elektor

N.º 70
1986

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

electrónica: técnica y ocio



TRIO KENWOOD

elettronica WELZ INTERNATIONAL®

OSCILOSCOPIO

- De 5, 15, 20, 40, 60, 75, 100 y 150 Mhz.
- De simple o doble base de tiempos (entrelazadas o independientes).
- Portatil con baterías y funda opcional.
- De 1 a 4 canales (8 trazos).
- De memoria digital para la verificación de fenómenos transitorios.
- Sensibilidades mínimas de 1 mV/DIV a 20 mV/DIV.
- Digitalizador: convierte su osciloscopio convencional en uno de memoria digital.
- Programable.
- De monitorización.
- Desde 38.500 ptas.



CS - 2150

GENERADORES DE MIRAS TVC (PAL, SECAM, NTSC)

FRECUENCIMETROS

MULTIMETROS DIGITALES

GENERADORES

SONDAS

WATÍMETROS

MILIVOLTÍMETROS

ANALIZADOR DE ESPECTROS

FUENTES DE ALIMENTACIÓN REGULADAS



PD 35 - 20

OTROS PRODUCTOS: RADIOCOMUNICACIÓN, INFORMÁTICA, INSTRUMENTACIÓN

NO DUDE EN CONSULTARNOS, DSE LE ATENDERÁ GUSTOSAMENTE

DSE S.A.

DISTRIBUIDORA DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS, S.A.

COMTE D'URGELL, 118
TEL. (93) 323 00 66 TLX. 97760 DSIE-E
08011 BARCELONA

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

sumario

Teletipo Elektor **3-10**

Noticias, informes, avances y curiosidades del sector.

Chip Select MC 68705 ..... **3-12**

Microcomputador en un solo integrado.

Tarjeta gráfica de alta resolución (2) **3-22**

La descripción de esta versátil tarjeta, paso a paso.

Anemómetro portátil **3-28**

Medida precisa de la velocidad del viento, desde brisas a huracanes.

PCBs, las placas de circuito impreso **3-37**

Vobulador de audio **3-41**

Generador de barridos logarítmicos y lineales, para análisis de circuitos de audio.

Relé de estado sólido **3-48**

Aislamiento de la red, velocidad de conmutación, ausencia de rebotes y envejecimiento, son algunas de las ventajas que tiene este relé electrónico capaz de manejar cargas hasta 600 W.

Osciladores digitales **3-51**

Teoría y esquemas básicos de los circuitos osciladores más habituales.

Amplificadores operacionales: el 741 ..... **3-56**

Introducción teórica y práctica en el mundo de los operacionales.

Correo del lector **3-63**

Las consultas técnicas más interesantes y generalizadas de nuestros lectores.

Mercado **3-64**

Libros **3-66**

Bibliografía técnica nacional y extranjera.

Anuncios breves **3-67**

Quién y dónde **3-68**



En nuestra encuesta realizada el pasado verano, muchos lectores nos indicaban que desearían encontrar en nuestras páginas más artículos teóricos. Atendiendo a esta solicitud, iniciamos en este número una serie de artículos dedicados a un componente muy empleado, pero poco conocido a nivel interno: el amplificador operacional. En este primer artículo comentamos las secciones básicas que lo componen tomando como ejemplo un operacional bien conocido por todos: el popular 741, base de la mayor parte de los amplificadores operacionales. Y como nos gusta unir la teoría con la práctica publicaremos en esta sección no solo los circuitos teóricos, y su explicación con fórmulas, sino esquemas prácticos de aplicación; de esta manera los lectores podrán diseñar sus propios circuitos y comprender mejor los esquemas que llevan operacionales.

En el número de abril, entre otros:

- Central de alarma.
- Iluminator.
- Sencilla tragaperras.
- Generador de frecuencias patrón.
- Pantógrafo electrónico.

elektor claves

año 7, núm. 70 marzo 1986

Redacción, Administración y Suscripciones:
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º
28016 MADRID. Tel. 2505820.
Télex: 49371 ELOC E.

Edita:
Ediciones INGELEK, S.A.

Director:
ANTONIO M. FERRER ABELLO

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

Redactor jefe edición española:
JAVIER SAN JUAN

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

Colaboradores:
JESUS ARRIAGA, FRANCISCO EDREIRA, IGNACIO GARRIDO, ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS, ANGEL SEGADO e INMACULADA de la TORRE.

Maquetación:
CARLOS GONZALEZ-AMEZUA
MAITE CONDE ALONSO

Producción:
VICENTE ROBLES

Publicidad:
CARMINA FERRER
Pza. República del Ecuador, 2. 1.º
28016 MADRID. Tel. 4576923
ISIDRO A. IGLESIAS
Gran V. Corts Catalanes, 1010
08020 BARCELONA. Tel. 3071113

Contabilidad:
MARIA ANTONIA BUITRAGO

Distribución:
SANTIAGO FERRER

Suscripciones:
MARIA GONZALEZ-AMEZUA

Revistas atrasadas:
MARIA ANTONIA GOMEZ

Distribución España:
COEDIS. Valencia, 245. BARCELONA

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

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

IMPORTANTE

Comunicamos a nuestros lectores que nuestro nuevo domicilio, a partir de enero, es:

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

Servicios Elektor para los lectores

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

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

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

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

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

LISTA DE PRECIOS:

VENTA PUBLICO (incluido I.V.A.)
Número sencillo: 325 ptas. Número doble: 650 ptas.
Suscripción anual (11 números): España 3.300 ptas.
Europa (correo aéreo) 4.500 ptas.; América (correo aéreo) 7.800 ptas. o 56 $.
Derechos envío certificado:
España 330 ptas.
Extranjero 880 ptas.

PRECIO de ESTE EJEMPLAR (sin I.V.A.) 307 ptas.
P.V.P. PARA CANARIAS, CEUTA Y MELILLA: 310 PTAS.

Copyright © 1986. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
© 1986. Ediciones INGELEK, S.A. (Madrid, E)
Prohibida la reproducción total o parcial, aún citando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicados en Elektor.

CONTROL DIFUSION

VERDAD · DIFUSION · PUBLICIDAD · VERDAD

asociación española de prensa técnica

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.

servicio-eps

(ESTOS PRECIOS INCLUYEN EL 12% DE I.V.A.)

Limpiador de impulsos de casete para ZX-81	84075	1.340
Fláshmetro	84081	1.295
Termorregulador para soldador	84112	780
Ampliplificador portátil para guitarra	84128	1.680
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
Fundido de diapositivas controlado por ordenador:		
Placa de control	84115-1	3.385
Placa de potencia	84115-2	2.079
Etapa de entrada a 1,2 GHz	85006	1.385
Amplificador híbrido de 30W	85001	1.045

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación	84408	745
Control económico de motor	84427	775
Alarma para frigorífico	84437	760
Conversor VHF/AIR	84438	1.130
Analizador de líneas	84452	1.055
Timbre musical	84457	915
Frecuencímetro	84462	1.665
Alimentación para microordenador	84477	1.815

E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF	84029	1.030
Telefase	84100	755
Interface casete para C-64 y VIC-10	85010	865
Contador Universal	85019	970

E65: OCTUBRE 1985

Metrónomo electrónico:		
Placa principal	83107-1	1.110
Alimentación	83107-2	625
Reloj en tiempo real	84094	2.175
Medidor RLC	84102	2.175
Interruptor crepuscular	85021	850
Radio solar	85042	905
Fuente de alimentación de 10 amperios	85044	2.070

E66: NOVIEMBRE 1985

Medidor RLC	84102	2.370
Temporizador universal	84107	900
Plotter gráfico X-Y	85020	4.150
Kitt scanner	85025	1.309
Cuentarrevoluciones	85043	2.035
Detector de infrarrojos	85064	2.400

E67: DICIEMBRE 1985

Subsonikator	84109	910
Medidor pH	85024	1.375
Amplificador AXL	85027	2.020
Pseudo 2732	85065	795
Indicador de mantenimiento para coche	85072	2.540

E68: ENERO 1986

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

E69: FEBRERO 1986

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

junior computer

Circuito principal	80089-1	4.220
Visualizador	80069-2	418
Fuente alimentación	80089-3	1.010
Tarjeta de memoria RAM y EPROM	80120	4.895
Interface	81033-2	6.370
Fuente de alimentación de 12V	81033-2	484
Tarjeta de adaptación	81033-3	430
Tarjeta de bus para microprocesadores	80024	2.155
Programador de EPROM	82010	1.562
Tarjeta de RAM dinámica	82017	1.815
Minitarjeta de EPROM	82093	595
Teclado ASCII	83058	6.565
Tarjeta VDU	83082	2.685
Tarjeta de memoria universal	83014	2.595

software

Junior Computer (2708)	ESS503	1.700
Matriz luminosa (2708)	ESS504	1.700
TM para Junior Computer (2716)	ESS506	940
PME para Junior Computer (2716)	ESS507	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

Puede enviar la memoria y un Giro Postal por 450 (grabación)+150 (gastos de envío)=600 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. 70, marzo 1986

	Referencia	P.V.P.
Relé de estado sólido	EPS85081	585
Generador de frecuencias patrón	EPS85092	1.095
Anemómetro portátil	EPS85093	2.635
Vobulador de audio/C.I.	EPS85103	2.025
Vobulador de audio/p. frontal	EPS85103-F	1.410

OFERTA: AHORA 20% MENOS. STOCK LIMITADO

REFERENCIA	DESCRIPCION	P.V.P.		ELEKTOR
EPS80069	Interfono	760	950	E-20
EPS80077	Comprobador de transistores	930	1.165	E-13
EPS80084	Encendido transistorizado	1.050	1.315	E-12
EPS80101	Indicador tensión batería	365	455	E-12
EPS80102	Medidor temperatura aceite	335	420	E-12
EPS80109	Protección batería	370	465	E-12
EPS80127	Termómetro lineal	470	590	E-14/15
EPS80138	Vox	615	770	E-6
EPS80502	Caja de música	905	1.135	E-16
EPS80505	Amplificador potencia V-fet	715	895	E-14/15

CONSULTAS TECNICAS

Cualquier lector puede consultar a la redacción de ELEKTOR cuestiones relacionadas con los circuitos publicados en la revista.

Para realizar sus consultas técnicas puede utilizar dos procedimientos:

Por carta dirigida a la redacción de la revista figurando en la misma las siglas CT.
Las cartas deben incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

Mediante llamada telefónica que puede realizar todos los lunes laborables de las 12 a las 15 horas.

IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación sustancial en los circuitos publicados o un nuevo diseño.

CONSULTAS TECNICAS

servicio-eps

(ESTOS PRECIOS INCLUYEN EL 12% DE I.V.A.)

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

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

E9: FEBRERO 1981

Economizador de gasolina	81013	505

E10: MARZO 1981

Ecualizador paramétrico:		
Filtro	9897-1	575
Control de tono	9897-2	580
Top Amp	80023	515
Top Preamp	80031	1.300

E12: MAYO 1981

Anti-robo	80097	475

E18: NOVIEMBRE 1981

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

E22: MARZO 1982

Matriz luminosa programable	81012	3.260

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Voltímetro digital universal	81575	1.130
Sirena holofónica	81525	705

E29: OCTUBRE 1982

Amplificador de 100W:		
Circuito amplificador	82089-1	910
Fuente de alimentación	82089-2	890
Anti-robo activo	82091	690

E32: ENERO 1983

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

E33: FEBRERO 1983

Foto Computer (2.ª parte):		
Fotómetro	82142-1	610
Termómetro	82142-2	565
Temporizador programable	82142-3	695
Crescendo	82180	1.615

E34: MARZO 1983

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

E35: ABRIL 1983

Ionizador para automóvil:		
Alimentación	82162	555
Ionizador	9823	1.400
Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695
Módulo combinado VCF/VCA	82031	1.550

E36: MAYO 1983

Módulos LFO/NOISE y doble ADSR:		
Doble ADSR	82032	
LFO/NOISE	82033	1.545
Super-eco	82175	1.430
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
Curtis/Módulo COM	9729-1	1.295
Curtis/Alimentación	82078	1.345
Protector de fusibles	83010	572
Regulador para faros	83028	540

E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Generador efectos sonoros	82543	785
Super-fuente de 5V	82570	725
Previo para lectores casetes	82539	585
Flash-esclavo	82549	485

E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:		
Corrector de tonos	83022-5	1.465
Semáforo de audio	83022-10	800
Luxómetro a LCD	83037	770

E41: OCTUBRE 1983

Modem acústico	83011	2.040
Reloj programable:		
Circuito impreso	83041	1.525
Frontal	83041-F	3.980
Preamplificador MC	83022-2	1.365
Preamplificador MM	83022-3	1.685
Semáforo:		
Emisor	83069-1	895
Receptor	83069-2	870

E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio	83022-4	1.490
Vatímetro	83052	1.130
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	82107	1.875
Desplazador de sintonía	82108	1.100

E43: DICIEMBRE 1983

Personal FM	83087	735
Tarjeta CPU con Z80-A	82105	2.495
Iluminación para tren eléctrico	82157	1.450
Maestro:		
Transmisor	83051-1	740
Carátula adhesiva	83051-F	1.330
Auto-test	83083	1.690

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565
Anemómetro:		
Tarjeta memoria	83103-1	1.440
Circuito de medida	83103-2	590
Convertidor morse	83054	1.025

E45: FEBRERO 1984

Poli-bus	82110	1.165
Elektrómetro	83067	905
Decodificador RTTY	83044	670

E46: MARZO 1984

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

E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico:		
Unidad de salida	82111	1.855
Convertidor D/A	82112	775
Omnibus	93102	3.085
Video-amplificador	83113	725

E48: MAYO 1984

Crono-Master:		
Circuito de medida	84005-1	1.230
Visualización	84005-2	1.195
Audioscopio espectral:		
Filtros	83071-1	1.130
Control	83071-2	1.080
Visualización	83071-3	1.060
Receptor para banda marítima	83024	1.510
Lector de casetes digital	83134	1.605

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo	83120-1	1.545
Oscilador y control	83120-2	950
Veleta electrónica	84001	1 855
Capacímetro:		
Panel frontal	84012-F	1 520
Tarjeta de medida	84012-1	1 415
Visualización	84012-2	835

E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Amplificador PDM 10W	83584	965
Termómetro para disipadores	83410	1.005
Amplif. micróf. con ajuste de tonalidad	83562	735
Generador de miras B/N	83551	685
Disco light:		
Tarjeta principal	84007-1	3.085
Tarjeta programa	84007-2	1.140

E52: SEPTIEMBRE 1984

Caja de sincronismos de vídeo	83124	815
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

Videocombinador	84018	790
Analizador en tiempo real:		
Placa de filtros	84024-1	1.580
Circuitos de entrada y alimentación	84024-2	1.285
Interface de potencia	84019	1.800
Borrador de EPROMs inteligente	84017	1.570

E54: NOVIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Placa de visualización	84024-3	4.740
Placa de base	84024-4	6.570
Receptor portátil de onda corta	84040	1.910
Lanzadestellos portátil	84048	1.000
Interface para máquinas de escribir electrónicos	84055	1.560

E55: DICIEMBRE 1984

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

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.220
Ampliaciones para ZX-81 y Spectrum	84054	1.235
Micrófono sin hilos	84063	1.365

E57: FEBRERO 1985

Inversor de vídeo	84084	1.245
Convertidor RS232-Centronics	84078	2.035
Sonda batimétrica:		
Placa principal	84062	1.845
Placa display	81105-1	805

E58: MARZO 1985

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

E59: ABRIL 1985

Adaptador SCART	84072	1.090
Harpagón. Versión 1	84073	785
Harpagón. Versión 2	84083	730
Falsa alarma	84088	825
TV en monitor	84101	748
Mini-impresora	84106	2.075
Generador de funciones:		
Placa principal	84111	2.505
Placa frontal	84111-F	1.395
Controlador de mini-car	84130	1.085

E60: MAYO 1985

Filtro activo	84071	1.780

Dos compañías profesionales a su servicio



Plaza de España, 18 Pl. 9
Telf. 242 52 04 - 448 01 62
28008-Madrid

Infanta Carlota, 80-82
Telf. 239 27 68 - 239 26 55
08029-Barcelona



soldermatic

JBC

"El termoregulado."

RAPIDO CALENTAMIENTO.

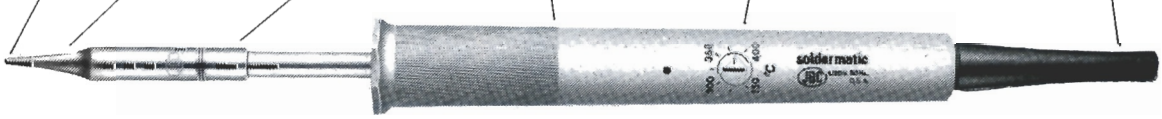
GRAN POTENCIA.
200 W. disponibles

DIRECTO A RED.
Sin transformador.

10 MODELOS DE PUNTAS.
Larga duración

CONTROL DE TEMPERATURA.
Sistema electrónico.
250 a 400° C

SIN PARTES MECANICAS.
Robusto y duradero.

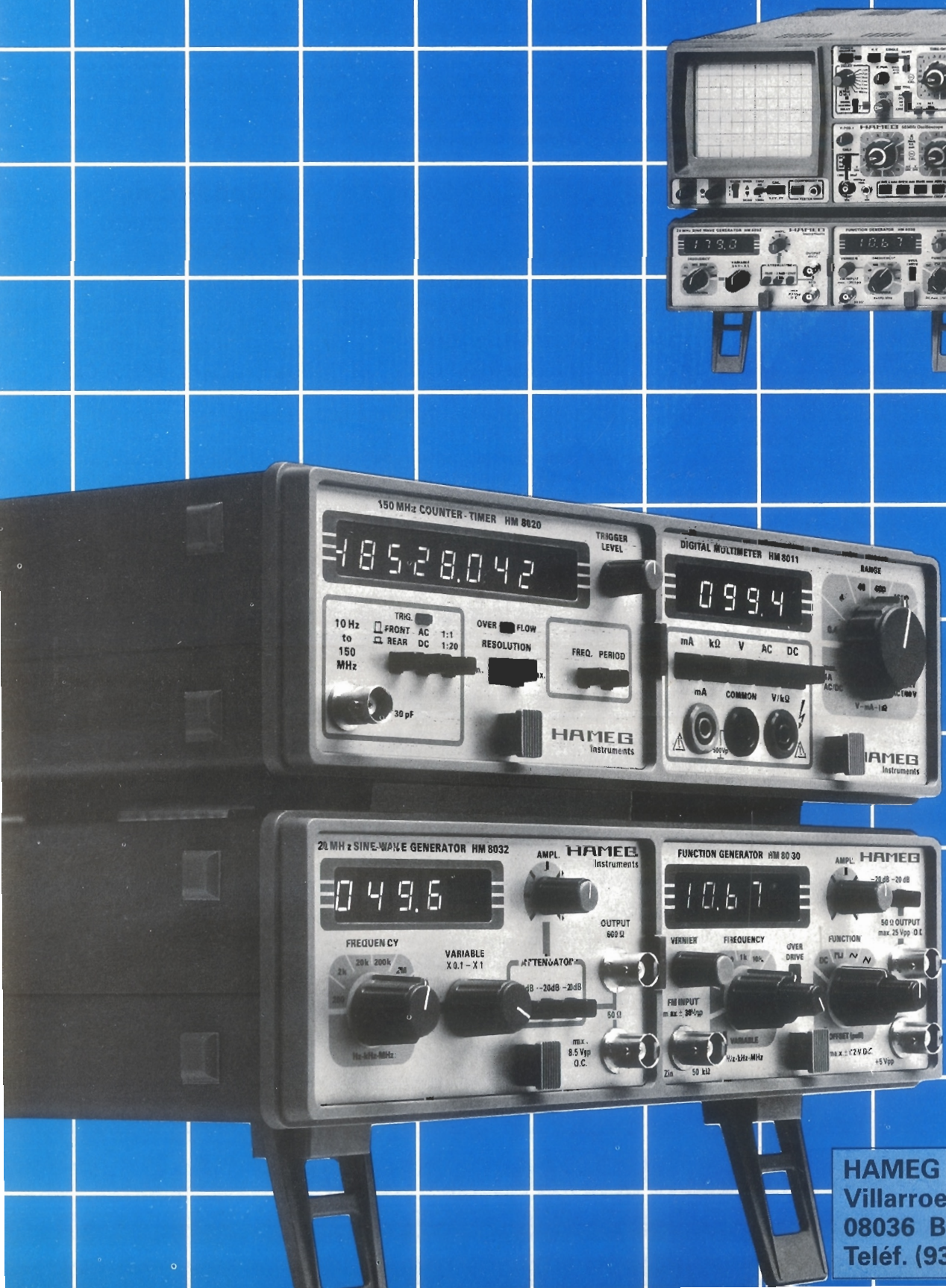


INDUSTRIAS JBC. APARTADO 22041 - 08015 BARCELONA.

PIDASELO A SU PROVEEDOR DE COMPONENTES ELECTRONICOS.

HAMEG

Instruments



HAMEG S.A.
Villarroel 172-174
08036 BARCELONA
Teléf. (93) 230 1597

Mascarilla antisoldante de alta definición

PRISMA, S. A., fabricante de tintas y recubrimientos industriales, anuncia la introducción de la mascarilla antisoldante IMAGECURE para placas de circuito impreso. Este producto se presenta como un líquido estable de color verde y un solo componente que se aplica por serigrafía como una capa continúa sobre placas de circuito impreso, tanto de cobre como metalizados (estaño, plomo, níquel u otros). La mascarilla no necesita preparación de pantallas ni equipos especiales para su proceso, siendo suficiente con los medios habituales ya disponibles entre los fabricantes de circuitos impresos.

IMAGECURE está homologado por el Underwriters Laboratories, según test UL 94-VO file E 83.564.

ELECTRON, exposición de electrónica francesa

En Bordeaux, durante los días 18 al 20 de marzo, se celebrará la exposición ELECTRON 86. Este salón profesional está orientado a los usuarios profesionales de electrónica, o industriales que incorporan productos electrónicos en sus empresas.

En esta edición se hará incapié en dos campos: automatismos y robots en la agricultura, e imágenes electrónicas. En el primero se mostrará el estado actual e investigaciones, así como los problemas ligados a la inserción de estas técnicas en el campo agrario.

En el terreno de la imagen electrónica se estudiará no sólo las aplicaciones en la industria de la misma, sino también en el campo artístico y las comunicaciones.

Durante el salón, en el Parque de Exposiciones de Bordeaux, habrá encuentros científicos y coloquios. Las personas interesadas en una mayor información pueden ponerse en contacto con: Juan Antonio Lecuona. Iglesia, 4. 1.º. Irún. Guipuzcoa. Teléf.: (943)620504.

Salón internacional de tecnología y aplicaciones de la robótica

El próximo mes de marzo, entre los días 12 y 15, se celebrará en Zaragoza el II Salón Internacional de Robots, Manipuladores, Componentes, equipos accesorios y sistemas, ROBOTICA 86. Dentro de las jornadas técnicas que tendrán lugar simultáneamente, hay que señalar el estudio que se hará de los usos no convencionales de los robots. En esta exposición estarán presentes cuanto concierne a los robots, manipuladores, accesorios y utillajes, sus sistemas de control y accionamiento, la ingeniería de aplicación, etc.

En el presente, los robots tienen aplicación no solo en el campo industrial, donde están ampliamente introducidos, sino en campos tan dispares como la medicina o la agricultura, por no citar más que algunos ejemplos.

Cursillo de formación técnica, de Comelta

Comelta ha programado una serie de cursillos, dentro del marco de un plan especial de formación para técnicos de empresas y personas dedicadas a la enseñanza. Los próximos cursos previstos son los siguientes:

— El MC 68000, circuitos e instrucciones; Barcelona 10-14 marzo (Gabriel prat).

— FORTH, uso interactivo y diseño con él; Madrid 17-21 marzo (Antonio Cortés).

— Introducción a los microprocesadores; Madrid 14-18 abril (Antonio Cortés).

— Sistema operativo UNIX, introducción y uso; Barcelona 21-25 abril (Grabiel Prat).

— Sistema operativo en tiempo real y multitarea para el NSC-32000; Madrid 21-25 abril (Eugenio Cortés).

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

Calendario de nuevos zócalos de doble contacto

A través de su distribuidor en España, VENCO Electrónica, WINSLOW comunica a sus clientes y usuarios en general, el calendario de novedades en zócalos industriales para circuito impreso. Estas novedades afectan a la serie W3100 de doble contacto:

— Oro selectivo; producción.

— Contactos de Berilio de Cobre; diciembre/enero 86.

— Base cerrada; enero 86.

— Zócalo bajo DIP, 24 patillas; enero/febrero 86.

— Zócalo 48 patillas, 0.6''; enero/febrero 86.

— Joggled Tail; febrero 86.

En lo referente a la serie W3100-oro, en estos momentos WINSLOW dispone de seis tipos diferentes de contacto dorado; grosores de 0.25 mm, 0.50 mm, 0.75 mm, con oro en toda la patilla o solo el el área de contacto y el resto estañado.

teletipo elektor teletipo elektor teletipo

Nuevo distribuidor en España de BICC Data Networks

CRESA, S. A., ha sido nombrado distribuidor para toda España de la gama completa de productos de BICC Data Networks.

BICC Data Networks Limited, miembro del grupo de empresas BICC, diseña y fabrica toda una gama de productos de alta calidad para sistemas de redes locales y transmisión de datos, que cumplen con todas las normas internacionales vigentes, tanto en cuanto a hardware como a software. Comercializados con la marca ISOLAN, dicha gama incluye una amplia selección de productos para redes, basados en las normas internacionales para Redes Locales, definidas por la IEEE 802.3 (Ethernet). Gracias a esos productos es posible conseguir una flexibilidad total en èl diseño de redes locales.

Entre los productos se encuentran transceptores, con tres posibilidades de conexión por cable —amp, serie N o BNC—; repetidores, tanto por cable como por fibra óptica, y equipos de cargabilidad de salida, que permiten conectar a la red local hasta ocho elementos distintos.

BICC Data Networks está dedicando un gran esfuerzo al mayor desarrollo de la fibra óptica para redes de ordenadores, y está dirigido por un equipo de ejecutivos que han adquirido una importante experiencia en este campo, así como en las industrias de ordenadores y comunicaciones.

CRESA, S. A., con sede en Barcelona, distribuirá también los productos de BICC para redes de ordenadores personales, lo que se anunciará en breve.

Becas para cursar estudios de energía solar

El Centro de Estudios de la Energía Solar, continuando con su cometido de difusión del conocimiento y empleo de la energía solar convoca 20 becas para cursar, durante el año 1986, los estudios, en régimen de enseñanza a distancia, para obtener el Diploma de proyectista-Instalador de Energía Solar (autorizado por el Ministerio de Educación y Ciancia, O. M. 26-III-82).

Los requisitos que deben cumplir las personas interesadas son: haber cumplido los 16 años (sin límite de edad), y poseer, como mínimo, estudios a nivel de Bachiller Superior, Formación Profesional o similares.

Los aspirantes deben dirigirse a CENSOLAR, Avda. República Argentina, 1, 41011 SEVILLA, para obtener los impresos de solicitud, indicando sus circunstancias personales, situación económica y motivo por el que se interesan por la energía solar, antes del 30 de abril del presente año.

Nuevos semicoductores para montaje de superficie

International Rectifier extiende su gama de componentes para montaje de superficie («surface mounting») con cuatro nuevas tecnologías; diodo Schottky, diodo convencional p-n, diodo rápido (fast recovery) y MOSFET de potencia.

El dioso Schottky, llamado 10 JQ, soporta una corriente de a A con tensión inversa de 100 V. El dioso convencional pertenece a la familia IN400X, esto es diodos de 1 A y tensiones entre 50 y 1.000 V. El diodo rápido tiene un tiempo de recuperación de 35 ns, con una corriente de 1 A. El MOSFET de potencia está basado en el IFRD 1ZO, previamente disponible en encapsulado dual-in-line. además de la reducción de tamaño la capacidad de disipación es tres veces más alta que el escapsulado en DIL.

Microprocesador y periféricos de 16 bits a 10 MHz

Siemens se ha convertido en el primer fabricante que está en condiciones de entregar el microprocesador de 16 bits SAB 80286, junto con el controlador de bus SAB 82288 y el generador de reloj SAB 82284, para trabajar a 10 MHz.

Desde mediados del año pasado Siemens había iniciado la entrega de las versiones de 6 y 8 MHz.

Los nuevos productos tienen aplicación, sobre todo, en sistemas CAD/CAE, automación de procesos y sistemas gráficos. El microprocesador 80286 está apoyado por el controlador «Advanced DMA» SAB 82258 y el árbitro de bus SAB 82289 para aplicaciones en sistema multimaster (bus AMS). Las versiones de 10 MHz saldrán en este año.

Nuevos productos en memorias EPROM de Seiko Epson

Venco Electrónica, S. A. comunica la fabricación de nuevos productos, dentro de la gama memorias y circuitos integrados LSI en CMOS, de su representaba Seiko Epson. Los nuevos productos incluyen memorias EPROM de 8K × 8 (CMOS, 150/200 ns.), 16K X 8 (NMOS, 250/300 ns), 32K X 8 (CMOS, 200/250 ns), y memorias EEPROM de 8K X 8 (NMOS, 250/300ns, monotensión de 5 V. borrable eléctricamente). En memorias dinámicas CMOS de alta velocidad, disponen de los tipos: 64K X 1 (55/70 ns), 16K X 1 (34/55 ns) y 4K X 4 (45/70 ns). Estos productos amplían la gama de periféricos, memorias dinámicas y circuitos de telefonía (modem) ya existentes.

elektor teletipo elektor teletipo elektor

Micro-computador 8 bits con EPROM

Desarrollado inicialmente como versión para desarrollo de la familia MC 6805, versiones con ROM programada por máscara, este integrado proporciona una potente unidad de control para pequeñas series, evaluación de prototipos o preseries. Este microcomputador contiene la UCP, EPROM, RAM, entradas/salidas, temporizador, ROM de bootstrap y oscilador interno, en un encapsulado de 28 patillas.

MC 68705 P3

El MC 68705 P3 incorpora una serie de poderosas instrucciones de manipulación de bits, con saltos condicionales en función de los mismos, modificación, y lectura/modificación/escritura de bytes. Una de las peculiaridades de la familia 6805 es la de su seguridad; una vez programada la EPROM, o ROM, esta no puede ser leída (y desensamblada) ni por el mismo fabricante. Esta característica hace que el circuito resulte muy apropiado en aplicaciones de seguridad, donde cada integrado debe disponer de un código particular que lo diferencie del resto, junto a un programa común.

Las principales características son:

— Arquitectura de 8 bits.

— 112 bytes de RAM, 1804 bytes de EPROM para el usuario y 115 bytes de ROM para autoprogramación.

— 20 líneas de entrada/salida programables (8 líneas pueden manejar leds directamente).

— Temporizador de 8 bits, con prescaler de 7 bits, e interrupción programable.

— Entrada de interrupción exterior.

— Interrupciones vectoriales: temporizador, externa y software.

— Entrada de inicialización (Reset), con trigger Schmitt.

— Oscilador interno; cristal o resistencia. También admite oscilador externo.

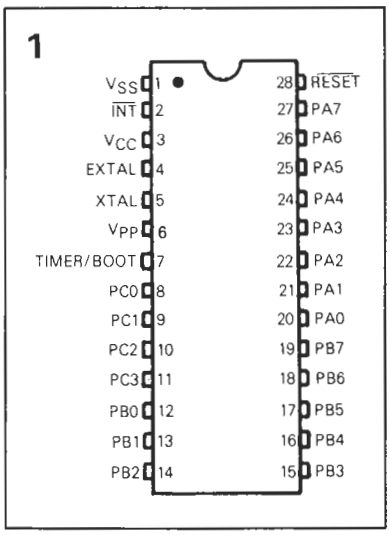


Figura 1. Patillaje del MC 68705 P3 de Motorola.

Descripción de señales

— Alimentación (patillas 1 y 3). El integrado necesita, exclusivamente, una tensión de 5 voltios para el funcionamiento normal.

— $\overline{INT}$ (patilla 2). Interrupción externa del microcomputador. Un estado lógico bajo en esta patilla interrumpe el programa (una vez completada la instrucción en curso) y se dirige a ejecución del programa indicado por las direcciones $7FA,7FB. Ver la descripción de las interrupciones para más detalles.

— XTAL y EXTAL (patillas 4 y 5). El oscilador interno del circuito admite varias configuraciones: cristal de cuarzo, resistencia o señal externa. Una vez elegido el método, hay que programar el bit 7 del MOR (Mask Option Register) a 0 para oscilador a cristal o reloj externo (entrada en la patilla 4 y patilla 5 a masa) o a 1 para oscilador por resistencia, entre la patilla 5 y positivo. El oscilador con resistencia puede servir en aplicaciones económicas, con una precisión del 10%, y en caso de necesitar una determinada frecuencia de trabajo se puede colocar un potenciómetro para ajuste exacto. En aplicaciones donde la frecuencia no es crítica se puede unir las patillas 4 y 5; en este

Tabla 1. Valores máximos de funcionamiento.

Tabla 1. VALORES MAXIMOS

Denominación	Símbolo	Valor	Unidades
Tensión de alimentación	V_{CC}	−0,3 a +7,0	V
Tensión de entrada			
Programación EPROM (V_{PP} patilla)	V_{PP}	−0,3 a +22,0	V
Patilla Timer/BOOT			
Operación normal	V_{IN}	−0,3 a +7,0	V
Programación	V_{BOOT}	−3,0 a +15,0	V
Otros	V_{in}	−0,3 a +7,0	V
Temperatura de funcionamiento	T_A	0 a +50	°C
Temperatura de almacenamiento	T_{stg}	−55 a +150	°C
Temperatura unión	T_J	+150	°C

Tabla 2a. CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE PROGRAMACION

Condiciones de medida, salvo indicación en contra (V_{CC} = +5.25 V_{CC} ± 0.5, V_{SS} = GND, T_A = 20 a 30 °C)

Características	Símbolo	Mín.	Tip.	Símbolo Máx.	Mín. Unidad
Tensión de programación	V_{PP}	20.0	21.0	22.0	V
Corriente de programación: V_{PP} = 5.25 V V_{PP} = 21.0 V	I_{PP}	— —	— —	8 30	mA
Frecuencia del oscilador	f_{oscp}	0.9	1.0	1.1	MHz
Tensión para modo programación (patilla 7) I_{in} = 100 µA Máx.	V_{IHTP}	9.0	12.0	15.0	V

Tabla 2b. TIEMPOS DE CONMUTACION

Condiciones de medida, salvo indicación en contra (V_{CC} = +5.25 V ± 0.5 V, V_{SS} = GND, T_A = 0 a 50 °C)

Características	Símbolo	Mín.	Tip.	Máx.	Unidades
Frecuencia de oscilación Normal	f_{osc}	0.4	—	4.2	MHz
Tiempo de ejecución de instrucciones ($4/f_{osc}$)	t_{cyc}	0.950	—	10	µs
Anchura de pulso $\overline{INT}$, $\overline{INT2}$ o temporizador	t_{WL}, t_{WH}	t_{cyc}+250	—	—	ns
Anchura de pulso $\overline{RESET}$	t_{RWL}	t_{cyc} + 250	—	—	ns
Tiempo de retardo $\overline{RESET}$	t_{RHL}	100	—	—	ms
Frecuencia de entrada, detector de cero/$\overline{INT}$	f_{INT}	0.03	—	1.0	kHz
Relación de onda, oscilador externo	—	40	50	60	%

Tabla 2. Características eléctricas de programación a) y de tiempos de conmutación b) de varias señales.

Tabla 3. CARACTERISTICAS ELECTRICAS EN FUNCIONAMIENTO

Condiciones de medida, salvo indicación en contra (V_{CC} = + 5.25 ± 0.5 V, V_{SS} = GND, T_A = 0° a 50 °C)

Características	Símbolo	Mín.	Tip.	Máx.	Unidades
Tensión, entrada alta $\overline{RESET}$ (4.75 ≤ V_{CC} ≤ 5.75) (V_{CC} < 4.75) $\overline{INT}$ (4.75 ≤ V_{CC} ≤ 5.75) (V_{CC} < 4.75) Resto de entradas	V_{IH}	4.0 V_{CC} − 0.5 4.0 V_{CC} − 0.9 2.0	— — • • • • —	V_{CC} V_{CC} V_{CC} V_{CC} V_{CC}	V V V
Tensión entrada alta (patilla 7) Modo temporizador Modo programación	V_{IH}	2.0 9.0	— 12.0	V_{CC} 15.0	V V
Tensión, entrada baja $\overline{RESET}$ $\overline{INT}$ Resto de entradas	V_{IL}	−0.3 −0.3 −0.3	— • • —	0.8 1.5 0.8	V V V
Disipación interna (sin carga en las salidas, V_{CC} = 5.25 V, T_A = 0 °C)	P_{INT}	—	500	TBD	mW
Capacidad de las entradas EXTAL (f_{osc} = 4.0 MHz) Resto de entradas	C_{in}	— —	25 10	— —	pF pF
Tensión de histéresis/$\overline{RESET}$ Tensión para inicialización Tensión para funcionamiento	V_{IRES} + V_{IRES} −	2.1 0.8	— —	4.0 −2.0	V V
Tensión de programación (patilla 6) Programación EPROM Funcionamiento normal	V_{PP}	20.0 4.0	21.0 V_{CC}	22.0 5.75	V V
Corriente de entrada Temporizador (patilla 7) V_{in} = 0.4 V $\overline{INT}$ (patilla 2) V_{in} = 0.4 V EXTAL (patilla 4) V_{in} = 2.4 a V_{CC}, opción cristal V_{in} = 0.4 opción cristal $\overline{RESET}$ (patilla 28) V_{in} = 0.8	I_{in}	— −4.0	— — — — —	20 50 10 −1600 −50	 µA

• • Debido a las polarizaciones internas, esta entrada (sin usar) se queda a unos 2.0 voltios, aproximadamente.

Tabla 3. Características eléctricas de funcionamiento.

Tabla 4. Características eléctricas de las líneas de entrada/salida.

Tabla 5. Prioridades de las interrupciones.

caso la frecuencia es de 800 KHz con un 25% de tolerancia.

— Timer/Boot (patilla 7). Aplicando 12 voltios a esta entrada el microcomputador entra en modo autoprogramación, traspasando el contenido del programa a la EPROM interna (véase los detalles en la sección "programación"). En funcionamiento normal esta entrada lleva los impulsos externos, a través del prescaler, al temporizador (opción Timer externo).

— $\overline{\text{RESET}}$ (patilla 28). La entrada inicialización tiene un detector de umbral, trigger schmitt, y resistencia interna, por lo que es suficiente conectar un condensador a masa para su correcto funcionamiento. La entrada se activa con un nivel de tensión menor de 2 voltios (ver características eléctricas).

— Vpp (patilla 6). Esta entrada recibe los pulsos (21 voltios), bajo control del programa boostrap de autoprogramación, para la programación de la EPROM interna.

— PA0-PA7, PB0-PB7, PC0-PC4 (patillas 8 a 27). Las 20 líneas de entrada/salida están distribuidas como dos port de 8 bits (A y B) y uno de cuatro (C). Las líneas se programan, independientemente, como entrada o salida por medio del registro de dirección de datos (DDR) correspondiente. En la inicialización ($\overline{\text{RESET}}$), todas quedan programadas como entradas; el programa, escribiendo el DDR, realiza la configuración deseada. Hay ligeras diferencias entre los tres ports, programado como salida, el port B es capaz de suministrar 1 mA por salida (nivel alto) o drenar 10 mA (salida baja, manejo directo de un led), y puede atacar directamente la base de un transistor Darlington. Las salidas A son compatibles directamente con CMOS y TTL, pudiendo drenar 1.6 mA (1 carga TTL). Las salidas del port C son compatibles TTL, pero necesitan resistencia externa para tener niveles compatibles con lógica CMOS.

Funcionando como entradas, los tres ports son compatibles con niveles CMOS y TTL.

Mapa de memoria

La figura 2 muestra el diagrama de bloques del microcomputador, mientras en la figura 3 se detalla la distribución interna del mapa de memoria. Se observa que el espacio interno direccionado es de 2 Kbytes (2.048), de los cuales 2.041 están implementados en el MC 68705 P3. Los registros de los periféricos, el temporizador y control ocupan (de forma incompleta) las 16 primeras posiciones. A continuación hay 112 bytes de RAM. El stack puede emplear las 31 últimas posiciones de esta memoria, o lo que es los mismo hasta 16 niveles de subrutinas. En las interrupciones todos los registros se salvan automáticamente en el stack; en las subrutinas solo se guardan en el stack PCH y PCL. La figura 4

Tabla 5. INTERRUPTORES PRIORITARIOS

Interrup.	Prioridad	Dirección vector
$\overline{\text{RESET}}$	1	$7FE y $7FF
SWI	2	$7FC y $7FD
$\overline{\text{INT}}$	3	$7FA y $7FB
TIMER	4	$7FB y $7F9

Tabla 4. CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE LAS LINEAS DE ENTRADA/SALIDA

Condiciones de medida, salvo indicación en contra (V_{CC} = +5.25 ± 0.5 V, V_{SS} = GND, T_A = 0° a 50 °C)

Características	Símbolo	Mín.	Tip.	Máx.	Unidades
PORT A					
Tensión salida baja, I_{carga} = 1.6 mA	V_{OL}	—	—	0.4	V
Tensión salida alta, I_{carga} = −100 µA	V_{OH}	2.4	—	—	V
Tensión salida alta, I_{carga} = −10 µA	V_{OH}	3.5	—	—	V
Tensión entrada alta, I_{carga} = −300 µA (Máx.)	V_{IH}	2.0	—	V_{CC}	V
Tensión entrada baja, I_{carga} = −500 µA (Máx.)	V_{IL}	−0.3	—	0.8	V
Corriente entrada alta impedancia (V_{in} = 2.4 a V_{CC})	I_{IH}	—	—	−300	µA
Corriente entrada alta impedancia (V_{in} = 0.4 V)	I_{IL}	—	—	−500	µA
PORT B					
Tensión salida baja, I_{carga} = 3.2 mA	V_{OL}	—	—	0.4	V
Tensión salida baja, I_{carga} = 10 mA	V_{OL}	—	—	1.0	V
Tensión salida alta, I_{carga} = −200 µA	V_{OH}	2.4	—	—	V
Excitación a Darlington, V_O = 1.5 V	I_{OH}	−1.0	—	−10	mA
Tensión entrada alta	V_{IH}	2.0	—	V_{CC}	V
Tensión entrada baja	V_{IL}	−0.3	—	0.8	V
Corriente de entrada en alta impedancia	I_{TSI}	—	2	20	µA
PORT C					
Tensión salida baja, I_{carga} = 1.6 mA	V_{OL}	—	—	0.4	V
Tensión salida alta, I_{carga} = −100 µA	V_{OH}	2.4	—	—	V
Tensión entrada alta	V_{IH}	2.0	—	V_{CC}	V
Tensión entrada baja	V_{IL}	−0.3	—	0.8	V
Corriente de entrada en alta impedancia	I_{TSI}	—	2	20	µA

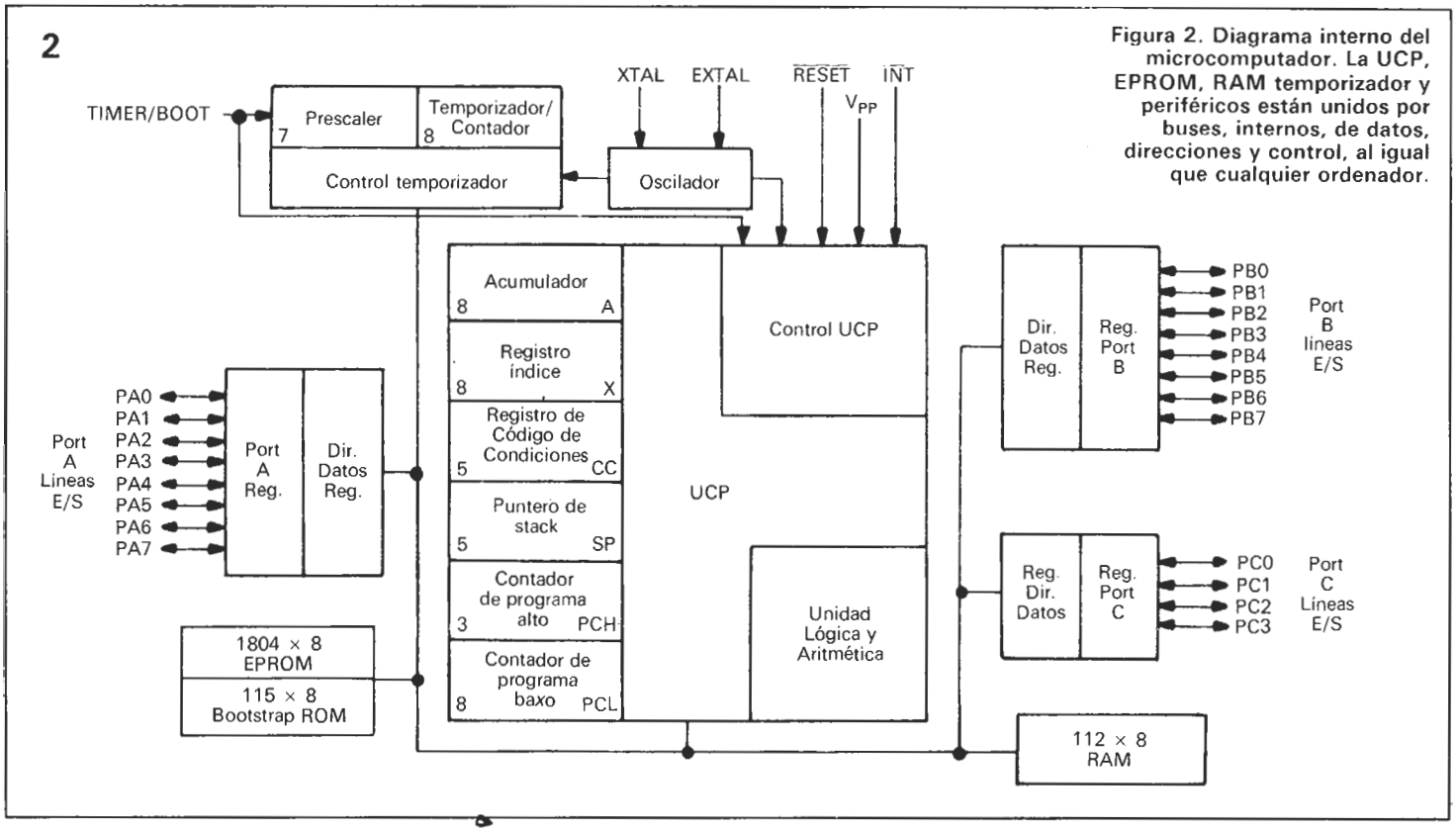


Figura 2. Diagrama interno del microcomputador. La UCP, EPROM, RAM temporizador y periféricos están unidos por buses, internos, de datos, direcciones y control, al igual que cualquier ordenador.

muestra el orden en que son almacenados los registros en el stack. La EPROM está dividida en dos zonas: 1.668 bytes contiguos (entre $080 y $783) y 8 posiciones para los vectores de interrupción e inicialización. La "bootstrap" ROM contiene el programa de "autoprogramación", valga la redundancia, en 115 bytes de ROM; es el encargado de controlar la secuencia de señales durante la programación y la verificación del mismo una vez finalizada.

El registro MOR, en la dirección $784, completa el mapa de memoria.

La Unidad Central de Proceso

La UCP está implementada independientemente de las zonas de E/S y memoria (aunque conectada a ellos a través de buses internos de direcciones, datos y control), por lo que requiere un estudio separado.

La figura 5 muestra los diferentes registros internos, que describimos a continuación.

— Acumulador (A). Registro de 8 bits para uso general, usado principalmente para almacenar operandos, resultados de operaciones aritméticas o datos que van a ser manipulados.

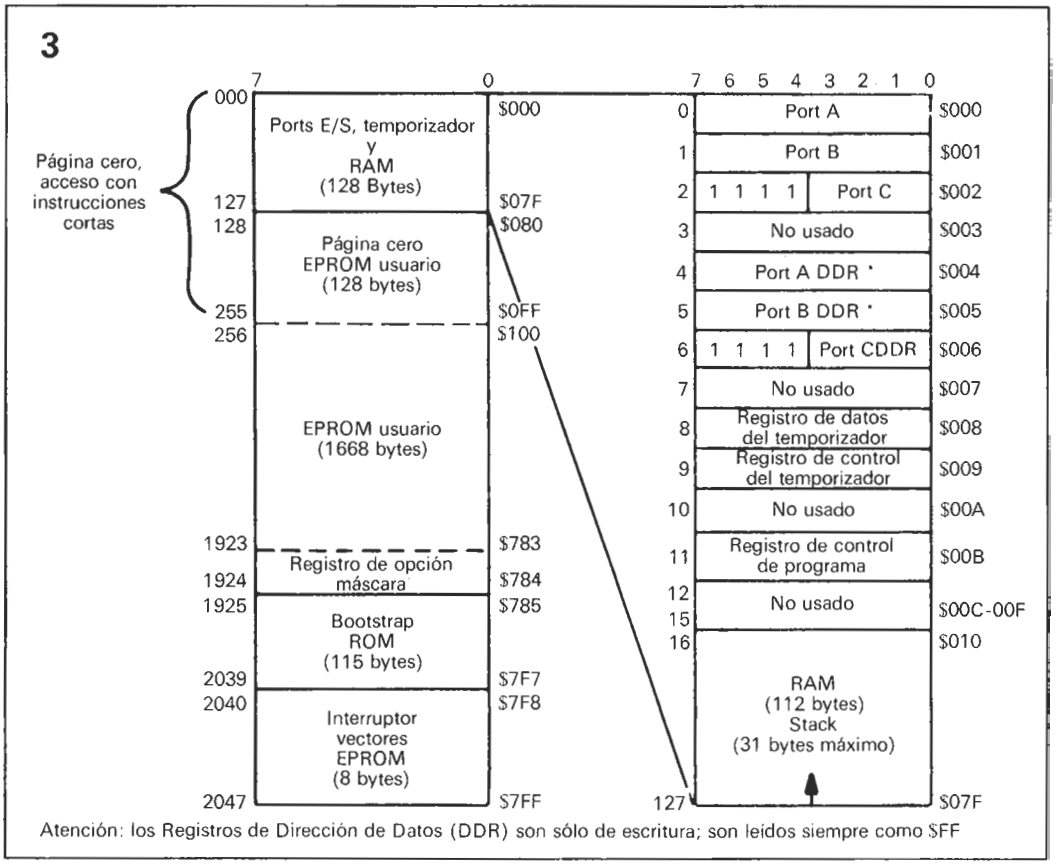


Figura 3. Distribución de la memoria interna del MC 68705 P3.

