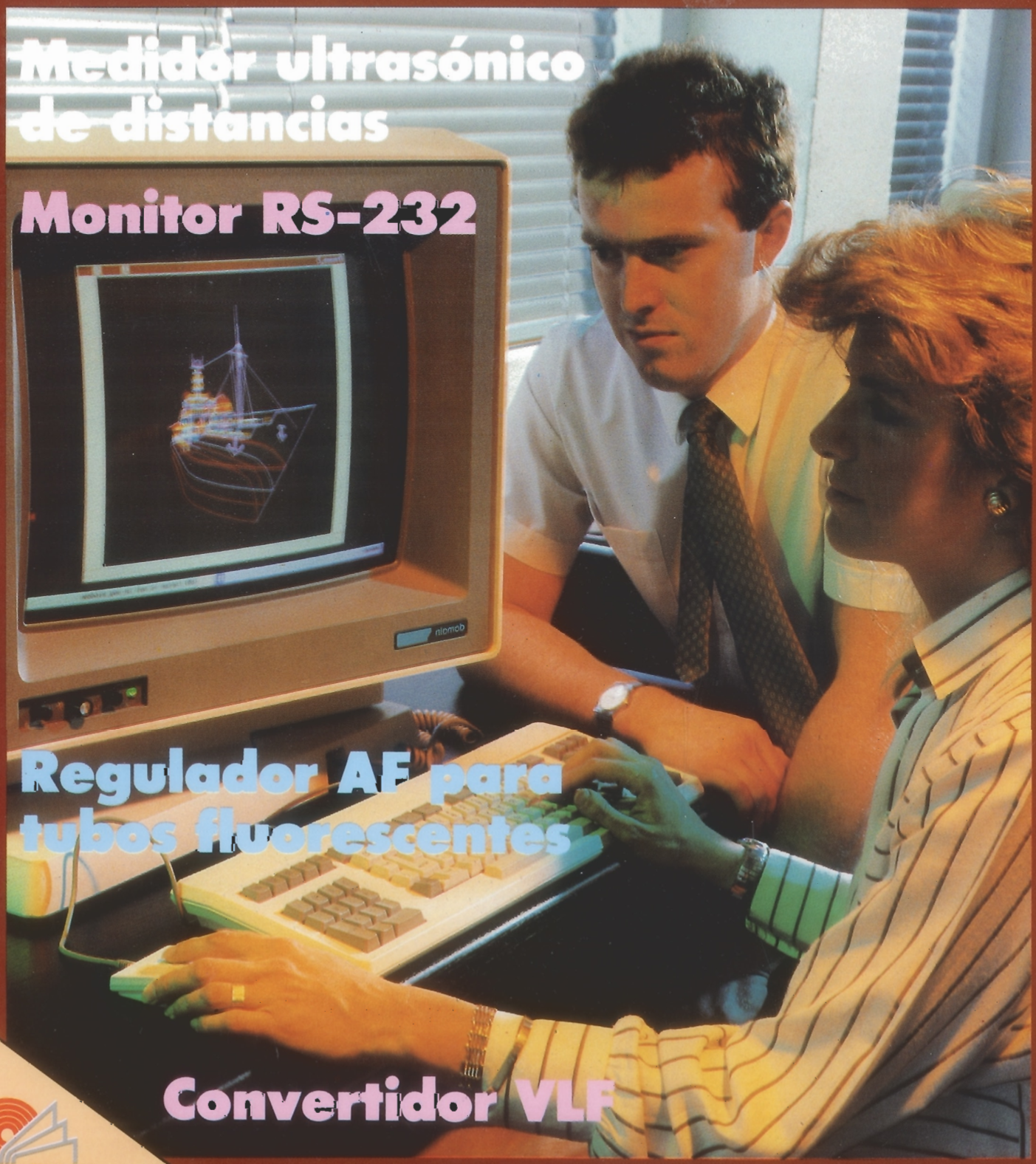
elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 113
1989

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



Medidor ultrasónico de distancias

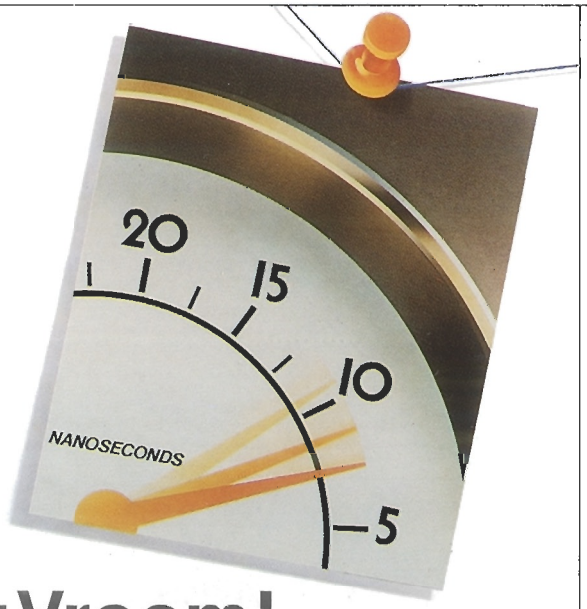
Monitor RS-232

Regulador AF para tubos fluorescentes

Convertidor VLF

INGELEK

PLDs PHILIPS: batiendo récords



¡Vroom!

Clásicas arquitecturas a velocidades increibles.
Nuevos tipos a 7,5 ns .



¡Crash!

No te des contra la pared.
Philips tiene la solución a tu diseño.



¡Clak!

El modo más claro de crear una máquina
de estados avanzada.



¡Click!

Completa tu diseño instantáneamente
con nuestras "instant gate arrays".

Compañía de Productos Electrónicos "COPRESA", S.A.
08007 Barcelona - Balmes, 22 - Tel. 301 63 12 28004 Madrid - Sagasta, 18 - Tel. 446 40 00

Philips Components

PHILIPS

PHILIPS

SUMARIO

ARTICULOS

Filtros de capacidad conmutada 10-16

Interruptor de red controlado por la carga 10-22

Medidor ultrasónico de distancias 10-28

Basado en el mismo principio del radar, pero empleando ultrasonidos, este equipo permite la medida de distancias entre 25 cm y 6 metros.

Interface digital de audio 10-34

Descripción del interface Philips-Sony para estándar de la salida digital de audio.

Regulador AF para tubos fluorescentes 10-48

El control mediante alta frecuencia de los tubos fluorescentes permite no sólo un encendido más rápido y fiable sino también la posibilidad de graduar la luminosidad de un tubo estándar.

Convertidor VLV 10-56

Para realizar la recepción de la gama de ondas entre 30 KHz hasta 150 KHz en un receptor multibanda capaz de ser sintonizado entre 10,015 y 10,300 MHz.

Monitor RS-232 10-60

Una sencilla herramienta para poner a punto y verificar las conexiones RS-232.

Controlador para pantallas LCD de alta resolución con interface para bus (1.ª parte) 10-64

Placa para el control de visualizadores LCD de alta resolución en modo texto, 8 líneas × 50 caracteres, y/o gráfico, 400 × 64 puntos, con interface para bus de microprocesador.

Medición de la temperatura con NTC 10-70

Sistemas analógicos y digitales para linealizar la curva logarítmica suministrada por una NTC.

SECCIONES

Teletipo 10-08

Las placas de circuito impreso 10-37

Mercado 10-73

En nuestro próximo número:

— Módulo de control MIDI Q4.
— Divisor de señal para TV vía satélite.
— Decodificador de locomotora (tren digital 2).

EDITORIAL

AÑO 10, NUM. 113 OCTUBRE 1989

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

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
MIGUEL J. GOÑI

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

Director Ejecutivo
JAVIER SAN JUAN

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

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

Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL

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

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

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

Distribución España:
COEDIS, S. A.
Avda. Barcelona, 225
08750 MOLINS DE REI (BARCELONA)

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

Composición:
Pérez-Díaz
Santa Leonor, 48

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

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

DERECHOS DE AUTOR

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

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

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

CONTROL DE DIFUSION

OJD DIFUSION · PUBLICIDAD

asociación española de prensa técnica

AIPP

Estimado lector:



En ocasiones, los métodos aparentemente menos adecuados proporcionan un resultado más que suficiente para realizar un montaje con excelentes prestaciones. Aunque todo el mundo conoce el empleo de ondas de radio para determinar la distancia a un objeto, no parece imaginable que se puedan obtener buenos resultados empleando ondas sonoras ligeramente por encima del oído humano. Y sin embargo, nuestro montaje de portada viene a desmentir esta afirmación.

El empleo de transductores de ultrasonidos permite la realización de un equipo de medida de distancias con una adecuada precisión, en torno al 2%, y a base de componentes relativamente simples. El principio de funcionamiento es similar a su hermano mayor, el radar, determinando la distancia en función del tiempo que tarda en ir y volver una señal sonora emitida por el equipo. Un poco de circuitería adicional permite eliminar falsas lecturas producidas por señales parásitas o ecos no deseados. Una posible aplicación de este equipo será la medida de la distancia entre nuestro automóvil y el anterior, o el posterior, a fin de mantener en todo momento una razonable «distancia de seguridad» y evitar accidentes.

Javier San Juan

Servicios Elektor para los lectores

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

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

LISTA DE PRECIOS:

Ejemplar sencillo	450 ptas.
Ejemplar doble	800 ptas.

SUSCRIPCIONES

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

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla

Ejemplar sencillo	425 ptas.
Ejemplar doble	755 ptas.

EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980		
Generador de Funciones: Placa	*9453	1.600
Tren de Vapor	*1473	1.050
E3: MARZO 1980		
Modulador	*80054	800
E4/5: JULIO/AGOSTO 1980		
Fte. de alimentación variable 0-10V	*77059	750
Control sensorial de iluminación	*78065	750
Frecuencímetro para sintetizadores	*79114	800
E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980		
Termómetro digital	*80045	1.500
E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980		
Ordenador para Juegos de TV:		
Circuito principal	*79073	5.570
Fuente de alimentación	*79073-1	840
Circuito del teclado	*79073-2	1.260
Grillo eléctrico	*80016	500
Mida su fuerza	*79006	650
E8: ENERO 1981		
Juego del Tula	*79007	650
E9: FEBRERO 1981		
Tarjeta de memoria RAM y EPROM	*80120	6.230
Alarma para frigorífico	*81024	750
Medidor consumo carburante Módulo 1	*81035-1	675
Medidor consumo carburante Módulo 2	*81035-2	650
Medidor consumo carburant Módulo 3	*81035-3	650
Med. cons. carb. Display/Placa Pral.	*81035-4	1.000
E10: MARZO 1981		
Top Amp	*80023	500
Top Reamp	*80031	1.200
E11: ABRIL 1981		
El genio de la lata	*81042	500
Latómetro: Circuito principal	*81043-1	550
Latómetro: Display	*81043-2	450
Electro-multijuegos	*81044	1.500
Termómetro de baño	*81047	1.100
Gaita electrónica	*81048	1.000
Manantial para Ni-Cads	*81049	800
Xilófono	*81051	750
E12: MAYO 1981		
Encendido Electrónico	*80084	2.000
Limpia-parabrisas inteligente	*80086	1.800
Anti-Robo	*80097	900
Indicador de Tensión de batería	*80101	750
Protección para la batería	*80109	750
Medidor de temperatura de aceite	*80102	700
E13: JUNIO 1981		
Fuente de alimentación de precisión	*80514	900
Comprobador de transistores	*80077	1.750
E14/15: JULIO AGOSTO 1981		
Termómetro lineal	*80127	850
Fte. alimentación 0-50V/0-2A	*80516	1.050
Sensor escaparate/M1	*80515-1	700
Sensor escaparate/M2	*80515-2	1.100
Programador de memorias PROM.	*80556	2.100
Micro-amplificador	*80543	750
Amplificador de potencia con V-FET	*80505	1.300
E:17 OCTUBRE 1981		
Imitador electrónico	*81112	1.000
E:18 NOVIEMBRE 1981		
Analizador lógico. Circuito de entrada	*81094-2	1.500
Analizador lógico. Tarjeta memoria	*81094-3	1.450
Gong DQL	*81135	850
Voltím.2 1/2 dígitos. Circuito Prcpal	*81105-2	1.200
E19: DICIEMBRE 1981		
Locomotora a vapor	*80019	1.000
Criptófono	*81142	1.300
Timbre sensorial	*81005	650
E20: ENERO 1982		
Interfono	*80069	1.400
Paristor	*81123	850
E21: FEBRERO 1982		
Amplificación ordenador juegos TV	*81143	5.000
Medidor de continuidad	*81151	850
Voltímetro+Frecuencímetro	*81156	1.700
Mini amplificador telefónico	*82009	800
E22: MARZO 1982		
Modulador luminoso 3 canales	*81155	1.500
E23: ABRIL 1982		
Extens. memor. Elekterminal	*79038	2.100
Oscilador Senoidal	*82006	1.050
Lecturas de mapas por ordenador.	*81032	950
Mini-órgano	*82020	1.500
E24: MAYO 1982		
Termostato para fotografía	*82069	1.000
Bucle de escucha: circuito emisor	*82039-1	1.300
Bucle de escucha: circuito receptor	*82039-2	1.150
E25: JUNIO 1982		
Detector de humedad	*81567	800
Programad. de procesos: Visualizador	*81101-1	1.500
Programad. de procesos. Alimentador	*81101-2	1.400
E26/27: JULIO/AGOSTO 1982		
Indicador de pico para altavoces	*81515	750
Generador de números aleatorios	*81523	1.350
Buffers entrada p/analizador lógico	*81577	1.000
Voltímetro digital universal	*81575	1.900
Sirena holofónica	*81525	1.250
Ctrol. velocidad y direc. p/modelismo	*81506	950
Diapasón electrónico	*81541	1.000
E28: SEPTIEMBRE 1982		
Generador de prueba RF	*81150	800
Construya su propio DNR	*82080	1.800
Minitarjeta de EPROM	*82093	800
E29: OCTUBRE 1982		
Comprobador de RAMs 2114	*82090	1.000
Mini-téster	*82092	950
Frecuencímetro a cristal líquido	*82026	950
Anti-robo activo	*82091	950
E30: NOVIEMBRE 1982		
Eolicón	*82066	800
Módulo capacímetro	*82040	1.000
Squelch Automático	*82077	1.000
Artist. Adhesivo frontal	*82014-F	950
E31: DICIEMBRE 1982		
Intermitente electrónico	*82038	1.000
Sist. telefonía int. placa alimenta-ci.	*82147-2	900
Detector de gas	*82146	1.200
E32: ENERO 1983		
Antenas activas-placa R.F.	*82144-1	950
Antenas activas-fuente	*82144-2	950
Cronoprocesador universal C. pral.	*81170-1	2.200
Cronoproc. univ. C. Display/teclado	*81170-2	1.500
Foto Computer-Interface-Teclado	*82141-2	1.100
Foto Computer-Display	*82141-3	1.200
Silbato ultrasónico	*82133	750
E33: FEBRERO 1983		
Foto Com. 2ª-Temporizador programable	*82142-3	950
Conversores para BLU. Conversor BF	*82161-1	950
Conversores para BLU. Conversor AF	*82161-2	1.000
Crescendo	82180	2.260
E34: MARZO 1983		
El nuevo sintetizador de Elektor	*82027	2.200
Accesorios para el crescendo	83008	1.480
Cancerbero	*82172	1.100
E35: ABRIL 1983		
Mili-óhmetro	*83006	925
Módulo combinado VCF/VCA	*82031	1.800
E36: MAYO 1983		
Mód. LFO/NOISE /doble ADSR. Doble ADSR	*82032	1.800
Mód. LFO/NOISE /doble ADSR.LFO/NOISE	*82033	1.700
Super-eco	*82175	1.200
Lucipeto	*82179	1.150
Preludio:		
Alimentación	*83022-8	1.830
Placa de conexión	*83022-9	2.925
E37: JUNIO 1983		
Curtis/Alimentación	*82078	2.050
Regulador para faros	*83028	750
Preludio:		
Amplificador lineal	*83022-6	2.500
Protector de fusibles	*83010	750
E38/39: JULIO/AGOSTO 1983		
Interruptor fotosensible	*82528	700
Generador de efectos sonoros	*82543	1.150
Flash-esclavo	*82549	575
Juegos TV en EPROM. Bus	*82558-1	1.300
Juegos TV en EPROM. Tarjeta EPROM	*82558-2	700
Super fuente de 5V	*82570	800
E40: SEPTIEMBRE 1983		
Preludio:		
Corrector de tonos	83022-5	1.875
Semáforo de audio	83022-10	1.020
Diapasón para guitarra	*82167	1.000
E41: OCTUBRE 1983		
Preamplificador MC	83022-2	1.985
Preamplificador MM	83022-3	2.445
Semáforo:		
Emisor	*83069-1	1.400
Receptor	*83069-2	1.350
Reloj programable. Carátula	83041-F	4.500
E42: NOVIEMBRE 1983		
Interludio	*83022-4	1.900
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	*82107	2.300
Desplazador de sintonía	*82108	1.500
Supresor Rebotes	*82106	1.200
Vatímetro	*83052	1.300
E43: DICIEMBRE 1983		
Carátula adhesiva	83051-F	1.820
Auto-test	*83083	1.850
Iluminación tren eléctrico	*82157	1.700
E44: ENERO 1984		
Buffer Preludio	*83562	950
Maestro: Receptor	*83051-2	6.400
Adaptador de red	*83098	750
E45: FEBRERO 1984		
Poli-bus	*82110	1.350
Elektrómetro	*83067	1.300
Decodificador RTTY	*83044	1.300
Detector de heladas	*83123	700
E46: MARZO 1984		
Pseudo-estéreo	*83114	950
Fonóforo a flash	*83104	950
E47: ABRIL 1984		
Sintetizador polifónico unid. salida	*82111	2.650
Sintetizador polofónico. convert. D/A	*82112	1.000
E48: MAYO 1984		
Crono-Master:		
Circuito de Medida	*84005-1	1.700
Visualización	*84005-2	1.650
Audioscopio espectral:		
Filtros	*83071-1	1.600
Control	*83071-2	1.500
Visualización	83071-3	1.465
Receptor para banda marítima	83024	2.135
E49: JUNIO 1984		
Desfasador de audio:		
Módulo de retardo	*83120-1	1.900
Oscilador y control	*83120-2	1.300
Veleta electrónica	*84001	2.400
Capacímetro:		
Panel frontal	84012-F	1.920

* Stock limitado hasta agotar existencias. Precios en vigor a partir de la publicación del presente número, quedando anulados los anteriores

EPS

Tarjeta de medida	84012-1	1.960
Visualización	84012-2	1.150

E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Señalizaciones inter. en carretera	*83503	895
Micromatón	*83515	1.075
Amplificador PDM para automóvil	*83584	1.200
Termómetro p/disparadores de color	*83410	1.335
Indicador térmico para radiadores.	*83563	770
Fuente de luz constante	*83553	1.050
Convertidor D/A sin pretensiones	*83558	915
Generador de Miras B/N con integrado	*83551	750

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaberinto:		
Placa principal	*84023-1	1.850
Placa de control	*84023-2	1.630
Generador de impulsos:		
Placa frontal	84037-1	2.395
Placa de doble cara	*84037-2	2.850
Carátula adhesiva	*84037 F	1.705

E53: OCTUBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Circuitos entrada/alimentación	84024-2	1.610

E54: NOVIEMBRE 1984

Placa de visualización	*84024-3	5.735
Analizador en tiempo real:		
Placa de base	84024-4	8.080
Lanzadestellos portátil	*84048	1.225
Interface p/máquinas escribir elect.	*84055	1.930

E55: DICIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Generador de ruido rosa	84024-5	1.705
Carátula adhesiva frontal	84024-F	2.760
Supervisualizador de vídeo	84024-6	2.825
Mini-Crescendo	84041	2.310

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.425
Amplificadores p/ZX-81 y Spectrum	*84054	1.300

E57: FEBRERO 1985

Sonda batimétrica:		
Placa principal	*84062	2.305
Placa display	81105-1	1.870

E58: MARTES 1985

Simulador de estéreo	83133-3	1.375
Preamplificador dinámico	*84089	1.080
Tacómetro digital	84079-1	1.265
Tacómetro digital	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas	*84095	2.410

E59: ABRIL 1985

Falsa alarma	*84088	1.150
Generador de funciones:		
Adaptador SCART	*84072	1.350
Controlador de mini-car	*84130	1.520
Harpagón. Versión 1	*84073	960
Harpagón. Versión 2	*84083	890
Mini-impresora	*84106	2.775

E60: MAYO 1985

Filtro activo	84071	2.235
Fláshmetro	84081	1.620
Termorregulador para soldador	*84112	1.090
Frecuencímetro a µP:		
Circuito principal	*85013	4.800
Visualizador	*85014	1.975
Oscilador	85015	925
Panel Frontal	*84097-F	4.400
Limpiador impulsos casete p/ZX-81	*84075	1.680

E61: JUNIO 1985

Autodim	*84096	1.100
Alimentación alterna	*84035	1.180
Etapa de entrada a 1,2 GHz	*85006	1.900
Amplificador híbrido de 30W	*85001	1.450
Fundido diapositiva UP/CP	*84115-1	4.230
Fundido diapositiva UP/placa potenc	*84115-2	2.600

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación	84408	920
Frecuencímetro	84462	2.055
Alimentación para microordenador	84477	2.230
Alarma para frigorífico	*84437	1.050
Conversor VHF/AIR	*84438	1.470
Analizador línea RS-232	84452	1.370
Timbre musical	84457	1.135

E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF	*84029	1.340
Interface casete p/C-64 y VIC-20	*85010	1.125
Contador Universal	*85019	1.260
Telefase	*84100	950

E65: OCTUBRE 1985

Metrónomo electrónico:		
Placa Principal	83107-1	1.355
Alimentación	83107-2	765
Interruptor crepuscular	85021	1.050
Radio solar	85042	1.120

E66: NOVIEMBRE 1985

Medidor RLC	*84102	2.825
Temporizador Universal	*84107	1.150
Plotter gráfico X-Y	*85020	5.350
Cuentarrevoluciones	*85043	2.645
Detector de infrarrojos	*85064	3.120

E67: DICIEMBRE 1985

Subsonikator	*84109	1.185
Pseudo 2732	85065	1.050
Indicador mantenimiento p/coche	*85072	3.300

E68: ENERO 1986

Modulador UHF/VHF	*85002	835
Preamplificador microfónico	*85009	1.020
Modulador de bujías	*85053	1.160

E69: FEBRERO 1986

Automonitor	85054	1.640
Bus universal E/S	85058	3.785
Lesley	85099	2.130

E70: MARZO 1986

Relé de estado sólido	85081	805
Generador de frecuencias patrón.	85092	1.495
Anemómetro portátil	85093	3.635
Vobulador de audio/p. frontal	*85103-F	1.760

E71: ABRIL 1986

Central de alarma C. Principal	*85089-1	3.190
Central de alarma, interface	85089-2	915
Iluminator, C. Principal	85097-1	2.295
Iluminator, control lámpara	*85097-2	2.375

E72: MAYO 1986

Interface E/S de 8 bits	85079	1.550
Flipper, circuito principal	85090-1	2.425
Flipper, visualizador	85090-2	1.740
Iluminador Alim y filtros	*85097-3	1.720

E73: JUNIO 1986

Interface RS232C	85073	1.470
Tarjeta gráfica alta resolución	85080-1	5.710
Filtro activo para DX	86001	4.515

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Medidor de audio	85423	1.335
Amplif. HI-FI para auriculares	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías	85446	1.030
Sonda lógica para µP	85447	935
Preamp. microf. con silenciador:		
Versión simétrica	*85450-1	790
Versión asimétrica	85450-2	1.100
Mezclador de audio	85463	4.430
Trazador 6502	85466	1.070
Vúmetro para discoteca/C.P.	*85470-1	1.225
Vúmetro para disct/Visualizador	85470-2	2.450
Monitor maqueta trenes	85493	1.375
Display gigante «8»	*85413-1	4.130
Display gigante «1»	85413-2	1.825
Display gigante «:»	*85413-3	1.270
Barrera infra-roja	*85449	1.420

E76: SEPTIEMBRE 1986

Tarjeta color alta resolución	*85080-2	4.100
Jumbo, reloj gigante	85100	4.400
Circuito protección altavoces	85120	3.790

E77: OCTUBRE 1986

Megáfono	*86004	1.150
Altavoz satélite	*86016	1.085
Alimentación doble/C.P.	*86018-1	2.490
Alimentación doble/P.F.	*86018-F	1.605

E78: NOVIEMBRE 1986

Alarma anti-robo coche/teclado	86005-2	995
Interruptor automático I.R.	86006	1.295
Mezclador portátil/MIC-line	86012-1	1.975
Mez. portátil/Frontal MIC-line	*86012-1F	935
Mez. portátil/módulo estéreo-A	86012-2A	2.005
Mezc. portátil/módulo estéreo-B	86012-2B	1.345
Mezclador portátil/alimentación	86012-4	2.240
Mez. portátil/Frontal Aliment	86012-4F	1.915
Interface C64/C128	86035	1.320

E79: DICIEMBRE 1986

Placa de experimentación RF	*85000	595
Amplificador para autorradio	*85102	1.530
Doblador de tensión	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida 1ª	86012-3A	1.980
Mezclador portátil mod salida 1b	86012-3B	1.765

E80: ENERO 1987

Buffer para impresora /C.P.	85114-1	4.400
Buffer p/impres./display teclado	85114-2	1.885
Mezc. portátil/mod. salida 2	86012-5	2.230
Mezc. portátil/Frontal salida 2	86012-5F	1.770
Mezc. portátil/Frontal vacío	86012-6F	1.290
Mezc. portátil/Frontal salida 1	86012-3F	1.880
Reloj en tiempo real	86017	1.440
Amplificador 1000 W	*86031	6.040

E81: FEBRERO 1987

Interface RTTY	86019	2.835
Accesorios amplificador 1000 W	*86067	4.210
Microprocesador: placa PIA	86100	1.070

E82: MARZO 1987

Módulo RF TV sat	86082-1	4.720
Microscopio	86083	9.195
Pluviómetro	86068	1.345

E83: ABRIL 1987

Medidor de impedancias	86041	2.525
Medidas de impedancias/Frontal	86041-F	2.330
TV sat módulo Audio/vídeo	86082-2	3.175
TV sat frontal	86082-F	1.295
Preamplificador/F.A. y control	86111-1	3.900
Convertidor D/A para bus E/S	86312	1.355

E84: MAYO 1987

TV sat., accesorios	86082-3	2.585
Preamplificador/Frontal	86111-F	2.095
Preamplificador/Trasera	86111-F2	1.655
Medidor valor eficaz real	*86120	3.345
Medidor valor eficaz real/Frontal	86120-F	2.375

E85: JUNIO 1987

Circuito de reverberación	*87015-E	480
Amplificador de cascos	86086	1.505
Convertidor remoto/C.P.	86090-1	2.975
Convertidor remoto/Placa A/D	86090-2	1.110
Preamplificador/C. principal	86111-2	8.415
Control univ. motor paso a paso	*87003	4.985

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

Control motor paso a paso	86451	960
RAM extra de 16K (junto con la EPS 86454)	*86452	685
Dado en CMS (junto con EPS 86452)	86454	725
Convertidor RMS ca/cc	86462	635
Ahuyentador de roedores	86490	755

E88: SEPTIEMBRE 1987

Extensión E/S para MSX	86125	3.155
Generador ruido VHF/UHF	*86081	565
Capacímetro de bolsillo	86042	1.375
Estudio de audio portátil	86047	7.860

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para osciloscopio	*86135	1.787
Programador EPROM para MSX	87002	3.550
Ecualizador para guitarra	86051	1.980

E90: NOVIEMBRE 1987

Preamplificador a válvulas/CP	*87006-1	2.445
Preamplif. a válvulas/Entradas	86111-3A	2.585
Gerador. senoidal digitalizado/CP	87001	2.805
Gerador. senoidal digitalizado/PF.	87001-F	2.040

E91: DICIEMBRE 1987

Telemendo domést. por I.R. (emisor)	86115-1	1.065
Telemando domést. p/I.R. (receptor)	*86115-2	1.110
Distribuidor MIDI	87012	2.770

* Stock limitado hasta agotar existencias. Precios en vigor a partir de la publicación del presente número, quedando anulados los anteriores

EPS

Preamplificador de válvulas (alimentación y control de relés)	*87006-2	3.600
Interface coplor para Atari ST	86103	2.320
ARGUS, mini-detector de metales	*86069	1.225
E92: ENERO 1988		
Barómetro/Altímetro	86110	1.850
16K RAM CMOS para C64	87082	1.090
E93: FEBRERO 1988		
Telecanguro	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits	87160	2.420
E94: MARZO 1988		
Interface para facsímil	87038	2.715
Bifase, efectos sonoros	*87026	3.785
E95: ABRIL 1988		
Receptor para BLU en 20 y 80 m.	87051	3.920
Emulador universal de EPROM	87136	4.655
E96: MAYO 1988		
Autobomba	86085	2.676
Regulador para cargas inductivas	87181	1.630
Ctrol. digital p/motores modelismo	87098	1.170
Polímetro digital auto-rango	87099	1.755
E97: JUNIO		
Termómetro solar	87188	1.831
Bus de expansión para MSX	86003	6.795
Cargador baterías aliment. p/baterías	87076	3.205
E98/99: JULIO/AGOSTO 1988		
Amplif. corrector tonos monochip.	87405	1.225
Vobulador sencillo	87419	1.195
Oscilador en puente de Wien variable	87441	570
Analizador del factor de trabajo	87448	1.560
Amplificador de auriculares	87512	2.375
E100: SEPTIEMBRE 1988		
Preamplif. alta calidad p/microfono	87058	915
Detector pasivo de infrarrojos	87067	1.210
Limitador estéreo	87168	1.920
Transmisor equilibrado p/línea BF	87197	2.780
Frecuencímetro multifunción	87286	3.350
E101: OCTUBRE 1988		
Distorsionador para guitarra	87255	1.720
E102: NOVIEMBRE 1988		
Filtro activo sustractivo p/altavoces	87109	4.010
Generador de sonidos estéreo para μP	87142	1.930
Ordenador BASIC	87192	5.445
E103: DICIEMBRE 1988		
Comprobador de componentes	87100	730
Trazador gráfico (Plotter)	87167	3.070
Cargador rápido de baterías NiCD.	87186	1.940
E104: ENERO 1989		
«Link», el preamplificador	880132-1	1.890
«Link», el preamplificador	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores	880039	5.875
Tarjeta E/S para IBM PC	880038	9.125
Antena activa para OC	880043-1	1.850
	880043-2	1.500

E105: FEBRERO 1989		
Ampliff. 64K de RAM estática p/MSX	87311	5.150
Receptor FM estéreos en CMS	87023	870
E106: MARZO 1989		
Fuente gobernada por μC (placa de procesador)	880016-1	6.050
Fuente gobernada por μC (placa de regulación)	880016-2	3.940
Fuente gobernada por μC (placa de visualización)	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/μC (panel frontal)	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad antena)	880041	1.750
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación)	880042	1.345
E107: ABRIL 1989		
Interruptor red controlado p/carga	86099	1.505
Medidor de autoinductancias	880134	2.265
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador (placa adaptación)	880016-4	210
E108: MAYO 1989		
LFA-150, amplificador de tensión	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador de corriente	880092-2	2.095
Sintetizador radio controlado p/μP()	880120-1	3.850
	880120-2/3	2.685
E109: JUNIO 1989		
Teclado MIDI portátil	880168	2.140
Reforzador de armónicos	880167	1.705
LFA-150: Etapa rápida de potencia (circuito de protección)	880092-3	1.940
LFA-150: Etapa rápida de potencia (Alimentación auxiliar)	880092-4	1.960
E110/111: JULIO/AGOSTO 1989		
Adaptador universal CMS-DIL	884025	725
Tarjeta prototipo para μP	804013	2.865
Comprobador de transistores	884015	1.245
Amplificador BF 150W con 1 integrado	884080	1.145
Ecualizador gráfico de 5 bandas	884049	2.190
Control de motor paso a paso	884076	1.635
E112: SEPTIEMBRE 1989		
Fundido de diapositivas, ctrol. p/ordenador	87259	3.595
Interface fax para ATARI	880109	2.210
Control digital de trenes. Decodificador de locomotora	87291-1	1.325
Reforzador de armónicos	880167	1.705
Interruptor red controlado por carga	86099	1.505

junior computer

Circuito principal	80089-1	6.000
Fuente alimentación	80089-3	1.265
Fuente de alimentación de 12 V	*81033-2	605
Junior computer: Tarjeta adaptación	*81033-3	900
Tarjeta de RAM dinámica	82017	3.735
Teclado ASCII	*83058	8.205
Tarjeta VDU	83082	3.705
Tarrjeta de memoria universal	83014	3.505
Omnibus	83102	3.965

Software

Junior Computer (2708)	ESS503	1.870
Matriz luminosa (2708)	ESS504	1.870
TM para Junior Computer (2716)	ESS506	1.965
PME para Junior Computer (2716)	ESS507	1.965
Crono-procesador (27169	ESS512	2.620
Generador caracteres VDU (2832)	ESS523	4.120
Terminal Universal (2732)	ESS525	4.120
Elaberinto (2716)	ESS527	2.620
Copiador de EPROM (2716)	ESS528	2.620
Frecuenciómetro a μP (2732)	ESS531	4.120
Plotter X-Y (2732)	ESS532	4.120
Clepsidra (2732)	ESS535	4.120
Frecuenciómetro a μP, U665B (2732)	ESS536	4.120
Jumbo, reloj gigante (s×2716)	ESS539	4.585
Tarjeta E/S para IBM PC (PAL6R4)	ESS561	2.370
Sintet. radio controlado p/μP (27C64)	ESS564	3.300
Teclado MIDI portátil (2764)	ESS567	3.460
Emulador de EPROM *8748)	ESS701	1.975
Fuente de alimentación gobernada por microcontrolador (μP Intel 8751)	ESS702	11.850

NOTA: Sólo se enviarán memorias de nuestro servicio ESS.

formant

FORMANT sintetizador musical		
Circuitos impresos		
Interface	9721-1	805
Receptor de interface	9721-2	375
Fuente de alimentación	97-3	1.215
Teclado (una octava9	9721-4	305
VCO	9723-1	2.445
VCF 12 dB	9724-1	1.070
VCF 24 dB	9953-1	1.060
RMF	9951-1	1.150
ADSR	9725-1	1.075
DUAL/VCA	9726-1	1.115
LFO	9727-1	1.170
NOISE	9728-1	1.025
COM	9729-1	1.035
Carátulas:		
Interface	9721-F	Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.
VCO	9723-F	
VCF 12 dB	9724-F	
VCF 24 dB	9953-F	
RFM	9951-F	
ADSR	9725-F	
DUAL VCA	9726-F	
LFO	9727-F	
NOISE	9728-F	
COM	9729-F	

Este mes...

