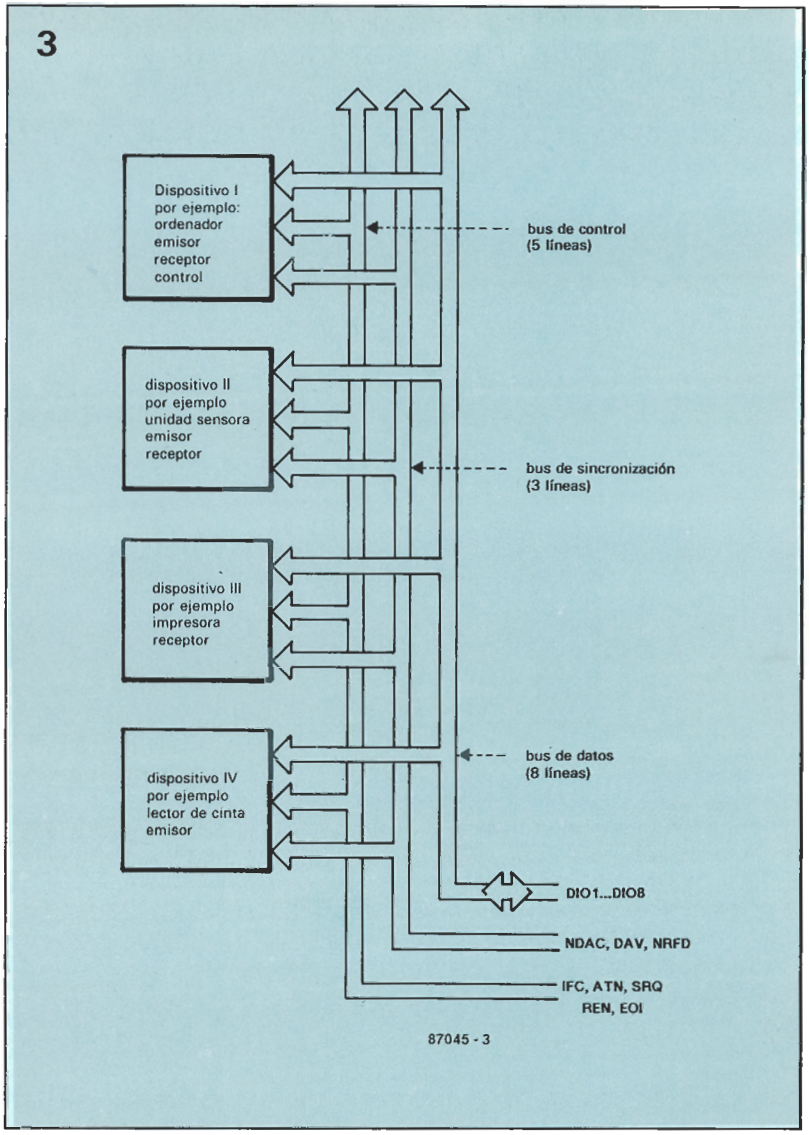


Figura 3. Estructura básica del bus IEEE 488, que permite soportar hasta 15 dispositivos.

El bus IEC

El estándar IEC define 16 señales y 8 líneas de masa. Cada dispositivo conectado al bus deberá reconocer al menos uno de los siguientes 3 modos funcionales:

LISTENER (Escucha): direccionado en este modo, el dispositivo lee los datos recibidos a través del interface; por ejemplo, las impresoras, las unidades de visualización y fuentes de señal programables.

TALKER (Emisor): direccionado en este modo, el dispositivo envía datos por el interface; por ejemplo, los lectores de cintas de papel perforada o un sistema sensor remoto. El bus IEC sólo puede trabajar con un único emisor activo a la vez.

CONTROLLER (Controlador): direccionado o configurado de esta forma el dispositivo se ocupa de asignar las funciones de LISTENER y TALKER a otros dispositivos. El controlador es usualmente un (mini o micro) ordenador con un interface IEC. El bus IEC sólo puede funcionar con un único CONTROLLER activo a la vez.

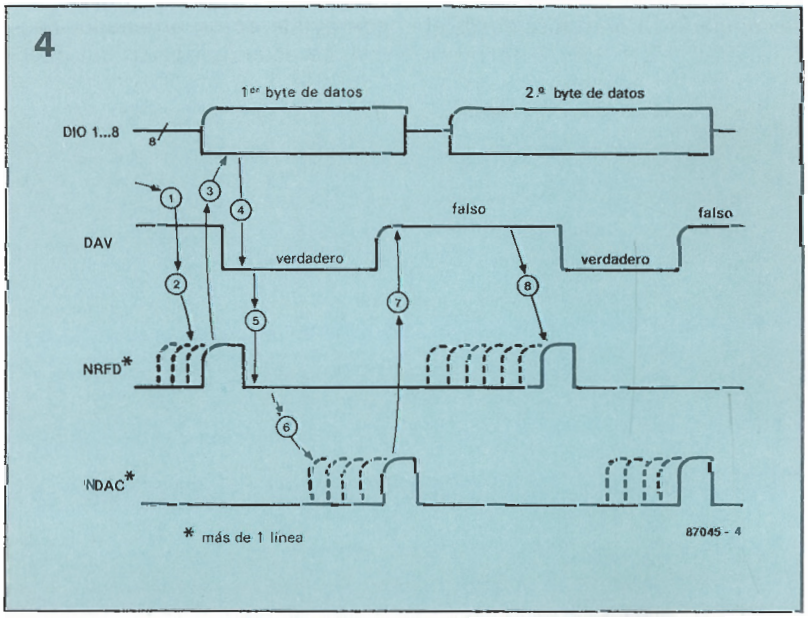


Figura 4. Partes esenciales del protocolo usado en el interface IEC.

Los niveles lógicos del bus IEC están basados en la definición para circuitos TTL:

0.0 V a 0.80 V: nivel lógico «1»; bajo; activo; verdadero; válido.

0.81 V a 2.00 V: no definido.

2.01 V a 5.25 V: nivel lógico «0»; alto; inactivo; falso; inválido.

Observe que los niveles lógicos «1» y «0» están invertidos con respecto a los eléctricos alto y bajo. En lo que sigue no vamos a hacer

Figura 5. La posición relativa del pulso ACKNLG* es diferente para tres tipos de impresoras con interface Centronics.

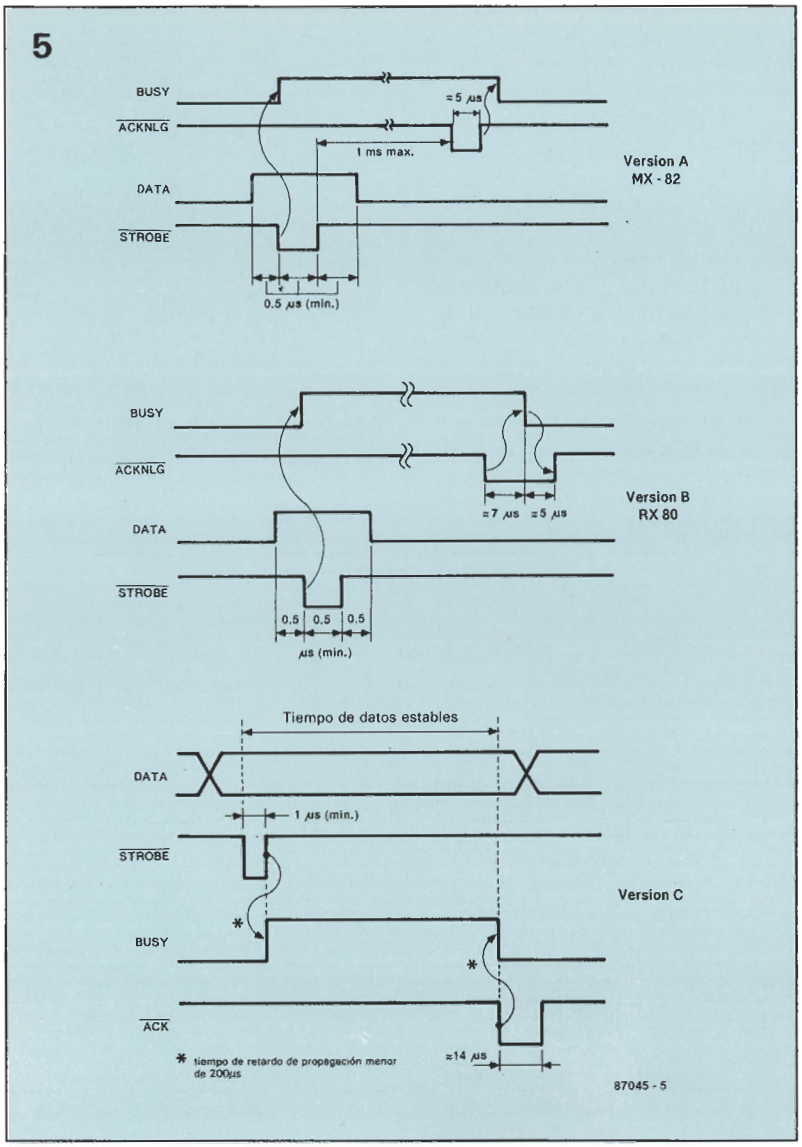
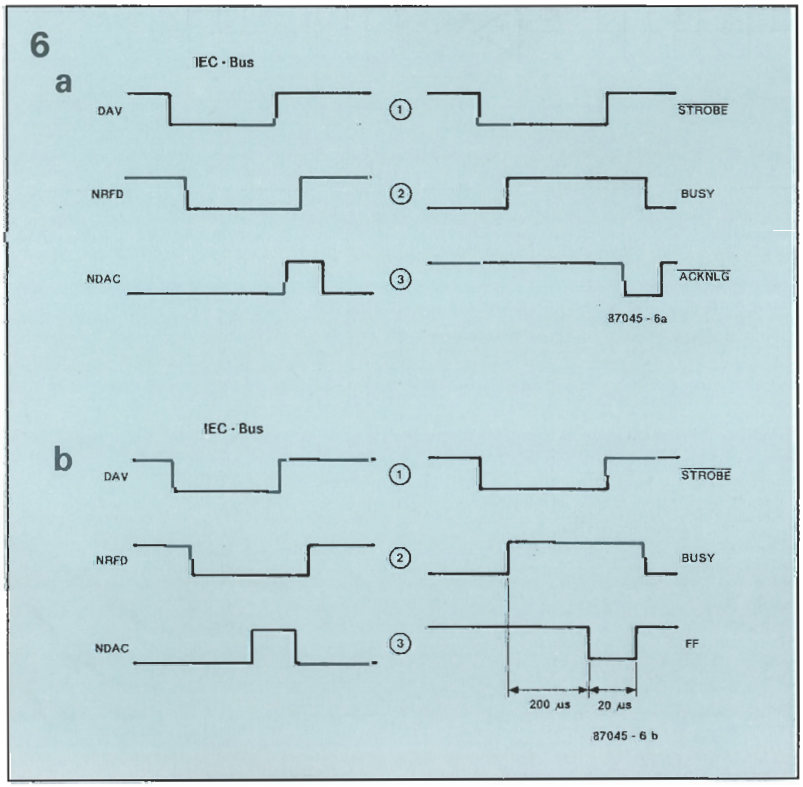


Figura 6. Las líneas de protocolo usadas en los interfaces Centronics e IEC difieren en lo que se refiere a su duración y su polaridad.



uso de las barras de negación, que suelen ponerse encima de los símbolos lógicos de las señales, para evitar que aparezcan confusiones en la conexión de un sistema, basado en lógica positiva (Centronics), con otro, basado en lógica negativa (IEC). Las tensiones comprendidas dentro de la región no definida, vista anteriormente, sólo pueden existir durante las transiciones de niveles lógicos. El patillaje y notación de señales de los conectores puede verse en las figuras 1 y 2. Las 16 líneas pueden subdividirse funcionalmente en 8 líneas de datos, 3 líneas de protocolo («handshake») y 5 líneas de comandos, como puede verse en la figura 3.