— Registro Indice (X). Empleado por el modo indexado de direccionamiento, este registro contiene un valor de 8 bits que puede ser sumado a la dirección del programa para crear una dirección efectiva de acceso. El índice puede ser empleado para manipulación de datos usando instrucciones de lectura/modificación/escritura. También puede emplearse como área de almacenamiento temporal.

— Contador de programa (PC). Registro de 11 bits que contiene la dirección de la siguiente instrucción que va a ser ejecutada.

— Puntero de Stack (SP). Re-

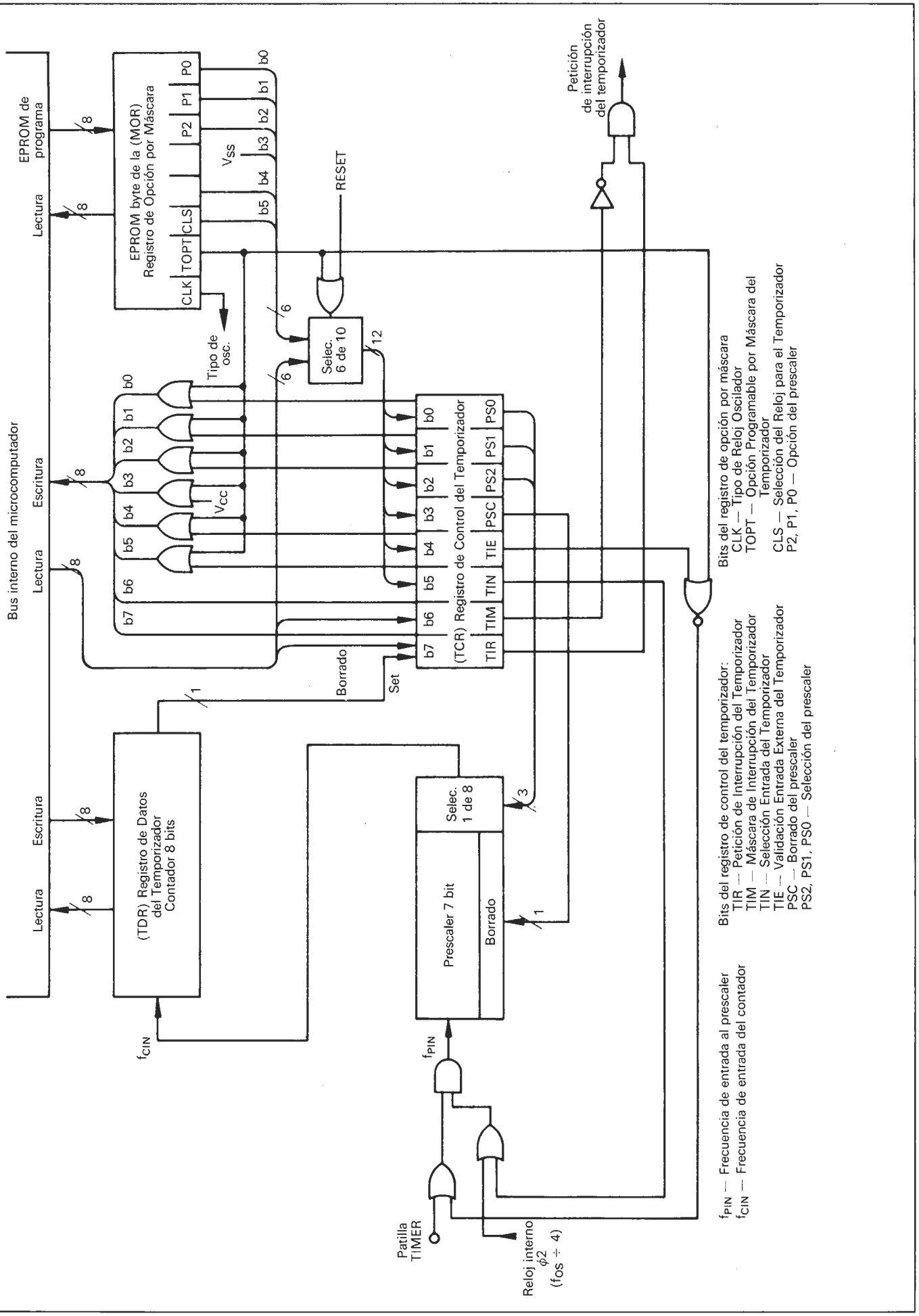


Figura 6. Diagrama funcional del temporizador.

gistro de 11 bits que contiene la dirección de la próxima localización libre del stack. La línea de inicialización (RESET) o la instrucción Reset Stack Pointer (RSP) fijan el valor de $07F en el mismo. Cada vez que se salva el contenido de un registro en el stack, este se decrementa una unidad; cuando se recupera un registro del mismo el SP se incrementa una unidad. Los 6 bits más significativos del SP están fijos a 000011; el stack, por tanto puede direccionar las 31 posiciones, entre $061 y $07F, de la memoria RAM.

— Registro de Códigos de Condición (CCR). Este registro contiene 5 bits, usados como flags, de los cuales 4 indican el resultado de la operación que acaba de ser ejecutada; estos bits pueden ser verificados individualmente por el programa, y ejecutar unas secciones u otras del mismo en función de su estado. Los 5 bits tienen las siguientes funciones:

- Half Carry (H). Literalmente medio acarreo, o acarreo decimal; puesto a 1 con operaciones de suma (ADD o ADC) si existe acarreo entre los bits 3 y 4 (bit 3 mayor que 9). Permite realizar operaciones de suma con números decimales.
- Interrupción (I). Si está a 1, bajo control del programa del usuario, impide la ejecución de interrupciones del temporizador o la entrada INT. Si ocurre una interrupción mientras está a 1 la interrupción es almacenada, pero no es ejecutada hasta que el bit de interrupción se ponga a cero.
- Cero (Z). Puesto a 1 indica que el resultado de la última operación, aritmética, lógica o manipulación de datos, es nulo.
- Acarreo (C). Actúa como noveno bit en: operaciones aritméticas de suma, indicando cuando se ha desbordado la capacidad de 8 bits (mayor que 255); operaciones de resta (realizadas en complemento a dos) tiene el significado contrario. Es modificado también por las operaciones de desplazamiento y rotación.

Temporizador

El MC 68705 P3 incorpora un temporizador de 8 bits, con pres-

Tabla 6. Instrucciones de memoria y registros.

Tabla 7. Instrucciones de lectura/ modificación/ escritura.

Tabla 6. INSTRUCCIONES DE REGISTROS Y MEMORIA

		Modos de direccionamiento																	
		Inmediato			Directo			Extendido			Indexado (Sin Offset)			Indexado (8-Bit Offset)			Indexado (16-Bit Offset)		
Función	Nemónico	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos
Carga A de la Memoria	LDA	A6	2	2	B6	2	4	C6	3	5	F6	1	4	E6	2	5	D6	3	6
Carga X de la Memoria	LDX	AE	2	2	BE	2	4	CE	3	5	FE	1	4	EE	2	5	DE	3	6
Almacena A en la Memoria	STA	—	—	—	B7	2	5	C7	3	6	F7	1	5	E7	2	6	D7	3	7
Almacena X en Memoria	STX	—	—	—	BF	2	5	CF	3	6	FF	1	5	EF	2	6	DF	3	7
Suma memoria con A	ADD	AB	2	2	BB	2	4	CB	3	5	FB	1	4	EB	2	5	DB	3	6
Suma Memoria y Acarreo con A	ADC	A9	2	2	B9	2	4	C9	3	5	F9	1	4	E9	2	5	D9	3	6
Resta Memoria de A	SUB	A0	2	2	B0	2	4	C0	3	5	F0	1	4	E0	2	5	D0	3	6
Resta Memoria de A con Acarreo	SBC	A2	2	2	B2	2	4	C2	3	5	F2	1	4	E2	2	5	D2	3	6
AND Memoria con A	AND	A4	2	2	B4	2	4	C4	3	5	F4	1	4	E4	2	5	D4	3	6
OR Memoria con A	ORA	AA	2	2	BA	2	4	CA	3	5	FA	1	4	EA	2	5	DA	3	6
OR exclusiva Memoria con A	EOR	A8	2	2	B8	2	4	C8	3	5	F8	1	4	E8	2	5	D8	3	6
Compara A con Memoria	CMP	A1	2	2	B1	2	4	C1	3	5	F1	1	4	E1	2	5	D1	3	6
Compara X con Memoria	CPX	A3	2	2	B3	2	4	C3	3	5	F3	1	4	E3	2	5	D3	3	6
Test Bit de Memoria con A (comparación lógica)	BIT	A5	2	2	B5	2	4	C5	3	5	F5	1	4	E5	2	5	D5	3	6
Salto incondicional	JMP				BC	2	3	CC	3	4	FC	1	3	EC	2	4	DC	3	5
Salto a Subrutina	JSR				BD	2	7	CD	3	8	FD	1	7	ED	2	8	DD	3	9

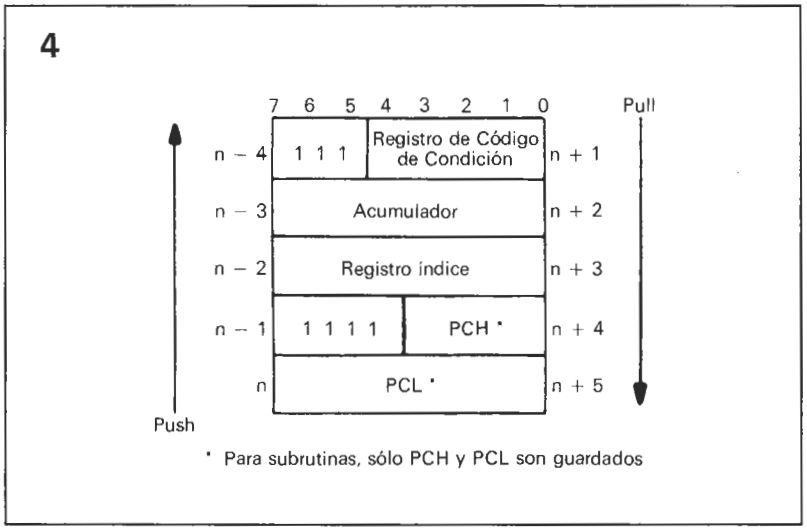
Tabla 7. INSTRUCCIONES DE LECTURA/MODIFICACION/ESCRITURA

		Modos de direccionamiento														
		Implícito (A)			Implícito (X)			Directo			Indexado (sin Offset)			Indexado (8 Bit Offset)		
Función	Nemónico	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos
Incrementa	INC	4C	1	4	5C	1	4	3C	2	6	7C	1	6	6C	2	7
Decrementa	DEC	4A	1	4	5A	1	4	3A	2	6	7A	1	6	6A	2	7
Borrado	CLR	4F	1	4	5F	1	4	3F	2	6	7F	1	6	6F	2	7
Complementa	COM	43	1	4	53	1	4	33	2	6	73	1	6	63	2	7
Negación complemento a 2	NEG	40	1	4	50	1	4	30	2	6	70	1	6	60	2	7
Rotación izquierda a través del Carry	ROL	49	1	4	59	1	4	39	2	6	79	1	6	69	2	7
Rotación derecha, a través del Carry	ROR	46	1	4	56	1	4	36	2	6	76	1	6	66	2	7
Desplazamiento Lógico Izquierda	LSL	48	1	4	58	1	4	38	2	6	78	1	6	68	2	7
Desplazamiento Lógico Derecha	LSR	44	1	4	54	1	4	34	2	6	74	1	6	64	2	7
Desplazamiento Antmético Derecha	ASR	47	1	4	57	1	4	37	2	6	77	1	6	67	2	7
Comprueba Negativo o Cero	TST	4D	1	4	5D	1	4	3D	2	6	7D	1	6	6D	2	7

caler de 7 bits. La configuración del temporizador se muestra en la figura 6. La programación del temporizador se realiza escribiendo en el TCR, Registro de Control del Temporizador, y/o la configuración del MOR, Registro de Opción por Máscara. El MOR forma parte de la EPROM, y selecciona el estado del temporizador al realizar la inicialización. La señal del temporizador puede venir de la patilla 7, Timer, o del reloj interno; esta señal, dividida por el valor del prescaler (1,2,4,...,128), decrementa el Registro de Datos del Temporizador (TDR) hasta llegar a cero, poniendo entonces a 1 el bit 7 del TCR (Petición de Interrupción desde el Temporizador, TIR). Si el bit 6 del TCR, Máscara de Interrupción del Temporizador (TIM) está a cero, la interrupción llega al procesador; este bit se emplea para permitir/inhibir las interrupciones del temporizador. El bit 7 se posiciona a 1 siempre que el contador, activado, llege a cero, aunque no produzca interrupción, permitiendo temporizaciones sin interrupción. El contador, que puede ser leído en cualquier momento sin perturbar el decremento, continua descendiendo desde $FF a cero. Esto permite calcular el tiempo transcurrido desde que ha llegado a cero y reponer un nuevo valor correcto. El temporizador, que funciona con los flancos de subida, puede funcionar también con la señal AND entre la entrada Timer y el reloj interno, o bien estar inhibido.

En la inicialización el temporizador y prescaler son puestos a $FF, la interrupción del temporizador borrada (TCR bit 7, TIR=0) e inhibida (TCR bit 6, TIM=1). Los bits b5..b0 del TCR toman valores del programa (bit 6 del MOR, TOPT=0), o del MOR (TOPT=1). Esto último permite emular las versiones con ROM (programadas por máscara) del MC 6805 P2/P4.

Figura 4. Distribución de los registros en el Stack en las interrupciones o llamadas a subrrutina.



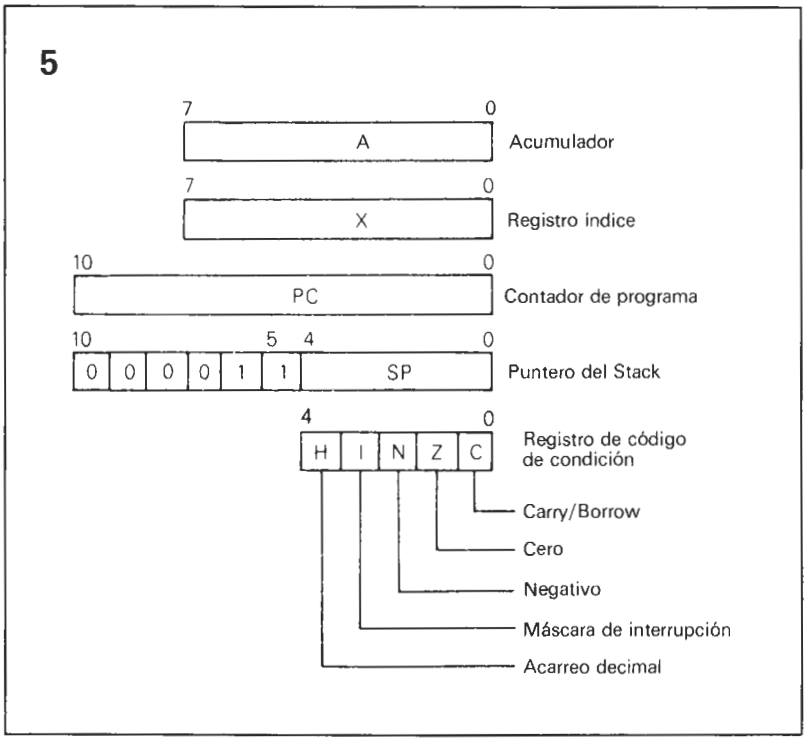


Figura 5. Registros de la Unidad Central de Proceso.

Interrupciones

Además de la interrupción del temporizador, bien por la patilla Timer o por reloj interno, y del nivel en la entrada $\overline{INT}$, ya comentados, el MC 68705 dispone de una interrupción por software con la instrucción SWI (Interrupción por SoftWare). Cada vez que ocurre una interrupción el procesador completa la ejecución de la instrucción en curso, salva el contenido de todos los registros, ver figura 4, y coloca el bit de interrupción (I) para impedir la entrada en servicio de una nueva interrupción. A continuación toma la dirección del vector y ejecuta la rutina de interrupción correspondiente. Este proceso se realiza en 11 ciclos de reloj.

Para el caso de que lleguen varias interrupciones al mismo tiempo, hay un orden de prioridad entre ellas, como se ve en la tabla 5. La prioridad 2 de SWI se aplica cuando el bit I está a 1 (interrupción en servicio), mientras I=0, aceptación de todas las interrupciones, $\overline{INT}$ y Timer tienen prioridad 2 y 3 respectivamente, y SWI prioridad 4 (como cualquier otra instrucción). La rutina de servicio de las interrupciones debe finalizar con la instrucción de "retorno de la interrupción" (RTI), que recupera del stack el contenido de los registros y devuelve control a la instrucción siguiente del programa interrumpido. Si la máscara de interrupción del CCR, bit 3, está a uno las siguientes interrupciones son almacenadas para ejecución posterior.

Programación y borrado

El borrado se realiza de forma totalmente similar a las EPROMs a través de la ventana superior, con exposición a luz ultravioleta. Al contrario que en las EPROM normales, el contenido de la memoria se queda con todos los bits a cero. La grabación se realiza colocando los bits a 1 correspondientes. La gestión de las señales

de programación está contenida en los 115 bytes de ROM interna. Para entrar en programación hay que aplicar una tensión de 12 voltios en la patilla 7, Timer/Boot. El circuito de programación es muy simple, como se observa en la figura 7, y sólo ha que tomar las siguientes precauciones: 1.º con todas tensiones apagadas, y los interruptores S1 y S2 cerrados, insertar la EPROM conteniendo el programa, y el 68705 (borrado) en sus zócalos; 2.º aplicar la tensión de 5 V; 3.º aplicar la tensión de 26 voltios; 4.º abrir S2 para aplicar la tensión de 26 voltios al integrado; y 5.º abrir S1 que pone el microcomputador en marcha.

La salida PB3 pone a cero el contador binario 4040, y a través de PB4 proporciona los impulsos de reloj para incrementar las direcciones. Las posiciones del mapa de memoria que no necesitan programación son evitadas; en las posiciones que deben ser programados los 1 correspondientes, el integrado proporciona, a través de PB0, los impulsos de grabación a Vpp. Cuando ha finalizado la grabación, PB1 enciende el led indicador, y pasa a la fase de verificación. De nuevo el contador es puesto a cero y los datos de la EPROM leídos, y comparados con el contenido de la EPROM interna. Si, absolutamente, todos los bits están iguales se enciende el led de verificación, manejado por PB2. En caso de haber algún bit erróneo permanece apagado. Para realizar verificación entre un programa y el contenido del 68705, se realizan los mismos pasos que para programación, omitiendo el paso 3.º con lo que no llega tensión de altere el contenido de la EPROM. Se ejecuta así una seudoprogramación, y la verificación posterior. Los led indicarán si los programas se corresponden.

Tabla 8. INSTRUCCIONES DE BIFURCACION

Función	Nemónico	Modos de direccionamiento relativo		
		Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos
Salta siempre	BRA	20	2	4
Nunca salta	BRN	21	2	4
Salta si es mayor	BHI	22	2	4
Salta si es menor o igual	BLS	23	2	4
Salta si el carry = 0	BCC	24	2	4
Salta si es mayor o igual	(BHS)	24	2	4
Salta si carry = 1	BCS	25	2	4
Salta si es menor	(BLO)	25	2	4
Salta si es distinto	BNE	26	2	4
Salta si es igual	BEQ'	27	2	4
Salta si H = 0	BHCC	28	2	4
Salta si H = 1	BHCS	29	2	4
Salta si es positivo	BPL	2A	2	4
Salta si es negativo	BMI	2B	2	4
Salta si I = 0	BMC	2C	2	4
Salta si I = 1	BMS	2D	2	4
Salta si $\overline{INT}$ = 0	BIL	2E	2	4
Salta si $\overline{INT}$ = 1	BIH	2F	2	4
Salta a subrutina	BSR	AD	2	8

Tabla 8. Instrucciones de salto condicionales e incondicionales.

Tabla 10. INSTRUCCIONES DE CONTROL

Función	Nemónico	Cód. operac.	Implícito	
			# Bytes	# Ciclos
Transfiere A a X	TAX	97	1	2
Transfiere X a A	TXA	9F	1	2
Coloca Carry = 1	SEC	99	1	2
Borra Carry = 0	CLC	98	1	2
Coloca I = 1	SEI	9B	1	2
Borra I = 0	CLI	9A	1	2
Interrupción software	SWI	83	1	11
Retorno de subrutina	RTS	81	1	6
Retorno de interrupción	RTI	80	1	9
Inicializa puntero de Stack	RSP	9C	1	2
No operación	NOP	9D	1	2

Tabla 10. Instrucciones implícitas.

Tabla 9. INSTRUCCIONES DE MANIPULACION DEL BIT

Función	Nemónico	Modo de direccionamiento					
		Bit Set/Clear			Bit Test y salta		
		Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos	Cód. operac.	# Bytes	# Ciclos
Salta si el bit n = 1	BRSET n (n = 0...7)	—	—	—	2 · n	3	10
Salta si el bit n = 0	BRCLR n (n = 0...7)	—	—	—	01 + 2 · n	3	10
Posiciona bit n = 1	BSET n (n = 0...7)	10 + 2 · n	2	7	—	—	—
Borra bit n = 0	BCLR n (n = 0...7)	11 + 2 · n	2	7	—	—	—

Tabla 9. Instrucciones de manipulación de un bit. Borrado, puesta a 1, y saltos condicionales.

Una vez finalizada la programación se ejecutan los mismos pasos anteriormente citados en orden inverso, y se retira el micro ya programado. Existen placas que ejecutan esta secuencia de forma automática, incorporando una temporización y aviso acústico para señalizar el fin de grabación.

Software

El MC 68705 P3 dispone de instrucciones para poner a 1, BSET, o borrar a 0, BCLR, un sólo bit, dentro de cualquier posición de memoria o registro de entrada/salida. La única excepción son los tres registros de dirección de datos, DDR, ya que son leídos siempre como $FF. Además cualquier bit puede ser comprobado, BRSET y BRCLR, y el programa salta en función del estado del bit chequeado. Estas potentes instrucciones permiten usar flags individuales o alterar, con una sola instrucción, el estado de una línea de entrada/salida.

El microcomputador dispone también de instrucciones especiales, más cortas, para el manejo de las posiciones de la página cero, directas, direccionamientos relativos e indexadas. El indice X tiene algunas instrucciones que le permiten trabajar como si fuera otro registro: rotación, desplazamiento, negación, etc. El juego de instrucciones es similar al de la familia del 6800 de Motorola. Las tablas 6 a 10 detallan los direccionamientos y códigos del juego completo de instrucciones.

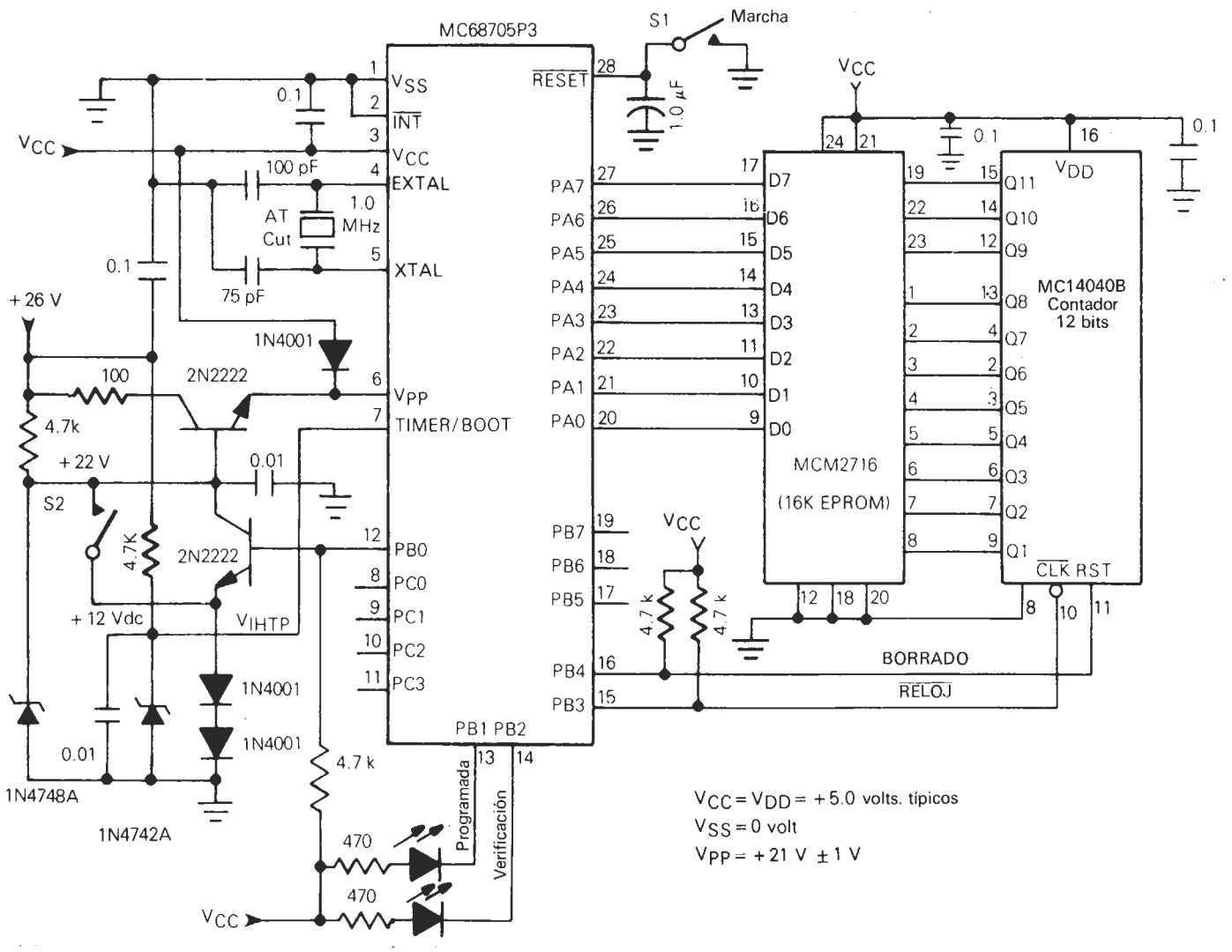
Resumen

No hay que olvidar que la característica de microcomputador presenta una gran ventaja en aplicaciones donde sea importante la reducción de espacio o la seguridad y protección del montaje, pero conlleva un inconveniente. Es totalmente indispensable disponer de una placa de "emulación" para desarrollar y depurar los programas. Una vez introducido, el programa del microcomputador no puede ser trazado ni se puede conectar un analizador lógico en los buses (ya que son internos) para que nos indique la ejecución de las instrucciones o el estado de los registros.

Hay diferentes placas para la emulación; el EXORciser, equipo de desarrollo de Motorola, admite una placa en el propio bus. Existe también una placa de emulación que puede adaptarse a diferentes equipos de desarrollo, y ordenadores, ya que trabaja a través de línea RS 232 C; en cualquier caso se necesita disponer del ensamblador en versión para el equipo de desarrollo. ◀

Figura 7. Circuito de (auto)programación del microcomputador. El control de señales lo realiza los 115 bytes de ROM Bootstrap, contenidas en el MC 68705 P3.

FIGURA 7 — CIRCUITO PARA PROGRAMACION

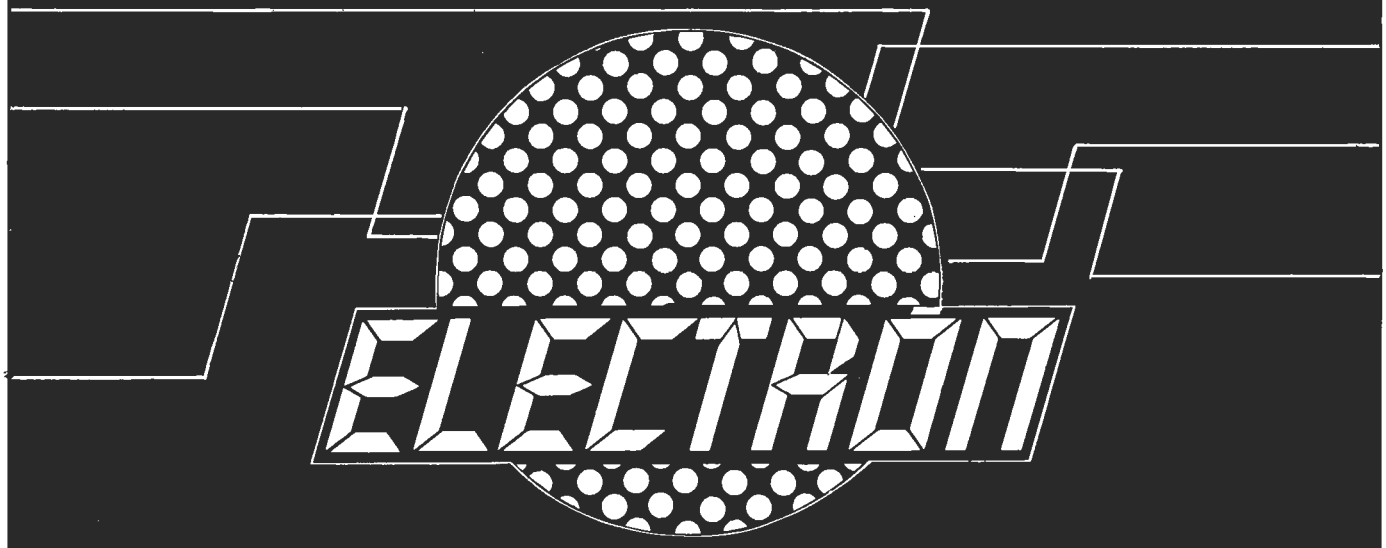


BURDEOS

PARQUE DE EXPOSICIONES

18-19-20 DE MARZO DE 1986

salón de la electrónica



salón de categoría internacional

EN 1985, más de 160 EXPOSITORES y 6000 VISITANTES profesionales FRANCESES y EXTRANJEROS
(procedentes de 16 paises)
EN 1986, «ELECTRÓN» confirma su DESARROLLO y acoge encuentros científicos
de nivel internacional.

*

AGRÓTICA 86: automatismas y robots para la agricultura.
Jornada de ESTUDIO sobre IMAGINERÍA ELECTRÓNICA SÍNTESIS y TRATAMIENTOS de IMAGENES

SAMAR PHOTO-PUBLICITE

INFORMES y CARTAS de ENTRADA GRATUITA para ELECTRÓN :
JUAN ANTONIO LECUONA, IGLESIA 4 - 1°- APARTADO 109 - TELÉFONO: **62.05.04** IRÚN

Segundo artículo de la serie en la que se describe una tarjeta gráfica de 512 × 512 ó 512 × 256 pixels, en blanco y negro o color.

TARJETA GRAFICA DE ALTA RESOLUCION (II)

Un circuito procesador de imágenes gráficas (GDP), como por ejemplo los modelos de Thomson EF 9365, EF 9366 o EF 9367, se diseñan para generar las señales de vídeo así como las de sincronismo necesarias en los sistemas gráficos de representación.

Para el usuario, el dispositivo actúa como un controlador inteligente de pantalla gráfica con una exploración de la imagen programable a través de un microprocesador de 9 bits. Además de estas funciones, incorpora una serie de circuitos para el control de la escritura de la memoria de pantalla así como un generador de caracteres y otro de vectores.

Estos circuitos, permiten la escritura sobre la pantalla a muy alta velocidad (por ejemplo una diagonal de 512 pixels se pinta en menos de 700 µs.) por lo que el microprocesador que controla al GDP no interviene en estas tareas básicas, quedando libre para ejecutar otras.

El GDP no tiene virtualmente efecto sobre la memoria direccionable por el microprocesador ya que sólo ocupa 16 posiciones, que con la adición de los registros externos, tales como el de Scroll, Color y conmutación de planos, pueden ascender a un máximo de 20.

Hay que destacar, que la memoria del microprocesador y la de pantalla tienen ciclos de acceso completamente diferentes, por lo que no se originan problemas cuando el bus del microprocesador tiene que comunicarse directamente con la memoria de pantalla evitando así la distorsión de la imagen.

Desde el punto de vista del usuario, el GDP se programa a través de 11 registros internos que ocupan 16 posiciones consecutivas de media. El contenido de estos registros, se puede ver alterado por los generadores de vectores o caracteres mientras se esté ejecutando un comando, por lo que el usuario no tiene que introducir un nuevo comando o cambiar el contenido de cualquiera de estos registros, antes de haberse ejecutado el comando anterior.

La estructura interna de un GDP se puede observar en la figura 4, mientras que la distribución de pines de los modelos EF 9365, EF 9366 y EF 9367, se representan en la figura 5. No es posible, en el contexto de este artículo, detallar todas y cada una de las señales del GDP. Vamos a ver, no obstante, las más importantes.

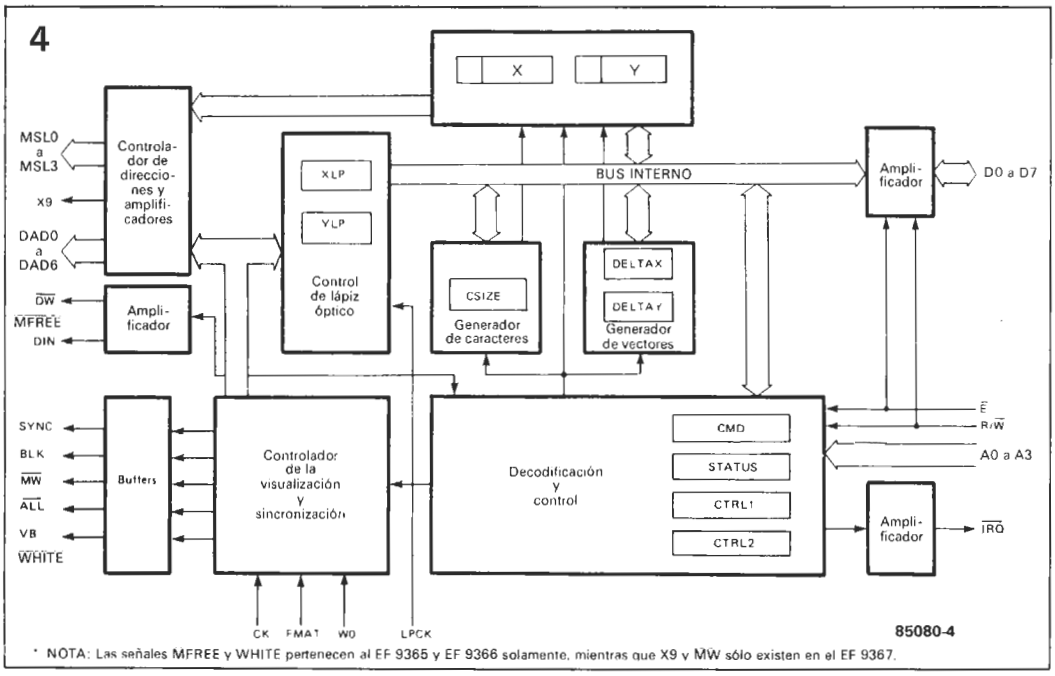


Figura 4. Organización interna de un procesador de imágenes gráficas (GDF).

* NOTA: Las señales MFREE y WHITE pertenecen al EF 9365 y EF 9366 solamente, mientras que X9 y MW sólo existen en el EF 9367.

Alimentación y niveles lógicos

La alimentación empleada es de 5 V.; todas las entradas y salidas tienen niveles compatibles TTL. Un nivel de entrada alto se corresponde con una tensión entre 2.2 y 5.0 V., mientras que un nivel bajo es una tensión entre 0 y 0.8 V. El consumo normal de corriente se sitúa en los 80 mA.

Bus del microprocesador

Los buffers de entrada/salida (I/O) del bus D0 a D7 (pines 33 a 26) se habilitan por medio de la señal $\overline{E}$, mientras que el sentido del flujo de información se determina por la señal R/$\overline{W}$. Un nivel lógico bajo indica una operación de escritura. La señal $\overline{E}$ tiene la doble tarea de sincronizar y permitir la comunicación a través del bus. La dirección del registro que se va a acceder se aplica a las líneas A0 a A3 (pines 9 a 12). La señal -$\overline{IRQ}$ (pin 13) genera una solicitud de interrupción que se programa a través del registro CTRL1.

Lápiz óptico

Cuando se emplea un lápiz óptico, la señal $\overline{\text{WHITE}}$ (pin 24) fuerza el nivel de blanco de la señal de vídeo. La señal ofrecida por el lápiz óptico se aplica sobre el pin 21 a la entrada LPCK. El GDP cargará entonces la dirección en curso sobre los registros XLP e YLP.

Señales de sincronismo

La sincronización vertical y horizontal del monitor de vídeo, se obtiene a través de la señal SYNC (pin 34). Esta señal corresponde a la norma del CCIR de 625 líneas / 50 Hz.

La señal BLK (pin 25) origina la supresión de la señal de vídeo fuera de los límites de la ventana de presentación. Durante el período de retrazado del haz de un campo al siguiente, se activa la señal de borrado vertical (VB) presente en el pin 16.

Determinación de parámetros

La señal de entrada FMAT (pin 8) determina la resolución vertical de la pantalla y se debe conectar como se indica en la siguiente tabla:

FMAT	resolución vertical	
procesador	256	512
EF 9365	0	1
EF 9366	1	–
EF 9367	0	1

Cuando se efectúa un proceso de solo escritura, se activa la señal WO (pin 23) a nivel alto y no existe período de presentación ni de refresco de las memorias, aunque los generadores de caracteres y vectores funcionan normalmente.

Reloj y direccionamiento de la memoria de pantalla

La señal de reloj del sitema (CK), se aplica en el pin 1 de tal forma que todas las demás señales internas se sincronizan con el flanco de bajada de este reloj. Asimismo, esta señal se emplea para la multiplexión del bus de direcciones de la memoria de vídeo (DAD0...DAD6). Cuando CK está en estado lógico bajo, las líneas de dirección del selector de dirección de fila (RAS) se ofrecen como salidas DAD en el bus A0 a A6. La frecuencia de este reloj actúa igualmente sobre la señal de sincronismo SYNC.

Las señales de direccionamiento de la memoria de pantalla y las de refresco de esta, aparecen en dos pasos sobre el bus DAD0 a DAD6, pudiéndose direccionar como máximo una memoria de 16 K. Las líneas de selección de memoria MSL0 a MSL3, generan las señales que definen la escritura de un pixel y permiten el acceso a un único bit dentro de los 8 bits direccionados por el bus DAD0 a DAD6.

Un nivel bajo en la señal -$\overline{\text{ALL}}$ (pin 22) indica que la operación en curso afecta a todos los planos de memoria (acceso en común), en contraposición al acceso bit a bit generado por las señales MSL. El acceso en común, se emplea normalmente en los períodos de presentación, refresco o borrado.

El dato a escribir en la memoria de pantalla se compone de 1 bit ofrecido por la señal DIN (pin 15). Si la señal está a nivel lógico alto, representa un pixel oscuro sobre la pantalla. En una aplicación monócroma, la señal DIN puede conectarse directamente a la entrada de datos de las memorias; sin embargo, para una aplicación en color, la señal DIN debe combinarse con las entradas RGB. La señal -$\overline{\text{DW}}$ (pin 14) permite el proceso de escritura sobre la memoria de pantalla.

Por último, la señal -$\overline{\text{MFREE}}$ (pin 19) indica, cuando está activa, que el bit direccionado por el microprocesador, a través de una instrucción especial, está disponible en la salida de la memoria correspondiente. Esta señal permite la comunicación con la dirección de memoria indicada por los registros X e Y, programables por el usuario, sin perturbar la información en pantalla. Esto siempre responde a una solicitud de acceso externo a la memoria de pantalla. Todas estas señales se encontrarán nuevamente a lo largo de este artículo. Asimismo, volveremos sobre ellas cuando, al explicar el software, hablemos de los registros del GDP, del generador de vectores, etc. Mientras tanto, nos quedaremos en el aspecto material para intentar aclarar los principios de organización de la memoria de pantalla.

Estructura de la memoria de pantalla

Consideremos que una imagen está compuesta de V × H pixels y supongamos que cada pixel pue-

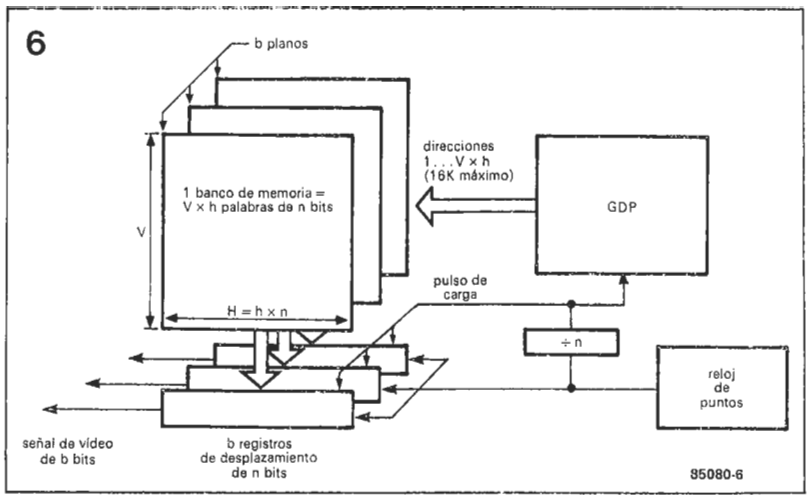


Figura 5. Patillaje y distribución de señales en los GDP de Thomson.

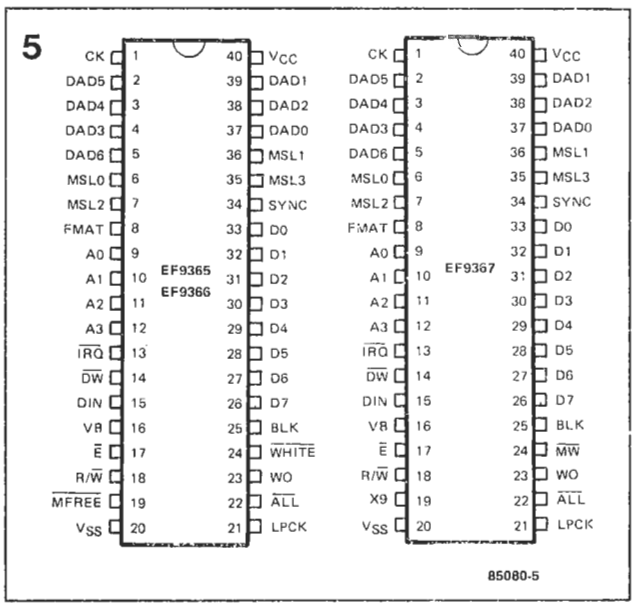


Figura 6. Representación esquemática de la memoria de pantalla.

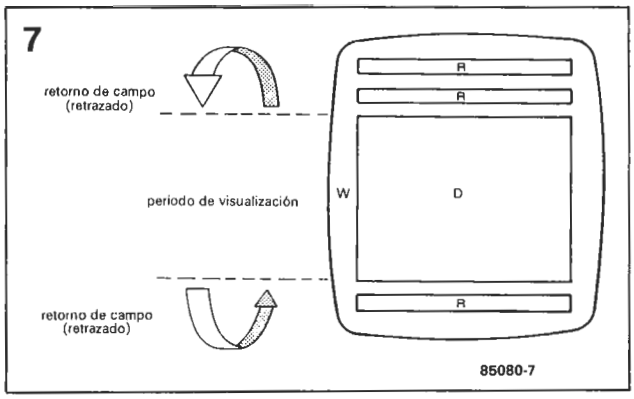


Figura 7. Fuera de los límites de la ventana de presentación, puede tener lugar operaciones de escritura en cualquier instante, salvo en los tres ciclos de refresco representados.

de tener 2^b estados diferentes, entonces la memoria de pantalla que albergue esta imagen deberá estar formada por V × H × b bits, donde V es el número de líneas de barrido utilizables, H es el número de bits en una línea de barrido y b es el número de colores primarios.

Observe que un pixel puede contener varios bits; normalmente tres y algunas veces cuatro. En las aplicaciones donde el parámetro H es grande, la frecuencia de la señal de vídeo debe ser mayor que la máxima frecuencia de acceso en la lectura de las memorias. Por ejemplo, cuando H = 512 y se emplea en la exploración de cada línea una frecuencia de 15,625 Khz., el período de sucesión de los pixels es del orden de 70 ns.

Vemos por tanto que es indispensable dividir una línea de barrido H en h bytes de n bits adyacentes, leídos simultáneamente de la memoria de pantalla y convertidos en señal de vídeo a través de un circuito autónomo (reloj de puntos y registro de desplazamiento). Sin embargo, la memoria se accede h veces por línea cargando en cada acceso cada uno de los b registros con n bits. La estructura de la memoria queda por tanto formada por V × h × b palabras de n bits según se representa en la figura 6.

Los formatos posibles en el presente circuito, son los siguientes:

b: teóricamente ilimitado; en la práctica b = 1 ... 4 (RGB + I)

n: 8

H: 512

V: 256 ó 512

Además de las señales DAD0...DAD6 empleadas para direccionar las h palabras de n bits, existen las líneas de selección MSL para direccionar un pixel de los b que forman la palabra. Dado que n = 8, hay 3 líneas MSL: MSL0...MSL2. La línea MSL3 utilizada en el modo de barrido entrelazado (V = 512), permite efectuar la distinción entre la trama par e impar y controlar la línea de dirección A7 de los circuitos de memoria del tipo 4164.

Refresco y presentación

Hemos visto que el GDP efectúa tres operaciones fundamentales diferentes sobre la memoria: presentación (D), que ordena el contenido de la memoria antes de hacerlo visible en la pantalla, escritura (W) y refresco (P). Fuera de los límites de la ventana de presentación, donde la memoria solo se accede para operaciones de refresco y presentación, puede efectuarse la escritura en cualquier momento excepto durante los tres ciclos de refresco representados en la figura 7.

Los tres tipos de operaciones se indican a través del estado de las señales BLK y -ALL, según muestra la siguiente tabla:

BLK	ALL	
0	0	D
1	1	W
1	0	R

Veremos en el estudio de los registros del GDP que hay excepciones a estas situaciones.

Relación entre las salidas DAD/MSL y las coordenadas x/y

Los registros X e Y, son sendos registros de lectura y escritura de 12 bits, que contienen las coordenadas del próximo pixel a escribir en la memoria de pantalla. Ninguno de ellos tiene nada que ver con las funciones de exploración del vídeo, sino que simplemente determinan la dirección de escritura en la memoria. Con 2 × 12 bits, se puede llegar a direccionar un espacio de 4096 × 4096 pixels. Sólo son necesarios los bits menos significativos (LSB's), de forma que la definición de la imagen realmente almacenada en la memoria es inferior a esta resolución. Sin embargo, gracias al empleo de los bit más significativos (MSB's), la imagen a representar en la pantalla puede calcularse en un espacio ficticio mucho más amplio que la ventana de presentación.

Los nueve bits menos significativos de las coordenadas X e Y, se representan respectivamente por X0...X8 e Y0...Y8.

Los contadores internos que generan el direccionamiento de la memoria de pantalla se organizan de la siguiente forma:

- 6 bits para el direccionamiento horizontal (h = 64 palabras de n bits) : h0, h1, h2, h3, h4, h5
- 9 bits para el direccionamiento vertical (V = 256 ó V = 512) : t, V0, V1, V2, V3, V4, V5, V6, V7

donde t es el bit menos significativo e indica la paridad de los campos para el caso en que V = 512. Si V = 256, el bit t no existe. La relación entre las direcciones de la pantalla (bits h, V, t) y las coordenadas de escritura (bits X, Y) se ofrecen en la figura 8.

Esta figura no incluye, deliberadamente, el modelo de procesador gráfico EF 9365, aunque pueda trabajar tanto en modo entrelazado como en barrido secuencial o no entrelazado, puesto que impone una resolución vertical igual a la horizontal (V = H). El modelo de GDP EF 9366, sólo trabaja en modo no entrelazado (V = 256) mientras que el EF 9367 admite la doble resolución de 512 × 512 ó 512 × 256, siendo por tanto intercambiables ambos procesadores para el caso de barrido no entrelazado.

Hasta aquí, todo está claro; sin embargo, la forma de asignar los bits de dirección para las funciones de presentación o escritura, a

Figura 8. Relación entre las direcciones de presentación y de escritura.

8

9366/9367 (512 × 256)

h5	h4	h3	h2	h1	h0	V7	V6	V5	V4	V3	V2	V1	V0
X8	X7	X6	X5	X4	X3	Y7	Y6	Y5	Y4	Y3	Y2	Y1	Y0

9367 (512 × 512)

h5	h4	h3	h2	h1	h0	V7	V6	V5	V4	V3	V2	V1	V0	t
X8	X7	X6	X5	X4	X3	Y8	Y7	Y6	Y5	Y4	Y3	Y2	Y1	Y0

través de las líneas de salida (DAD y MSL), es mucho más compleja.

Para intentar simplificar un poco la cuestión, la figura 9 nos indica la diferencia entre el acceso en común y el acceso pixel a pixel. Comencemos por el caso de 512 × 256 (modo no entrelazado) por ser común a ambos modelos de GDP. La figura 9a representa un acceso en común (-ALL = 0). Durante la primea mitad del tiempo de acceso, cuando CK = 0, y el sistema está en operaciones de representación, las salidas DAD0...DAD6 ofrecen los 6 bits de direccionamiento horizontal (h0...h5) y el bit V0 de direccionamiento vertical, siendo este último el menos significativo correspondiéndose con la línea DAD6. Esto es muy importante para la operación efectuada por el circuito de SCROLL.

Durante la segunda mitad del ciclo de acceso, estando todavía en función de representación, las salidas DAD ofrecen el resto de los bits de direccionamiento vertical. Observe que durante todo este ciclo los niveles lógicos de las señales MSL no tienen importancia, ya que estamos en una operación de acceso en común.

Por otra parte, la figura 9b representa el modo de acceso de pixel a pixel, en el que los tres bits menos significativos del registro aparecen a través de las líneas MSL para seleccionar uno de los 8 bits de la palabra direccionada a través de las líneas DAD.

Nuevamente aquí, el bit menos significativo de direccionamiento vertical aparece en la primera mitad del ciclo de acceso, junto con los bits de direccionamiento horizontal. Vemos por tanto que en este caso las líneas MSL se emplean para seleccionar un bit de la palabra direccionada (en dos pasos) a través de las líneas DAD.

La figura 9c, representa por último los dos modos de acceso a la memoria agrupados para el modelo EF 9367, en el caso de barrido entrelazado (acceso en común: -ALL = 0; acceso pixel a pixel: -ALL = 1). El problema de la salida X9 (décimo bit del registro X) del EF 9367 no se tiene presente en el contexto de este artículo y será discutido más adelante.