Elektor núm. 113. Octubre 1989

	Referencia	P.V.P.
Convertidor VLF	EPS 880029	1175
Regulador AF para tubos fluorescentes	EPS 880085	2.304
Medidor ultrasónico de distancias	EPS 880144	1.881
EPROM para juego opcional de caracteres (Controlador para pantallas LCD de alta resolución)	ESS 560 (2764)	

* Stock limitado hasta agotar existencias. Precios en vigor a partir de la publicación del presente número, quedando anulados los anteriores

LH9131 multiplicador de 32 x 32 bits de altas prestaciones con acumulador incorporado

Esta novedad de SHARP es un multiplicador paralelo de 32 × 32 bits con un acumulador de 68 bits diseñado para sistemas de altas prestaciones, tales como procesadores de señales digitales en tiempo real, procesadores de arrays, sistemas de RADAR y otros sistemas de computación intensiva de alta velocidad. La versatilidad de este dispositivo en todas las mencionadas aplicaciones está basada en la excelente funcionalidad de su hardware con tres buses independientes de 32 bits y con una frecuencia de trabajo de hasta 33 MHz.

En el array de multiplicación se consigue una alta velocidad gracias a la utilización del algoritmo de Booth modificado con suma paralela de filas alternadas de sumas parciales. Los registros de entrada, el registro de producto y un registro «pipeline» entre el multiplicador y el acumulador permiten al usuario seleccionar hasta tres etapas para el registro «pipeline».

Los datos entran al dispositivo a través de dos registros de 32 bits (X e Y) y salen del integrado a través de un port de 32 bits. Cada port de entrada está equipado con dos registros de 32 bits para multiplicación de números complejos. Estos registros tienen habilitación de reloj independiente programables externamente.

El integrado puede trabajar con aritmética de complemento a dos, sin signo y con mezcla de ambas. Está previsto además de entrada de selección entre modos de trabajo, multiplicación y multiplicación/acumulación, siendo este último modo para poder realizar sumas o restas con el resultado del producto anterior.

El acumulador es de 68 bits para así proveer a las operaciones de la facilidad de desbordamiento. Un pin de salida (OVFL) indica si la condición de overflow ha ocurrido.

Se soportan el redondeo de tipo entero y de tipo fraccional para minimizar los errores de truncación. Para asegurar la integridad de los datos, el integrado está provisto de control de paridad en los ports de entrada, y el port de salida está provisto de un generador de paridad y un comparador de detección de error «master/Slave».

El encapsulado es de tipo PGA de 169 pines. Comercializado por DESESA.

SAMSUNG amplia su gama de productos

Durante este año SAMSUNG ha ampliado su gama de productos con una gran variedad de tipos y modelos, habiendo sido la empresa de mayor crecimiento dentro del campo de los semiconductores.

SEMITRONIC ha creado un departamento de semiconductores para ofrecer un mayor soporte técnico y comercial.

SAMSUNG

Desde un principio SAMSUNG SEMICONDUCTOR se ha especializado en la tecnología CMOS.

Con una historia relativamente corta en comparación con otras marcas, ha logrado sin embargo, gracias a grandes inversiones en este terreno, colocarse a la cabeza en la fabricación de circuitos integrados introduciendo novedades hoy por hoy exclusivas como son las familias HCTLS y AHCT, que reemplazan directamente a las familias HCT, LS y ALS mejorando sus prestaciones.

Con una tecnología que permite trabajar en obleas de 6 pulgadas y a un tamaño de 0,8 micrones, SAMSUNG SEMICONDUCTOR está preparado actualmente para competir al más alto nivel en el mundo de los semiconductores y los circuitos integrados.

SEMITRONIC, S.A., por su parte, presenta ahora en España las series especiales más estándar en líneas y lógicos, así como nuevas familias en transistores (IRF'S) y memorias (EEPROM, ELECTRICALLY ERASABLE PROGRAMABLE READ ONLY MEMORY).

Aunque todavía no se conocen en España los micros SAMSUNG (fabricados y vendidos a otras marcas) esperamos poder ofrecerlos en un plazo no muy dilatado, junto con las memorias EPROM y otras novedades interesantes.

CHINON INDUSTRIES y los «FLOPPY DISK DRIVERS»

Los «FLOPPY DISK DRIVES», también conocidos como «UNIDADES DE DISKETTE», «DRIVERS» o simplemente «DISKETERAS» han sufrido una rápida evolución en los últimos años. Desde las unidades de altura completa inicialmente utilizadas en los modelos PC de IBM (llamadas así por ocupar la práctica totalidad de la altura del frontal de estos ordenadores), con pequeñas capacidades de almacenamiento (124 Kb), hasta las modernas de media altura y alta capacidad (1,2 Mb), más rápidas en tiempos de acceso con pérdidas mínimas de información (1 bits).

CHINON INDUSTRIES (Japón), con larga tradición en este campo, ha conseguido además reducir al mínimo el número de partes móviles, consiguiendo mayor fiabilidad, gracias a la utilización de tecnología de montaje superficial, con menor número de componentes siendo además de tamaño reducido, redundando todo ello en un menor coste de producción.

Por otra parte, debido a la reducción de tamaño que están sufriendo los equipos informáticos, cada vez son más los que montan de origen unidades de 31/2'', frente a las de mayor tamaño empleadas hasta el momento, 51/4''.

Con ello, se plantea el grave problema de trasvase de programas de un formato a otro pues es común encontrarse dentro de la misma empresa, con equipos que montan unidades de diferente tamaño. CHINON ha solucionado ya este problema gracias a unidades conversoras que permiten trabajar en el mismo ordenador con los dos formatos.

CD ROM

La necesidad cada día más apremiante de altas capacidades de información en soportes de tamaño reducido han ido orientando la industria hacia usos mixtos de productos ya en el mercado.

Este es el caso del disco óptico, que habiendo sido diseñado en principio para aplicaciones de imagen y sonido, gracias a su gran capacidad de almacenamiento de información en forma digital, ha encontrado un puesto entre los equipos informáticos.

Aunque existen en el mercado modelos de disco así como de drivers, tanto de lectura como de escritura, hasta ahora se ha venido trabajando con discos de gran tamaño que admitían una sola grabación.

Actualmente se está popularizando la versión en compacto (básicamente el mismo formato que el CD-AUDIO), de sólo lectura.

Si bien sus aplicaciones aún están limitadas a campos muy específicos, en los que podemos encontrar bibliotecas ya comercializadas en este tipo de soporte (campos específicos de la medici-

na, historia y otros con necesidad de guardar grandes cantidades de datos), ya existen aplicaciones más directas como son mapas y planos de carreteras para equipos instalados en el automóvil, junto con un ordenador y una pantalla que, gracias a una señal vía satélite, nos permiten conocer nuestra situación con un error de apenas unas decenas de metros.

El modelo que hoy presentamos de la casa CHINON, como es habitual en esta marca, no ofrece prestaciones espectaculares aunque sí una fiabilidad a toda prueba.

Fundamentalmente es un lector de CD (de hecho se puede utilizar junto con un amplificador para escuchar discos de audio, aunque no sea con una calidad muy elevada), conectable mediante un interface a un PC.

El CDS-430 puede leer discos de hasta 550 Mb de capacidad compatible con los estándar Philips CD ROM.

Con un consumo de tan sólo 0,15 A puede transferir datos a una velocidad de 153 Kbytes por segundo, pudiendo leer cualquier disco escrito en HIGH SIERRA (ISO 9660), así como los de audio.

En cualquier caso, los japoneses experimentaron ya con cierto éxito con discos ópticos de lectura-escritura que funcionarían con un *diskette* convencional, eso sí, mucho menos vulnerable a los elementos, aunque como siempre habremos de esperar todavía algún tiempo hasta que este tipo de productos pueda ser adquirido en el mercado a un precio medianamente razonable. CHINON está representado en España por SEMITRONIC.

Traslado oficinas centrales de Ataio Instrumentos

Para dar un mejor y más eficaz servicio a sus clientes, Ataio Intruments ha trasladado su oficina central, desde últimos de julio, a la nueva dirección situada en:

EDIFICIO AUGE I
Ctra. Fuencarral a Alcobendas, km. 12,250
28049 Fuencarral - Madrid
Telf.: 735 02 52
Fax: 735 13 96

Ataio también comunica que continúa su actividad comercial en delegaciones de Barcelona y Andoain en las siguientes direcciones:

ATAIO BARCELONA
C/ Tuset, n.º 21, 1.ª 4ª
08006 Barcelona
Telf.: (93) 202 16 94/95
Fax: (93) 202 37 79

ATAIO ANDOAIN
C/ Ama Kandida, s/n
Centro Empresas DENAC, n.º 118
20140 ANDOAIN (Guipúzcoa)
Telfs.: (943) 59 39 04/08

Desde su nueva sede continuará dando cumplido servicio a sus clientes, quedando a su entera disposición para atender cualquier consulta que precisen.

Astralux une la lógica de bajo nivel con la línea telefónica

Módulo de estado sólido que sirve de interface entre los equipos lógicos de bajo nivel y las líneas telefónicas, de venta en España a través de C.E.M.E.

El módulo, desarrollado por Astralux Dynamics Ltd., de Gran Bretaña, incorpora dispositivos de estado sólido opticoacoplados y un transformador para la transferencia de datos, todos con aislamiento de entrada/salida de 4 KV ef., para soportar todas las funciones principales, inclusive teleselección, protección, amortiguación del timbre, detección de la corriente de línea y detección de llamada. Todas las líneas de señalización son compatibles con TIL y el dispositivo es adecuado para líneas telefónicas de tres alambres.

Calculado para satisfacer la especificación BABT, el módulo es físicamente compacto (73,2 mm × 58,2 mm × 22,4 mm) con varistor interno para protección, red externa de capacitores-resistores para el ajuste de la distorsión de impulsos y componentes de adaptación de línea y girador interno para retención de línea.

El paquete modular moldeado está diseñado para montura directa en tarjetas de circuitos impresos.

Puestos de trabajo Eurostyl

Esta nueva gama desarrollada por TRANSRACK puede definirse como un ensamblaje homogéneo, modular, rígido, de líneas modernas y colores actuales, donde además se han aplicado técnicas de ergonomía para el *confort* de utilización.

Todas las necesidades de cableado —eléctrico, informático, telefónico, etc.— están en el interior del conjunto.

Con sus accesorios se dispone de gran variedad de elementos de conexión y protección posibles.

Todos los conectores —eléctricos, electrónicos, de señal, telefónicos e informáticos—, habitualmente utilizables están disponibles.

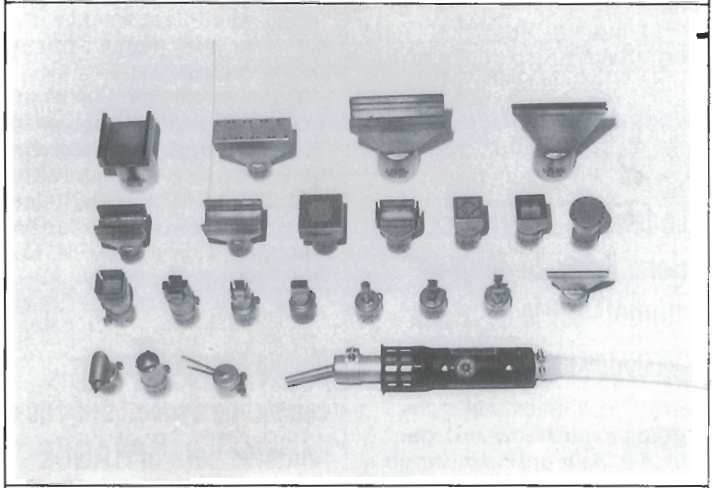
Se complementa la gama con una silla graduable hidráulica, un buc móvil y una amplia gama de racks de 19''. Distribuido por Saitek S.A.

Tiristores rápidos Presspack para 510A y 590A con puerta interdigitada

Los nuevos tiristores rápidos SKT 513F y SKT 593F, con puerta interdigitada presentan una alta di/dt y están

DESESTAÑAR Y ESTAÑAR SIN CONTACTO

Y en segundos, componentes —SMD, DIP y piezas de Pin-Grid así como conectores de enchufes con el aparato de aire caliente Leister-Labor «S». Regulación electrónica de la temperatura y del caudal de aire. Hay más de 400 toberas especiales a su disposición.



Solicite un prospecto SP 63 gratis y la relación de proveedores de su zona.

Quero Hermanos S.A., C/ Cavanilles, 1 - 28007 Madrid
Tel. 551 88 05 - Telefax 433 36 18 - Telex 23758

especialmente adecuados para su funcionamiento en frecuencias hasta 10 KHz. En aplicaciones de convertidores de corriente alterna pueden resistir sobrecargas de corriente hasta 2300A y 2700A respectivamente, con tensiones inversas hasta 1200V. La cápsula de disco de 57 mm de diámetro y 26 mm de altura corresponde al estándar internacional. Distribuido por Semikron.

Mini-circuits presenta su nueva serie de conmutadores para montaje superficial SPDT absortivos y reflectivos

Modelos: KSW-2-46, KSWA-2-46, ZFSW-2-46 y ZFSWA-2-46

Estos conmutadores SPDT para montaje superficial con un rango de frecuencias de DC a 4.6 GHz, su tamaño se encuentra entre los más pequeños conmutadores de RF.

Estos conmutadores Ga As pueden operar hasta DC controlados por voltaje con un mínimo de -5 V con 2 nsg. de velocidad de conmutación.

Su tamaño es pequeñísimo 0.185" × 0,185" × 0.06" con un aislamiento de 50 dB con unas pérdidas de inserción de 1 dB.

El modelo absortivo tiene un VSWR típico de 1.5 en estado «OFF» sobre todo el rango de frecuencia. Distribuido por BFI IBEXSA Electrónica.

La feria de Electrónica de Hong Kong de octubre promete ser la de mayor participación y audiencia

Los expositores que del 16 al 19 del próximo octubre participarán en la Hong Kong Electronics Fair alcanzarán una cifra récord: 31 firmas internacionales competirán con 222 empresas locales en la exhibición de una completísima gama de productos electrónicos ante una cifra de visitantes que, a juzgar por las tarjetas de registro avanzado ya recibidas, superarán en número a los de la Feria del 88.

En aquella ocasión, 15.264 compradores visitaron la exhibición. De ellos, 4.131 provenían de países de todo el mundo. Este año, los visitantes a la Feria tendrán más espacio para ver los diversos productos que constituirán las novedades de compra para la época navideña y los primeros dos tercios de 1990. La Feria se ha trasladado al nuevo Hong Kong Convention and Exhibition Centre, ocupando 9.000 metros cuadrados.

Hong Kong emplea (cifras de marzo de 1989) a 84.803 trabajadores en 1.337 fábricas dedicadas a la electrónica. Sus productos, cuya producción utiliza alta tecnología, son radios, grabadoras *cassette,* sistemas de alta fidelidad, tocadiscos de *compact disc,* televisores, relojería digital, juegos y juguetes, sistemas de centralita telefónica, teléfonos celulares, calculadoras, fotocopiadoras, facsímiles, microordenadores y periféricos, impresoras, equipos de diseño y comprobación por ordenador, tableros de circuitos impresos de capas múltiples, visualizadores de cristal líquido, cristales de cuarzo, etc.

Además de todos estos artículos de Hong Kong, en la Feria de octubre podrán verse los de la Rep. Federal de Alemania, Estados Unidos, Suecia, Australia, Japón. Rep. Pop. China, Taiwan, Corea y Bangladesh.

Nueva aprobación de calidad de especificaciones militares para SPRAGUE

Recientemente se ha recibido la aprobación del nivel «R» para los condensadores de aluminio de SPRAGUE 600D en su versión militar. Estos condensadores tienen la referencia M39018/1 con la especificación MIL CUR 13.

Este hecho es de significativa importancia puesto que ningún otro fabricante de electrolíticos de aluminio ha conseguido hasta el momento la aprobación del nivel R para esta especificación militar. SPRAGUE está comercializado en España por DESESA.

UGN3055U sensor a efecto Hall multiplexado

Los nuevos UGN3055U/UGS3055U de SPRAGUE, distribuidos por DESESA, son integrados sensores digitales (ON/OFF) de campo magnético capaces de establecer comunicaciones en un sistema multipunto de multilectura y telealimentación por un bus de dos hilos.

Usando un esquema de direccionamiento secuencial, el dispositivo responde a una señal del bus y retorna la lectura efectuada del campo magnético, así como la situación del componente (diagnóstico). Pueden ser utilizados en un mismo bus 30 sensores UGN3055U. Este integrado es ideal para aplicaciones con múltiples sensores cuando minimizar el cableado es deseable o esencial.

El dispositivo integra circuitería de conexión de efecto Hall bipolar de alta resolución, cuya salida ataca a etapas CMOS de alta intensidad. Estas etapas decodifican los impulsos de direccionamiento y habilita la lectura del sensor al recibir el direccionamiento adecuado. La combinación de la lectura del campo magnético o estatus del integrado, amplificación de bajo ruido a la salida del transductor Hall, y la lógica de control y decodificación de alta densidad han sido posible gracias al desarrollo de una nueva tecnología de fabricación BiMOS para sensores.

Este integrado está disponible en dos rangos de temperatura: el UGN3055 trabaja de -20° C a +85° C, mientras que el UGS3055U opera de -40° C a +125° C. Especificaciones específicas para una aplicación determinada están disponibles bajo pedido de fábrica. Ambas versiones se suministran en encapsulado tipo SIP plástico de tres patillas, cada uno de los cuales está marcado con la dirección hardware decimal de dos dígitos predefinida en el proceso de fabricación.

Mini-circuits presenta su serie RPD de detectores de fase, 1000 mV salida, 1 mV DC offset, +7 dBm entrada

Modelos: RPD-1, RPD-2, LPD-1, MPD-1 Y MPD-2

Estos detectores tienen las más altas especificaciones del mercado, 1000 mV de salida, con un offset de 1 mV DC, con una entrada de +7 dBm.

La figura de mérito (relación entre voltage de salida Max DC [mV] y la potencia RF en (dBm), es mayor de 125, por comparación un mezclador doblemente balanceado usado como detector de fase solamente da una figura de mérito de 50 con salida en DC 350 mV de parámetros iguales. Distribuido por BFI IBEXSA Electrónica.

Mini-circuits presenta su serie PIF de filtros IF bandapasante con impedancia constante

Modelos: PIF 30, PIF 40, PIF 50, PIF 60 Y PIF 70

Estos filtros mantienen constante su impedancia de

digital s.a.

LA TIENDA ELECTRONICA DE VANGUARDIA

ELEKTOR'S-KIT

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

— FUNCIONAMIENTO GARANTIZADO.
— MODERNA TECNOLOGIA.
— SERVICIO DE REPARACION.

— COMPONENTES DE PRIMERA CALIDAD, INCLUYEN PIEZAS, CIRCUITO IMPRESO E INSTRUCCIONES.

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

10 ANIVERSARIO 1.979-1.989 digital s.a.

10 ANIVERSARIO 1.979-1.989 digital s.a.

Celebramos este año nuestro 10º aniversario, con el agradecimiento a nuestros clientes y amigos, que lo han hecho posible gracias a sus pedidos y a la confianza que día tras día depositan en nosotros.

Aceptamos el reto para continuar superando y mejorando nuestro servicio, por lo menos 10 años más.

En esta efemérides, hemos preparado una selección estadística de los componentes electrónicos de mayor consumo y por ello utilizables en casi todos los montajes, a unos precios que estimamos muy interesantes. Solicítenos, sin ningún costo ni compromiso esta relación, que incluye además nuestras últimas novedades en testers, temporizadores, células solares..., y podrá obtener un importante ahorro, utilice para ello el cupón que figura abajo de este anuncio (o fotocopia de él). No se arrepentirá.

Atentamente le saludamos y...

GRACIAS

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

* La forma más cómoda y segura de recibir en su propia casa todo lo que necesite en electrónica.
* Más de 80.000 pedidos suministrados nos avalan.

* 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.

* Servicio de telecompra Caja Madrid (solo para ventas en nuestro comercio).
* Nuevos productos, nuevos Kit.
* Envios diarios por agencia (24 horas).
* Telefax 256 66 76

SOLICITELO HOY MISMO!!!

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

ELEKTOR

CUPON DE PEDIDO DE CATALOGO 10º ANIVERSARIO

SOLICITELO A

digital s.a.

Deseo recibir en mi domicilio, sin ningún costo ni compromiso el Catálogo de DIGITAL 10º aniversario, de ofertas y novedades

NOMBRE Y APELLIDOS . . . . . .

DOMICILIO . . . . . .

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

APDO. CORREOS 61.282
28080 MADRID
C/. Pilar de Zaragoza, 45
28028 MADRID
Tf: 246 49 90-246 56 63

50 ohmios tanto en la bandapasante como en su banda prohibida.

Grandes ventajas sobre filtros convencionales cuya impedancia y VSWR cambian fuera de la bandapasante, lo cual los hacen interesantes para receptores donde incrementan las prestaciones de intermodulación, para amplificadores de banda ancha por su gran estabilidad, para mezcladores producen menores reflexiones espúreas y una respuesta más plana, así como mejores características de ruido para su aplicación en osciladores.

Las frecuencias centrales de esta serie son 30 MHz-42, MHz-50, MHz-60 y 70 MHz. Distribuido por BFI IBEXSA Electrónica.

Mini-circuits presenta su serie de transformadores de RF (3 KHz-800 MHz)

Estos transformadores actúan en un rango entre 3 KHz y 800 MHz con 50 modelos disponibles y con ratios de impedancia entre 1:1 a 36:1 en versiones Pin, conectorizados, plástico y metal con tiempos de subida muy bajos, así como pequeñas caídas para aplicaciones pulsadas.

Hasta 1000 M ohmios de resistencia de aislamiento y tensión de ruptura de 1000 V. Distribuido por BFI IBEXSA Electrónica.

Fotodiodos de gran superficie

EG&VACTEC pone en el mercado una gama completa de fotodiodos de silicio de gran superficie, con área entre 3,2 y 392 mm^2 con formato cuadrado o rectangular y hasta 500 cm^2 de área activa en formato circular.

VACTEC utiliza tres procesos diferentes para tres necesidades diferentes:

Serie VTS-1, optimizados para utilizar en modo fotovoltaico (sin polarización externa), en las longitudes de onda del espectro visible e infrarrojos, convirtiendo la luz en energía eléctrica con resistencia serie baja, y resistencia paralelo moderada.

Serie VTS-2, los componentes de esta serie poseen una capacidad especialmente baja, para utilizar con polarización inversa baja o en modo fotovoltaico. Tiene una respuesta excelente en la región de los infrarrojos. Debido a su resistencia paralelo moderada, proporciona una ganancia de offset baja en los amplificadores de transimpedancia.

Serie VTS-3, este proceso mejora considerablemente la respuesta en la región de los azules del espectro visible, proporcionando una respuesta útil por debajo de 220 nm y alta sensibilidad en el margen de 400 a 800 nm.

Están optimizados para su uso sin polarización externa y tienen diferentes sistemas de montaje.

EG&VACTEC está distribuída por Lober, S. A.

Fotodiodos de silicio de alta calidad

EG&VACTEC dentro de su amplísima gama de productos optoelectrónicos presenta la serie VTS 4085 de fotodiodos de silicio que poseen baja capacidad y que son usados extensamente en detectores de humo cercanos a los IR y otras aplicaciones donde se requieran fotodiodos de alta calidad y bajo costo. El área activa es de 21 mm^2, están montados en un encapsulado cerámico con 2 patillas (diámetro máximo de 9,27 mm) y recubiertos de resina epoxy para su protección.

El VTS4085 garantiza valores mínimos de respuesta de 0,114 μA ($\mu W/cm^2$) con una iluminación de 940 nm y una corriente de luz típica a 1076 lux (fuente de tungsteno de 2850° K) de 200μA cuando operan en cortocircuito. Esto combinado con un máximo de 0,05 μA (para VTS4085S) o 0,25 μA (para el VTS4085H) cubre un amplio rango de necesidades. La capacidad de unión típica es de 0,35 nF. Permite operaciones de alta velocidad sobre un rango espectral de 400 a 1.100 nm.

EG&VACTEC está distribuída por Lober, S. A.

Catálogo del mercado europeo de sensores

Market Intelligence Research Company, Europe, una organización de consulta e investigación basado en Bruselas, ha publicado un estudio titulado: «The European Sensors Market».

Por primera vez el mercado europeo de captores ha sido dividido en forma lógica y presentado en tres categorías distintas.

— Captores Inteligentes, implicando la presencia de un lazo comunicativo con un «bus» o microprocesor.

— Captores Semi-inteligentes, que son limitados a corrección por señal y/o minimizar efectos indeseados.

— Captores Estandard, que no cumplen las funciones arriba mencionadas.

A nivel europeo, estos tres diferentes tipos de captores son fabricados según el gráfico adjunto. El mercado de captores en catorce países europeos está detalladamente explicado ocupando once variables diferentes, con el mercado de 1989 valorizado en $2.5 billones. Una separación por país es indicado en la siguiente página. Adicionalmente, el mercado de captores en esta investigación está subdividido por tipo de captor. Toda información en esta investigación ha sido reunida por MIRC Europe y ha sido modelado correctamente, para Europa, hasta 1994.

Este estudio pone énfasis sobre el gran potencial de expansión del mercado de captores europeo; potencial que no ha sido explotado debido a una falta de estandarización en los procedimientos de fabricación dentro de Europa. La situación actual de estandarización de un «bus», que promovería la aplicación de captores, es descrito en detalle. Cambios futuros, resultantes de innovaciones tecnológicas, están explicados en detalle. Este estudio será de gran interés a fabricantes y usuarios.

Título: «The European Sensors Market». Precio: $1.895. Código: A-480. Fecha de Publicación: agosto 1989.

Para obtener más información sobre este estudio, póngase en contacto con Anna Sigurdsson, gerente de relaciones públicas, Tlf.: +32-2-762 27 81, o diríjanse a: MIRC Europe, S. A., 55 rue Vandernhoven. 1.200 Bruselas (Bélgica).

Un MOSFET de 2000 años de vida

El fenomenal tiempo medio entre fallos proyectado de estos transistores es de 2.070 años a 90° C. Los cristales están soldados al encapsulado para obtener una baja resistencia térmica. Así los tipos de baja tensión pueden trabajar a temperaturas de hasta 175° C en lugar de los 150° C usuales para Power MOS. Los tipos de baja tensión tienen pasivación por placa de campo normalizada en la industria, mientras que los tipos de alta tensión tienen anillos de guarda exclusivos. Las pruebas muestran que incluso los dispositivos de 50 V soportarán picos de tensión de 100 V, absorbiendo una alta energía de 150 mJ.

Los tiepos de conmutación están por debajo de las decenas de nanosegundos, lo que significa que los transistores pueden trabajar a frecuencias de hasta 10 MHz en

fuentes de alimentación resonantes.

El encapsulado de estos dispositivos se puede elegir entre cinco, desde el SOT-186 de Philips (totalmente de plástico, versión aislada de la TO-220) que disipa hasta 30 W, hasta los SOT-93 (TO-218) que disipa hasta 250 W. Están en desarrollo dispositivos en otros encapsulados.

Nueva gama de transistores MOS de potencia que proporciona las mejores prestaciones del mercado

En aplicaciones de conmutación de potencia, los transistores MOSFET de Philips ofrecen importantes ventajas sobre los bipolares, tales como menor potencia de excitación, mayor SOAR y mayor facilidad de conexión en paralelo.

Nuestra gama BUZ de transistores MOS de potencia (PowerMOS) ya proporciona estas características. Pero, no contentos con proporcionar mayores prestaciones que los conmutadores tradicionales de potencia de semiconductor, hemos dado un paso más y hemos introducido la gama BUK de transistores MOS de potencia (PowerMOS) que ofrece las mayores prestaciones MOSFET disponibles en el mercado a un precio no superior al de los MOSFET de potencia disponibles.

La más amplia gama. Con casi 200 tipos, la gama BUK de Philips Components es una de las más amplias del mercado de transistores MOSFET de potencia, e incluye dispositivos de baja, media y alta tensión (hasta 1.000 V). Los tipos de baja tensión tienen una densidad de células de 250.000 células por centímetro cuadrado, dando lugar a una resistencia drenador-surtidor en conducción muy baja, que es el factor de mérito clave de los transistores MOSFET. Con tensiones máximas drenador-surtidor comprendidas entre 50 y 200 V, existen 74 tipos de baja tensión con tamaños de cristal entre 6 y 20 mm^2. Incluso los tipos más pequeños como el BUK453-50A de 50 V pueden conducir una corriente de drenador de hasta 22 A debido que tienen una resistencia drenador-surtidor en conducción por debajo de 80 mΩ.

Setenta y dos dispositivos de tensión media permiten tensiones drenador-surtidor entre 400 y 600 V. Estos incluyen transistores de 400 V con resistencias en conducción de 400 mΩ y máximas corrientes de paso drenador-surtidor igual a 14 A, y dispositivos de hasta 600 V con valores de resistencia en conducción de 800 mΩ y corrientes de paso de 10 A.

Treinta y ocho transistores de alta tensión con valores entre 800 y 1.000 V. Estos incluyen dispositivos de 800 V con resistencias en conducción de hasta 1,5 y sus correspondientes corrientes drenador-surtidor por encima de 8 A, y transistores de 1.000 V con resistencias en conducción de 2 y corrientes de paso de casi 7 A.

Transistores JFET de canal P estándar en la industria para conmutadores analógicos, troceadores y conmutadores

Están disponibles tres gamas de transistores de efecto de campo de unión de silicio de canal P (JFET) para montaje superficial o inserción, tipos BSJ174 a 177, BSR174 a 177 y PMBFJ174 a 177. Estos nuevos dispositivos son intercambiables con los ya conocidos tipos estándar en la industria. Son adecuados para conmutadores analógicos, troceadores y conmutadores con velocidades de conmutación del orden de nanosegundos. También se pueden utilizar en conmutación digital, por ejemplo en sistemas de transmisión de datos.

Existen 12 dispositivos en total. Estos dispositivos son simétricos, tienen conexiones de drenador y surtidor intercambiables, lo que facilita el montaje, y tienen tensiones máximas puerta-surtidor y drenador-surtidor de 30 V. Son complementarios con sus equivalentes de canal-n, con lo que el total de componentes es menor.

Los transistores BSJ17A, BSR174 y PMBJ174 de Philips son los de mayor capacidad de conmutación dentro de sus respectivos márgenes, conduciendo corrientes máximas de drenador de 135 mA. La resistencia drenador-surtidor en conducción para los 174 tipos, que es una de las características más importantes de un FET, es tan baja como 85. Estos son también los más rápidos de la gama, con tiempos de paso a conducción y paso a bloqueo de 7 y 15 ns respectivamente.

Los transistores BSJ177, BSR177 y PMBFJ177 son los de más baja capacidad de conmutación, con corrientes máximas de drenador de 20 mA, y tensiones de corte puerta-surtidor de hasta 2,25 V. La resistencia drenador-surtidor en conducción para estos dispositivos es inferior a 300. Estos transistores tienen tiempos de paso a conducción y de paso a bloqueo de 45 ns.

Las diferentes gamas tienen los mismos cristales: la serie BSJ174 a 177 se aloja en cápsula TO-92, mientras que las BSR174 a 177 y PMBFJ174 a 177 (diseñada para el mercado de Estados Unidos) se suministran en un encapsulado SOT-23 para montaje superficial. La máxima disipación total de potencia es de 300 mW para cada uno de los tipos de la series BSR174-177 y PMBFJ174 a 177, y 400 mW para los tipos BSJ174-177.

Adage anuncia el uso del AM29000 y AM29027 en sus nuevos procesadores gráficos de color

Advances Micro Devices, Inc. anuncia que Adage, Inc. está utilizando el Am29000 (29k) microprocesador de 32 bit RISC y el Am29027, acelerador aritmético, en su nuevo desarrollo Adage 200.

Adage 200 provee de gráficos de altas prestaciones a los clientes que necesitan la velocidad y la potencia de un ordenador gráfico.

El Am29000 es ideal para aplicaciones gráficas porque su gran número de registros (192 registros) le permite el tratamiento de gráficos, así como una animación continua a gran velocidad.