Las líneas de datos DI01 a DI08 se usan para enviar y recibir bytes, de los cuales el bit menos significativo está en DI01. Las líneas de datos también transportan información del estado de los dispositivos conectados al bus. Para ello la línea ATN permite hacer una distinción entre dos tipos de información en marcha:

ATN=«0»: transmisión de datos.

ATN=«1»: información específica del interface.

El bus de comandos (arbitración) utiliza las 5 siguientes líneas:

IFC («InterFace Clear», inicialización de interfaces): el CONTROLLER inicializa todos los dispositivos conectados al bus IEC. Esta línea se activa inmediatamente después de arrancar el sistema.

ATN («ATteNtion»): indica la presencia de datos o de información de estado (ver párrafo anterior).

REN («Remote ENable», activación remota): selección remota del modo de operación de los dispositivos conectados al bus. Normalmente esta línea está permanentemente en estado activo. En estado inactivo habilita la selección manual de los dispositivos.

EOI («End Or Identify», final o identificación): si la línea ATN está activa, el CONTROLLER utiliza la señal EOI para identificar un dispositivo conectado al bus. Un TALKER utiliza esta línea para indicar la señal de finalización de la transmisión (ATN=«1»; EOI=«0»).

SRQ («Service ReQuest», petición de servicio): los dispositivos pueden efectuar una petición de comunicación con el CONTROLLER, el cual interrumpe el programa en curso para atender la rutina de servicio.

Las siguientes señales del bus

de protocolo acompañan a la transferencia de datos en el bus de datos:

DAV («Data AVailable», dato disponible): activando esta señal el dispositivo transmisor indica que el dato en el bus es estable y válido.

NRFD («Not Ready For Data», no dispuesto para datos): esta línea se activa cuando el dispositivo conectado al bus no está preparado para recibir datos (nivel bajo=no está preparado para recibir).

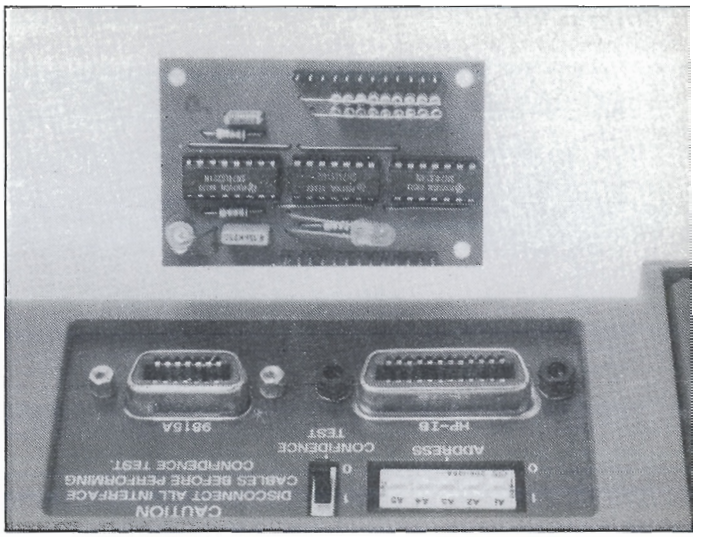
NDAC («No Data ACcepted», dato sin aceptar): esta línea se activa por el dispositivo receptor cuando no ha leído aún el dato existente en el bus (nivel bajo=no aceptado).

El orden en que se activan las líneas de protocolo durante la transmisión se muestra en la figura 4.

(1) Inicialización por parte de la fuente de la señal DAV.

(2) Cuando el dispositivo está listo para procesar un nuevo dato libera la salida NRFD a estado de alta impedancia. La línea NRFD sólo pasa a nivel alto cuando todos los dispositivos están listos.

(3) Puede enviarse otro dato y DAV indica la presencia de un dato válido (4). Los dispositivos activan la línea NRFD (5) para indicar su incapacidad para recibir un nuevo dato mientras están cargando el dato anterior (6). Todos los dispositivos disponen de una



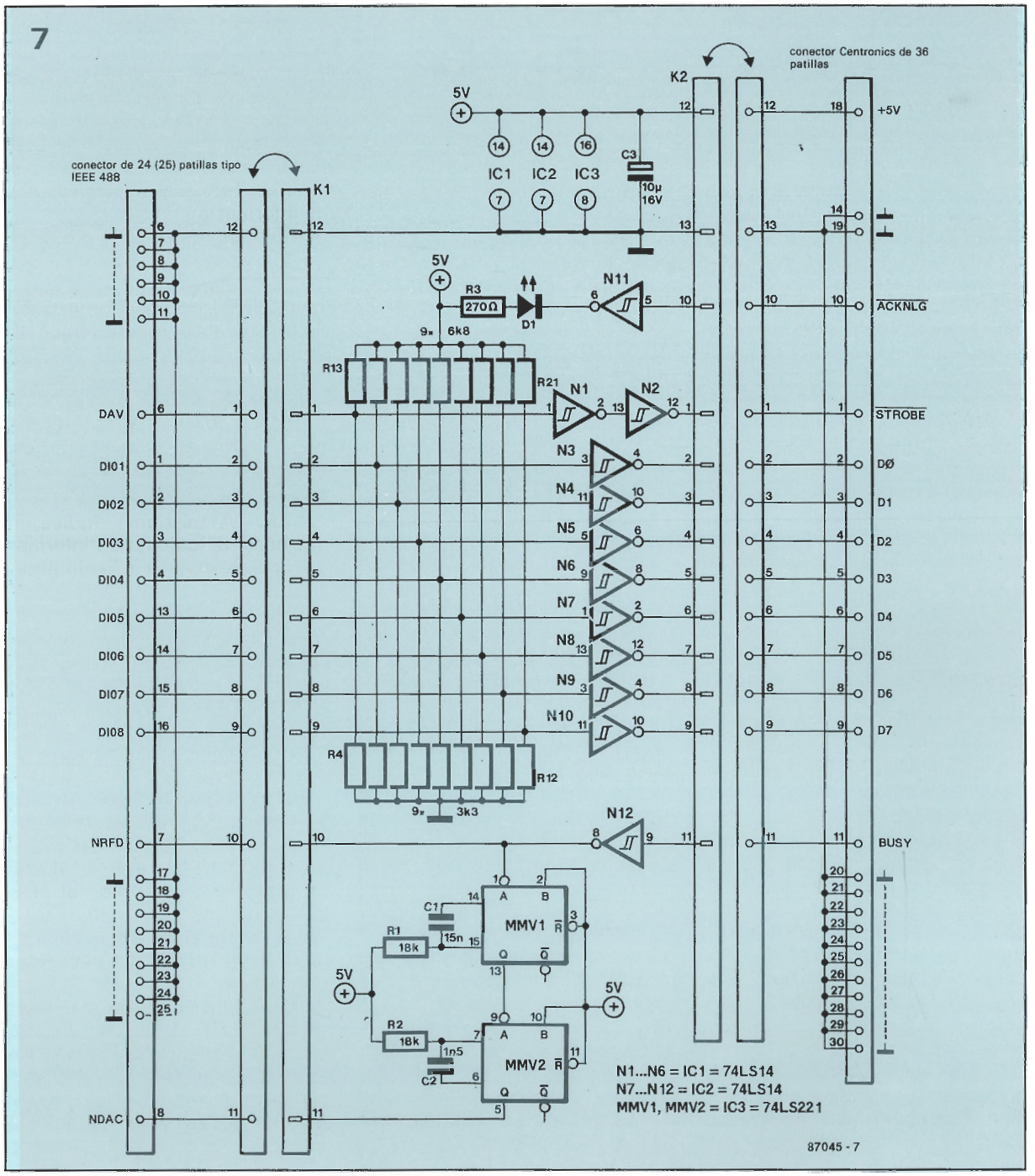


Figura 7. El esquema eléctrico del convertidor IEC a Centronics.

Lista de componentes

Resistencias (±5%):

R_1,; R_2=18K
R_3=270/-2
R_4...R_{12} incl.=3K3
R_{13}...R_{21} incl.=6K8

Condensadores:

C_1=15n
C_2=1n5
C_3£10μ; 16 V

Semiconductores:

D_1=led amarillo
IC_1; IC_2=74LS14
IC_3=74LS221

8

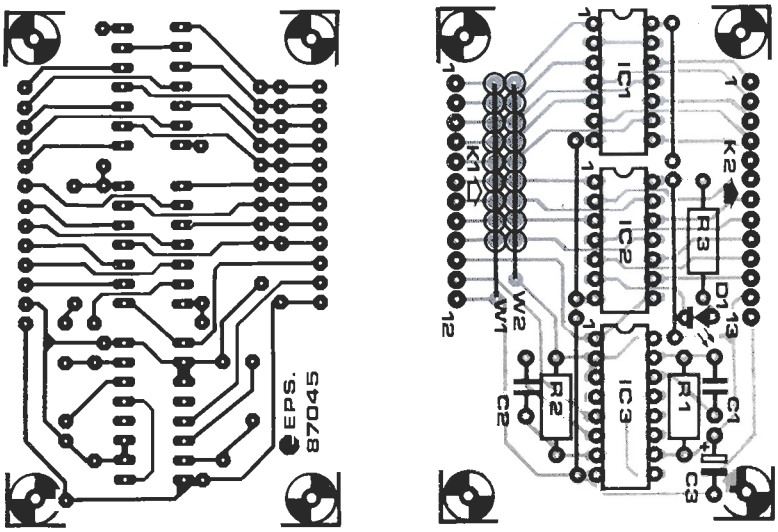


Figura 8. La placa de circuito impreso para construir el interface IEC-Centronics.

línea NDAC individual a la vista de la velocidad específica de carga y proceso del dato. Cuando todos han aceptado el dato, todas las líneas NDAC forman una alta impedancia, con lo cual la señal pasa a nivel alto. El dispositivo emisor espera a que todas las líneas NRFD pasen al estado inactivo, que significa que todos los dispositivos han procesado el dato anteriormente cargado. Entonces desactiva la línea DAV (=falso) (7) y espera el estado (8) (NRFD=falso). El ciclo de protocolo se completa así.

Aspectos funcionales del interface IEC

Todos los equipos que disponen de un IEC deben tener las siguientes funciones:

1. «Source Handshake» (SH), protocolo de transmisión: Esta función asegura el correcto posicionamiento de los datos en el bus, controla la línea DAV mientras supervisa las líneas NRFD y NDAC y se usa por los TALKER y los CONTROLLLER para enviar datos e información de estado respectivamente.

2. «Acceptor Handshake» (AH), protocolo de recepción: Es ta función tiene como misión recibir los datos del bus y controla las líneas NRFD y NDAC, mientras que vigila el estado de la línea DAV. Puede bloquearse el principio de la transmisión, así como retardarse el final mediante el uso de NRFD y NDAC, respectivamente.

3. «Talker» (T), emisor (literalmente, «el que habla»): Esta función supone la transmisión de datos a uno o más LISTENER. El CONTROLLER selecciona esta función mediante la dirección, de tamaño un byte, de un dispositivo.