En el modelo EF 9366, la memoria se refresca cada 2 líneas de presentación (128 ciclos de refresco) mientras que en el caso del EF 9367 el refresco se realiza cada 4 líneas (256 ciclos de refresco).

Memorias RAM dinámicas

Para comprender bien el funcionamiento del presente circuito y saber la importancia de una cronología rigurosa de todas las señales, se necesita conocer los principios esenciales de una memoria RAM dinámica como las empleadas en este circuito.

El modelo de memoria RAM 4164 contiene 2^{16} (65536) posiciones de 1 bit cuyo contenido debe ser refrescado una vez cada 2 msg. para evitar la pérdida de la información. El refresco de la memoria se efectúa simplemente como una operación de lectura.

En principio para acceder a cada una de las 65536 posiciones se necesitan 16 líneas de direccionamiento independientes. Esto significaría que un circuito integrado de este tipo debería tener 16 pines para las direcciones, 2 para la alimentación, 1 para los datos, etc. ¿A dónde iríamos?

Afortunadamente, los 64k × 1 bit se organizan en una matriz con direccionamiento multiplexado. Esto significa que sobre un mismo bus de direcciones primero se debe especificar la dirección de la fila sobre la que se sitúa la posición elegida, y después la dirección de la columna.

De esta forma, sólo se necesitan 8 líneas de dirección y 2 de control. Las líneas de control indican cuando la dirección aplicada en el bus corresponde a una fila y cuando es una dirección de columna.

Estas señales se denominan -RAS (señal de habilitación de dirección de fila) y -CAS (señal de habilitación de dirección de columna) respectivamente. La barra sobre el nombre de la señal indica que esta es activa cuando su nivel lógico es bajo.

Para efectuar el refresco, no es necesario acceder de forma individual a las 65536 posiciones ya que puede emplearse un refresco colectivo en el que sólo se direccionan las 256 filas de la matriz. Los fabricantes de circuitos integrados intentan mantener las memorias de 64k compatibles con sus predecesoras de 16k, que sólo disponían de 16384 posiciones (128 × 128), por lo que algunos modelos de memoria de 64k necesitan un refresco de sólo 128 filas en lugar de las 256.

En las hojas de características del circuito este dato se indica a través de la nota: "128 ciclos de refresco de 2 msg.", al mismo tiempo que en los diagramas de tiempo de las señales de refresco, se representa: "A7 = indiferente".

9a 9366/9367 (512 × 256)

		MSL				DAD						
ALL	CK	Ø	1	2	3	Ø	1	2	3	4	5	6
Ø	Ø	X	X	X	1	h5	h4	h3	h2	h1	hØ	VØ
Ø	1	X	X	X	1	V7	V6	V5	V4	V3	V2	V1

b X = indiferente

		MSL				DAD						
ALL	CK	Ø	1	2	3	Ø	1	2	3	4	5	6
1	Ø	XØ	X1	X2	1	X8	X7	X6	X5	X4	X3	YØ
1	1	XØ	X1	X2	1	Y7	Y6	Y5	Y4	Y3	Y2	Y1

c 9367 (512 × 512)

		MSL				DAD						
ALL	CK	Ø	1	2	3	Ø	1	2	3	4	5	6
Ø	Ø	XØ	X1	X2	V1	h5	h4	h3	h2	h1	hØ	VØ
Ø	1					V7	V6	V5	V4	V3	V2	t
1	Ø	XØ	X1	X2	Y2	X8	X7	X6	X5	X4	X3	Y1
1	1					Y8	Y7	Y6	Y5	Y4	Y3	YØ

Figura 9. Representación de la diferencia entre el acceso en común y el acceso pixel a pixel.

La cronología de las señales -RAS y -CAS así como las señales de dirección correspondientes es muy importante. Las figuras 10 y 11, representan los diagramas de tiempos de estas señales.

Durante una operación de lectura o escritura, la primera señal que se aplica en las memorias es el -RAS (pin 4 en el modelo 4164). La RAM interpreta en ese momento los 8 niveles lógicos presentes en las señales A0...A7 como una dirección de fila de la matriz. Un instante después, mientras el -RAS sigue estando activo, se activa el -CAS, con lo

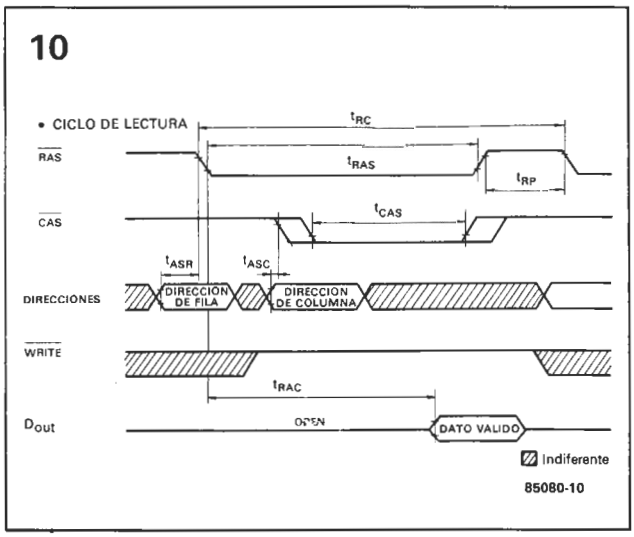


Figura 10. Diagrama de tiempos de un ciclo de lectura en una memoria dinámica.

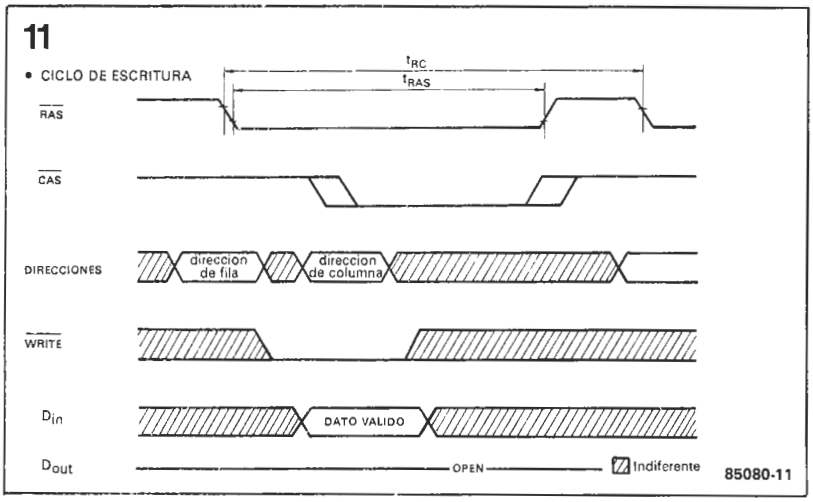


Figura 11. Diagrama de tiempos de un ciclo de escritura en una memoria dinámica.

que ahora los niveles lógicos presentes en las líneas A0...A7 se interpretan como una dirección de columna —que en términos de memorias de 64k, son realmente las líneas de dirección A8...A15—. Por lo tanto, es necesario que los bits de las líneas de dirección A8...A15 se apliquen a las entradas A0...A7 después del -RAS pero no antes del -CAS. Observar que con las RAM dinámicas, las señales de direccionamiento A0...A7 no necesitan estar presentes antes del -RAS o del -CAS (los tiempso tARS y tASC pueden ser cero).

Si el proceso descrito anteriormente corresponde a una operación de lectura, el nivel lógico del bit direccionado aparecerá en el pin Dout de la RAM pocos nanosegundos después de haber sido activadas las señales de dirección.

Si se realiza una operación de escritura, se debe activar la señal -WRITE (pin 3 de la 4164) y aplicar el nivel lógico adecuado a la entrada Din un instante antes de activar el -CAS.

Para el refresco, es suficiente aplicar la dirección de cada fila y activar el -RAS, respetando la secuencia de tiempos impuesta al refresco (es decir, las 128 filas se deben direccionar, al menos una vez, cada 2 msg.) y a la propia señal -RAS.

Antes de activarse el -RAS, y mantenerle a nivel bajo durante tRAS, se debe garantizar que al menos el -RAS permanece a nivel alto el tiempo tRP, esto es el tiempo de pre-carga del circuito.

Este repaso, o descubrimiento para algunos, de los principios de funcionamiento de la RAM dinámica era necesario, como se va a ver, para abordar un modo de funcionamiento muy particular de la tarjeta gráfica.

Este modo resalta una característica extraordinara de las RAM dinámicas ya que efectúa una operación de lectura y escritura en el mismo ciclo de acceso, y como se verá a continuación, entre la lectura del dato y la escritura tiene lugar una modificación del mismo. Se trata del modo lectura/modificación/escritura o bien modo RMW.

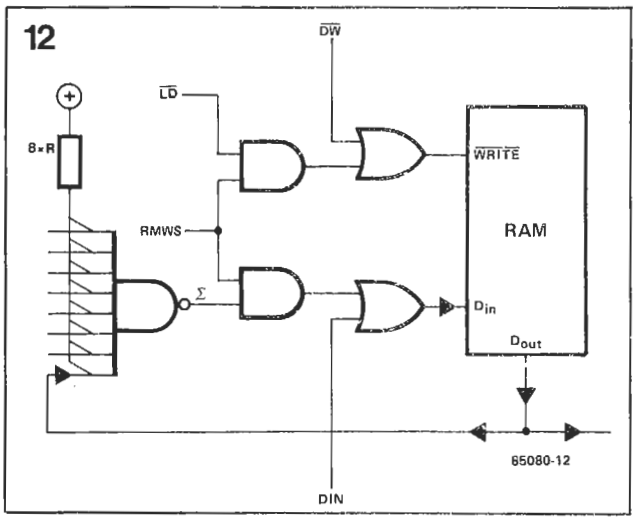


Figura 12. La selección del modo RMW en sistemas monócromos se realiza a través de este conjunto de puertas lógicas.

Modo lectura/modificación/escritura

Según vimos el mes pasado, dependiendo de los niveles lógicos de las señales, se pueden generar 6 colores aparte del blanco y el negro, así como que un pixel iluminado en la pantalla corresponde con un nivel lógico bajo en la memoria de pantalla, mientras que un pixel oscuro tendrá un nivel lógico alto.

Cada vez que un objeto o dibujo se desplaza por la pantalla sobre un fondo, parte del fondo se destruye por lo que cuando cesa el movimiento se debe reconstruir todas las partes deterioradas del fondo. Esta compleja operación se realiza gracias al empleo de 2 puertas AND, 2 OR y 1 NAND de ocho entradas, montadas en la configuración representada en la figura 12.

El proceso de escritura sobre la pantalla sólo es posible cuando se activa la señal -WRITE y se ha definido el nivel lógico del dato a escribir (Din). En el modo RMW este nivel se define no sólo por el efecto deseado (pixel iluminado u oscuro), sino que también depende del estado anterior del pixel seleccionado. Si el pixel estaba iluminado anteriormente, se apagará y si estaba oscuro, se encenderá.

Cuando el pixel se representa en la pantalla, se examina el estado de esta, de tal forma que si estaba oscura, el pixel aparece iluminado y si estaba iluminada, el pixel estará oscuro.

La pantalla restablece su estado original volviendo a escribir todos los pixels afectados en la misma posición, pero con su nivel lógico invertido.

Para hacer aparecer un objeto en la pantalla, el estado de los pixels afectados se invierte con lo que para restablecer el estado original se deberá repetir esta operación por segunda vez. Las sucesivas inversiones niegan una a la otra. Esta operación puede considerarse como una función OR Exclusiva (XOR) entre el color del punto y el del fondo: si el fondo es blanco, el punto se pintará en negro y donde haya un fondo negro se pintará en blanco. Un ciclo del modo RMW comienza con un acceso a la memoria de pantalla para efectuar una lectura y termina con una operación de escritura, habiendo modificado entre ambas acciones el bit direccionado. La puerta NAND de ocho entradas ofrece el bit direccionado con su estado invertido, mientras que todos los demás bits se fijan a nivel lógico alto.

El nivel lógico alto de la señal RMWS indica que se ha seleccionado el modo RMW, mientras que si el nivel lógico es bajo, el nivel presente en el pin DIN (suministrado por el GDP) se cargará en la memoria de pantalla cuando aparezca el pulso de escritura del dato DW. El estado de la pantalla no se tiene entonces en cuenta, puesto que sólo tiene importancia en el modo RMW. La combinación de las señales de selección RMWS y de carga LD son necesarias para inhibir, en modo RMW, el proceso de escritura, iniciado

por la señal de validación $\overline{DW}$, hasta la aparición en la salida de la puerta NAND del bit leído de la memoria e invertido por la puerta NAND de ocho entradas y reenviado a laentrada Din de la memoria correspondiente.

Si se necesia un pixel iluminado, la señal DIN deberá tener un nivel bajo: el correspondiente nivel lógico se carga a través de Din. Si por otra parte, el pixel debe ser negro, la señal DIN deberá tener nivel alto con el resultado de que el bit correspondiente en la memoria es y permanece a nivel alto.

La operación en modo RMW puede no tener efecto si el tiempo de retardo inherente a las puertas NAND, AND y OR no cumple las exigencias de tiempo de las memorias RAM. Cuanto más corto es el t_{RAC}, más tiempo hay para que la lógica del modo RMW cambie el dato y esté presente en la entrada Din, antes de que se active la señal WRITE, t_{RAC} es el tiempo desde que se activa la señal $\overline{RAS}$ y el dato está presente en la salida Dout, llamado normalmente tiempo de acceso en las hojas de características.

En teoría, t_{RAC} no debería exceder de 150 ns. (Nec 4164-3, Hitachi 4864-2, Toshiba 4164-3, Oki 3764-15, Mostek 4564-15 y otras) pero en la práctica la experiencia ha probado que el circuito de RMW trabaja perfectamente con memorias de hasta 300 ns. de tiempo de acceso.

Si se incluye el color, el circuito RMW se amplia como se representa en la figura 13, en la que las puertas específicas de este modo se representan sombreadas. Una de las siete puertas forma parte de otra función que será descrita posteriormente.

Las dos puertas extras incrementan la eficiencia del conjunto, sin aumentar el retardo en la transmisión de un dato desde la salida de la memoria a su entrada. El circuito sigue siendo el mismo que para el sistema monócromo, al que se le han incorporado algunas señales de selección del color. Estas señales son: selección del rojo (RS), selección del verde (GS), selección del azul (BS), selección de escritura en rojo ($\overline{RWS}$), selección de escritura en verde ($\overline{GWS}$) y selección de escritura en azul ($\overline{BWS}$). A diferencia de las señales DIN y $\overline{DW}$, que son suministradas por el GDP, estas señales se controlan por el usuario a través del registro del color.

Si una de las señales RS, GS o BS está a nivel alto, el pixel direccionado estará oscuro en el color correspondiente, a condición de que la señal $\overline{RWS}$, $\overline{GWS}$ o $\overline{BWS}$ permita por su nivel lógico bajo el acceso al banco de memoria correspondiente.

Si cualquiera de las señales RS, GS o BS está a nivel bajo, al mismo tiempo que la correspondiente señal $\overline{RWS}$, $\overline{GWS}$ o $\overline{BWS}$ también está a nivel bajo, el pixel direccionado tomará el color seleccionado. Todas las posibles combinaciones con y sin la señal RMW (en sistemas monócromos) se ofrecen en la tabla 2.

Capacidad de la memoria y resolución de la imagen

Si consideramos que una imagen tiene una resolución horizontal (número de pixels por línea de barrido, dentro de la ventana de presentación) de 512, y una resolución vertical (número de líneas de barrido dentro de la ventana) de 256, el número total de pixels que forman la ventana será de 131.072, por lo que será necesario disponer de una memoria de 16k por cada color. Un razonamiento análogo, nos lleva a emplear una memoria de 32k cuando empleemos un sistema con una resolución de 521 × 512. Observar que en el último caso, hay en efecto 2 imágenes entrelazadas, requeriendo cada una 16k.

El duplicar la resolución vertical, aporta un aumento de la calidad de la imagen, pero también genera una disgregación apreciable por el espectador. En efecto, la inestabilidad de una imagen de vídeo entrelazada es perfectamente perceptible con imágenes estáticas como las que genera una tarjeta de microordenador y con mayor motivo, cuando es visualizada sobre una pantalla de débil persistencia como la de la gran mayoría de los monitores en color.

Cualquiera que sea la resolución elegida, no se necesita más de cuarto o media memoria de 64k. El resto no puede utilizarse para el color, pero no debe desperdiciarse ya que es útil para almacenar varias imágenes totalmente independientes, que pueden permanecer invariables e inmediatamente ser presentadas en la pantalla. En un caso, hay disponibles 4 páginas, numeradas del 0 al 3, dependiendo de los niveles lógicos de las señales de dirección A7 y A15; en el otro caso, hay 2 páginas numeradas 0 y 1, tal como se observa en la figura 14.

La utilización de A7 y A15 para conmutar las páginas, introduce una limitación en el tipo de memorias RAM empleadas ya que estas no podrán utilizar estas líneas para efectuar el refresco. Esta limitación prohibe por ejemplo el empleo de la memoria de Siemens HYB4164 en nuestra tarjeta gráfica.

La tercera parte de este artículo aparecerá en el número de abril. ◼

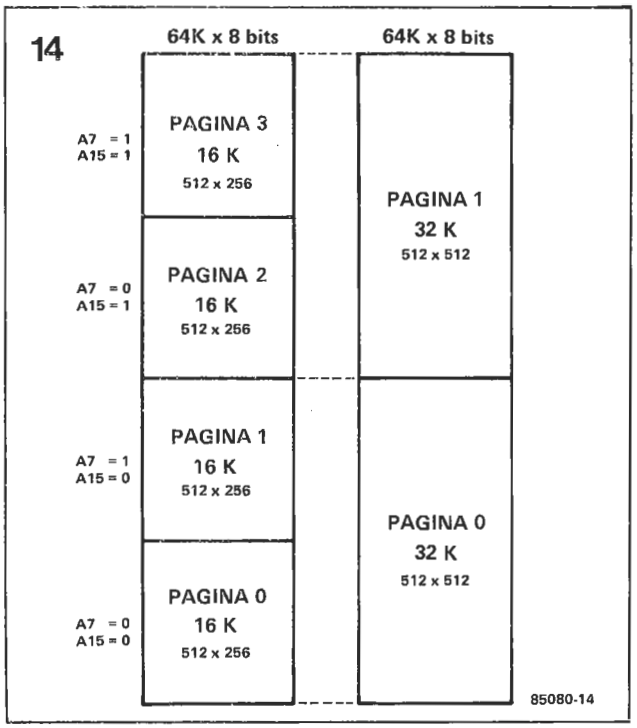
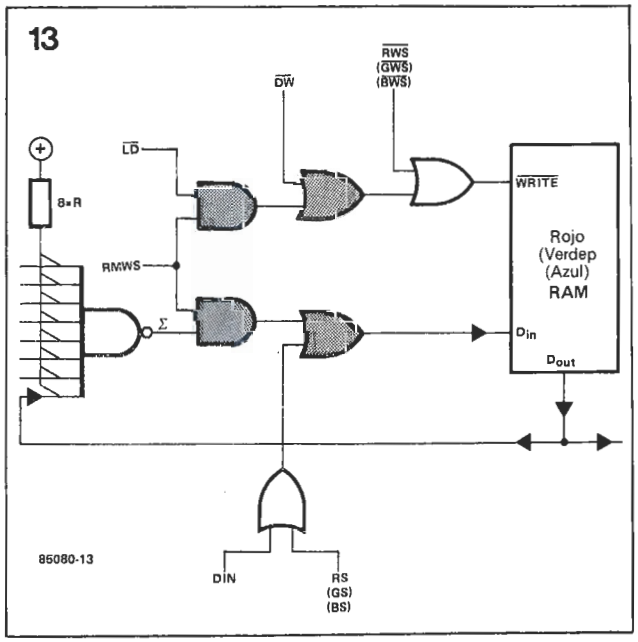


Figura 13. La selección del modo RMW en sistemas con color se lleva a cabo por esta combinación de puertas lógicas.



La velocidad de los ciclones y de las tempestades indicada en un panel de cristal líquido.

Los instrumentos que permiten medir la velocidad real del viento tienen un precio elevado y una gran fragilidad; el aumento de los amantes del windsurfing, pilotos, distintos tipos de vela, vuelo sin motor o simplemente aficionados a la metereologia hace que el anemómetro sea un instrumento de utilización cada vez más frecuente, cuando no cotidiano. 100% digital, el anemómetro que aquí proponemos no debería superar el 50% del precio de un anemómetro convencional. Para evitar gastos suplementarios, la noria del anemómetro (captador) es de fabricación casera. Una EPROM que contiene una curva de calibrado en función del captador empleado, constituye el único componente "exótico" de este anemómetro.

ANEMOMETRO PORTATIL



La velocidad del viento puede calcularse basándonos en distintos principios. Los principios más rústicos estan basados en el efecto de presión del aire al chocar con una superficie detrás de la cual se encuentra un muelle, muelle cuya compresión (o alargamiento) es función directa de la velocidad del viento. Por supuesto, no se puede esperar en este tipo de aparato una precisión muy elevada; otro tipo es un dispositivo de canjilones dispuestos formando una noria, cuya velocidad de rotación constituye una función casi lineal de la velocidad del viento; en este tipo de aparatos las medidas son más exactas. Este es el principio en el que se basa nuestro anemómetro portátil. Para asegurarle un buen futuro, lo hemos hecho capaz de indicar la velocidad del viento según cuatro "unidades" diferentes: metros/segundo, nudos, kilómetros/hora y en "fuerzas" respecto a la escala de Baufort. Sería una aplicación ideal para un microprocesador mono-chip CMOS con ROM integrada, pero las cosas son como son, y sería necesario desembolsar varios miles de pesetas para comprar un microprocesador de este tipo (sin hablar de la programación que es harina de otro costal). Hemos adoptado la solución más económica que es sin el microprocesador.

Esquema

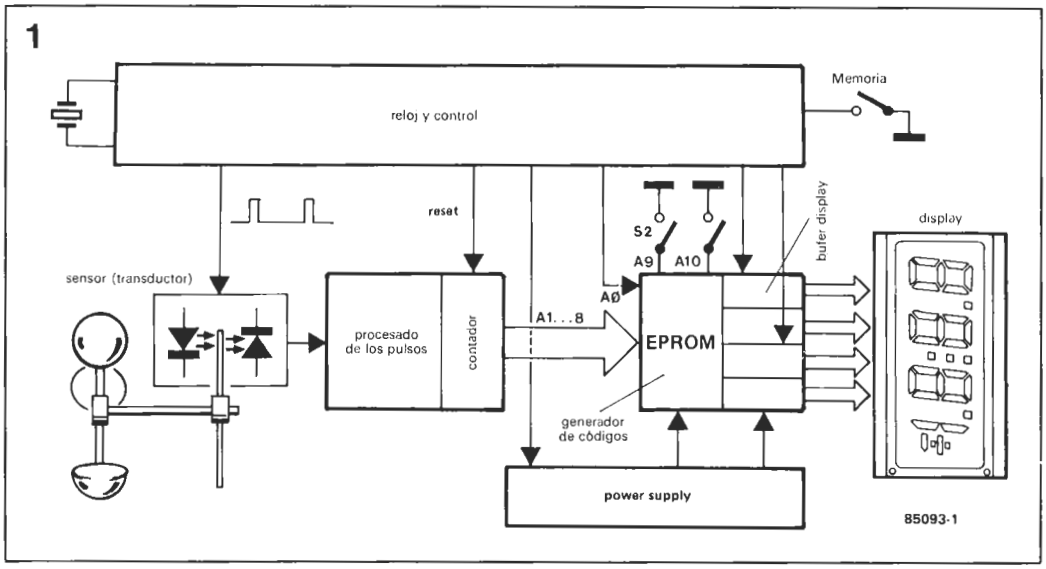
El captador constituye el elemento más importante de este montaje. Cada rotación de la noria produce 16 impulsos. Un contador suma estos impulsos durante un tiempo determinado por el subconjunto de control. Al final de cada período en el cual se han estado contando estos impulsos, el contenido del contador se aplica a las líneas direccionadas de una EPROM, los datos que genera esta última son almacenados en los buffers de los paneles. A cada estado del contador corresponde (en la EPROM) un código de dos octetos que determina la indicación a visualizar por el panel de cristal líquido (LCD). Por medio de dos líneas de direccionamiento libres, el conmutador deslizante S2 permite pasar de uno a otro en cuatro rangos definidos en la EPROM, lo que explica la posibilidad de visualizar la información en cuatro unidades diferentes. Lo más ingenioso del montaje está en que la conversión no se realiza por la circuitería interna, sino por medio de una EPROM convenientemente programada.

Si se quiere disponer de un anemómetro portátil, es necesario tomar medidas, reduciendo al mínimo el consumo de corriente: preferir los CMOS y evitar al máximo los componentes voraces (el EPROM y el LED son los únicos componentes de este tipo en el montaje). Para reducir el consumo vamos a controlarlos con la ayuda de las señales de los impulsos. La EPROM se pone en pocos instantes en tensión al final de cada período de conteo para darle tiempo de convertir el estado del contador en una información visualizable. El LED está alimentado por impulsos de 2 μs espaciados 115 μs; su función es la de "verificar periódicamente si la barrera luminosa está abierta» (el haz luminoso atraviesa una parte transparente del disco ostroboscópico).

Descripción del circuito

La figura 2 muestra el circuito del anemómetro portátil. Los contadores IC1 e IC2 controlan la cronología del conjunto del montaje. El oscilador de cuarzo puede estar conectado directamente a las entradas del oscilador de IC1. Hemos tomado un cuarzo de 4,433 MHz. Si Ud. piensa dibujar la curva de calibrado de su anemómetro la frecuencia exacta del cuarzo no tiene importancia, es suficiente saber que es de unos 4 MHz.

Las puertas N1 y N3 generan unos impulsos de relación cíclica 1:64 aplicados al captador, impulsos que atacan directamente al LED rojo (3mm) del captador por medio del inversor N7. No es necesario prever una resistencia de limitación de corriente. En tanto que la barrera luminosa está abierta, en la salida del captador los impulsos son de forma trapezoidal (ver figura 3). Los inversores N8...N10 los convierten en impulsos rectangulares, impulsos que el monoestable MMV2 alarga para hacer un impulso único que se prolonga mientras la barrera luminosa está abierta. El contador IC7 cuenta estos impulsos (16 por vuelta). El captador IC2 administra la duración de la salida; la cronología se ve en la figura 4. Según esté colocado el puente M, la duración de la medida puede ser fijada a 0,5s, 1s (0,991 para ser exactos) ó 2s. Lo que permite adaptar la duración de la medida a la noria utilizada. Mientras que la salida de N2 se encuentra en el nivel bajo ("0"), las señales generadas por el captador son tratadas y contadas. El paso de esta salida al nivel alto provoca la parada del cuenteo, la aplicación de la tensión de alimentación a la EPROM y la puesta del nivel lígico bajo de la línea de direccionamiento A0 de la EPROM. A continuación N4 emite un impulso produciendo el almacenamiento en los buffers del panel el contenido de la casilla de memoria direccionada en función del contenido del contador, de tal forma que los bits 0...3 quedan almacenados en IC9 y los bits 4...7 en IC11. La línea A0 de la EPROM se pone a continuación en el nivel alto por medio de un impulso transmitido por N5; el octeto siguiente es extraído de la EROM teniendo cuidado esta vez con que los bits 0...3 "aterricen" en IC10 y que los bits 4...7 sean escritos en IC12. En este momento, la alimentación a la EPROM queda cortada de nuevo, el contador puesto a cero por medio de la báscula monoestable MMV1; una nueva medida empieza de nuevo. Si S1 está cerrado el subconjunto del display no recibe el nuevo contenido del contador, la lectura precedente se conserva hasta que se abre el conmutador S1. Durante la programación de la EPROM, será suficiente definir los caracteres a visualizar en función de cada estado del contador.



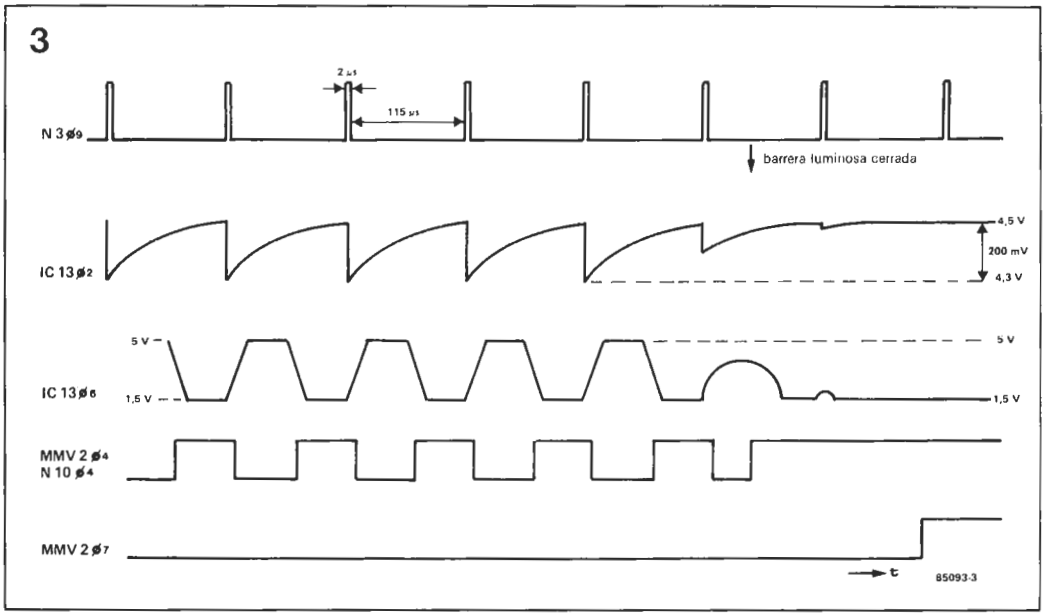
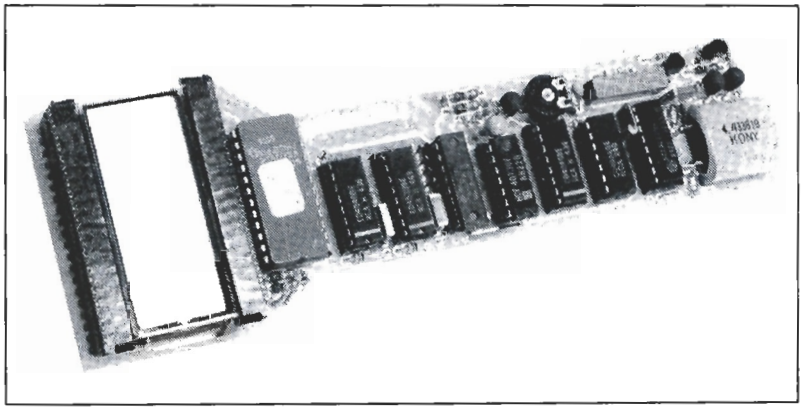


Figura 1. Esquema sinóptico del anemómetro portátil.

Figura 3. Diagramas que dan la forma de los impulsos generados por el captador antes y después del tratamiento.

El panel

El resultado de la medida se visualiza en el panel LCD de 3½ ci-



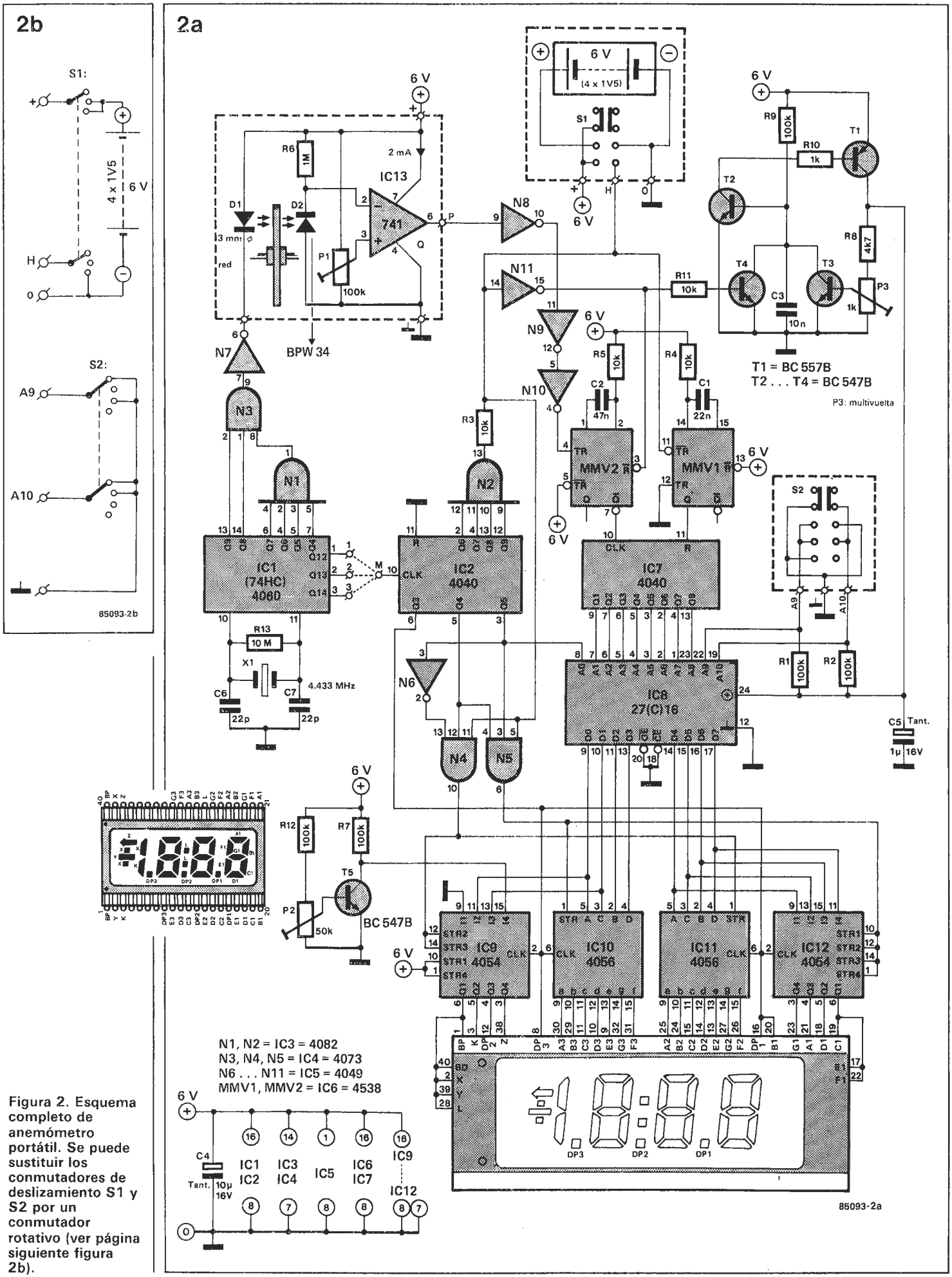


Figura 2. Esquema completo de anemómetro portátil. Se puede sustituir los conmutadores de deslizamiento S1 y S2 por un conmutador rotativo (ver página siguiente figura 2b).

fras, dotado de una indicación "LO BAT" para cuando está bajo el nivel del voltaje de la pila.

La utilización de este tipo de display crea un pequeño problema porque su control necesita una corriente alterna; una alimentación de corriente continua provocaría la destrucción por electrólisis interna. Esta es la razón de la utilización de circuitos de control especiales diseñados para los display LCD, circuitos que generan la corriente alterna necesaria para su funcionamiento. El 4054 (IC9 e IC10) contiene un registro de 4 bits cuyas señales de salida se transmiten al panel LCD, sea directamente o después de haber sido invertidas, esta alternancia se hace al ritmo de la frecuencia de reloj aplicada a la patilla 2.

Si se aplica la señal de reloj al electrodo del plano trasero (BP) todos los segmentos que oscilan en fase con él (el cerrojo contiene un "0"), se vuelven invisibles, los segmentos que se destacan sobre el fondo oscilan en inversión de fase (el cerrojo contiene un "1"). El 4056 (IC10 e IC11) funcionan según el mismo principio, la única diferencia es que sus salidas están codificadas para entrar en el panel con 7 segmentos y no para 4 como las anteriores.

Las dos posiciones centrales del panel están en código decimal binario (BCD). La posición del 1 significativo, el desplazamiento del punto decimal hacia la posición 2 y los segmentos de la última cifra pueden ser posicionados separadamente con la ayuda de unos bits apropiados. Este proceso permite utilizar la posición de la derecha para la creación de caracteres especiales, indicando cual es la unidad elegida: "b" es la señal de que se trabaja con fuerza Beaufort, los trazos horizontales indican las diferentes unidades.

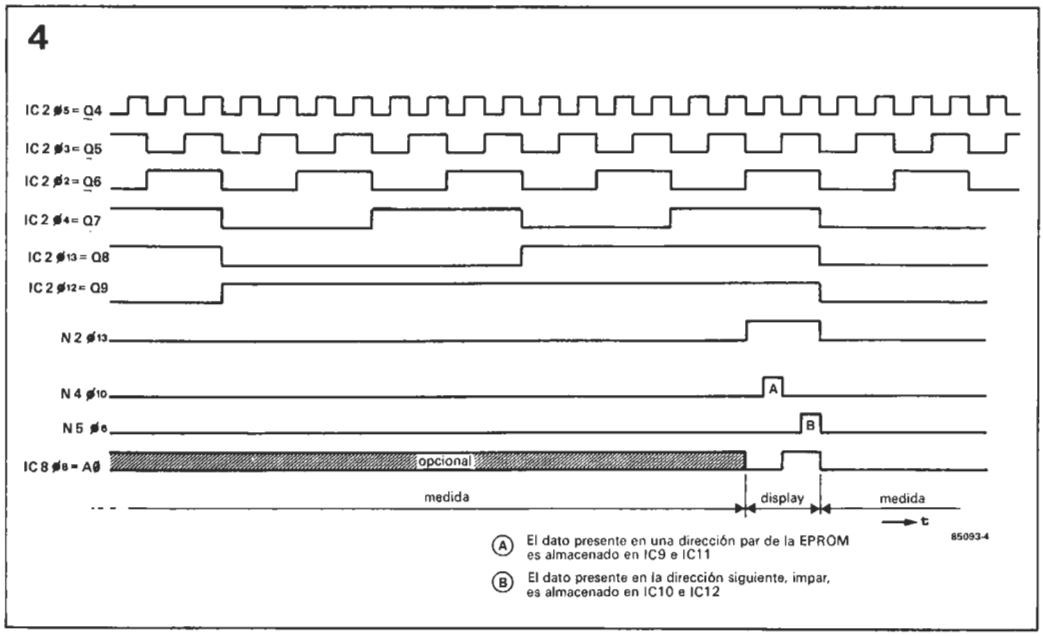


Figura 4. Diagrama de tiempo de los procesos de medida y de fijación al panel.

El captador

El croquis de la figura 5 ilustra la disposición de varios elementos que constituyen el captador del anemómetro.

La parte activa del captador es una barrera luminosa. En el "entrehierro" gira un disco estroboscópico fijado al eje de rotación de la noria. Este disco consta de 16 sectores circulares opacos (o sea un total de 32 sectores distribuidos simétricamente). El captador lleva un amplificador para tratar la señal generada por el fotodiodo.

Una de las soluciones consideradas para realizar el captador es utilizar un motor de un lector de casette fuera de uso, motor del cual no se conserva más que el eje, con cuidado de que no se tuerza, parte del chasis y los anillos de fijación de plástico. La parte práctica de esta realización la dejamos a la imaginación de nuestros lectores.

La bola presente en la base del captador debería permitir el disminuir notablemente la fricción del eje de la noria. Al final de este fino trabajo mecánico, nos encontramos en presencia de un captador que es robusto y con un pequeño rozamiento mecánico. Volvamos otra vez a la electrónica del captador. El diagrama de impulsos correspondiente ya está comentado, como hemos visto en la figura 3. El LED recibe unos impulsos de corriente de 2μs; los impulsos luminosos generados son detectados por un fotodiodo del tipo BPW34. Debido a la inercia del semiconductor que compone este fotodiodo, la señal reco-

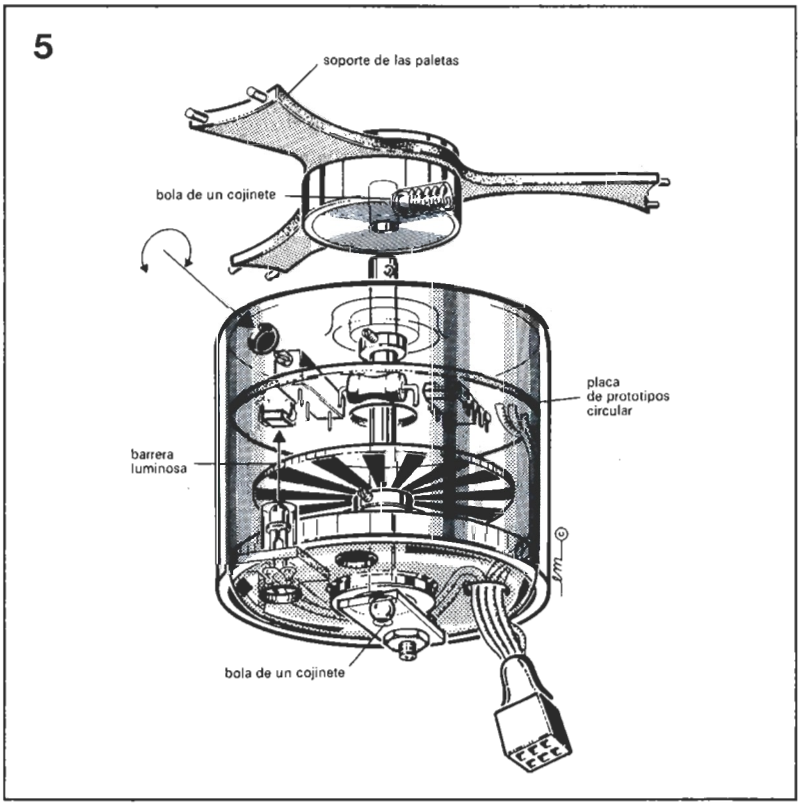


Figura 5. Captador y disco ostroboscópico. El captador puede ponerse en el chasis de un motor de lector de casette que no valga. Su electrónica está situada en un circuito impreso de tiras (tipo Uniprint o Veroboard).

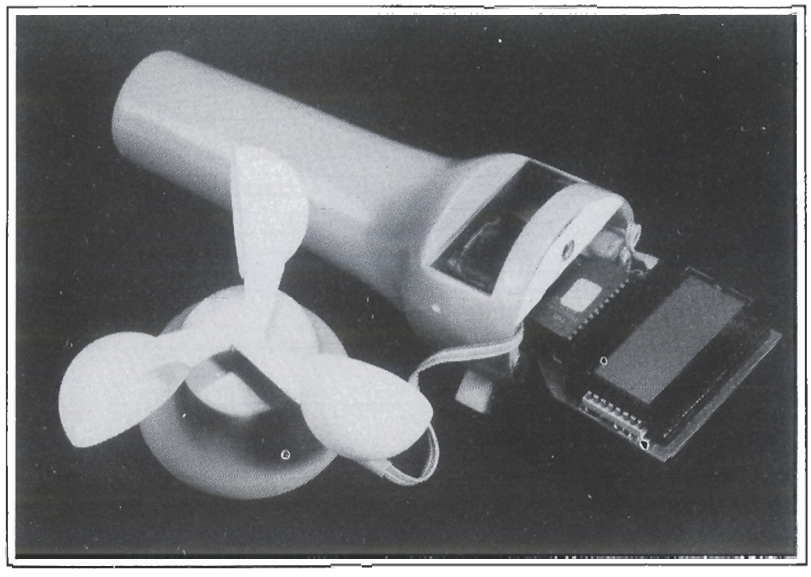


Figura 7. Representación de la serigrafía de implantación de los componentes y circuito impreso, doble cara, diseñado para el anemómetro portátil.

gida en sus bornes es una señal en forma de dientes de sierra redondeados. IC13, un amplificador operacional del tipo 741 montado como comparador, transforma esta señal en una señal rectangular cuya relación cíclica (aproximadamente 1:1) es diferente de la señal original.

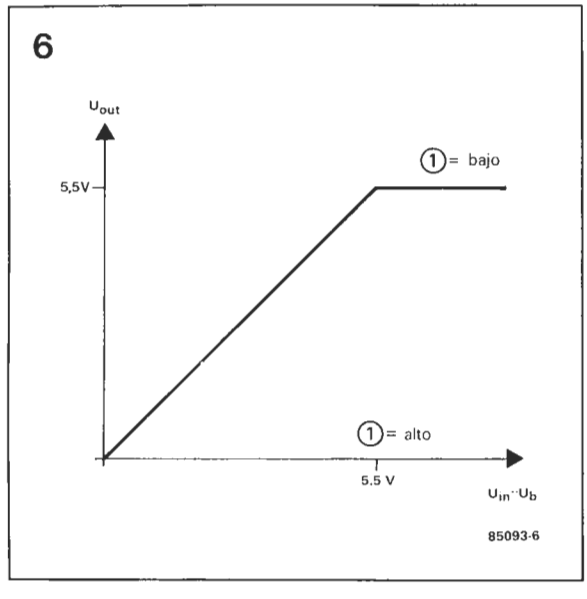
Se puede utilizar un amplificador operacional de otro tipo, a condición de que sea suficientemente rápido y que se pueda alimentar con una tensión de funcionamiento mínimo del orden de 4V. El L 141 de SGS nos gusta porque no consume más que 1mA (6 veces menos que el 741) permite ahorrar en el consumo de pilas, pero se trata de un componente "antiguo" y puede ser difícil de encontrar.

Con la barrera luminosa abierta, se ajusta la posición de P1 de forma que la salida del amplificador operacional sea una onda rectangular, lo más limpia posible. La rapidez no es una cualidad destacable en el 741, los flancos de la señal que genera tienen bastante pendiente. Los tres inversores considerados en el trayecto de la señal le dan la pendiente conveniente. La electrónica del captador se realiza con una pieza circular de circuito de experimentación (tipo Veroboard o Uniprint). Antes de ponerse con la implantación de los componentes será necesario ajustar el tamaño del circuito al espacio disponible en el chasis del motor. Para hacerlo se perfora un orificio en el centro de la pletina y se fija con una taladradora. Con un trozo de papel se lija y pule hasta que tenga el tamaño deseado. La implantación de los componentes lleva muy poco tiempo: cuidado, el fotodiodo hay que colocarlo debajo de la pletina. Se pega la pletina al chasis de forma que el ajustable multivuelta esté colocado en la línea del orificio previsto para realizar el ajuste.

El disco estroboscópico se fija al eje con la ayuda de un collar de guarda recuperado del desmontaje; se montan los diferentes elementos de forma que el fotodiodo esté perfectamente colocado debajo del LED, LED que tiene un revestimiento opaco (aislado con plástico, vaina termoaislante, ...etc.), para evitar cualquier radiación lateral. La noria del captador se construye con la ayuda de tres mitades de pelotas de ping-pong. Coger dos pelotas de ping-pong de las más baratas y cortarlas por el centro, por la circunferencia de soldadura (se dispone así de un reborde de corte reforzado). Los brazos del soporte están realizados en plexiglas, y recortados según se ve en la figura 5; los cortes realizados son fijados con pegamento. El centro de los canjilones debe estar situado a unos 4 cm del punto central del eje. En la parte alta del último se fija el rodillo recuperado del motor del lector de casette. La utilización de una bola sujeta por un muelle permite evitar el tener que coger un destornillador cada vez que queramos montar la noria.

La alimentación

El montaje dispone de un espacio suficiente para poner cuatro pilas de óxido de mercurio; deben dar una tensión de alimentación comprendida entre 5 y 7V, que es con la que funcionan los circuitos CMOS. La EPROM no admite una tensión superior a 5,5V. Como solo hay que alimentarlo periódicamente, se la ha dotado de su propio circuito de alimentación. Esto se puede evitar utilizando una EPROM CMOS, que tiene un



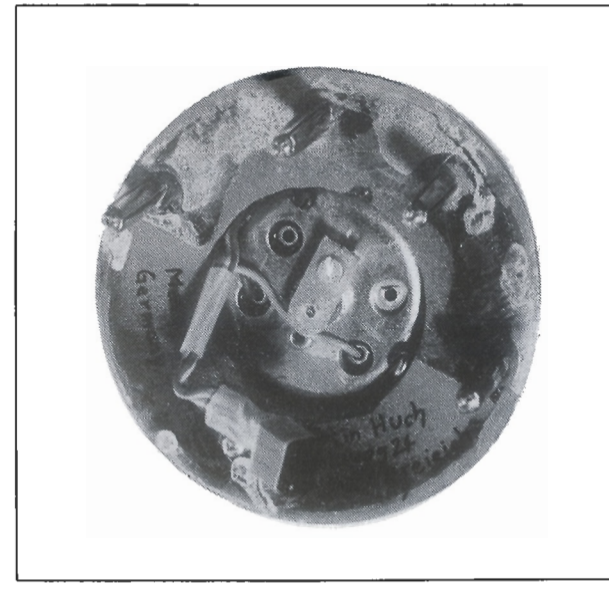


Figura 6. Curva característica del dispositivo de limitación de tensión para la EPROM.

consumo menor y una tolerancia mayor en cuanto a la tensión de alimentación. Sin embargo tiene el inconveniente del precio; es un poco alto.

Los transistores T1...T4 constituyen un dispositivo limitador de tensión que se ajusta a la curva de la figura 6. P3 permite ajustar el punto de entrada en función del sistema de alimentación. Mientras que la línea de llegada en la base de T4 pasa al nivel alto, la alimentación de la EPROM está cortada.