Adage utiliza la versión de 25MHz como procesador de la tarjeta gráfica, el corazón del Adage 200. El RPG (Risc Procesor Grafic) junto con la tarjeta de Video, forman el corazón del Adage 200, designado para relevar al ordenador principal de la carga de procesar los gráficos. El Adage 200 puede ser equipado con un Am29027, a 25 MHz como acelerador aritmético para aumentar las prestaciones en las operaciones del ordenador.

Adage, Inc. agrupa a un creciente número de compañías que han anunciado diseños con el 29k, incluyendo Hitachi, Siemens-Gammasonics, Storage technology Corporation, Martin Marietta, Ferranti Computer Sistems, Magnavox, Ironics, Yarc Systems, Norden Service Company, Comunication Machinery Corporation (CMC), y Norcontrol Surveillance Systems. Además, más de 25 compañías han llegado a tomar parte en el programa Fusion 29k de AMD, con el que se pretende aumentar el so-

porte de hardware y software para el Am29000.

El Am29000 está disponible en versiones de 16MHz, 20MHz y 25MHz ofreciendo 17 MIPS sostenidos y 25 MIPS de pico.

De la versión 30MHz hay muestras disponibles. El Am29027 acelerador aritmético está también disponible en las mismas tres versiones de velocidad. Distribuido por Sagitrón.

AMD amplía la familia de PLDs EECMOS

Advances Micro Devices, Inc., distribuido en España por Sagitron, anuncia la disponibilidad de una versión de la PAL 22V10 con tecnología EEMOS. Disponible en dos versiones de velocidad, 15 ns y 25 ns.

«El hecho de ser un dispositivo EECMOS permitirá a los diseñadores la reprogramación del dispositivo, que será más económico debido a su encapsulado plástico.» Afirma Andy Robin, director del mercado de dispositivos programables (PLD).

«Además, la tecnología EECMOS permite a AMD testear el 100% de todos los parámetros funcionales antes de ser enviadas las piezas al cliente», explica Robin.

Están disponibles tres versiones de la PALCE22V10:

— Consumo mitad (90mA) con versiones de 15 y 25 ns.

— Consumo un cuarto (55mA) en 25 ns.

Todas ellas encapsuladas en 24 pin SKINNYDIP y 28 pin PLCC.

Las versiones de 25 ns están disponibles ya, y las de 15 ns, estarán disponibles en junio para pequeñas cantidades y en noviembre para grandes cantidades.

Nuevos cursos de Tiempo Real

Los próximos cursos que la empresa Tiempo Real, dedicada exclusivamente a la formación de personal en el tema de instrumentación industrial y control de procesos, anuncia los siguientes cursos:

— 2 al 6 de octubre de 1989 (ambos inclusive), «Terminología, medición de presión, nivel, caudal y temperatura» (M-39).

— 16 a 20 octubre de 1989 (ambos inclusive), «Control PID básico (sintonizado de controladores) y válvulas de control» (M-5 + M-13).

— 23 al 27 octubre 1989, «Normas de instalación de instrumentación: consejos prácticos» (solicitar el programa).

Los cursos se desarrollarán de acuerdo al programa adjunto, con un total de 8 plazas previstas, de 8 a 14 h., en la siguiente dirección:

Tiempo Real, S. A. Córcega, 80. 08029-Barcelona. Tlf.: 410 17 49. Télex: 99829. Fax: 419 06 32.

Philips incrementa el ancho de banda de sus contadores manteniendo el precio

Los contadores PM-6665, PM-6666 y PM-6669 tienen ahora una opción de entrada de 1,3 GHz.

En respuesta a la creciente demanda de anchos de banda cada vez mayores en el rango de muy alta frecuencia, Philips ha extendido el rango de frecuencia de la opción de HF desde 1,1 GHz hasta 1,3 GHz.

Esta significante mejora es ofrecida sin costo adicional sobre la opción anterior.

La línea de contadores económicos de PM-6660 de alta precisión consta de tres modelos: el frecuenciómetro universal PM-6669, el Contador/Temporizador PM-6666. Todos los modelos tienen un rango standard de 0,1 Hz a 120 MHz, que es ahora expandible a 1,3 GHz al añadir la opción de HF PM-9608 B.

Además de la opción de HF PM-9608 B, estos versátiles instrumentos poseen una amplia gama de opciones. Esta gama incluye la opción de GPIB (IEEE-488) PM-9604, juego de baterías PM-9605 para hacer el aparato portátil y el oscilador de alta estabilidad MTCXO.

Todas las opciones pueden ir instaladas desde fábrica o pueden añadirse por el usuario cuando surja la necesidad de ellas.

Cuando se precisa una gran estabilidad y precisión a largo plazo, la opción exclusiva de Philips MTCXO (Oscilador matemáticamente compensado en temperatura) ofrece la calidad de un horno al precio de un cristal convencional compensado en temperatura (TCXO).

El MTCXO se basa en que la curva de la frecuencia en función de la temperatura de *cada cristal individual* se almacena en el instrumento y se usa como referencia para la compensación automática de cada frecuencia medida. El resultado es una precisión muy alta, con una estabilidad en temperatura de 2×10^{-7} (0..50° C) que es comparable a la de un horno.

Philips ofrece un amplio rango de contadores y contadores/temporizadores, desde el modelo compacto de bajo costo para propósito general hasta modelos sofisticados completamente programables que satisfacen las demandas de los laboratorios de I + D más avanzados y de ATE.

Displays de bajo consumo

Dentro de su completa gama de productos optoelectrónicos, Telefunken Electronic, distribuido por ADM, dispone de una familia de displays de siete segmentos de alta eficiencia, caracterizados por un muy bajo consumo de corrientes.

En aplicaciones donde la alimentación se realiza con baterías así como en todos aquellos lugares donde el consumo es fundamental, aparatos de medida portátiles, equipos telealimentados, los displays de alta frecuencia se hacen imprescindibles. Con una corriente de tan sólo 2mA por segmento, la familia TDSL de Telefunken obtienen intensidades luminosas de hasta 400 micro-candelas.

Se encuentran disponibles en 7, 10 y 13 mm, en color rojo y tanto en versiones de cátodo común como de ánodo común.

Asimismo Telefunken dispone de displays alfanuméricos de 16 segmentos en 13 mm y de displays inteligentes de cuatro dígitos de 7 segmentos cargables en serie, para aplicaciones controladas por microprocesador.

Tektronix entra en el mercado de las estaciones X presentando nuevas estaciones monocromas y de color

Tektronix ha presentado dos estaciones gráficas, una monocroma y otra de color, para sistemas X Window 11.3. Ambas estaciones han sido exhibidas recientemente en distintos certámenes internacionales.

Las estaciones XN11 (color) y XN5 (monocroma) constituyen alternativas muy interesantes para los usuarios del sistema X11 Window. Su precio reducido las convierte en la elección ideal para aquellos usuarios que no quieren o no pueden adquirir costosas estaciones de trabajo para sus necesidades de procesamiento.

Las aplicaciones principales de las nuevas estaciones incluyen proyectos CAD (diseño asistido por ordenador), CAE (ingeniería asistida por ordenador), sistemas de información geográfica, procesos automatizados de fabricación, análisis técnico de datos, etc. La estación monocroma XN5, de bajo coste,

está más orientada hacia aplicaciones de documentación técnica, ingeniería software asistida por ordenador, recuperación de información y otras aplicaciones gráficas en las que el color es menos importante.

«Este es un mercado joven, al que estamos ofreciendo un conjunto de características, servicio y soporte inédito hasta ahora en el sector», declaró Pat Welch, director general de la División de Tecnologías Interactivas de Tektronix. Después de afirmar que Tektronix tiene la intención de liderar este mercado en breve plazo, Pat Welch añadió: «con la presentación de la estación 4211 el pasado año, Tektronix definió el concepto de estación conectable en red (terminales gráficos con funcionalidad en red de área local) y además, Tektronix es un miembro fundador del Consorcio MIT X. La serie de estaciones X es la consecuencia natural de nuestra experiencia en estas áreas».

La estación XN11 es compatible con más de 100.000 aplicaciones desarrolladas para la estación 4211 y los terminales de la serie 4200, incluyendo la familia de software PLOT 10 de Tektronix. La estación XN11 también ofrece compatibilidad VT-200 y un interface coaxial opcional IBM 3179G.

La gran versatilidad de integración en sistemas de las estaciones XN11 y XN5 permiten su instalación en entornos informáticos complejos, con estaciones de trabajo, miniordenadores e incluso superordenadores. La versión básica de ambas estaciones incluye un interface Ethernet TCP/IP para red local y un port RS-232-C para conexión vía serie. La estación XN11 incluye además dos ports RS-232-C para periféricos, un port paralelo Centronics, y un port de salida RGB. También pueden conectarse a ordenadores que no soporten el sistema X Window, empleando una ventana Telnet con emulación VT-100.

La XN11 es una estación de excelente resolución y altas prestaciones, con un monitor de 15 pulgadas, direccionabilidad de 1.024 × 768 pixels, y capacidad para mostrar simultáneamente 16 colores, elegidos de una paleta de 4096. Como opción se ofrece un monitor de 19 pulgadas y capacidad para mostrar simultáneamente 256 colores, elegidos de una paleta de 16,7 millones de colores. Las prestaciones de las estaciones X se basan en una arquitectura de doble procesador con memoria ampliable hasta 8 megabytes.

La estación XN5 dispone de un monitor monocromo de alta resolución, y 1.024 × 1.024 pixels de direccionabilidad. Está basado en el microprocesador 68000 de Motorola (12,5 MHz) y un coprocesador gráfico independiente. La memoria RAM es de 1 megabyte, ampliable a 4,5 megabytes. La estación XN5 es compatible con los sistemas X11, TCP/IP, DECnet y SLIP (para líneas serie).

Tektronix también ha desarrollado un kit de ampliación que permite convertir las estaciones 4211 en estaciones XN11. Todo el software existente para la estación 4211 opera perfectamente, sin cambio alguno, en la estación XN11. Tektronix es el único fabricante que ofrece a sus clientes la posibilidad de ampliar sus equipos para dotarles de características X Window. Tektronix también ofrece un conjunto de plataformas X, incluyendo la estación de trabajo de precio reducido 4319 y las superestaciones de trabajo gráficas XD88.

Las nuevas estaciones de color soportan tres impresoras de color de Tektronix a través del interface paralelo Centronics: la impresora de chorro de tinta ColorQuick y la impresora de chorro de tinta 4696. La impresora 4693DX produce copias en papel o en transparencias con una resolución de 300 puntos por pulgada, con tecnología de transferencia térmica. La impresora ColorQuick realiza copias en papel especial, papel normal y transparencias con 216 puntos por pulgada de resolución. La resolución de la impresora 4696 (papel especial y transparencias) es de 120 puntos por pulgada. Las tres impresoras son capaces de reproducir todos los colores de la pantalla de la estación XN11.

Nueva impresora Alfapanel de Edue

Edue lanza al mercado un nuevo modelo de impresora de panel compacto y robusto con el nombre de Alfapanel.

Alfapanel es una impresora de impacto de 24/40 caracteres por línea, que ha sido diseñada específicamente para ser montada en un bastidor 3U o en un panel. Es fácil de instalar, un kit de montaje se suministra con la impresora. La sustitución del papel y de la cinta se hace simplemente bajando el panel frontal.

Entre sus principales características están:

— Interface RS232 o Centronics.
— Reloj/calendario alimentado con batería.
— Velocidad de 16 o 40 cps.
— 96 caracteres ASCII.

Encuentra aplicaciones en instrumentos de medida, sistemas portátiles, instrumentos de pesaje, etc.

Edue es distribuido por Kontron Instruments.

Impresora de 80 columnas para montaje en bastidor de 19 pulgadas

La casa Edue lanza al mercado el modelo Isotta, una impresora de 80/132 caracteres por línea, que ha sido especialmente diseñada para ser montada sobre un panel o un bastidor.

Al contrario que otras impresoras del mercado, el modelo Isotta puede ser instalada en el mismo bastidor, junto a otros equipos de instrumentación. Esta solución es extremadamente funcional, puede funcionar con rollo de papel o con papel plegado que puede ir colocado sobre una bandeja en la parte posterior de la impresora.

Entre las características más importantes caben destacar:

— Compatible IBM PC.
— Bidireccional velocidad de 180 cps. Cabeza impresora de 9 agujas.
— Impresión en tres modelos de letra.
— Interface RS 232 o paralelo Centronics.
— Conjunto de 96 caracteres ASCII, 32 caracteres gráficos Epson y 96 caracteres gráficos IBM.

Se puede conectar directamente a la tensión de red 220 VAC.

Es distribuida por Kontron Instruments España.

Lector-grabador de tarjetas motorizado de Tokin

Tokin se complace en presentar un nuevo lector-grabador de tarjetas y compacto denominado MCA-1601.

Con unas dimensiones reducidas 46 mm de espesor y un peso de 700 gr, el MCA-1601 es ideal para la construcción de sistemas de lectura y grabación de tarjetas extremadamente compactos.

Entre sus características destacan:

— Método de grabación F/2F (Modulación de frecuencia).
— Aplicable a tarjetas ISO 3554.
— Densidad de grabación 75 BPI.
— Número de caracteres 37, excluyendo los de control.
— Alimentación de 12 VDC, 5 VDC.
— Dimensiones 45.4 * 139 * 183 mm.

Tokin está distribuido por Kontron Instruments.

A medida que la miniaturización se ha ido convirtiendo en una exigencia, el tratamiento de señal se ha convertido en un problema grave en todos los campos de aplicación. La necesidad de aumentar la precisión de un filtro, y en consecuencia su orden, obliga al diseñador a aumentar el número de componentes, con los consiguientes problemas de estabilidad y criticidad. La aparición de los filtros de capacidad conmutada ha revolucionado el concepto de filtrado, señalando un importante paso hacia el ahorro de espacio y el aumento de precisión.

FILTROS DE CAPACIDAD CONMUTADA

Principios básicos

Considérese la figura 1. Cuando el conmutador está en la posición 1, la carga en el condensador C es Q1=C×V1. Si el conmutador está en la posición 2, la carga en los terminales del mismo condensador es Q2=C×V2. Esta conmutación permite establecer una transferencia de carga igual a Q=Q2−Q1=C×(V2−V1), es decir, igual a C por la diferencia de potencial entre los puntos 1 y 2 del circuito.

Esta transferencia de carga es equivalente a un flujo de corriente I=delta Q/T=Q×F=C×delta V×F, donde F es la frecuencia de conmutación.

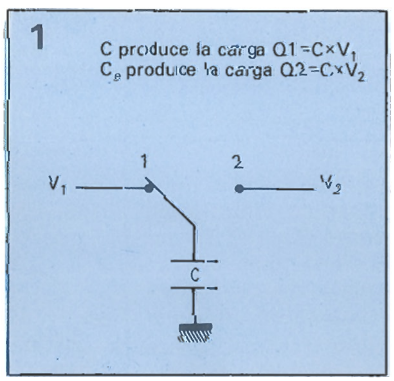


Figura 1. Principio de funcionamiento de los filtros de capacidad conmutada.

Si ahora se compara la anterior fórmula con la ley de Ohm, es decir, I=delta V/R, puede deducirse que la resistencia equivalente es:

$$R = 1/(C \times F)$$

La técnica de la capacidad conmutada permite simular resistencias mediante condensadores. Por otra parte, el valor de estas resistencias equivalentes varía con la frecuencia de conmutación. Estos son puntos clave de esta tecnología. Una consideración se hace inevitable: la equivalencia entre transferencia de cargas y cantidades de corriente es válida en la práctica con frecuencias de muestreo más bien elevadas.

Este es el caso de los MPF en los que, para evitar los problemas típicos de las frecuencias de muestreo elevadas, el llamado *smoothing* (señal de salida muestreada por puntos) y *aliasing* (presencia de la frecuencia de muestreo en la señal de salida), se utilizan frecuencias de muestreo relativamente altas o, más exactamente, suficientemente elevadas para que se mantenga válida la anterior correlación.

Antialiasing

Los filtros de capacidad son filtros de muestreo por lo que han de cumplir la condición de Shannon que impone una frecuencia de muestreo como mínimo doble de la máxima frecuencia de transferencia del filtro. En estas condiciones no se añade ni se suprime ninguna otra señal a la señal a transferir.

Este teorema describe además el fenómeno llamado *aliasing* de espectro, indicado en la figura 2, que muestra que todo el espectro transmitido se agrupa en torno a Fs (frecuencia de muestreo), 2Fs, 3Fs, etc, con todas las componentes de señal en torno a dichos valores.

Para obviar estos inconvenientes, es preciso filtrar antes del MPF todas las componentes de señal mayores de Fs−Fc. Este fil-

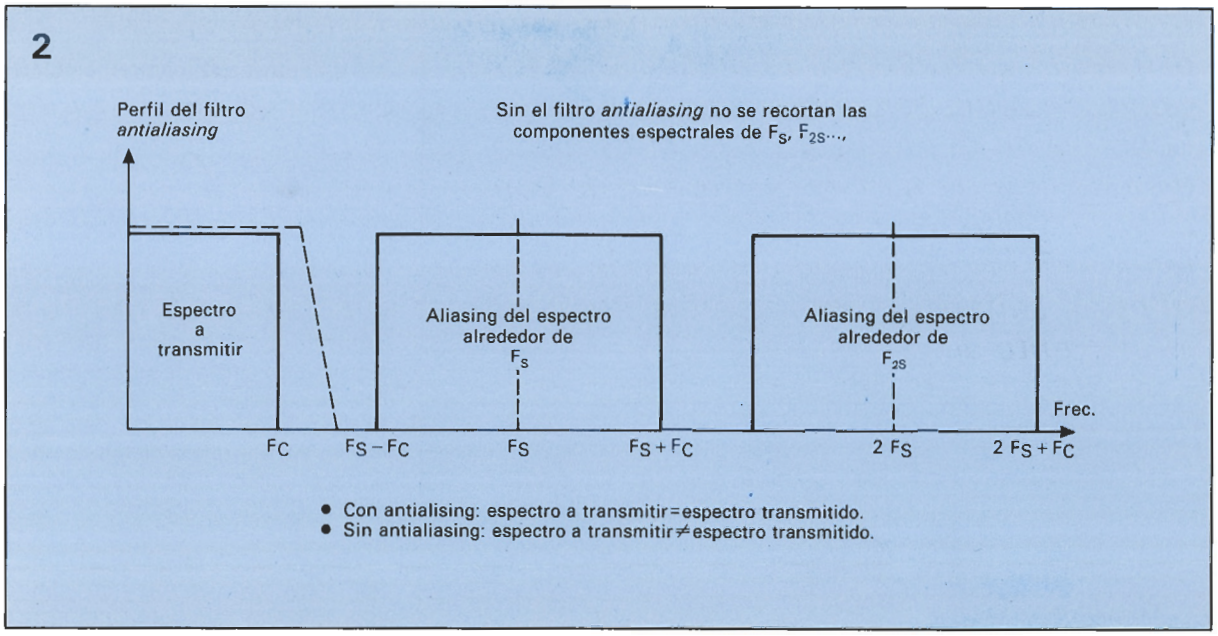


Figura 2. Fenómeno de *aliasing*.

Figura 3. Circuito suavizador (de *smoothing*). *Filtro Sallen-Key:* el transistor sustituye al amplificador operacional.

Figura 4. Ejemplo de aplicación de un *MPF:* detector de frecuencia de una frecuencia portadora.

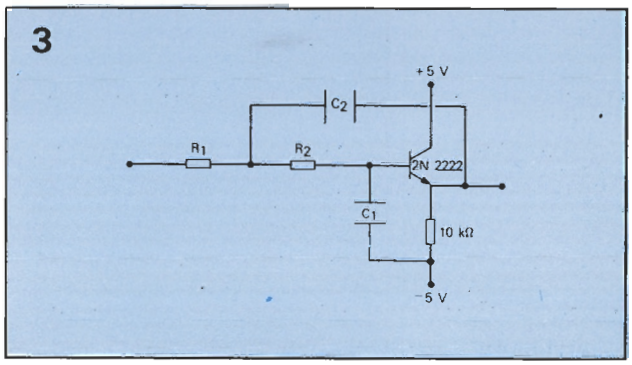
tro analógico, llamado filtro *anti-aliasing* ha de situarse antes del filtro MPF.

La selectividad de este filtro depende de la relación Fs/Fc:

- Si Fs/Fc>200, basta con un *filtro RC* (orden I).
- Si Fs/Fc<200 se necesita un *filtro de Sallen Key* (orden II) *Smoothing* (suavizado): la señal a la salida del filtro es evidentemente una señal muestreada.

Si se ha de utilizar una señal reconstruída, es preciso colocar a la salida del MPF un filtro de suavizado diseñado con la misma estructura Sallen Key anteriormente citada.

Los MPF de **Thomson Semiconducteurs,** disponibles en diversos encapsulados, contienen en su version de 16/20 pines dos amplificadores operacionales para realizar estas funciones. Si se desea un filtro de *anti-aliasing* de orden mayor que el II, se pue-



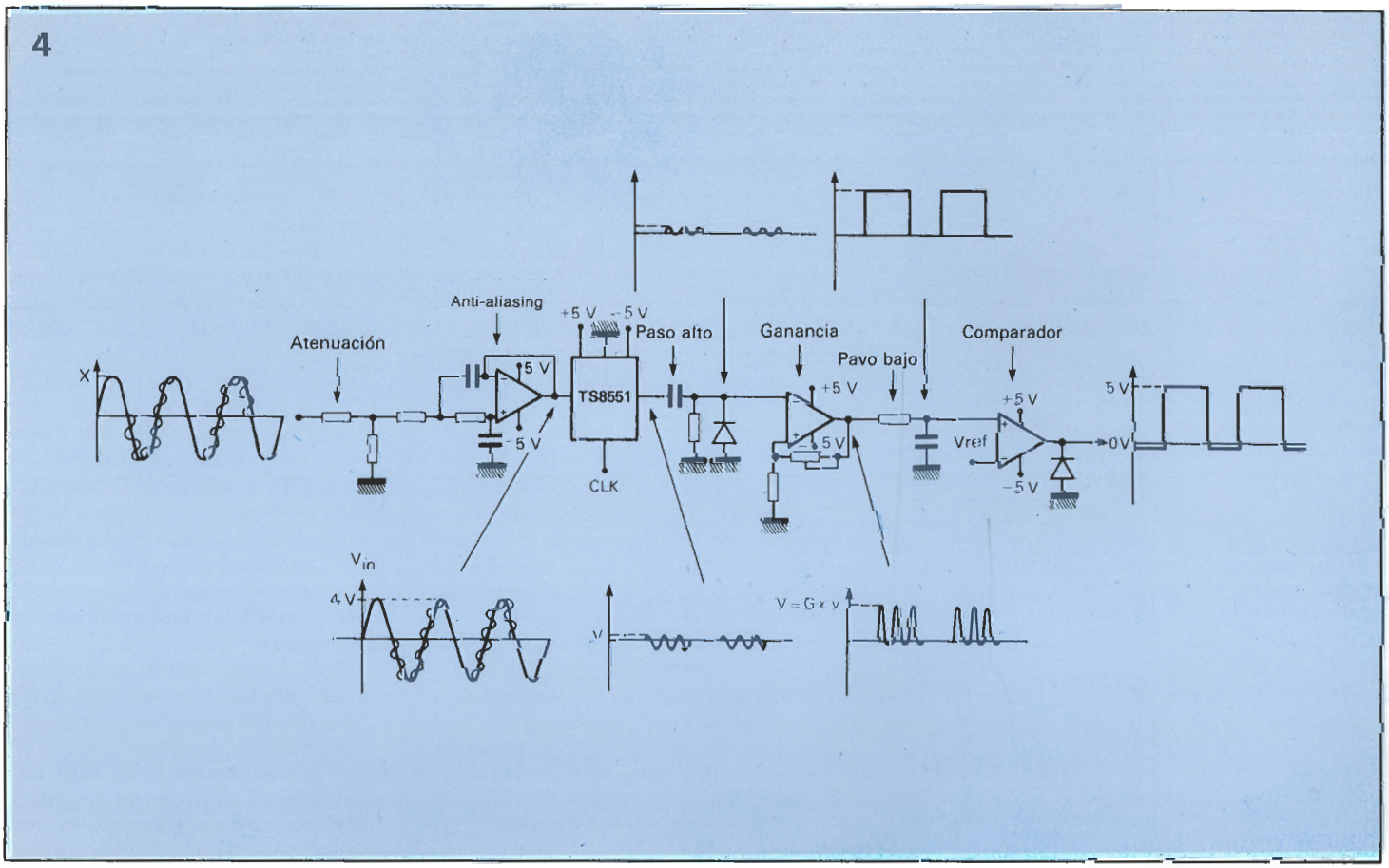


Figura 5. Esquema de funcionamiento del rectificador de media onda.

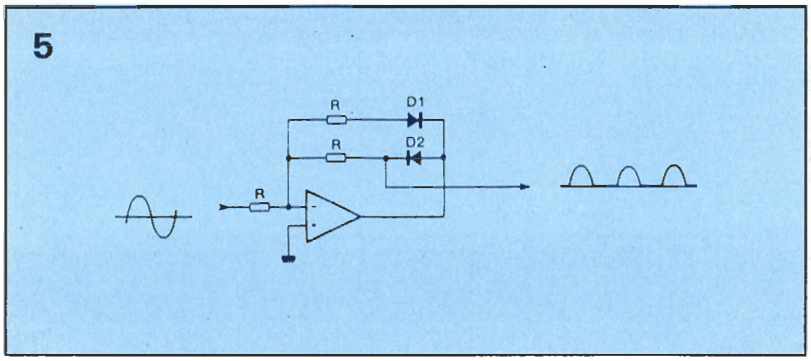


Figura 6. Configuración del rectificador de media onda.

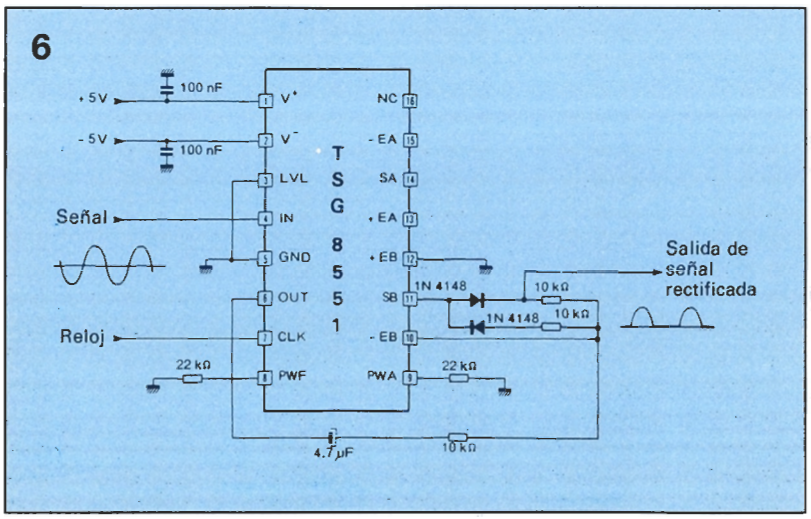


Figura 7. Rectificador de onda completa.

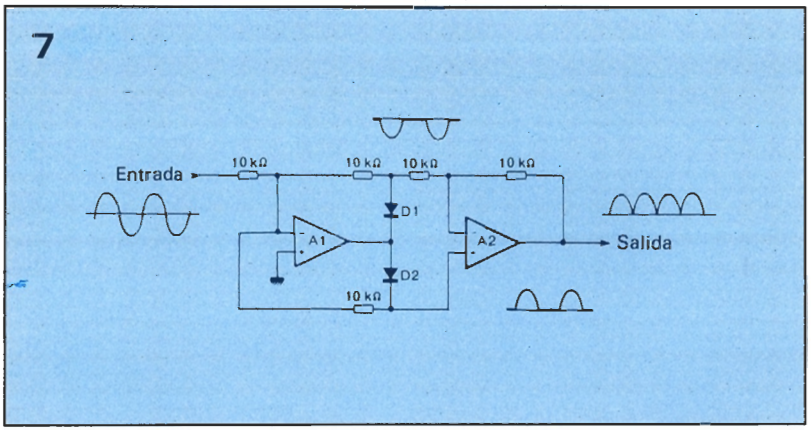
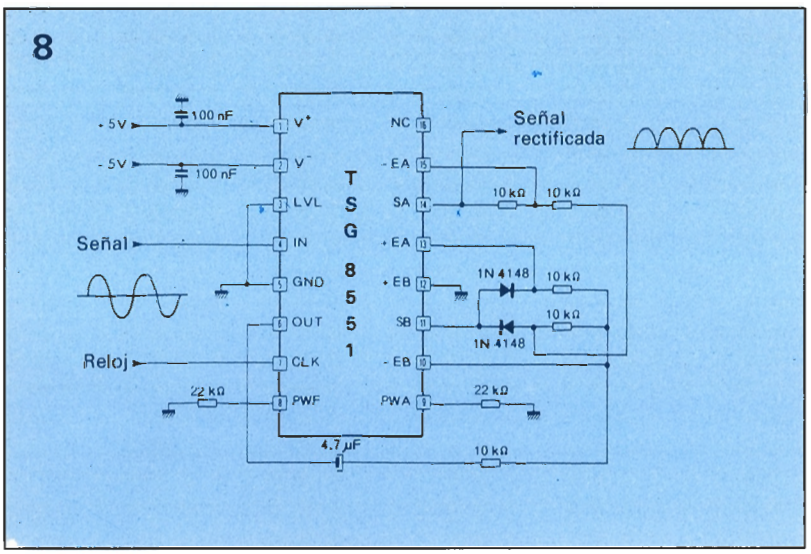


Figura 8. Aplicación con rectificador de onda completa.



den utilizar ambos amplificadores para el filtro de *aliasing*, realizando el suavizado con el sencillo descrito en la figura 3.

Aplicaciones típicas

La aplicación representada en la figura 4 consiste en un filtro utilizado para separar una frecuencia de señal de una portadora y de posibles señales espúreas. Para una aplicación de este tipo se requiere una elevada selectividad y precisión. Por esta razón se utiliza el filtro **TGS8551** (6.º orden).

La aplicación describe el filtro, los filtros *antialiasing* y de suavizado. El reloj se puede obtener fácilmente con un oscilador de cuarzo o con un oscilador RC, variando eventualmente la frecuencia central del propio filtro.

Características del TSG8551

El **TSG8551** es un filtro paso banda HCMOS de alta selectividad. Sus características principales son las siguientes:

- Orden VIII.
- Q=35.
- Ganancia típica a frecuencia central: 30 dB.
- Atenuación típica en la banda eliminada: 70 dB.
- Relación entre frecuencia de reloj y frecuencia central del filtro: 187,2.
- Frecuencia de reloj comprendida entre 4 KHz y 3,8 MHz.
- Frecuencia central del filtro: 22 Hz a 20,3 KHz.

Thomson Semiconducteurs se presenta con un concepto innovador en el campo de los filtros de capacidad conmutada: los *Mask Programmable Filters* (MPF).

Los filtros de capacidad conmutada MPF son filtros activos cuyas resistencias están constituidas por capacidades conmutadas. Las constantes de tiempo R/C están así constituídas por una relación de capacidades.

Los valores de capacidad integrada en la tecnología MOS alcanzan valores de precisión mejores que el 0,1%; de esta forma la precisión y capacidad del filtro dependen únicamente de la precisión de la frecuencia de muestreo. Por otra parte las caracterís-

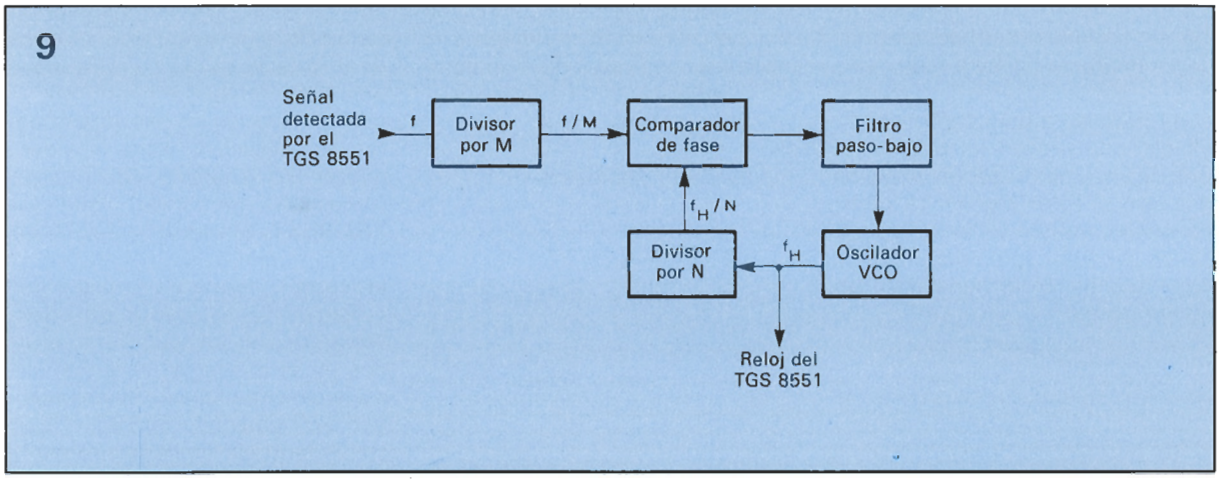


Figura 9. Esquema del PLL.