4. «Listener» (L), escucha o recepción: Esta función supone la recepción de datos desde un CONTROLLER o TALKER. El CONTROLLER selecciona esta función mediante la dirección, de tamaño un byte, de un dispositivo.

5. «Service Request» (SR), petición de servicio: Esta función controla la línea SRQ. El CONTROLLER, entonces, identifica qué dispositivo dentro del bus ha activado la línea SRQ.

6. «Remote/Local» (RL): Esta función determina si el modo de operación está controlada por el bus o si ésta es manual, mediante interruptores (puentes), controles hardware, o algo parecido.

7. «Parallel Poll» (PP), sondeo paralelo: Esta función permite a un dispositivo conectado al bus enviar su información de estado, en respuesta a la petición de identificación por parte del CONTROLLER.

8. «Device Clear» (DC), inicialización del dispositivo: Esto es, un comando de inicialización individual o general para los dispositivos conectados al bus.

9. «Device Trigger» (DT), comienzo (de operación) de dispositivo: Esta función permite que alguno de los dispositivos conectado al bus esté efectuando un proceso local.

10. «Controler» (C), controlador: Esta función es indispensable en cualquier bus IEC donde exista transferencia de datos por diferentes caminos.

De este resumen, podemos deducir que el interface tipo Centronics, del cual hablaremos ahora, debe, al menos, soportar la función «Acceptor Handshake».

Una cuestión de microsegundos

No es el objeto de este artículo entrar en un análisis de forma exhaustiva de todas las funciones, especificaciones y requisitos técnicos del interface estándar IEC, aunque sí resulta interesante, para comprender el funcionamiento del circuito que presentamos, entrar un poco más en detalle en lo que se refiere a la diferencia en la temporización con respecto al estándar Centronics.

Los datos de 8 bits pueden enviarse de forma fiable por un interface compatible Centronics gracias al uso de tres líneas de protocolo: STROBE*, ACKNLG* y

BUSY. La forma de funcionamiento puede verse en la figura 5 de tres formas distintas, A, B y C, dependiendo del tipo de impresora a utilizar. Ya hemos indicado que los niveles lógicos del interface IEC están invertidos respecto al estándar Centronics, lo cual explica el uso de 8 inversores en las líneas de datos. El truco en el diseño de un interface IEC-Centronics está en la conexión de las líneas asíncronas de protocolo: DAV a STROBE*, NRFD a BUSY y NDAC a ACKNLG*. La figura 6a muestra que la señal DAV (1) puede tomar la función de STROBE*, aún siendo bastante más larga de lo usual. La señal BUSY de la impresora (2) simplemente necesita ser pasada por un inversor para poder controlar la entrada NRFD del bus IEC. La conversión de ACKNLG* a NDAC (3) no es tan sencilla. Ya vimos en las figuras 5a, 5b y 5c que las impresoras compatibles Centronics difieren en la posición relativa del pulso de ACKNLG* con respecto al flanco de la señal BUSY. Para una impresora del tipo A, es suficiente con invertir ACKNLG* para obtener la señal NDAC. Sin embargo las impresoras tipo B y C necesitan un sitema más complejo para obtener NDAC. Un multivibrador monoestable disparado en el flanco de bajada de la señal ACKNLG* serviría para las impresoras tipos A y B, mientras que sería necesario una configuración similar, pero disparada con el flanco de subida de BUSY, para el tipo de impresora C. En la práctica hemos podido observar que la configuración C funciona de forma aceptable para las impresoras tipo A y B. El esquema eléctrico de la figura 7 muestra que la línea ACKNLG* se utiliza únicamente para excitar un LED, mientras que la línea BUSY se aplica a dos monoestables, MMV1 y MMV2, en un circuito integrado doble, IC3, que proporciona un retardo de 200 μs y 20 μs respectivamente, para asegurar que el pulso de NDAC ocurre siempre dentro del período activo de NRFD (ver figura 6b).

Montaje

La figura 8 muestra que la placa de circuito impreso del interface dispone de 4 puentes, que no deben olvidarse. Las resistencias R4 a R21 son de tipo miniatura, montadas de forma vertical y con los extremos libres unidos entre sí para formar la conexión de masa (R4 a R12 inclusive; W1) o +5 V (R13 a R21 inclusive; W2). Es posible soldar directamente cable plano a las filas K1 y K2. El cable conectado a la fila K1 debe terminarse en un conector de 24 salidas tipo IEEE 488 y el de la fila K2 en un conector de 36 líneas tipo Centronics. Refiérase a la figura 2 para el patillaje de estos conectores.

Debemos aclarar que este interface IEC-Centronics no utiliza todas las líneas de impresora que se encuentran en el interface Centronics (PE, ERROR, SLCT IN, etc.). La alimentación para el interface se hace a través de la línea 16 del conector Centronics. La mayoría de las impresoras pueden proporcionar la corriente necesaria para este interface. La longitud del cable Centronics no debe superar los dos metros, mientras que el del IEC no debe ser superior a 4 metros.

CIMEX ELECTRONICA

DISTRIBUIDOR OFICIAL commodore COMPUTER

TODA LA GAMA DE ORDENADORES Y PERIFERICOS COMMODORE

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

DISKETTES Y ARCHIVADORES

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

SERVICIO TECNICO DE REPARACIONES

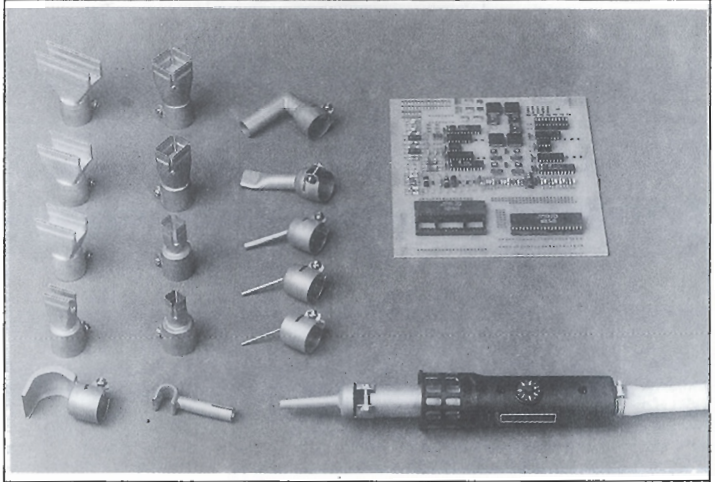
CONDICIONES ESPECIALES PARA DISTRIBUIDORES

SOLICITE NUESTRO CATALOGO
ENVIOS CONTRA REEMBOLSO

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

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

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



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

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

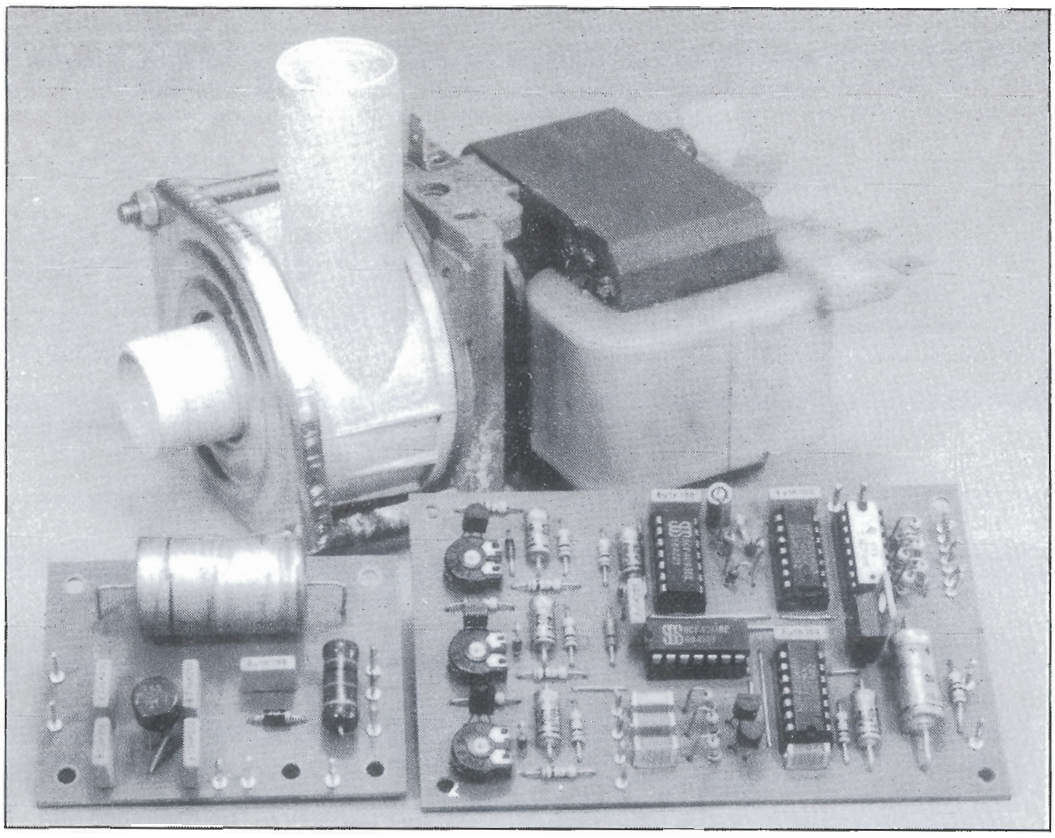
El agua constituye uno de los bienes más preciados para el ser humano. Cuando falta o cuando hay demasiada puede haber consecuencias desastrosas. Si se desea controlar artificialmente el nivel de un líquido, cualquiera que sea, con tal de que técnicamente sea posible, una bomba automática (también llamada autobomba) dirigida electrónicamente, es una opción digna de tomarse en cuenta. Gracias a los dos captadores de los que está dotada, la autobomba se encarga de mantener el agua (o cualquier otro líquido) entre los límites definidos por los captadores.

AUTOBOMBA

Vigilancia electrónica del nivel de un líquido. Controla, corrige y hace funcionar una alarma

Las aplicaciones prácticas de una bomba automática son innumerables. Si tiene un bonito yate amarrado en un pequeño puerto de nuestras costas y un día descubre una pequeña fuga de la que no acaba de encontrar el origen, desde luego uno prefiere encontrar su barco flotando sobre las olas, en lugar de reposando en el fondo del mar tras un invierno lluvioso. Le sería suficiente implantar esta bomba adaptada a la tensión de a bordo de su barco para resolver el problema.

Otro ejemplo típico: supongamos que quiere instalar en su bodega una caldera de calefacción central de alto rendimiento, caldera que tiene una particularidad que es la de producir agua de condensación que hay que evacuar de una forma o de otra. Una bodega es, por definición, subterránea, de forma que a menudo el lugar donde se podría evacuar el agua de condensación está a un



nivel bastante más elevado que la superficie sobre la cual reposa la caldera. Para una situación como esa es para la que hace falta una autobomba como la que aquí presentamos. El agua de condensación producida por la caldera es recogida en un depósito de donde se extrae con una bomba que la manda a un nivel suficientemente alto para permitir la evacuación en el primer sifón de desagüe. Un circuito electrónico se encarga de poner la bomba en funcionamiento cuando es necesario y evita que deje de cebarse. Si por la razón que sea se produce una inundación o la bomba es incapaz de bajar el nivel de líquido en el depósito, un sistema de alarma le avisa.