Lista de componentes

Resistencias:

R1,R2,R7,R9, R12 = 100 k
R3,R4,R5,R11 = 10 k
R6 = 1 M
R8 = 4k7
R10 = 1 k
R13 = 10 M
P1 = 100 k ajustable multivuelta
P2 = 50 k ajustable
P3 = 1 k ajustable multivuelta

Condensadores:

C1 = 22 n
C2 = 47 n
C3 = 10 n
C4 = 10 µ; 16 V tántalo
C5 = 1 µ; 16 V tántalo
C6,C7 = 22 p

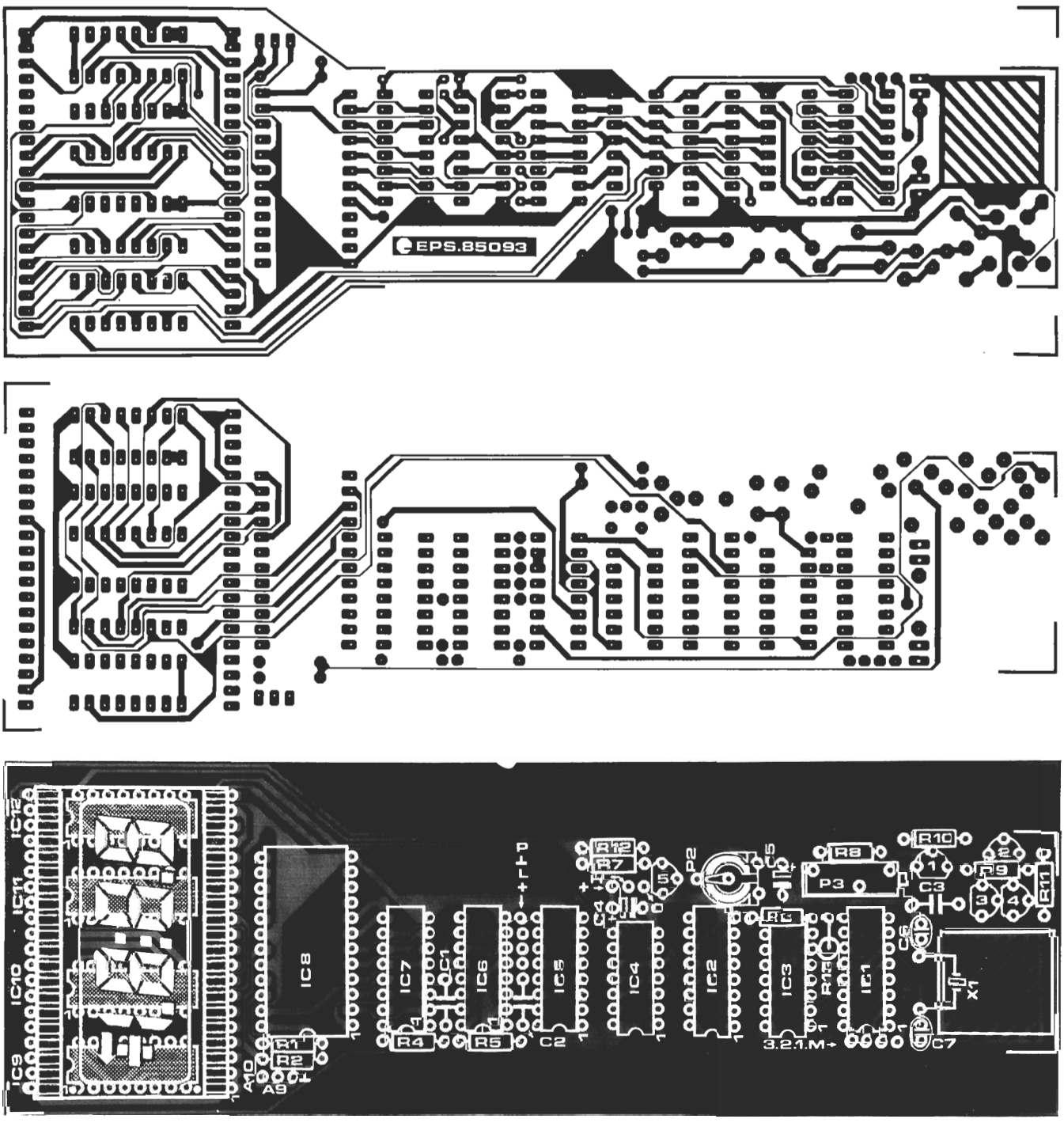
Semiconductores:

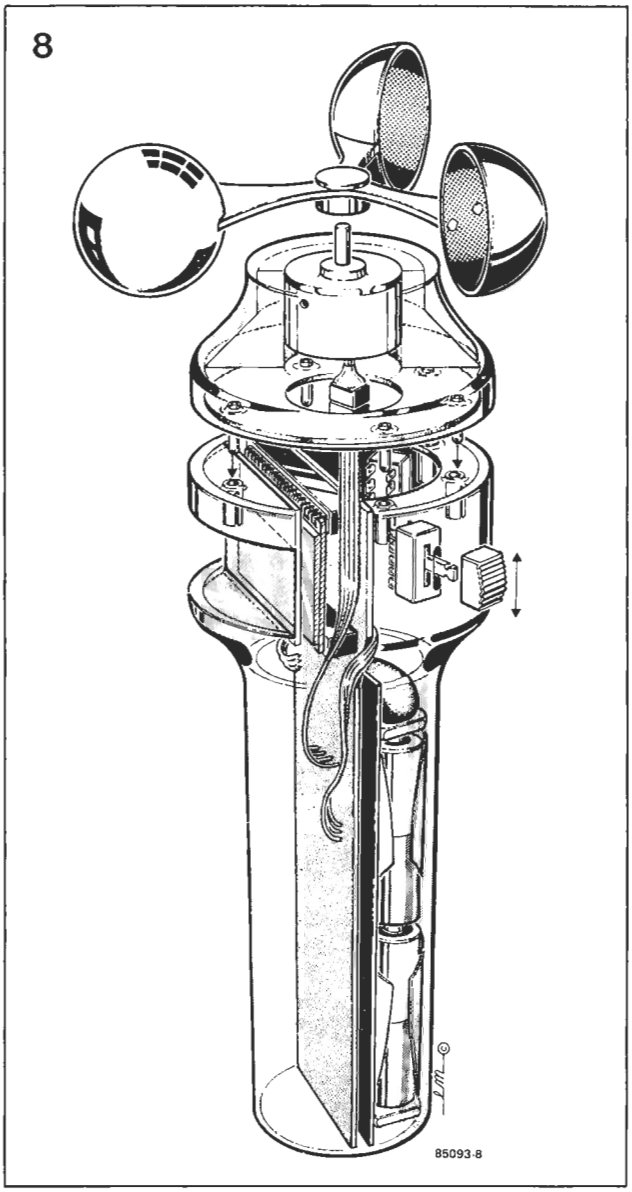
D1 = LED; 3 mm; rojo
D2 = BPW34
T1 = BC557B
T2...T5 = BC547B
IC1 = 4060 ó 64HC4060
IC2,IC7 = 4040
IC3 = 4082
IC4 = 4073
IC5 = 4049
IC6 = 4538
IC8 = 27(C(16
IC9,IC12 = 4054
IC10,IC11 = 4056
IC13 = 741

Varios:

display LCD con indicación LO BAT, por ejemplo: Hamlin 3901 ó 3902; ó Hitachi LS007C-C ó H1331C-C
X1 = cristal 4.433 MHz (¡televisión!)
4 pilas, tipo reloj de óxido de mercurio de 1,5 V cada una
S1 = Conmutador 2 circuitos, 3 posiciones, deslizante o rotativo
S2 = Conmutador 2 circuitos, 4 posiciones, deslivante o rotativo
placa EPS 85093
Observe que IC13, R6, D2 y D1 no van sobre esta placa.

7





T5 "vigila" el nivel de tensión generado por las pilas. Se ajusta la posición de P2 de forma que T5 no conduzca cuando la tensión de las pilas es inferior a 4,5, ya que a esta tensión el funcionamiento de la EPROM es errática.

Mientras que T5 está bloqueado, la patilla 15 de IC9 pasa al nivel alto, lo que provoca la aparición de las palabras "LO BAT" (LOW BAT u otra indicación parecida) en el display. El condensador C4 conectado en paralelo a la batería hace la función de amortiguador de los impulsos generados por el montaje.

Realización

El circuito impreso (que es el que se ve en la figura 7) debe su forma especial a la del chasis en el cual debe colocarse. Si se quiere colocar un display lo más pequeño posible, es necesario soldar el panel LCD y sus circuitos de control directamente sobre el circuito impreso. Si las patillas del display fueran demasiado cortas, podrían alargarse con ayuda de las patillas extraídas de un zócalo de 50 patillas.

Según cual de los puentes (1, 2 ó 3) se realiza en "M" la medida dura 0,5, 1 ó 2 segundos. El cuerpo de una linterna portátil del tamaño adecuado, nos parece que constituye un chasis conveniente. Las fotografías muestran lo que pueden hacer unas manos habilidosas y unas pesetas del material adecuado: un chasis profesional como el de la figura 8.

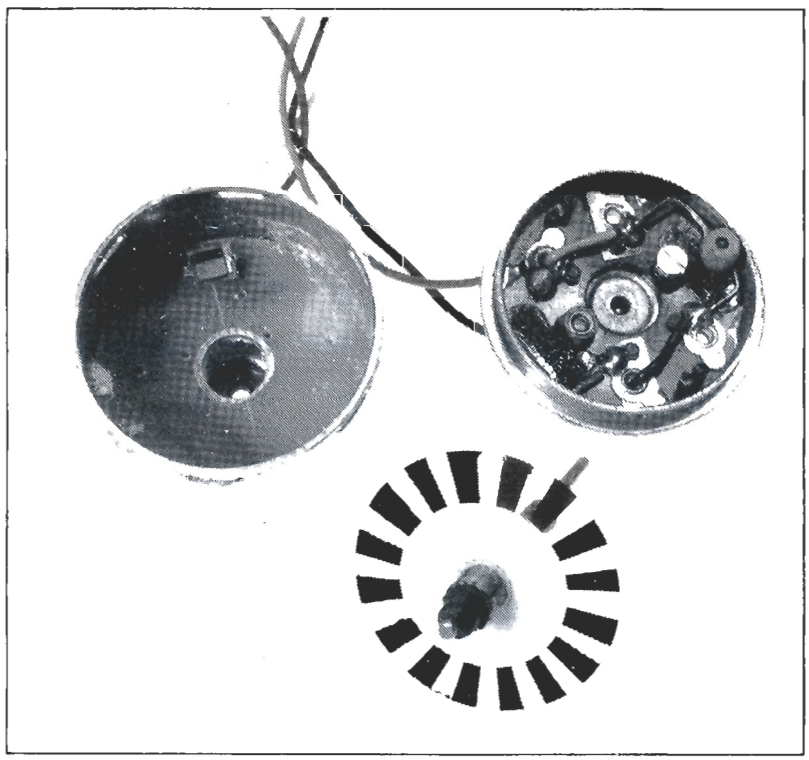


Figura 8. Aquí tenemos la sugerencia que les hacemos del anemómetro portátil completo con una caja semi-profesional cuya realización indicamos más adelante.

Ajuste

Implantar todos los componentes menos los circuitos integrados. Aplicar una tensión de 7,5V al montaje y ajustar P3 de forma que la tensión de alimentación de la EPROM medida en la patilla 24 del soporte, alcanza los 5,5V. El montaje no lleva el circuito adaptador de niveles (TTL→CMOS), es necesario trabajar con los límites superiores de forma que la EPROM pueda generar niveles lógicos altos, reconocidos como tales por los circuitos CMOS a los cuales están destinados.

Cortar la tensión de alimentación e implantar los circuitos integrados. Si se desea ajustar la tensión ulteriormente, será necesario servirse de un osciloscopio, sabiendo que la EPROM está alimentada mediante impulsos de tensión.

Bajar la tensión de alimentación a 4,5V y ajustar P2 hasta que la indicación LO BAT esté a punto de desaparecer. El mínimo aumento de tensión debe provocar el borrado.

Hemos llegado al captador. La mejor solución consiste en utilizar un osciloscopio. Enchufar el captador al montaje, actuar sobre el disco ostroboscópico para que se abra la barrera luminosa y ajustar el comparador actuando sobre P1 de forma que Ud. disponga a la salida del captador una señal rectangular (trapezoidal sería más exacto).

En ausencia de osciloscopio, es necesario disponer de una EPROM correctamente programada. Se hace girar el eje del captador a una velocidad de 10 vueltas/segundo y se actúa sobre P1 hasta que el panel genere una información coherente y estable. En caso de implantación de una EPROM dotada de sofware previo, el panel debería indicar cerca de 160.

El calibrado

Ha llegado el momento esencial de la realización de cualquier anemómetro: su calibrado. Ensayos exhaustivos con sopladores han demostrado que la velocidad de rotación de la noria de un ane-

mómetro es directamente proporcional a la velocidad del viento según la fórmula: v = k * n de donde v/n = k fórmula en la cuál n es el valor del panel, v la velocidad del viento y k un coeficiente constante. Para efectuar el calibrado basta una sola medida de referencia. Para reducir al máximo el error en el conjunto de la gama, es preferible efectuar esta medida de referencia en la parte superior del rango de utilización del instrumento.

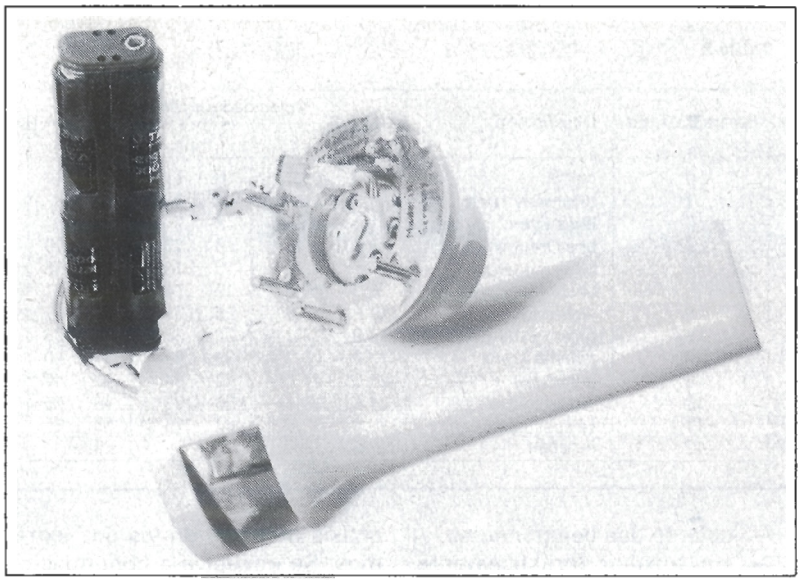
Para todas las medidas del calibrado es necesario disponer de una EPROM programada, donde se pueda ver directamente el estado del contador. El sofware apropiado (en forma hexadecimal) viene dado en el cuadro 1.

La mejor solución sería tener acceso a un soplador aeronáutico. Se efectúa una serie de medidas crecientes de la velocidad del viento, se establece a continuación la curva correspondiente, que debe parecerse mucho a una recta, salvo para velocidades pequeñas de rotación, velocidades a las cuales la influencia de rozamiento del eje es considerable. Es posible hacer corresponder a cada estado del contador una velocidad de viento y programar la EPROM en consecuencia.

Si no se ha efectuado más que una medida o la precisión de la medida no es convincente, se supone que la curva del calibrado es una recta y se calculará para cada medida el coeficiente k = v/n. Se calcula el valor medio K_M de todos los K se calcula el valor A del panel para cada estado del contador n por medio de la fórmula siguiente $A = K_M * n$. Si no tenéis la suerte de tener un soplador aeronáutico a vuestra disposición tendréis que daros un paseo, un día de mucho viento, a una estación metereológica (aeropuerto, por ejemplo) y efectuar allí unas medidas. Se podrá efectuar ensayos comparativos con un segundo anemómetro calibrado.

Para aquellos de nuestros lectores que no puedan utilizar ninguna de las soluciones propuestas, pueden utilizar un coche un día sin viento, extender el brazo lo más lejos posible del vehículo para efectuar el calibrado; este calibrado debe ser considerado aproximado, debido a los errores del contador de velocidad y de los remolinos creados por el desplazamiento del vehículo.

La conversión dé los valores del panel al código hexadecimal correspondiente se hará con la ayuda de un pequeño programa, para el cual pueden pedir ayuda a un amigo que entienda de microinformática, para programar la EPROM. Las informaciones necesarias para la programación vienen dadas en el cuadro.



Como realizar un chasis de poliester.

Lista de materiales necesarios:

— 200 g de resina de poliester endurecido,

— recipiente para la preparación de la resina,

— medio metro cuadrado de tejido de fibra de vidrio,

— un trozo de poliuretano o de espuma dura (Rohacell). No utilizar poliestireno expandido, ya que se disolvería,

— cera de protección para evitar que se pegue,

— mango de madera haciendo de eje para girar alrededor,

— papel de lija de grano fino (grano 100,300),

— baño de pintura para la carrocería,

— pincel pequeño para la aplicación de la resina,

— pletina de fibra de vidrio epoxy sin cobre (para quitar el cobre introducirla en un baño de percloruro de hierro),

Tabla 1. Contenido de la EPROM de calibración en formato hexadecimal.

Tabla 1

ØØØØ	ØØ	ØF	1Ø	ØF	2Ø	ØF	3Ø	ØF	4Ø	ØF	5Ø	ØF	6Ø	ØF	7Ø	ØF
ØØ1Ø	8Ø	ØF	9Ø	ØF	ØØ	Ø1	1Ø	Ø1	2Ø	Ø1	3Ø	Ø1	4Ø	Ø1	5Ø	Ø1
ØØ2Ø	6Ø	Ø1	7Ø	Ø1	8Ø	Ø1	9Ø	Ø1	ØØ	Ø2	1Ø	Ø2	2Ø	Ø2	3Ø	Ø2
ØØ3Ø	4Ø	Ø2	5Ø	Ø2	6Ø	Ø2	7Ø	Ø2	8Ø	Ø2	9Ø	Ø2	ØØ	Ø3	1Ø	Ø3
ØØ4Ø	2Ø	Ø3	3Ø	Ø3	4Ø	Ø3	5Ø	Ø3	6Ø	Ø3	7Ø	Ø3	8Ø	Ø3	9Ø	Ø3
ØØ5Ø	ØØ	Ø4	1Ø	Ø4	2Ø	Ø4	3Ø	Ø4	4Ø	Ø4	5Ø	Ø4	6Ø	Ø4	7Ø	Ø4
ØØ6Ø	8Ø	Ø4	9Ø	Ø4	ØØ	Ø5	1Ø	Ø5	2Ø	Ø5	3Ø	Ø5	4Ø	Ø5	5Ø	Ø5
ØØ7Ø	6Ø	Ø5	7Ø	Ø5	8Ø	Ø5	9Ø	Ø5	ØØ	Ø6	1Ø	Ø6	2Ø	Ø6	3Ø	Ø6
ØØ8Ø	4Ø	Ø6	5Ø	Ø6	6Ø	Ø6	7Ø	Ø6	8Ø	Ø6	9Ø	Ø6	ØØ	Ø7	1Ø	Ø7
ØØ9Ø	2Ø	Ø7	3Ø	Ø7	4Ø	Ø7	5Ø	Ø7	6Ø	Ø7	7Ø	Ø7	8Ø	Ø7	9Ø	Ø7
ØØAØ	ØØ	Ø8	1Ø	Ø8	2Ø	Ø8	3Ø	Ø8	4Ø	Ø8	5Ø	Ø8	6Ø	Ø8	7Ø	Ø8
ØØBØ	8Ø	Ø8	9Ø	Ø8	ØØ	Ø9	1Ø	Ø9	2Ø	Ø9	3Ø	Ø9	4Ø	Ø9	5Ø	Ø9
ØØCØ	6Ø	Ø9	7Ø	Ø9	8Ø	Ø9	9Ø	Ø9	Ø1	ØØ	11	ØØ	21	ØØ	31	ØØ
ØØDØ	41	ØØ	51	ØØ	61	ØØ	71	ØØ	81	ØØ	91	ØØ	Ø1	Ø1	11	Ø1
ØØEØ	21	Ø1	31	Ø1	41	Ø1	51	Ø1	61	Ø1	71	Ø1	81	Ø1	91	Ø1
ØØFØ	Ø1	Ø2	11	Ø2	21	Ø2	31	Ø2	41	Ø2	51	Ø2	61	Ø2	71	Ø2
Ø1ØØ	81	Ø2	91	Ø2	Ø1	Ø3	11	Ø3	21	Ø3	31	Ø3	41	Ø3	51	Ø3
Ø11Ø	61	Ø3	71	Ø3	81	Ø3	91	Ø3	Ø1	Ø4	11	Ø4	21	Ø4	31	Ø4
Ø12Ø	41	Ø4	51	Ø4	61	Ø4	71	Ø4	81	Ø4	91	Ø4	Ø1	Ø5	11	Ø5
Ø13Ø	21	Ø5	31	Ø5	41	Ø5	51	Ø5	61	Ø5	71	Ø5	81	Ø5	91	Ø5
Ø14Ø	Ø1	Ø6	11	Ø6	21	Ø6	31	Ø6	41	Ø6	51	Ø6	61	Ø6	71	Ø6
Ø15Ø	81	Ø6	91	Ø6	Ø1	Ø7	11	Ø7	21	Ø7	31	Ø7	41	Ø7	51	Ø7
Ø16Ø	61	Ø7	71	Ø7	81	Ø7	91	Ø7	Ø1	Ø8	11	Ø8	21	Ø8	31	Ø8
Ø17Ø	41	Ø8	51	Ø8	61	Ø8	71	Ø8	81	Ø8	91	Ø8	Ø1	Ø9	11	Ø9
Ø18Ø	21	Ø9	31	Ø9	41	Ø9	51	Ø9	61	Ø9	71	Ø9	81	Ø9	91	Ø9
Ø19Ø	ØØ	EØ	1Ø	EØ	2Ø	EØ	3Ø	EØ	4Ø	EØ	5Ø	EØ	6Ø	EØ	7Ø	EØ
Ø1AØ	8Ø	EØ	9Ø	EØ	ØØ	E1	1Ø	E1	EØ	E1	3Ø	E1	4Ø	E1	5Ø	E1
Ø1BØ	6Ø	E1	7Ø	E1	8Ø	E1	9Ø	E1	ØØ	E2	1Ø	E2	2Ø	E2	3Ø	E2
Ø1CØ	4Ø	E2	5Ø	E2	6Ø	E2	7Ø	E2	8Ø	E2	9Ø	E2	ØØ	E3	1Ø	E3
Ø1DØ	2Ø	E3	3Ø	E3	4Ø	E3	5Ø	E3	6Ø	E3	7Ø	E3	8Ø	E3	9Ø	E3
Ø1EØ	ØØ	E4	1Ø	E4	2Ø	E4	3Ø	E4	4Ø	E4	5Ø	E4	6Ø	E4	7Ø	E4
Ø1FØ	8Ø	E4	9Ø	E4	ØØ	E5	1Ø	E5	2Ø	E5	3Ø	E5	4Ø	E5	5Ø	E5

Tabla 2

Escala Beaufort	Descripción	Velocidad del viento		
		m/s	mph	nudos
0	calma	0...0.2	0...1	0...1
1	brisa muy ligera	0.3...1.5	1...3	1...3
2	brisa ligera	1.6...3.3	4...7	4...6
3	brisa pequeña	3.4...5.4	8...12	7...10
4	brisa moderada	5.5...7.9	13...18	11...16
5	brisa importante	8.0...10.7	19...24	17...21
6	viento fuerte	10.8...13.8	25...31	22...27
7	galerna suave	13.9...17.1	32...38	28...33
8	galerna fuerte	17.2...20.7	39...46	34...40
9	gran galerna	20.8...24.4	47...54	41...47
10	tempestad	24.5...28.4	55...63	48...55
11	tempestad violenta	28.5...32.6	64...75	56...65
12	huracán	32.6 +	75 +	65 +

Tabla 2. La escala de Beaufor y las velocidades de viento correspondientes.

— cola de dos componentes,
— un auxiliar (prácticamente indispensable),
— acetona para limpiar las herramientas y las manos.

Comenzaremos por determinar la forma que hemos de dar al interior del chasis. No olviden el espacio para las pilas y los conmutadores; piensen por otro lado que se quiere realizar un chasis cilíndrico.

Se hunde el mango de madera en sentido longitudinal en un trozo de poliuretano. Después se quita. Se echa una pequeña cantidad de resina según las indicaciones del fabricante, volver a meter el mango de madera en su sitio. Al cabo de unas dos horas la resina estará solidificada. Tenemos así un bloque de poliuretano alrededor del cual se puede trabajar. Se gira el modelo para darle la forma de la cavidad interior del chasis. Pulir el modelo. Vigilen que las dimensiones del modelo no sobrepasen las del chasis de 5 cm en los dos extremos. Se envuelve a continuación el núcleo con cera.

Recortar el tejido de fibra de vidrio en bandas de 3 cm de largo.

Implantar el núcleo de forma que se pueda hacer girar con la mano (no se va ha hacer girar mecánicamente, con electricidad). Una taladradora colocada horizontalmente puede hacer esa función. Mezclar unos 100 g de resina y untarla en el núcleo.

"Fajar" el núcleo colocando sucesivamente varias bandas de tejido de fibra de vidrio. Es casi imprenscindible que alguien le eche una mano: esa persona unta de resina un trozo de tejido y Ud. lo pone en el núcleo. Cuidado, pues al pasar unos 10 minutos, la mezcla de resina toma una consistencia gelatinosa que la hace inutilizable. Es necesario "fajar" el núcleo en 10 minutos alternando fibra de vidrio/resina de 1,5 a 2 mm de espesor. Vuelva a hacer una cierta cantidad de mezcla resina/endurecedor y siga poniendo bandas de tejido de fibra de vidrio hasta obtener el espesor deseado. A continuación tómese un descanso de unas dos horas para dejar tiempo a la resina para que se endurezca.

Después del decanso coja el cuerpo de resina y púlalo con papel de lija de grano grueso hasta que tenga una forma simétrica y que la superficie sea suficientemente lisa. Se recortan entonces los dos extremos que sobresalen. Falta cortar el chasis en dos trozos: el mango y la tapadera. La pletina, pilas y conmutadores se colocarán en el mango, el captador será fijado en la tapadera. Extraer a continuación el cuerpo de poliuretano. Será necesario, recortar una ventana en el mango para colocar ahí el panel protegido por un trozo de plexiglas. No se olvide de taladrar los orificios para el (los) conmutador (es).

la conexión eléctrica entre las dos piezas será efectuada con la ayuda de cinco machos y sus hembras correspondientes, colocadas simétricamente en el espesor de la tapadera y del mango. Los dos extremos del chasis se cierran con ayuda de dos trozos de pletina epoxy pegados con pegamento de dos componentes. Hay que indicar que el único medio de trabajar la combinación fibra de vidrio/resina epoxy es el papel de lija de grano grueso.

Cuando haya terminado el chasis, sólo faltará endurecerlo antes de pintarlo con laca de automóvil.

Una ojeada a nuestro prototipo le muestra el tipo de resultado que puede esperar. ■

Tabla 3(a)

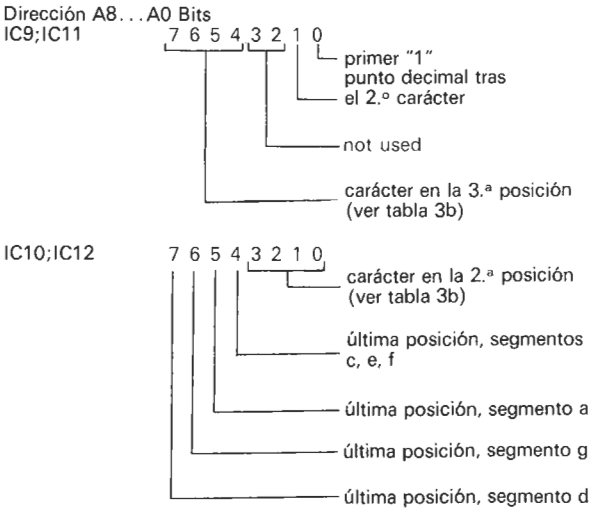


Tabla 3(b)

binario	alfanumérico
0000	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1001	9
1010	L
1011	H
1100	P
1101	A
1110	–
1111	

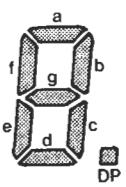


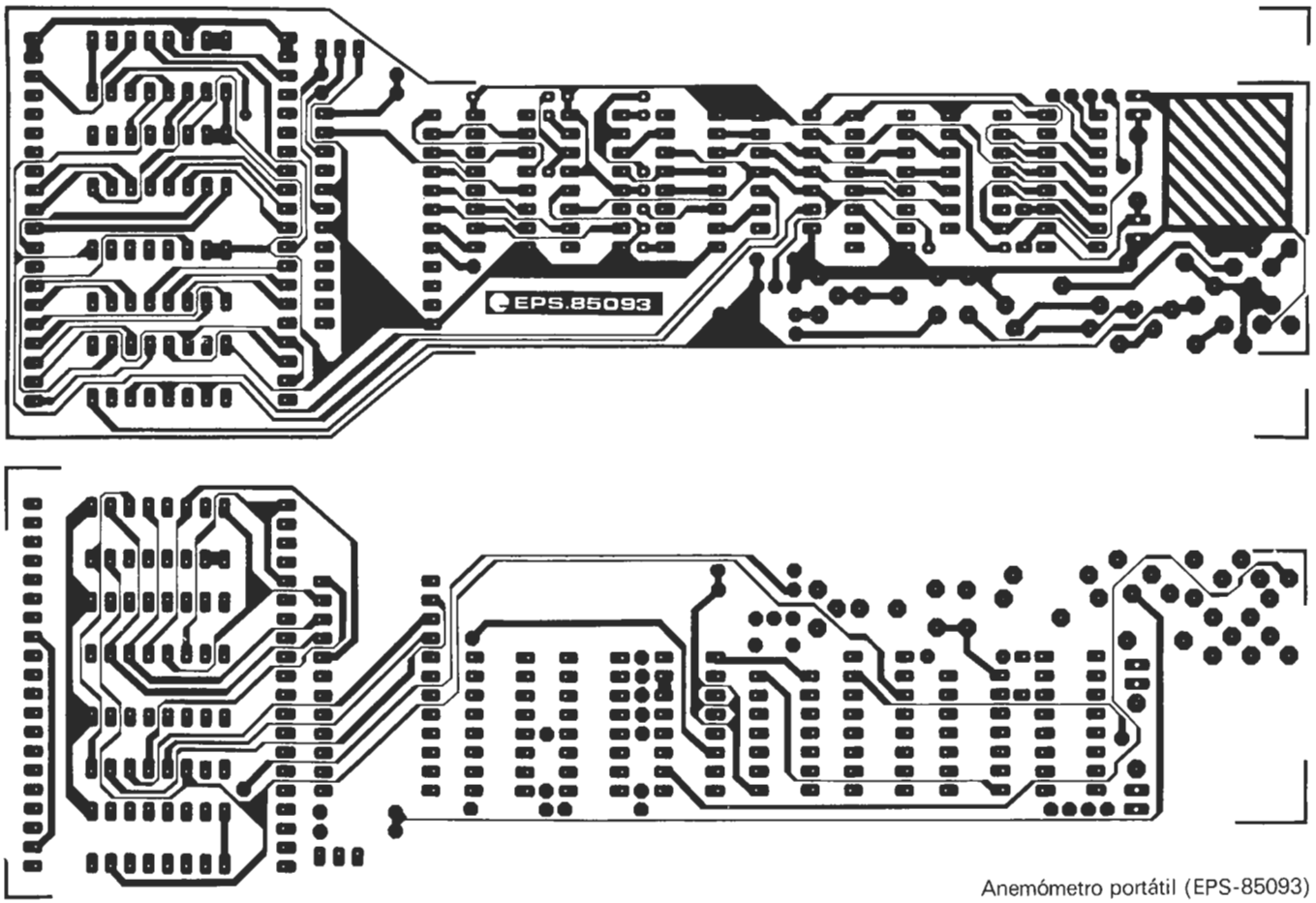
Tabla 3. El conmutador S2 permite definir cuatro rangos en una EPROM 2516: 000-1FF, 200-3FF, 400-5FF y 600-7FF, rangos que pueden servir cada uno para almacenar un código diferente, lo que nos da cuatro escalas.

NORMAS PARA LA REPRODUCCION DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS DE ELEKTOR

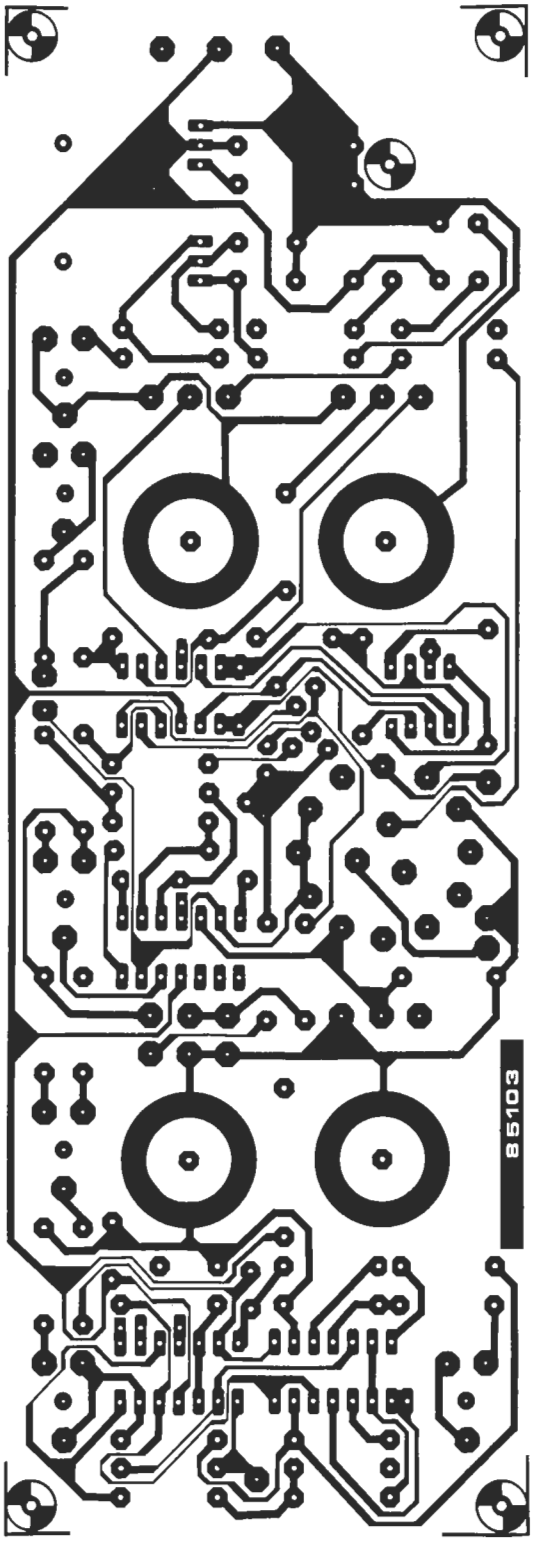
Para que el lector pueda confeccionar sus propias placas de circuito impreso a partir de los diseños incluidos en las páginas centrales, hay que poner en práctica las operaciones que se detallan a continuación.

- *Antes de poner manos a la obra, necesita disponer de ciertos materiales: una lámpara ultravioleta, sosa cáustica, cloruro férrico y una placa de circuito impreso de material fotosensible positivo (que puede adquirir como tal o bien prepararla en casa, depositando sobre una placa de circuito impreso convencional una película de laca fotosensible que puede adquirir en aerosol). El equipo debe completarse con un aerosol especial transparentizador, como el Pausklar 21, cuya misión es lograr que el papel sobre el que se aplica se convierta en translúcido (especialmente a la luz ultravioleta) y aumentar la adherencia de éste a la placa de circuito impreso.*
- *Una vez que disponga del material necesario (para adquirirlo puede dirigirse a su proveedor habitual de componentes electrónicos) puede ya empezar las operaciones. En primer lugar, rocíe con el aerosol de producto transparente toda la superficie del lado fotosensible de la placa y coloque el diseño de las pistas impresas (previamente recortado de la revista) sobre la cara lacada de la placa; por supuesto, el lado del papel en el que está reproducido el trazado de pistas es el que debe enfrentarse con la cara fotosensibilizada de la placa. Presione hasta que desaparezcan todas las burbujas de aire que se hayan formado.*
- *El conjunto puede ahora ser expuesto a la luz ultravioleta. Para tiempos de exposición prolongados o cuando el papel no está perfectamente liso (sobre todo si no ha utilizado el aerosol transparentizador), es muy conveniente «emparedar» el papel contra la placa de circuito impreso por medio de una placa de vidrio que mantendrá el papel fijo y plano. En todo caso, hay que tener en cuenta que las placas de vidrio (no así las de cristal y de plexiglás) absorben parte de la luz ultravioleta, por lo cual el tiempo de exposición debe ser incrementado ligeramente.*
- *El tiempo de exposición depende de la lámpara que utilice, de la distancia entre ésta y la placa y del material fotosensible utilizado. Si emplea una lámpara ultravioleta de 300 vatios a una distancia de unos 40 cm del circuito, con una placa de plexiglás, puede bastar un tiempo de exposición comprendido entre 4 y 8 minutos.*
- *Acabada la exposición retire el trazado de pistas recortado de la revista (puede serle útil de nuevo) y ponga la placa bajo el grifo de agua (¡... y ábralo, claro está!). Una vez limpia, introdúzcala en una disolución de sosa cáustica (9 gramos por litro de agua). Una vez revelada la placa, puede ya atacarla con cloruro férrico (500 gramos de cloruro férrico por litro de agua). Limpie de nuevo la placa con agua (aproveche para hacer lo mismo con sus manos), elimine la película fotosensible de las pistas de cobre con la ayuda de un estropajo de aluminio y, por último, taladre los agujeros.*

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

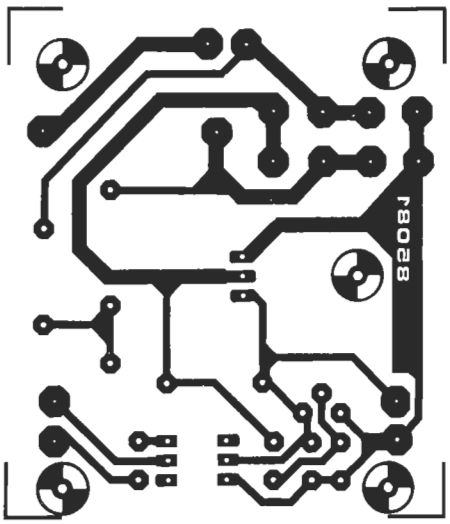


Anemómetro portátil (EPS-85093)

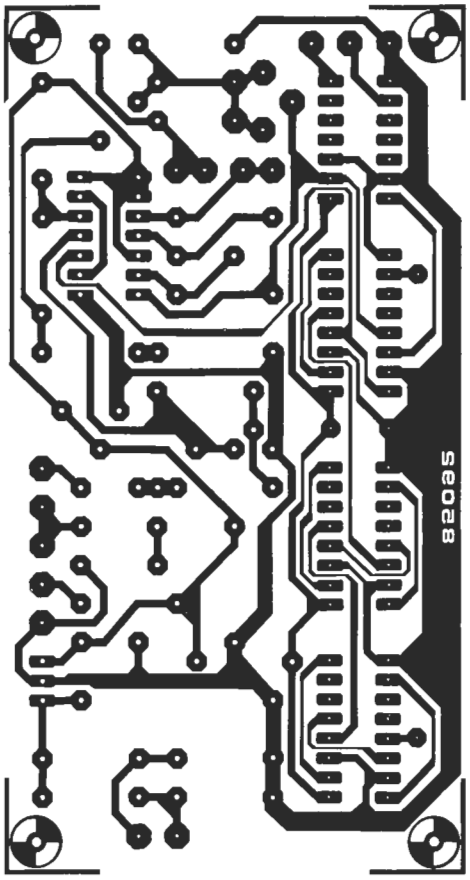


Vobulador de audio (EPS-85103)

* Cara cobre (cara componentes, Elektor n.º 71)



Relé de estado sólido (EPS-85081)



Generador de frecuencias patrón (EPS-85092)

Si se piensa utilizar este generador de barrido con otro generador de funciones distinto del que publicamos en el número 59 debe saberse que el oscilador controlado por tensión (VCO) está pensado para trabajar con un margen de tensión comprendido entre 0.1 V y 10 V. Esto corresponde a una relación de frecuencias de 1:100. En caso de no disponer de estas tensiones deberemos intercalar un adaptador adecuado.



Diagrama de bloques

El generador proporciona todas las señales necesarias para poder visualizar por ejemplo la respuesta en frecuencia de un filtro de un osciloscopio. Lo esencial de un generador de barrido es un oscilador en diente de sierra. Como el osciloscopio trabaja en modo X-Y durante el barrido, debe ser posible desconectar su base interna de tiempos horizontal y sustituida por una externa. Este oscilador en diente de sierra exterior también controla el VCO del generador de funciones. Cuando la señal en diente de sierra pasa por un mínimo, la frecuencia del VCO será baja y el punto luminoso del osciloscopio se desplazará verticalmente en la parte izquierda de la

VOBULADOR DE AUDIO

Este generador de barrido está especialmente pensado para usarse con el generador de funciones descrito en abril 85, n.º 59, pero puede emplearse igualmente con cualquier otro tipo de generador. Varía el margen de frecuencias de salida en unos valores predefinidos, de forma que los dos equipos pueden usarse conjuntamente para analizar la respuesta en frecuencia de un filtro o amplificador de audio.

1

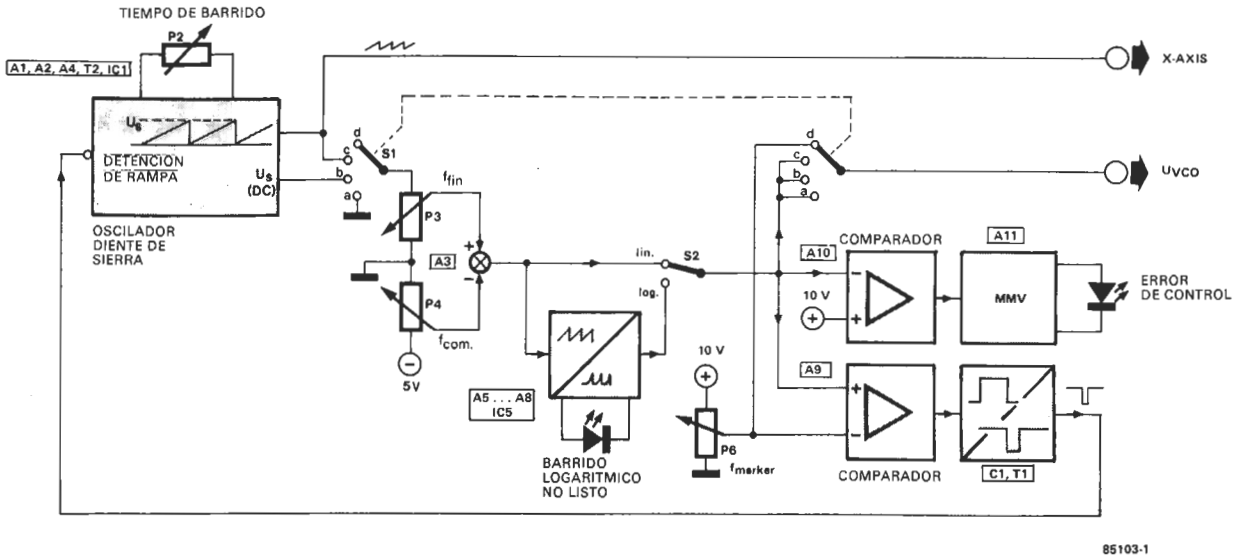


Figura 1. Diagrama de bloques del generador de barrido.

pantalla. A medida que la tensión de la rampa va subiendo, aumentará proporcionalmente la frecuencia, a la vez que el rayo luminoso se irá desplazando hacia la derecha. De esta forma aparece en el osciloscopio el eje horizontal correspondiente a la frecuencia.

La deflexión vertical viene definida por la base de tiempos vertical (eje Y). Si por ejemplo conectamos la salida del generador de funciones a la entrada de un filtro y este a su vez a la entrada "Y"

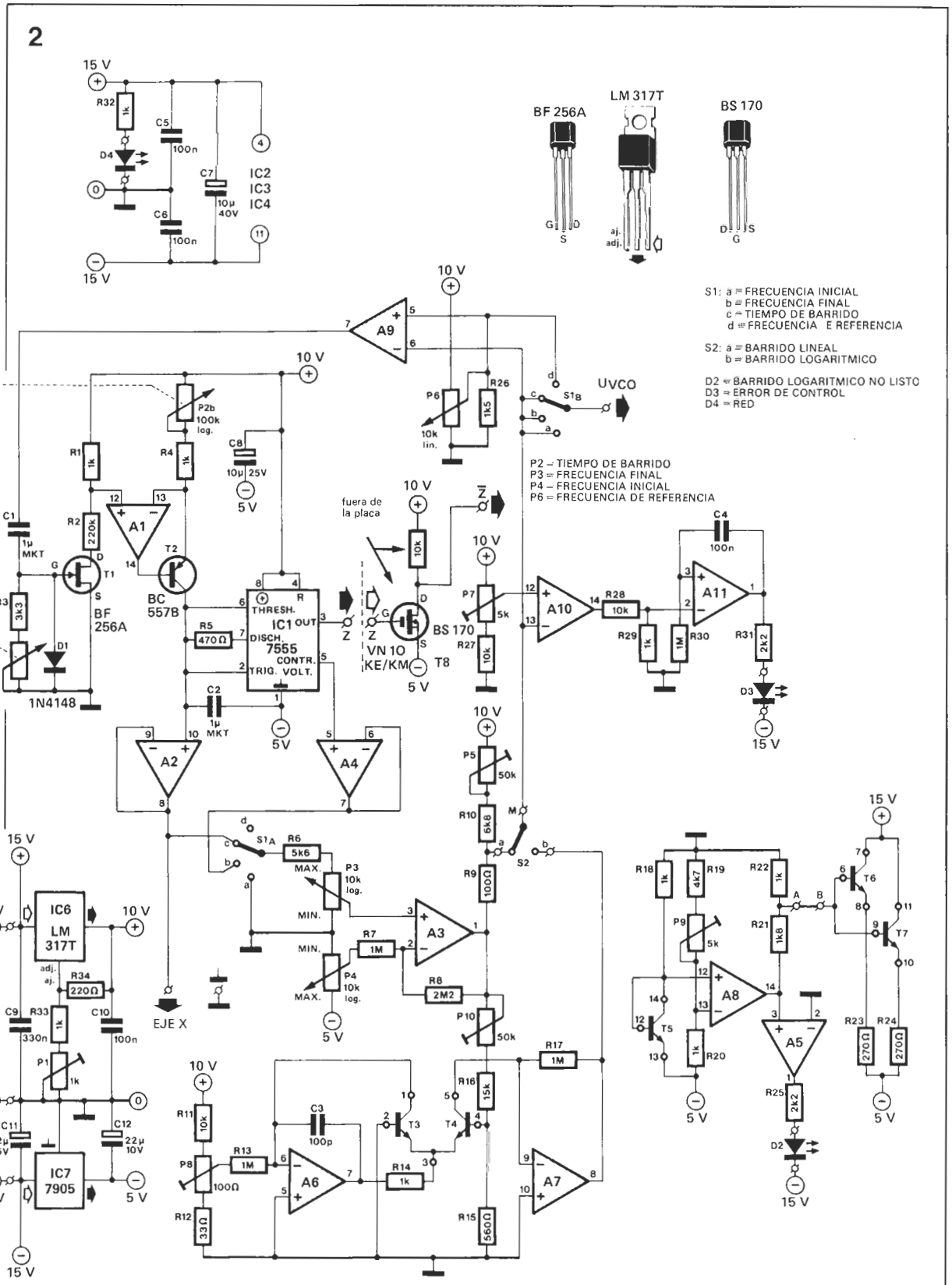


Figura 2. Esquema del generador de barrido. Si es necesario invertir la salida Z, habrá que añadir T8 y los elementos asociados.

del osciloscopio, se visualizará en el osciloscopio la respuesta tensión-frecuencia del filtro.

El período del generador en diente de sierra de la figura 1 puede variar entre 100 ms y 10 s, de forma que incluso para bajas frecuencias tengamos una rampa de subida lo suficientemente larga. Antes de aplicar la señal en diente de sierra al VCO se ajusta su frecuencia de comienzo ("start") y fin ("stop") mediante P4 y P3 respectivamente. Modificando el nivel de cero de la rampa mediante P4, afecta a la frecuencia mínima que va a generar el VCO, ya que modifica la tensión mínima de la rampa. El ajuste de P3 cambia el valor de pico de la rampa, que a su vez determina la frecuencia máxima del VCO. Estos límites pueden ajustarse fácilmente con un frecuencímetro. El circuito dispone además de un LED que se ilumina cuando este ajuste es incorrecto.

Cuando S1 está en la posición "a" se cortocircuita P3, por lo cual se desconecta la señal de diente de sierra; se puede ajustar entonces la frecuencia mínima de funcionamiento, variando la tensión continua U_{VCO} mediante P4. Esta frecuencia puede leerse con un frecuencímetro conectado a la salida SYNC OUTPUT del generador de funciones. La frecuencia superior se ajusta de forma similar, mediante P3 y conmutando S1 a la posición "b". El LED de error, que mencionamos anteriormente (CONTROL ERROR LED) se iluminará si la tensión de control del VCO sobrepasa los 10 V (que corresponde al máximo permitido por el VCO).

El circuito dispone además de la posibilidad de graduar la escala horizontal de frecuencias logarítmicamente en lugar de linealmente. Esto resulta especialmente interesante cuando se pretende hayar el diagrama de Bode (respuesta en frecuencia, en dB). Las diferencias se ven claramente en las fotografías 1, 2 y 3. Con S2 en la posición "a" se obtiene una base de tiempos horizontal lineal, mientras que en la posición "b" se tratará de una base de tiempos logarítmica. Es importante señalar que el ajuste, de los límites de frecuencias antes mencionado es función de la modalidad de trabajo por lo que será necesario decidir antes el tipo de representación (lineal o logarítmica) y luego ajustar las frecuencias.