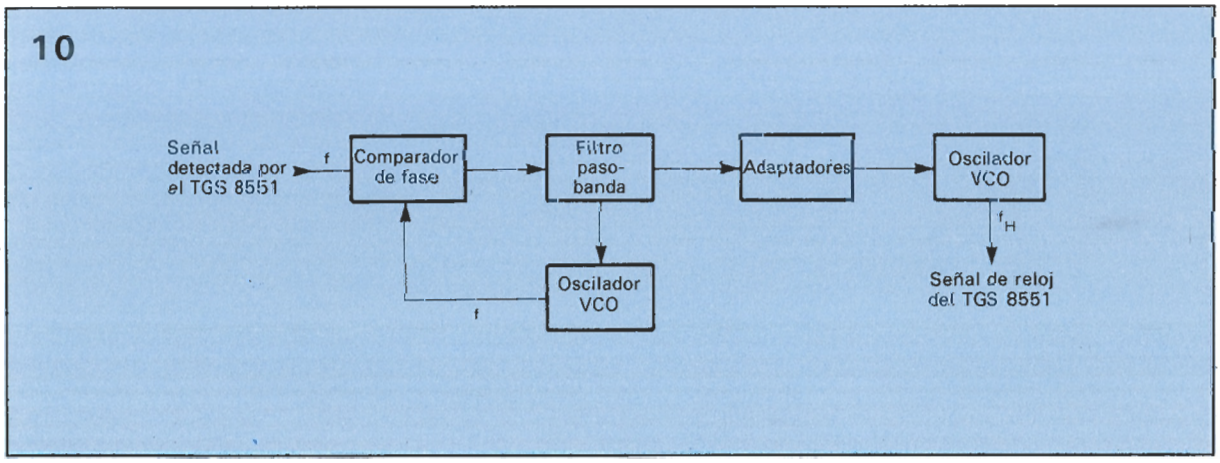


Figura 10. PLL simplificado.

ticas del filtro dependen únicamente de la máscara del filtro y no de los componentes externos, que no tienen influencia en las características del mismo, sino que únicamente tienen funciones de polarización.

La frecuencia de corte del filtro depende únicamente de la frecuencia externa de reloj.

Estas características hacen que los MPF estén especialmente indicados para la detección de señales con extrema precisión y estabilidad, eliminando los tediosos problemas de complejas calibraciones y puestas a punto.

El tipo de filtro (paso bajo, paso alto, paso banda, etc.) y su orden dependen de la máscara del filtro, que puede ser programada bajo pedido para frecuencias específicas y para un orden dado.

Medidas de amplitud

El objetivo de la aplicación es medir la amplitud de una señal detectada por el filtro **TSG8551** a una frecuencia específica. La forma de la señal no es relevante. A la salida, el filtro genera sólo la sinusoide correspondiente a la frecuencia central. Esto hace posible la medida de una señal superpuesta a una portadora o contaminada con otras señales espúreas.

Esta aplicación requiere una extremada precisión en el generador de reloj (cristal o resonador cerámico). La deriva de la frecuencia de reloj corresponderá a una variación de la frecuencia central y a una variación en amplitud de la señal detectada. En lo que sigue se verá cómo la frecuencia de reloj se puede enganchar a la frecuencia de la señal que se ha de detectar.

Para detectar de forma muy precisa la amplitud de la señal, es preciso compensar el *offset* del filtro. Esto se puede hacer simplemente con una entrada «LEVEL» diponible en el filtro **TSG8551**. El pin LEVEL regula la componente continua de la salida del filtro.

Sensibilidad de los filtros de capacidad conmutada

La amplitud mínima de las señales que puede detectar el filtro **TSG8551** es aproximadamente 0,5 mV. También pueden detectarse señales con amplitudes menores. Para ello se requiere montar un preamplificador antes del filtro.

Dicho previo puede realizarse con algunos amplificadores operacionales integrados en el filtro y no utilizados para otros fines. En este caso, la amplitud mínima de la señal a la entrada del amplificador ha de ser de 50 μV aproximadamente.

Rectificación de la señal

La rectificación de la señal es necesaria en general para la medida de amplitudes (rectificación en media onda o en onda completa). Se puede conseguir la rectificación utilizando los amplificadores operacionales del filtro.

Rectificación en media onda

La figura 5 describe la forma de obtener una rectificación en me-

dia onda. Modificando la resistencia de realimentación del amplificador operacional, se puede cambiar la ganancia, lo que permite, si es preciso, amplificar la señal. Es cómodo utilizar para este fin uno de los amplificadores integrados con el filtro (fig. 6). La componente continua de la señal a la salida del filtro se puede eliminar haciendo pasar la señal por un condensador.

Rectificación de onda completa

La figura 7 describe la forma de operar de este rectificador. En el ejemplo se utilizan dos amplificadores operacionales. Las resistencias utilizadas tienen el mismo valor y pueden adaptarse fácilmente, aumentando la precisión. La figura 8 describe la aplicación completa. Una sencilla red RC montada a la salida del rectificador permite obtener la señal continua a la salida.

Control de la frecuencia de reloj

Generalmente, la señal que hay que detectar está sometida a cambios de frecuencia. En tal caso, la frecuencia central del filtro ha de mantenerse bloqueada a la frecuencia de la señal. Esto se puede conseguir fácilmente con un circuito de enganche de fase (PLL), véase la figura 9.

Veamos una simplificación eliminando los divisores de frecuencia. El diagrama indicativo se presenta en la figura 10. En este caso el enganche de fase se obtiene a la frecuencia de la señal que hay que detectar. Las variaciones de frecuencia generan una tensión de error a la salida del filtro paso bajo. Esta tensión en continua se utiliza después de los adaptadores (amplificación, filtros, etc.) para pilotar un oscilador (VCO) cuya frecuencia es la del reloj del **TSG8551**. El esquema de la figura 11 muestra el circuito en la práctica.

Según lo expuesto anteriormente, y con los valores mostrados en el esquema, el bucle permanece enganchado en un margen de frecuencias de 190 Hz±25 Hz. Si la amplitud de la señal a la entrada es constante, la amplitud de la señal detectada es constante en torno al valor 190 Hz (+ ó − 10 Hz).

El principio del enganche es completamente operativo en este intervalo de frecuencias: se realiza así un perfecto filtro de seguimiento. En cualquier caso, la constante de tiempo es aproximadamente 0,2 s y el dispositivo sólo sigue cambios de frecuencia relativamente baja en la señal que se ha de detectar (aproximadamente 10 Hz por segundo), que resultan útiles en aplicaciones de este tipo (inestabilidad en osciladores o variaciones de temperatura). El principal inconveniente es el riesgo de engancharse a una señal parásita cuya frecuencia caiga dentro del margen.

En cualquier caso, a la entrada se ha colocado otro filtro *antialiasing,* antes del auténtico filtrado, para reducir el ruido de banda. Antes del comparador de fase hay que utilizar también un filtro de nivel.

Medida de la frecuencia

El caso más frecuente es la detección de la presencia (o ausencia) de señal a una frecuencia prestablecida. El **TSG8551** se adapta especialmente bien para aplicaciones de este tipo; ello se debe a su ganancia y a su elevada selectividad. La frecuencia central del filtro **TSG8551** puede variar desde unos hertzios (típicamente 22 Hz) a unos kilohertzios (típicamente 20,3 KHz), dependiendo de la frecuencia de reloj. La señal de salida del **TSG8551** puede hacerse compatible con los niveles TTL utilizando uno de los operacionales del filtro como *Schmitt Trigger.*

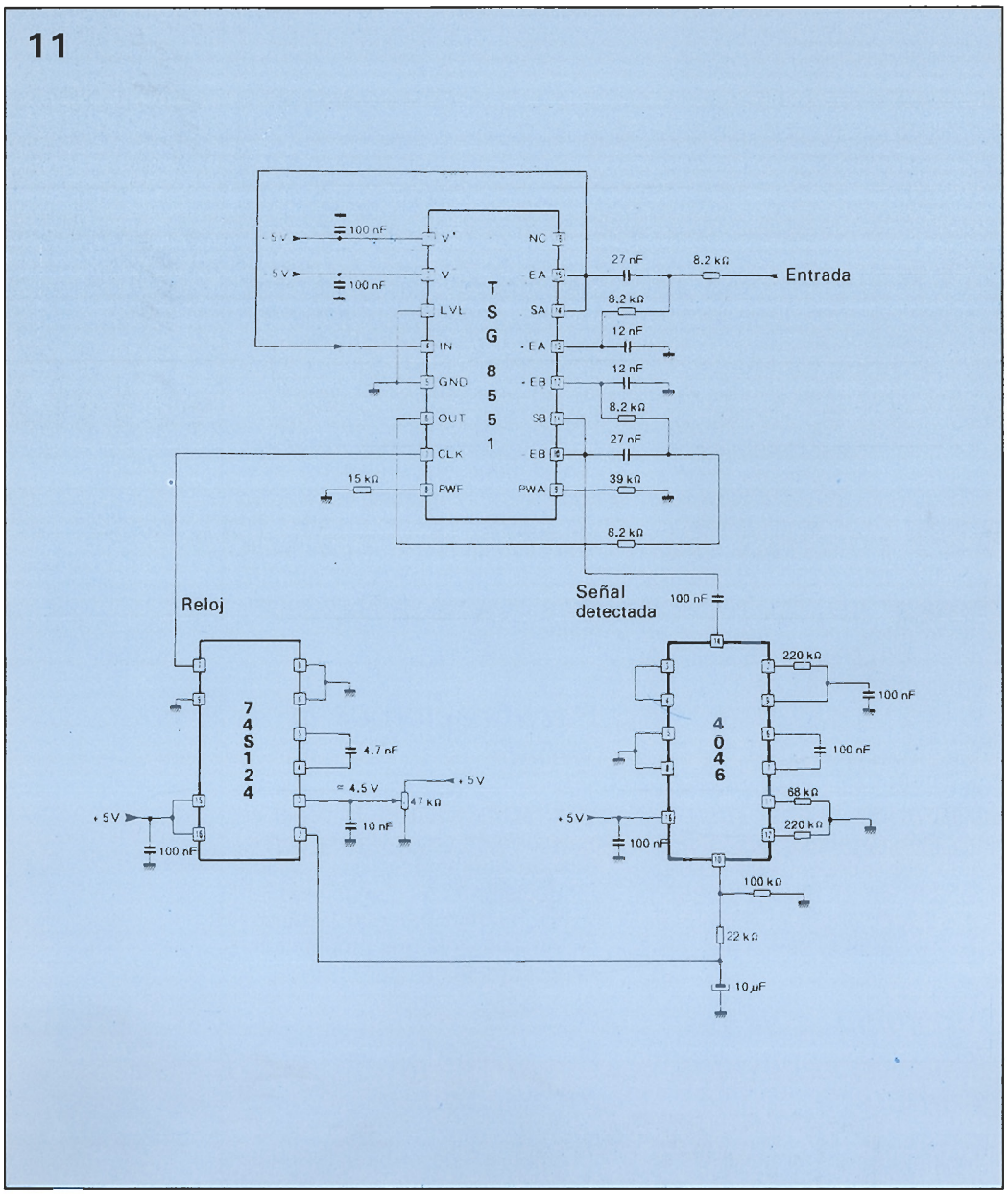
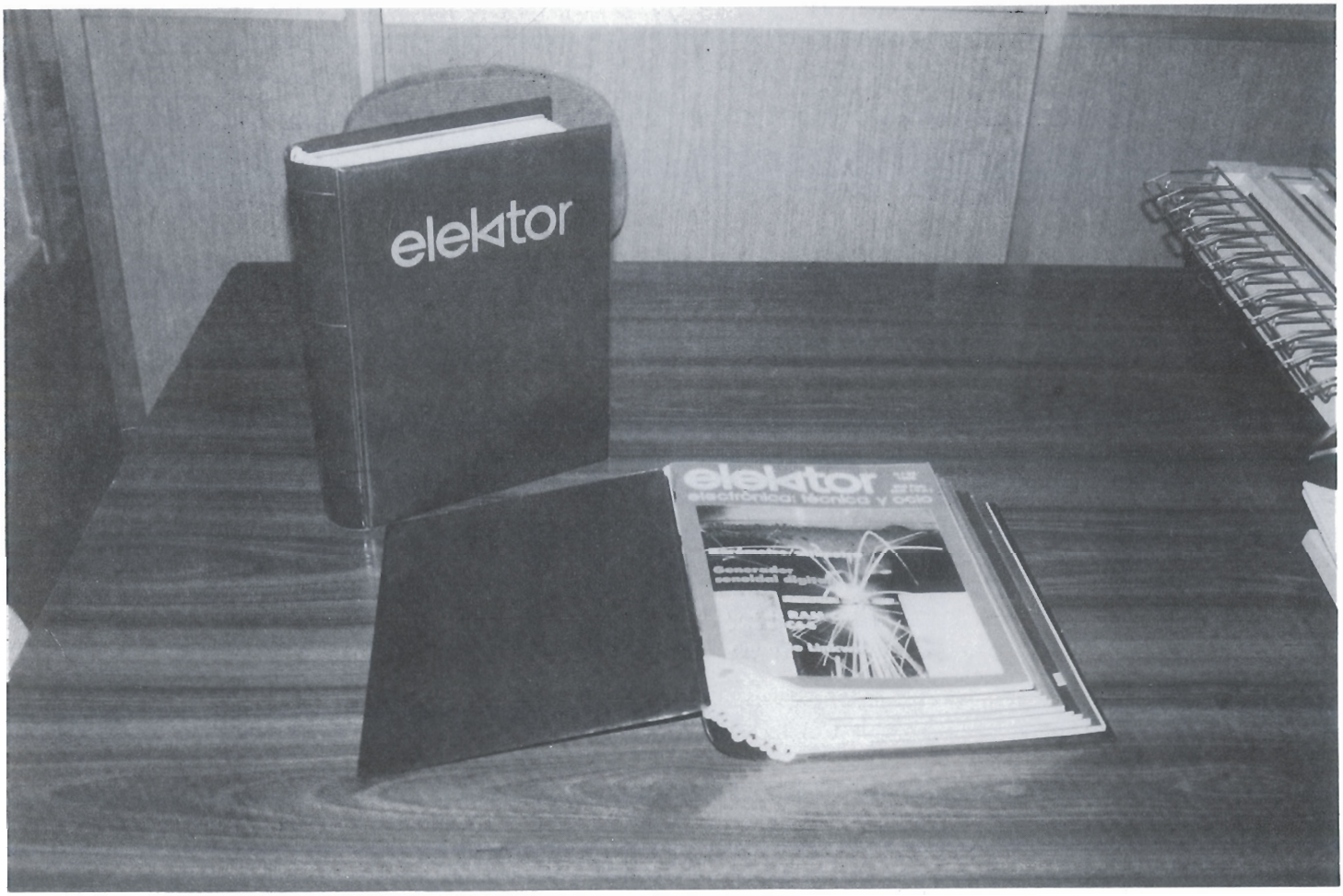


Figura 11. Aplicación para enganche en frecuencia de la señal detectada.

UN SITIO PARA CADA REVISTA...



... Y CADA REVISTA EN SU SITIO

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

Elektor ha diseñado este estuche para que Vd. pueda conservar sus revistas perfectamente ordenadas sin que ello le impida consultarlas fácilmente.
En su casa, en su biblioteca, en su laboratorio, el estuche anual le permitirá encontrar rápidamente el número en el que se publicó la información que necesita en ese momento. A la vez su colección de **elektor** estará perfectamente protegida.
El estuche puede pedirlo directamente a **elektor,** Pza. República del Ecuador, 2, 28016 Madrid, utilizando la tarjeta de pedido correspondiente.

995 ptas.
IVA INCLUIDO

Supresión de los campos eléctricos de su alrededor,

El interruptor de red aquí presentado ha sido realizado para aquellas personas deseosas de mejorar su entorno, suprimiendo «radiación de las líneas eléctricas», pero puede utilizarse en cualquier otro lugar que no sea el dormitorio.

INTERRUPTOR DE RED CONTROLADO POR LA CARGA

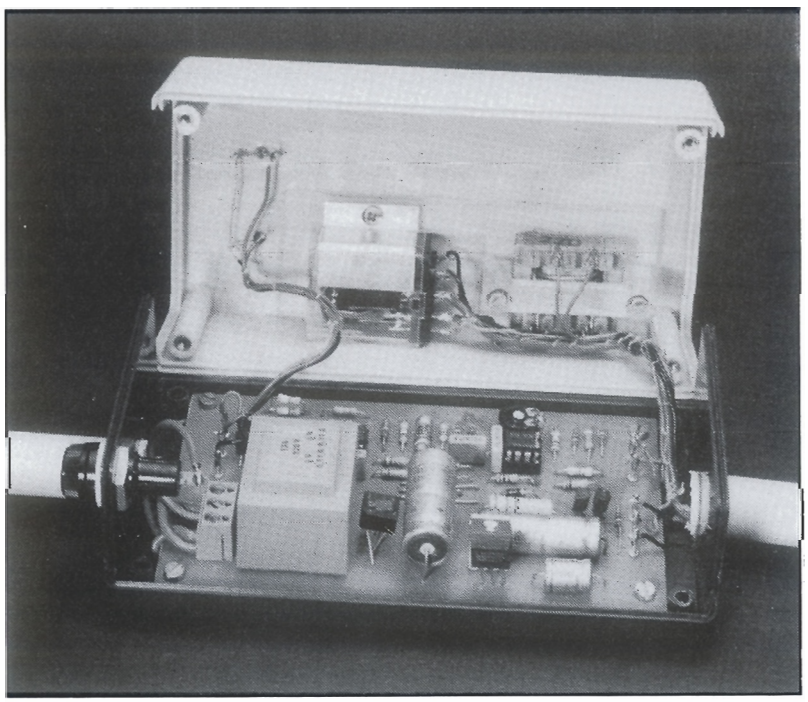


Foto. Nuestro prototipo del interruptor de red controlado por carga ha sido colocado en una sólida caja de plástico.

No sabemos verdaderamente cual es la influencia de la tensión alterna sobre el organismo humano; la presencia de los campos eléctricos está por contestar, y no todo el mundo está de acuerdo sobre su grado de nocividad. ¿Será entonces la corriente continua más «biológica» que la alterna? En el laboratorio de Elektor como en cualquier otro sitio las opiniones están divididas, pero hemos decidido ofrecer a nuestros lectores, sensibles a este tipo de problemas un montaje que les permita mejorar sus condiciones de vida. Fuera del problema biológico, este montaje puede igualmente resolver otro tipo de problemas provocados por la «radiación» de la red eléctrica alterna. El dispositivo se nos presenta bajo la forma de un interruptor que corta una línea eléctrica cuando ninguna carga está unida a esta línea o cuando las cargas que están «ligadas» no están en servicio. El dispositivo de «puesta en servicio» es enteramente automático: en el momento en que una carga es conectada, la línea es puesta en servicio inmediatamente.

El circuito de la figura 1, no es de lo más simples, lo que no es de extrañar cuando consideremos

1

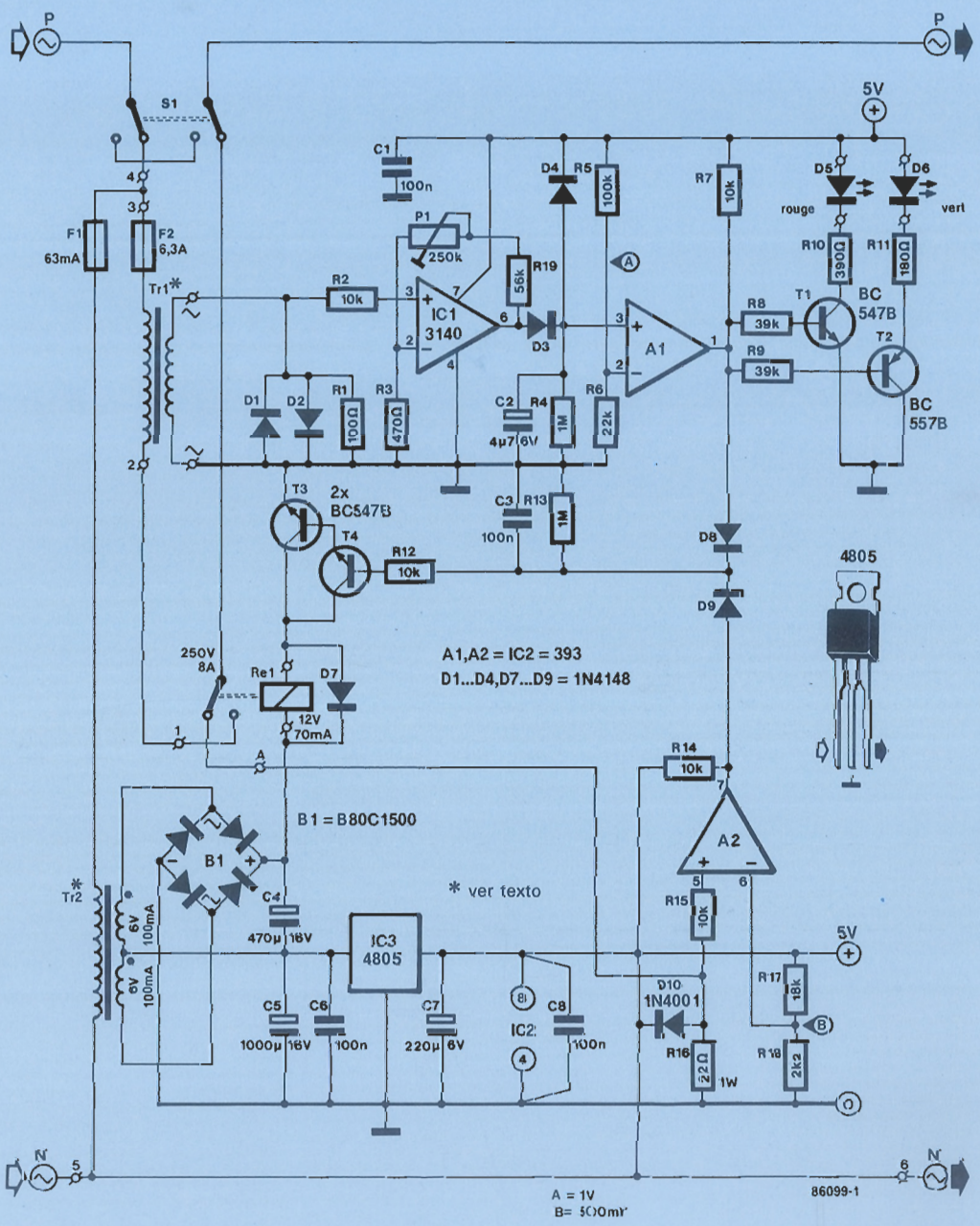


Figura 1. Esquema del interruptor de red controlado por carga.

la diversidad de tareas que debe realizar. En el caso normal, podemos decir, que en el momento que la línea eléctrica alimenta una carga, circula una corriente sobre esta línea (P=fase). En la ausencia de la carga, o cuando la corriente es inferior de 15 a 20 mA la línea eléctrica debe ser cortada en el término de un breve tiempo de temporización. Para detectar la puesta en servicio de una carga, enviaremos una corriente continua sobre la línea de fase: si el valor de esta corriente alcanza 25 mA más o menos, la tensión alterna es conectada sobre la línea. Examinemos el esquema de cerca, e imaginemos que la línea está cortada en ese momento, como indica la posición del relé Re1 en el esquema. A la salida del interruptor de la línea eléctrica, obtenemos una tensión conti-

Lista de componentes

Resistencias:

R1=100 Ω
R2,R7,R12,R14,R15=10 K
R3=470 Ω
R4,R13=1 M
R5=100 K
R6=22 K
R8,R9=39 K
R10=390Ω
R11=180 Ω
R16=22Ω/1 W
R17=18 K
R18=2K2
R19=56 K
P1=250 k ajustable

Condensadores:

C1,C3,C6,C8=100 N
C2=4μ7/6 V
C4=470 μ/16 V
C5=1000μ/16 V
C7=220μ/6 V

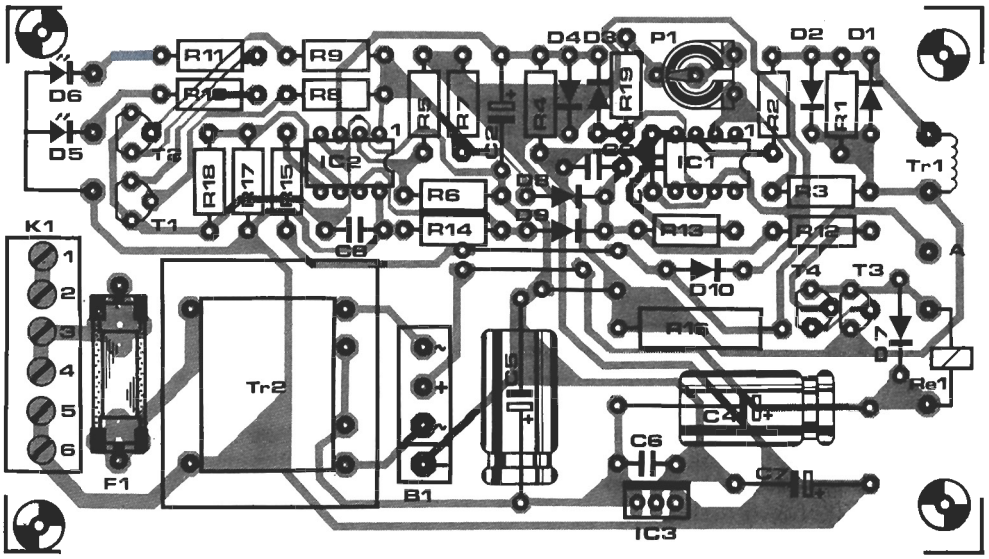
Semiconductores:

B1=B80C1500
D1...D4,D7...D9=1N4148
D5=LED rojo
D6=LED verde
D10=1N4001
T1,T3,T4=BC547B
T2=BC557B
IC1=CA3140E
IC2=LM393
IC3=4805 (National Semiconductor)

Varios:

F1=Fusible de 63 mA, con portafusibles para circuito impreso
F2=Fusible rápido de 6,3 A, con portafusibles de chasis
S1=interruptor de red doble con contactos de 8 A
Re1=relé 12 V, con contactos dobles de 8 A
K1=regleta de 6 contactos para circuito impreso
Tr1=transformador de alimentación pequeño EPS 86099
Tr2=transformador 2 × 6 V/O, 1 A para circuito impreso Caja de plástico

2



nua de 5 V entre la fase y el neutro de la línea eléctrica interrumpida. Una carga correcta a esta línea forma junto al R16 un divisor de tensión. Cuando la carga es puesta en servicio circula una corriente a través de R16, lo que provoca una caída de tensión de 0,55 V para 25 mA. Esta tensión es comparada por A2 con la tensión de referencia obtenida mediante el divisor R17/R18 (0,5 V).

3

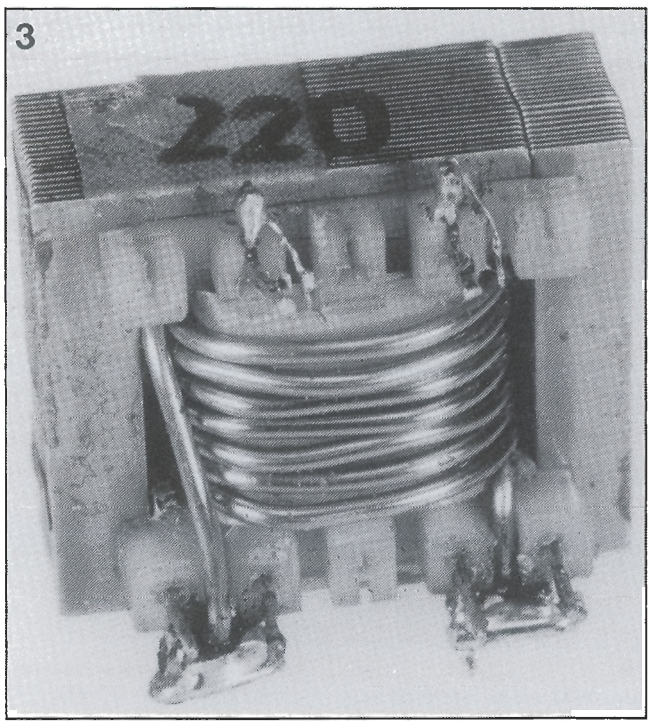


Figura 3. Fotografía del transformador rebobinado: el nuevo arrollamiento secundario se convierte en el primario, y debe poder soportar la corriente consumida por las cargas conectadas a la línea eléctrica que se desea interrumpir.

El sobrepaso del umbral se traduce por el cambio de la salida de A2 a un nivel alto. El relé Re1 es excitado a través de D9 y T3/T4. La red eléctrica se encuentra unida de nuevo al resto de la red y la carga conectada se pone en funcionamiento «por las buenas». La corriente de la carga circula a través del fusible F2, el relé Re1 y a través del sensor de corriente Tr1. El arrollamiento secundario se encuentra cargado con una resistencia de 100 Ω y dos diodos de protección colocados en antiparalelo. La tensión en el secundario es amplificada por IC1, y rectificada por D3. El ajuste de ganancia de P1 se hará de tal manera que el interruptor corte la línea una vez que la corriente alterna se encuentra por debajo de 15 ó 20 mA. La tensión rectificada es filtrada por C2 y comparada por A1 con la tensión de referencia fijada por R5 y R6 (1 V aproximadamente). Mientras que la tensión en los bornes de C2 sea superior a 1V, la salida del comparador se encontrará a nivel alto y el relé queda excitado a través de D8. Cuando la corriente a través de la carga (y el transformador) queda por debajo del umbral de referencia, la salida de A1 basculará a un nivel bajo después de un pequeño retardo (R4 C2) y el relé desconecta a la carga de la red; por lo que no circula más que los 5 V sobre la línea interrumpida. El con-

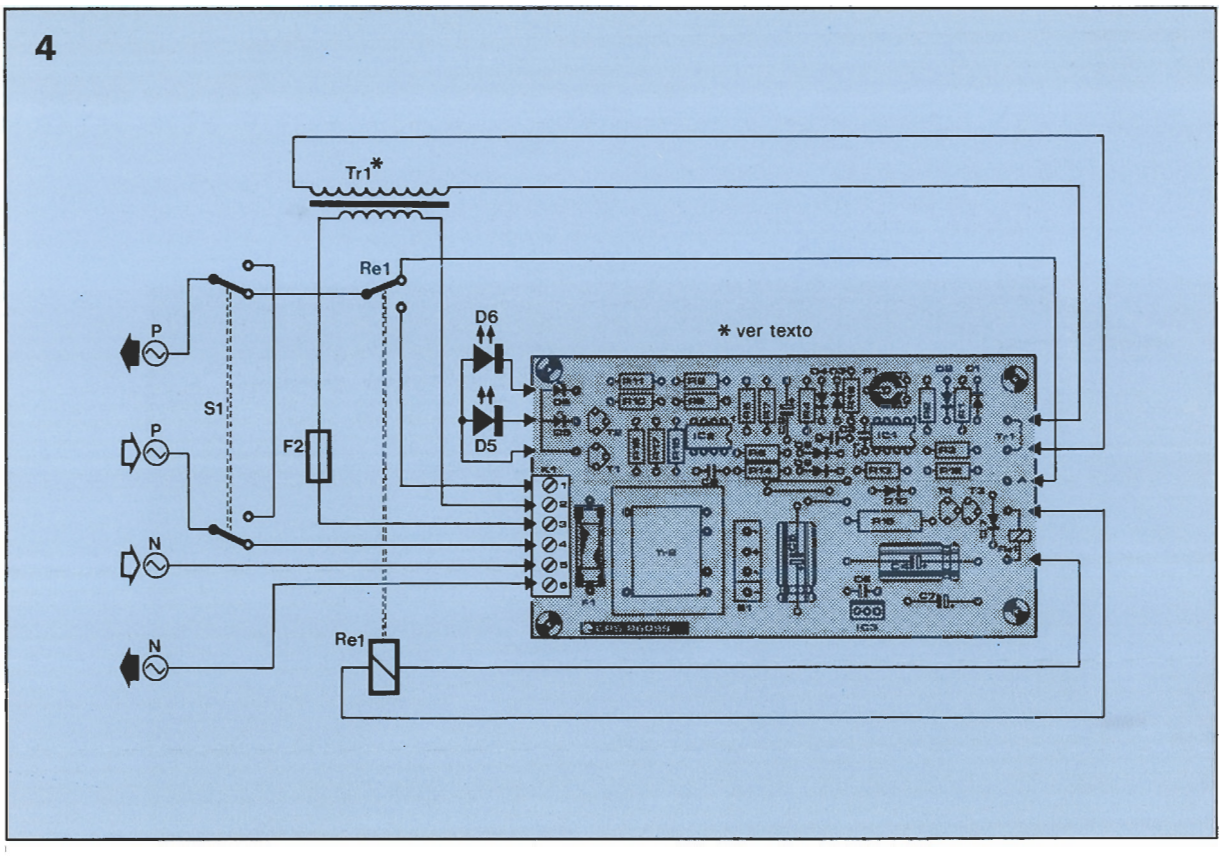


Figura 4. Diagrama del cableado y conexiones a realizar sobre la red eléctrica. La conexión de la fase marcada con una flecha blanca se encuentra después del disyuntor diferencial.

mutador S1 permite puentear al interruptor de línea y ponerlo fuera de servicio. Los leds D5 y D6 indican cuándo la línea eléctrica se encuentra conectada a la red (Rojo) y cuándo no lo está (Verde).