En el croquis de la figura 1 figura el conjunto de la instalación. La presencia de un transformador de aislamiento se explica ya que queremos suprimir el riesgo de la combinación agua + tensión. El transformador de la alimentación electrónica de la autobomba, el circuito de regulación y el relé de control de la bomba serán implantados (por seguridad) dentro de una caja. La electrónica está en las proximidades del depósito. Dos captadores (S2 y S3) colocados en el depósito detectan los niveles mínimo y máximo del líquido. Cuando el líquido alcanza el nivel máximo la electrónica activa el relé que arranca la bomba. Para evitar que la bomba deje de estar cebada (lo que tiene consecuencias funestas en el funcionamiento y la vida de la mayor parte de las bombas que no tienen auto-cebado), la bomba se para cuando el captador S2 señala que el nivel del líquido ha alcanzado el límite inferior. Un tercer captador, S1, está colocado en el mismo suelo del local para vigilar un eventual principio de inundación; a la mínima sospecha de la alarma a través de un buzzer que lleva el montaje. Una situación en la que el líquido está al nivel máximo y a pesar de que la puesta en funcionamiento de la bomba durante una cierta duración sea incapaz de bajar el nivel del líquido implica igualmente el accionamiento de esta alarma.

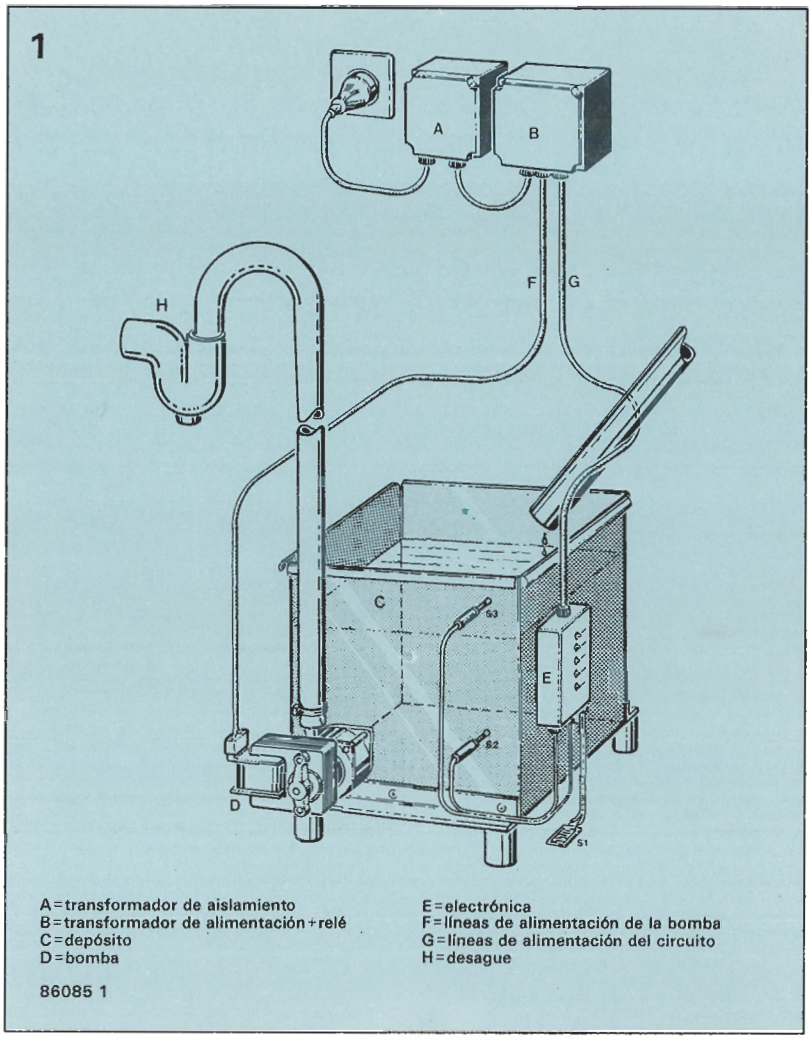


Figura 1. Una de las aplicaciones de la autobomba es la de evacuación de condensados de una caldera de alto rendimiento instalada en una bodega. Dos captadores, S2 y S3, permiten al montaje vigilar el nivel del líquido en el depósito y en función de la información que genera, la electrónica toma las medidas pertinentes. Un captador colocado al nivel del suelo, S1, detecta la inundación debida a una fuga o al desbordamiento.

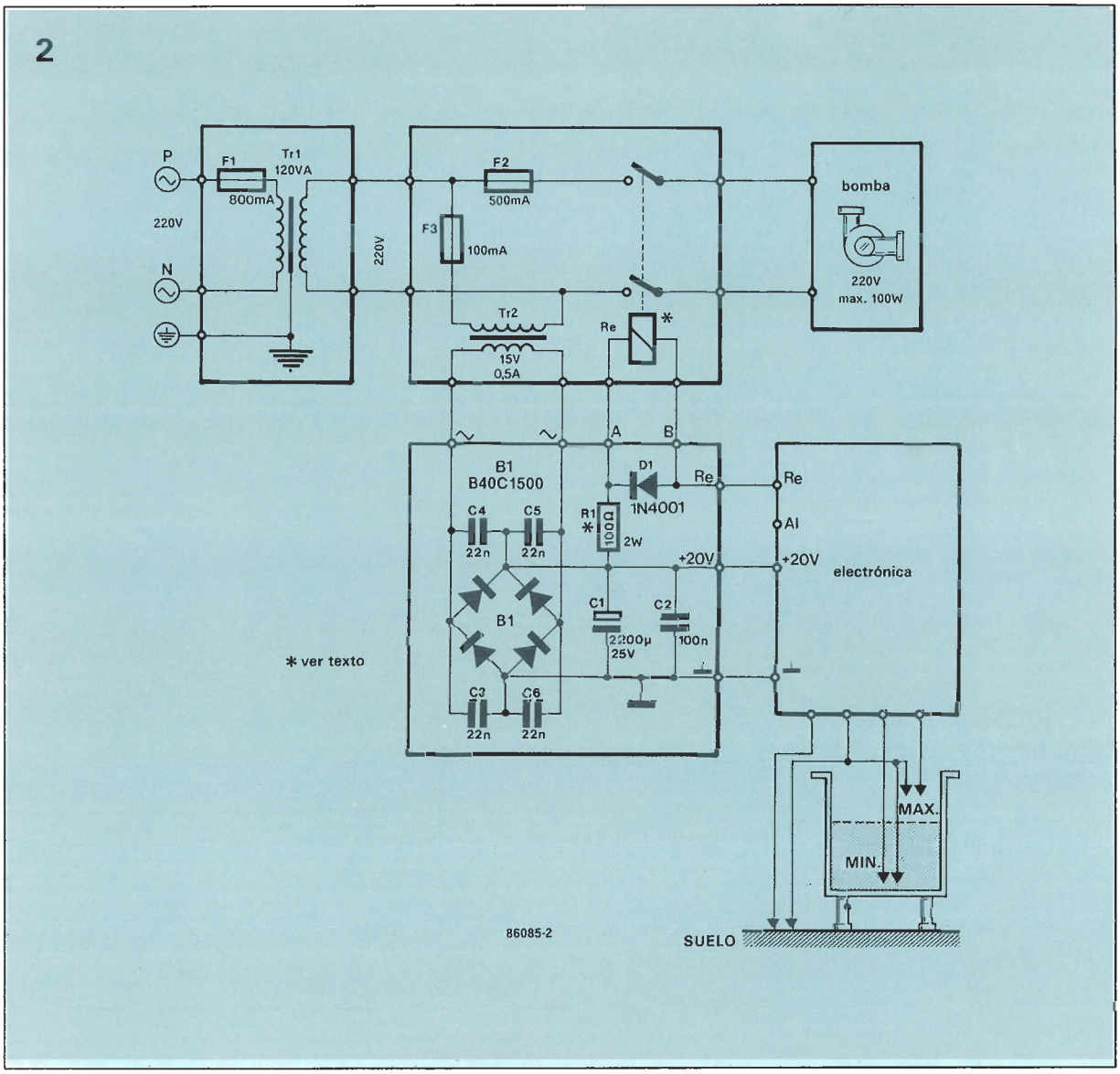
La electrónica en detalle

El esquema de la figura 2 no necesita excesivas aclaraciones. Como se dijo anteriormente, es aconsejable la implantación de un transformador de aislamiento Tr1. Este transformador se coloca con el transformador de alimentación (Tr2) y el relé (Re), en una caja de plástico reservada a estos subconjuntos. El circuito de alimentación del montaje es muy simple: un transformador 15 V/1 A (Tr2), un puente de rectificación (B1) y los condensadores de filtrado clásicos. En paralelo a los diodos de rectificación hay 4 condensadores de protección, cuya función es eliminar los parásitos de la red generados por impulsos de corriente de los rectificadores.

La figura 3 muestra el esquema de la electrónica de control de la autobomba. Los captadores S1...S3 toman una tensión alterna del circuito y dan una indicación del nivel del líquido. ¿Por qué un circuito de tensión alterna en vez de un circuito de tensión continua? Este último tipo de circuito tendría el inconveniente de quedar fuera de funcionamiento rápidamente debido a los fenómenos de electrolisis de la tensión continua. Sumergidos, los captadores se vuelven conductores. El oscilador centrado en N6 genera una señal rectangular que los condensadores C3...C6 separan de su componente continua; la señal alterna así obtenida es transmitida a continuación a los captadores. Cada captador está seguido de una etapa de transistor idéntica que comprende el transistor T3 a, b, c y los componentes. Por medio de P1 se ajusta la sensibilidad del circuito de detección. El condensador C3 alisa la tensión alterna que T3 rectifica, para evitar que el circuito no se distorsione con un mínimo impulso parásito de pequeña duración. En reposo, la etapa de transistor se vuelve conductora al ritmo de los picos de la tensión alterna. La tensión en los bornes de C3 es entonces poco elevada (este condensador se descarga más rápidamente a través de R5 que se carga por medio de R6). Cuando uno de los captadores está sumergido en agua (o en cualquier otro líquido conductor) la tensión alterna se cortocircuita (deriva a masa), y la etapa de transistor correspondiente hace pasar al nivel lógico bajo («0») la salida del trigger de Schmitt (N1, N2 o N3) colocada a su salida.

Los distintos niveles lógicos «1»

Figura 2. Como medida de precaución, la autobomba se alimenta de la red a través de un tranformador de aislamiento. El transformador de alimentación, la electrónica asociada implantada en un trozo de circuito para prototipos y el relé están colocados en una caja de plástico reservada para este fin.



y «0» están indicados en el esquema. Estos niveles son los que se observan en los puntos considerados cuando el circuito está en reposo, es decir cuando el nivel del líquido se encuentra entre los dos valores límites y el detector de inundación está seco. Estas indicaciones constituyen una ayuda muy valiosa para la comprensión del funcionamiento del circuito y/o una eventual avería.

Supongamos que el captador S1 se ve sumergido por una gran cantidad de agua. En estas condiciones la salida N1 está en baja, situación que tiene dos consecuencias: el LED D6 se ilumina señalando la inundación (en el caso de que uno mismo no note ya sus pies mojados); simultáneamente, por medio de N13, los generadores de señales rectangulares con frecuencia baja y alta, centrados respectivamente en las puertas N14 y N17 son disparados, la primera provoca el parpadeo del LED D5 y la segunda implica la entrada en funcionamiento de un resonador piezo (Bz) que se pone a generar una señal de alarma intermitente.