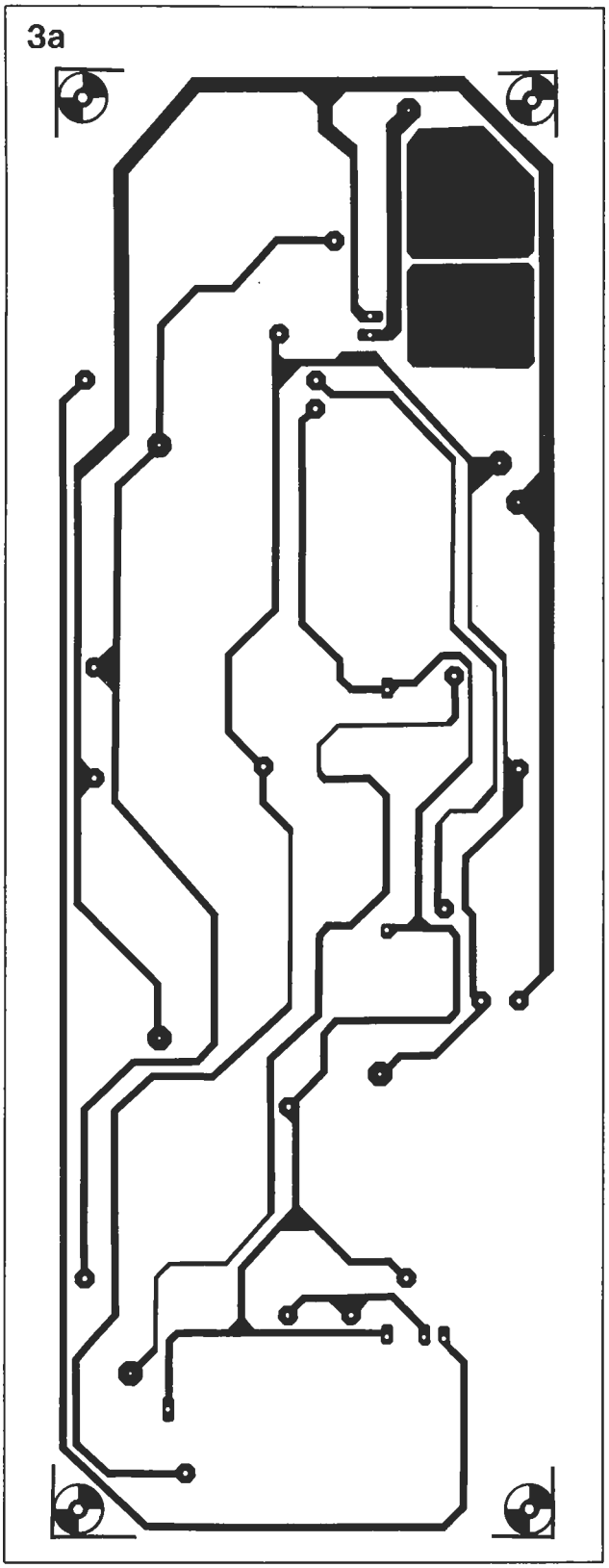
El potenciómetro P6 ajusta la así llamada frecuencia de referencia (MARKER FRECUENCY). Esta frecuencia es necesaria ya que, aunque en el caso de base de tiempos lineal puede leerse la frecuencia fácilmente sobre el eje horizontal del osciloscopio (es una sencilla regla de tres), no ocurre lo mismo cuando la graduación sea logarítmica. En este último caso es necesario crearse uno mismo la división de la escala horizontal por medio de P6. Esto se hace ajustando P6 de forma que la tensión continua en su cursor sea igual a la tensión del VCO. Se crea entonces un pequeño impulso que mantiene temporalmente la subida de la rampa, lo cual produce una línea vertical mucho más intensa sobre la pantalla del osciloscopio, como se ve en las fotografías 1 a 3. Esta línea indica la frecuencia a la que la tensión continua presente en el cursor de P6 se iguala a la tensión de control del VCO. Conmutado S1 a la posición "d" puede leerse esta frecuencia sobre un frecuencímetro. La frecuencia de referencia se crea también en la visualización lineal, aunque en este caso no resulta tan interesante.

Nótese que no se produce barrido horizontal cuando S1 está en las posiciones "a", "b" y "d".

Descripción del circuito

El oscilador en diente de sierra está compuesto por A1, A2, A4, T2 e IC1 (ver figura 2). A1 y T2 forman conjuntamente un generador de intensidad controlado por tensión, que carga al condensador C2 con una intensidad que puede variar (según la tensión aplicada) desde 0.45 hasta 45 μA, dependiendo de la posición del cursor de P2b. El temporizador IC1 se ha conectado de forma que cuando la tensión en C2 comience a descargarse, y cuando la tensión cae a cero las patillas 2 y 6 alcanza los 5 voltios, empiece un nuevo ciclo de carga y descarga. La señal en diente de sierra así generada se aplica a los potenciómetros P3 y P4 (ajustes de los límites máximos y mínimos de frecuencia, como ya hemos mencionado) a través del seguidor de tensión A2. Las tensiones en los cursores de estos potenciómetros se añaden por medio de A3; esta etapa asegura también que en condiciones normales de funcionamiento se controle el VCO correctamente. La tensión mínima de control del VCO se ajusta por medio de P5 a unos 100mV para base de tiempos lineal. La señal de control del VCO se extrae directamente del común de S1b. Cuando este conmutador está en la posición "d" se envía directamente al VCO la tensión contínua presente en P6 (frecuencia de referencia). El amplificador diferencial A9 compara

3a



Lista de componentes

Resistencias:

R1,R4,R14,R18,R20, R22,R29,R32, R33 = 1 k
R2 = 220 k
R3 = 3k3
R5 = 470 Ω
R6 = 5k6
R7,R13,R17,R30 = 1 M
R8 = 2M2
R9 = 100 Ω
R10 = 6k8
R11,R27,R28 = 10 k
R12 = 33 Ω
R15 = 560 Ω
R16 = 15 k
R19 = 4k7
R21 = 1k8
R23,R24 = 270 Ω
R25,R31 = 2k2
R26 = 1k5
R34 = 220 Ω
P1 = 1 k ajustable
P2 = 100 k potenciómetro logarítmico doble
P3,P4 = 10 k potenciómetro logarítmico
P5,P10 = 50 k ajustable
P6 = 10 k potenciómetro multivuelta
P7,P9 = 5 k ajustable
P8 = 100 Ω

Condensadores:

C1,C2 = 1 µ MKT (paso 10 mm)
C3 = 100 p
C4,C5,C6,C10 = 100 n
C7 = 10 µ; 40 V
C8 = 10 µ; 25 V
C9 = 330 n
C11 = 22 µ; 25 V
C12 = 22 µ; 10 V

Semiconductores:

D1 = 1N4148
D2,D3 = LED; 5 mm; rojo
D4 = LED; 5 mm; amarillo
T1 = BF256A
T2 = BC557B
T3. . .T7 = contenidos en IC5
T8 = BS170 o VN10KE o VN10KM (opcional – ver texto)
IC1 = 7555
IC2,IC3,IC4 = TL 084
IC5 = 3046
IC6 = LM317T
IC7 = 7905

Varios:

S1 = conmutador rotativo 4 posciones 3 circuitos
S2 = interruptor dos posiciones
2 × conector DIN5 hembra para panel
conector BNC de panel (salida Z opcional)
panel frontal 85103F
placa 85103

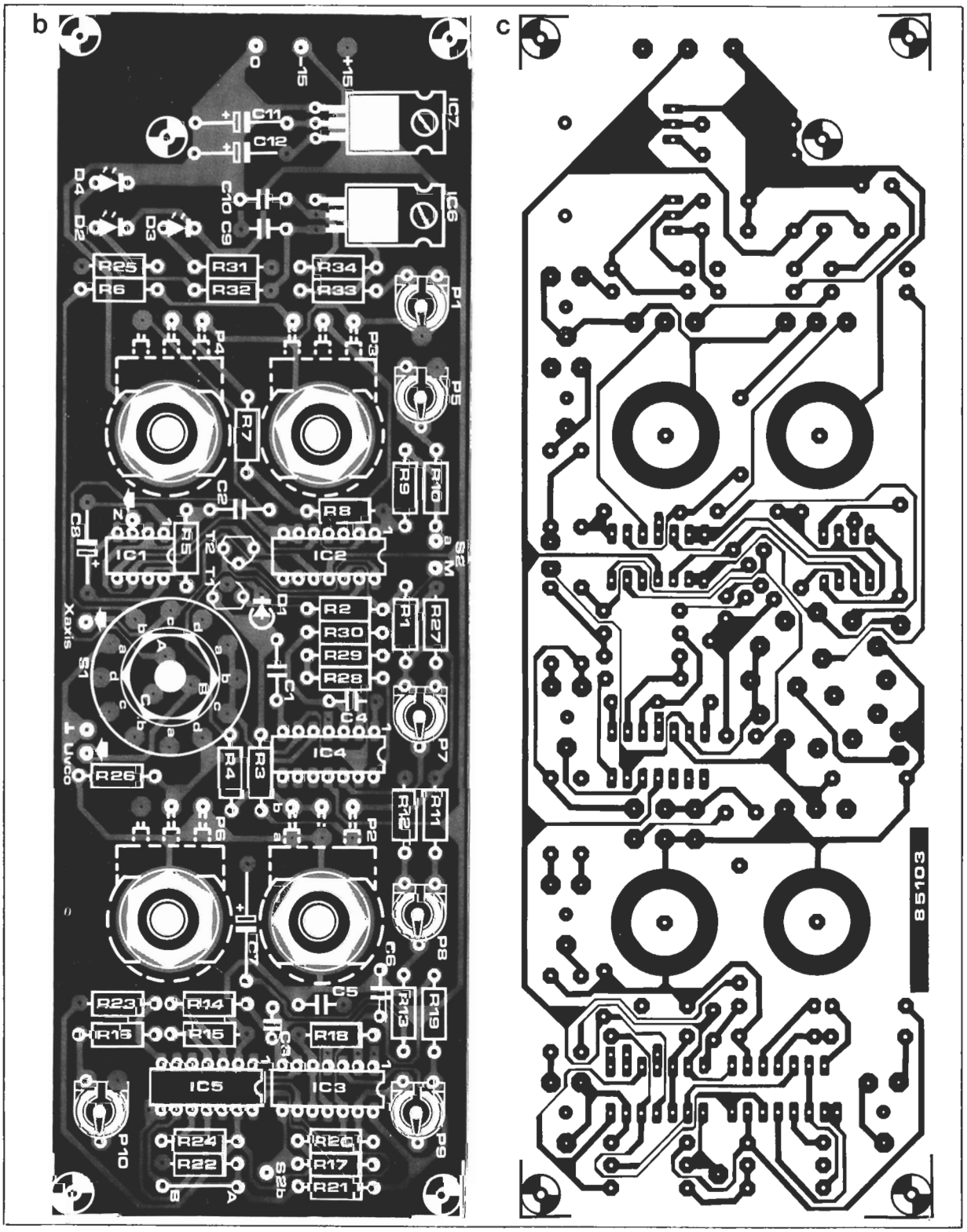


Figura 3. Placa de circuito impreso de doble cara para el generador de barrido.

esta tensión con la de la rampa del diente de sierra y, cuando son iguales coloca la salida a –15 V. El flanco de bajada de este impulso es conformado en C1-R3-P2a y se aplica a continuación a la puerta del transistor de efecto de campo T1 para conmutarlo. Gracias a esto conseguimos que se mantenga la tensión de la rampa durante el tiempo que dura el impulso. Para asegurar que la duración del impulso corresponde con el período de carga de C2, puede ajustarse mediante P2a en proporción directa con el período de carga.

El LED de error ("CONTROL ERROR LED) se ilumina cuando el comparador A10 está descompensado, es decir, cuando la tensión de control del VCO es demasiado elevada (> 10 V). El nivel de 10 V se ajusta mediante P7. Cuando se supera este valor, conmuta el comparador y hace que se ilumine el LED por medio de A11 (un alargador de impulso). A bajas frecuencias de barrido puede ocurrir que este LED destelle ocasionalmente.

Como el osciloscopio opera en modo X-Y podrá verse débilmente al rayo de retroceso en la pantalla. Si el osciloscopio dispone de una entrada Z (modulación del haz) puede resolverse este pequeño problema conectando la salida Z del generador de barrido a esta entrada. Puede ser necesario invertir esta salida o adaptarla adecuadamente.

El conversor lineal a logarítmico está formado por A6-A7-T3-T4. Aunque este circuito está en un principio compensado en temperatura, no es suficiente para el uso que nosotros queremos darle. Por ello se ha añadido un circuito compensador de temperatura compuesto por A8-T5-T6-T7. Los transistores T3...T7 están incluidos en un integrado especial, el 3046.

El transistor T5 actúa como sensor de temperatura con una sensibilidad de –2mV/ C. La diferencia de tensión entre el potencial base-emisor (aprox. 0.6 V) y la caída en R20 se amplifica por medio de A8. Esta tensión amplificada controla el generador de intensidad formado por T6/T7. Cuando Ube es mayor que la tensión en bornas de R20, fluye una corriente elevada a través de T6 y T7, que calienta al integrado. Cuando la temperatura del integrado alcanza el valor ajustado por P9 se reduce la corriente que atraviesa T6 y T7. Se alcanza así un punto de equilibrio, en el cual

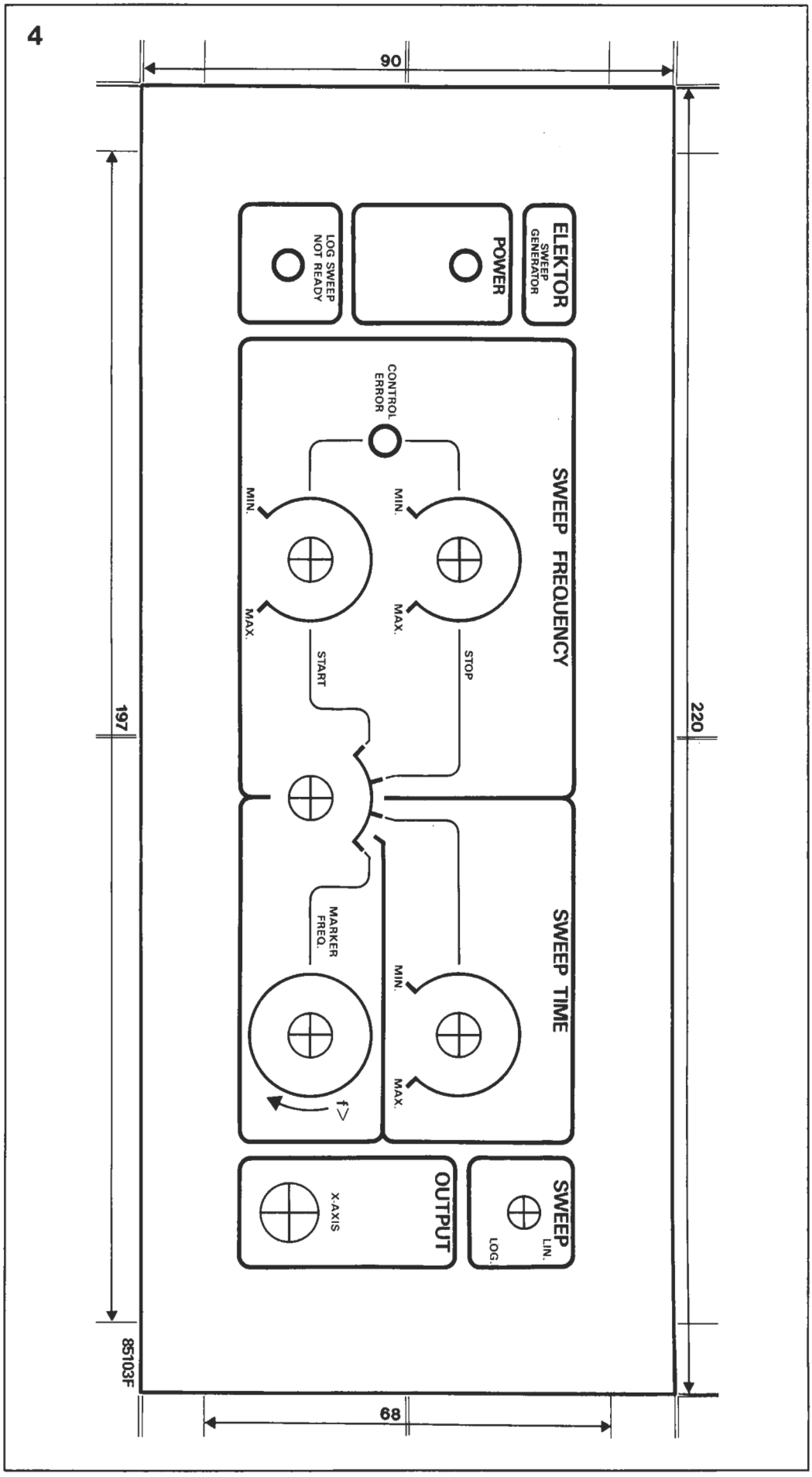
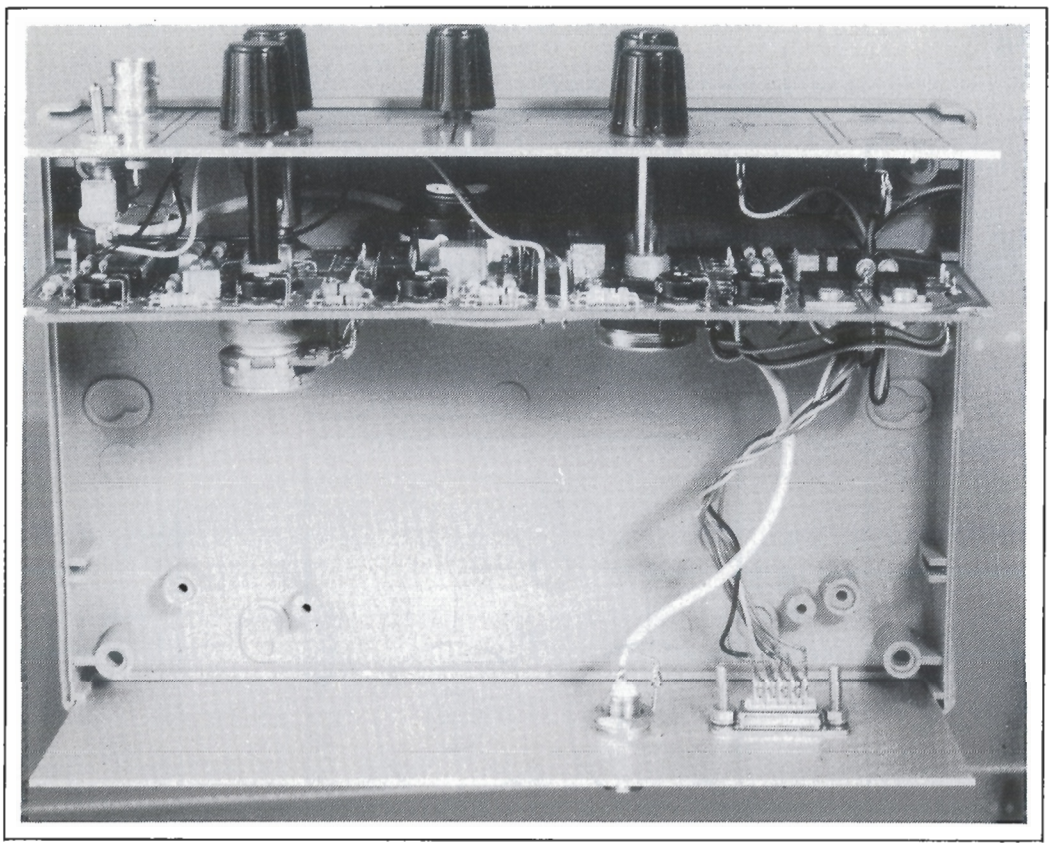


Figura 4. Disposición del panel frontal y su serigrafiado. Puede utilizarse como referencia para los taladros.



la disipación de T6 y T7 es tal que mantiene la temperatura del integrado.

Cuando IC5 ha alcanzado la temperatura correcta de funcionamiento se apaga el LED barrido log. no listo ("LOG SWEEP NOT READY"). La tensión en la salida de A8 está entonces comprendida entre 5 V y 0 V.

Construcción

Antes de empezar a montar la placa de circuito impreso de la figura 3 deben hacerse las siguientes preparaciones en el generador de funciones:

Hay que llevar al generador de barrido la alimentación positiva (+15 V), la negativa (–15 V), la masa y la señal de entrada del VCO. La tensión de +15 V se extrae del cátodo de D7, los –15 V del ánodo de D8, la masa de la patilla central de IC4 y la señal de VCO de la patilla "c" del conector de entrada de VCO. Debe eliminarse la conexión entre las pa-

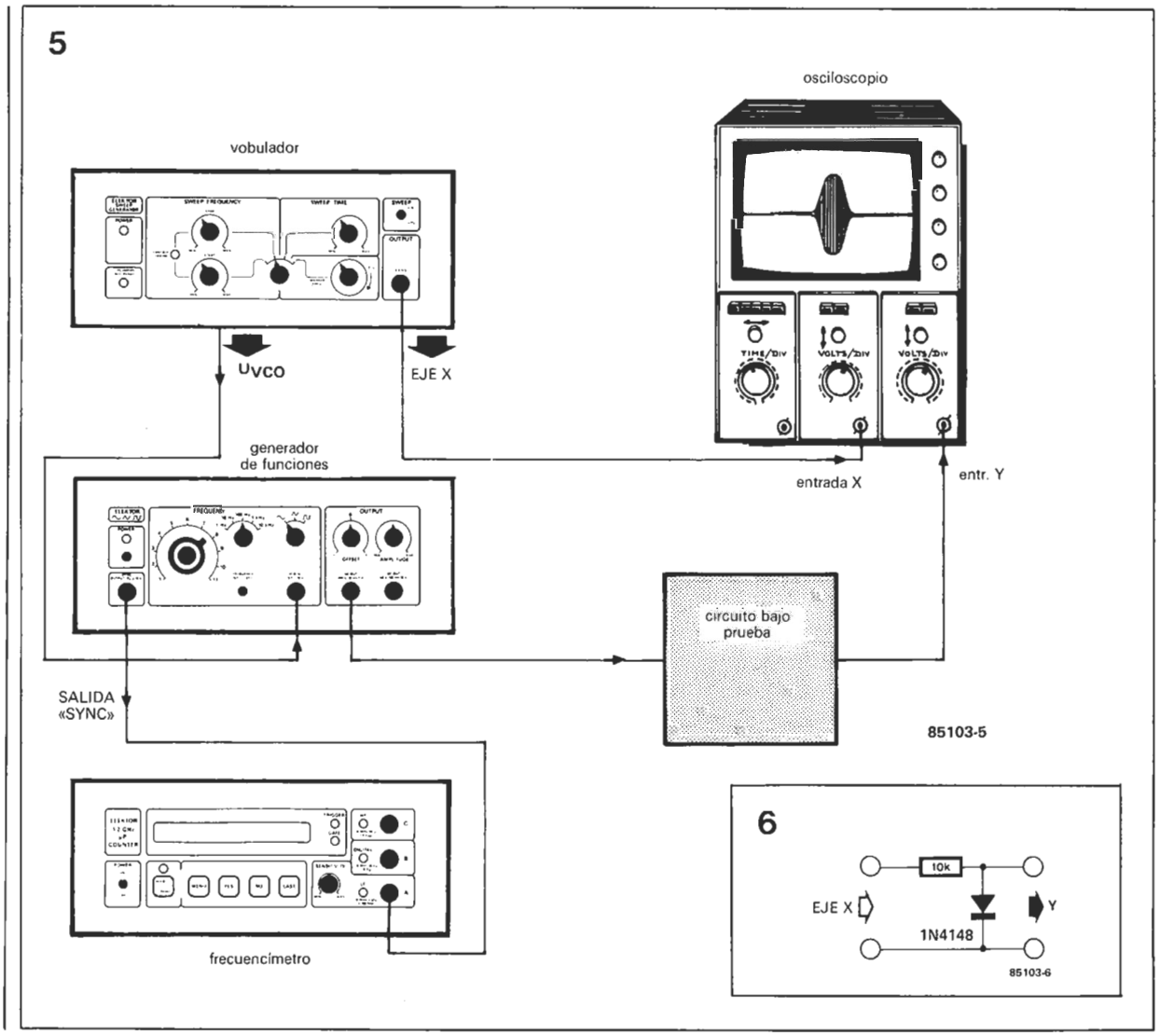


Figura 5. Conexionado típico para medir la respuesta en frecuencia.

Figura 6. Circuito necesario para realizar el ajuste.

tillas "a" y "c" del conector. El conector puede seguir utilizándose para una señal de control exterior, ya que si se le conecta un macho se desconecta automáticamente el generador de barrido. Las cuatro líneas pueden cablearse a un conector de 5 entradas tipo DIN, que puede ubicarse en la parte posterior del generador de funciones. Es necesario, además realizar unos pequeños orificios en la caja, en las cercanías del regulador de tensión de 15 V para asegurar la suficiente refrigeración con el incremento de disipación.

El generador de barrido puede ubicarse, al igual que el generador de funciones en una caja "Visebox RV20 de tamaño 200 × 125 × 85 mm. Monte un conector DIN de 5 entradas de forma similar que en el generador de funciones, en la parte posterior del generador de barrido. Si su osciloscopio dispone de una entrada Z, monte además en la parte trasera un conector BNC. Finalmente suelte las dos tuercas que agarran la tapa superior y del fondo de la caja (se encuentran cerca de donde van a ir P9 y P10).

Las esquinas de la placa de circuito impreso deberán redondearse ligeramente con una pequeña lima para permitir que la placa se ajuste bien a las guías provistas a este efecto en la caja.

El panel frontal debe mecanizarse como se indica en la figura 4. Los orificios realizados deberán limarse ligeramente para que el panel frontal autoadhesivo se pegue bien sobre el fondo. A continuación pegue los tres LEDs en el panel frontal, y monte el conmutador "SWEEP" y el conector "OUTPUT".

Quien quiera tener un conmutador ON/OFF y una segunda salida deberán realizar los agujeros necesarios en el panel frontal, por supuesto antes de pegar definitivamente el panel autoadhesivo, ya que sino se estropearía.

Unicamente cuando se tenga terminado todo este trabajo se deberá empezar a montar la placa de circuito impreso. No conecte aún el condensador C1 y el puente A-B.

Ajuste

Una vez realizadas todas las conexiones entre el generador de barrido y el de funciones deberá ajustarse el circuito compensador de temperatura. Conecte un voltímetro digital entre las patillas 12 y 13 de A8 y ajuste P9 hasta leer 60 mV. Nótese que la tensión en la patilla 12 es más positiva que la de la patilla 13. Desconecte la alimentación y suelde el puente A-B. Vuelva a enchufarlo. Al cabo de un instante deberá apagarse el LED "LOG SWEEP NOT READY".

Gire P2 en sentido contrario a las agujas del reloj. Conecte ahora la salida X-AXIS' del generador a la entrada "Y" del osciloscopio como se indica en la figura 6. Disponga el osciloscopio con una sensibilidad de 50 mV/div y en DC. Ponga el margen de frecuencias del generador de funciones en 1KHz. Conecte el frecuencímetro a la salida "SYNC" del generador de funciones. Ponga el conmutador S1 del generador de barrido en "a" y S2 en "SWEEP LIN". Gire primero P4 ("START") y luego P5 al final de su recorrido en sentido antihorario. Gire ahora P5 en sentido horario hasta leer en el frecuencímetro 1KHz.

Pase S2 a la posición "SWEEP LOG". Apage el generador de barrido y gire P8 completamente a la izquierda. Vuelva a encender el generador y gire P8 en sentido horario hasta que el frecuencímetro mida de nuevo 1 KHz.

Pase S1 a la posición "b" y gire P4 completamente hacia la izquierda (sentido antihorario) y P3 completamente a la derecha (sentido de las agujas del reloj). Ajuste ahora P10 para obtener una tensión de control del VCO de 11 V.

Finalmente gire P3 completamente en sentido antihorario y pase S2 a la posición "SWEEP LIN" y S1 a la posición "b". Mueva P3 hasta obtener una lectura de 102 KHz y ajuste P7 para que el LED "CONTROL ERROR" deje precisamente de iluminarse. Si se incrementa la frecuencia ligeramente deberá iluminarse este LED.

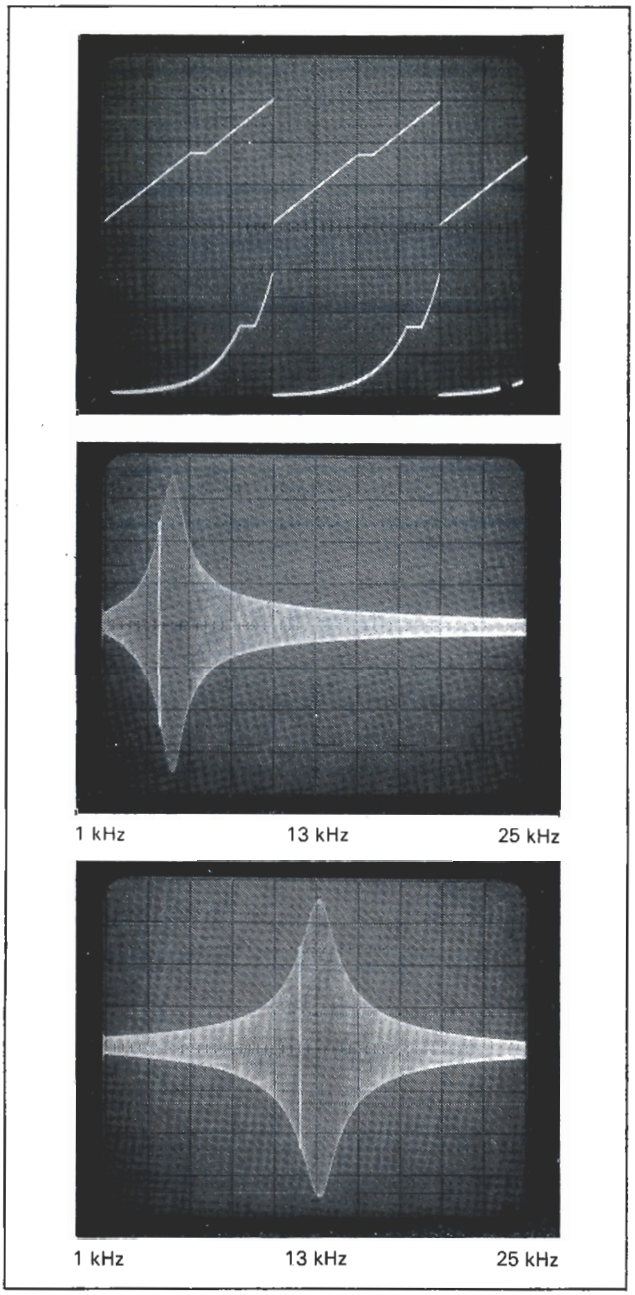
Con esto finaliza el ajuste. Puede soldarse ahora el condensador C1 a la placa de circuito impreso.

Finalmente

Un conexionado típico para medir la respuesta en frecuencia de un circuito se ve en la figura 5.

Si se quiere utilizar principalmente la opción logarítmica deberá emplear potenciómetros lineales para P3 y P4. Esto hace el ajuste de frecuencias mucho más sencillo. Con el generador de barrido conectado al generador de funciones no es conveniente poner este último en la posición de 10 KHz, ya que el generador de barrido tendería a hacer oscilar al VCO a 1 MHz, lo cual no es posible, ya que la máxima frecuencia del VCO es de 100 MHz.

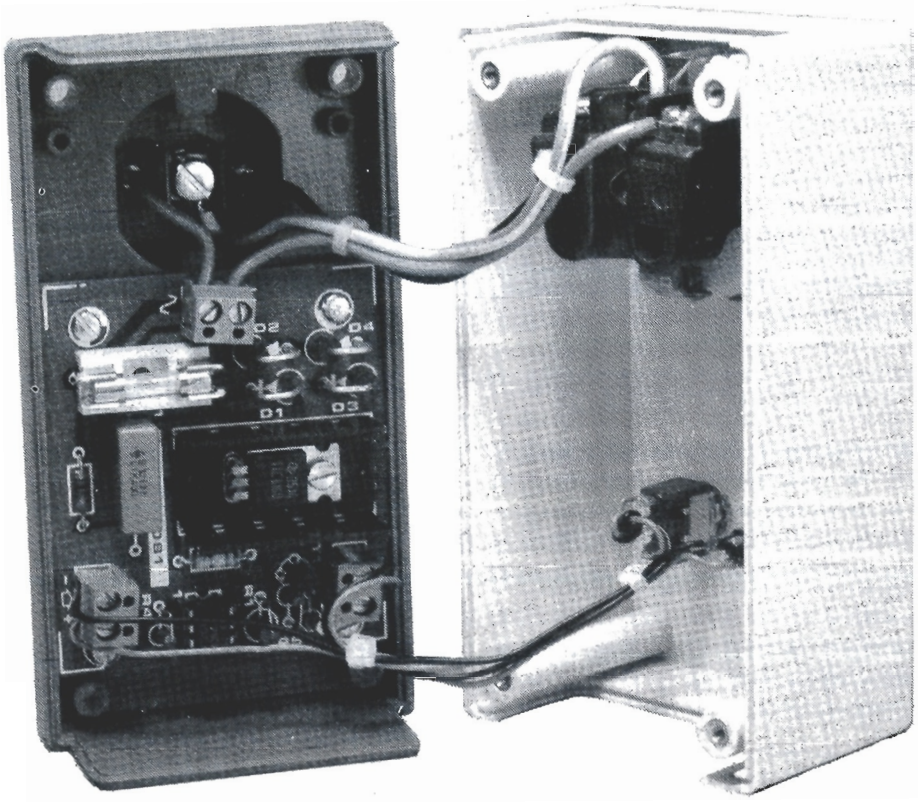
Las fotografías dan una idea de lo que puede llegar a hacer el generador de barrido. Una respuesta en frecuencia bien definida, como las que salen por un ploter por ejemplo solo podrían obtenerse en la pantalla si la tensión aplicada al eje Y de la pantalla se rectifica y eventualmente es convertida a su correspondiente logaritmo. Esto supondría incremento de precio que no teníamos previsto para este generador de barrido, cuyas prestaciones son realmente altas comparado con su precio.



Fotografía 1. Señales de control del diente de sierra lineal (arriba) y logarítmica (abajo) con el así llamado "MARKER FRECUENCY". Escala 3 V/div.

Fotografía 2. Barrido lineal (2.4 KHz/div).

Foto 3. Barrido logarítmico.



emisión de parásitos de alta frecuencia, cuya clase e importancia son función del tipo de la carga (resistiva o inductiva).

Por el contrario, los relés de estado sólido no tienen ningún movimiento mecánico, puesto que la conmutación se efectúa por un rectificador controlado por silicio (SCR o tiristor, en su denominación original) o dos de estos circuitos agrupados en uno solo que recibe el nombre de triac. Este tipo de relé es de gran importancia en los circuitos digitales, por la sencillez del mando de excitación.

Los relés de estado sólido tienen una duración mucho mayor que los del tipo electromagnético, sobre todo para altas frecuencias de conmutación. Presentan también menos ruido eléctrico y pueden emplearse en ambientes explosivos ya que no hay contactos a través de los cuales puedan formarse arcos. Y, por supuesto, es-

RELE DE ESTADO SOLIDO

Hasta ahora, las cargas accionadas por la tensión de la red se conmutaban por medio de relés electromagnéticos. Dichos relés se han utilizado durante muchos años y suelen ser fiables y a veces ingeniosos. No obstante, son lentos y se irán sustituyendo por los relés electrónicos más rápidos e incluso más fiables. Desde el punto de vista económico, dicha sustitución sólo se justificaría si su realización no fuese complicada ni cara. Y estas son dos de las características de nuestro relé de estado sólido, que sirve para la conmutación de cargas óhmicas de hasta 600 W.

...o la conmutación sin parásitos

Cuando se quiere poner en funcionamiento un aparato alimentado por la tensión de la red con la ayuda de un montaje electrónico, reloj programable u otro ordenador personal, resulta prácticamente imposible prescindir del empleo de un relé. No vamos ahora a entrar en detalles sobre el funcionamiento de un relé. Todos sabemos que sus dos partes esenciales son la bobina de excitación y la pieza móvil (lengüeta). Al aplicar la tensión al relé se imana el núcleo metálico situado en el centro de la bobina y, en consecuencia, la pieza móvil es atraída por el núcleo y se produce así, de forma directa o indirecta, el contacto deseado. Los relés constituyen componentes muy robustos que aseguran una perfecta separación galvánica (o aislamiento eléctrico).

Y entrando ya en el problema que nos interesa, diremos que, con el transcurso del tiempo, se constata un inevitable desgaste de los contactos y al accionarse estos últimos se producen chispas de ruptura. En caso de que se trabaje con corrientes muy importantes, puede producirse incluso una fusión de los contactos. Sea como fuere, una fiabilidad del 100% será una utopía. Otro inconveniente es que la apertura y cierre de los contactos produce la

tán completamente exentos de ruido mecánico.

El concepto básico de un relé de estado sólido se muestra en la Figura 1a, con la ilustración del diagrama de bloques correspondiente. El interruptor puede adoptar la forma de un tiristor en un circuito en puente como el representado en la figura 1b. Esta disposición permite que se conmuten las mitades positiva y negativa de la onda de la tensión de la red que se aplica al tiristor.

Cuando el instante de la conmutación no coincide con un cruce por cero de la tensión de la red, el cambio repentino en la corriente produce un ruido de impulso de

alta frecuencia que, por ejemplo, puede dar lugar a que señales indeseables aparezcan en la pantalla de un receptor de televisión o que se hagan audibles como chasquidos en el altavoz de un receptor de radio.

La magnitud del ruido depende de la frecuencia de la conmutación, del instante relativo al cruce por cero cuando tiene lugar la conmutación y del tipo de carga que se conmuta, y suele ser más grande con cargas inductivas o capacitivas que con cargas óhmicas.

Conmutación en el cruce por cero de la onda de la red

Si se utiliza un tiristor como interruptor es posible cerrar el contacto, es decir hacer conductor el tiristor, aplicándole un impulso de cebado en su puerta (tercer electrodo). Para que siga en el estado de conducción, basta con que la corriente que circula sea superior a la corriente de mantenimiento o de retención (por supuesto, con la tensión ánodo-cátodo U_{AK} positiva). Si la corriente cae por debajo del valor de mantenimiento, el tiristor se bloquea y ya no circulará la corriente.

Si un tiristor se alimenta con tensión alterna, el final de la conducción del tiristor se producirá, de forma automática, en el momento del cruce por cero de la tensión; se trata de un bloqueo "natural" y por ello no es necesaria ninguna intervención exterior. Si se quiere mantener el tiristor en conducción (y dejar, pues, el interruptor cerrado), es preciso que apliquemos un nuevo impulso de disparo de puerta en cada semiperíodo. En el caso de una carga óhmica, la aplicación del impulso en el momento del paso por cero de la tensión de la red (y de la corriente), es el instante más favorable puesto que, en este caso, no hay un pico de corriente. En el caso de una carga inductiva (o capacitiva) existe siempre un desfasaje entre la tensión y la corriente, no constituyendo entonces el instante de paso por cero de la tensión de la red el momento idóneo para la puesta en conducción del tiristor.

Para obtener la desconexión del tiristor basta con no suministrarle los impulsos de cebado. En el momento en que la corriente pasa por cero, el tiristor se bloquea por sí mismo (lo que no es el caso de una alimentación en tensión continua, en donde será preciso dotar al montaje de un dispositivo de interrupción).

Y llegamos al montaje propiamente dicho, que es el de un relé de semiconductores que entra en funcionamiento al pasar por cero la tensión de la red y que, en realidad, sólo es adecuado en el caso de una carga óhmica. El control se realiza con la ayuda de un optoacoplador, de modo que haya una perfecta separación (aislamiento) galvánica entre el aparato de control (ordenador, reloj programable u otro dispositivo) y la red. Así se pone a salvo de cualquier clase de ruidos y otros fenómenos desagradables que puedan producirse en el momento de la puesta bajo tensión.

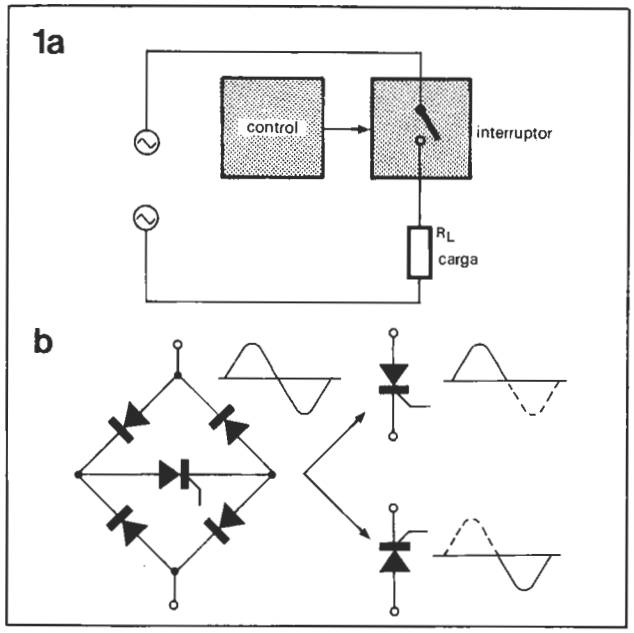


Figura 1. El concepto básico de un relé de estado sólido es la sencillez misma. El subconjunto denominado "interruptor" está constituído por cuatro diodos y un tiristor (1b), lo que permite la utilización de los dos semiperíodos de la tensión de la red.

El circuito

Con un circuito tan sencillo como este, resulta inútil perder tiempo con el estudio de un diagrama de bloques. Describiremos, pues, directamente el esquema del circuito del relé de estado sólido que se ilustra en la figura 2. Este circuito se dispara en el cruce por cero de la tensión de la red y es, por consiguiente, sólo adecuado para su empleo con cargas óhmicas.

El relé se excita por medio de un optoaislador, de modo que la unidad de control (ordenador, conmutador de tiempos, etc.) quede eléctricamente aislada de la red.

El bucle de corriente principal está cerrado a través de la carga (La), el rectificador en puente (D1...D4) y el tiristor (Th1), efectuándose el retorno por el fusible F1. La corriente directa máxima que circula a través de los diodos es de 3A, mientras que el tiristor del tipo TIC 106D puede soportar una corriente más importante (I_{max} = 5A), de modo que esté lejos de trabajar en sus límites operativos.

Veamos un poco cómo funciona todo ello. Supongamos que el tiristor esté bloqueado, en cuyo caso se tendrá en sus bornes la tensión de la red rectificada en doble alternancia u onda completa. La etapa basada en el transistor T1 genera un breve impulso positivo en cada paso por cero si S1 está abierto (modo operativo "en marcha") y si el fototransistor existente en IC1 no es conductor. Cuando la tensión instantánea en la puerta es suficientemente elevada para cebar el tiristor, la tensión en los bornes de este último cae inmediatamente a cero, arrastrando en su caída a la

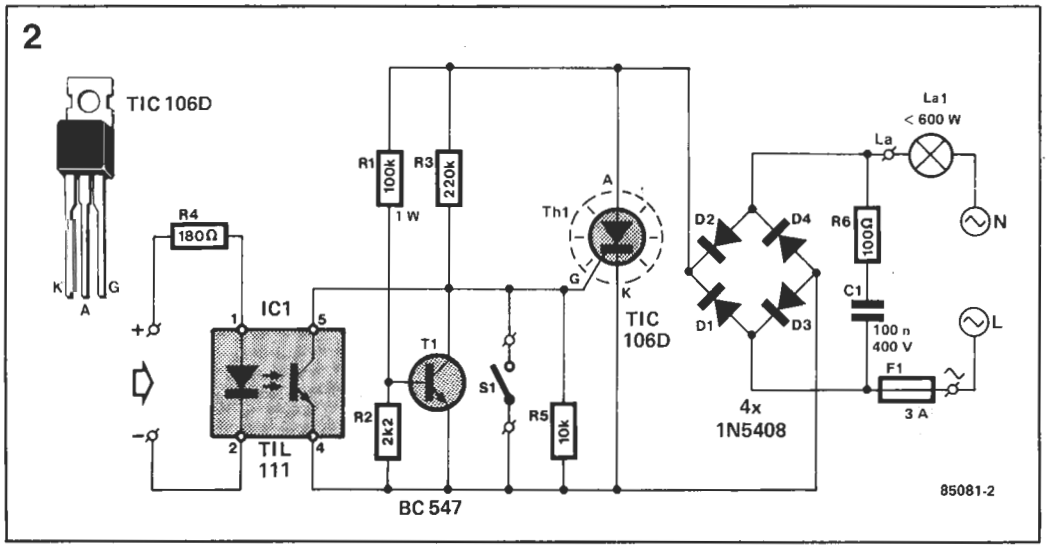


Figura 2. El circuito del relé de estado sólido que, en esencia, sustituye al conmutador de la red habitual. ¡Tenga presente que todos los componentes están conectados a la red!

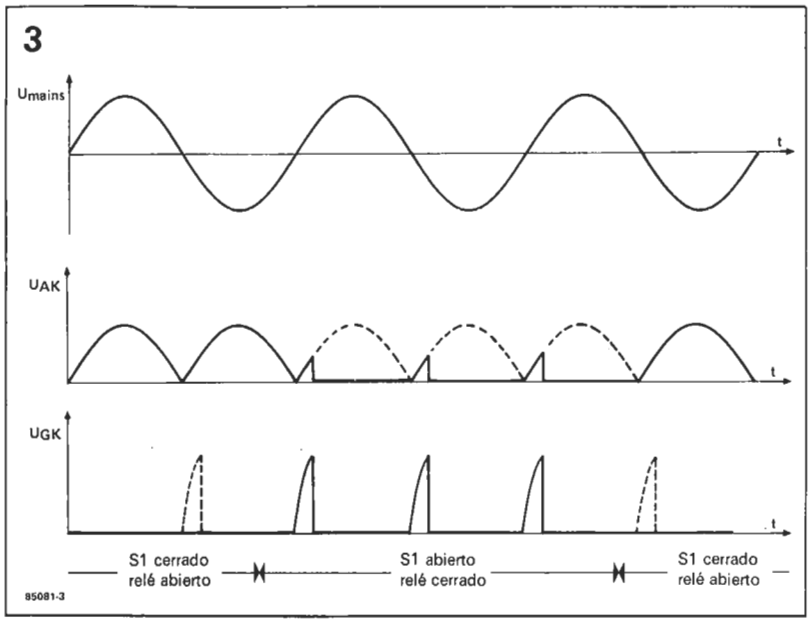


Figura 3. Curvas de las tensiones y de las señales que ilustran la evolución del proceso de cebado del tiristor en el momento del cruce por cero de la tensión de la red. No existe más que dos modos: carga fuera de tensión y carga bajo la tensión que se denominan respectivamente S1 cerrado y S1 abierto.

tensión de puerta. Esta situación se repite en cada nuevo paso por cero (en tanto que sea válido el modo "en marcha" por supuesto). Las curvas de la figura 3 ilustran las tensiones en función de los estados de "marcha" y "parada".

En la ausencia del interruptor S1 y de la señal aplicada al optoacoplador, nos encontramos ante un contacto establecido. En condiciones de reposo, el relé está, pues, en estado de funcionamiento o "armado". El bloqueo del tiristor se obtiene, pues, bien sea por cierre de S1, bien sea por aplicación de una tensión de +5V a la resistencia R4 puesta en serie con el diodo LED de IC1. El opto-acoplador admite el control directo mediante la aplicación también directa de niveles TTL (lógica transistor-transistor), pero también por otras señales. Existe, sin embargo, un cierto número de limitaciones que no han de perderse de vista. Una es que la corriente que circula por el diodo no debe ser superior a 100 mA y otra es que no es recomendable una tensión inversa superior a 3 V. En conclusión, no hay que equivocarse en la polaridad, ya que las consecuencias serían nefastas.

Montaje

El relé se monta con más comodidad en la placa de circuito impreso ilustrado en la figura 4. Sus dimensiones están concebidas para que pueda instalarse en una caja de plástico especial (120 × 65 × 55 mm), provista de conectores adecuados. El conjunto así obtenido es muy compacto y se caracteriza por la ausencia de cables móviles. El montaje no debería hacerle perder mucho tiempo. Para las conexiones de la carga (La), del conmutador (S1) y de la entrada de control de IC1 (– +), es preferible utilizar regletas de bornes dobles para circuito impreso, en lugar de las regletas habituales. De esta forma, se podrá montar y desmontar el conjunto sin tener que, cada vez, soldar y desoldar. Será conveniente dotar el tiristor con un disipador de calor.

Para garantizar un nivel de seguridad normal, es importante prestar atención a la realización del cableado de los conectores de la red incorporados en la caja, puesto que la tensión de la red y las corrientes asociadas pueden llegar a ser importantes. No hay que olvidar la realización de la conexión entre tierra y la toma de la red. El conmutador S1 y la entrada de control pueden instalarse en la parte superior de la caja. S1 permite poner la carga fuera de funcionamiento en caso de no emplear la entrada de control. En caso de control exterior (a través de la entrada antes citada), el conmutador S1 debe estar siempre abierto.

Conclusión

Las aplicaciones de este relé de estado sólido no necesitan apenas comentarios. En comparación con un relé "normal", nuestro relé sólo permite una puesta en, y fuera de, funcionamiento (modo de interruptor) y no "conoce" la función de inversión. La falta de esta última no significa menoscabo alguno para este montaje, puesto que las ventajas de un conmutador sin pieza móvil, sincronizado por la red, bastan para justificar su montaje.

Hemos de repetir que este relé no puede utilizarse para el control de transformadores, tubos de neón y otras cargas inductivas o capacitivas, porque el dispositivo de disparo no está previsto para cargas de esta naturaleza.

Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 100 k; 1 W
R2 = 2k2
R3 = 220 k; 1/2 W
R4 = 180 Ω
R5 = 10 k
R6 = 100 Ω

Condensadores:

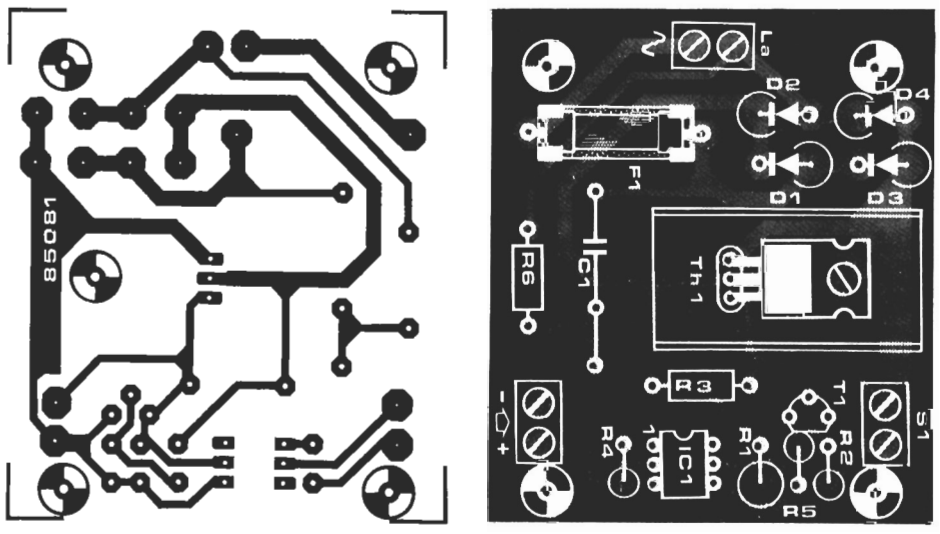
C1 = 100 n; 400 V

Semiconductores:

D1 . . . D4 = 1N5408
IC1 = TIL111
T1 = BC547B
Th1 = TIC106D

Varios:

F1 = 3 A; fusible lento de 3 A y portafusibles para circuito impreso.
Disipador de calor SK13 o KL105 para tiristor Th1.
S1 = Interruptor con un contacto de trabajo, tipo SPST.
3 regletas de bornes dobles para circuito impreso.



En el interior de la mayor parte de los circuitos digitales se emplea un reloj; este actúa como corazón del sistema, marcando el "pulso" del mismo. La tendencia actual a incrementar la frecuencia de trabajo de los relojes, obliga a prestar una atención mayor al diseño de los osciladores. En este artículo presentamos algunas precisiones al respecto; así como los esquemas de los circuitos típicos que permitan cubrir la mayor parte de las aplicaciones en este campo.