Realización

No hay ningún componente crítico en la placa de la figura 2. En este montaje no hay mayor complicación más que con el transformador de corriente Tr1, cuyo prototipo vemos en la figura 3. Hemos utilizado un pequeño transformador de alimentación (3VA) no inyectado, al que le hemos desenrollado el boninado del secundario para reemplazarlo por 6 ó 7 espiras de hilo grueso de cobre esmaltado (al menos de 1 mm de sección) capaz de soportar corrientes de 5 a 8 A. Este nuevo arrollamiento es el primario de Tr1 mientras que el antiguo primario será el secundario en nuestra aplicación. Para Tr2 hay que elegir un tansformador cuyos dos arrollamientos secundarios puedan ser conectados en serie y hay que poder invertir esta conexión, ya que cuando los dos arrollamientos secundarios se encuentran en «anti-fase», la tensión inducida es casi nula.

Es indispensable utilizar un regulador del tipo 4805, ya que la tensión resultante tras el rectificado es insuficiente para un regulador 7805 ordinario. Si el transformador bobinado queda bajo de señal, podemos aumentar el valor de P1 y llevarlo a 1 MΩ. La caja sobre la que montaremos el interruptor será de material plástico y con toma de puesta a tierra.

El lugar de colocación ideal del montaje dentro del tendido eléctrico es en las proximidades del contador o de la caja de distribución principal, asociado al disyuntor de la línea a equipar. Si usted no es manitas con las altas tensiones (peligrosas) como los 220 V, haga uso de un especialista.

La línea de fase queda interrumpida por nuestro interruptor de línea, mientras que el neutro pasa, pero sin ser interrumpido, la unión de tierra entre la red comercial y la línea en cuestión no debe ser interrumpida. Esto se muestra en la figura 4. Una vez instalado el interruptor de línea y debidamente verificadas todas las conexiones, hay que desenchufar todas las cargas unidas a la línea eléctrica correspondiente y colocamos S1 de forma que interrumpa la línea de fase. El led verde debe iluminarse; seguidamente enchufamos una carga que pondremos en funcionamiento, el led rojo se enciende y el aparato comienza a funcionar. Después de haber conectado a la salida una carga de 15 KΩ, y unos 10 W, y gire lentamente (recuerde la temporización) P1 hasta que se encienda el led verde; entonces se encuentra el punto de desconexión.

¡Atención!, las tensiones que circulan por ciertas parte de este montaje son mortales. Absténgase de introducir los dedos o un destornillador sin haber cortado el interruptor local o principal. Cuando manipule sobre una línea dirigida por el interruptor que acabamos de describir, no lo haga igual que si el disyuntor de la línea se encontrara cortado. No se crea seguro cuando el interruptor corta la línea. Recuerde siempre que este montaje puede conectar la tensión de 220 V a la línea si detecta, o cree haber detectado, una carga conectada.

Para terminar, tenga dos recomendaciones, monte una resistencia de 10KΩ/5W entre la fase y el neutro sobre las lámparas de neón unidas a las líneas a interrumpir; esto favorece su cebado. La segunda recomendación se refiere a los consumos parásitos como por ejemplo los amplificadores de antena, los condensadores de los motores eléctricos y todo tipo de cargas escondidas que debemos de tener en cuenta. En presencia de estas cargas escondidas conectadas a la línea por interrumpir, es evidente que el interruptor no funcionará o más exactamente, funcionará, pero rechazará interrumpir la línea.

FLUKE®

PHILIPS PHILIPS

OFERTA ESPECIAL DE LANZAMIENTO





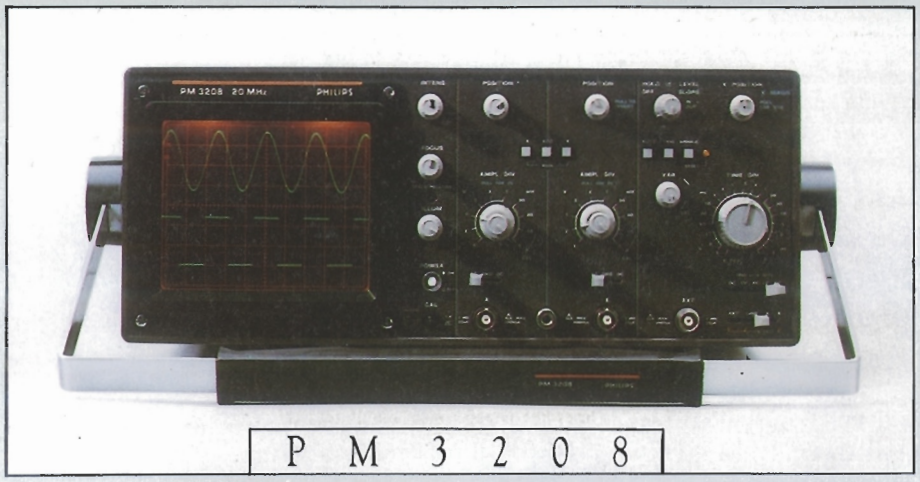
REGALO DE UN FLUKE 73:

Philips introduce una nueva familia de osciloscopios portátiles de bajo costo y quiere celebrar el 2.º aniversario de su alianza con Fluke obsequiando con cada equipo un multímetro Fluke 73*.

*Promoción válida hasta 15-12-1989.

PHILIPS

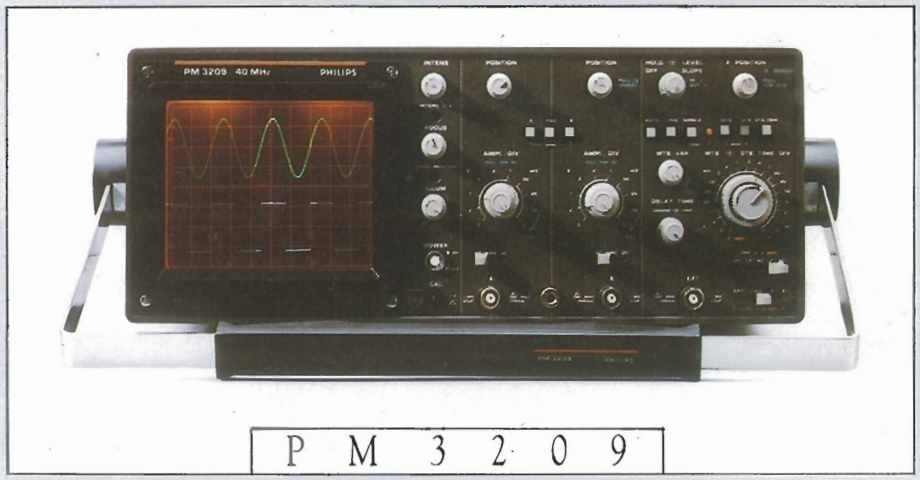
PHILIPS



OSCILOSCOPIO DOBLE CANAL

20 MHz. de ancho de banda.
1 mV/div. de sensibilidad vertical.
Precio: **89.900** ptas.

Osciloscopio portátil de bajo coste y fácil manejo desarrollado bajo los controles de calidad Philips para cumplir los más altos estándares profesionales. Su alta sensibilidad (1 mV/div.) se complementa con una rápida base de tiempos (20 ns/div.). Acoplo de disparo para cuadro y línea de televisión, función XY, entrada de modulación Z, señal de calibración de sonda, salida de señal amplificada, retención del disparo o hold-off. Con el equipo se suministran 2 sondas de atenuación conmutable (1:1 - 1:10) y manual de operación en castellano.



OSCILOSCOPIO DOBLE CANAL DOBLE BASE DE TIEMPOS

40 MHz. de ancho de banda.
1 mV/div. de sensibilidad vertical.
Precio: **139.900** ptas.

Osciloscopio de 40 MHz., que incluyendo todas las prestaciones del modelo anterior, añade una segunda base de tiempos con tiempo de retardo ajustable de forma continua entre 20 ns. y 5 s.

Philips Ibérica, S.A.E.
Depto. Instrumentación de Medida
Martínez Villergas, 2 - 28027 MADRID
Tels. 404 32 00 - 404 22 00
Barcelona: *(93) 336 10 61;* ***Bilbao:*** *(94) 431 38 00*

Agentes Oficiales
La Coruña: *QUIMPRE, S. A. - Tel.: (981) 24 79 74*
Oviedo: *LODHER INDUSTRIAL - Tel.: (985) 25 74 12*
Las Palmas: *POSITRONICA, S. A. - Tel.: (928) 37 32 00*
Valencia: *DISTRON, S. L. - Tel.: (96) 371 41 12*
Zaragoza: *INSTRUMENTACION Y COMPONENTES*
Tel.: (976) 38 87 09

PHILIPS

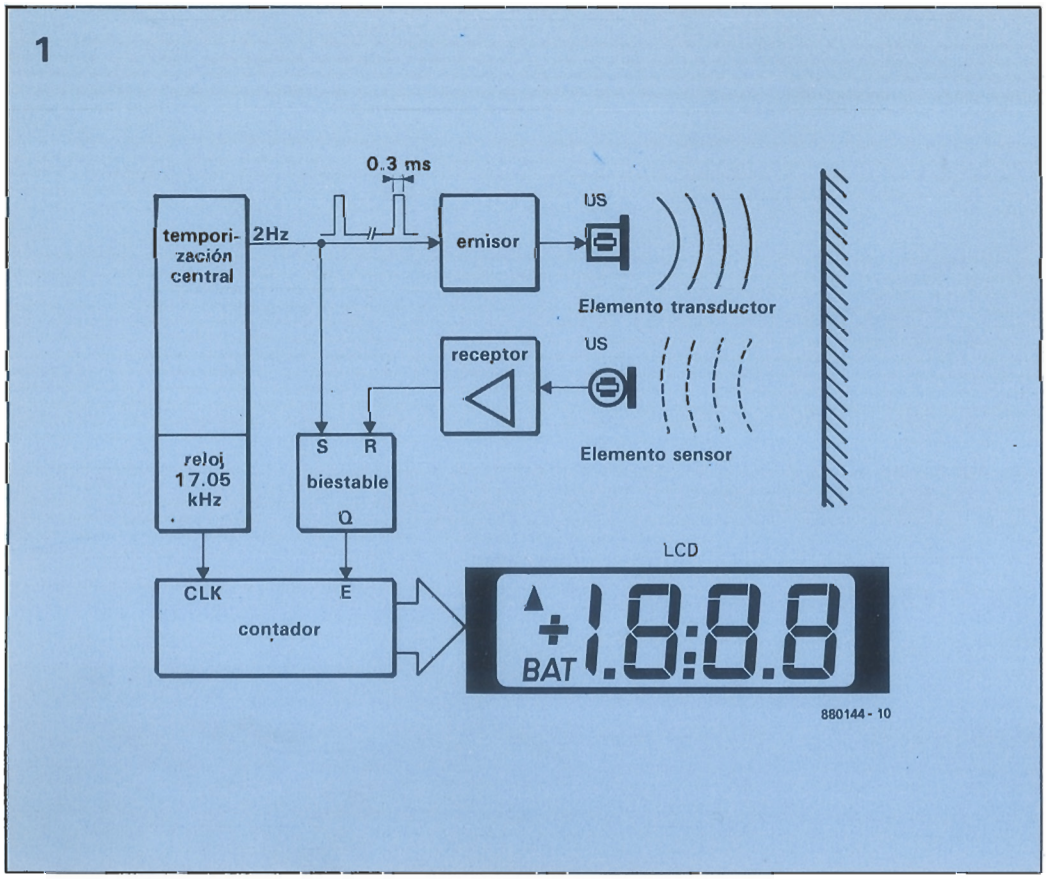
PHILIPS

Hasta bien entrado el siglo veinte, la mayor parte de los instrumentos o dispositivos desarrollados para medir distancias se basaban en el mismo principio: la comparación de la distancia a medir con una unidad de longitud patrón. Hoy día, hay otras posibilidades. Una de ellas es la medida del tiempo que tarda una onda sonora en recorrer una determinada distancia. Estos sonidos quedan generalmente fuera del espectro auditivo humano.

MEDIDOR ULTRASÓNICO DE DISTANCIAS

Figura 1. Diagrama de bloques del medidor ultrasónico de distancias.

Figura 2. Esquema del circuito del medidor ultrasónico de distancias.

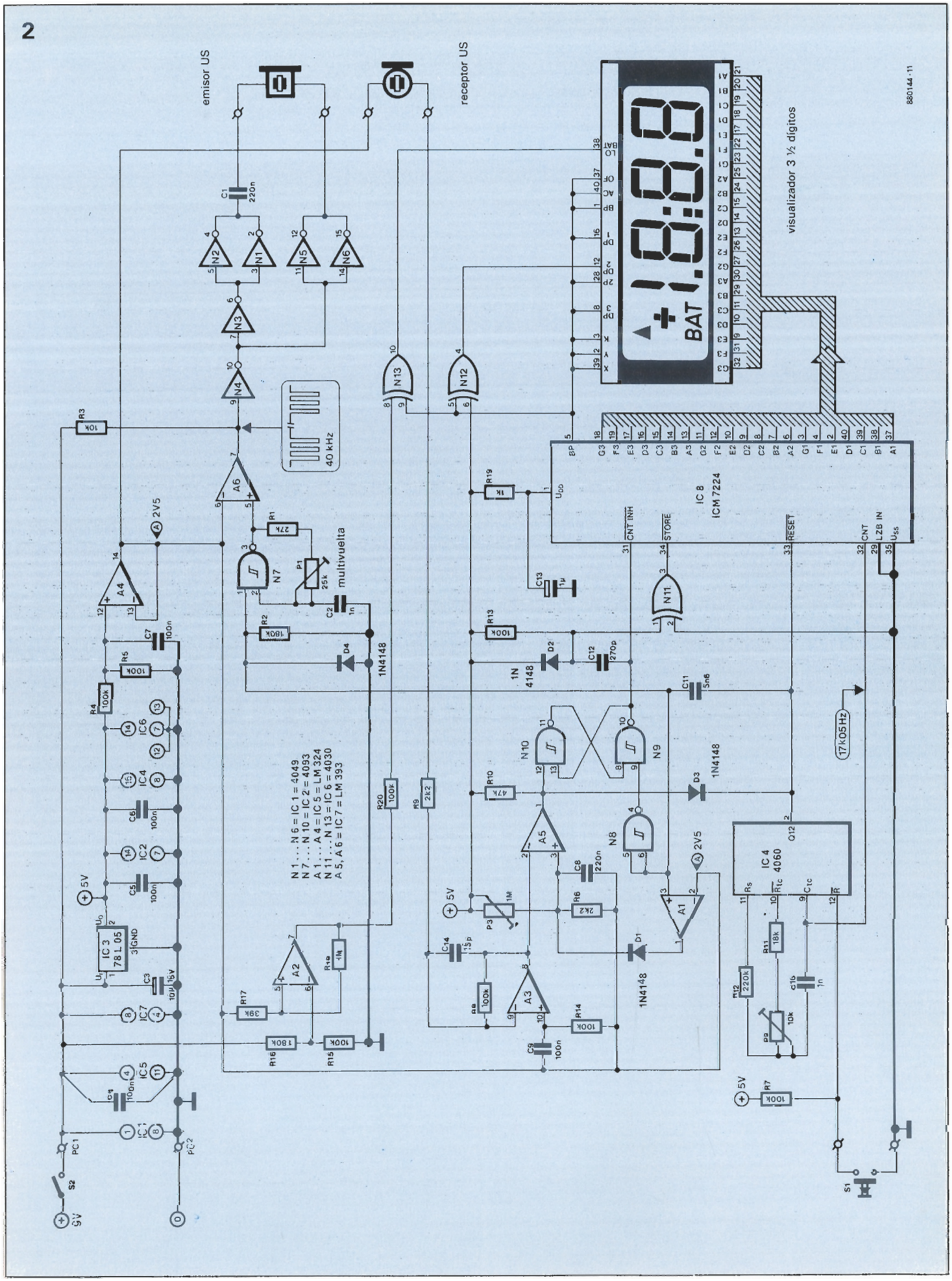


El medidor ultrasónico que presentamos es adecuado para la medida de distancias entre 25 cm y 6 m, aproximadamente. La distancia medida se muestra en una pantalla de cristal líquido (LCD) de tres dígitos. El sistema se puede alimentar con baterías gracias a su poco consumo. En el LCD hay un indicador 'LO BAT' (LOW BATTERY, batería descargada), que avisa cuando deben cambiarse las baterías.

El diagrama de bloques de la figura 1 muestra las cuatro grandes secciones del medidor: un emisor, un receptor, un temporizador y una referencia de tiempos, y un contador con su visualizador LCD.

El transductor emite grupos de 12 pulsos a una frecuencia de alrededor de 40 kHz. Esta frecuencia es aproximadamente igual a la frecuencia de resonancia de los dos transductores, de tal forma que hay una cierta selectividad en el elemento sensor. Tan pronto como se emite el primer grupo de impulsos, se activa un biestable que permite el funcionamiento del contador. Inmediatamente

2


emisor US
receptor US
visualizador 3 ½ dígitos
BAT
40 kHz
multivuelta
IC 8
ICM 7224
IC 4
4060
IC 3
78 L 05
17K05Hz
N 1 . . . N 6 = IC 1 = 4049
N 7 . . . N 10 = IC 2 = 4093
A 1 . . . A 4 = IC 5 = LM 324
N 11 . . . N 13 = IC 6 = 4030
A 5, A 6 = IC 7 = LM 393
1N4148
1N 4148
S1
S2
PC1
PC2

3

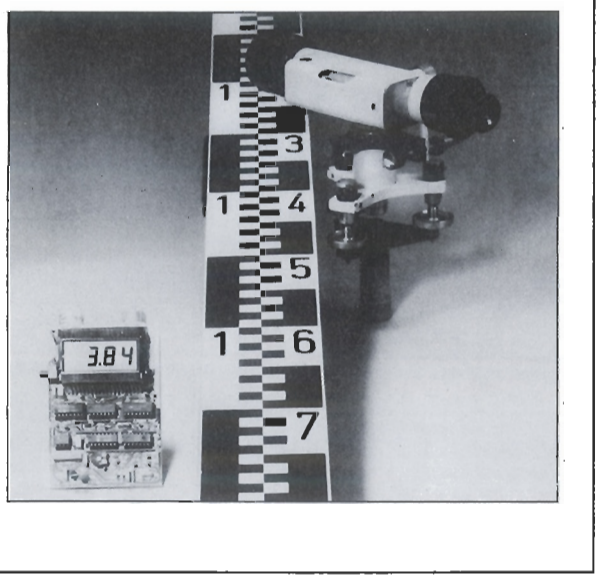


Figura 3. Vista general del medidor.

tras la emisión de los impulsos, la unidad se conmuta a recepción. La sensibilidad del receptor es función del tiempo. Durante y justo después de la emisión del grupo de impulsos, la sensibilidad se mantiene baja. Por tanto, la diafonía producida entre el elemento transductor y el elemento sensor, no perturba el funcionamiento del sistema (ver figura 5).

Si se recibe un eco muy poco tiempo después de la emisión de los impulsos, éste será lo suficientemente fuerte como para ser procesado por el receptor a pesar de que la sensibilidad esté en ese momento muy baja. Si un eco tarda más tiempo en llegar al receptor será más débil, pero como contrapartida, la sensibilidad del receptor ya será lo suficientemente alta. El resultado de esta estrategia es que pueden efectuarse medidas fiables, inmunes a la diafonía y a las reflexiones espúreas, con medios relativamente sencillos.

En el momento en que el eco es recibido, el biestable se inicializa, y el estado del contador se transfiere a un registro de salida. Como la frecuencia del reloj es de 17.05 kHz, y la velocidad del sonido en condiciones atmosféricas normales puede tomarse como 341 m/s, el período del reloj es igual al tiempo que tardan los impulsos en viajar 2 cm, esto es, 1 cm de ida y 1 cm de vuelta.

Esto significa que el número de pulsos de reloj contados entre que se enviaron los impulsos y se recibió el eco, representa el número de centímetros entre los transductores y la superficie reflectante.

Precisión

La precisión de las medidas depende de la precisión con la que se mida el tiempo, y de las condiciones ambientales. La velocidad del sonido depende de la presión atmosférica, la temperatura y la densidad del aire. Los lectores interesados en los detalles de tales dependencias pueden consultar el recuadro.

Una fuente de errores mayores que los debidos a las condiciones atmosféricas es el propio medidor ultrasónico, sobre todo debido al disparo incorrecto del receptor. Debido en parte al factor Q del sensor, pasa un tiempo determinado (varios períodos de la señal de 45 kHz) hasta que la señal recibida obtiene su amplitud máxima, y se dispara el receptor. Cada período de retraso produce un error en la medida de alrededor de medio centímetro.

Pese a todo lo anterior, las medidas hechas con el prototipo hasta seis metros de distancia en condiciones normales, dieron siempre una precisión mejor que el 2%, esto es, 2 cm por metro.

Descripción del circuito

El dispositivo transductor se excita a través de cuatro etapas separadoras CMOS emparejadas. La etapa de salida es en realidad un puente completo que duplica la tensión eficaz que es aplicada al dispositivo. El condensador C1 bloquea la componente continua de la señal de salida durante las pausas en la emisión. Para obtener impulsos con la máxima energía posible, IC1 está conectado directamente a una batería de 9 voltios. Los demás circuitos trabajan con 5 voltios.

El oscilador de 40 kHz se sintoniza a la frecuencia de resonancia de los transductores mediante el potenciómetro P1. La tensión de alimentación regulada asegura una estabilidad adecuada para la frecuencia. El comparador A6 comprueba los niveles lógicos del oscilador (nivel alto = 5 V) y del circuito de salida (nivel alto = 9 V).

La alimentación de 5 V la regula un 78L05. Este tipo de regulador únicamente necesita una pequeña corriente de polarización para bajas corrientes de salida, ayudando de este modo a que el consumo total del circuito sea reducido (4.5 mA típico). Desafortunadamente, la regulación de carga de este integrado es bastante pobre. Debido a esto, un buen desacoplamiento, sobre todo del integrado contador (R19-C13), resulta fundamental.

La temporización central la da IC4. Cuando se pulsa S1, la salida Q12 conmuta a estado alto dos veces por segundo. La red R2-C11 activa al oscilador de 40 kHz durante unos 0.3 ms. De este modo, el grupo de impulsos emitidos contiene 12 períodos de la señal de 40 kHz. Durante la emisión, la salida de A1 pasa a estado alto, lo cual, a través de D1, hace que el umbral del comparador A5 alcance un nivel imposible de disparar mediante diafonía.

Al comienzo de una emisión se activa el biestable N9-N10. Esto desactiva la entrada de inhibición de conteo de IC8, que por tanto, comienza a contar los pulsos de 17.05 kHz aplicados a la patilla 32 de IC4.

El amplificador de entrada del receptor, A3, tiene una ganancia de 33 dB [20 log (R8/R9)]. El amplificador se halla acoplado en alterna, ya que el dispositivo sensor posee una resistencia en continua virtualmente infinita. Por tanto, la tensión de desplazamiento de entrada (offset) no se amplifica. Además, R14 sirve para disminuir el desplazamiento de tensión causado por la corriente de polarización de entrada. Es importante que a la salida la tensión de desplazamiento sea mínima porque ésta determina, junto con la tensión de desplazamiento de entrada (offset) de A5, la máxima sensibilidad alcanzable. La sensibilidad en función del tiempo la determina A1 bajando el nivel de disparo de A5 a través de la constante de tiempo R6-C8.

La sensibilidad máxima puede ajustarse a las condiciones ambientales mediante P3. En el apartado de calibración se dan más detalles al respecto.

Cuando se recibe un eco, la salida de A5 pasa a estado bajo, lo que hace que el biestable se inicialice, y a su vez inhiba el reloj de IC8. Simultáneamente, se aplica un breve pulso negativo a través de R13-R12 y N11 a la patilla 34 (/STORE), lo que provoca la transferencia del estado del contador al registro de salida de IC8. La puerta N11 simplemente hace de etapa separadora para la entrada STORE de baja impedancia. Cuando la salida Q12 de IC4 pasa a estado bajo, el contador de IC8 se inicializa (puesta a cero), y el

4

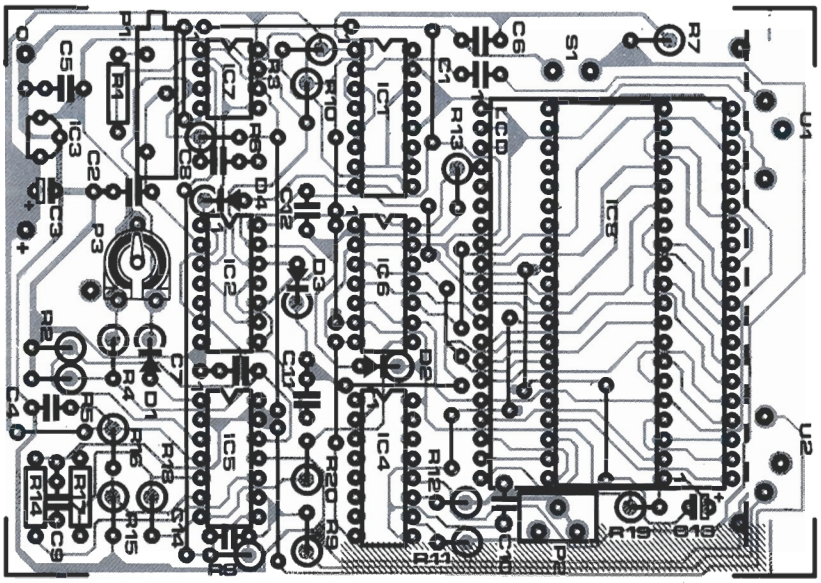


Figura 4. Cara de componentes de la placa de circuito impreso.

Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R_1 = 27K
R_2; R_2 = 180K
R_3 = 10K
R_4; R_5; R_7; R_8; R_{13}... R_{15} incl.; R_{20} = 100K
R_6; R_9 = 2K2
R_{10} = 47K
R_{11} = 18K
R_{12} = 220K
R_{17} = 39K
R_{18} = 1M
R_{19} = 1K
P_1 = 225K ajustable multivuelta
P_2 = 10K ajustable V
P_3 = 1M ajustable H

Condensadores:
C_1 = 220n
C_2 = 1nO (ver texto)
C_3 = 10µ; 16 V; tántalo
C_4... C_7 incl.; C_9 = 100n
C_{10} = 1nO
C_{11} = 5n6
C_{12} = 270p
C_{13} = 1µO; 6.3 V; tántalo
C_{14} = 15p

Semiconductores:
D_1... D_4 incl. = 1N4148
IC_1 = 4049
IC_2 = 4093 (ver texto)
IC_3 = 78L05
IC_4 = 4060
IC_5 = LM324
IC_6 = 4030
IC_7 = LM393
IC_8 = ICM7224 (Intersil).

Varios:
U_1 = MA40A5S transmisor ultrasónico (Murata+)
U_2 = MA40A56 transmisor ultrasónico (Murata+)
Diaplay LCD de 3½ dígitos, con indicador de batería baja.
S_1 = pulsador.
S_2 = interruptor minuatura.
2 tiras de 20 contactos para montaje del visualizador LCD.
Conector para pila 9V tipo PP3.
EPS 880144.

5

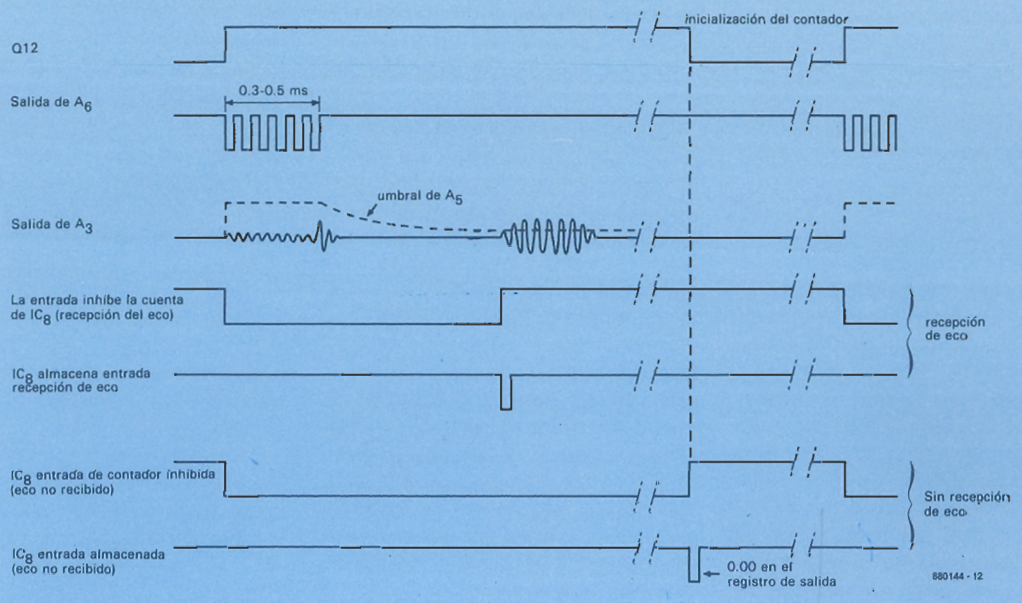


Figura 5. Diagrama de tiempos del proceso de medida.

circuito se encuentra preparado para realizar la siguiente medida. Si Q12 pasa a estado bajo en ausencia de eco, el contador estará todavía inicializado, de igual modo que el biestable (a través de D3). La pantalla mostrará entonces la lectura 0.00 para indicar que se ha abortado una medida errónea.

Además de un contador, IC8 contiene también toda la circuitería necesaria para controlar una unidad de visualización de cristal líquido de 3 dígitos y medio. En el circuito que estamos describiendo sólo son necesarios tres dígitos. La puerta N12 invierte la señal del panel trasero del LCD (visualizador de cristal líquido), proporcionando un controlador para el punto decimal.

La tensión de la batería es vigilada por N13. Cuando baja hasta unos 7 V, la función de la puerta pesa de no inversora a inversora, lo que hace que el segmento LO BAT (batería baja) del LCD aparezca. Para evitar el parpadeo de este indicador cuando se esté en el entorno de los 7 V, R18 establece una histéresis de unos 200 mV.

Construcción

Antes de hacer nada, asegúrese de que la placa de circuito impreso ajusta perfectamente dentro de la caja escogida. Debe tenerse en cuenta que hay que eliminar dos de las esquinas para permitir el paso de los tornillos que sujeten la parte delantera y trasera de la caja.

Hacen falta unos cuantos cableados, y por regla general, deben hacerse antes de instalar ningún componente en la placa. Verifique que la unidad LCD se monta en la posición adecuada de tal forma que ajuste adecuadamente en la ventana que hay preparada a tal efecto en la caja. La distancia entre la parte superior del LCD y la placa de circuito impreso debe ser de unos 25 mm. Para previnir la diafonía entre los pulsos de control del LCD y el receptor, es fundamental colocar una pantalla de estaño o latón entre la fila superior de patillas del LCD y los transductores. Esta pantalla debe fijarse en los dos espadines que están previstos en esta zona de la placa.

Debe colocarse también una segunda pantalla cubriendo el área sombreada que puede verse en la figura 4. Debe soldarse a la primera pantalla cerca de C13, y sujetarse en su sitio mediante unas cuantas gotas de pegamento de alta adherecia o de resina epoxy.

Los transductores pueden colocarse sobre los dos espadines que hay en la placa, o fuera de la caja, por ejemplo, en los parachoques de un coche. En la placa deben situarse hacia la parte delantera de la caja, donde deben perforarse dos agujeros de 16 mm de diámetro. Si se montan externamente, deben conectarse a la placa mediante dos cables de dos hilos apantallados individualmente.

Si la unidad se emplea en un coche y se alimenta con la batería del coche, debe conectarse un choque pequeño en serie con la línea de alimentación y desacoplarla con un condensador de 16 V, 100 μF.

Calibración

Para una calibración correcta es esencial un buen polímetro. También es útil un osciloscopio y/o un frecuencímetro.

Primero, la frecuencia del oscilador de 40 kHz debe ajustarse a la frecuencia de resonancia de los transductores. Conéctese temporalmente un cable entre las patillas 1 y 14 de IC2: esto hará que el dispositivo transductor trabaje continuamente. Gírese P1 completamente en sentido contrario a las agujas del reloj. Con el polímetro, mídase la corriente entregada por la batería, y gírese P1 lentamente en el sentido de las agujas del reloj, hasta que la corriente sea máxima (alrededor de 16 mA). En este momento el oscilador está puesto a la frecuencia correcta. Nótese que si se continúa girando P1, aparece un segundo pico de corriente, pero éste no es el punto deseado. Todo esto es suponiendo que el 4093 empleado en IC2 es de los fabricantes SGS o RCA. La versión de Motorola tiene una histéresis menor, que puede hacer necesario el incrementar el valor de C2 a 2n2. La versión de National Semiconductor, por el contrario, tiene una histéresis mayor, de tal forma que el valor de C2 debe reducirse a 470 pF.

Llegado este punto, debe retirarse el cablecillo instalado entre las patillas 1 y 14 de IC2. Púlsese S1, y asegúrese de que el elemento transductor produce un breve click dos veces por segundo.

Seguidamente, P2 debe ajustarse hasta que el oscilador de Ic4 trabaje a 17.05 kHz (medido con un frecuencímetro en la patilla 9 de IC4). Si no se dispone de un frecuencímetro, colóquese la unidad en una posición tal que la distancia entre el frente de los transductores y una superficie reflectora adecuada (como por ejemplo una pared), sea exactamente un metro (medida con una cinta métrica o similar). Púlsese S1 y gírese P2 hasta que el LCD visualice 1.00. Si la lectura no es estable, o es 0.00, gírese P3 ligeramente hasta que se obtenga una lectura correcta y estable.