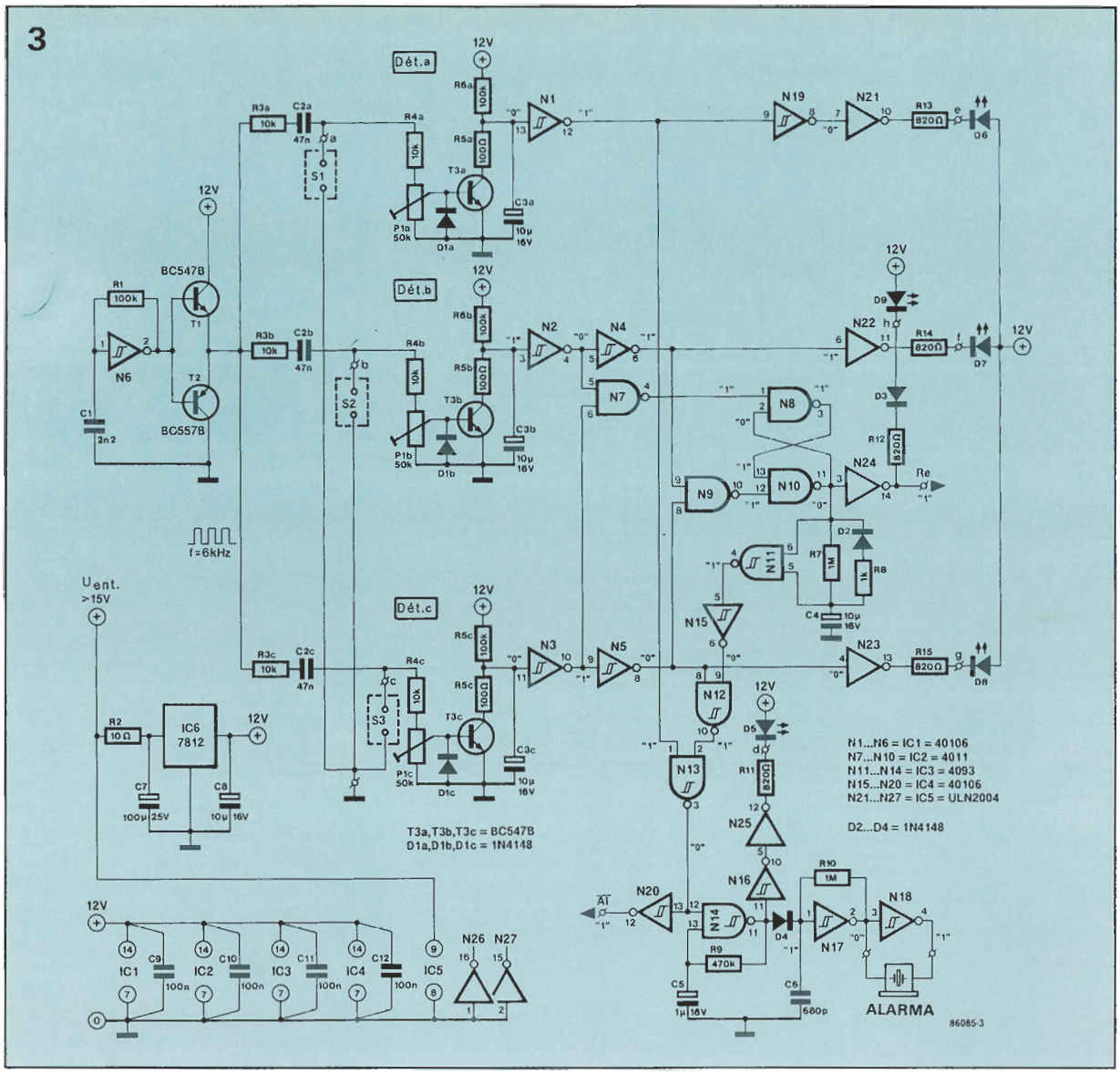
La cronología de los sucesos, cuando se activa el captador de nivel máximo (S3) o el de nivel mínimo (S2) es un poco más compleja. Por medio de la combinación de las puertas colocadas a continuación de N2 y N3, el circuito decide la conducta a seguir: poner en marcha la bomba o pararla. El tipo de acción a efectuar viene determinado por la posición de la báscula biestable (flip-flop) N8/N10. En reposo, la salida de N10 se encuentra en el nivel bajo, la bomba está parada. Supongamos que el captador S3 detecta que se sobrepasa el nivel máximo. La salida N10 pasa rápidamente al nivel alto, provocando así la entrada en funcionamiento de la bomba. El flip-flop conserva su estado inicial hasta que la referencia inferior sea alcanzada. En este instante el flip-flop bascula, provocando la parada de la bomba. El circuito espera que el líquido alcance de nuevo el nivel máximo para repetir el proceso que acabamos de describir.

Si el tiempo necesario para ha-

Tabla 1.

S1: detector de inundación.
S2: detector del nivel mínimo.
S3: detector del nivel máximo.

LED D5: arpadea cuando el suelo está inundado o cuando, a pesar de la puesta en funcionamiento de la bomba, el nivel de agua no baja (alarma).
LED D6: indica que el suelo está inundado.
LED D7: indica que el nivel del líquido sobrepasa la posición del mínimo.
LED D8: se enciende cuando el nivel del líquido alcanza el máximo.
LED D9: indica que la bomba debería estar funcionando.



cer bajar de nivel el líquido es muy largo, la red R7/C4 produce la activación de la alarma acústica a través de la puerta N12 (las salidas de las puertas N5 y N10 se encuentran entonces en el nivel alto).

El circuito tiene otra salida para una alarma suplementaria (A1 activación por nivel bajo) a la cual se puede conectar el sistema de alarma que el lector prefiera.

La tabla 1 recapitula las situación visualizadas por los LED.

El lado práctico de las cosas

La figura 5 muestra la placa destinada a recibir la electrónica de la figura 3. El circuito impreso colocado en una caja de plástico se fija en la pared del depósito (ver el plano de la figura 1). El transformador de la alimentación, la electrónica asociada y el relé serán implantados en un trozo de circuito impreso de prototipos y colocadas en una caja de plástico reservada para este fin. Elija un relé con corriente de excitación inferior o igual a 250 mA y cuya tensión de funcionamiento no sea superior a los 20 V. En caso de utilización de un relé cuya tensión de funcionamiento sea inferior a este valor, habrá que implantar R1, resistencia cuyo valor debe ser tal que la tensión presente en los contactos del relé corresponda al valor de la tensión nominal del relé utilizado.

La utilización de un transformador de aislamiento suprime el problema de la pueta a tierra de la bomba. Por seguridad, utilice, para proteger el transformador de aislamiento, la alimentación y la electrónica correspondiente, exclusivamente una caja de plástico. Implante la electrónica de control lo más cerca posible del depósito a vigilar, ya que la sensibilidad a los parásitos de los cables de unión es directamente proporcional a su longitud. Los captadores de nivel S2 y S3 podrán tomar la forma de conectores «jack». Cuando se coloquen, hay que vigilar la perfecta estanqueidad del conjunto; no dude en utilizar pegamento de dos componentes, por ejemplo. Implante los captadores de forma que cuando baje el nivel del líquido no pueda fijarse una gota (lo que implicaría

Lista de componentes (placa de alimentación)

Resistencias:

R1 = 100 Ω/2 W*

Condensadores:

C1 = 2200 µ/25 V
C2 = 100 n MKT
C3...C6 = 22 n/100 V

Semiconductores:

D1 = 1N4001
B1 = 840C1500

Varios:

F1 = fusible 0,8 A lento
F2 = fusible 0,5 A lento
F3 = fusible 0,1 A lento
3 portafusibles para circuito impreso
Tr1 = transformador de aislamiento 220/220 V, 120 VA
Tr2 = transformador 15 V/0,5 A
Re = Relé de dos contactos de trabajo, corriente máxima de bobina 250 mA*

*ver texto

Figura 3. A excepción del relé de alimentación, toda la electrónica de la autobomba está reflejada en este esquema. Los niveles lógicos indicados son los que están presentes en el montaje en reposo, cuando el nivel del líquido se encuentra dentro de los límites definidos por las referencias MIN y MAX.

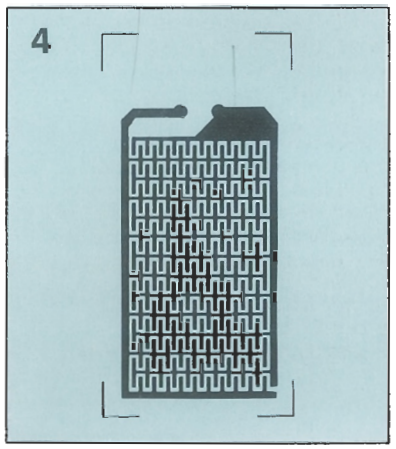


Figura 4. Dibujo de la cara de cobre de un captador de suelo. Piense en estañar (con soldadura) las pistas de cobre para evitar que la oxidación ponga fuera de servicio el captador.

Lista de componentes (circuito de detección)

Resistencias:

R1, R6a, b, c=100 k
R2=10Ω
R3a, b, c, R4a, b, c=10 k
R5a, b, c=100Ω
R7, R10=1 M
R8=1k
R9=470 k
R11...R15=820Ω
P1a, b, c=ajustable 50 k

Condensadores:

C1=2n2
C2a, b, c=47 n MKT
C3a, b, c, C4, C8 =10µ/16 V
C5=1 µ/16 V
C6=680 p
C7=100µ100/25 V
C9...C12=100 n

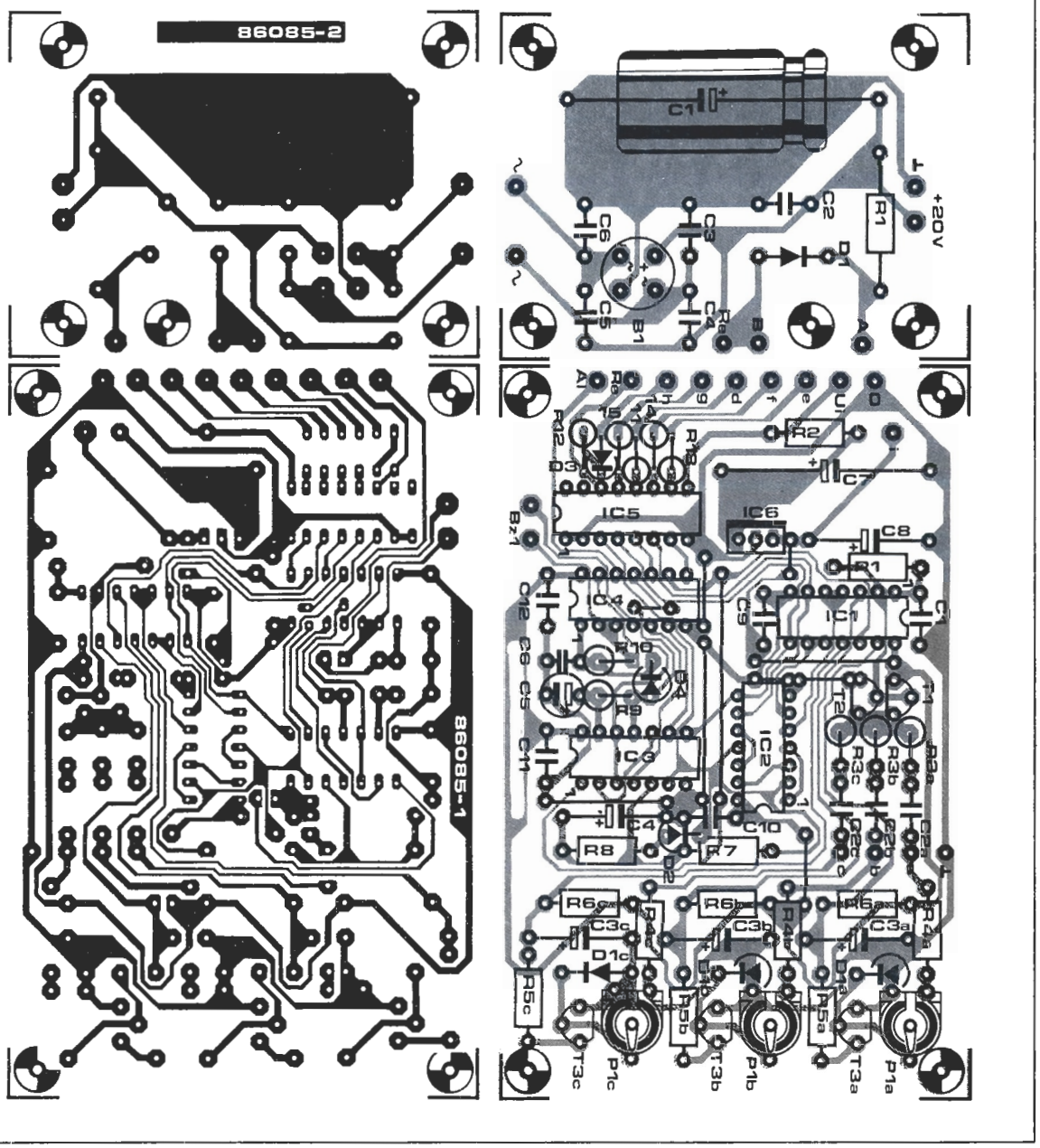
Semiconductores:

D1a, b, c,
D2...D4=1N4148
D5...D9=LED 3 mm rojo
T1, T3a, b, c=BC 547B
T2=BC 557B
IC1, IC4=40106 (74HC14)
IC2=4011
IC3=4093
IC5=ULN 2004
IC6=7812

Varios:

Bz1=zumbador piezoeléctrico 250 mA

5



errores de detección) sobre el mismo. La solución más simple para resolver los problemas de estanqueidad y de resistencia a la corrosión es utilizar un depósito de plástico.

El captador detector de inundación se realiza con la ayuda de un trozo de circuito impreso dotado de una matriz de cobre como se ve en la figura 4.

Para evitar que el líquido desborde el depósito, es indispensable que la bomba tenga una capacidad de drenaje suficiente que se corresponda con la cantidad de agua a evacuar. Una bomba de una lavadora vieja (la lavadora no la bomba) es lo ideal, ya que tiene una capacidad de drenaje importante; además está diseñada para resistir líquidos relativamente agresivos.

Nos ayudaremos de la figura 1 para hacer su instalación. Vigile, en caso de la colocación de una bomba de una lavadora, colocar la bomba en el punto más bajo de la instalación (este tipo de bomba no tiene autocebado). Tenga cuidado también de que no pueda haber transferencia de líquido del punto de evacuación (alcantarilla) hacia el depósito y conecte el tubo de evacuación a un sifón conectado él mismo a la alcantarilla o desagüe.

Para ajustar la autobomba, girar los potenciómetros P1a, P1b y P1c de forma que sus cursores respectivos estén a masa. Llene el depósito hasta que el captador del máximo S3 esté sumergido. Accione lentamente P1c hasta obtener el arranque de la bomba. Si unos instantes más tarde la alarma acústica se dispara, hay que modificar el valor de C4. Volveremos a tocar este punto. Espere a que el nivel haya bajado hasta dejar seco el captador S2 y accione el potenciómetro P1b hasta obtener el disparo de la alarma sonora.

Cortocircuite el captador del máximo (S3). La bomba debe entrar en funcionamiento; manteniendo el cortocircuito se hace «creer» a la electrónica que a pesar de los esfuerzos de la bomba, el nivel del líquido no baja. En estas condiciones la alarma acústica no debe tardar en sonar. El tiempo que tarda en dispararse puede ser modificado a voluntad cambiando el valor de C4. El cortocircuito de ajuste será suprimido, y la instalación esta preparada para cumplir su misión.

elektor

DESEARÍA contactar con usuarios de Amiga 500, 1000 ó 2000, para intercambio de programas y/o información.
Manuel M.ª Pérez Ayala. Avda. Colón, 16-7.º izda. 06005 Badajoz.

VENDO amplificador de 100+100 W; Apple 2 con 2 diskettes y diversos componentes; llamar a partir de las 9 de la noche.
Juan Gómez Alarcón. C/ Almería, 23. Barcelona 08014. Tel.: (93) 4219176.

SE COMPRA AIM65 en buen estado. Interesados llamar 223050 de Zaragoza.
Antonio Ortega. Dr. Horno, 31-6.ºA. 50004 Zaragoza.

CAMBIO emisora INTAZ 100 CAN, por osciloscopio 40 MHz doble trazo y retardo o por AIM65. Llamar a partir de 22 horas.
Juan Antonio. C/ Gonzalo Pons, 10, L'Hospitalet, Barcelona. Tel.: (93) 4211181.

VENDO ordenador SHARP MZ721 con cassette incluido con más de 130 juegos, Forth, Pascal, todo 25.000.
Victor Manuel Miralles. Escultor Ordóñez, 23-2.º, 2.ªB. Tel.: 3405087.

BUSCO HEXFET IRFD 1Z3, un transformador FI 30 MHz y un condensador variable de 10 A 180PF.
Vicente Escribá Pérez. C/ Vicente Blasco Ibáñez, n.º 2 puerta 1. Xirivella 46950 (Valencia).

CAMBIO programas para ATARI ST. Pedir lista.
Raul Bravo Roig. C/ Abad Sola, 56. 46700 Gandía (Valencia). Tel.: (96) 2868721.

AGRADECERÍA donación toda clase libros, revistas electrónicas u otras. Pensionista 54 años, poca paga, enviar.
Julián Seguén García. Serradilla 28. 28044 Madrid.

QL. programas más de 150 títulos, últimas novedades, también cambio.
Agustín Gallego López. Cuart de Poblet n.º 17, 3.º-D. 28047 Madrid. Tel.: (91) 4650505.

URGENTE compro CI REF: UAA 3000 fabricado por VALVO, también rogaría información de donde lo puedo conseguir.
Jesús Torrecillas Rodríguez. General Aranda, 12, bajo B. 28029 Madrid. Tel.: (91) 3158861.

VENDO ordenador QL con programas, 20.000 pesetas y transmisor FM comercial sintetizado de 25 W por 25.000 pesetas.
Juan Martínez García. C/ Roca Labrador n.º 1-1.ºC. Tel.: (973) 2675431. 25003 Lérida.

DESEO me envíen fotocopia del circuito del TESTER ICE 6806.
Jorge Torrejón Guijarro. C/ Rosellón n.º 40-42 entlo 3.ª. L'Hospitalet del Llobregat. Barcelona 08903.

COMPRO unidad de disco para QL (con el Interface); necesito Compilador Turbo Prolog para el mismo.
José Antonio Herrero Moreno. C/ Los Herreros, 3. Zarandona. 30007 Murcia.

VENDO curso de fotografía AFA completo sin usar, escribid con a:
Manuel del Olmo Palacio. Avda. del Generalisimo, n.º 11 Villacarriedo. 39640 Cantabria.

PENSIONISTA 54 años agradecería donación de emisora 27 MHz, osciloscopio, ordenador que no uséis, gracias, enviar.
Julián Seguén García. Serradilla, 28. 28044 Madrid.

CON POCA paga de pensión agradecería, envíen sin cargo aparatos, materiales electrónicos, ordenador, emisora.
Julián Seguén García. Serradilla, 28. 28044 Madrid.

VENDO emisor de FM 88 —108 MHz, marca OMB— profesional de 50 W y generador estéreo, nuevos.
Francisco López Maestro. C/ General Delgado Serrano, 4-2.ºA. Martos (Jaén). Tel.: (953) 552356.

VENDO Amstrad CPC464 FV+impresora DMP2000+35 juegos+libros, por 65.000 pesetas.
Pedro David Cadarso. C/ Parque Claret, 50-62, 4.º 2.ª, esc. derecha. Barcelona 08025. Tel.: (93) 2587740.

DESEO encontrar esquema e instrucciones de manejo del voltímetro electrónico LME-VM-40, pago con material electrónico.
Manuel del Olmo Palacio. Tel.: 590054. Santander.

VENDO Commodore-128, unidad disco 1571, impresora MPS-801 y pantalla monocromo, regalo soft y libros.
Gonzalo García Ramos. Cip Prés, 3-4-3. Tel.: 3768751. 08940 Cornellá (Barcelona).

ATARI ST cambio programas, utilidades, juegos, etc., enviar lista a Xavier María C/ Grupo la Paz, 30 B, 3.º 2.ª 08020 BARNA.

CAMBIO programas diseño circuitos impresos por software todo tipo para PC-compatible.
Antonio Yagüe. C/ San Nicasio, 31. 28911 Leganes (Madrid).

VENDO fuentes de alimentación diversas tensiones e intensidades, baratas, envío lista gratis.
Agapito Ibáñez Rodríguez. Bda. Juan XXIII, 14-7.º. 09007 Burgos.

COMPRO revista Elektor n.º 74/75, pago hasta 2.000 pesetas, según el estado de la misma, llamar por la noche.
Jesús Torrecillas Rodríguez. C/ General Aranda, 12, bajo B. 28029 Madrid. Tel.: (91) 3158861.

VENDO revistas, libros y diverso material de electrónica y microprocesadores.
Gonzalo Viejo. La Magdalena, 24-9.º B. Avilés (Asturias). Tel.: (985) 542791.

NECESITO intercambio o compra de material y/o documentación sobre electrónica.
Omar Martín Tanquero. Carretera Santa Cruz, kilómetro 10, edificio 7, apartamento 15 Jimaguayú Camagüey. CUBA.

VENDO ordenador SONY MSX HIT-BIT 80 K con juegos y documentación casi nuevo por 25.000 pesetas.
Hugo Giannotti Muller. Bori I Fontesta, 8. 08021 Barcelona. Tel.: (93) 2013574. Llamar de 19 a 21 horas.

VENDO impresora RITEMAN CT para VIC-20 CBM64 y C-128 con manual y cables. Precio 45.000. Llamar 12-14 y 19-22 horas.
Ernesto Bori. Tel.: 2098961. Barcelona.

SIN TOCAR el TV, conviértalo en osciloscopio, mando fotocopias del circuito, enviar 200 pesetas, en billetes, seriedad.
Apdo. 254-Alcalá de Henares. Madrid.

NECESITO manual de calculadora Texas Instruments o fotocopias (TI-S3), correría con gastos.
Javier Fernández González. C/ Arturo Ezama, 8-4 dcha. 33930 La Felguera (Asturias).

VENDO Lineal 250 W y 80 W FM, emisor FM digital regulable, codificador emisión estéreo controlado a cuarzo.
Jesús C. Apartado 234. 30510 Yecla (Murcia). Tel.: (968) 794146.

ME INTERESARÍAN programas para Apple II en CP/M y Applesoft, pago las copias, enviar lista a:
José Antonio Ribas. Gran Vía, 936-4.º 1.ª 08018 Barcelona.

VENDO en colección o sueltas, las revistas Elektor, circuito impreso y resistor, llamar de 4 a 10, preguntar por Julián.
Julián Cerezal. C/ Méjico n.º 3-1.º D. Ponferrada-León (CP 24400).