OSCILADORES DIGITALES

Generalmente un oscilador se compone de un amplificador en el cual una parte de la tensión alterna de salida se reinyecta, en fase, a la entrada. Para fijar la frecuencia de oscilación, todo oscilador incorpora un conjunto (o elemento) resonante que determina el rango de frecuencias. Este conjunto, que recibe el nombre de circuito de sintonía, puede ser realizado con una red tipo RC (resistencia-condensador), LC (inductancia-condensador), o un cristal de cuarzo. Los osciladores con redes RC o LC pueden trabajar en una amplia gama de frecuencias y son baratos, pero cuando se necesita precisión y estabilidad las preferencias de cualquier diseñador se orientan al empleo de osciladores con cristal.

Resonancia serie y paralelo

En la figura 1 está representado el circuito equivalente de un cristal de cuarzo. Habitualmente el valor de R2 (resistencia de conexión) es tan pequeño (del orden de un ohmio) que se puede despreciar. La capacidad paralela (de las patillas de conexión, principalmente), C_o, es del orden de unos 10 pF, mientras que Ci es mucho menor. R1 presenta una resistencia típica del orden de decenas o, todo lo más, centenas de ohmios, excepto en el caso de algunos cristales tallados de forma peculiar, y empleados en aplicaciones miniaturas, donde la estabilidad en frecuencia no es tan importante. Para estos últimos la resistencia serie va desde centenas a millares de ohmios. Valores típicos para un cristal de 100 MHz son: R1 = 280Ω, C_o = 3.5 pF, Ci = 0.03 pF, L = 85 μH.

Si consideramos que la impedancia de un cristal de cuarzo es función de la frecuencia, podemos trazar una curva semejante a la de la figura 2. A las frecuencias muy bajas, los valores de R1, R2 y L son despreciables; el cristal se comporta como una pequeña capacidad C_o. Si continuamos aumentando la frecuencia llegamos al punto donde se alcanza la frecuencia de resonancia serie de los elementos L, R1, Ci. A continuación se alcanza el punto de resonancia paralelo, función de L, R1 + R2, y la capacidad C_o en serie con Ci. Si continuamos aumentando la frecuencia, Ci, L, R1 y R2 vuelven a ser despreciables, y el cristal se comporta como un, pequeño, condensador. Aumentando de nuevo, alcanzamos el triple de la frecuencia fundamental, aquí volvemos a encontrar de nuevo los fenómenos de resonancia serie y luego paralelo: es el tercer armónico ("overtone", en inglés) del cristal.

En la figura 2 tenemos la frecuencia de resonancia serie f (impedancia nula), y la de resonancia paralelo f (impedancia infinita). Las fórmulas de ambas son:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCi}} \text{ (en MHz)}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ (en MHz)}$$

donde

$$C = \frac{C_i \cdot C_o}{C_i + C_o}$$

La frecuencia resonante paralela es siempre mayor que la frecuencia resonante serie, aunque próximas (relativamente), ya que $C_o >> C_i$. La impedancia paralela

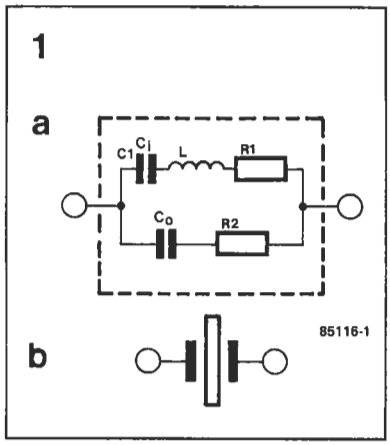


Figura 1. El esquema equivalente de un cristal de cuarzo (a), y su símbolo (b).

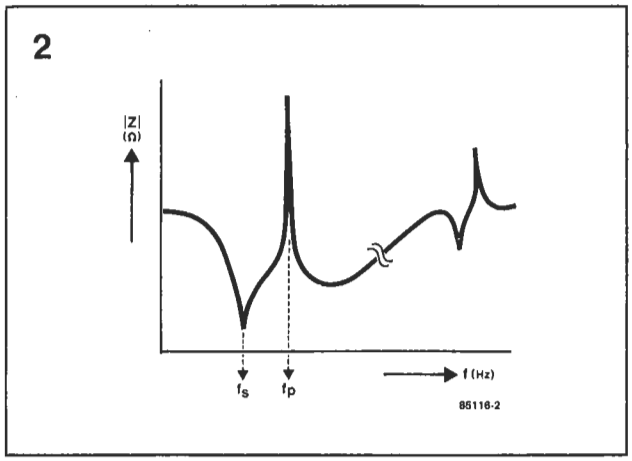


Figura 2. Valor absoluto de la impedancia de un cristal de cuarzo, en función de la frecuencia. Frecuencias de resonancia: serie f_s, y paralelo, f_p.

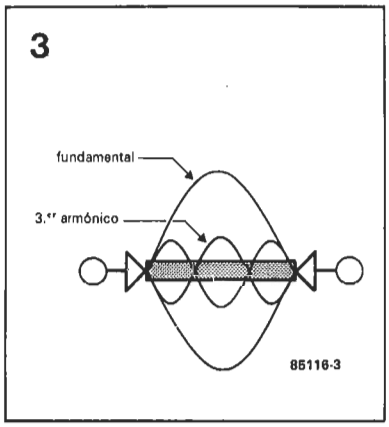


Figura 3. Representación física de la vibración de un cristal.

de un cristal es siempre menor para los armónicos que para la frecuencia fundamental. Por ello un oscilador montado en modo paralelo oscilará siempre en la frecuencia fundamental del cristal empleado.

El cristal vibra, mecánicamente, debido al efecto de aplicar una tensión alterna en sus bornes; si la frecuencia de la excitación eléctrica aplicada coincide con la frecuencia natural de resonancia (determinada por el corte del cristal) este, a causa de la fuerte vibración, genera una tensión alterna en sus bornes. Cuando el cristal está en oscilación, la fina lámina de cuarzo que lo constituye se curva con respecto al eje longitudinal. Debido a esta vibración mecánica, sólo los múltiplos impares de la frecuencia fundamental son capaces de provocar la entrada en oscilación. Los puntos de conexión permanecen inmóviles, esto es, la amplitud de oscilación es nula; la figura 3 muestra las deformaciones del cristal oscilando en la frecuencia fundamental y en el tercer armónico.

Actualmente existen cristales cuya frecuencia fundamental está comprendida entre algunos Kilohercios y los 30 MHz. La frecuencia fundamental del cristal depende, principalmente, de dos factores: la talla del cristal (es decir la orientación de sus aristas, en relación con los ejes de cristalización) y la forma en que puede resonar (la libertad de movimiento permitida por sus puntos de fijación). Por encima de 30 MHz, el cristal debería ser tan delgado que no es posible superar este límite, en la práctica, al menos para la frecuencia fundamental.

La estabilidad absoluta de la frecuencia no es importante en las aplicaciones digitales, excepto en los frecuencímetros, naturalmente, y algunas aplicaciones "en tiempo real". Los cristales más baratos y abundantes son los de frecuencia fundamental comprendida entre los 3 y los 20 MHz. Para las frecuencias entre 20 y 60 MHz se utilizan cristales en tercer armónico, mientras que de 60 a 100 MHz serán cristales en quinto armónico.

Exigencias

El oscilador de un circuito digital debe ser fiable, fácil de duplicar (importante para que todos los de una serie de fabricación trabajen por igual), y sencillo. Este último punto es preciso en las aplicaciones industriales, para no aumentar el coste de fabricación; cuanto más sencillo sea el circuito, será más barato y dará menos problemas de fallos.

En la figura 4 se muestra el esquema de un oscilador que trabaja en modo paralelo, lo que generalmente significa que trabaja en la frecuencia fundamental. La capacidad interna, Ci de la figura 1, junto con C1 y C2 forman un divisor capacitivo de tensión; esto quiere decir que la entrada inversora del amplificador necesita una impedancia de entrada alta. Esto explica la presencia de una fuente de corriente representada en la salida del amplificador. El valor de esta corriente no debe superar un cierto límite, ya que el cristal podría partirse o sobrecalentarse. De hecho una parte de la energía suministrada al cristal se disipa en la resistencia interna R1, por lo que un valor reducido de corriente evitará serios problemas de inestabilidad debidos al calentamiento. Para los cristales que trabajan entre 2 y 30 MHz conviene no superar los 10 mW; un buen punto de trabajo puede estar situado entre 1 y 3 mW. Por debajo de los 2 MHz se emplea generalmente cristales con una talla y forma peculiares, como se puede observar por su encapsulado relativamente pequeño, teniendo en cuenta su frecuencia de trabajo (cuanto más baja es la frecuencia, más grueso debe ser el cristal). Para estos cristales el límite de seguridad se sitúa alrededor de los 100 μW.

La figura 5 muestra el esquema teórico de un oscilador en modo serie. Aquí se emplea un amplificador no inversor, cuya entrada y salida presenta una impedancia baja. Dado que la presencia del cristal es la única diferencia entre este circuito y un multivibrador astable, se comprende que este tipo de montaje es más problemático que un oscilador en modo serie. Cuando el factor Q del cristal es bajo (dicho de otra forma, si las impedancias de R1 y C_o son similares) pueden aparecer dos tipos de oscilación indeseable; el oscilador puede comportarse como un multivibrador astable.

El factor de calidad (Q) de un cristal es:

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L}{R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_i \cdot R_1}$$

En estos casos la disposición física de los componentes tiene

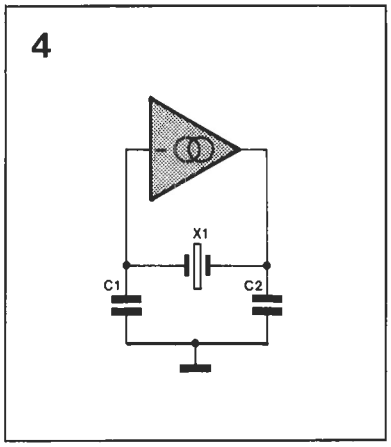


Figura 4. Circuito sencillo de un oscilador trabajando en modo paralelo. La resonancia se produce a la frecuencia fundamental, debido a la impedancia de la realimentación.

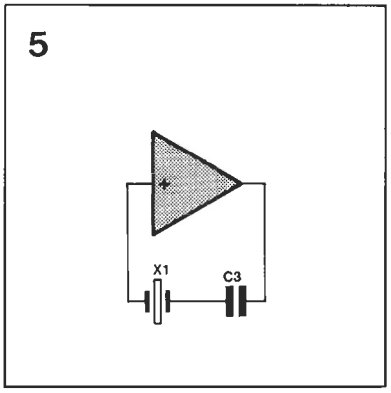


Figura 5. Circuito de un oscilador en modo paralelo. En función de las propiedades del cristal, el montaje puede comportarse como un multivibrador astable, o entrar en oscilación sobre el tercer armónico.

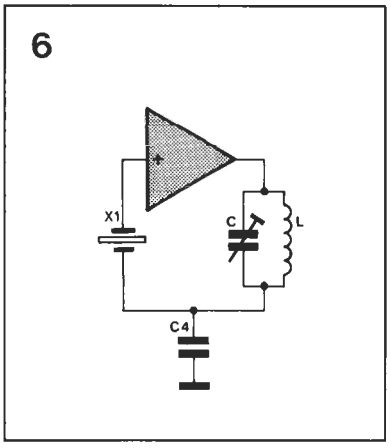


Figura 6. En teoría es posible hacer funcionar un oscilador en modo serie en el tercer armónico, con filtro de rechazo de banda sintonizado en la fundamental.

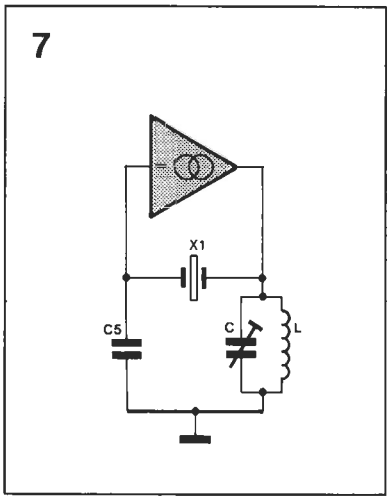


Figura 7. Los osciladores en modo paralelo también pueden sintonizarse en el tercer armónico, con una red LC sintonizada en esta frecuencia. La red puede colocarse tanto a la entrada como a la salida del amplificador.

una importancia capital, ya que la capacidad de las pistas se suma al condensador C_o; es conveniente que el valor de estas capacidades sea lo más bajo posible.

El comportamiento de un cristal depende, como ya hemos mencionado, de la forma en que ha sido tallado; esto significa que no es posible conocer previamente el modo en que su comportamiento será más eficaz. Incluso con cristales que están previstos para trabajar en la frecuencia fundamental, puede ocurrir que el factor Q sea mayor en alguno de los armónicos, principalmente el tercero, que en la fundamental. En un caso de estos nuestro oscilador serie trabajará a una frecuencia triple de la deseada. Como norma general, y para evitar problemas, es preferible construir los circuitos de reloj con un oscilador que trabaje en el modo paralelo.

Otros factores confirman esta afirmación. En modo serie, tenemos un divisor resistivo, formado por la resistencia interna R1, y las resistencias de entrada y salida del amplificador no inversor. Para calcular la ganancia en bucle cerrado, hace falta conocer las características del amplificador empleado. Los inversores, utilizados abusivamente en este tipo de montajes, tienen características muy desiguales según el tipo y fabricante de los mismos; ocurre con frecuencia que un montaje que trabaja correctamente con una determinada marca de integrados, se niega rotundamente a funcionar con el mismo tipo de integrado de otro fabricante. Para complicar las cosas, en el modo serie se necesita habitualmente un divisor de tensión suplementario, para limitar la energía entregadda al cristal. Por el contrario un cristal montado en el modo paralelo se comporta como un filtro pasabanda, con una pendiente de 3 a 10 dB aproximadamente. Como el elemento activo del oscilador tiene una ganancia superior a cuatro, no hay problemas. Esta última condición se cumple fácilmente.

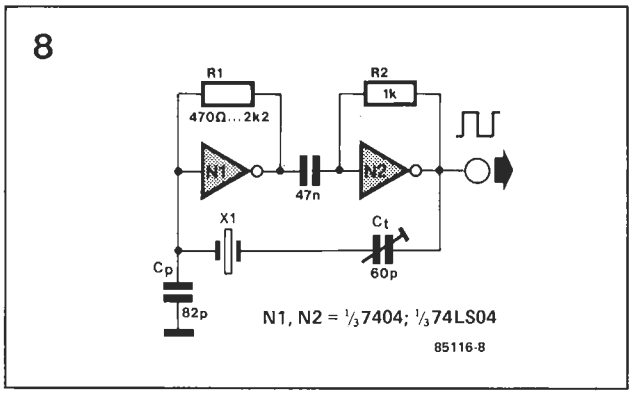
Osciladores y armónicos

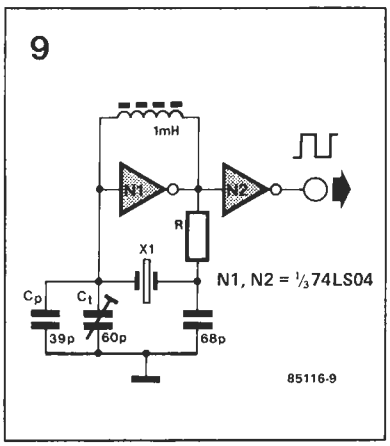
Para frecuencias superiores a 20 MHz, se utiliza, casi exclusivamente, osciladores en los cuales el cristal resuena en un armónico. En el caso de un oscilador en modo serie, se obtiene este resultado conectando en paralelo con el cristal una red sintonizada a la frecuencia fundamental del mismo. El funcionamiento de este montaje es imprevisible en la práctica; la impedancia serie (en resonancia) aumenta en cada armónico superior, mientras la impedancia de C disminuye.

En el esquema de la figura 6, L, C y C4 constituyen un filtro de rechazo de banda, sintonizado en la frecuencia fundamental del cristal. Hay que precisar que la presencia de este filtro no mejora la reproducción del mismo. Para hacer trabajar un oscilador montado en modo paralelo, en un armónico superior, es suficiente acoplar la entrada o la salida en este armónico (de hecho en una frecuencia ligeramente inferior, ya que la impedancia debe ser capacitiva). El circuito práctico está representado en la figura 7. Este esquema puede trabajar también en el quinto armónico; para armónicos superiores las cosas cambian bastante. En un oscilador montado en modo serie resulta casi indispensable neutralizar la capacidad C_o. Esto se consigue colocando una bobina en paralelo con el cristal. En los osciladores que trabajan en modo paralelo, nos encontramos con el problema de la disminución de la impedancia paralela con cada armónico superior.

Montajes prácticos

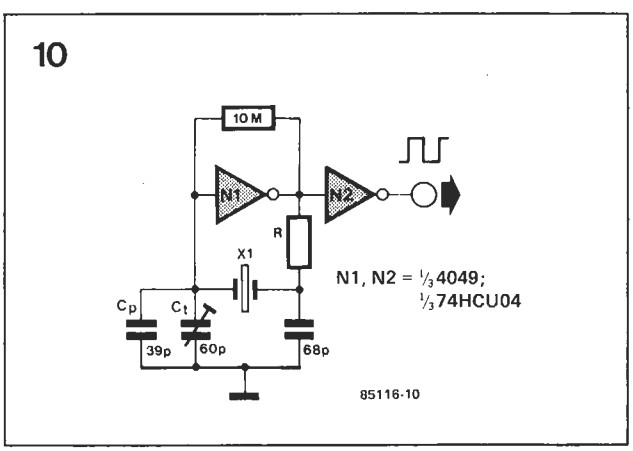
El esquema más utilizado para osciladores, empleando puertas inversoras, se muestra en la figu-





Fiura 8. El circuito más conocido de oscilador a base de puertas TTL-LS.

Figura 9. Este oscilador, en modo paralelo, con puertas TTL-LS resulta poco conocido, a pesar de emplear menos componentes.



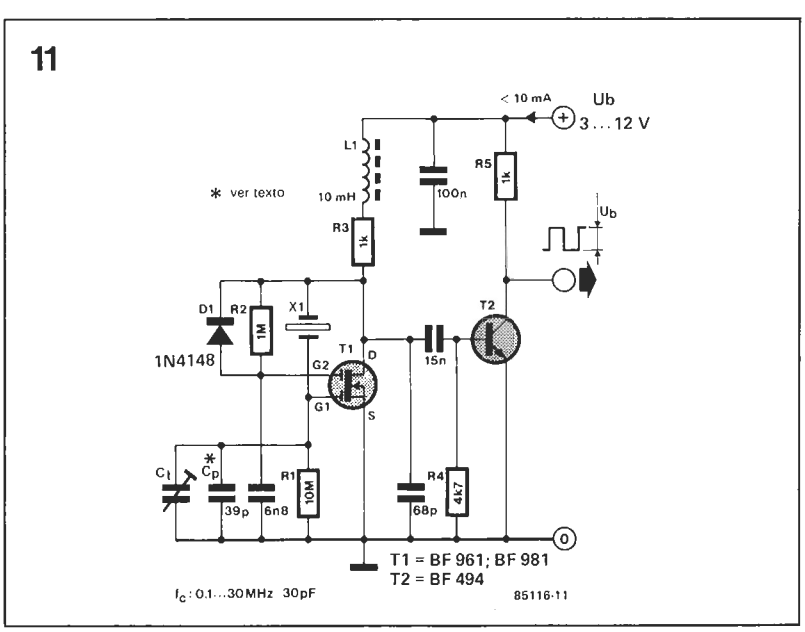


Figura 10. Montaje en modo paralelo, típico para puertas (HCU) MOS. NO es conveniente el empleo de puertas HC-MOS.

Figura 11. Los mejores osciladores se realizan, todavía, empleando componentes discretos.

ra 8. Se trata de un oscilador que funciona en modo serie. Este esquema puede trabajar desde 1 a 8 MHz; si se cuida el cableado (la disposición de las pistas del circuito impreso) puede llegar a alcanzar los 20 MHz. El condensador Ct permite ajustar la frecuencia exacta de trabajo; este condensador puede eliminarse cuando no sea necesario un ajuste preciso de frecuencia. El condensador Cp impide que el cristal oscile en un armónico superior; para frecuencias superiores a 8 MHz debe suprimirse este condensador. Para frecuencias inferiores a 2 MHz, R1 debe ser de 2K2; llamando a la frecuencia de oscilación f_x, se calculará el valor según la fórmula R1 = 3000/ f_x. Un oscilador más satisfactorio, a base de inversores TTL, se presenta en la figura 9; este circuito trabaja en modo paralelo. La resistencia R limita la disipación del cristal; cuando no se necesita ajuste de la frecuencia, se suprime Ct y se cambia el valor de Cp a 56 pF. El cristal empleado debe estar tallado para resonancia paralelo, y capacidad de unos 30 pF. Este oscilador es indudablemente superior al de la figura 8. Puede trabajar perfectamente con cristales cuya frecuencia fundamental alcance 30 MHz.

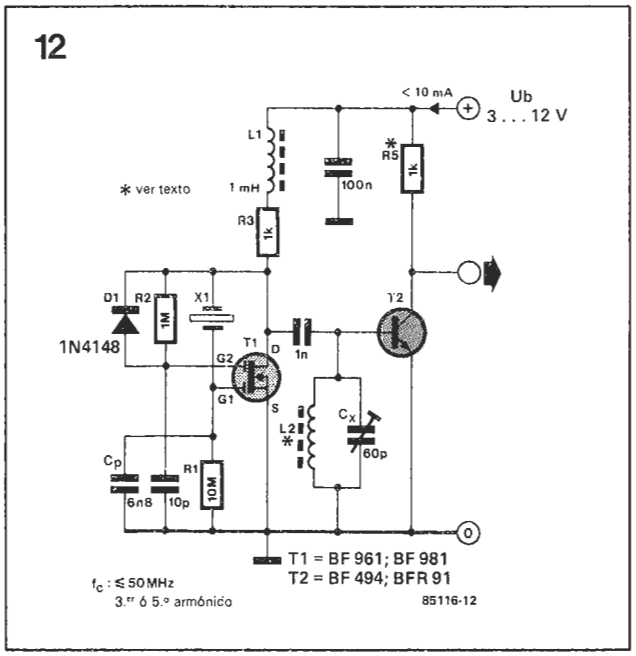


Figura 12. Modificando ligeramente el circuito de la figura 11 para trabajar en los armónicos del cristal, se puede llegar, con el quinto armónico, hasta los 100 MHz.

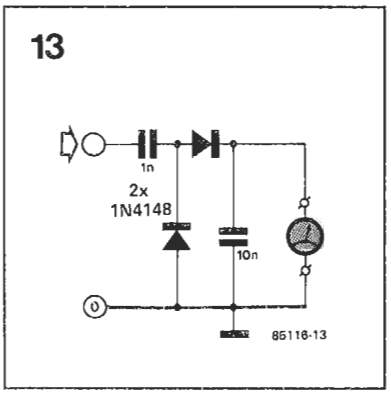


Figura 13. Este sencillo circuito permite ajustar la red LC del esquema de la figura 12 sin necesidad de frecuencímetro.

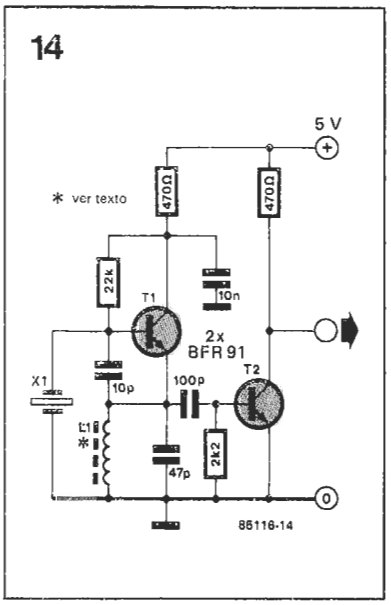


Figura 14. Se puede construir un circuito que resuene en el tercer armónico del cristal, sin necesidad de ajuste.

Los circuitos de las figuras 8 y 9 están diseñados empleando lógica tipo TTL LS; el circuito de la figura 10 está previsto para montajes que utilicen lógica (HC)MOS. La única diferencia, respecto a la versión LS de la figura 9, reside en la polarización de la entrada. Con integrados tipo CMOS el funcionamiento correcto está garantizado hasta 6 MHz; las versiones HCU (HC sin buffer en la salida) se alcanza hasta los 30 MHz. El cálculo de la resistencia R se realiza con la fórmula: R = (10.000 / f_x –300) en ohmios, con f_x en MHz.

La impedancia de una puerta CMOS es baja, por lo que es necesario intercalar una resistencia, en serie con la salida, para evitar la destrucción del cristal. Lo ideal sería poder regular la amplitud de salida, pero ello no es posible tratándose de puertas lógicas.

Una solución elegante al problema es el uso de componentes discretos, que permiten efectuar la regulación de la amplitud. Un montaje de este tipo se muestra en la figura 11. El elemento activo de este circuito es un MOSFET de doble puerta. La peculiaridad del circuito, reside en que la polarización en DC de la puerta G2 se obtiene realimentando desde el drenador, para garantizar la estabilidad en corriente. La bobina L1, en serie con R3, permite aumentar la impedancia de drenador, obteniéndose alta impedancia a la frecuencia de trabajo. El diodo D1, en el bucle de realimentación, asegura que el potencial en G2 disminuya tan pronto como la tensión del drenador supere 1.5 Vpp. De esta forma la corriente que atraviesa T1 disminuye, limitando la amplitud de la oscilación a un nivel correcto. Se puede prescindir del transistor T2 si la salida del MOSFET se aplica, desacoplada con un condensador, a una entrada con detector de umbral (trigger LS o HC MOS). El oscilador emplea un cristal (30 pF, paralelo) que resuene en cualquier frecuencia entre 100 Khz y 30 MHz. Con algunas modificaciones, el circuito puede hacer resonar el cristal en un armónico; para ello se sustituye la resistencia R4 por una red LC paralela, sintonizada en el armónico deseado. Para frecuencias mayores de 45 MHz el transistor T2 debe ser del tipo BFR 91, o similar, y hay que reducir el valor de R5 a 220 ohmios. El valor adecuado para la bobina L2 se determina con la fórmula: L2 = 724 / f^2_x; con f_x en MHz y L en μH. Para la bobina puede emplearse un choque de valor fijo, con un factor de resonancia Q igual o mayor que 30

A pesar de su aparente sencillez, el circuito de la figura 12 puede alcanzar frecuencias de trabajo de hasta 100 MHz. El trimmer C_x permite ajustar la frecuencia deseada, tercero o quinto armónico, mediante la lectura en un frecuencímetro. Si no dispone de uno, conecte el circuito de la figura 13 a la salida del oscilador, y retoque el trimmer hasta que se mueva la aguja. Si continua moviendo el trimmer, el oscilador se para, y, por tanto la aguja vuelve a cero. La posición correcta está situada entre estos dos puntos. Si el ajuste sólo se consigue alejando mucho el trimmer de su posición media, o bien el valor de L2 es incorrecto (y habrá que variarlo), o se está sintonizando un armónico distinto al buscado.

Una alternativa para trabajar en el tercer armónico, sin necesidad de ajustes, se enseña en la figura 14. La red LC se sintoniza en una frecuencia f = 0.63 Fh, donde Fh es la frecuencia del armónico deseado. A la frecuencia fundamental la red es inductiva, impidiendo que el circuito oscile. Por el contrario, para el tercer armónico la misma red es capacitiva permitiendo por tanto la oscilación. El valor de L se calcula con L (μH) = 1616 / f^2_a, donde f_a es la frecuencia del tercer armónico expresada en MHz.

En kits... no se quede atrás



HOBBY KITS

- KIT 102
  PROTO BOARD
- KIT 204
  PROTO BOARD
- KIT NR. 2
  BABYFHONE MICROTRANSMISOR F.M.
- KIT NR. 3
  ALIMENTADOR ESTABILIZADO REGULABLE
- KIT NR. 4
  PREAMPLIFICADOR ESTEREO RIAA-220 VF
- KIT NR. 5
  AMPLIFICADOR ESTEREO 2 x 10W
- KIT NR. 6
  AMPLIFICADOR ESTEREO 2 x 40W
- KIT NR. 7
  PREAMPLIFICADOR ESTEREO CON BOTONERA
- KIT NR. 8
  CONTROL TONO VOLUMEN
- KIT NR. 9
  TERMOMETRO DIGITAL
- KIT NR. 10
  REGULADOR INVERSOR DE VELOCIDAD
- KIT NR. 11
  TRANSMISOR F.M. 3W
- KIT NR. 12
  LUCES ROTATIVAS
- KIT NR. 13
  TRANSMISOR DE UN CANAL PARA RADIOMANDO
- KIT NR. 14
  RECEPTOR DE UN CANAL PARA RADIOMANDO
- 007 PANTEC
  MICROFONO ESPIA
- S.O.S. GAS
  DETECTOR DE GASES

PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

López de Hoyos, 141 - 28002 MADRID
Tel. 413 00 11. Telex 23684

AMPLIFICADORES OPERACIONALES: EL 741

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

Conocer cómo es un circuito integrado por dentro puede resultar para los amantes de la electrónica y profesionales algo más que una curiosidad científica. Es, fundamentalmente, adquirir un conocimiento más completo de estos dispositivos, que por otra parte nos resultan ya familiares por las veces que los hemos utilizado pero de los que tal vez hasta ahora sólo nos hemos preocupado de conocer su funcionamiento externo. Esto, nos ayudará sin duda a adquirir una mejor interpretación de las limitaciones y posibilidades de los circuitos integrados, a dar un significado más completo de sus parámetros característicos, así como a conseguir una utilización más profesional de dichos circuitos integrados.

En este artículo nos hemos propuesto presentar al circuito integrado más representativo del mundo de la electrónica analógica: el Amplificador Operacional; y dentro de este campo hemos escogido el más popular: el 741.

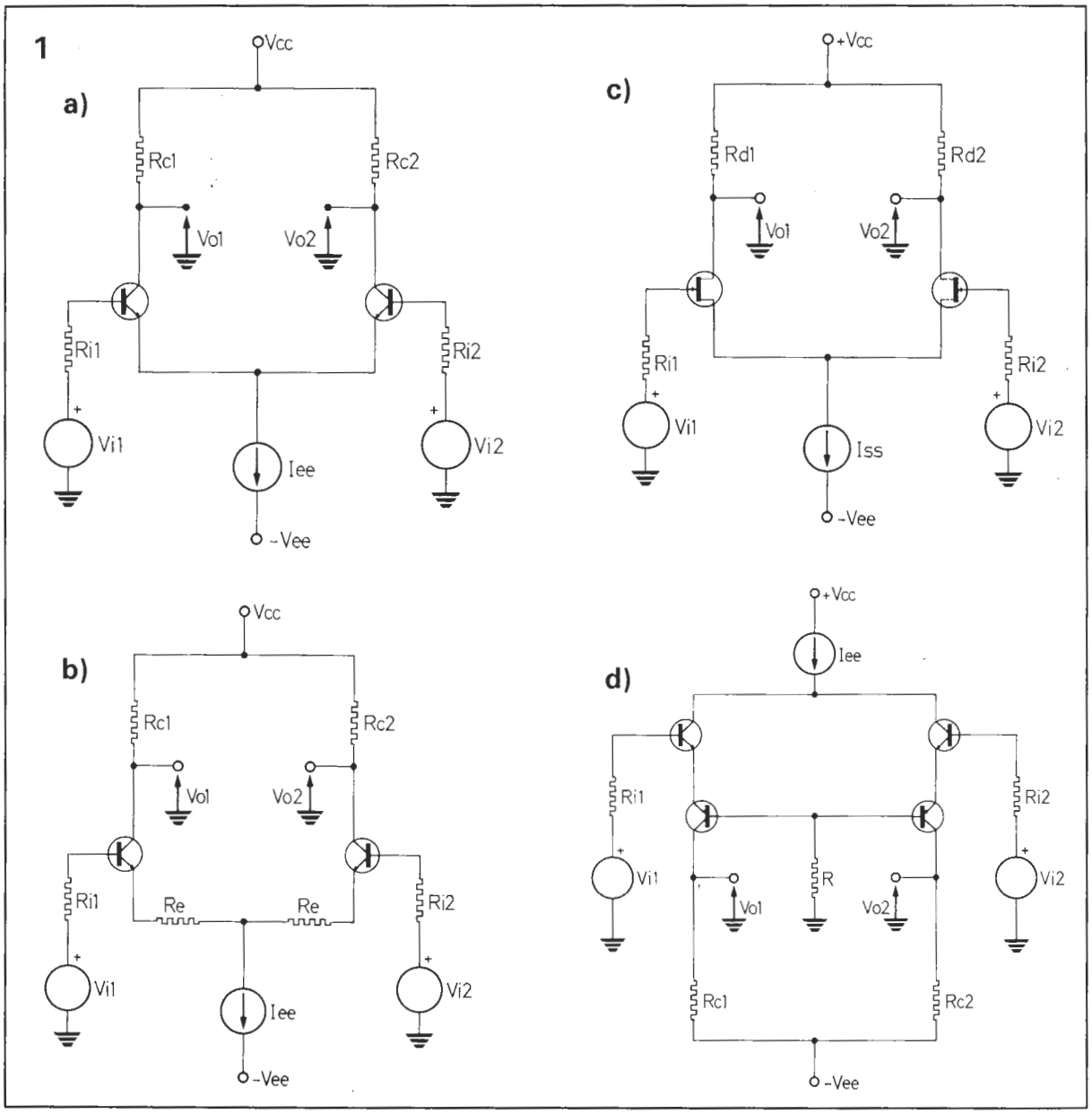


Figura 1: Amplificadores diferenciales variando el dispositivo activo. a) Con transistores bipolares. b) Bipolares con resistencia de emisor. c) Con transistores de efecto de campo. d) Bipolares en configuración colector común-base común.

El objetivo de este primer artículo no pasa de asomarse a su interior aunque para ello hayamos incluido alguna referencia a los subcircuitos más específicos de los circuitos integrados.

Introducción

El esquema eléctrico que proporciona el fabricante sobre cualquier circuito integrado, sea operacional, regulador... es, en general, difícilmente interpretado. Esto es debido, además de la escasa documentación que existe al respecto, a que las bases de diseño de un circuito integrado son diferentes cuando el mismo circuito se realiza con componentes discretos.

Se podrían señalar como principales aspectos diferenciales los siguientes:

1. En los circuitos integrados el coste de un transistor es generalmente menor que el de una resistencia y mucho menor que el de un condensador, ya que en un proceso de fabricación estándar, los costes de los componentes son directamente proporcionales al área que ocupan. Para el caso de resistencias, difícilmente se integrará una mayor de 50 Kohmios haciendo que sea un transistor quien actúe como elemento de alta resistencia.

Más prohibitivo a efectos de área ocupada son los condensadores. En realidad, una capacidad de tan solo 100 picofaradios puede ocupar una superficie de pastilla diez veces superior que la que ocupa un transistor. Consecuencia de ello es que el acoplamiento entre etapas en un circuito integrado nunca será a través de condensador sino de forma directa (acoplamiento en continua).

2. La tolerancia de las resistencias en los circuitos integrados es generalmente mala, pero por el contrario se obtienen fácilmente componentes iguales entre sí ya que están fabricados en un mismo proceso y bajo unas mismas condiciones. Así, mientras que en electrónica discreta es muy difícil encontrar dos transistores de iguales características, para la electrónica integrada es muy fácil obtener parejas de resistencias y transistores de características casi idénticas.

Además, la proximidad física de los componentes en los circuitos integrados hace que se encuentren a temperaturas casi iguales evitando que el circuito se descompense por las derivas con la temperatura.

3. El bajo coste de los circuitos integrados se consigue en base a grandes series de producción. Esta consideración económica lleva a integrados normalizados que se diseñan para ofrecer una gran flexibilidad en sus aplicaciones. Tal vez el caso más representativo es el de los amplificadores operacionales cuyo campo de aplicaciones cubre practicamente la totalidad de las funciones electrónicas analógicas.

Las anteriores diferencias dan lugar a que en los circuitos integrados aparezcan unas configuraciones o subcircuitos típicos que normalmente no se usan en circuitos con componentes discretos. Los más importantes son los siguientes:

— El amplificador diferencial.
— Las fuentes de corriente constante.
— Las cargas activas.

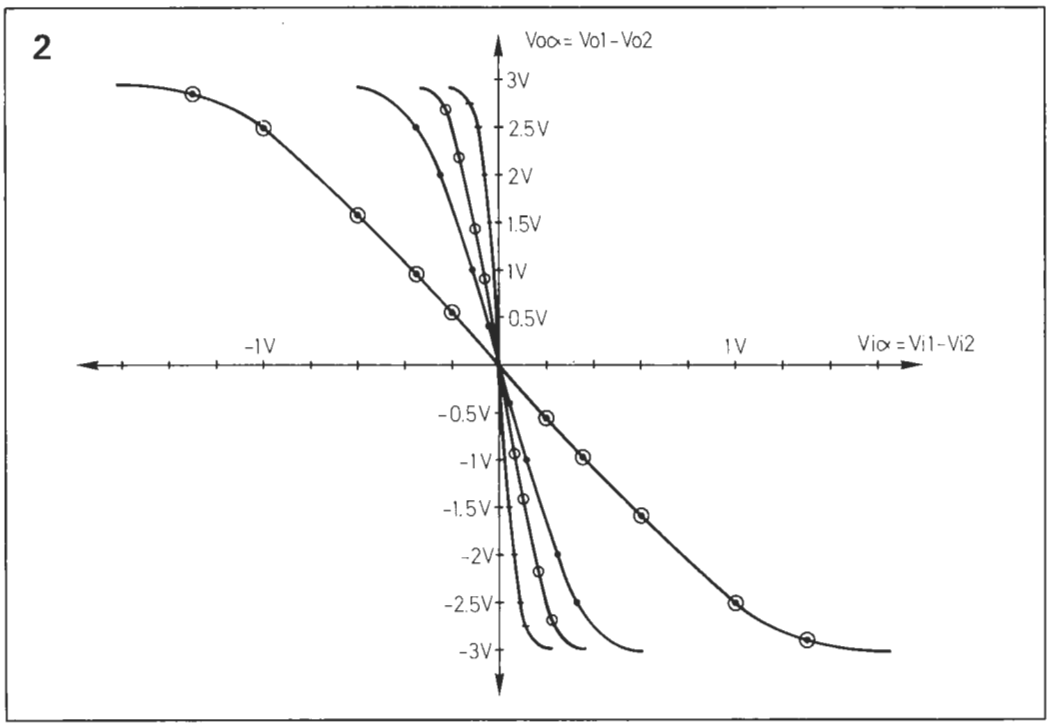


Figura 2: Estudio comparativo de las características de transferencia para:
× A. Diferencial con trt. bipolar.
• A. Dif. con resistencia de emisor.
A. Diferencial con trt. FET.
A. Diferencial en colector común-base común.
Con:
$I_{EE}=I_{SS}=0.2$ mA.
$R_C=R_D=15$ Kohmios.
$R_E=1.200$ ohmios.
$V_p=-2V$.
$\beta=100$.

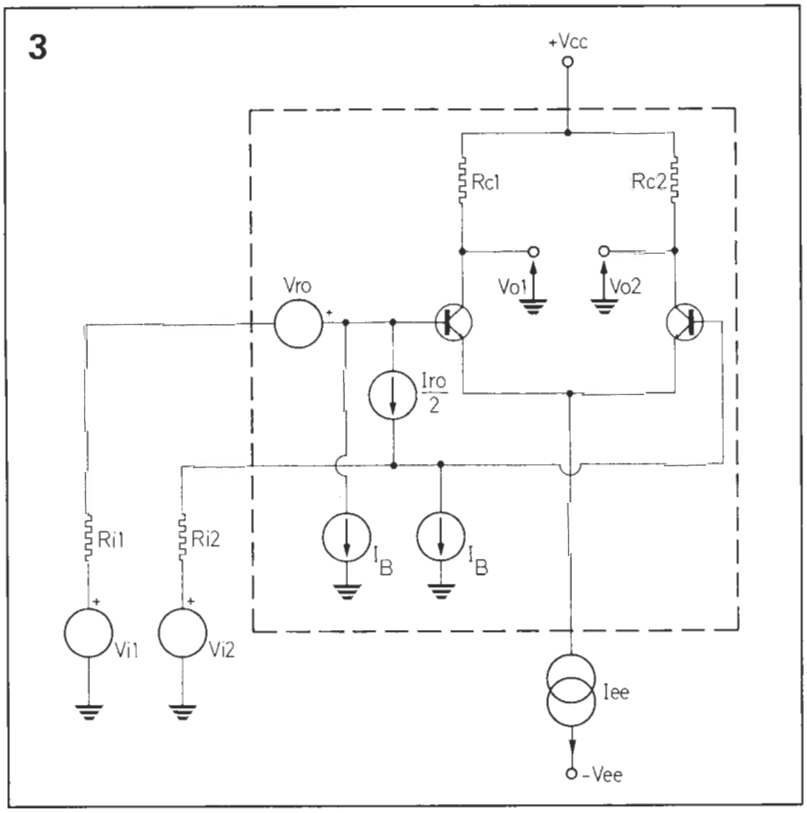


Figura 3: Estudio de los desequilibrios (offset) sobre un amplificador diferencial.

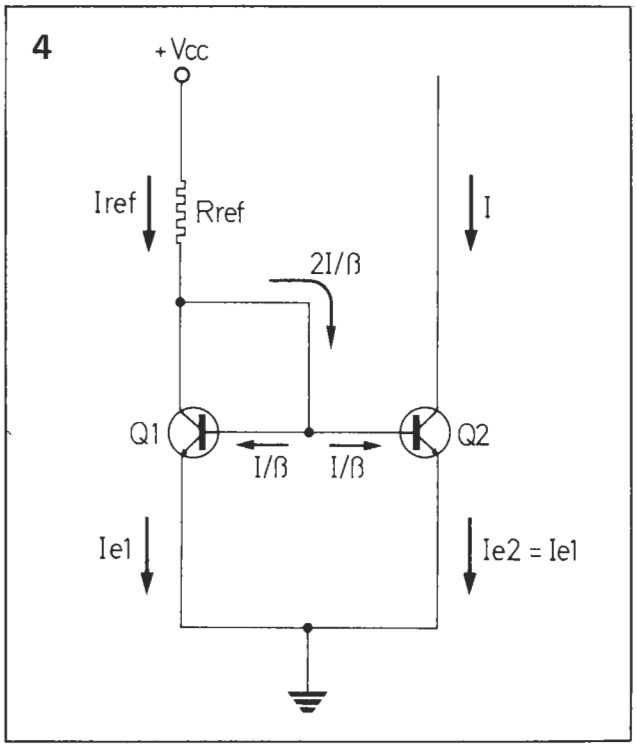


Figura 4: Fuente de corriente constante en espejo de corriente.

Subcircuitos típicos en los circuitos integrados

El Amplificador Diferencial

La figura 1 muestra distintos tipos de amplificadores diferenciales. Su estructura es siempre la misma variando el dispositivo activo: transistor bipolar, FET, bipolar con resistencia de emisor, configuración colector común-base común, según las características que se busquen por diseño. Son posibles otras configuraciones del dispositivo activo: Darlington, cascodo con bipolares o con FET..., y de hecho también se utilizan en los circuitos integrados.

El amplificador diferencial es la etapa amplificadora más característica de los circuitos integrados porque sus cualidades se fundamentan en el buen apareamiento de los transistores. Así, suponiendo los circuitos simétricos (transistores y resistencias iguales) se obtienen características de transferencia (V_{o1}-V_{o2} en función de V_{i1}-V_{i2}) como la expresada en la figura 2 para los cuatro casos considerados.

A la vista de estas gráficas en las que se relacionan las tensiones de salida con las de entrada, se puede explicar las principales razones de su uso en los circuitos integrados.

1. La tensión de salida no depende de los valores absolutos de las tensiones de entrada sino de su diferencia (V_{i1}-V_{i2}). Esta característica es muy importante para detectar las pequeñas variaciones existentes en grandes tensiones, como es el caso de los transductores; o también para amplificar una señal rechazando el ruido existente a la entrada y consiguientemente mejorando la relación Señal/Ruido.

2. Para el caso particular que V_{i1}=V_{i2}, la señal de salida es cero, es decir V_{o1}=V_{o2}. Esto permite el acoplamiento en continua entre etapas diferenciales evitando el consiguiente condensador de desacoplo. Al no existir tales condensadores los amplificadores diferenciales podrán también amplificar tensiones continuas.

3. La característica de transferencia es una función con simetría respecto al origen, por lo que se anulan los armónicos pares disminuyendo la distorsión y mejorando la linealidad respecto a los amplificadores no diferenciales.

Estos hechos, junto a que su circuitería es especialmente adecuada para los circuitos integrados, justifican su amplio uso en el diseño de electrónica integrada.

Los circuitos reales presentan sin embargo algunas pequeñas variantes en su función de transferencia debido a que no se consigue la total simetría del circuito. Además, la fuente de corriente constante que polariza el circuito presentará una impedancia de salida no infinita. Estos hechos, dan lugar a dos importantes grupos de parámetros que miden estas imperfecciones.

a) El Factor de Rechazo del modo común: usualmente llamado CMRR, y expresado normalmente en decibelios, tiene en cuenta que el amplificador diferencial no rechaza completamente las tensiones comunes que haya en su entrada. En concreto, este parámetro indica la relación entre la ganancia que proporciona el amplificador a la tensión diferencial de entrada (V_{i1}-V_{i2}) y la ganancia que proporciona a la tensión común de entrada $\frac{(V_{i1}+V_{i2})}{2}$.

Así, si un amplificador tiene un CMRR de 80 decibelios indica que amplificará 10^4 veces más la tensión diferencial (V_{i1}-V_{i2}) que la tensión común $\frac{(V_{i1}+V_{i2})}{2}$.

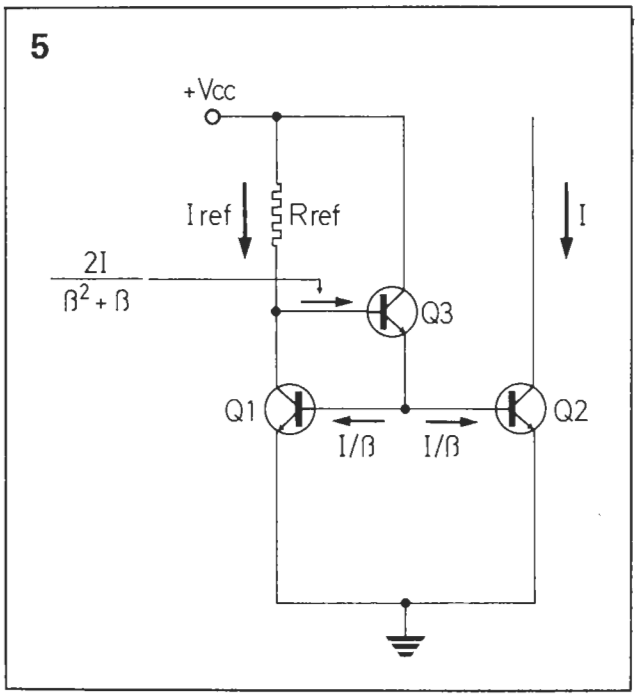
b) Los offset del circuito: que se manifiestan produciendo una pequeña tensión de salida aun cuando no exista tensión de entrada. El efecto de esta desviación es imponer un umbral mínimo por debajo del cual una tensión diferencial continua no puede ser distinguida ni detectada por el amplificador. En muchos sistemas analógicos, este tipo de error es la limitación básica en la resolución del sistema y por lo tanto la consideración de los desequilibrios es a menudo fundamental para el diseño de circuitos analógicos.

El método de trabajar con estos offset es definir tres parámetros cuyo estudio lo realizaremos con ayuda de la figura 3, donde se supone que el diferencial es perfectamente simétrico y que los desajustes son desequilibrios externos introducidos por los generadores I_B, I_{IO}, V_{IO}.

— Corriente de polarización de entrada (Input bias current) [I_B]: Definida como el valor medio de la corriente de polarización de las bases de entrada. Sólo produce desplazamiento de la característica de transferencia cuando las impedancias equivalentes de los circuitos de excitación son diferentes ($R_{i1} \neq R_{i2}$).

— Corriente de offset de entrada (Input offset current) [I_{IO}]: Definida como la diferencia de las corrientes de polarización de las bases de entrada. Aunque realmente sí representa un desequilibrio interno del amplificador diferencial (por ejemplo, distinta β' ganancia de los transistores de entrada), su efecto se hace más notorio cuanto mayores sean las impedancias equivalentes de los circuitos externos.

Figura 5: Variante de la fuente en espejo de corriente para reducir el efecto de las corrientes de base.



— Tensión de offset de entrada (Input offset voltage) [V_{IO}]; Definida como la tensión que debe ser aplicada entre los terminales de entrada para obtener una tensión diferencial de salida de cero voltios. Este factor sintetiza el conjunto de desequilibrios internos y su valor es independiente del circuito externo.

Conocer las causas y los efectos de estos tres factores tiene su interés para poder minimizarlos en el diseño, aunque en última instancia siempre quedará un efecto remanente que producirá un desplazamiento de la tensión de salida.

Por esta razón la mayoría de los amplificadores operacionales llevan incluidos unos terminales (offset null) a través de los cuales y mediante resistencias variables se produce un desequilibrio de signo contrario que anule el offset residual.

Las fuentes de corriente constante

Estos subcircuitos se utilizan ampliamente en los circuitos integrados para polarizar las distintas etapas amplificadores. En los amplificadores diferenciales, por ejemplo, una fuente de corriente constante es la encargada de polarizar repartiendo su corriente por igual entre los transistores.

El uso de fuentes de corriente constante para la polarización queda justificado porque proporcionan una mayor estabilidad al circuito, estabilidad frente a las variaciones de: β de los transistores, de la temperatura; de la fuente de alimentación... que de otra forma sería difícil de conseguir mediante las tradicionales resistencias de polarización, máxime si se trata como en los circuitos integrados de etapas acopladas en continua.

Además existe una segunda cuestión de economía de área de chip. Los amplificadores y, lógicamente, los transistores de un circuito integrado trabajan, excepto en su etapa de salida, con corrientes extremadamente pequeñas. Típicamente del orden de unos pocos microamperios. Para polarizar los transistores a estas corrientes serían necesarias resistencias de polarización del orden de megohmios pagando con ello una excesiva área de chip para su integración.

Por ambas razones se utilizan las fuentes de corriente constante, cuya estructura básica se puede observar en la figura 4. Resulta evidente que su estructura es más sencilla que las tradicionales fuentes diseñadas con componentes discretos. De nuevo su éxito radica en conseguir que los dos transistores (Q_1 y Q_2) sean idénticos.