El ajuste de P3 (sensibilidad) depende mucho de las circunstancias de su uso. En entornos tranquilos, el control puede girarse completamente en sentido contrario a las agujas del reloj (máxima sensibilidad). Si, por el contrario, el LCD da lecturas erráticas como 128, 256, 512, es que la sensibilidad es demasiado alta y el medidor ha detectado su propio reloj. Esto se soluciona girando P3 ligeramente en sentido de las agujas del reloj.

Si la unidad va a emplearse en entornos ruidosos, debe reducirse aún más la sensibilidad, de tal forma que no responda a sonidos aleatorios. Debe tenerse en cuenta que en este caso, la máxima distancia que se puede medir queda reducida.

En cualquier caso, las superficies absorbentes, como los muebles, la gente vestida, etc., no pueden, o al menos no tan fiablemente, detectarse. Esto se debe al hecho de que el eco que devuelven es demasiado débil para disparar al receptor. Debe sin embargo experimentarse. Por ejemplo, la sensibilidad del receptor puede aumentarse (dentro de unos límites razonables) reduciendo el valor de R6. Más aún, la dependencia con el tiempo de la sensibilidad puede alterarse cambiando el valor de la constante de tiempo R6-C8. Si se reduce este valor, se consigue que el medidor sea más sensible en distancias cortas.

Velocidad del sonido en un gas

La velocidad del sonido en un gas, p. e. aire, viene dada para frecuencias por encima de los 200 Hz, por

$$v = \sqrt{(\gamma p/\rho)}$$

donde:

γ es la constante adiabática de un gas (1.4 para el aire),

p es la presión del gas en Pa (la presión al nivel del mar es de 1.01325×10^6 Pa).

ρ es la densidad del gas en kg/m 3 (la densidad del aire es: 1.29 kg/m 3).

Si un mol de gas tiene una masa M y un volumen V, la densidad es igual a M/V, y la velocidad del sonido, v, es:

$$v = \sqrt{(\gamma p/\rho)} = \sqrt{(\gamma pV/M)}$$

Pero p V = R T, donde R es la constante molar del gas y T es la temperatura absoluta. Así pues,

$$v = \sqrt{(\gamma RT/M)}$$

Ya que γ, M y R son constantes dado un gas, se llega a que la velocidad del sonido en un gas es independiente de la presión si la temperatura permanece constante. También se deduce que la velocidad del sonido es proporcional a la raíz cuadrada de la temperatura absoluta. Por tanto si la velocidad del aire a cero grados centígrados es 331 m/s, la velocidad a una temperatura ambiental de 20° C = 293° K, se obtiene a partir de:

$v/331 = \sqrt{(293/273)} =$

$331\sqrt{1.07326} = 342.91$ m/s

RELACION DE LIBROS DE EDITORIAL

PARANINFO S.A.

OBRAS GENERALES	PTAS
CONTROLADOR PROGRAMABLE PC 0085, Balcells	1.675
DIAGNOSTICO DE AVERIAS EN ELECTRONICA, Loveday	1.890
DICCIONARIO DE ELECTRONICA ESPAÑOL-INGLES, INGLES-ESPAÑOL, Amos	3.200
ELECTRONICA. (Fórmulas, Problemas, Tablas, C. Integrados), Borque	760
ELECTRONICA BASICA (5 tomos), School Council	
Tomo n.º 1	1.535
Tomo n.º 2	650
Tomo n.º 3	620
Tomo n.º 4	535
Tomo n.º 5	985
ELECTRONICA FACIL, Sastre	630
ELECTRONICA FISICA Y MICROELECTRONICA, Rosado	2.885
ELECTRONICA FUNDAMENTAL (7 tomos), Angulo	
Tomo n.º 1	1.600
Tomo n.º 2	880
Tomo n.º 3	710
Tomo n.º 4	525
Tomo n.º 5	945
Tomo n.º 6	1.310
Tomo n.º 7	840
ELECTRONICA MODERNA, Morris	840
ENCICLOPEDIA DE ELECTRONICA MODERNA (7 tomos), Angulo	
Tomo n.º 1	950
Tomo n.º 2	1.100
Tomo n.º 3	1.250
Tomo n.º 4	775
Tomo n.º 5	1.900
Tomo n.º 6	1.300
Tomo n.º 7 (en prensa)	
INTRODUCCIÓN A LA FIBRA OPTICA Y EL LASER, Safford	1.730
INGENIERIA ELECTRONICA, González BernaLDOX DE Quirós	2.045
INGENIERIA ELECTRONICA ASISTIDA POR COMPUTADOR, O'Reilly	2.100
LOCALIZACIÓN DE AVERIAS EN ELECTRONICA, Loveday	1.205
TECNOLOGIA ELECTRONICA, Gómez de Tejada	1.260

ELECTRONICA DIGITAL	PTAS
AUTOMATISMOS DIGITALES, Ramos	1.285
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES Y COMPUTADORES, Woollard	1.155
ELECTRONICA DIGITAL, Dokter	1.375
ELECTRONICA DIGITAL PARA ELECTRICISTAS, Morris	1.100
ELECTRONICA DIGITAL MODERNA, Angulo	2.310
MEDIDORES DIGITALES, Perales	1.155
TECNICAS DIGITALES, Barrio	1.050

AMPLIFICACION	PTAS
AMPLIFICADORES OPERACIONALES, García y Gutiérrez	945

MICROELECTRONICA	PTAS
DICCIONARIO DE MICROELECTRONICA ESPAÑOL-INGLES/INGLES-ESPAÑOL, Plant	1.520
MICROELECTRONICA, Shelley	840
PRACTICAS DE MICROELECTRONICA Y MICROINFORMATICA, Angulo	1.365
PROYECTOS EN MICRO-ELECTRONICA, Thompson	760
CURSO TEORICO-PRACTICO SOBRE MICROPROCESADORES, Angulo	1.785
MEMORIAS DE BURBUJAS MAGNETICAS, Angulo	2.360
MICROPROCESADORES DE 16 BITS, Angulo	1.785
MICROPROCESADORES DE 32 BITS, Angulo	1.785
MICROPROCESADORES, ARQUITECTURA, PROGRAMACION Y DESARROLLO DE SISTEMAS, Angulo	2.255
MICROPROCESADORES. CURSO SOBRE APLICACIONES EN SISTEMAS INDUSTRIALES, Angulo	2.250
MICROPROCESADORES. DISEÑO PRACTICO DE SISTEMAS, Angulo	2.310
MICROPROCESADORES. FUNDAMENTOS. DISEÑO Y APLICACIONES EN LA INDUSTRIA Y EN LOS MICROCOMPUTADORES, Angulo	3.150
MICROPROCESADORES Y MICROCONTROLADORES APLICADOS A LA INDUSTRIA, Torres	2.800

ROBOTICA	PTAS
AUTOMATAS PROGRAMABLES, Simón	1.650
CURSO DE ROBOTICA, Angulo y N.º	785
ROBOTICA Y PRACTICA, Angulo	1.965

OSCILOSCOPIOS	PTAS
LOCALIZACION DE AVERIAS CON EL MODERNO OSCILOSCOPIO, Goodman	1.470
OSCILOSCOPIOS, (Funcionamiento y ejemplos de medición), Erk	1.520

CIRCUITOS-DIODOS-TRANSISTORES	PTAS
CIRCUITOS INTEGRADOS, Hibberd	475
CIRCUITOS INTEGRADOS CMOS, Bernstein	1.205
CIRCUITOS INTEGRADOS, (Como utilizarlos), Warring	840
CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, (Sus aplicaciones), Torres	1.260
I.C. CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, EQUIVALENCIAS, CON DESIGNACION DE PATILLAS, Muiderkring	1.260
CIRCUITOS INTEGRADOS, (Tecnología y Aplicaciones), Mazda	1.155
COMO DEBEN EMPLEARSE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS, Dehmichen	2.100
DIODOS EQUIVALENCIAS, (Diodos de zener, Tiristores, Triacs, Diacs, L.E.D.), Muiderkring	840
DIODOS Y TRANSISTORES, Lehmann	1.260
DISEÑO DE CIRCUITOS CON TRANSISTORES, Horn	2.500
MANUAL DE DISEÑOS CON CIRCUITOS DIGITALES, Erustes (en prensa)	
1001 CIRCUITOS ELECTRONICOS PRACTICOS, Tab Books	1.860
SELECCION DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA, Van Deven	850
SELECCION DE CARACTERISTICAS DE TRANSISTORES, Van Deven	850
SEMICONDUCTORES. TABLA «poster», Paraninfo	160
TRANSISTORES EQUIVALENCIAS, Muiderkring	760
TTL. CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 1)	1.520
TTL. CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 2)	1.680

APLICACIONES	PTAS
ALARMAS CONTRA ROBOS, Capel	1.040
ALARMAS DE FACIL MONTAJE, Estrada	945
40 MONTAJES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES BI-FET, BIM OS, CMOS, Schreiber	890
INTERFONOS Y TELEFONOS, Gueulle	1.050
MONTAJES ELECTRONICOS DE ALARMA, Juster	525
MONTAJES ELECTRONICOS DE INICIACION, Fighiera	735
OPTOELECTRONICA APLICADA, Cárter	1.155
OSCILADORES Y MULTIVIBRADORES ELECTRONICOS, Sastre.	830
SISTEMAS REALIMENTADOS DE CONTROL, D'Azzo	2.415
ULTRASONIDOS, Cracknell	1.260

ENERGIA SOLAR	PTAS
ENERGIA SOLAR, (Bases y aplicaciones), Cobarg	1.155
CALOR SOLAR EN SU CASA, Adams	1.100

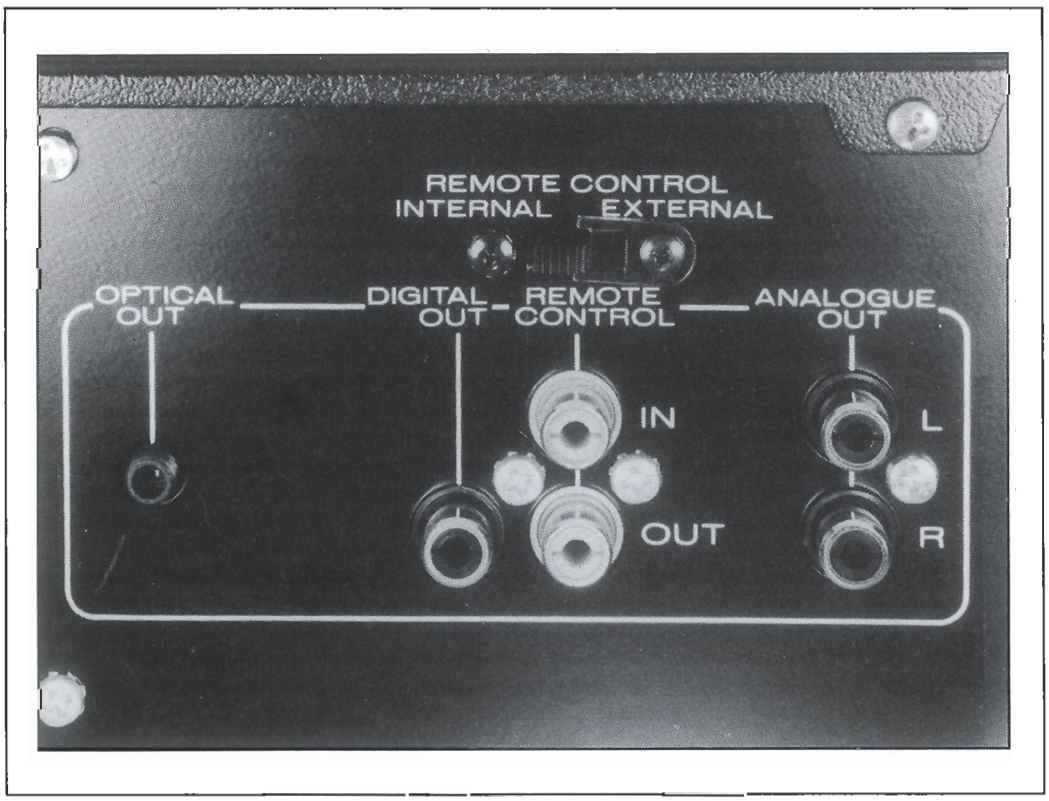
BUSQUE BOLETIN DE PEDIDO EN PAGS CENTRALES Y ENVIELO HOY MISMO

La Tecnología digital está presente en prácticamente todos los campos de aplicación de la ingeniería electrónica. El campo del audio no podía escaparse de esta «invasión». Quizá el mejor ejemplo de este tipo de aplicación sea el interface de audio para sonido digital que tienen los reproductores de CD (Compact Disc). Este artículo describe el interface digital de audio diseñado por Philips-Sony.

INTERFACE DIGITAL DE AUDIO

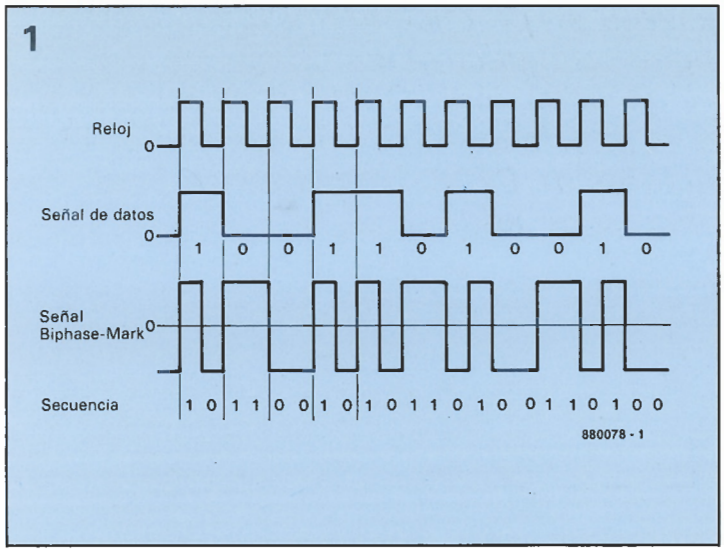
Figura 1. Codificación de la señal de audio digital, en código «biphase-mark». La polaridad de la señal de salida cambia al principio de cada bit; el «1» da lugar a un nuevo cambio de polaridad, a la mitad de la duración de bit.

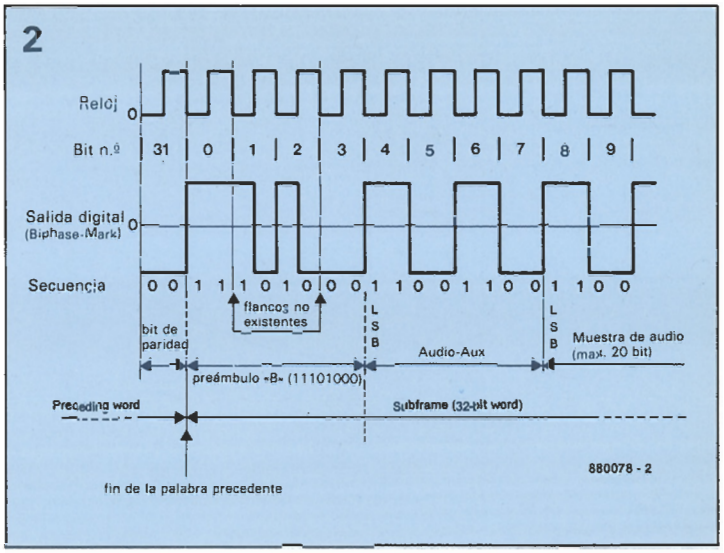
Figura 2. Principio de una palabra de 32 bits, los 4 bits (0...3) que forman una estructura de sincronismo denominada preámbulo; este sistema permite identificar el inicio de los bloques de datos y la designación de los canales.

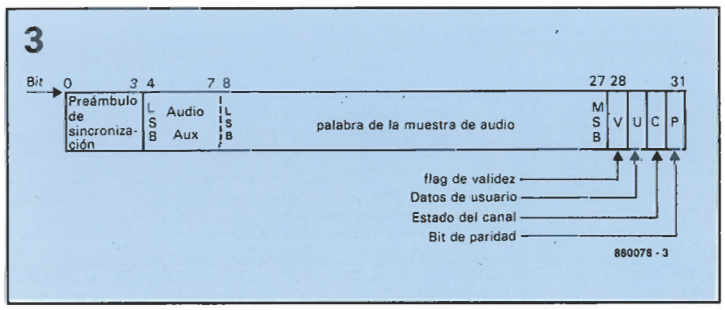


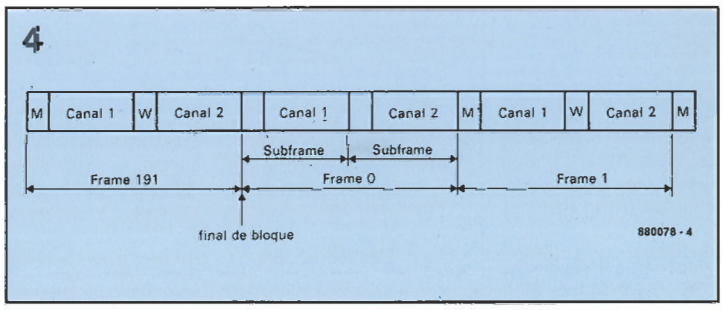
En radiodifusión y en estudios de grabación de sonido, la Técnica Digital ya lleva presente desde finales de los años 70. Para que aparatos de distinto origen y naturaleza diferente puedan intercambiar datos digitales, deben seguir todos ciertas normas y compartir un tipo de interface estándar. Siguiendo estos requisitos es como apareció el interface serie rápido, conocido por las siglas AES/EBU; los parámetros de este dispositivo fueron definidos por la Audio Enginering Society y la European Broadcasting Unión. Cuando el disco compacto hizo su aparición en el mercado de consumo, la norma AES/EBU fue modificada y a partir de entonces, se la consideró como la definidora del estándar; también se la conoce bajo el nombre de formato Philips-Sony y ha sido adoptada por la totalidad de los lectores de CD con salida digital que hay en el mercado.

La diferencia más notable de la norma actual, con respecto de la









norma original, es la referente al conector de salida, bajo la forma de una ficha tipo «cinch» hembra, en lugar de la salida simétrica, obligatoria en estudios de grabación (impedancia de 110 ohmios). El nivel de salida requerido en estudio también es otra de las diferencias notables, en relación con las características de los equipos de gran consumo, ya que en el caso primero, se requieren niveles de salidas de entre 3 y 10 Vpp, mientras que los equipos comerciales se conforman con niveles de señal de salida de valores más bajos.

Especificaciones

La señal de salida digital de un lector de CD no tiene ninguna componente de corriente continua. La señal se presenta bajo la forma de una tensión alterna, casi sinusoidal, con una amplitud de 500 mVpp y una frecuencia de unos 3 Mhz. Esta frecuencia depende de la de muestra; para cada muestra se emiten dos palabras de 32 bits (una palabra por cada canal estereofónico). De esta manera, una frecuencia de 44, 1kHz produce 2,8224 Mbits/seg. En el caso de los DAT («Digital Audio Tape» = Reproductores de Cinta Digital) la frecuencia de muestreo es de 48 KHz y en consecuencia la generación de 3,072 Mbits/seg. y para los receptores de radio digitales, de 32 KHz de frecuencia de muestreo, tendremos 2,048 Mbits/seg. El interface del que vamos a tratar, es compatible con los tres rangos aquí citados. La impedancia de entrada, la de salida y la del cable son de 75 ohmios, lo cual nos permite utilizar cable coaxial, sobre todo para conexiones largas ya que la tensión nominal mínima de entrada es de tan sólo 200 mV. Por encima de 10 m de conexión es importante respetar escrupulosamente las exigencias, en cuanto a impedancia, para evitar problemas de decodificación en el otro extremo de la línea. Conviene resaltar que una conexión por fibra óptica supone una gran ventaja para estos casos, ya que la conexión puramente eléctrica entre la salida y el emisor suele ser una distancia muy reducida, no importando, por lo tanto, la distancia que se emplee en la conexión óptica. Por desgracia, las fibras ópticas baratas tienen también sus desventajas, como por ejemplo que producen considerables pérdidas de señal, debido a un alto coeficiente de atenuación, y por otra parte también existe en estos casos, la posibilidad de rotación de fase debida a la diferencia de tiempos de propagación cuando la frecuencia supera 1 MHz. Esto implica que la señal sea tratada a su llegada, por el módulo receptor.

Codificación y sincronización

Para transmitir información digital se emplea una especie de código de dos fases. En la práctica, esto se traduce por dos pasos por cero de la señal para un «1» lógico y un sólo paso por cero para un «0» lógico, mientras que el reloj marca una cadencia de transmisión a una frecuencia doble del promedio de transmisión, tal como se puede ver en la figura 1. Cada bit que se transmite está compuesto por dos niveles lógicos sucesivos, de hecho puede decirse que cada bit está compuesto, en este caso, por otros dos bits que forman una célula. Esta célula corresponde a una duración de bit. El nivel lógico al inicio de la célula es siempre la inversa del último nivel lógico de la célula anterior. El nivel de inicio de la célula no cambiará durante la segunda mitad de la célula en

Figura 3. Formato de una palabra de 32 bits. Hay 24 bits disponibles para el dato de audio, aunque cada muestra de disco audio compacto sólo utiliza 16 de ellos.

Figura 4. Un bloque tiene siempre 192 pares de palabras de 32 bits, denominadas «frames». Estas se descomponen en dos «subframes», correspondiendo cada una de ellas a un canal estereofónico.

Tabla 1

Características eléctricas del formato Philips-Sony
Nivel de salida
0.5 Vpp ± 20%
sobre 75Ω ± 1%
componente c.c.
< 50 mV
Nivel de entrada:
> 200 mV
Impedancias:
Fuente: 75Ω ± 20%
Carga: 75Ω ± 5%
Cable: 75Ω ± 35%
(longitud < 10 m)
75Ω ± 5% (longitud > 10 m)

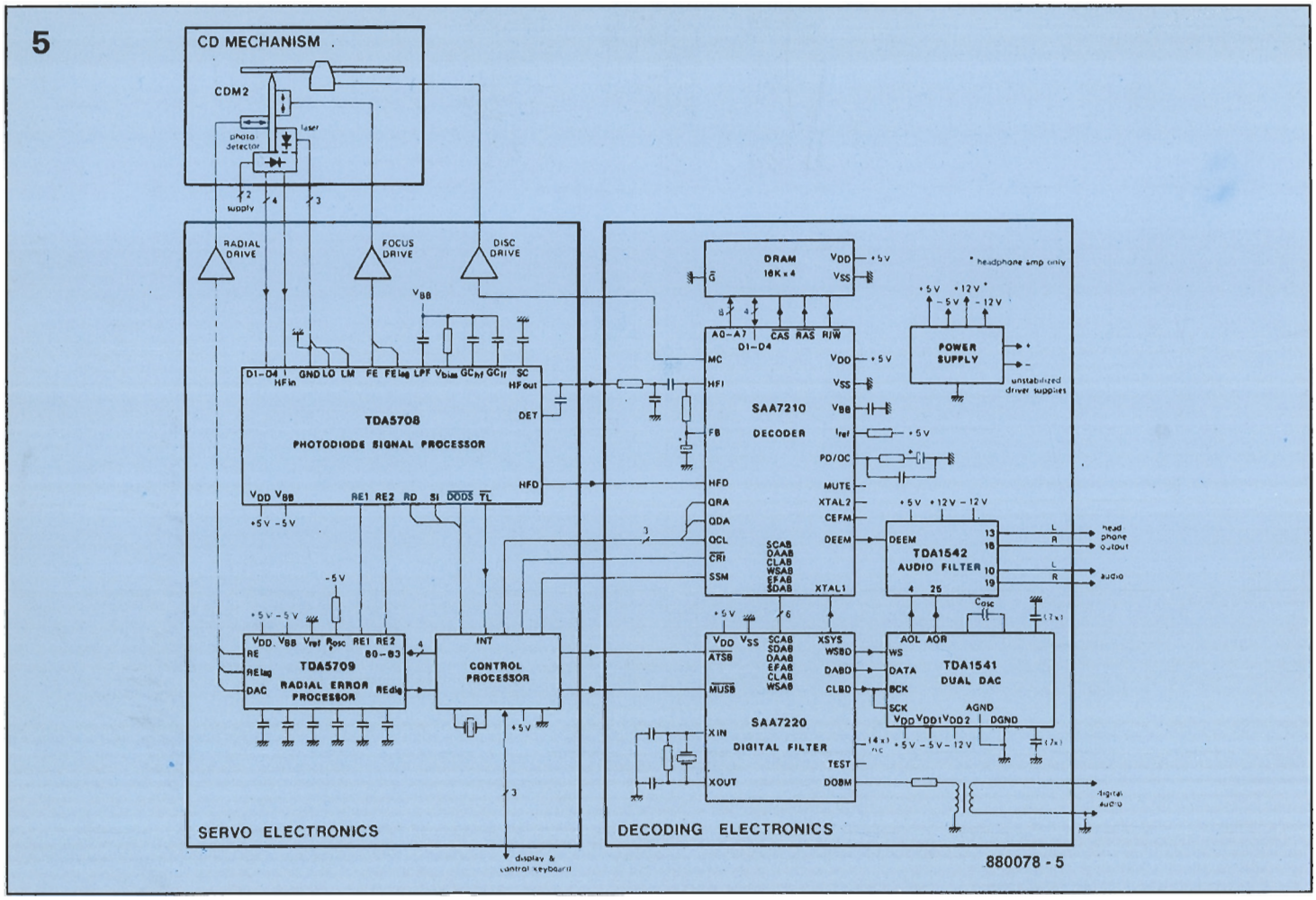


Figura 5. Esquema muy simplificado de un lector de Disco Compacto que emplea los circuitos Valvo.

cuestión, si el bit de datos que se transmite es un «0» lógico. Si por lo contrario, el bit de datos es un «1» lógico, el nivel lógico de la señal de transmisión cambiará durante la segunda mitad de la célula. Siguiendo el proceso en la figura 1, puede comprenderse fácilmente todo lo explicado en este último párrafo. Este procedimiento recibe el nombre de «biphase-mark», ya que la polaridad de la señal cambia dos veces para un «1» que también puede llamarse «mark», mientras que solo cambia una sola vez la polaridad cuando se trata de un «0» (el 0 recibe el nombre de «space» en la terminología de las transmisiones).

Los cuatro primeros bits de una palabra de 32 bits forman la señal de sincronización (véase figura 2). La muestra de sincronización no contiene ningún dato, y por lo tanto no está codificado como el resto de la señal; sólo la longitud de los cuatro bits de datos es determinante. Sin embargo existen cuatro identificadores diferentes que permiten distinguir entre las palabras de datos y los demás bloques. Los cuatro bits de sincronización se diferencian de los de datos por la falta de dos cambios de polaridad (dos flancos), al final de los bits 0 y 1. El nivel lógico de la célula de la primera señal de sincronización es la inversa del nivel lógico de la segunda mitad de la célula anterior, que por otra parte, no es más que el bit de paridad (bit 31) del dato de 32 bits anteriores. La tabla 2 nos da la secuencia de células de sincronización o de preámbulo, constituidas por 8 niveles lógicos sucesivos (4 células). Las funciones de estos preámbulos son las siguientes:

— el preámbulo M marca una palabra de datos A situado fuera del inicio de un bloque.

— el preámbulo W marca una palabra de datos del canal B (en estereofonía, vía derecha); en algún caso, podría indicar otros canales, salvo la vía A.

La figura 2 muestra un preámbulo B que comienza por un flanco ascendente.

Tabla 2

Secuencia del preámbulo

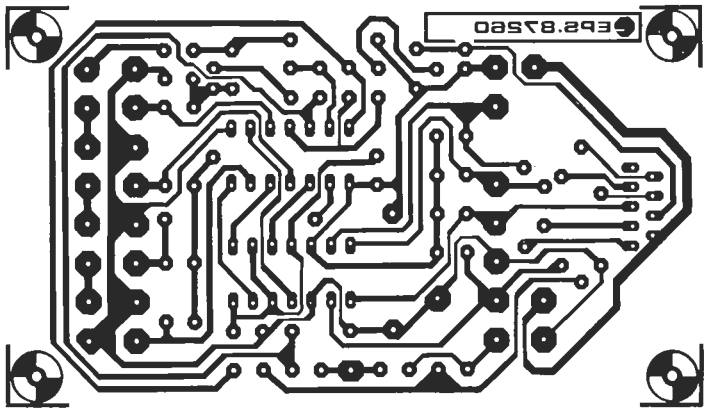
Preámbulo	Bit anterior 0	Bit anterior 1
'B'	11101000	00010111
'M'	11100010	00011101
'W'	11100100	00011011

Formato de las palabras y de los bloques

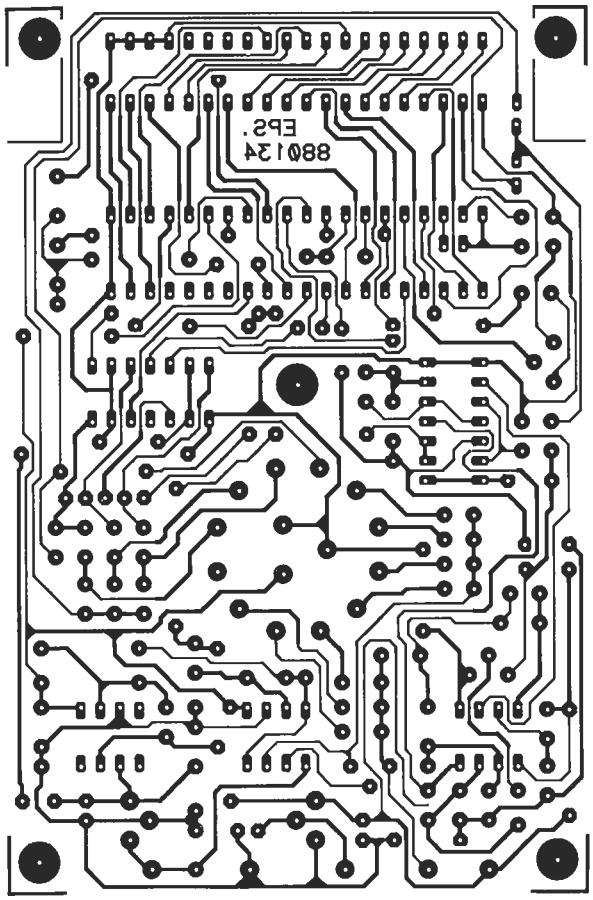
A cada muestra emitida le corresponde una palabra de 32 bits a la que se denomina «subframe»; se representa esta composición en la figura 3. La primera sección se compone del preámbulo (bits 0...3) seguido de 4 bits de datos de audio auxiliares (bits 4 a 7). Después vienen los 20 bits de datos audio. El nivel de transmisión permitiría, pues, el llegar a una definición de hasta 24 bits por muestra. El reproductor de CD se conforma con 16 bits, del bit 13 (ponderación baja) al bit 28 (ponderación alta), mientras que los bits no utilizados se quedan a «0». Al final de cada «subframe» encontramos el bit de validación (o de invalidación), mediante el cual

EPS

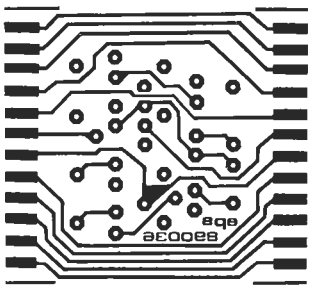
Para la realización de los circuitos impresos de **ELEKTOR** se pueden emplear los productos **INELECK-KF** (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