VENDO emisora FM88-108 MHz, 4 W, con caja y fuente de alimentación por 1.200 pesetas, envío contrareembolso.
Daniel Delgado. Tomás Pérez Úbeda, 15. 02200 Casas Ibáñez (Albacete).

AGRADECERÍA la donación de cualquier tipo de emisor-receptor (CB, FM, AM, etc.), estropeado o antiguo, también agradecería.
Carlos Pallín González. Morín, 232. Monforte de Lemos (Lugo). CP 27400.

VENDO receptor multibanda MARC, 3 antenas, 145 KHz, 175 MHz y 470-430 MHz, por 20 K, llamar horas de comida.
Fernando Tudela. Pasaje de la Tossa, 20. Tel.: (93) 8045581. Igualada (BARNA).

LIQUIDO soft MSDOS, compiladores, lenguajes y aplicaciones por cambio equipo, documentación en castellano, remito detalles y precios.
Pilar Gil Ginesta. Segunda Aguada, 8-10.º. Cádiz 11012.

VENDO cámara SONY TRINICON HVC-4000 P, a estrenar, 50.000 pesetas.
José Luis Montosa Moreno. Avda. Francesc Macía, 14, bajos Santa Coloma Gramenet. 08921. Tel.: 3869593 (Barcelona).

VENDO transceptor YAESU FT102, buen precio. Unidad doble de discos Dragon con programas, cambiaría por material electrónico.
Pablo Díaz. Horno, 4. Briones, 26330 (La Rioja). Tel.: (941) 310491.

CAMBIO o vendo juegos y programas para MSX.
José Manuel Nogueras. República Argentina, 43-4.º, 2 bis. 08023 Barcelona. Tel.: (93) 2121546.

VENDO Junior Computer, por 20.000 pesetas, en perfecto estado. Interesados llamar al 7479317.
Delfín González. Alar del Rey s/n, 2.ª fas., Ptal. E-4, 2.º C. 28042 Madrid.

ANUNCIOS BREVES

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

DATOS PERSONALES

Nombre: _____

Dirección: _____

Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

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

MERCADO

Tarjetas de memoria

Seiko-Epson presentan su gama de tarjetas de memoria SRAM, con capacidades de almacenamiento de 32 KB a 1 MB. Estas tarjetas, con formato parecido a la tarjeta de crédito (54,0×85,6 mm) dispone de un conector en el extremo de 36 ó 68 patillas (para conexión de capacidades grandes de memoria) que hace las veces de bus de interconexión. El espesor de la tarjeta está comprendido entre los 3 mm (para capacidades entre 32 K a 128 KB) y 3,6 mm para más de 256 KB. La tarjeta incorpora la memoria, resistencias, condensadores y otros circuitos de control y protección, todo ello encapsulado de manera que son muy manejables, incluso en condiciones ambientales adversas. El conector es de muy alta calidad, pensado para soportar una gran cantidad de inserciones.

Las tarjetas pueden utilizar memorias SRAM, EPROM o MROM, y están preparadas para trabajar en buses de 8 o 16 bits. Desde el punto de vista de la CPU, la tarjeta de memoria se comporta como una memoria estática corriente, con un tiempo de acceso de 250 ns. Las tarjetas con RAM estática disponen de batería para retención de los datos; este tipo de tarjetas puede sustituir a los floppy disk en aquellos lugares de condiciones ambientales «duras», personalización de impresoras, manejo de datos en terminales, memoria de programa para sistemas versátiles, memoria de operación para robótica, etc.

Las aplicaciones de las RAM estáticas incluyen la utilización como memoria de la expansión del ordenador, como «disk cache» para aplicaciones CAD/CAM, o memoria buffer para impresora.

Las tarjetas con ROM sirven para aplicaciones de memoria de programa para ordenadores, software de personalización de terminales, memorias de síntesis de voz o melodías para instrumentos musicales, códigos fuente para impresoras, o simplemente como diccionario para ordenadores a máquinas de escribir.

La batería de litio incorporada en algunos modelos con SRAM puede ser comprobada en la propia tarjeta, siendo fácilmente sustituible en caso de haber agotado su vida útil. La tarjeta dispone de un selector adicional para inhibir la escritura accidental de la memoria.

Las tarjetas de memoria proporcionan una elevada protección de los datos, tanto ESD, como mecánica, estando protegida contra descargas electrostáticas, sin problemas en la retención de los datos.

VENCO Electrónica, S.A.
Galileo, 249
08028 Barcelona
Teléf. (93) 3309751
Ferrocarril, 36
28045 Madrid
Teléf. (91) 4685563

Controlador CRT de Toshiba

Toshiba presenta, dentro de su gama de soluciones para ordenadores personales, el modelo TC850SP/F que realiza las funciones de control CRT.

El número de caracteres de visualización, el número raster por línea de posición visualizada, y las temporizaciones verticales y horizontales son programables, así como la posición del cursor, formato y borde. También incorpora la función de detección del lápiz óptico.

Este nuevo controlador no necesita buffer de línea para refrescar la pantalla. Posee una salida de dirección de memoria de refresco de 14 bits y tres modos de barrido seleccionables: entrelazado, síncrono no entrelazado y entrelazado vídeo.

La dirección de comienzo del display también es programable, por lo que puede ser aplicado en paginado, desplazamiento de la imagen en pantalla, etc.

Las aplicaciones de este dispositivo en circuitos de display para ordenadores personales o terminales CRT proporcionan un hardware potente.

LOBER S.A.
Monte Esquinza, 28
28010 Madrid
Teléf. (91) 4106968

Vatímetro-frecuencímetro de RF

El Dynamic 7510 combina en un solo instrumento la posibilidad de realizar las dos medidas más usuales en el mantenimiento y puesta a punto de equipos de RF: la frecuencia y la potencia. El 7510, que se puede utilizar tanto en el laboratorio como en las medidas de campo, presenta la frecuencia mediante display digital, y la potencia (incidente y reflejada) mediante indicador analógico.

El equipo se suministra con sección de línea separada (conectores N hembra) y doble zócalo, para inserción de unidades detectoras y/o atenuadoras. El equipo posee entrada y salida de las señales a medir, que después de excitar el 7510 pueden ser llevadas a un osciloscopio o analizador de espectro.

El margen de frecuencias cubierto por el equipo es de 1 KHz a 1,3 GHz y la gama de potencias cubre desde 100 mW a 5.000 W, según las unidades detectoras empleadas. El equipo se alimenta a 110/220 V y, opcionalmente, mediante baterías recargables incorporadas o externas al 7510.

Electrónica de Medida y Control, S.A.
Clara del Rey, 45, 1.º, esc. dcha., n.º 2
28002 Madrid
Teléf. (91) 4134946

Sensores de presión

Siemens presenta una gama de sensores de presión, KPY-40, en los que las sustancias más diferentes, como oxígeno, nitrógeno, gases nobles, aceite de silicona y para accionamientos, pueden hacer presión por el lado de atrás de las membranas de silicio policristalino, para medidas relativas y absolutas; esta membrana de los sensores KPY-40 es insensible a la fatiga.

En los modelos para presión absoluta y relativa, está incorporado, separado, un integrado sensor de la temperatura de silicio; éste, detecta en la inmediata cercanía del chip de Si, sensor de presión, la temperatura, y permite así compensar exactamente las variaciones de la señal de tensión por efecto de la temperatura.

En el sensor de presión relativa se registra la diferencia de presión entre la sustancia y el medio ambiente; el sensor de presión absoluta compara la presión medida con un vacío de referencia en el interior de la cápsula. Para el acoplamiento de la presión, el chip está soldado con el tubito central de Kovar, vitrificado por separado, mediante soldadura de AuSn. Una unión pn aisla las resistencias dependientes de la presión que están integradas en el substrato de silicio.

La sensibilidad de los sensores de la serie KPY-40 alcanza desde 16,5 mV/V ba-

rias (600 mbarias) hasta 0,75 mV/V barias (50 barias).

Para poder medir también la presión de sustancias agresivas, Siemens ha desarrollado unos sensores cuyos elementos sensibles de silicio están protegidos por una membrana de acero fino. Como medio de relleno y de transmisión se utiliza aceite de silicona. Gracias al empleo de acero fino para la cápsula y la membrana, la generación de sensores KPY-50 resulta apropiada para substancias tan diferentes como amoniaco, insulina, lejía de lavado, vino o cerveza. Los sensores también son resistentes a los detergentes.

Los márgenes de medición de la serie KPY-50 alcanzan desde 1,9 a 400 barias, mientras que la sensibilidad va de 8,5 mV/V barias (1,6 barias) a 0,13 mV/V barias (400 barias).

SIEMENS, S.A.
Orense, 2
28020 Madrid
Teléf. (91) 4552500

Controlador de bus IEEE-488

La firma inglesa PRISM Instruments lanza al mercado un controlador de bus GPIB que tiene la posibilidad de funcionar en modo «stand-alone».

El modelo 2020 puede almacenar en su memoria hasta 8 programas independientes de control, o varios programas encadenados e independientes. Cada uno de estos programas puede ser almacenado en memorias EPROM (8×16 K) o en memorias RAM (8×8 K) alimentadas por batería. Los programas pueden ser activados a través de los pulsadores que se encuentran en el panel frontal del equipo.

El controlador 2020 dispone de dos buses independientes IEEE-488 con capacidad para controlar hasta 28 instrumentos diferentes. Su lenguaje de programación sencillo permite controlar fácilmente los equipos, incluyendo las señales SRQ, envío y recepción de datos, operaciones aritméticas, manipulación de cadenas, comprobación condicional, y almacenamiento de información a través de su canal serie RS-232.

Los programas de control que corren en el 2020 pueden ser generados por un ordenador estándar, y cargados en la memoria RAM alimentada por batería a través del canal RS-232. Una vez residentes en el 2020, es posible hacer un debug del programa a través del canal RS-232 y visualizar los resultados en la pantalla del ordenador. Una vez depurados los programas, es recomendable cargarlos en memorias EPROM para que queden residentes de forma definitiva en el 2020.

El modelo 2020 es un equipo compacto, incluido en un chasis de 19" de una unidad de altura que puede ser instalado en un rack.

MOLHER Electrónica, S.A.
Parque Eugenia de Montijo, 94-104
28047 Madrid
Teléf. (91) 4622562

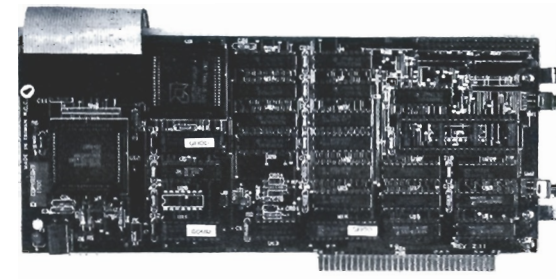
Convertidores D/A de bajo consumo

Analog Devices presenta los nuevos convertidores D/A de 12 bits, con salida en tensión del amplificador, y tensión de referencia zener, todo ello encapsulado en un integrado monolítico CMOS, que no necesita ningún tipo de ajuste.

El AD 7248 está especial-

CONVIERTA SU PC/XT EN UN PC/AT con...

ACCELERATOR - 286



- La tarjeta aceleradora ACCELERATOR-286 convierte su PC/XT en un PC/AT con solo instalarla en un slot de expansión.
- 100% compatible con todo el software y hardware.
- 8K de memoria CACHE zero wait - state.
- Incorpora el procesador 80286 - 10 16 Bits CPU.
- Instalable también en las versiones TURBO de los XT.
- Se puede volver al modo PC/XT mediante interruptor exterior.
- Total compatibilidad con las DMA.
- Posibilidad de incorporar coprocesador matemático.
- Velocidad relativa respecto a IBM/pc 9.6 veces superior según NORTON UTILITIES V4.0.
- Manual de Instalación y funcionamiento en castellano.
- 1 año de garantía.