Su principio de funcionamiento es importante ya que en él se basan todas las distintas fuentes que podamos encontrar en circuitos integrados. A este principio se le conoce como «espejo de corriente».

Para caracterizar los transistores utilizaremos la ecuación de Ebers Moll que establece:

$$I_E = -I_{ES}\left(\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right) + \alpha_R\, I_{CS}\left(\exp\frac{V_{BC}}{V_T} - 1\right)$$

con

$$V_T = \frac{KT}{q}$$

Si suponemos que se encuentra en la región activa, V_{BC} será negativo pudiendo simplificarse a:

$$I_E = -I_{ES}\left(\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right)$$

Si los transistores Q_1 y Q_2 son idénticos tendrán la misma corriente inversa de saturación I_{ES} y por lo tanto como también tienen la misma tensión V_{BE} resultará:

$$I_{E1} = -I_{ES}\left(\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right) = I_{E2}$$

Establecida la anterior igualdad y suponiendo una β también igual para los transistores se obtiene:

$$I = \frac{V_{CC} - V_{BE\,(on)}}{R_{ref}\,(1 + 2/\beta)}$$

y para $\beta >> 1$

$$I = I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE\,(on)}}{R_{ref}}$$

Si se desea una menor dependencia de la β de los transistores se puede optar por el circuito de la figura 5 en donde la corriente que entrega la fuente vendrá dada por:

$$I = \frac{V_{CC} - V_{BE\,(on)}}{R_{ref}\left(1 + \frac{2}{\beta^2 + \beta}\right)} = I_{ref}$$

Estos circuitos presentan algunos inconvenientes que conviene tener en cuenta: Su resistencia de salida es relativamente baja (del orden de los centenares de Kohmios), su sensibilidad ante las variaciones de la fuente de alimentación es alta y, lo que es más importante, precisa de altos valores de resistencias R_{ref} para poder dar corrientes del orden de microamperios. Para mejorar estas tres características se recurre al circuito de la figura 6 donde la simple inclusión de la resistencia de emisor produce notables cambios.

Suponiendo idénticos transistores y corrientes de base muy pequeñas:

$$\frac{I_{E2}}{I_{E1}} = \frac{\exp\frac{V_{BE2}}{V_T}}{\exp\frac{V_{BE1}}{V_T}} = \frac{I}{I_{ref}}$$

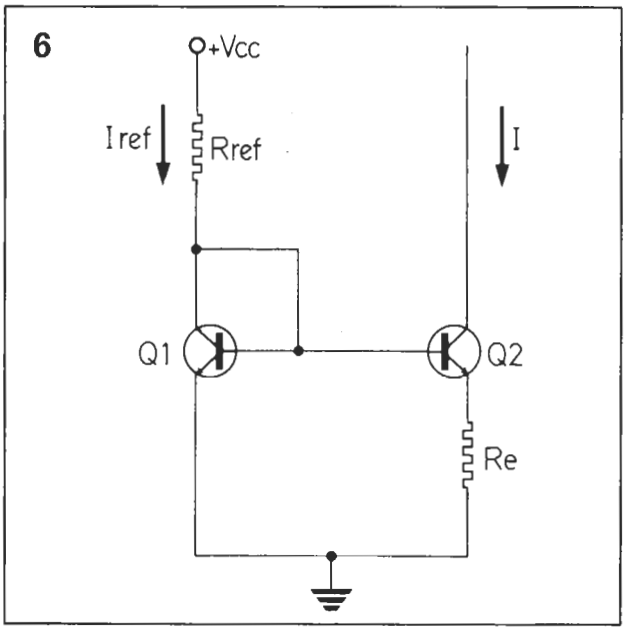


Figura 6: Fuente de corriente con resistencia en el emisor.

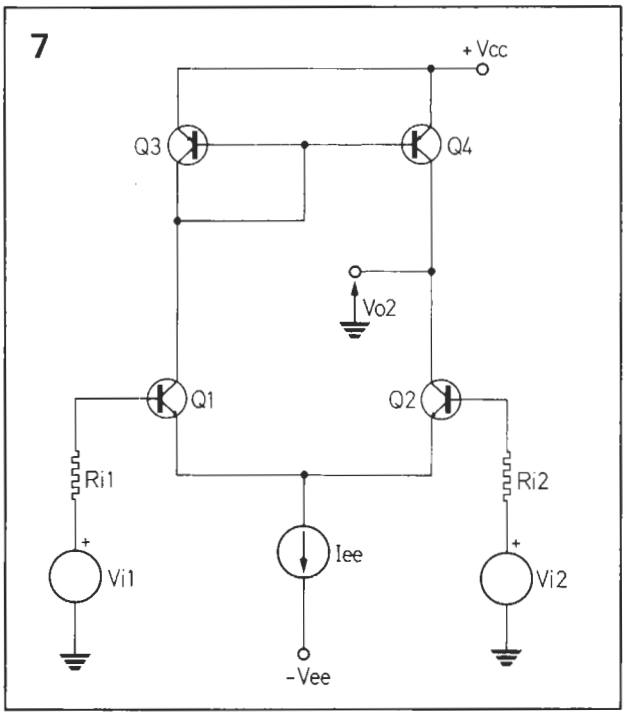


Figura 7: Amplificador diferencial con carga activa.

tomando logaritmos:

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{ref}}{I}$$

o también

$$I R_E = V_T \ln \frac{I_{ref}}{I}$$

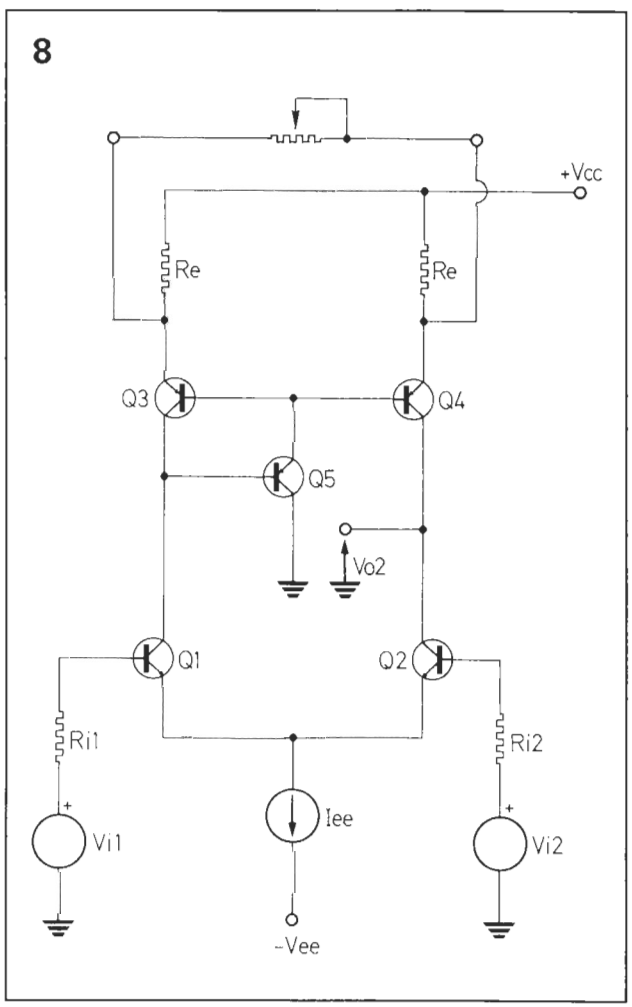
donde la I_{ref} viene dada por:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_{ref}}$$

La solución de la ecuación transcendente (6) junto con la ecuación (7) nos dará distintas parejas de valores de resistencias R_{ref} y R_E de las que eligiremos las más adecuadas para el diseño.

A modo orientativo se puede dar como ejemplo que para diseñar una fuente de 20μA (para 15V de V_{CC}), con el circuito de la figura 4 se precisa una R_{ref} de 720Kohmios mientras que con el circuito de la figura 6 se necesitaría una R_{ref} de 40Kohmios y una R_E de 3K7. El ahorro de área es notable.

Figura 8: Amplificador diferencial con carga activa y mejorado con Q_5 y el circuito corrector de offset.



Cargas activas

En los circuitos integrados se tiende a sustituir las resistencias de colector del amplificador diferencial por las llamadas cargas activas que básicamente no son otra cosa que fuentes de corriente constante actuando como resistencias de carga del amplificador.

El principal logro de las cargas activas es que simulan una resistencia dinámica muy alta sin recurrir a resistencias de elevado valor, lo cual supone una buena solución al doble objetivo de proporcionar una alta ganancia al amplificador diferencial y ocupar poca superficie de integración.

La figura 7 muestra un amplificador diferencial en donde las resistencias de colector se han sustituido por una fuente de espejo de corriente. El generador I_{EE} se diseñaría según se ha visto en el apartado anterior. En este circuito la salida se ha tomado del colector de Q_2 a masa.

Si llamamos r_{npn} y r_{pnp} a las resistencias colector-emisor de salida de los transistores npn y pnp respectivamente, se puede demostrar que la tensión de salida del circuito de la figura 7 viene dada por:

$$V_{D2} = [\frac{I_{EE}}{2 V_T} (r_{npn} // r_{pnp})] \times$$

$$\times (V_{i1} - V_{i2})$$

La señal de salida sólo depende de la componente diferencial de entrada $(V_{i1} - V_{i2})$ ya que hemos admitido la igualdad entre los transistores y una resistencia de salida de I_{EE} suficientemente elevada.

Para un valor de 50μA del generador I_{EE} que polariza el amplificador diferencial, se obtiene ganancias para procesos estándar de integración de orden de los 1.000.

Una variante del circuito de la figura 7 se muestra en la figura 8, en la que se incluyen un transistor, como ya se hizo en la figura 5, para reducir el efecto de las corrientes de base de Q_3 y Q_4 en el reparto simétrico de las corrientes de polarización. Por otra parte las resistencias R_E junto con el potenciómetro permiten corregir las desigualdades entre los transistores y los desequilibrios del circuito anulando así la tensión de offset.

El amplificador operacional 741

A pesar de su relativa antigüedad, pues el 741 fue introducido en el mercado hace casi 20 años, hoy todavía es fabricado por todas las empresas del sector y es también el operacional más comúnmente utilizado en nuestros días. Su estudio tiene además el interés que su topología básica es común a la mayoría de los operacionales hoy en el mercado.

Su circuitería relativamente simple es integrada en una pequeña superficie cuadrada de poco más de un milímetro de lado y cuya microfotografía es mostrada en la figura 9.

En la parte superior de la microfotografía destaca la gran superficie ocupada por un condensador de 30 picofaradios (C_c) que viene a representar el 10% de todo el área del circuito integrado. A la izquierda del condensador aparece una resistencia creada por difusión que también ocupa un área equivalente a la de varios transistores. Es la resistencia de referencia (R_5) que interviene en la fuente de corriente principal del circuito y por lo tanto en la polarización de todos los transistores.

En la parte izquierda y debajo de R_5 aparecen integrados parejas de transistores apareados ($Q_1 - Q_2$), ($Q_3 - Q_4$), ($Q_8 - Q_9$) que van a formar el amplificador diferencial de entrada. En el extremo opuesto, lado derecho de la fotografía, se puede observar en la parte superior e inferior, dos transistores (Q_{14} y Q_{20}) con áreas de emisor sensiblemente mayores a las de los otros transistores. Son los transistores de salida que deben de soportar corrientes elevadas de salida (25 miliamperios).

Salvo Q_{20} y el transistor doble Q_{21} integrado a su izquierda que son transistores pnp de sustrato con elevada β ($\beta > 50$), los demás transistores pnp del circuito son transistores laterales con baja β ($\beta < 10$).

El circuito eléctrico correspondiente a este integrado se muestra en la figura 10 y consta de 15 transistores npn, 9 transistores pnp (dos de ellos son transistores dobles), 11 resistencias y el condensador de 30 picofaradios.

Descripción cualitativa del 741

El operacional 741 tiene unos circuitos de autoprotección que normalmente están inactivos y sólo entran en conducción para impedir el deterioro por exceso de potencia. Estos circuitos son:

— El transistor Q_{15} conduce cuando el voltaje en bornas de la resistencia R_9 de 27 ohmios supera los 550 milivoltios, lo cual ocurre para una corriente de unos 20 miliamperios. Al entrar en conducción Q_{15} limita la corriente de base del transistor de salida Q_{14} protegiéndole contra sobrecorrientes.

— Los transistores Q_{24}, Q_{23} y Q_{22} realizan una función similar para el transistor de salida Q_{20}. Así, cuando por la resistencia R_{10} circula suficiente corriente (unos 20 miliamperios) para polarizar en activa el transistor Q_{24}, este conduce obligando con ello a conducir a Q_{23} y Q_{22} a través de R_6. Al conducir Q_{22} limita la corriente de base de Q_{16}.

Además de estas protecciones de los transistores de salida, el 741 también dispone de otra protección en la etapa intermedia. Esta protección está a cargo del transistor Q_{21B} que, como se deduce fácilmente del circuito de la figura 10, estará normalmente cortado. Sólo entrará en conducción si el transistor Q_{17} trabaja con señales lo suficientemente grandes como para que su tensión de colector disminuya hasta llegar cerca de la saturación. Cuando esto sucede, Q_{21B} conduce limitando la corriente de base de Q_{16} y evitando que el operacional se deteriore por exceso de potencia.

Estos tres subcircuitos de protección están bajo condiciones normales de funcionamiento inactivos y sus transistores en corte, por lo tanto, podemos prescindir de ellos ya que no intervendrán en el funcionamiento normal del circuito. En la figura 11 se presenta de nuevo el circuito eléctrico del 741 sin sus circuitos de protección.

Nuestro segundo objetivo con vistas a clarificar el circuito, es el de identificar las fuentes de corriente constante que sirven de polarización y de cargas activas en el esquema de la figura 11.

— Como fuente de corriente principal del circuito actúa la formada por los transistores Q_{10}, Q_{11}, R_4 y R_5 cuya configuración ya se ha visto en la figura 6. La resistencia R_5 fija la corriente de referencia que lo será también de todo el circuito.

— La pareja de transistores Q_8 y Q_9 forman la fuente de corriente de polarización del diferencial de entrada. Su estructura de espejo de corriente es como la comentada en la figura 4.

— La pareja Q_{12} y Q_{13A} forman una nueva fuente en espejo de corriente para polarizar, a partir de la corriente de referencia, la etapa de salida.

Además de estas tres fuentes de corriente de polarización, podemos identificar dos configuraciones de cargas activas en el circuito.

— Una es la del amplificador diferencial de entrada formada por los transistores Q_5, Q_6 y Q_7 y las resistencias R_1, R_2 y R_3. Esta configuración es similar a la comentada en la figura 8 y tiene

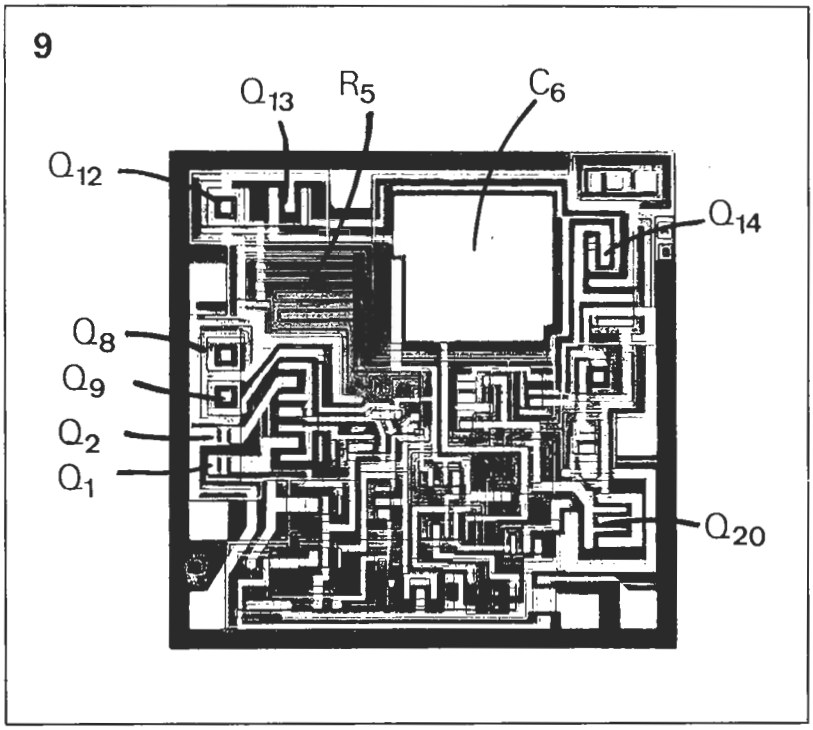


Figura 9: Microfotografía del amplificador operacional 741.

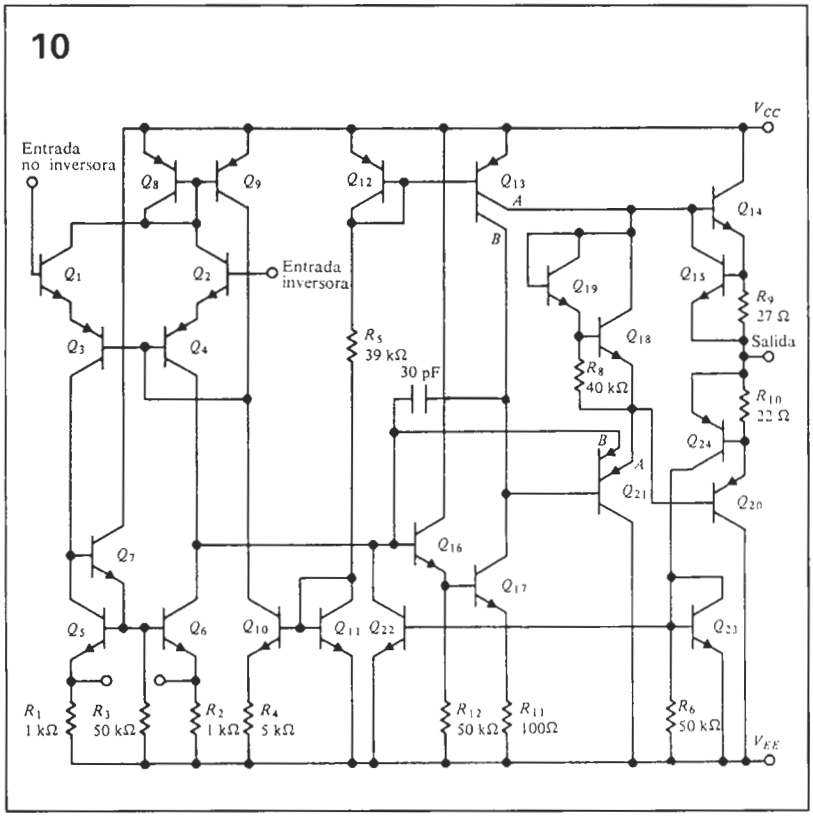


Figura 10: Circuito eléctrico del amplificador operacional 741.

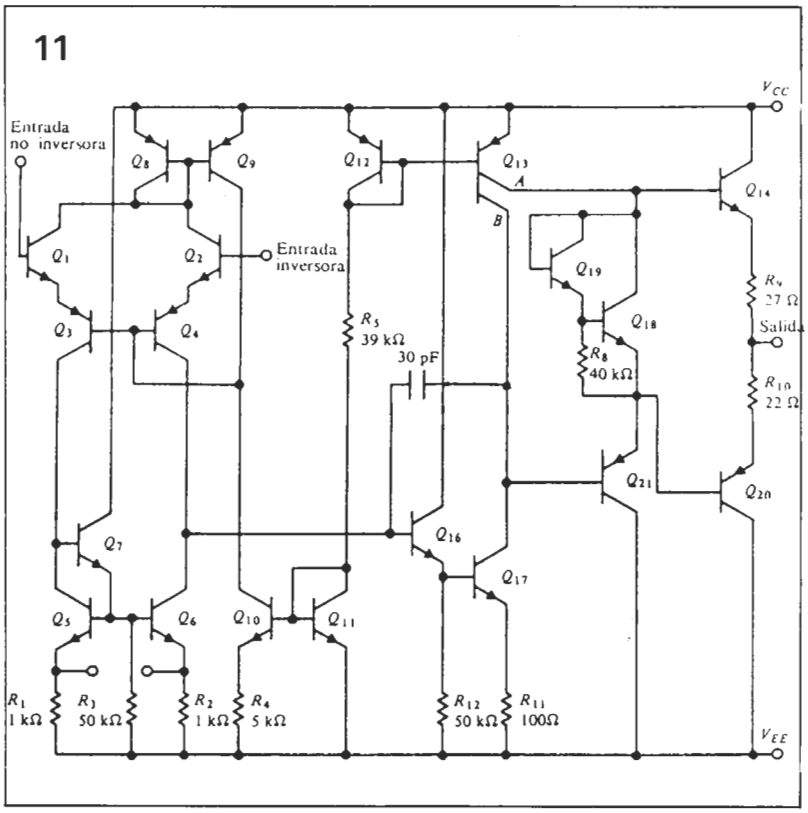


Figura 11: Circuito eléctrico del amplificador operacional sin los subcircuitos de autoprotección.

también dos terminales en los emisores de Q_5 y Q_6 a los que se accede exteriormente y mediante un potenciómetro permite anular las tensiones de offset. Esta carga activa proporciona al amplificador diferencial una ganancia de aproximadamente 400.

— La otra carga activa es la formada por el transistor Q_{12} y el Q_{13B}. Obsérvese que el transistor Q_{13} es un multicolector pnp y cuya distribución geométrica (como se puede observar justamente a la izquierda del condensador de 30 picofaradios de la figura 9) es tal, que tiene un colector en forma de "C" que colecta tres veces más de huecos que el otro colector en forma de "I". Ello supone que si por el colector de Q_{12} circula una corriente de I_{ref}, por el efecto de espejo de corriente se repartirá entre los colectores de Q_{13A} y Q_{13B} en la relación de 1 a 3. Así pues, la pareja Q_{12} y Q_{13} tienen dos funciones: por una parte y como ya se ha dicho polariza la etapa de salida Q_{12} y colector A de Q_{13}) y por otra sirve de carga activa (Q_{12} y colector B de Q_{13}) al par Darlington formado por Q_{16} y Q_{17}. Esta carga activa proporciona una ganancia al Darlington de aproximadamente 500.

Si representamos simbólicamente las fuentes de corrientes y las cargas activas en el circuito eléctrico del 741 nos resulta el representado en la figura 12.

Este circuito es totalmente equivalente al de la figura 10 pero resulta más comprensible. Se observa que el operacional está estructurado en tres etapas:

— Entrada con amplificador diferencial (colector común-base común) polarizada con una fuente de corriente I de 19 μA y con carga activa.

— Etapa intermedia en Darlington también con carga activa. Esta etapa lleva el condensador de 30 picofaradios encargado de compensar el circuito con la frecuencia.

— Etapa de salida en push-pull. El excitador Q_{21} está polarizado con I' de 123 μA. La combinación Q_{18}, Q_{19} y R_8 equivale a dos diodos en serie que evitan la distorsión de cruce en la salida.

Cada etapa tiene asociados sus parámetros que el fabricante proporciona dentro de las especificaciones del Amplificador Operacional, pero esta cuestión, junto con algunos métodos de medida y unas normas básicas de uso verán vistas en el próximo artículo.

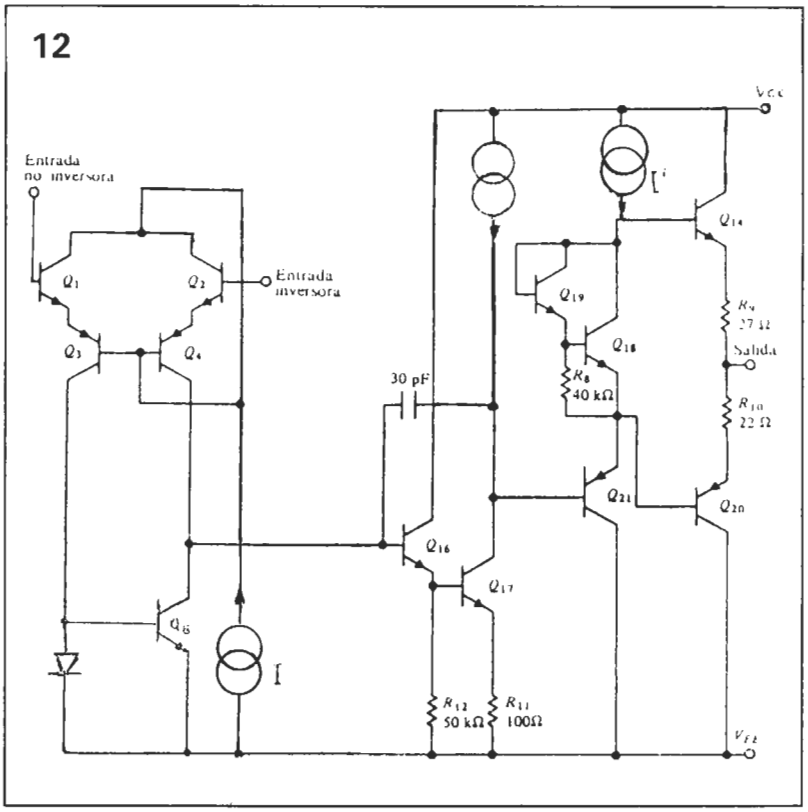


Figura 12: Esquema del circuito eléctrico del A. Op. 741 sin los subcircuitos de autoprotección, y con representación esquemática de las fuentes de corriente y cargas activas.

Referencias

— *P. R. Gray y R. G. Meyer. Analysis and design of analog Integrated Circuits. John Wiley, 1977.*

— *V. H. Grinich y H. G. Jackson. Introducción a los Circuitos Integrados. McGraw-Hill, 1975.*

— *J. E. Solomon. The monolithic Op. Amp: A tutorial Study. IEEE Journal of Solid State Circuits. Diciembre, 1974.*

— *J. Millman y Ch. C. Halkias. Electrónica Integrada. McGraw-Hill, 1976.*

Encendido electrónico

Elektor n.º 12, mayo 1981

He realizado el montaje del encendido electrónico en mi coche, un Simca 1200. El montaje funciona correctamente, pero cuando conecto el cuentarrevoluciones en el terminal 1 de la bobina se para el motor. Cuando paso a encendido convencional, por medio de los interruptores, tanto el motor como el cuentarrevoluciones funcionan normalmente. Si el cuentarrevoluciones lo conecto, cuando el motor está en marcha, con el encendido electrónico, también se para. He tenido que modificar ligeramente algunos componentes del montaje por no encontrar las piezas de la lista de materiales. Los cambios realizados han sido los siguientes:

— Las resistencias R21 y R22 son de 0.25 en vez de 0.18;
— la resistencia R20, 8.2/25W, le he sustituido por dos resistencias de 3.9/15W en serie;
— los diodos zener que protegen los transistores están formados por siete diodos de 150 V en cada rama.

¿Afectan estos cambios al circuito de forma que no funcione el cuentarrevoluciones? ¿Qué debo hacer para que funcione el encendido y el cuentarrevoluciones?

MARTIN SANTIAGO VIDAL
BARCELONA

Si el cuentarrevoluciones conecta a la entrada del encendido electrónico en vez de a la salida funcionará correctamente. Observe que como encendido convencional estos puntos están unidos y en cualquier caso se debe tomar la señal de los platinos, que no coincide con la bobina cuando funciona el encendido electrónico.

Ordenador americano

Quisiera solicitarles si me pueden ayudar enviándome un esquema que convierta los 50 Hz de la red en 60 Hz. El motivo es que me han traído un ordenador de Estados Unidos y uno de los problemas que tiene es el de necesitar para la alimentación 50 Hz. El otro problema que tengo con el ordenador es que necesito una aparato que convierta el sistema NTSC a PAL. ¿Conocen algún equipo que pueda realizar esta conversión?

JUAN ENRIQUE GOMEZ
MADRID

La diferencia entre los 60 Hz de la red americana y los 50 Hz europeos no debe presentar problemas en cuanto a la alimentación. Sin embargo, el formato de pantalla presenta dos graves problemas, la frecuencia de línea y el formato color. Respecto al primero, si el integrado generador de color es programable se podría, una vez localizado, modificar los parámetros de la ROM del equipo. Si esto no fuera posible se podría intentar variar el cristal del oscilador principal subiéndolo un 20 %.
Respecto al formato NTSC, no hay ninguna manera de convertirlo a sistema PAL, por lo que está condenado a verlo en blanco y negro. Si el ordenador que usted posee tiene distribución en España puede intentar contactar con algún usuario que tenga versión europea y ver las diferencias. En la casa distribuidora no suelen facilitar esta información al no ser un equipo vendido por ello, aunque puede intentarlo.

Noticias e informaciones de interés

Continuamos informando sobre los componentes conflictivos aparecidos en nuestros montajes:

Tipo	Artículo	Comercio
— SPO 256-AL2 (General Instrument)		
N.º 62/63	«El microordenador tiene la palabra»	ACTRON
— MC 146818 (Motorola)		
N.º 65	«Reloj en tiempo real»	SANDOVAL
— BS 170 (Motorola)		
N.º 59	«Generador de funciones»	SADOVAL DIGITAL, S.A.
— MTP 411-256 (Seiko)		
N.º 66	«Plotter XY»	SANTOS DEL VALLE
— MTP 411-320 (Seiko)		
N.º 66	«Ploter XY»	SANTOS DEL VALLE
— MTP 401 (Seiko)		
N.º 59	«Mini-impresora»	SANTOS DEL VALLE
— 8049 C289		
N.º 59	«Mini-impresora»	SANTOS DEL VALLE
— SL 440 (Plessey)		
N.º 31	«Regulador universal»	DIGITAL, S.A.
N.º 61	«Autodim»	SANDOVAL
— ML 926 (Plessey)		
— ML 927 (Plessey)		
N.º 43 y 44	«Maestro»	DIGITAL, S.A. (1) PLESSEY ESPAÑA
— SL 480 (Plessey)		
N.º 43 y 44	«Maestro» (fuera de fabricación; sustituirlo por el SL 486. Ver Elektor 69).	
— SP 8755 (Plessey) Precio orientativo: 12.000 pesetas		
N.º 61	«Etapa de entrada a 1,2 GHz»	(1) PLESSEY ESPAÑA
— Transductores 150-200 KHz		
N.º 57	«Sonda batimétrica»	(2) NAUTICAL
— Sonda pH (Meteor 99601) Precio orientativo: 8.800 ptas.		
N.º 67	«Medidor de pH»	(3) PACISA

La dirección de los comercios aquí mencionados figuran en nuestra lista de «QUIEN Y DONDE», o a pie de página. Esta lista no es exhaustiva. Si algún otro comercio dispone de los materiales aquí mencionados y nos lo comunica por cualquier medio, gustosamente incluiremos su dirección y los componentes en esta lista.

(1) PLESSEY ESPAÑA
C./ Mártires de Alcalá, 4, 3.º D G R
28028 Madrid
Teléfono (91) 248 12 18

(2) NAUTICAL
C./ Fernán Núñez, 3
28016 Madrid
Teléfono (91) 457 05 42

(3) PACISA
C./ Ronda de Atocha, 17
28005 Madrid

mercado

Polímetro digital con medida de transistores

El polímetro digital de 3 1/2 dígitos, EDM-1116 es un equipo robusto, preciso y portátil que incorpora algunas funciones adicionales reservadas anteriormente a otros instrumentos de medida. Además de la medida de tensiones continuas (100 μV a 1.000 V) alternas (100 μV a 750 V), corrientes (1 μA a 10 A) continuas y alternas, y resistencias (0.1 Ohm. a 20 MΩ), el EDM-1116 permite la medida de condensadores y transistores. Con alimentación única de 9 voltios el equipo realiza la medida de transistores (Ib = 10 μA, V CE = 2.8 V) para ganancias entre 0 y 1.000, en los tipos PNP y NPN. Los diodos pueden ser comprobados determinando si están abiertos o en corto, y medir la tensión directa de conducción. La medida de condensadores se realiza con una frecuencia de prueba de 300 Hz, y permite una resolución desde 1 pF (escala de 2 nF) con escalas hasta 20 μF (resolución 10 nF). El polímetro dispone de indicación acústica para las medidas de continuidad.



El EDM-1116 forma parte de una familia de polímetros económicos que cubren una amplia gama de medidas: frecuencia, detectores de picos, memoria, medida RMS, etc. en diferentes modelos de sobremesa y portátil con 3 1/2 y 4 1/2 dígitos, que aparecerán próximamente.

ATAIO Instrumentos
Enrique Larreta, 10
Teléf.: (91) 733 05 62
28036 Madrid.

Presencia en España de Multicore Solders

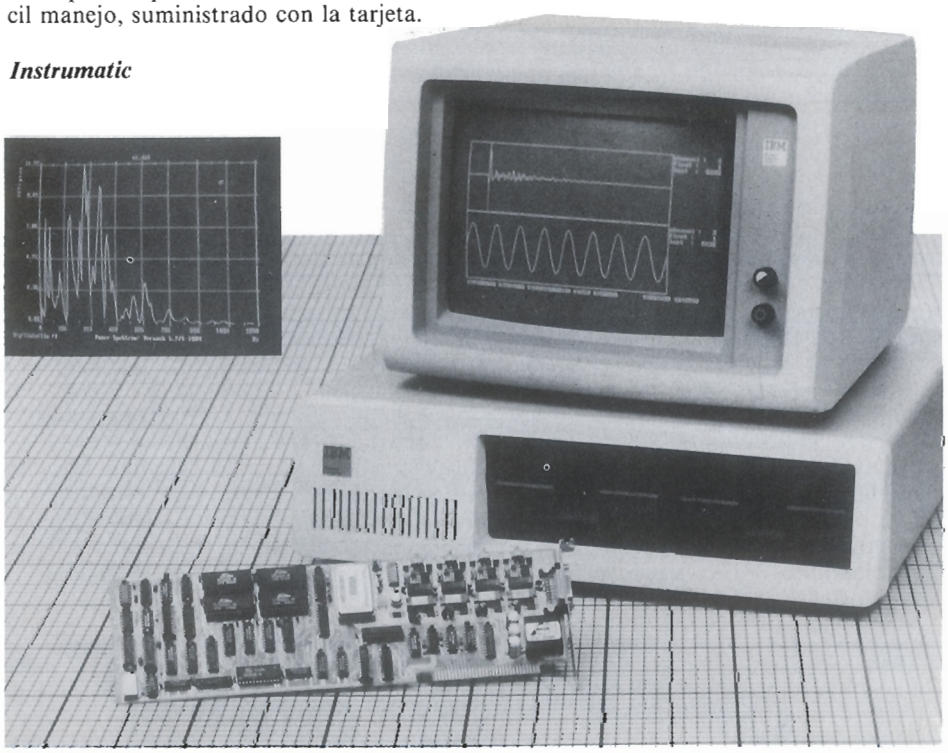
La firma S.P.A.S.A., fabricante desde hace varios años de aleaciones de estaño-plomo, ha realizado un importante esfuerzo en su nueva planta de producción. Desde su asociación al lider del sector en el campo de soldaduras, Multicore Solders Ltd, la empresa ha estado montando instalaciones de fabricación, equipos de laboratorio para control de calidad, realizando homologación de materias primas, formación de técnicos especialistas y estudios de mercado. Este esfuerzo se traduce en la producción de todo tipo de hilos, aleaciones de plata y fundentes de todas clases, bajo normas de homologación JIS, ASTM, BS, DIN, etc. La actual producción en España se ha igualado a la realizada por Multicore en Estados Unidos, Canadá, Inglaterra e Israel. Se dispone actualmente de hilo para soldar con 5 núcleos de fundente, con secciones de 3, 2, 1.5, 1.0, 0.7 y 0.46 mm. de diámetro. Los departamentos de producción, control de calidad, aplicación del producto y ventas están a disposición de los clientes, para consultar y resolver las diferentes necesidades.

SPASA MULTICORE
Florida, 110
Hernani Guipúzcoa
Teléf. (943) 55 19 00

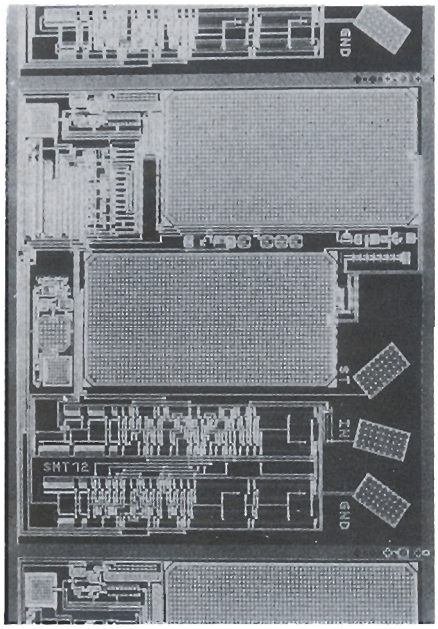
El IBM PC como medidor de transitorios

A través de un IBM PC se puede medir, y almacenar, hasta cuatro entradas analógicas con la placa de expansión de BAKKER Electronics. Esta placa se adapta en un conector de expansión del PC/XT/AT, permitiendo la lectura de los canales externos mientras el ordenador rueda otros programas. La tarjeta lleva una memoria interna de 16 K X 16 bits, que almacenan el resultado de las conversiones, con una resolución de 12 bits, siendo transferidas a la memoria del PC mediante DMA. La entrada admite señales de $\pm$5 o $\pm$10 voltios, seleccionable por puentes, con una ganancia interna de 1, 2, 4 u 8, también seleccionable por puentes, y protegidas hasta $\pm$35 voltios; la velocidad de captura de datos se programa desde 0.5 μs hasta 32767 ms/muestra en pasos de 0,5 μs. Cuando se utilizan los cuatro canales se puede realizar 50.000 medidas por segundo, que alcanzan hasta las 200.000 por segundo con un sólo canal activo. Los datos almacenados pueden ser analizados o comparados con señales previas por medio del menú, de fácil manejo, suministrado con la tarjeta.

Instrumatic



Conmutador inteligente de 2.5 A, con autoprotección



Siemens presenta un conmutador de potencia MOS, virtualmente indestructible gracias a las protecciones internas que incorpora. El dispositivo, que trabaja con tensiones entre 6 y 50 voltios, es capaz de soportar una corriente continua de 2.5 A, con valores de pico de 15 A, estando protegido frente a sobretensiones, cortocircuitos y sobrecalentamiento. El SMT 12 reacciona frente a cortocircuitos intensos desconectándose tras un tiempo de espera de 40 μs; cuando la carga aumenta lentamente, entra en funcionamiento el circuito supervisor de temperatura, desconectando el SMT 12 al sobrepasar los 150 °C, medidos en el dispositivo.

El integrado se presenta en encapsulado TO-220, con cinco terminales, y su entrada presenta compatibilidad con CMOS de 5 voltios y/o TTL. Una característica especial del SMT 12 es su alta velocidad, con un tiempo de conmutación inferior a 5 μs, que permite su empleo en circuitos que trabajan a frecuencias elevadas. Los elementos del circuito CMOS permiten que la corriente de reposo del circuito sea de tan solo 150 μA.

El «Smart Sipmos» SMT 12 está especialmente adecudo para el manejo de cargas en el automóvil, sustituyendo ventajosamente a los relés convencionales.

SIEMENS, S. A.
Orense, 2
28020 Madrid
Teléf.: (91) 455 25 00

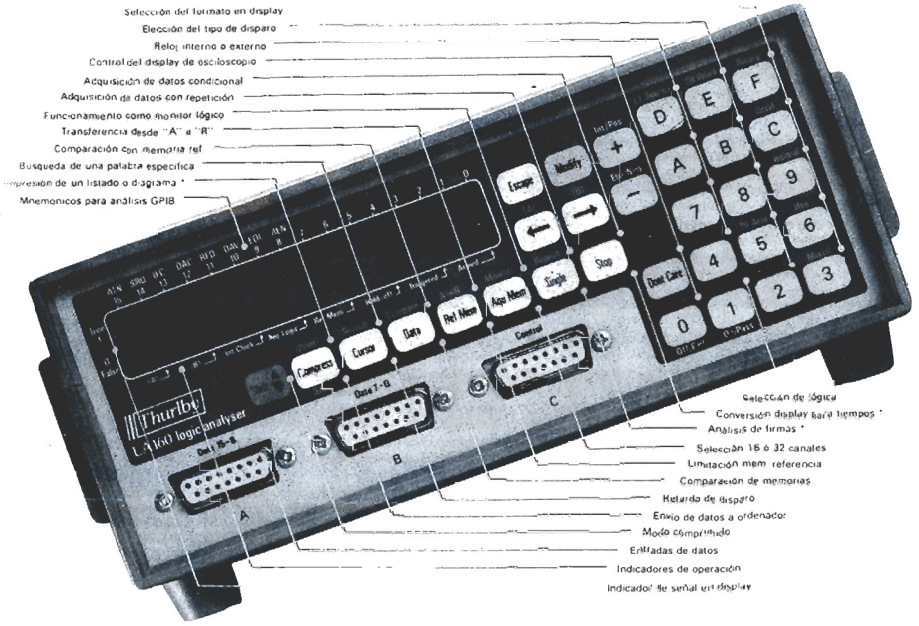
Analizador de bus IEEE-488

Thurlby Electronis lanza al mercado el módulo analizador de bus LC-03, que forma parte de la extensa gama de interfaces para el analizador lógico LA-160. El nuevo módulo permite la captura, memorización y análisis en buses IEEE-488 e IEC-625.

Trabajando con bus GP-IB, las 16 líneas del bus, con lógica negativa, se visualizan en el display, con las 8 líneas de control en binario y las líneas de datos en hexadecimal. Las líneas de control están identificadas con la nomenclatura habitual del GP-IB: IFC, REN, EOI, etc.

Los datos pueden ser capturados síncrona o asíncronamente, pudiendo ser analizados los cambios con una resolución máxima de 50 ns. La memoria puede almacenar hasta 2000 ciclos de reloj, pudiendo comparar con secuencias adquiridas anteriormente en la memoria de referencia. Los datos obtenidos pueden ser listados por impresora, en forma de diagrama de estados o de tiempos.

MOLHER Electrónica, S. A.
Parque Eugenia de Montijo, 94-104
28047 Madrid
Teléf.: (91) 462 78 42

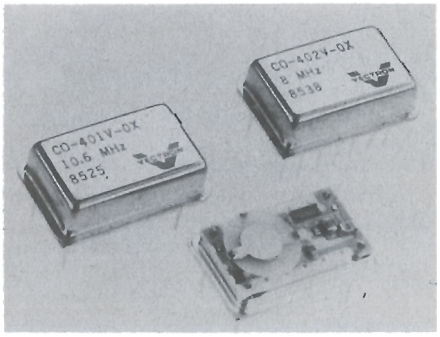


VCO a cristal, encapsulados en DIL

La firma VECTRON LABORATORIES presenta la serie CO-400 de osciladores híbridos a cristal controlados por tensión, especialmente diseñados para sistemas de control de fase. Estos osciladores tienen salida con nivel TTL en el rango de frecuencias de 32 KHz a 24 MHz, variando la tensión de control entre 0 y 5 voltios. La desviación de la frecuencia se sitúa entre ±30 ppm y ±100 ppm, para el rango de trabajo, con temperaturas comprendidas entre 0 y 50 °C (-55 a +85 °C, en la gama militar) garantizados durante veinte años sin necesidad de ajuste.

Los modelos disponibles, en encapsulado DIL, son: CO-401V, de 4 patillas, y CO-402V de 14 patillas. La serie CO-400 cumple la norma MIL -0-55310 y está disponible con apantallamiento modelo B y encapsulado según norma MIL-STD-883.

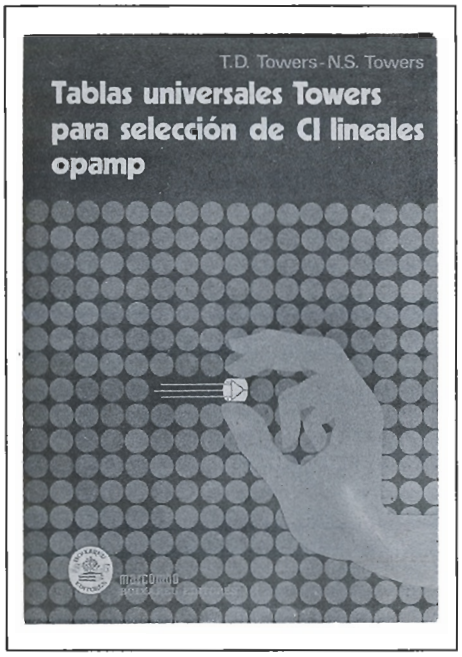
AMITRON, S. A.
Avda. Valladolid, 47 A
28008 Madrid
Teléf.: (91) 248 79 59



Libros

Tablas universales Towers para selección de CI lineales opamp

T. D. Towers, N. D. Towers
Marcombo. Barcelona - 1982
192 páginas (24× 17 cm)
1.600 ptas. (aprox.)
ISBN: 84-267-0435-2



Estas tablas abarcan no sólo los amplificadores operacionales "puros", sino también algunos otros CI cercanos a ellos (comaparadores de c.c., amplificadores operacionales de transconductancia...). Tras una breve introducción (17 páginas) a estos circuitos integrados pasa a las tablas en sí. Según el autor comprenden más de 4.000 "opamp" (europeos, americanos y japoneses), de cada uno de los cuales se ofrece la siguiente información:

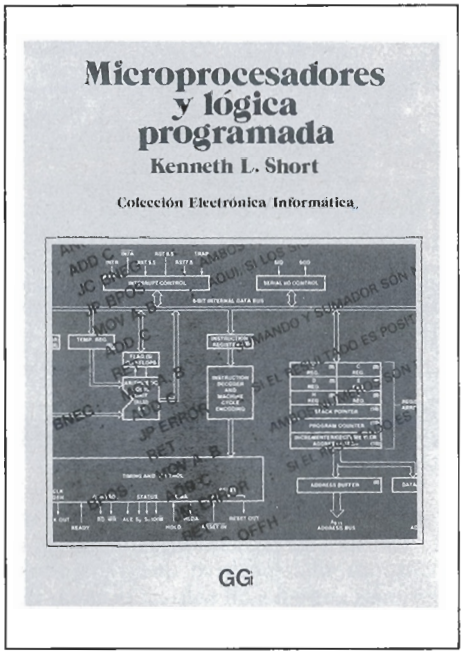
— Lista alfabética
— Fabricante
— Aplicación
— Compensación en frecuencia
— GPB mínimo
— Pendiente mínima
— Máxima tensión de alimentación positiva y negativa admisible
— Máxima temperatura ambiente de funcionamiento
— Mínima ganancia de tensión en lazo abierto
— Máxima tensión de offset de entrada
— Máxima corriente de polarización de entrada
— Máxima corriente offset de entrada
— Máxima potencia disipable
— Mínima corriente de salida
— Mínima tensión de salida
— Máxima tensión de entrada en modo común
— Máxima tensión de entrada diferencial
— Máxima deriva térmica de la tensión de offset
— Máximo consumo de potencia estática
— Máxima absorción de corriente estática
— Mínimo CMRR
— Mínimo PSRR
— Mínima resistencia de entrada
— Encapsulado y códigos conexión de los terminales
— Equivalentes europeo y americano

Microprocesadores y lógica programada

Kenneth L. Short
Gustavo Gili
Barcelona - 1985
524 páginas (22,8 × 16,8 cm)
3.500 ptas. (aprox.)
ISBN: 84-252-1248-0

Entre la abundante bibliografía que ha aparecido en los últimos años sobre microprocesadores y electrónica digital se podrían distinguir, al menos en un cierto sentido, dos tendencias: los autores que prefieren no centrar sus explicaciones en un modelo de CPU en concreto y aquellos que se restringen al que ellos consideran más apropiado para sus fines pedagógicos. El "Microprocesadores y lógica programada" pertenece a esta última categoría y su autor, ha optado por el 8085A con las ventajas, claridad y más fácil comprensión, y desventajas, limitación a las características de esa CPU, que eso supone.

El temario es bastante amplio, cubriendo tanto los aspectos referentes al software (diagramas de flujo, ensamblador, macros, subrutinas, operaciones aritméticas...), como al hardware (circuitos LSI, memorias, arquitectura, interfaces, interrupciones, señales analógicas...) y a la visión global integrada de ambas facetas.



En general la explicación es bastante clara, aunque utiliza para las memorias una nomenclatura muy poco usual, refiriéndose a las RAMs en su sentido estricto, de forma que en este término incluyen tanto las ROMs como las RWMs (de lectura/escritura). Este aspecto de la terminología es quizá el que puede confundir en algunos otros casos (como el referirse a los circuitos de "sample and hold" exclusivamente con los términos castellanos "muestreo/retención" aunque en las figuras aparecen las iniciales "s" y "h"). Por otra parte hay que anotar un punto a su favor en cuanto a concretar sobre circuitos reales (con número y fabricante) en lugar de dejarlo todo en meras referencias teóricas, lo cual es muy habitual en los libros de este tipo. En resumen un buen libro que dará una visión global completa del tema.

Estructura	*9*
Claridad	*8*
Amplitud	*10*
Profundidad	*7*
Utilidad	*8*
Relación calidad/precio	*7*

elektor

Ventas

Teclado 4 octavas para el Formant, sin usar, con algunos accesorios para el montaje, 10.000 ptas.
Jesús Prieto. Barragón, 25. 28011 Madrid. Teléf.: 4637230.

Receptor de radio estéreo, con AM-FM-OL-SW1-SW2-SW3, salida para vúmetro, funcionando, por 2.100 ptas.
Antonio Navarro Cebrián. Jorge Juan, 10, 2.º D. 02006 Albacete.

Timex (ZX81) 16K. Accesorios, dos juegos y teclado sin estrenar, 10.000. Noches.
Mariano Aliaga. Teléf.: 7642516.

Emisora de 27 MH, 40 canales frecuencia modulada, casi nueva, por 15.000 ptas. Llamar a la hora de la comida o a partir de las ocho de la tarde.
Eduardo Santiago Marugán Muñoz, Valladolid. Teléf.: 270185.

YAESU FT207R nuevo se vende. Se compra emisora 27M con canales bajos M. y altos, AM, FM y bandas laterales.
José Antonio. Madrid. Teléf.: (91)4411437 de 9 a 10 noche.

AIM-65 + libros + f. alimentación + ensamblador + 46 KB RAM + bus de expansión + tarjeta de vídeo, todo 95.000 ptas.
Jesús Nuño Benito. Londres, 21. 28028 Madrid. Teléf.: 4116717.

CIRC integrados, transistores, micros, etc. Mando lista gratis.
Miguel A. Clavijo Espino. C/ José Antonio, 9, 1.º izda. La Cuesta S. Cruz de Tenerife.

Osborne 1: 2 unidades de disco + monitor vídeo + CP/M + M. Basic + compilador + tratamiento de texto Wordstar Mail Merge + Supercalc = 180.000.
José Manuel Barceló. Gutemberg 4, 5-29016 Málaga. Teléf.: 219767.