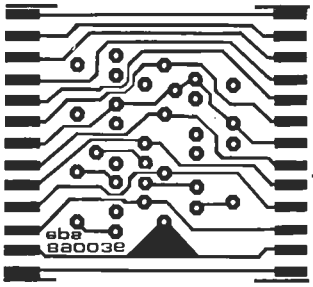
EPS 87260 Turbo-ratón



EPS 880134 Medidor de autoinductancias



cara de pistas



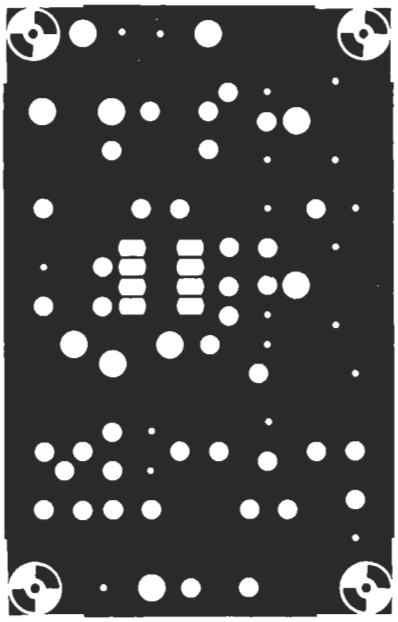
EPS 890036 Monitor RS-232

cara de componentes

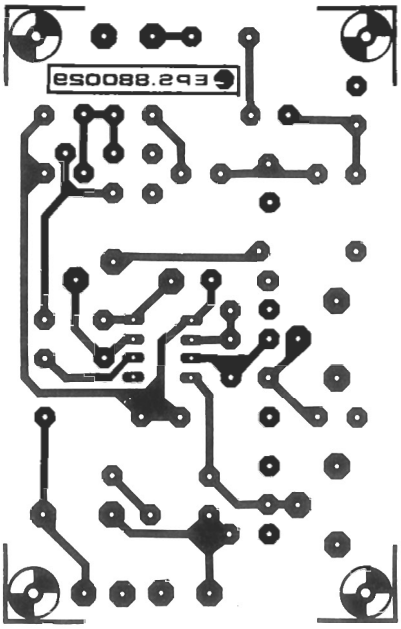
EPS

EPS

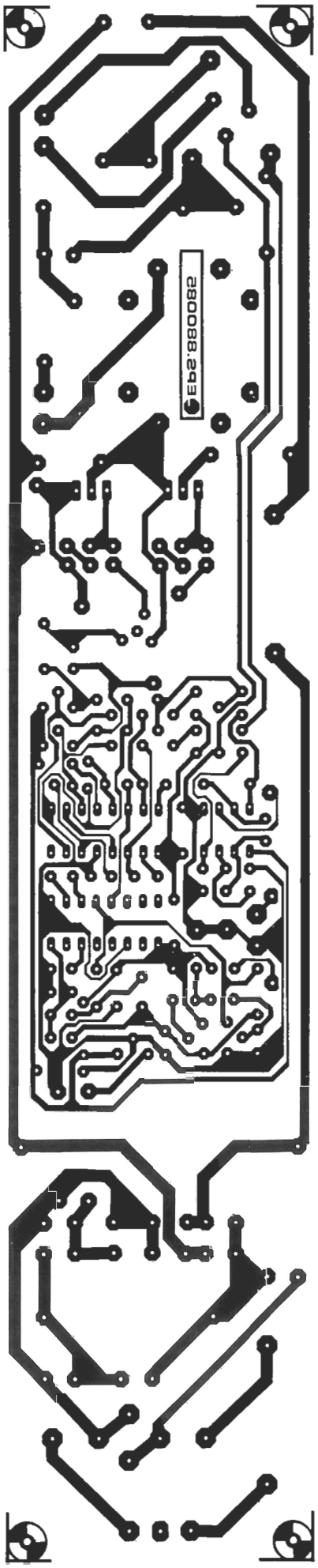
cara de masa



cara de pistas



EPS 880029 Convertidor VLF



EPS 880085 Regulador AF para tubos fluorescentes

EPS

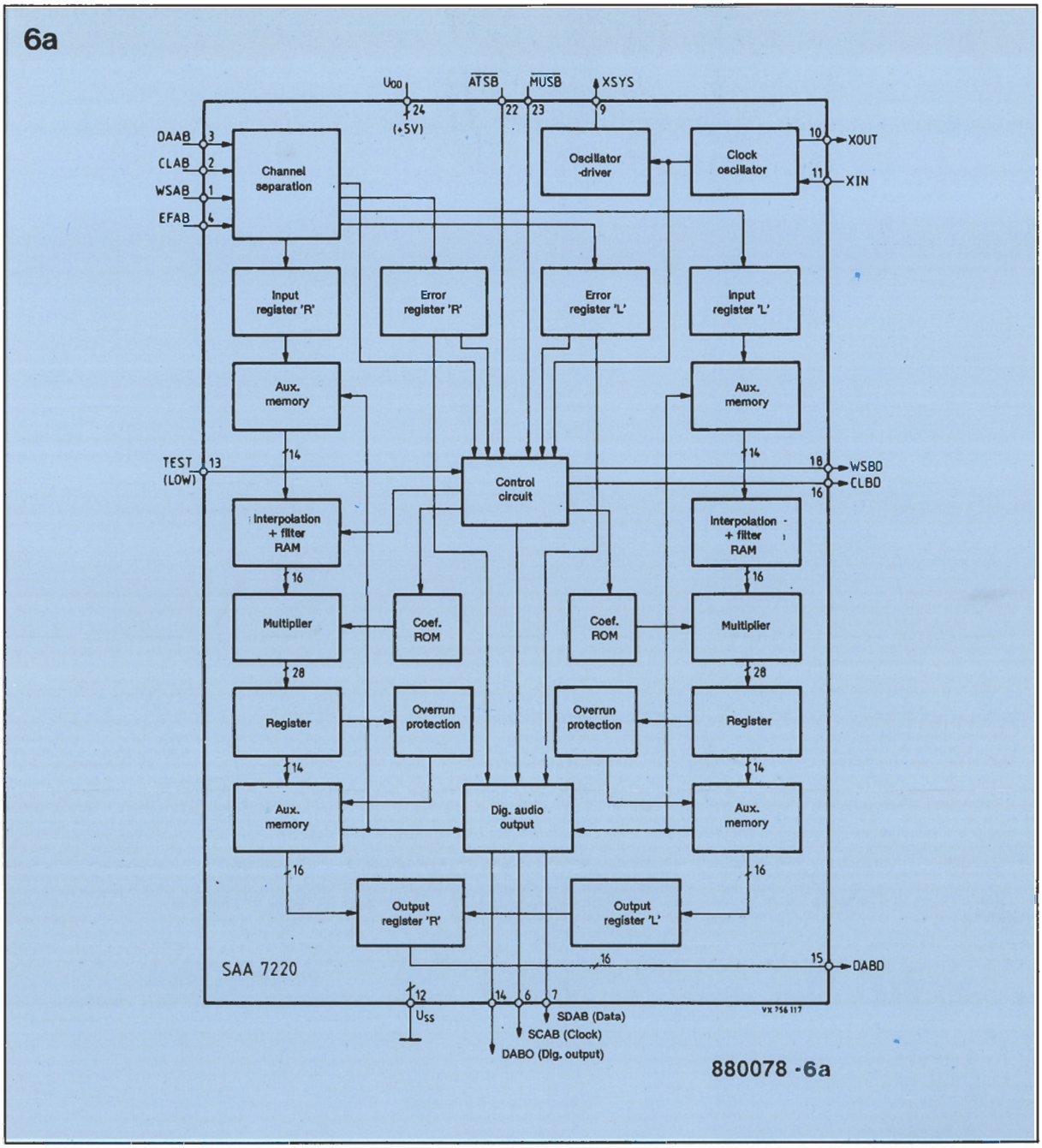


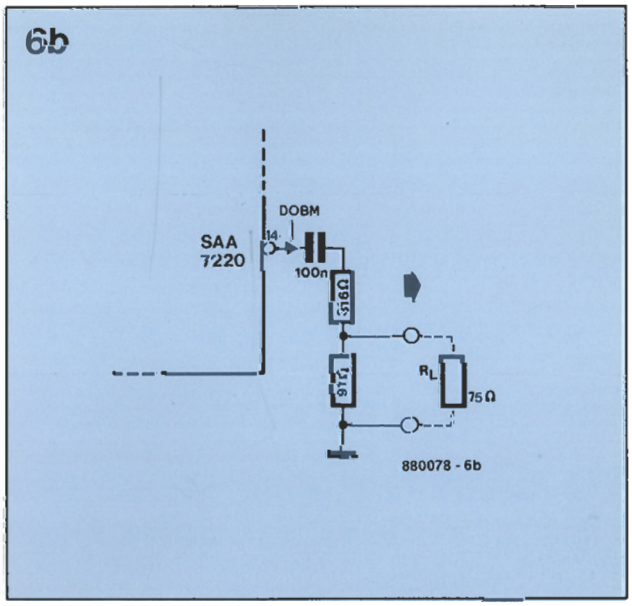
Figura 6. El filtro digital de sobre-muestreo SAA7220 contiene un interface digital, en la salida de datos, patilla 14. La red de componentes discretos permite eliminar la componente de continua de la señal, también permite adaptar el nivel a 500 mV y de llevar la impedancia de salida a 75 Ω.

el emisor puede indicarle al receptor que no utilice la muestra transmitida. Esto ocurriría en el caso en que el reproductor de CD detectase un error de lectura, en cuyo caso activaría este bit. El bit 29 puede llevar informaciones complementarias que, por ejemplo, sean leídas en el propio disco compacto. El bit 30 puede contener órdenes y protecciones. El bit 31 es un bit de paridad, cuyo nivel lógico está determinado, de forma que el número de «1» contenidos en la palabra sea siempre par (sin tener en cuenta los cuatro bits de sincronización).

El número de canales corresponde exactamente al número de «subframes» contenidas en una «frame». En el caso de un CD, una «frame» contiene dos «subframes»: una para el canal A y una para el canal B. Un bloque está compuesto por 192 «frames» y comienza por el preámbulo B (véase figura 4). La duración de transmisión de una «frame» depende de la duración del período de la frecuencia de muestra de la fuente CD = 44,1 kHz).

Estado de canal y subcódigo

A razón de un bit por «subframe», el reproductor de discos compactos termina transmitiendo 384 bits de estado y de subcódigo, por cada bloque. Como los bits de estado de canal son idénticos



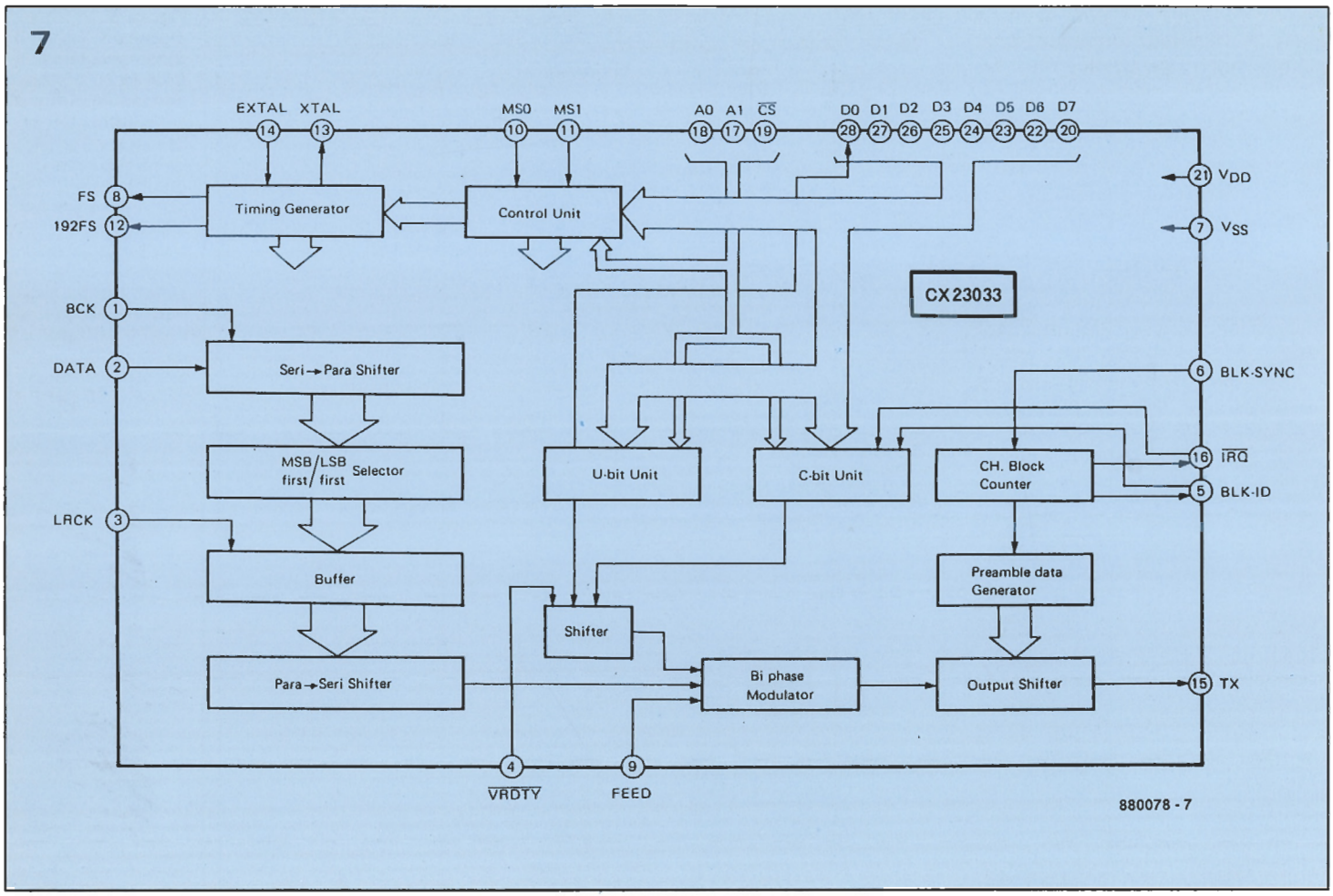


Figura 7. El circuito integrado CX23033 también es válido como interface digital del audio para un grabador DAT, para un sintonizador digital y para otros equipos periféricos de los referidos.

Figura 8. Conexión entre un circuito emisor CX23033 y un lector de discos compactos.

en las dos subframes de una frame, solo se usarán 192 bits de cada bloque. Los cuatro primeros son los bits de control: el bit número 1 no estará a nivel lógico «1» más que cuando se transmita por cuatro canales. El bit 2 está reservado y a «0». El bit 3 es el célebre BIT DE PROTECCIÓN contra las copias que elimina la posibilidad de copia cuando está a nivel «0». El bit 4 es el de preacentuación y cumple esta función cuando está a nivel lógico «1».

Los bits del 5 al 8 están a nivel lógico «0» y reservado. Los bits 9 al 16 componen el código de categoría; puede distinguirse:

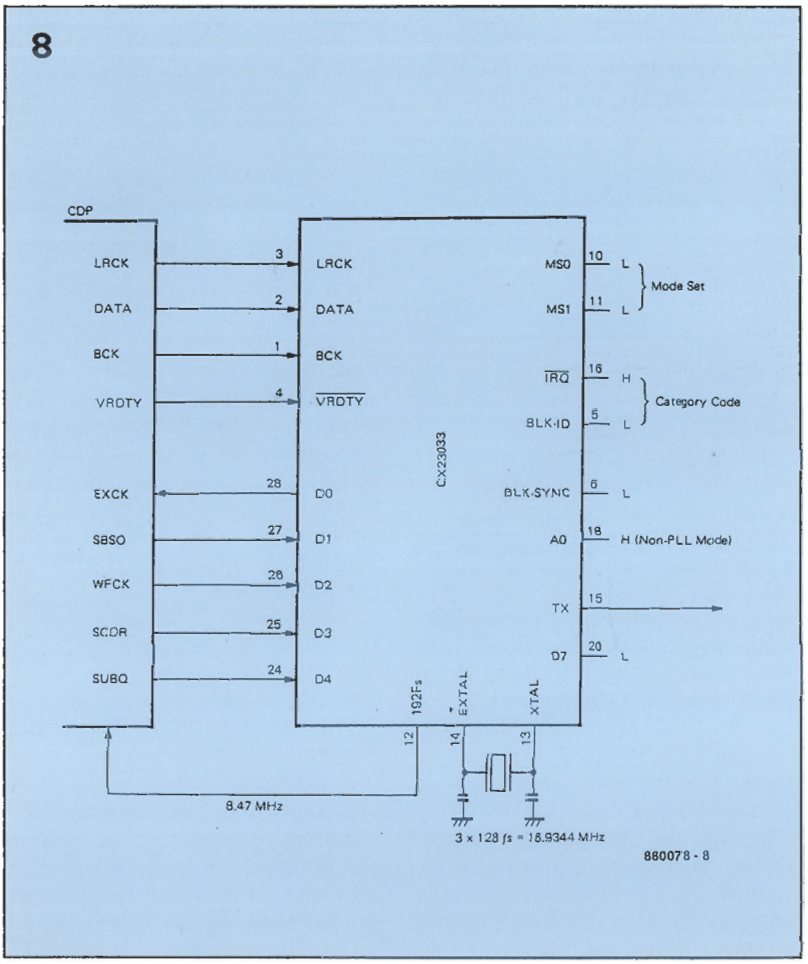
— el formato normal de dos canales cuando los bits del 9 al 16 están a «0»;

— el formato CD de dos canales, cuando el bit 9 está a «1»;

— el formato de dos canales codificador-decodificador PCM, cuando el bit 10 esté a «1».

El bit 9 es puesto a «1» por el propio CD cuando éste emite un subcódigo; de lo contrario estaría siempre a «0». Los otros bits de estado de un bloque (17 al 192) estarán siempre a «0».

Los bits del subcódigo pueden ser utilizados libremente por el fabricante del compact disc; por



ahora no existe ningún acuerdo para la utilización del subcódigo, sólo el hecho de que los bits son agrupados en bloques de 1176, con una introducción de una palabra de sincronismo de 16 bits al menos.

Circuitería

La figura 5 nos muestra el esquema simplificado de un lector de discos de audio compactos. En el diagrama se puede apreciar el juego de circuitos integrados Valvo que pueden encontrarse en equipos Philips, Gründig, Marantz y de otras marcas. El filtro de sobre-muestreo SAA7220 es particularmente interesante y está asociado al decodificador de datos del CD SAA7210 que figura a la entrada, y al doble convertidor Digital/Analógico de 16 bits, TDA 1541 que está a la salida. Este dispositivo de cuádruple sobremuestreo de 16 bits está más que comprobado y tiene la ventaja de no necesitar más que un filtro Bessel de tercer orden, para que actúe como pasabajos de salida. En este caso se ha configurado el filtro en cuestión, con el filtro integrado estereofónico TDA1542. Lo que quizá no sea tan conocido, pero que merece el mayor de los intereses, es que Valvo ha logrado integrar la salida digital en el propio filtro digital, como puede verse en la figura 5. En la salida, terminal 14, se dispone de una señal DOBM, lo cual significa «Digital Output Biphase Mark», la famosa señal del formato Philips-Sony, que por otra parte ya hemos descrito, al principio de este artículo. Se trata de la salida de un circuito integrado NMOS, alimentado por 5 V, y cuyos niveles lógicos corresponden, en consecuencia, a tensiones de 0,2 V y 4,8 V aproximadamente. El dispositivo de la figura 6 permite adaptar el nivel a las exigencias de la salida 75 Ω/500 mV, mediante un condensador de 100 nF y de un divisor de impedancia. En la figura 5 podemos ver cómo el fabricante del CD resuelve el problema, colocando un transformador a la salida DOBM, en la parte inferior derecha del diagrama.

Luego de lo anteriormente expuesto se deduce, que en un aparato en el que se ha empleado el juego de circuitos Valvo, los costes adicionales ocasionados por la suma de una salida digital, son despreciables: en realidad, el precio del circuito de adaptación de nivel y de impedancia y el del contacto «cinch». A pesar de esto, las salidas digitales son todavía raras de encontrar. La modificación de un aparato equipado con un SAA7220 no debería suponer ningún problema en particular. Si se intenta hacer lo mismo con circuitos integrados japoneses, el tema será más difícil, si no imposible.

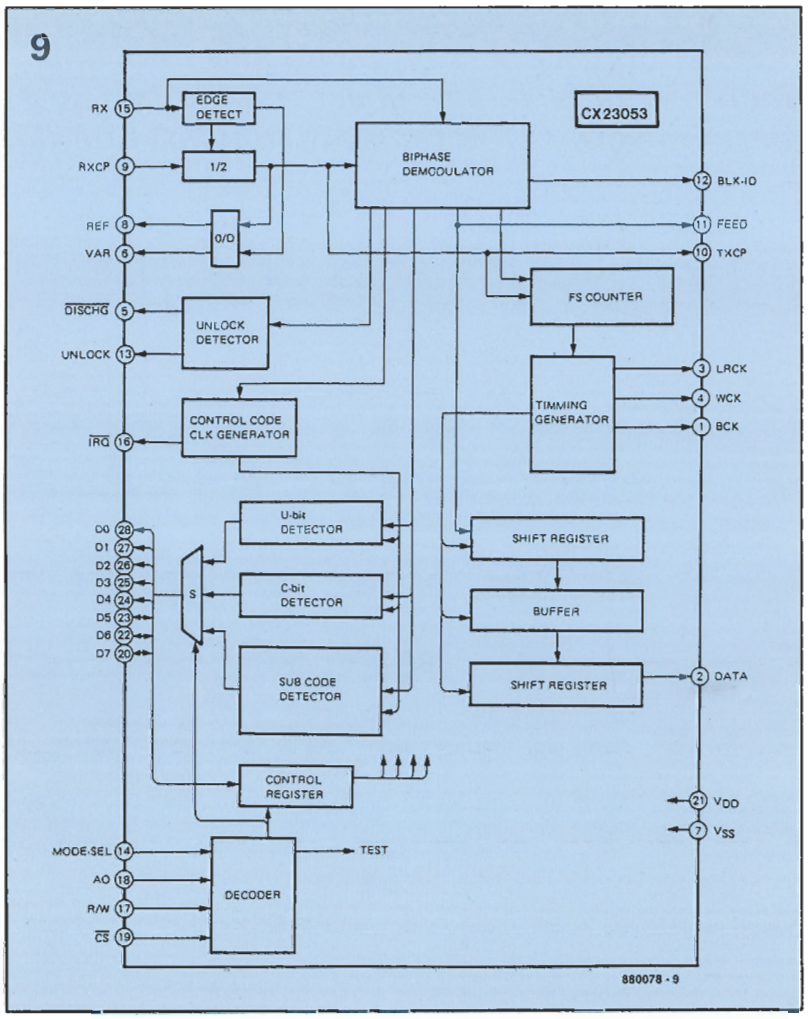


Figura 9. El circuito CX23053 está especializado para la demodulación y la decodificación de la señal «biphase-mark».

Sony nos propone el CX23033 que ha sido concebido especialmente para este fin: se trata de un circuito integrado modulador y transmisor de datos digitales de audio, que podremos encontrar en los lectores de discos compactos, los lectores-grabadores de cintas magnéticas digitales (DAT) y en los sintonizadores PCM (cuando existan). Sony ha desarrollado un circuito de emisión y recepción de formatos PS, especial para los DAT (CSD1146Q). La figura 7 nos da una idea de lo que ocurre en un circuito que conoce cuatro modos de funcionamiento diferentes, seleccionados mediante los terminales 10 y 11. En modo DAT, por ejemplo, es posible activar el bit de protección (bit 3), a través del terminal 22 (D6). Los datos a transmitir van siendo dosificados en la entrada (2) por la señal BCK (1), y salen por el terminal 15 (TX), en formato PS. La figura 8 nos muestra el ejemplo de una conexión entre un lector CD de un solo chip (CX23052 de Sony, con 48 impulsos de reloj por muestra) y el circuito de modulación y emisión CX23033.

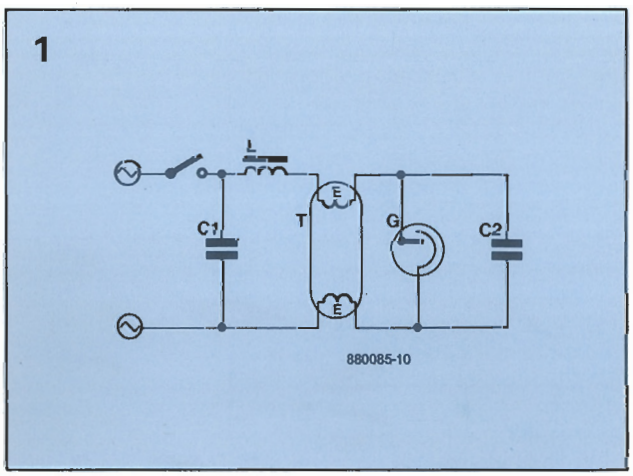
En el otro extremo de la conexión digital podemos ver el CX23053 de la figura 9 que se encarga de la demodulación de la señal de doble fase (después del sincronismo por PLL externo). Este circuito también trata los datos digitales, ya que los suministra de forma separada por las salidas DATA (2) y salidas auxiliares (subcódigo y código de control). En su patilla 26 aparece el bit de protección (D2). Valvo también tiene un receptor del mismo tipo, pero no está disponible, mientras que los circuitos de Sony sí lo están. De todas formas, la combinación con el CX20017 (figura 10) no cumple con todos los requisitos para satisfacer plenamente a los oídos más exigentes. Los propios diseñadores de Sony no han dudado en emplear para su primer DAT la pareja SAA7220/TDA1541 de Philips.

En este artículo se describe un circuito que permite controlar los tubos fluorescentes en modo alta frecuencia (AF), lo que no sólo incrementa la ya alta eficacia luminosa de estos tubos, sino que permite variar su intensidad luminosa de forma gradual.

REGULADOR AF PARA TUBOS FLUORESCENTES

Aunque los tubos fluorescentes de por sí tienen una eficacia (el término «eficiencia luminosa» sería aquí incorrecto, ya que es la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida, pero cuando ambas están expresadas en las mismas unidades) luminosa mucho mayor (80-90 1m/W) que las lámparas de vacío ordinarias (15 1m/W) y poseen una vida media mucha mayor, no son precisamente muy populares en los hogares. Esta impopularidad viene motivada por el tipo de luz «fría» que producen, por la dificultad de atenuar de forma gradual su intensidad luminosa, y por la molestia psicológica que produce su parpadeo tras el encendido. Aunque el circuito que presentamos aquí no modifica el carácter «frío» de la luz (los fabricantes están de hecho produciendo tubos con luz mucho más «cálida»), elimina los otros dos inconvenientes.

Figura 1. Circuito de un tubo fluorescente convencional de baja presión.



Ahorro del control AF de los tubos fluorescentes

Las unidades de control de alta frecuencia para fluorescentes llevan ya tiempo disponibles en el mercado, pero se emplean sobre todo en fábricas, edificios de oficinas y similares. El motivo principal de su uso es que proporcionan una mayor eficacia luminosa. Esto es así debido a que la transformación de la potencia eléctrica en potencia luminosa es más eficiente a altas frecuencias, y también porque las pérdidas en las unidades de control son menores a dichas frecuencias (el choque de una lámpara fluorescente doméstica de 40 W disipa alrededor de 9 W).

Estas ventajas, por supuesto, no son de gran interés en la iluminación doméstica, ya que el ahorro de energía conseguido no se notaría demasiado en la factura de la electricidad. El motivo principal para adoptar este circuito en la iluminación fluorescente de los hogares, es su capacidad de regular de forma gradual la intensidad luminosa de tales fluorescentes.

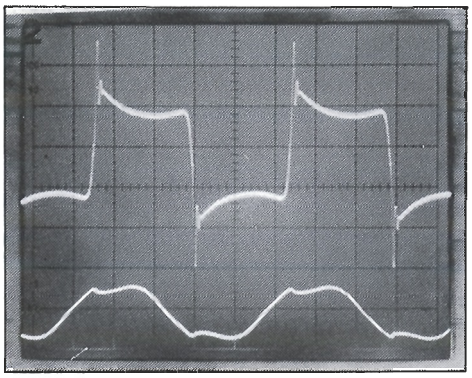
Encendido convencional de los tubos fluorescentes

Un tubo fluorescente consta generalmente de un largo tubo de cristal, T (ver figura 1), que está recubierto en su cara interna con polvo fluorescente, aunque actualmente existen otras formas disponibles. El tubo contiene una pequeña cantidad de argón junto con un poco de mercurio. En cada extremo del tubo se encuentra un electrodo E, que en todos los casos consiste en un filamento arrollado de tungsteno recubierto con una mezcla de óxidos de bario y estroncio. Cada electrodo tiene unidas a él dos pequeñas placas metálicas, una en cada extremo del filamento. Estas placas se comportan como ánodos para re-

cibir el bombardeo de electrones durante los semiciclos en que el electrodo es positivo. Durante los restantes semiciclos, el filamento caliente adyacente actúa como cátodo, emitiendo electrones.

Para que pueda ionizarse un gas dentro de un tubo fluorescente, el circuito de control debe cumplir unas determinadas condiciones. Este circuito de control está compuesto de un choque L y un interruptor de encendido, G. Antes de la ionización del gas, la resistencia medida entre los dos electrodos es alta.

El interruptor G, llamado interruptor de descarga, es, estrictamente hablando una pequeña lámpara de descarga llena con una mezcla de argón, helio e hidrógeno a baja presión. Los contactos del interruptor de descarga están abiertos en situación normal, pero cuando se conecta la tensión de alimentación, se produce una descarga luminosa entre los electrodos del interruptor. El calor resultante es suficiente para doblar las tiras bimetálicas hasta que hacen contacto y cierran el circuito entre los electrodos EE del tubo. En ese momento comienza a circular una corriente bastante grande a través de dichos electrodos, cuyo valor viene determinado por el choque L. La corriente calienta los electrodos, los cuales, por emisión térmica, generan electrones libres en el interior del tubo. Estos electrones son necesarios para el inicio de la ionización (efecto avalancha).



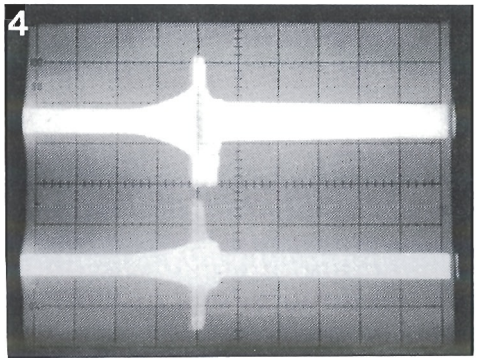


Figura 2. Formas de onda de la tensión y la corriente en un tubo fluorescente convencional.

Debido a que los contactos de G se hallan cerrados, la disipación en este interruptor disminuye rápidamente. Esto hace que las tiras bimetálicas de G se enfríen y que el contacto establecido entre ellas se abra tras un segundo o dos. La brusca reducción en la corriente producida en L genera una f.e.m. de alrededor de 1.000 V en L. La suma de esta f.e.m. y de la tensión de alimentación es suficiente para ionizar el argón del tubo T. Esto reduce la resistencia del tubo, y el choque limita la corriente a un valor fijado por el fabricante. La caída de tensión a lo largo del tubo T es en ese momento de orden de 100 V, que es menor que la tensión necesaria para arrancar el interruptor de descarga.

El motivo por el que los tubos fluorescentes parpadean antes de que se enciendan de forma apropiada, es porque la reducción de la corriente causada por la apertura de las tiras bimetálicas se produce de forma arbitraria con respecto al período de la tensión de alimentación. Si se abren en el momento en que la corriente que pasa a través del choque es pequeña, la f.e.m. inducida puede no ser lo suficientemente alta como para ionizar el argón del interior del tubo T. En este caso, el proceso se repite hasta que se produce el proceso de ionización.

El condensador C1 eleva el factor de potencia (desfase entre la tensión y la corriente) de 0,5 a 0,9.

El condensador C2 es un supresor de RF.

La mayor parte de la energía luminosa de este tipo de fluorescentes se radia a una longitud de onda de 253,7 nm, que cae dentro de la región del espectro ultravioleta. El recubrimiento fluorescente del tubo absorbe esta energía y la convierte en radiación visible. Mediante distintos recubrimientos pueden obtenerse distintas longitudes de onda en el

Figura 4. Arranque electrónico: la frecuencia conmuta desde 80 kHz a 30 kHz. Cuando pasa por unos 50 kHz, el tubo se ilumina.

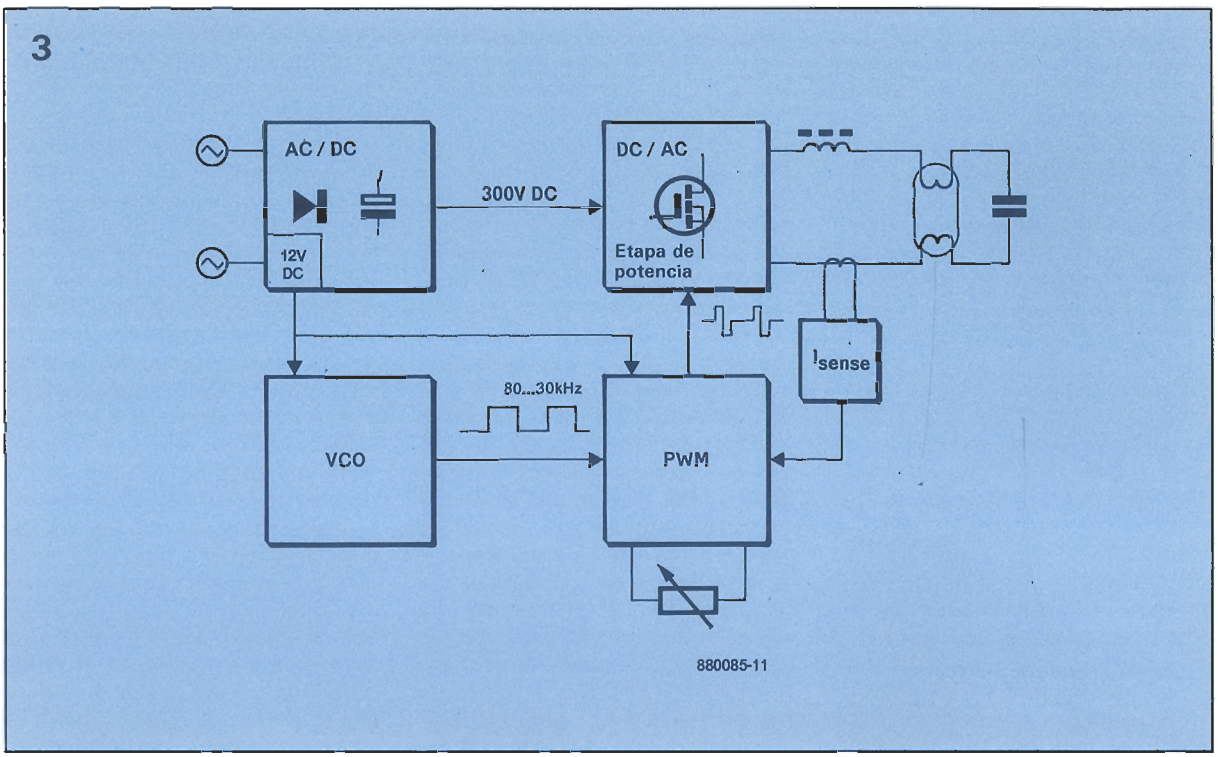


Figura 3. Diagrama de bloques del regulador de alta frecuencia.