PVP 41.400 (I.V.A. y transporte incluido)

ZAZA SOFT

MOLINER, 3 TDA. 4.ª Tel. 93-201 85 52
Télex 99352 Fax 3259134 08006 BARCELONA

DESEO RECIBIR _____ ACCELERATOR - 286
EN MI DOMICILIO:
D. _____
Domicilio _____
Población _____ D.P. _____
QUE PAGARE AL P.V.P. DE 41.400 LA UNIDAD MEDIANTE:
CHEQUE NOMINAL [ ] CONTRA REEMBOLSO [ ]
GIRO POSTAL [ ]
TARJETA DE CREDITO:
VISA [ ] MASTER CARD [ ] EUROCARD [ ]

FIRMA.

DISTRIBUIDORES: CONSULTAR PRECIO

mente diseñado para ser utilizado en sistemas de 8 bits, al tener una estructura de entrada de 8+4, mientras que el AD 7245 presenta los 12 bits en entrada paralela.

Por su pequeño tamaño, bajo coste, fácil utilización y pequeño consumo, el AD 7245 y AD 7248 encuentran un amplio campo de utilización en instrumentación, control, aplicaciones de adquisición de datos, etc.

COMELTA, S.A.
Emilio Muñoz, 41, nave 1-1-2
28037 Madrid
Teléf. (91) 7543001
Pedro IV, 84, 5.ª
08005 Barcelona
Teléf. (93) 3007712

Estañado y desestañado para componentes CMS y DIP

El calentador de aire Leister Hot-Jet permite el estañado y desestañado de componentes CMS y DIP mediante un chorro de aire caliente regulable electrónicamente de 20 a 600°C. Para adaptarse a las necesidades particulares de cualquier tipo de componentes, existen más de 100 tipos de toberas diferentes. Para cada componente CMS, Leister suministra la tobera apropiada. Todas las toberas y reflectores se acoplan al tubo de acero fino del calentador.

El Leister Hot-Jet se alimenta de red 220 V/50 Hz (260 W) con un doble aislamiento. El equipo suministra un caudal de aire de 30 litros/minuto que se puede regular en 3 fases. El control electrónico incorporado permite una regulación precisa de la temperatura del aire entre 20 y 600°C. El peso, con 3 metros de cable de conexión, es de 400 gramos. El aparato se suministra con un soporte.

LINSEIS GmbH
Postf 1404, Vielitzer Str. 43
D-8672 Selb
W. Germany
Quero Hermanos, S.A.
Cavanilles, 1
28007 Madrid
Teléf. (91) 5518805

Caja de reducción para motores

Portescap presenta una caja de reducción planetaria capaz de producir un par dinámico mayor de 4,5 Nm. Esta caja reductora, R32, está fabricada en acero, y presenta un diámetro del eje de salida de 8 mm, centrado mediante dos apoyos de bola.

La versión estándar está hecha en los tamaños 2, 3 y 4, de acuerdo con las 9 versiones diferentes de reducción, desde 17,4:1 a 792:1. Con su diámetro de 32 mm, esta caja de reducción se acopla perfectamente con las familias de motores Scap de 23 a 34 mm de diámetro; su longitud varía entre 38 y 50 mm, dependiendo del estado de la reducción.

Los motores Scap, especialmente equipados con las nuevas escobillas de conmutación de carbón (sistema Rotafente) se acoplan con la caja de reducción R32, ofreciendo una unidad estupenda para trabajar de forma continua y con alto rendimiento en sistemas de control.

ANATRONIC, S.A.
Avda de Valladolid, 27
28008 Madrid
Teléf. (91) 5424455

Vectorscopio

El MVS-4352 es un vectorscopio diseñado para mostrar las componentes de crominancia en sistema PAL (excepto PAL-M). El tubo de rayos catódicos incluye graduación angular (360° en divisiones de 2°) y ejes B-Y, R-Y, I y Q. Además se incluyen límites de tolerancia para la amplitud y fase de los colores Y1, R, M, B, C y G. Esto hace posible la observación de señales de color en modo simple. También es posible comprobar la ganancia (dG) y fase (dP) diferencial, así como medir la diferencia de fase entre dos señales de vídeo.

El MVS-4325 permite trabajar en dos modalidades: 1) convencional o amplitud de color o 2) eliminando la línea de trazos entre los puntos de indicación de fase. Utilizando este modo, resulta más fácil la observación de la pantalla, ya que se eliminan trazos que podrían inducir a errores. De este modo, es posible efectuar medidas de precisión, aun cuando en la señal haya una gran cantidad de ruido.

Sus principales características son:

— Dos límites de tolerancia indicados en la pantalla para ±2,5 IRE/±2,5° y ±20 IRE/±10°, relativos a la amplitud y fase de cada color.

— Incorpora escalas para mediciones de dG y dP.

— Permite la selección de señales de sincronismo para demodulación de color desde una fuente interna o externa.

— Las líneas de trazos innecesarias pueden ser eliminadas.

TEMPEL, S.A.
Villadomat, 140 bis
08015 Barcelona
Teléf. (93) 3234278
Ronda de Segovia, 11
28005 Madrid
Teléf. (91) 2657414

GUIA DE COMPRAS

ELECTROSON
MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

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

ADO
GENERAL PERON, 32. 20º Q
28020 MADRID.
TLF.: (91) 593 28 81
TELEX: 46284 ADOSA E

KITS ELECTRONICOS
DE EXCELENTE CALIDAD
Y FACIL MONTAJE

SERVICIO RAPIDO A PROVINCIAS

SOLICITE CATALOGO POR TELEFONO O CARTA

SOLDADOR DE BOLSILLO
«PORTASOL»



Soldador a gas enteramente portátil
Sin cables sin pilas ni botellas de gas
Uso intensivo temperatura en tobera hasta 400 °C
Potencia graduable equivalente a 10-60 watios
Acciondo por gas corriente para encendedores

DISTRIBUYE EN EXCLUSIVA
EGAR, S. L.
Sánchez Pacheco, 19
Tel. 416 12 35 - 28002 MADRID
DELEGACION NORTE
MAHEGAR
José M.ª Ugarteburu, 22
Tel. 446 40 08 - 48007 BILBAO

ELECSON
COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

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

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
472 28 29*
472 92 74

ANUNCIESE POR MODULOS

INFORMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD
TELEF. (91) 457 69 23



GOTO-55
ORDENADORES PERSONALES Y DE GESTION
Muntaner, 55 08011 Barcelona
Tel. 253 26 18

DISTRIBUIDOR OFICIAL
DE

UNITRON PC
AMSTRAD
MICROSOFT.

Programas a medida.

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	*Anunciante*	*Pág.*
210	Ado Electronic	82
233	Cimex	71
208	Digital	13, 81
211	Digitron	81
229	D.S.E.	2
236	Egar	82
212	Elecson	82
258	Electrónica Puente	81
267	La Casa de los Altavoces	81
215	Electrosón Madrid	82
259	Fotónica	84
271	Goto-55	82
201	Hameg	7
244	Info-Com Europa	81
238	Leister	71
262	Migrogayma	11, 63
237	Molher	52
225	M.R.E. Astra	65
250	Palco	81
254	Promax	27
218	Radio Electra	81
268	Tron Electronic	81
257	Zaza Soft	79

GUIA DE COMPRAS

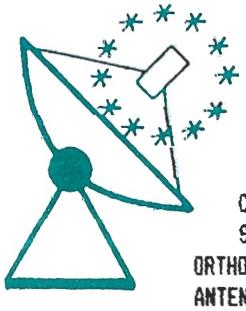
TRONIC
ELECTRONICA S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS
INDUSTRIALES
PROFESIONALES
CONSUMO
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS

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

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

INFO-COM EUROPA



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

EJEMPLOS DE NUESTRA LISTA DE PRECIOS:
CONVERSOR 11 GHz, 1,4 dB tip. BOSCH SFU 13.... 42.843 h
SINTONIZADOR Tecnologia avanzada BOSCH SR 2000....106.320 h
ORTHOMODO bajas perd.doble polaridad BOSCH SPU 22.... 29.918 h
ANTENA PARABOLICA de aluminio calidad profesional .... 65.000 h
DECODIFICADOR programable hasta 40 canales, pletina basica.... 51.700 h
SISTEMAS COMUNITARIOS DOMESTICOS Y PROFESIONALES
DIVERSOS SISTEMAS INDIVIDUALES COMPLETOS
--- EXPONGANOS SUS NECESIDADES O PIDA LISTA DE PRECIOS ---
* * * * * * DESCUENTOS ESPECIALES PARA DISTRIBUIDORES * * * * * *

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

LA CASA DE LOS
ALTAVOCES
TODO PARA EL SONIDO

TODO EL MUNDO
DEL ALTAVOZ
Y SUS
COMPLEMENTOS

Gravina, 21 - 28004 Madrid
Teléfono: 521 31 75

digital s.a.

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

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

Pilar Zaragoza, 45
28028 MADRID

246 49 90
246 56 63

DIGITRON S.A.L.

COMPONENTES
ELECTRONICOS

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

ELECTRONICA
PUENTE, S. A.

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

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

Radio Electra

COMPONENTES
ELECTRONICOS
ACTIVOS Y PASIVOS

Esteban Collantes, 37
Teléfs. 4072952-4079446
28017 MADRID

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

PALCO

COMPONENTES
ELECTRONICOS

Gran surtido en
semiconductores

José del Hierro, 44
Tel. 2671690
28027-MADRID

Envíos rápidos a provincias









REGALE SUSCRIPCIONES DE PC MAGAZINE

EL OBSEQUIO QUE SE RECIBE 11 VECES AL AÑO

IMPRESCINDIBLE PARA CONOCER EL MUNDO DE LOS PC Y PS

SOLO PC MAGAZINE GARANTIZA SUS PROFUNDOS ANALISIS TECNICOS

PC MAGAZINE
ZIFF-DAVIS PUBLISHING COMPANY

VERSION ESPAÑOLA ORIGINAL

Recorte o copie este cupón y remítalo con sus datos y los de la persona obsequiada a F & G EDITORES, S.A. Apartado de Correos 61294-28080 MADRID.

ENVIEN UNA SUSCRIPCION DE PC MAGAZINE A:

D. .....
EMPRESA .....
DIRECCION .....
LOCALIDAD .....

EN NOMBRE DE:

D. .....
EMPRESA .....
DIRECCION .....
LOCALIDAD .....

La forma de pago será la siguiente:

☐ **Cheque bancario adjunto a nombre de F & G EDITORES, S.A. Apartado 61294 FD Madrid-28080.**

☐ **Contra-reembolso (de la suscripción más gastos de envío) al recibir el primer ejemplar.**

☐ **Tarjeta de crédito VISA N.º** ☐☐☐☐☐☐☐☐☐☐☐☐☐☐☐☐
Fecha de caducidad.....

Firma,

De una tecnología altamente avanzada, llega:

LPX

La 5.º generación en innovación de tecnología de laser excimero

CARACTERISTICAS

- Inteligencia distribuida
- Redes de fibra óptica
- Control por ordenador
- Diseño modular
- Fiabilidad mejorada
- Facilidad de servicio
- Manejo sencillo



Agente exclusivo en España:

FOTONICA®

Pinar, 6-BIS 28006 MADRID

Tels. 262 77 63 - 261 81 95

FAX 262 77 62 Télex 27448-41925