Ecualizador-amplificador para coche 20+20Wm, 10 octavas, funcionamiento perfecto. 4.000 ptas. negociables.
José M. Lozano. Mar de Kara, 48, B-D. 28033 Madrid. Teléf.: 7630320 (mañanas).

Videojuegos videopac + 67400 nuevo + cartucho por 20.000 ptas. o cambio por Spectrum u otra marca de ordenador.
Antonio Ortiz Dalmau. Passeig d'en Llull, B-1.º, 3.ª. San Andrés de Llavaneras (Barcelona).

Vendo o cambio por receptor Marc, emisora super star 360 con antena y fuente alimentación.
Raúl Pereira. Teléf.: (93)6748111. Ext. 2010. Llamar de 15 a 22 horas.

Emisor FM88-108MHz, 4-SW. Gran alcance, envío instrucciones y esquema. Enviaré contra reembolso de 3.000 ptas.
Nicasio Tovar. Los Martinez del puerto. Teléf.: 531209. Murcia.

Videojuegos por estrenar videopac+67400 Philips por 18.000 ptas. o cambio por ordenador nuevo o viejo.
Antonio Ortiz Dalmau. Passeig d'en Llull, B-1.º, 3.ª. San Andrés de Llavaneras (Barcelona).

Vendo o cambio por equipo de radioaficionado ordenador personal Sinclair ZX81 con cables y alimentador.
César Romero Recio. Plaza del Turia, 5. 6.º-B. Esc. dcha. (91)6138149.

45 libros semiconductores en ingles. Cursos Eratele sin material, otros Ceac y Maymo. También cambio por algo interés.
Julián Seguén García «Astur». Serradilla, 28. 28044 Madrid. Teléf.: 7059824.

Ordenador New Brain modelo AD con programas y bibliografía.
José Antonio Prada. Sandoval, 12-2.º. Teléf.: 4471565. Madrid.

Led rojos, verdes, amarillos, naranja, 3 y 5 mm a 16 ptas. Muchas más cosas, mando lista gratis.
Miguel A. Clavijo. José Antonio, 5-1.º izda. La Cuesta, S. Cruz de Tenerife.

AIM-65 + alimentación + ensamblador + basic + 22K RAM + programador eprom + tarjeta vídeo y centronic + bus. Todo o parte.
G. Rioja. C/ Sotera Mier, 8-3.º. Portugalete (Vizcaya). Teléf.: (94)4954021.

Cambio por algo me interese 40 libros inglés tema semiconductores esquemas proyectos's, etc. acepto oferta.
Julián Seguén García. Serradilla-Madrid. Teléf.: 7059824.

Osciloscopio Hameg Hm 203 2 canales 20 MHz con 1 sonda divisora por 10 sin usar con esquemas por 60.000 ptas.
Miguel Martín Sastre. Guitarrista Calatayud, 21. 07009 Palma de Mallorca. Teléf.: 275000.

ATARI 600 XL + grabadora + joystick + 6 juegos. Todo barato. Ordenador solo 25.000. Llamar a Andrés —comidas—. Teléf.: (91)2735633. Madrid.

Interface 1, 2 Microdrives y 15 cartuchos con programas para Spectrum. 27.000 ptas. Perfecto estado.
Carlos Valiente. Teléf.: 2445920 (tardes). Madrid.

Spectrum 48K con juegos y revistas 18.000 o cambio por pletina extraible. Altavoces 25W y antena coche 5.000.
Mario Barrero García. Camino de Vinateros, 165. Teléf.: 7731906. 28030 Madrid.

AIM-65 con rak europeo, bus para 8 tarjetas programador de eprom (opción 4 a la vez) módulo de vídeo, 16 Kbytes y fuente todo junto o bien separado.
Lluis Roca Rodo. Sant Joan, 16 bis. Terrassa (Barna). Teléf.: (973)243468 Lérida.

Revistas Elektor años 1983, 84, 85 y algunas años anteriores a 175 ptas. cada una. Libro «Manual de cinematografía» 2.000 ptas. Tarjeta montada del nuevo VCO 3340, 10.000 ptas. Teclado digital polifónico 2 canales, montado 58.000 ptas.
Angel Martínez Calvo. Duques de Nájera, 56-3.º. Teléf.: 227060. 26005 Logroño.

ZX81 a bajo precio y no muy usado llamar a partir de las 7,30 de la tarde.
Sebastián Calvente Cárdenas. Monasterio, 6. Teléf.: 764848. La Línea (Cádiz).

Compro, vendo, cambio todo tipo de calendarios de bolsillo, compro tapas elektor 1980 y cambio llaveros.
Luis Miguel Marco. Apartado 24.165. 08080 Barna.

Intercambio programas MSX. Dispongo de más de 200, primeros títulos. El Don, Yie Ar, Kung fu 2, etc.
Daniel Delgado Segura. Tomás Pérez Ubeda, 15. Casas-Ibañez (Albacete).

Compras

Equipo Yaesu 225RD en buen estado y generador RF marca Marconi Mod-CT-394A o similar.
José Montesinos Ballester. Carril de la Condomina, 8. Teléf.: (968)261818. 30003 Murcia.

Osciloscopio doble trazo IS-20-MHz en buen estado. Interesados llamar de 3 a 6.
Ricardo Arias Alonso. Andrés Mellado, 11. Teléf.: (91)4491803. Madrid.

Radio control de cuatro canales que sea barato. Llamar en horas del almuerzo.
Ramón Calvente Cárdenas. Monasterio, 6. Teléf.: 764848. La Línea (Cádiz).

Cristales cuarzo: emisor-receptor para 27 MHz, canal 19 (26'730-27'185 MHz) nuevos o usados. Pago gastos.
B. Mielgo Fernández. Cervantes, 24-2.º Benavente (Zamora).

Comunicaciones e intercambios

Urgente contactar con chico que me llamó por teléfono para la compra de Osborne 1. Por favor, llama otra vez.
José Manuel Barceló. Gutemberg, 4-5.º. Málaga. Teléf/: 219767 (tardes-noches).

Fabricación y diseño de placas de circuito impreso de cualquier tipo, tamaño y cantidad. Montadas y sin.
José M.ª Hurtado Bermejo. Ensenada Miraflores, Blq. 1. piso 2D. San Roque (Cádiz).

Desearía me enviasen esquemas de alguna etapa de 100 a 200 W. Pago fotocopias.
Juan M. Rodríguez Martín. B/ Pelirom. C/ Batalla Aina, 13. Jerez de la Frontera (Cádiz).

Esquema de detector de fugas de gas R12 (freón) para reparar frigoríficos pago todos los gastos.
J. Enrique Flores Franco. Reyes Católicos, 25. Palos de la Frontera (Huelva). Teléf.: 350538.

Desearía esquemas de emisoras FM (88-108) y 27 MHz y lineales, con explicaciones sobre bobinas, etc. pago gastos.
Antonio Abarca Alvarez. Joaquín Dicenta, 2-1.º B. Motril- 18000 Granada.

Busco revistas Commodore World núms. 2-8 inclusive, abonaría 1.500. También prog. utilidades económicos C64. Contesto.
Juan Marín. Avda. Catalunya, 83. Esc. E4.º-1.ª Montcada Mas-rampinyo (Barcelona).

Necesito circuito integrado —UM3484— para el montaje del timbre musical de elektor n.º 62/63.
Martín Catalina Salvador. C/ Madrid, 5-12.º A. Basauri (Vizcaya).

Cambio ZX81 en perfecto estado por TV B/N portátil. Sólo Barcelona. Escribir.
Vinicio González. P.º Verdún, 4-4.º 2.ª. 08016 Barcelona.

Cambio n.º 1 al 44 de Resistor encuadernados por números de Rede hasta el n.º 364 o curso de TV.
Diego Pérez Doña. Galiana, 4 1.ª C. Palma de Mallorca (Baleares) 07013. Teléf.: (971)288113.

Busco esquema autorradio-casete Sony TC-28. Pagaré gastos.
Pablo Infantes Hernández. Cristo de la Victoria, 215-4.º D. Teléf.: 4769504. 28026 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).

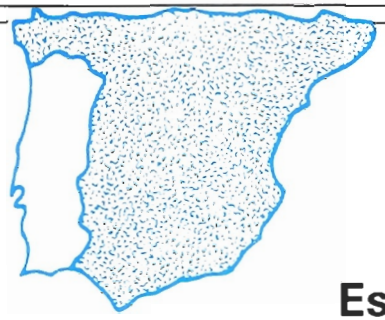
DATOS PERSONALES

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.



quién y dónde

Establecimientos de electrónica distribuidores* de elektor

ALICANTE
Azimut Electrónica. San Ignacio de Loyola, 23. Teléf. 965/205473.
Comp. Elec. Aitana. Santa Rosa, 19. Teléf. 965/520412.

ASTURIAS
Oviedo
Sonytel. Fray Ceferino, 36. Teléf. 985/289349.

BADAJOZ
Sonytel. Avda. Villanueva, 16. Teléf. 924/233278.

BALEARES
Ciudadela
Electrónica Menorca. Ibiza, 6.
Mahón
Electrónica Menorca. Miguel de Veri, 50. Teléf. 971/366058.

BARCELONA
Berengueras. Diputación, 21. Teléf. 93/3233651.
*Diotronic. Conde Borrell, 108. Teléf. 93/2544530.
*Radio OHM. Muntaner, 57. Teléf. 93/2538696.
Onda Radio. Gran Vía, 581. Teléf. 93/2544708.
*Radio Watt. Paseo de Gracia, 130. Teléf. 93/2182447.
*Sum. Elec. Solé. Muntaner, 14. Teléf. 93/3231308.
Granollers
Suministros Electrónicos Joma. Joan Prim, 122; Tarifa, 3. Teléf. 93/8490818.
Vic
Electrónica Sauquet. Guillerias, 10. Teléf. 93/8863975.
Sum. Elec. Telstar. Narcis Verdaguer i Ballis, 10. Teléf. 93/8850744.
Villafranca del Penedés
Sum. Elec. Solé. Luna, 8. Teléf. 93/8922762.
Sabadell
Microtronic. Salvany, 46. Teléf. 93/7107000.

BURGOS
Electroson. Conde Don Sancho, 6. Teléf. 947/227012.

CADIZ
Valmar. Ciudad de Santander, 8. Teléf. 956/276042.

CASTELLON
Casa Pruñomosa. Gobernador B. de Castro, 4. Teléf. 964/220305.
I. G. Electrónica. San Roque, 33. Teléf. 964/210123.

LA CORUÑA
Cetronic. Palomar, 2, bajo. Teléf. 981/272654.
El Ferrol
Sonytel. José A. P. de Rivera, 37. Teléf. 981/353028.
Cetronic, S. L. Rubalcava, 54. Teléf. 981/318179.

GERONA
Sum. Elec. Solé. Santa Eugenia, 59. Teléf. 972/233116.
Zener Electrónica. Zaragoza, 11. Teléf. 972/209368.
Electrónica F. G. Carmen, 31, bajos. Teléf. 972/216009.

GUIPUZCOA (San Sebastián)
Santos del Valle. Mariano Tabuyo, 13. Teléf. 943/273665.

LAS PALMAS
Radio TV Alamo. Arco, 36. Teléf. 928/244213.

LEON
Ponferrada
Electroson. P.º Facultad de Veterinaria, 15. Teléf. 987/209508.

LERIDA
Electrónica Virgili. Unión, 6. Teléf. 973/265448.

LOGROÑO
Suministros Electrónicos Logroño. A. Sagastuy, 1. Teléf. 941/221669.

LUGO
Sonytel. Ronda G. P. Rivera, 30. Teléf. 962/217213.

MADRID
*Actrón. Maudes, 15. Teléf. 91/2546803.
Cosesa. Barquillo, 25. Teléf. 91/2226949.
*Digital, S. A. Pilar de Zaragoza, 45. Teléf. 91/2464990.
Electrocolor. Pinzón, 42. Teléf. 91/4610711.
Electrokit Moncloa. Gaztambide, 48. Teléf. 91/4493006.
Electrónica Luvi. Vizcaya, 6. Teléf. 91/2304484.
Electroson. Duque de Sesto, 15. Teléf. 91/4311480.
Esmaes. Oca, 41. Teléf. 91/4619027.
Palco. José del Hierro, 44. Teléf. 91/2671690.
Radio Electra. Esteban Collantes, 37. Teléf. 91/4072952.
Sandoval. Sandoval, 4. Teléf. 91/4451833.
Santos del Valle. Galileo, 56. Teléf. 91/4468141.
Sonytel. Paseo de las Delicias, 97. Teléf. 91/2275206.
Viloga. Componentes Electrónicos. Bustos, 9. Teléf. 91/2518381.

MALAGA
Sonytel. Salitre, 13. Teléf. 952/340247.

ORENSE
Sonytel. Concejo, 11. Teléf. 988/242695.

PAMPLONA
Natronic, S. A. Aralar, 17. Teléf. 948/247584.

PONTEVEDRA
Sonytel. Salvador Moreno, 27. Teléf. 986/858272.
Vigo
Electrosón. Venezuela, 32. Teléf. 986/421810.

SALAMANCA
Anteco. Paseo Canalejas, 12. Teléf. 923/242001.

SEVILLA
*Indutrónica. Aniceto Sáinz, 30. Teléf. 954/370148.

TARRAGONA
Sum. Elec. Solé. Cronista Sesse, 3. Teléf. 977/222720.
Electrónica Virgili. Nueva San Pablo, 3. Teléf. 977/215576.
Reus
Electrónica Virgili. Dr. Gimbernat, 19-21. Teléf. 977/311942.

VALLADOLID
Electrosón. General Almirante, 6. Teléf. 983/331085.
Sonytel. León, 2. Teléf. 983/228776.

VALENCIA
*Vimax Electrónica. Albacete, 54. Teléf. 96/3255836.

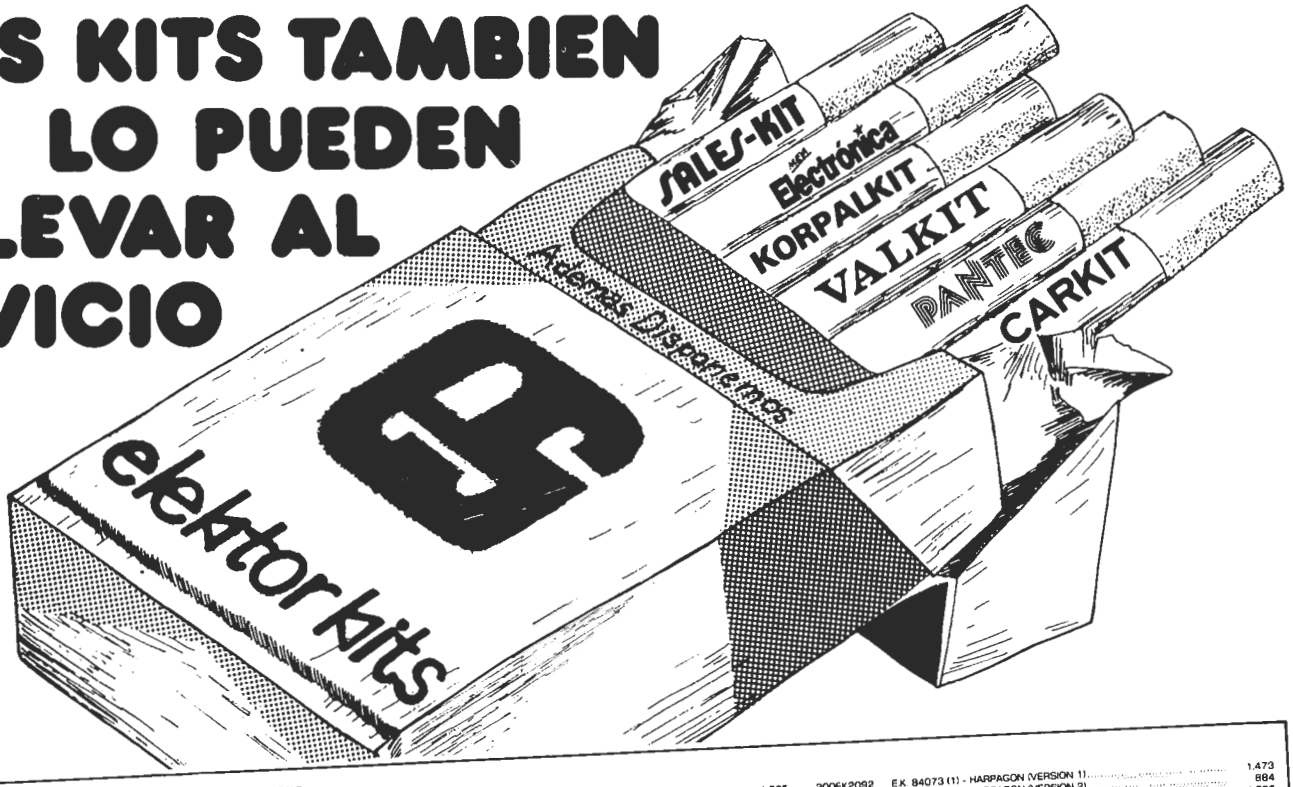
VIZCAYA (BILBAO)
Electrosón. Alameda de Urquijo, 71. Teléf. 94/441 2366.
*Micro Componentes Elec. Joaquín Zunzunegui, 9. Teléf. 94/4410289.
Radio Rhin. Alameda de Urquijo, 32. Teléf. 94/4431550.
Celmar. Joaquín Zuazagoitia, 3. Teléf. 94/441 3538.

VIZCAYA (Baracaldo)
Micro Comp. Elec. Zuloko, 2. Teléf. 94/4999098.

ZARAGOZA
Comercial Elec. Goya. Av. Goya, 83-85. Teléf. 976/353258.
Sonytel. Corona de Aragón, 21. Teléf. 976/354812.
AESA Sum. Electrónicos. Pedro Cerbuna, 9. Teléf. 976/351162.

Los establecimientos marcados con * distribuyen también las placas de circuito impreso del servicio EPS.

LOS KITS TAMBIEN LO PUEDEN LLEVAR AL VICIO



CODIGO (Referencia)	DESCRIPCION	P.V.P.
200EK0017	EK. 79077 (1) - GENERADOR DE SONIDOS	1.417
200EK0024	EK. 1473 (2) - TREN DE VAPOR	1.411
200EK0031	EK. 1471 (2) - SILBATO DE TREN DE VAPOR	1.875
200EK0049	EK. 9453 (3) - GENERADOR DE FUNCIONES	8.712
200EK0063	EK. 9827 (1) - MAGNETIZADOR	1.594
200EK0137	EK. 80054 (3) - MODULADOR DE VOZ Y SONIDO	3.074
200EK0176	EK. 80089 (4) - JUNIOR COMPUTER	28.453
200EK0191	EK. 80138 (3) - VOX	3.270
200EK0201	EK. 79053 (2) - GANANCIA ELECTRONICO	1.891
200EK0218	EK. 9988 (1) - GOLF DE BOLSILLO	1.588
200EK0225	EK. 80016 (2) - GRILLO ELECTRONICO	1.403
200EK0240	EK. 9957 (3) - MODULADOR UHF-VHF	1.796
200EK0257	EK. 81013 (3) - ECONOMIZADOR DE GASOLINA	2.203
200EK0264	EK. 80120 (2) - TARJETA MEMORIA 8K RAM + 16K EPROM	22.295
200EK0271	EK. 9897-1 (3) - ECUALIZADOR PARAMETRICO (FILTRO)	2.489
200EK0289	EK. 9897-2 (3) - ECUALIZADOR PARAMETRICO (CONTROL TONO)	3.024
200EK0296	EK. 9932 (3) - ANALIZADOR DE AUDIO	4.605
200EK0306	EK. 80031 (2) - TOP PREAMP (ESTEREO)	7.649
200EK0313	EK. 80023-1 (2) - TOP AMP 30 W	6.163
200EK0321	EK. 80023-2 (2) - TOM AMP 60W	6.306
200EK0352	EK. 80084 (3) - ENCENDIDO TRANSISTORIZADO PARA COCHE	6.456
200EK0384	EK. 80097 (1) - ANTIRROBO ASTUTO	1.861
200EK0391	EK. 80077 (1) - COMPROBADOR DE TRANSISTORES	5.554
200EK0426	EK. 80543 (1) - MICRO-AMPLIFICADOR	1.213
200EK0433	EK. 80502 (2) - CAJA DE MUSICA	5.439
200EK0458	EK. 81110 (3) - DETECTOR DE MOVIMIENTOS	3.975
200EK0465	EK. 81033 (2) - INTERFACE J.C.	22.559
200EK0472	EK. 810000 (2) - AMPLIFICACION FUENTE JUNIOR COMPUTER	6.492
200EK0480	EK. 80024 (2) - BUS PARA MICRO-PROCESADORES	10.325
200EK0497	EK. 81112 (1) - IMITADOR ELECTRONICO	2.661
200EK0507	EK. 81094 (5) - ANALIZADOR LOGICO	31.069
200EK0514	EK. 81105 (3) - VOLTIMETRO DIGITAL 2 1/5	6.891
200EK0561	EK. 81141 (5) - EXTENSION DE MEMORIA ANALIZADOR LOGICO	12.289
200EK0602	EK. 82010 (3) - PROGRAMADOR DE EPROM	11.305
200EK0610	EK. 82009 (1) - MINI AMPLIFICADOR TELEFONICO	2.239
200EK0627	EK. 81171 (4) - CONTADOR DE ROTACIONES	11.779
200EK0634	EK. 81012 (4) - MATRIZ LUMINOSA PROGRAMABLE	15.718
200EK0698	EK. 9823 (1) - IONIZADOR	3.302
200EK0730	EK. 82070 (2) - CARGADOR UNIVERSAL NI-CAD	2.999
200EK0747	EK. 82019 (2) - IPROM	4.646
200EK0754	EK. 82017 (2) - RAM DINAMICA 16 K	16.560
200EK0803	EK. 81577 (4) - BUFFERS ENTRADA ANALIZADOR LOGICO	5.103
200EK0811	EK. 81575 (3) - VOLTIMETRO DIGITAL UNIVERSAL	7.017
200EK0828	EK. 81525 (1) - SIRENA HOLOFONICA	1.887
200EK0835	EK. 81541 (2) - DIAPASON ELECTRONICO	2.822
200EK0842	EK. 82094 (2) - ADAPTADOR DE SONIDO PARA T.V.	2.816
200EK0850	EK. 82093 (2) - MINI TARJETA EPROM	3.895
200EK0874	EK. 82080 (2) - DNR	3.730
200EK0881	EK. 82090 (2) - COMPROBADOR DE RAMS 2114	2.006
200EK0899	EK. 82092 (1) - MINI TESTER	1.849
200EK0916	EK. 82089 (2) - AMPLIFICADOR DE 100 W	13.581
200EK0948	EK. 82116 (2) - TACOMETRO PARA AEROMODELISMO	1.957
200EK0955	EK. 82066 (1) - SOLUCION	1.708
200EK0962	EK. 82077 (2) - SQUELCH AUTOMATICO	1.720
200EK0970	EK. 82014 (4) - PREVIO PARA GUITARRA "ARTIST"	14.580
200EK0987	EK. 82138 (1) - CEBADOR ELECTRONICO PARA FLUORESCENTE	1.128
200EK1011	EK. 82038 (1) - INTERMITENTE ELECTRONICO	1.603
200EK1042	EK. 82133 (1) - SALBATO ULTRASONICO	3.981
200EK1050	EK. 82141 (4) - FOTO COMPUTER	18.981
200EK1067	EK. 82577 (1) - TESTER TRIFASICO	3.159
200EK1081	EK. 82142 (4) - ACCESORIOS PARA FOTOCOMPUTER	9.854
200EK1109	EK. 82172 (2) - CANCERBERO	6.307
200EK1116	EK. 82156 (3) - TERMOMETRO LCD	7.528
200EK1123	EK. 83002 (2) - FUENTE 3A PARA ORDENADORES	6.106
200EK1148	EK. 82027 (3) - NUEVO VCO (FORMANT)	11.825
200EK1155	EK. 82162 (1) - IONIZADOR PARA COCHE	5.542
200EK1162	EK. 82178 (3) - ALIMENTACION PARA LABORATORIO	13.846
200EK1170	EK. 82142 (4) - MILIOHMETRO	2.989
200EK1187	EK. 82031 (3) - NUEVO VCF + VCA (FORMANT)	9.081
200EK1194	EK. 82179 (3) - LUCIPETO	5.329
200EK1211	EK. 83022-7 (2) - AMPLIFICADOR PARA CASCOS	4.196
200EK1229	EK. 82032 (3) - NUEVO DUAL ADSR (FORMANT)	13.988
200EK1236	EK. 82033 (3) - NUEVO LFO + NOISE (FORMANT)	4.709
200EK1243	EK. 83028 (2) - REGULADOR DE FAROS	1.436
200EK1251	EK. 9729 (3) - NUEVO COM (FORMANT)	3.753
200EK1268	EK. 82078 (2) - ALIMENTACION NUEVO FORMANT	4.865
200EK1275	EK. 83010 (2) - PROTECCION PARA FUSIBLES	1.735
200EK1282	EK. 82543 (2) - GENERADOR DE EFECTOS SONOROS	3.018
200EK1300	EK. 82570 (3) - SUPER FUENTE DE 5 V	9.207
200EK1317	EK. 82548 (2) - FLAS ESCLAVO	1.498
200EK1324	EK. 82539 (1) - PREAMPLIFICADOR PARA MAGNETOFONO	1.678
200EK1331	EK. 82528 (2) - INTERRUPTOR FOTOSENSIBLE	1.595
200EK1349	EK. 83037 (3) - LUXOMETRO A LCD	9.571
200EK1356	EK. 83022-10 (2) - SEMAFORO DE AUDIO	2.419
200EK1363	EK. 82167 (2) - DIAPASON PARA GUITARRA	11.672
200EK1386	EK. 83011 (4) - MODEM ACUSTICO	9.415
200EK1395	EK. 83041 (3) - RELOJ PROGRAMABLE	23.529
200EK1405	EK. 83069 (2) - SEMAFORO	7.430
200EK1412	EK. 83022-3 (2) - PREAMPLIFICADOR MC/MM	8.851
200EK1437	EK. 83022-4 (3) - INTERRUDO	5.059
200EK1444	EK. 83052 (2) - VATIMETRO	5.743
200EK1469	EK. 82157 (2) - ILUMINACIÓN PARA TREN ELECTRICO	7.083
200EK1476	EK. 83083 (3) - AUTOTEST	10.181
200EK1483	EK. 82105 (2) - TARJETA CPU Z80A	11.840
200EK1491	EK. 83098 (2) - ADAPTADOR PARA RED	1.938
200EK1501	EK. 83562 (1) - BUFFER PARA EL PRELUDIO	1.608
200EK1518	EK. 83054 (3) - DECODIFICADOR DE MORSE	4.727
200EK1525	EK. 83103 (3) - ANEMOMETRO	13.674
200EK1540	EK. 82110 (1) - POLI BUS	5.379
200EK1557	EK. 83087 (2) - ELECTROMETRO	6.591
200EK1564	EK. 83044 (3) - DECODIFICADOR DE RTTY	5.061
200EK1571	EK. 83082 (4) - TARJETA VDU	17.411
200EK1589	EK. 83123 (2) - DETECTOR DE HELADAS	2.672
200EK1598	EK. 83108 (2) - TARJETA CPU 8502 (2K RAM)	24.539
200EK1606	EK. 83108 (2) - TARJETA CPU 8502 (8K RAM)	29.574
200EK1613	EK. 82110 (2) - REGULADOR PARA TREN ELECTRICO	5.872
200EK1621	EK. 83110 (1) - FONOFORO A FLASH	4.603
200EK1638	EK. 83113 (1) - VIDEOAMPLIFICADOR	2.864
200EK1645	EK. 82111 (3) - UNIDAD DE SALIDA PARA POLIFORMANT	5.484
200EK1652	EK. 82112 (3) - CONVERTIDOR D/A PARA EL POLIFORMANT	10.412
200EK1660	EK. 83102 (1) - OMNIBUS	11.380
200EK1677	EK. 83121 (2) - FUENTE ALIMENTACION SIMETRICA	12.333
200EK1684	EK. 80005 (4) - CRONO MASTER	9.740
200EK1691	EK. 83024 (3) - RECEPCION DE BANDA MARITIMA	18.969
200EK1701	EK. 83134 (2) - LECTOR DE CASSETES DIGITAL	5.430
200EK1719	EK. 83071 (2) - AUDIOSCOPIO ESPECTRAL	12.506
200EK1726	EK. 83120 (2) - DESFASADOR DE AUDIO	8.729
200EK1733	EK. 84000 (2) - VELETA ELECTRONICA	8.078
200EK1741	EK. 84012 (3) - CAPACIMETRO DIGITAL	11.968
200EK1758	EK. 83014 (2) - TARJETA UNIVERSAL DE MEMORIA (MOS)	6.997
200EK1772	EK. 83503 (2) - SEÑALIZACIONES INTERMITENTES EN CARRETERA	2.331
200EK1780	EK. 83515 (2) - MICROMATON	6.101
200EK1797	EK. 85564 (2) - AMPLIFICADOR PDM AUTOMOVIL	3.286
200EK1807	EK. 83410 (2) - TERMOMETRO PARA DISIPADORES DE CALOR	6.731
200EK1814	EK. 83563 (2) - INDICADOR TERMICO PARA RADIADORES	2.136
200EK1821	3561 (2) - GENERADOR DE ONDAS SINUSOIDALES	1.938
200EK1839	EK. 83552 (2) - AMPLIFICADOR MICROFONO C/AJUSTE TONOS	1.917
200EK1846	EK. 8351 (3) - GENERADOR DE MIRAS B/N	10.069
200EK1853	EK. 83558 (2) - CONVERTIDOR D/A 8 BIT PRECISIONES	2.589
200EK1861	EK. EK. 83124 (2) - CAJA DE SINCRONISMOS DE VIDEO	2.503
200EK1878	EK. 84037 (3) - GENERADOR DE IMPULSOS	13.907
200EK1885	EK. 84023 (2) - ELABERNTO	11.046
200EK1892	EK. 83088 (2) - REGULADOR PARA ALTERNADOR	1.558
200EK1902	EK. 84009 (2) - TACOMETRO PARA VEHICULOS DIESEL	3.416
200EK1910	EK. 84017 (2) - BORRADOR DE EPROMS INTELIGENTE	12.662
200EK1927	EK. 84018 (2) - VIDEOCOMBINADOR	4.342
200EK1934	EK. 84019 (1) - INTERFACE DE POTENCIA CON TRIACS	7.036
200EK1941	EK. 84048-A (1) - LANZADESTELLOS PORTATIL 6V	3.396
200EK1959	EK. 84040-B (1) - LANZADESTELLOS PORTATIL 12V	3.396
200EK1966	EK. 84055 (2) - INTERFACE PARA MAQUINAS DE ESCRIBIR	8.849
200EK1981	EK. 84041 (2) - MINI CRESCENDO	19.905
200EK1998	EK. 84049 (2) - FUENTE DE ALIMENTACION CONMUTADA	5.049
200EK2007	EK. 84054 (1) - EXTENSIONES PARA ZC	5.147
200EK2014	EK. 84084 (2) - INVERSOR DE VIDEO	5.670
200EK2021	EK. 84078 (2) - CONVERSOR RS 232 CENTRONICS	13.101
200EK2039	EK. 84031 - MODEM DE ACOPLAMIENTO DIRECTO	32.080
200EK2046	EK. 84089 (1) - PREAMPLIFICADOR DINAMICO	3.076
200EK2053	EK. 84095 (2) - AMPLIFICADOR HIFI A VALVULAS	3.886
200EK2061	EK. 83133 (2) - SIMULADOR DE ESTEREO	9.356
200EK2078	EK. 84079 (3) - TACOMETRO DIGITAL A LCD	7.592
200EK2085	EK. 84072 (1) - ADAPTADOR SCART	4.933
200EK2092	EK. 84073 (1) - HARPAGON (VERSION 1)	1.473
200EK2102	EK. 84083 (1) - HARPAGON (VERSION 2)	884
200EK2110	EK. 84088 (1) - FALSA ALARMA	1.786
200EK2127	EK. 84101 (2) - TV EN MONITOR	2.276
200EK2134	EK. 84130 (1) - CONTROLADOR DE MINI CAR	4.637
200EK2141	EK.84111 (3) - NUEVO GENERADOR DE FUNCIONES	12.506
200EK2159	EK. 84091 (2) - FLASHMETRO	10.401
200EK2166	EK. 84112 (1) - TERMORREGULADOR PARA SOLDADOR	3.135
200EK2173	EK. 84128 (1) - PREAMPLIFICADOR PORTATIL PARA GUITARRA	7.499
200EK2181	EK. 84075 (1) - LIMPIADOR IMPULSOS DE CASSETE PARA ZX 81	5.212
200EK2198	EK. 85007 (1) - SELECTOR DE EPROMS	1.851
200EK2208	EK. 84096 (2) - AUTODIM	2.049
200EK2215	EK. 84035 (1) - ALIMENTACION ALTERNA	6.128
200EK2222	EK. 84045 (1) - FUNDIDO DIAPOSITIVAS POR ORDENADOR	18.355
200EK2230	EK. 85001 (1) - AMPLIFICADOR HIBRIDO DE 30 W	7.919
200EK2247	EK. 84408 (1) - PROTECTOR DE ALIMENTACION	2.292
200EK2254	EK. 84427 (1) - CONTROL ECONOMICO DE MOTOR	1.511
200EK2261	EK. 84437 (1) - ALARMA PARA FRIGORIFICO	1.810
200EK2279	EK. 84452 (1) - ANALIZADOR DE LINEAS	1.426
200EK2286	EK. 84482 (2) - FRECUENCIMETRO INTERSIL	18.168
200EK2293	EK. 84477 (2) - ALIMENTACION PARA MICROORDENADORES	9.619
200EK2303	EK. 85010 (1) - INTERFACE CASSETE PARA C-64 Y VIC 20	3.019
200EK2311	EK. 84100 (1) - TELEFASE	1.547
200EK2328	EK. 85019 (1) - CONTADOR UNIVERSAL	3.495
200EK2335	EK. 83107 (3) - METRONOMO ELECTRONICO	8.186
200EK2342	EK. 84094 (1) - RELOJ EN TIEMPO REAL	8.882
200EK2350	EK. 84084 (1) - CRUCE POR CERO	1.891
200EK2367	EK. (2) - INTERRUPTOR CREPUSCULAR	8.845
200EK2374	EK. 85044 (2) - ALIMENTACION DE 10 AMPERIOS	5.915
200EK2381	EK. 85043 (4) - CUENTARREVOLUCIONES	3.328
200EK2399	EK. 84107 (2) - TEMPORIZADOR UNIVERSAL	8541
200EK2409	EK. 84102 (3) - MEDIDOR RCL	2817
200EK2418	EK. 85025 (2) - KITT SCANER	2.535
200EK2423	EK. 85085 (2) - SUBSCRIPTOR	3.098
200EK2431	EK. 84109 (1) - SUBSCRIPTOR	9.954
200EK2448	EK. 85027 (3) - AMPLIFICADOR AXL	8.949
200EK2455	EK. 85072 (3) - INDICADOR PARA MANTENIMIENTO PARA COCHE	9.701
	EK. 85024 (4) - MEDIDOR DE PH A LCD	

+IVA

Además todos los componentes para el montaje completo

TARJETA PEDIDO DE KITS

Deseo recibir los KITS siguientes: E

Cant.	Referencia	Precio + IVA

El importe lo hago efectivo mediante

- ☐ talon bancario a nombre de E. SANDOVAL
- ☐ reembolso
- ☐ giro postal anticipado

NOTA - Debe anadirse 150 pesetas por gastos de envio en los KITS

D

Calle

Ciudad

D.P. Provincia

ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

Sandoval, 3 - Teléfs. 445 76 58 - 445 76 00
Sandoval, 4 - Teléf. 445 18 33 (8 líneas)
Sandoval, 6
28010 MADRID

ENTREGAS EN 24 HORAS

ELECTRONICA SANDOVAL s.a.

EN NUESTRO CONTESTADOR AUTOMATICO RECIBIREMOS SUS GRATOS PEDIDOS FUERA DE NUESTRO HORARIO.

DE NO TENER EXISTENCIA DE LOS MATERIALES SOLICITADOS, LE CONTESTAREMOS POR CARTA TELEX O TELEFONO.

Telex 47784 - SAVL-E
PERMANENTE

(91)
445 18 33
PERMANENTE
(8 líneas)

Sandoval, 3 Sandoval, 4
Sandoval, 6
28010 MADRID

Hemos seleccionado para vds. las mejores marcas y productos de 1ra. linea.

CONSULTENOS, SOLUCIONAREMOS SU PROBLEMA!!

Correos
cuallado
RENFE
SEUR

LA TIENDA DE ELECTRONICA DE VANGUARDIA

GRAN VARIEDAD AMPLIO SURTIDO

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

digital s.a.

C/. PILAR DE ZARAGOZA, 45. TELEFONOS 246 49 90 y 246 56 63.
28028 MADRID

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

LA FORMA MAS COMODA Y SEGURA DE RECIBIR EN SU PROPIA CASA TODO LO QUE NECESITE EN ELECTRONICA.

MAS DE 30.000 PEDIDOS SUMINISTRADOS NOS AVALAN.

elektor kits

REF	DESCRIPCION	P.V.P.
254	ANEMOMETRO PORTATIL...	10.740 Ptas.
255	RELE DE ESTADO SOLIDO..	1.616 Ptas.
256	VOBULADOR DE AUDIO.....	9.913 Ptas.
257	GENERADOR DE FRECUENCIAS PATRON	4.425 Ptas.

EL KIT DE MODERNA TECNOLOGIA Y CALIDAD PROFESIONAL

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.

VISA · MasterCard · EUROCARD · Access



YA TENEMOS DISPONIBLE

LA NUEVA EDICION DEL

CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA

PARA VENTA POR CORREO, DE MAYOR DIFUSION EN ESPAÑA

SOLICITELO HOY MISMO

IMPRESCINDIBLE PARA EL AFICIONADO Y UTIL HERRAMIENTA PARA EL PROFESIONAL

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

CUPON DE PEDIDO DE CATALOGO
SOLICITELO A

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

digital s.a.

APDO. CORREOS 61.282
28080 MADRID

Los Kits diferentes.

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

Por eso son diferentes.

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

Porque en sus criterios estéticos intervienen destacados diseñadores.

Por su sencillez de montaje y su máxima fiabilidad.

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

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

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

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

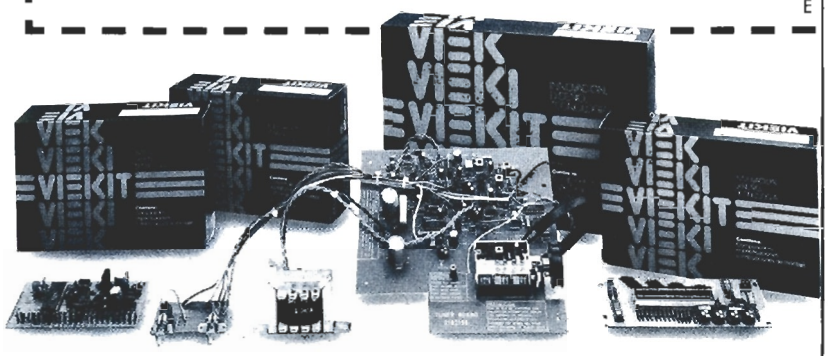
Nombre .....

Dirección .....

Población ..... C.P. .....

Provincia ..... Profesión .....

E



Infórmese de los nuevos Kits!

VIEKIT

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

Teclados de Membrana



Precisamos Representantes

- ☐ Flexibilidad de diseño.
- ☐ Facilidad de montaje.
- ☐ Mejora de la presencia de sus equipos.
- ☐ Resistentes a la contaminación ambiental.
- ☐ 3 veces más baratos que los teclados convencionales.

HECHO EN ESPAÑA

Estudiaremos su aplicación específica asesorándoles en sus diseños

MOLHER electrónica s.a.

Parque Eugenia de Montijo, 94, 104 - 28047 MADRID (España)
Tels.: (91) 462 25 62 - 462 78 42 - Télex: 46519 MOL E

SENTIDO de mercado COMUN

En un sentido, en el de dar salida a nuestro comercio, el Mercado Común nos favorece. En el otro, en el de que van a entrar en España, no estamos muy favorecidos y debemos prepararnos. Porque en el Mercado Común no habrá consentidos.

Sólo habrá mercado para quien lo aborde con sentido común. Con sentido de innovación, con preparación competitiva.

EUROCOMERCIO brinda la oportunidad de prepararse en todos los sentidos:

En el de **licencias,** en el de **franquicias,** en el de **comercio asociado.**

Podrá consultar con **asociaciones y organismos.**

Conocer las **publicaciones especializadas.** Los nuevos **equipamientos** para comercios y almacenes. Lo último en logística comercial. Incluso **escaparatismo** y **publicidad en el punto de venta.**

Venga a EUROCOMERCIO. Le dejará mercado.

eurocomercio

SALON DE LA DISTRIBUCION Y EL EQUIPAMIENTO COMERCIAL

Para entrar en el Mercado Común con sentido.

9-13 ABRIL

¡y en la puerta de al lado!

IMPACT

SALON DE LA COMUNICACION COMERCIAL

IFEMA. INSTITUCION FERIAL DE MADRID

Avenida de Portugal, s/n. 28011 MADRID. ESPAÑA. Teléfono 470 10 14. Telex 44024 IFEMA E.

LISTA DE PRECIOS

REVISTA ELEKTOR

	P.V.P.
• Colección 1982 (11 revistas)	2.400
• Colección 1984 (11 revistas)	3.250
• Colección 1985 (11 revistas)	3.625

NUMEROS SUELTOS

• Número 3	160
• Números 8, 9, 10, 11, 12, 13, 16, 17 y 18	175
• Números 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 28, 29, 30 y 31	200
• Números 26/27	400
• Números 33, 35, 37, 40, 41, 42 y 43	250
• Números 38/39	500
• Números 44, 45, 47, 48, 49, 52, 53, 54 y 55	275
• Números 50/51	500
• Números 56, 57, 58, 59, 60, 61, 64, 65 y 66	300
• Números 62/63	600
• Números 67, 68, 69 y 70	325

ESTUCHES

• Años 1981, 1982, 1983, 1984 y 1985	475 ptas.

LIBROS

	P.V.P.
• DIGILIBRO (con circuito impreso)	1.400
• FORMANT (con cassette demostración)	1.500
• JUNIOR COMPUTER-1	1.250
• JUNIOR COMPUTER-2	1.400
• JUNIOR COMPUTER-3 (Inglés o Francés)	1.750
• JUNIOR COMPUTER-4 (Inglés o Francés)	1.750
• CURSO TECNICO	700
• 300 CIRCUITOS	1.250
• RESI y TRANSI circuito impreso	1.200 750
• ELECTRONICA LOGICA Y MICROPROCESADORES	2.500
• GUIA DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS	2.400
• DESCUBRE LA ELECTRONICA	995

SUSCRIPCION (1 AÑO)

España: 3.300 ptas. Europa (correo por superficie): 3.800 ptas. Europa (correo aéreo): 4.100 ptas. América (correo aéreo): 7.100 ptas. o 45 $.
Derechos envío certificado: España: 330 ptas. Extranjero: 880 ptas.

ESTOS PRECIOS INCLUYEN EL 6% DE IVA

RADIO WATT

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

EXAR · HARRIS · National Semiconductor · RCA Solid State · TRW · signetics · GENERAL INSTRUMENT · FAIRCHILD · SGS · THOMSON-CSF · Zilog · HEWLETT hp PACKARD · SIEMENS · TELEDYNE · Synertek · MOTOROLA · Sprague · TEXAS INSTRUMENTS

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

Passeig de Gràcia, 126 - 130 Barcelona - 8 Tel. (93) 237 11 82 *

PEDIDOS A:
MAILING ELECTRONICA

Carretera Granada, 21
ALCAUDETE (Jaén)
Teléfono (953) 56 02 47

Mailing electrónica

¡¡DISPONIBLE YA!!

EL NUEVO CATALOGO 1985-1986 DE MAILING ELECTRONICA

LA MAYORIA DE UDES. YA LO CONOCE: EL MAYOR DE ESPAÑA, MAS DE 140 PAGINAS TAMAÑO FOLIO CON MILES DE COMPONENTES ELECTRONICOS Y KITS EN EXCLUSIVA. INCLUYENDO PRECIOS QUE SE ACTUALIZAN SEMESTRALMENTE.

PRECIO CATALOGO	ENVIADO JUNTO A PEDIDO DE MATERIAL	**252** pts.
	ENVIO CORREO CERTIFICADO (GIRO O SELLOS)	**300** pts.
	ENVIO CONTRA REEMBOLSO	**385** pts.

MOS-FET PROFESIONAL 400 W. R.M.S. 8Ω
NUMERO UNO EN VENTAS DURANTE EL AÑO 1984.

KIT MODULO 400 W:
3 PLACAS CON 2 K135 Y 2 J50.
RESISTENCIAS PELICULA METALICA 1%-DETECCION DE CONTINUA Y SOBRECARGA DESCONECTAN ALTAVOCES MEDIANTE RELE 10 AMP.
RELACION SEÑAL RUIDO 120 DB. PRECIO KIT MODULO **18.963**

FUENTE PARA MOS-FET 400 W:
UN TRANSFORMADOR TOROIDAL 40-0-40 12,5 AMP.
UN PUENTE RECTIFICADOR 25 AMP. 400 V.
DOS CONDENSADORES 10.000 µF. 63 V DE 8 AMP. DE EFICIENCIA.
UN RADIADOR PARA PUENTE. PRECIO FUENTE **20.210**

DISPONEMOS DE TIRAS DE RADIADOR CORTADAS A PETICION Y MUEBLES. (RAK) CON VENTILADORES PARA VENTILACION FORZADA

KIT MODULO DE 75 A 200 W MOS-FET CON 2SK135 Y 2SJ50 DEPENDIENDO DE LA TENSION DE ALIMENTACION **6.990**

TRANSISTORES SUELTOS 2SK135 Y 2SJ50

MONTATELO BIEN CON MAILING

INDICE DE ANUNCIANTES

Anunciante	*Página*
Actrón	3/74
Cabeco, S. A.	3/74
Digital	3/70
D. S. E.	3/02
Edimar	3/74
Electro-Libro	3/75
Electron	3/21
Electrónica Sandoval	3/74
Electroson Madrid	3/74
Eurocomercio	3/72
Hameg	3/09
J. B. C.	3/08
Mailing Electrónica	3/74
Molher	3/71
Pantec	3/55
Radio Watt	3/73
Relojería Teixidor	3/74
Sandoval	3/69
Schaltplan Adler	3/74
Tempel	3/76
Tomás Perales	3/74
Unitronics	3/07
Vieta	3/71

EDIMAR
ELECTRONICA DIGITAL Y ANALOGICA
San Emilio 20 MADRID 17

Instrumentos de laboratorio y equipos didácticos

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

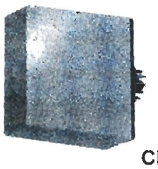
Se necesitan representantes introducidos en provincias

ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

EL MAS EXTENSO SURTIDO EN:
— COMPONENTES ELECTRONICOS.
— KITS DE MONTAJE ELECTRONICOS.
— MICROPROCESADORES.
— VIDEOS.
— ALTA FIDELIDAD.
— TV. COLOR.

C/ SANDOVAL, 3, 4, 6
Teléfono: 4451833 (8 líneas)
Telex: 47784 - SAVL-E
28010 MADRID

CAJAS VACIAS BASE ENCHUFABLE



MEDIDAS:
80×80×35mm.
GUIAS INTERNAS PARA CIRCUITOS IMPRESOS

BILBAO - HORBARA	TEL.	(94)443 65 77
MADRID - MOPESA	TEL.	(91)474 08 11
VALENCIA - CONTAVAL	TEL.	(96) 351 68 53
ZARAGOZA - CONTELEIN	TEL.	(976) 39 33 27

Cabeco, s.a.
PABLO SANS 42
L'HOSPITALET - BARCELONA
TEL. 93-338 94 52

SCHALTPLAN MULTIPLANOS

Disponemos de todos los esquemas y planos del MUNDO.

De todos los equipos electrónicos y eléctricos, incluido LAVADORAS.

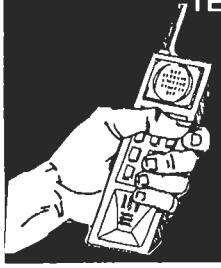
San Wenceslao, 1.º bajo.
Teléf.: 4657946.
28025 MADRID



Actividades y Componentes Electrónicos S. A.

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

TELEFONOS SIN HILOS
COMO 5000 DX
ALCANCE 15 KMS 60.000 PTAS
MADE IN JAPAN
ACCESORIOS TELEFONICOS CAJAS Y JACKS



TEIXIDOR
20 43 38
GERONA

ELECTROSON MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

TELS. 431 14 80 * - 276 75 26

CURSOS de REPARACION de VIDEOCASETES

Clases particulares teórico-prácticas para formar técnicos reparadores de videocasetes.

También cursos de instrumentación de servicio para radio y TV y de perfeccionamiento de TVC.

TOMAS PERALES BENITO
c/ Seco, 6. Bajo C.
Tel.: 2516729
28007 - MADRID

Almacenes de Componentes, Su problema de libros de Electrónica...



RESUELTO

ELECTRO-LIBRO

Es una sección de **HIPERMUSIC**
Barquillo, 21. Telfs. 221 72 01 - 232 59 16
28004 MADRID

Contacte con nosotros ya.

Deseo recibir el catálogo de títulos y precios de los libros distribuidos por ELECTRO-LIBRO.

NOMBRE ..... APELLIDOS .....

CALLE ..... N.º ..... D.P. .....

CIUDAD ..... PROVINCIA .....

Descuentos especiales para mayoristas y comerciantes
servicio de novedades para todos nuestros clientes.

OSCILOSCOPIOS

KIKUSUI



OSCILOSCOPIOS

- De uso general.
- De memoria digital (GP-IB).
- De memoria de persistencia.
- Programables (GP-IB).

FUENTES DE ALIMENTACION

- Gran gama de intensidades (0-500 △.)
- Gran gama de tensiones (0-1000 V.)
- Programables (GP-IB).
- Dobles, simétricas

OTROS INSTRUMENTOS

- Generadores.
- Medidores wow-flutter.
- Medidores de rigidez.
- Medidores de aislamiento.
- Multímetros digitales.

tempel sa

Viladomat, 140 bis
Tel. 254 44 01/02
Telex 50.056 TMPL
Barcelona-15

Rda. Segovia, 35
Tel. 265 74 14
Madrid-5

Eduardo Coste, 14-3º
Tel. (94) 463 51 01
Las Arenas (Bilbao)