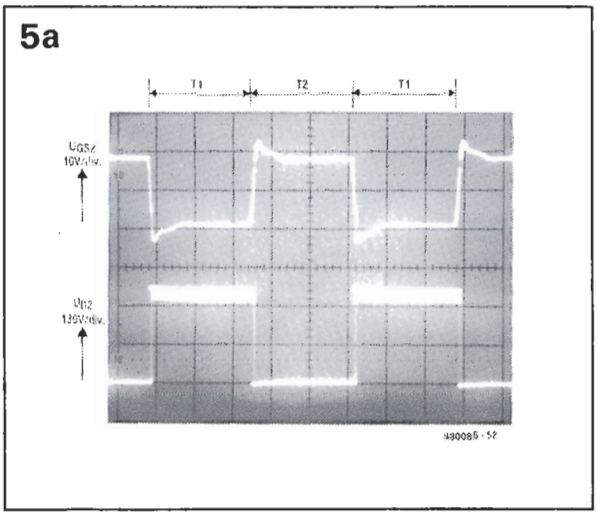


Figura 5a. Señal de puerta (traza superior) y tensión en la unión de la fuente de T1 y el drenador de T2 al máximo ciclo de servicio. La línea gruesa de la traza inferior está causada por el rizado de 50 Hz.

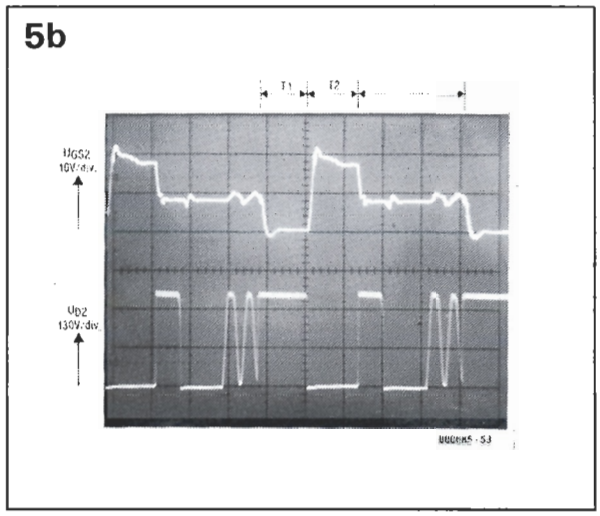


Figura 5b. La misma señal que en 5a, pero graduando la intensidad luminosa del tubo. Durante el período de recuperación ninguno de los MOSFET conduce, y la unión fuente-drenador oscila varias veces entre 0 y 300 V.

Figura 6. Esquema del circuito del controlador de alta frecuencia. Debe tenerse en cuenta la diferencia entre «ciclo de trabajo» y «factor de trabajo», que generalmente produce algunas confusiones. El ciclo de trabajo se refiere a las variaciones de la carga con el tiempo. El factor de trabajo se emplea en técnicas que emplean modulación de pulsos, y es la relación entre el ancho medio del pulso y el espaciado medio entre pulsos, en un tren de pulsos.

espectro visible: el silicato de zinc-berilio genera amarillos y naranjas, el borato de cadmio e itrio da rojo, el tungsteno de magnesio da azul pálido, y el silicato de zinc, verde. El empleo de las mezclas adecuadas de estos componentes hace posible conseguir el color que se desee.

Control gradual de la intensidad luminosa

El control gradual de la intensidad de los tubos fluorescentes que trabajan a la frecuencia de red es complicado.

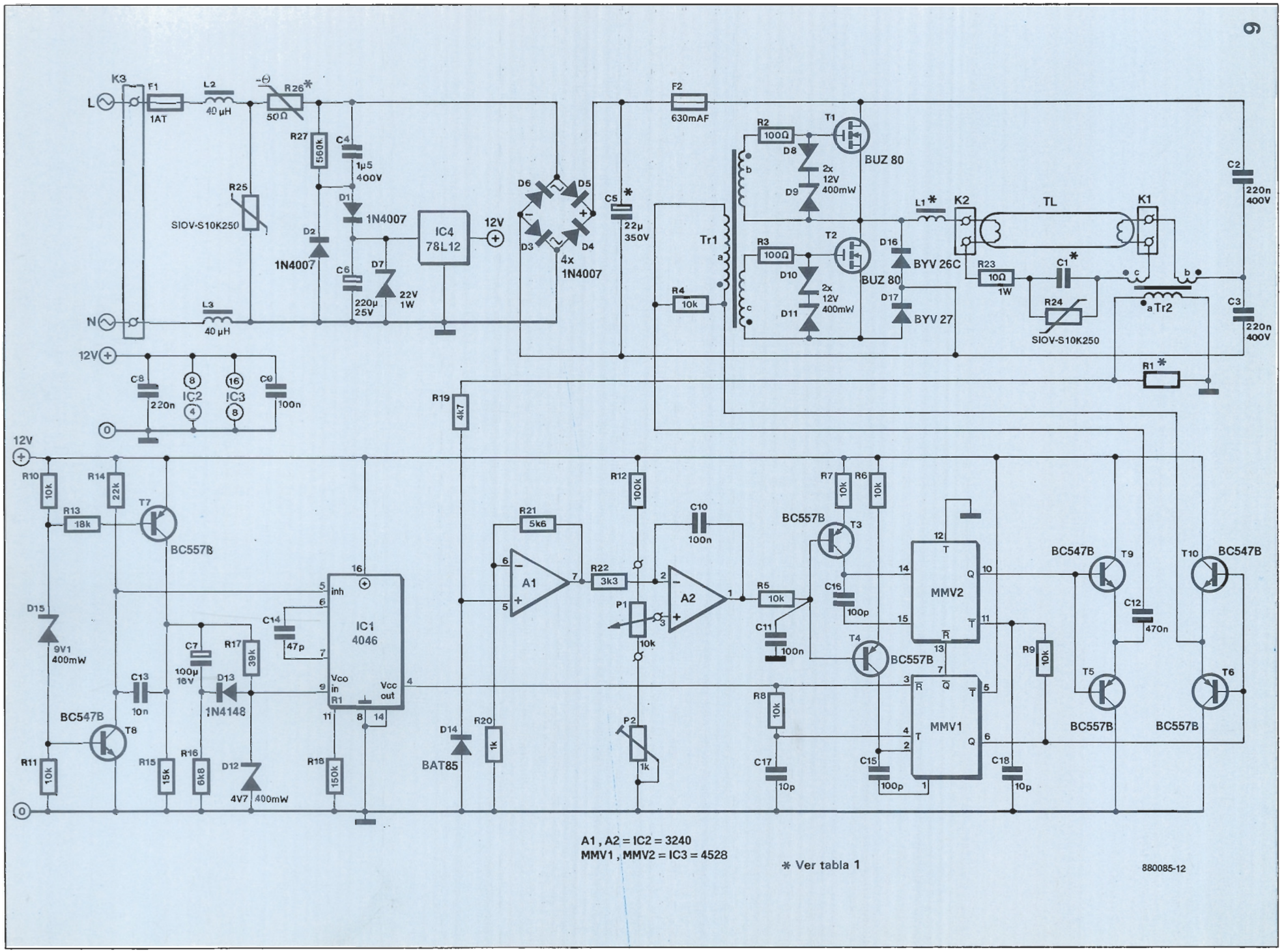
La razón para esto puede verse en la figura 2, que muestra la tensión y la corriente en función del tiempo. Puede observarse que después de todos y cada uno de los cruces por cero, la tensión debe subir bastante antes de que el tubo vuelva a iluminarse. Aunque la iluminación que producen todos los fluorescentes fluctúa por este motivo con una frecuencia doble que la de red, el efecto visible que producen se ve bastante disminuido gracias a la persistencia luminosa del recubrimiento fluorescente.

Si la intensidad luminosa del tubo se controla mediante un circuito triac convencional, el instante de tiempo durante el cual la corriente que circula por el tubo es cero, es mayor, y el riesgo de que el tubo se apague es mayor. Hay varias formas de evitar que esto ocurra. La primera de ellas es mantener alta la temperatura de los electrodos mediante una corriente auxiliar externa. La segunda es emplear una tira resistiva a lo largo del tubo como ayuda para el encendido. Esta tira se conecta a uno de los extremos del electrodo mediante una resistencia de alto valor. En el otro extremo esto produce una especie de pre-encendido, ya que la distancia efectiva entre los electrodos disminuye y hace que la intensidad del campo sea localmente mucho mayor. El tercer método consiste en aumentar la frecuencia de la tensión de alimentación de tal forma :que el período sea pequeño con respecto al tiempo de recuperación del gas ionizado en el interior del tubo. El circuito que describimos aquí se encuentra englobado en esta última clase.

Diagrama de bloques

El circuito es, de hecho, un conversor AC-AC. La tensión de alimentación se rectifica primero, en onda completa, y se filtra. La tensión continua resultante, de 300 V, se convierte a una tensión en onda cuadrada con una frecuencia de 80 KHz (en el encendido) o de 30 KHz (en el modo de trabajo normal). El tubo fluorescente es parte de un circuito LC serie que está puenteado por un condensador. Mientras que el tubo no esté encendido, tiene una resistencia alta, y no carga al circuito. Durante el arranque inicial con una frecuencia relativamente alta, la reactancia del condensador es más bien baja. Cuando se le aplica tensión al circuito, la corriente que circula hace que los electrodos del tubo se calienten. Inmediatamente tras la conexión, la frecuencia disminuye de forma gradual. Según se va aproximando a la frecuencia de resonancia del circuito, la impedancia del mismo decrece rápidamente, lo que provoca el paso de una corriente muy superior a través de los electrodos. Al mismo tiempo, la caída de tensión en L y en C aumenta también en forma importante. Como el tubo se encuentra en paralelo con C, se ilumina con facilidad. Cuando sucede esto, la resistencia del tubo decrece rápidamente, amortiguando el circuito LC. A partir de ese momento, la corriente que pasa entre los electrodos se hace mucho menor. El circuito de control reduce aún más la frecuencia hasta que ésta alcanza un valor de 30 KHz. La corriente que pasa por el tubo y el condensador se hace pequeña, debido a que la tensión de encendido a lo largo de la lámpara (y por tanto la caída de tensión en el condensador) es relativamente baja y también porque la reactancia del condensador a 30 KHz es grande.

El ajuste de la intensidad luminosa del tubo se lleva a cabo controlando la corriente que circula por él. Contrariamente a los triacs convencionales, el circuito que presentamos es un bucle de control automático. La corriente se mide con un transformador de corriente y es realimentada al circuito de control. Este último circuito varía el ciclo de trabajo hasta que la corriente medida tiene el mismo valor que la corriente establecida como referencia. Este esquema permite ajustar la intensidad luminosa del tubo prácticamente hasta su apagado. La extinción completa no es posible, ya que exigiría un nuevo ciclo de arranque, con el consiguiente cambio brusco de frecuencias. La regulación en corriente asegura también que en el encendido, cuando la corriente de la lámpara es cero, se optimice automáticamente el ciclo de trabajo de la señal de salida. De este modo, el tubo siempre comienza a iluminarse de forma gradual, independientemente de la posición del control de intensidad luminosa.

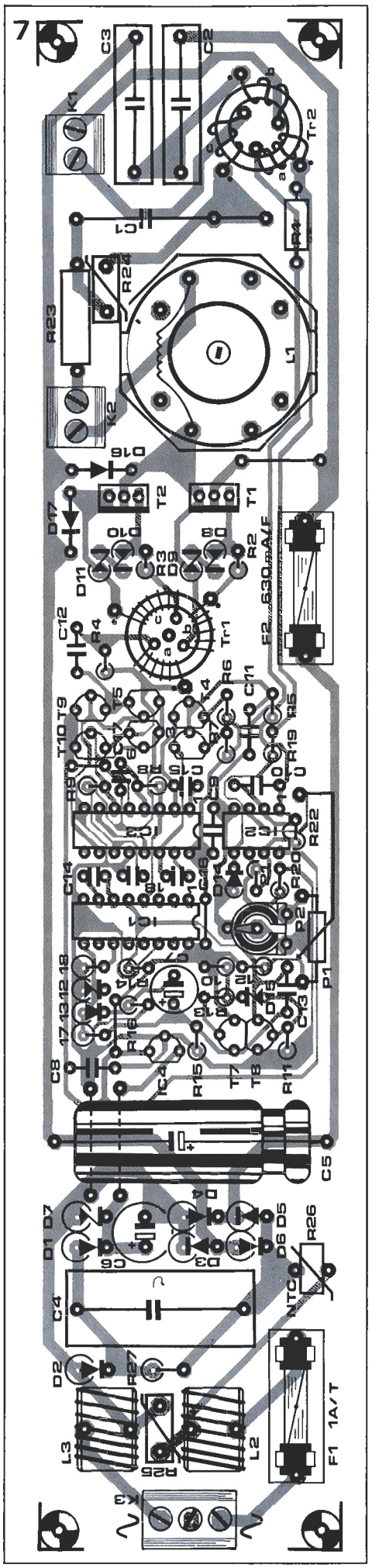


A1 , A2 = IC2 = 3240
MMV1 , MMV2 = IC3 = 4528

* Ver tabla 1

880085-12

Figura 7. Placa de circuito impreso del controlador de alta frecuencia.



Lista de componentes

Resistencias (± 5%):

R_1 ver texto
R_2;R_3 = 100Ω
R_4...R_{11} incl. = 10K
R_{12} = 100K
R_{13} = 18K
R_{14} = 22K
R_{15} = 15K
R_{16} = 6K8
R_{17} = 39K
R_{18} = 150K
R_{19} = 4K7
R_{20} = 1K
R_{21} = 5K6
R_{22} =3K3
R_{23} =10Ω; 1 W
R_{24};R_{25} = varistor S10K250
R_{26}=NTC 50 Ω; W, por ejemplo, Mullard n.º 2322 610 11509.
R_{27} = 560K
P_1 = 1K ajustable
P_2 = 10K potenciómetro lineal con eje de plástico

Condensadores:

C_1 = ver texto
C_2;C_3 = 220n; 400 V
C_4 = 1μ5; 400 V
C_5 = 22μ; 350 V
C_6 = 220μ; 25 V; radial
C_7 = 100μ; 16 V; radial
C_8 = 220n
C_9; C_{10};C_{11} = 100n
C_{12} = 470n
C_{13} = 10n
C_{14} = 47p
C_{15};C_{16} = 100p
C_{17};C_{18} = 10p

Semiconductores:

D_1...De incl. = 1N4007
D_7 = diodo zéner 22 V; 1 W
D_8...D_{11} incl. = diodo zéner 12 V; 400 mW
D_{12} = diodo zene 4V7; 400 mW
D_{13} = 1N4148
D_{14} = BAT85
D_{15} = diodo zéner 9V1; 400 mW
D_{16} = BYV26C
D_{17} = BYV27
T_1;T_2 = BUZ80
T_3...T_7 incl. = BC557B
T_8;T_9;T_{10} = BC547B
IC_1 = 4046
IC_2 = 3240
IC_3 = 4528
IC_4 = 78L12

Varios:

F_1 = fusible lento de 1A
F_2 = fusible rápido de 630 mA
2 portafusibles para circuito impreso
K_1;K_2 = terminales de 2 bornas para circuito impreso.
K_3 = terminal de 3 bornas para circuito impreso.
L_1 = los siguientes elementos de Siemens son necesarios para realizar esta bobina:
1 pot core B65701-L1000-A4B;
1 soporte de bobinado B65702-B-T2;
2 arandelas B65705-A5000;
1 conjunto de montaje B65705-B3;
1 tornillo nylon para pot core B65679-E1-X22;
1 abrazadera B65679-L3;

L_1, L_3 = choque antiparasitario 40 μH/2A.
TR_1 y TR_2 están bobinados sobre dos toroides de ferrita typo RK60 (Mullard n.º 4322 020 97060).
EPS 880085.

Descripción del circuito

En la figura 6, el fusible F1 y los choques L2 y L3 están puestos en derivación a través del varistor R25, lo que elimina los picos de la tensión de alimentación. Dicha tensión de alimentación se rectifica en el puente formado por D3-D4-D5-D6 y se filtra en C5. Los picos de corriente a través de C5 los limita la resistencia R26. Debe tenerse en cuenta que el encendido puede producirse en cualquier momento del ciclo de la tensión de alimentación, y los picos de la corriente de carga que esto puede provocar no han de subestimarse. Para mantener baja la disipación en la resistencia R26, ésta es del tipo NTC. Inmediatamente tras el encendido, esta resistencia se calienta, lo que hace que su resistencia caiga de 50 Ω hasta unos 2 Ω, limitando de forma eficaz la disipación.

Los condensadores C4 y C6 y los diodos D1, D2, y D7 efectúan un control previo a la tensión de alimentación del circuito de excitación. Dicha tensión se estabiliza a 12 voltios mediante IC4. La máxima corriente que esta disposición puede proporcionar es de 30 mA (determinados por C4). El circuito de excitación requiere unos 20 mA. La etapa de potencia la forman los transistores T1 y T2, que se hallan conectados en medio puente. La tensión existente en la unión entre la fuente de T1 y el drenador de T2 varía entre 0 y 300 V (que equivalen a la tensión de alimentación rectificada). La componente continúa de esta tensión la bloquean los condensadores C2 y C3. Con un condensador podría haber bastado, pero dos de ellos en serie proporcionan un desacoplo extra de la alta tensión de alimentación presente. Por lo que atañe a la corriente alterna que pasa a través de la lámpara, los dos condensadores se encuentran en paralelo.

Los FET's de potencia contienen diodos parásitos de recuperación (formados por las uniones p-n del FET) que se activan durante el funcionamiento de la lámpara. Durante la regulación de intensidad luminosa, los dos FET's quedan desconectados durante un intervalo del período de la tensión aplicada. La tensión presente en la unión de la fuente de T1 y el drenador de T2, debido al circuito serie L1-C1, variará varias veces entre 0 y 300 V durante tal inter-

valo, lo que hace que los diodos de recuperación conduzcan alternativamente (ver figura 5b). Cuando T1 se conecta, comienza un nuevo período. Supongamos por un momento que D17 está conduciendo, que D16 no existe y que el diodo de recuperación de T2 conduce justo en el instante en que T1 se conecta. Durante el tiempo de recuperación del diodo de T2, circulará un pequeño pico de corriente entre T1 y T2, lo que afecta a la disipación de manera adversa. Debido a que este problema está provocado por el relativamente elevado tiempo de recuperación inversa del diodo interno de T2 (típicamente del orden del 1.8 μs), se puede solventar conectando el diodo D17 en serie con T2, ya que esto evita la conducción del diodo parásito. Los diodos conectados en serie pueden ser puenteados entonces por el diodo de recuperación D16, mucho más rápido (Trr=25 ns).

El circuito serie LC lo forman L1 y C1. Este circuito está amortiguado por R23 y R24. Sin estas resistencias, la amortiguación del circuito dependería solamente de la resistencia de los electrodos del tubo. Debido a que ésta es muy baja, podrían darse valores muy altos de la corriente que circulase por el tubo antes de que éste se encendiese. La resistencia R23 garantiza una determinada resistencia serie mínima en el circuito. La resistencia en el varistor R24 cae tan pronto como la tensión que hay en bornas de C1 supera el valor de 1 kV. La limitación de la tensión que puede caer en C1 impide variaciones demasiado bruscas en la tensión y la corriente del circuito. Tan pronto como el tubo se ilumina, su resistencia amortiguará más el circuito. Ya que la tensión final que cae en la lámpara es relativamente baja, se evita la disipación adicional de potencia que pueda darse en R24 debido a que el varistor posee una resistencia alta para tales tensiones.

Como la frecuencia de trabajo, 30 KHz, es mucho mayor que los 50 Hz de la tensión de alimentación, que es la frecuencia usual, las dimensiones y la autoinductancia del choque L1 deben disminuirse en la proporción adecuada. Aunque sería posible limitar la corriente de la lámpara a un valor dado mediante la ayuda del circuito regulador de corriente, es mejor hacerlo mediante el choque. La autoinductancia debe escogerse de tal manera que con el máximo ciclo de trabajo posible, la corriente de la lámpara no supere el valor indicado por el fabricante del tubo.

Circuito de control

El circuito de control tiene dos tareas que cumplir:

— En primer lugar, la generación de una frecuencia tal que en un intervalo de dos segundos a partir del encendido, varíe desde los 70-80 kHz iniciales hasta la frecuencia normal de trabajo de 30 kHz, pasando por la frecuencia de resonancia, que son 50 kHz.

— En segundo lugar, el control de la corriente de la lámpara de acuerdo con el valor variable escogido, para permitir la variación gradual de la intensidad luminosa de la lámpara. La corriente se controla variando el ancho del pulso de la señal excitadora.

La síntesis de frecuencia la realiza el oscilador controlado en tensión (VCO) IC1, un PLL CMOS 4046. La tensión de alimentación la mantiene estable el zéner D15. Cuando la alimentación cae por debajo de los 11 V, T7 y T8 se desconectan, y el 4046 permanece inhibido. Cuando la tensión de entrada no es menor de 11 V, C7 se conecta a la línea positiva mediante T7. Como al principio el condensador se encuentra descargado, la entrada del VCO tiende también a subir hacia los 12 V, pero D12 previene que dicha subida sobrepase los 4.5 V. Con esta tensión se genera una señal de frecuencia comprendida entre los 70 y 80 kHz. El condensador C7 se carga entonces a través de R16, lo que provoca una caída de potencial en la unión de C7 y R16. Cuando esta tensión cae por debajo de 4 V (los anteriores 4.5 V menos la caída en D13), la entrada del VCO se reduce y por tanto, la frecuencia de la señal de salida disminuye. De esta forma, la entrada al VCO y por consiguiente la frecuencia de trabajo, queda determinada por el divisor de tensión R17-R16.

Los multivibradores MMV1 y MMV2 proporcionan la modulación de ancho de pulso. La señal VCO posee un factor de trabajo del 50% (onda cuadrada). Al monoestable MMV1 lo dispara el flanco anterior de esta señal. Inmediatamente tras la terminación del monoperíodo de MMV1, se dispara el otro multivibrador, que tiene un monoperíodo idéntico. El monoperíodo de los multivibradores es variable debido a que C15 y C16 no están cargados mediante resistencias de un valor fijo como es normal, sino mediante una fuente de corriente variable (un espejo de corriente, estrictamente hablando), formado por T4 y R6, T3 y R7 respectivamente.

La magnitud de la corriente, y por tanto del monoperíodo y del ciclo de trabajo, es continuamente ajustada según sea necesario, por el circuito regulador de corriente. Los monoperíodos no pueden exceder en duración a la mitad del período de la señal del VCO. Si uno de los multivibradores intentase generar un monoperíodo con una duración mayor a la indicada, la entrada de «reset» limita dicha duración. De este modo queda asegurado el que el máximo ciclo de servicio del circuito sea exactamente del 50%, según determina el ciclo de trabajo del 50% de la señal del VCO. Por supuesto, esto es fundamental para garantizar el control simétrico de la etapa de salida.

La excitación de la etapa de salida se efectúa mediante un transformador de pulsos, Tr1, que se encuentra situado en el puente T5-T6-T9-T10. Cualquier compo-

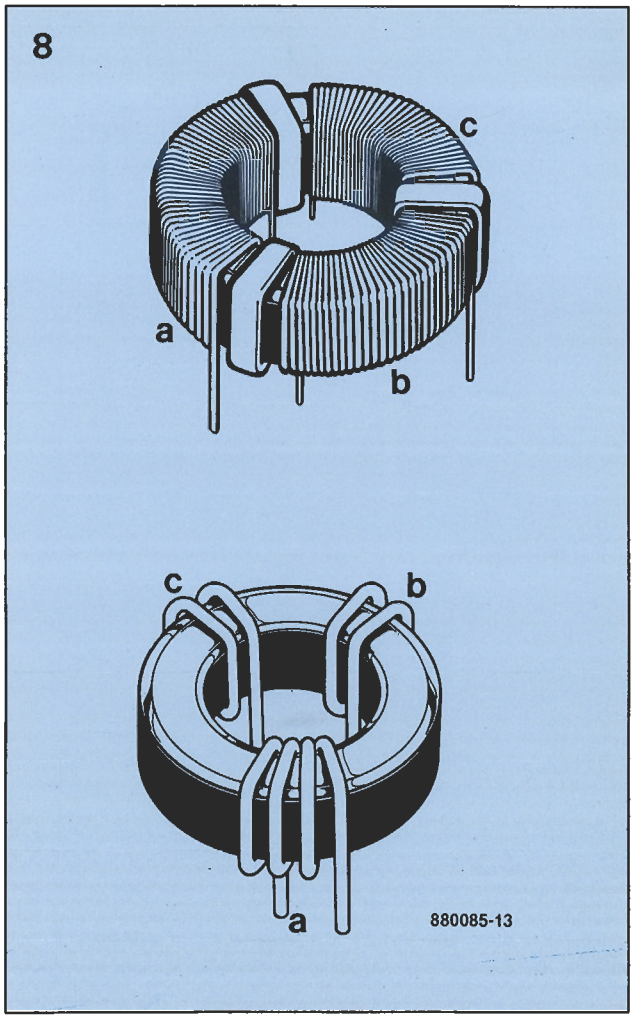


Figura 8. Forma de bobinar el transformador de pulsos (a), y el transformador de corriente (b).

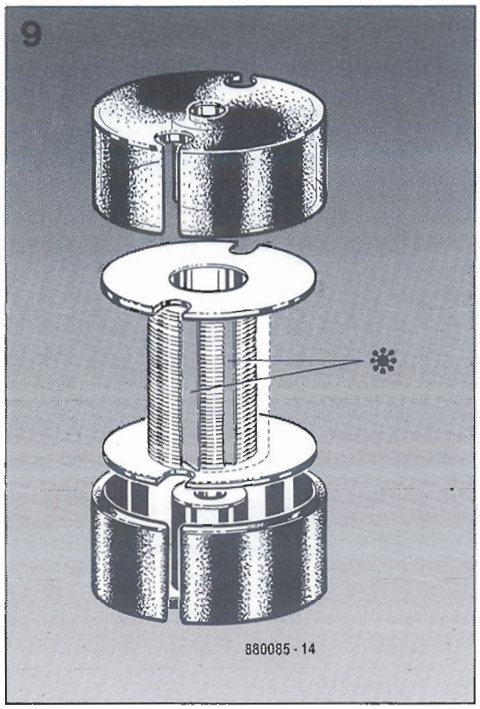


Figura 9. Forma de bobinar el choque L1. En la tabla 1 se dan los distintos números de espiras necesarios, en función del tubo empleado.

nente continua causada por pequeñas desviaciones de los monoperíodos, queda bloqueada por C12. Tales componentes continuas provocarían corrientes innecesariamente grandes en el primario de baja resistencia del transformador de pulsos, lo que podría llevar a la saturación del núcleo de dicho transformador.

Los MOSFET son excitados directamente por los secundarios de Tr1. Es importante que estos devanados estén conectados en oposición de fase para que los MOSFET nunca se conmuten simultáneamente. Las resistencias R2 y R3 se emplean para amortiguar las oscilaciones provocadas por las autoinductancias parásitas. Los dichos zéner del circuito de puerta limitan la amplitud de la tensión de puerta.

Para hacer posible la regulación de la corriente de puerta, la corriente de la lámpara se mide mediante un transformador de corriente, Tr2. Una complicación que surge aquí es el hecho de que el condensador C1 está en paralelo con el tubo. Esto significa que no sólo se mide la corriente que circula por la lámpara, sino también la que circula por el condensador. Cuando la intensidad luminosa de la lámpara se reduce y por tanto la corriente que circula a través de ella es pequeña, la corriente que circula por el condensador es relativamente grande y puede impedir cualquier tipo de regulación en corriente. La medida directa de la corriente de la lámpara de forma aislada no es posible, por lo que deben recurrirse a medidas indirectas. Esto se realiza midiendo la corriente total (devanado 1) y restándole a continuación la corriente que pasa a través del condensador (devanado 2, bobinado en oposición de fase al devanado 1). La corriente del secundario de Tr2 se transforma en tensión mediante R1. De esta tensión, la mitad positiva es amplificada por A1, y su valor medio es comparada con una tensión establecida previamente mediante P1. Si se mide alguna diferencia, A2 aumenta la excitación de las bases de T3 y T4, lo que varía el ciclo de servicio hasta que las dos tensiones se igualan. La corriente mínima de la lámpara (aquella para la cual la iluminación está a punto de desaparecer) se ajusta mediante P2.

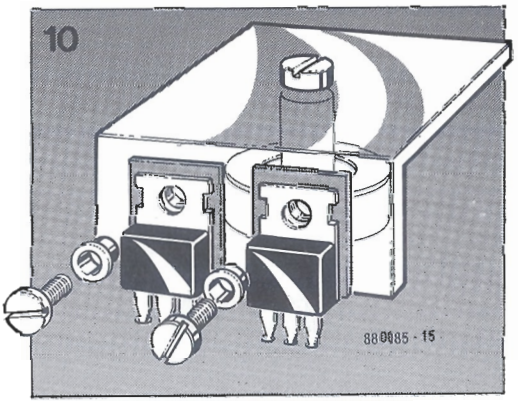


Figura 10. Cuando se empleen tubos fluorescentes de más de 30 W, deben refrigerarse los MOSFET, por ejemplo, mediante radiadores de aluminio en forma de L, como se muestra en la figura.

Tabla 1

Potencia del tubo	L_1	C_1	R^1
20 W	2,0 mH 45,5 espiras	4n7 1.500 V	2R2
30 W	1,8 mH 43,5 espiras	5n6 1.500 V	1R8
40 W	1,6 mH 42,5 espiras	6n8 1.500 V	1R8
60 W	1,1 mH 32,5 espiras	10 n 1.500 V	1R0

Construcción

Como el presente circuito va conectado directamente a 220 V, debe insistirse en EXTREMAR LAS PRECAUCIONES.

El circuito se construye y se prueba mejor si se realiza en etapas sucesivas. Recomendamos especialmente el empleo de un transformador de aislamiento durante las pruebas del circuito.

Debe comenzarse con la sección de control del centro de la placa de circuito impreso. Móntense todos los integrados, exceptuando IC4, y todos sus componentes asociados, incluyendo los transistores. También pueden instalarse las resistencias R1 y R4, pero los dos transformadores deberán esperar todavía un poco. El potenciómetro P1 puede conectarse temporalmente mediante tres cablecillos cortos.

Debe suministrarse una tensión estabilizada de 15 V a la entrada del regulador, conectada en lugar del puente cercano a IC4 (y la masa de dicha tensión al punto de tierra más cercano, en el borde de la placa, o en el puente exterior). Verifíquese la señal de salida del VCO (patilla 4 de IC1) mediante un osciloscopio o un frecuencímetro. La señal de onda cuadrada debe permanecer estable a unos 70-80 kHz durante un segundo aproximadamente, para a continuación descender hasta 30 ± 5 kHz en pocos segundos. Las desviaciones que puedan surgir en estos valores son debidos a las tolerancias de IC1, y deben compensarse variando ligeramente los valores de R18 y C14.

La misma señal de onda cuadrada debe estar presente en R4, pero en cambio aquí no es un tren de pulsos, sino una señal alterna con un valor de pico de unos 12 V. Como en esta etapa no puede haber corriente en la lámpara, el regulador de corriente optimizará automáticamente el ciclo de trabajo.

Cuando la alimentación de entrada disminuye por debajo de 11 V, el oscilador deja de funcionar. Cuando la tensión sube por encima de 12 V, comienza un nuevo ciclo.

Verifíquese que la corriente consumida por el circuito de control es del orden de 10 a 15 mA.

Choque y transformadores

Tanto el choque L1 como los dos transformadores (figura 8 y fi-

gura 9), no se encuentran disponibles comercialmente.

El choque L1 está bobinado sobre un núcleo con entrehierro de aire (pot core), de 30 × 19 mm, y A1 = 1000. El número de vueltas depende del tipo de tubo que se vaya a emplear (ver tabla 1). Como en el choque caen tensiones bastante altas, especialmente en el arranque, es fundamental separar cada capa de la siguiente con cinta aislante de buena calidad. El hilo de cobre esmaltado es del tipo 24-26 SWG (0.5 mm de diámetro).

Los dos transformadores están bobinados en el mismo tipo de toroide de ferrita. El devanado primario del transformador de pulsos, Tr1, consta de 40 vueltas de hilo de cobre esmaltado, SWG 35 (0.2 mm de diámetro). Los dos devanados secundarios están formados de 30 vueltas de hilo de cobre esmaltado, SWG 14. Es importante que los devanados secundarios estén bobinados en direcciones opuestas entre sí para asegurar la excitación en oposición de fase de los MOSFET de potencia. Además, como la diferencia de potencial entre los devanados primarios y secundario es de unos 300 V, es importante mantener los secundarios bien aislados del primario.

El transformador de corriente es bastante sencillo de hacer. Los dos devanados primarios constan de dos vueltas de cable de cobre esmaltado SWG 25 (0.5 mm de diámetro), bobinados en direcciones opuestas entre sí. El secundario está formado de cuatro vueltas del mismo tipo de cable que los primarios.

Construcción final

Los transformadores Tr1 y Tr2 deben colocarse en su sitio en la placa de circuito impreso, seguidos de R2, R3, D8, D9, D10, D11, T1 y T2. A continuación, alimentese con una tensión de 12 V de una fuente externa, y verifíquese la corriente consumida. Esta debe ser del orden de 20-25 mA pasados unos 5 segundos (a la frecuencia de trabajo normal).

Seguidamente deben verificarse que los devanados secundarios están bobinados en oposición de fase, interconectando temporalmente las fuentes de los MOSFET en la placa de circuito impreso (cortocircuito entre drenador y fuente de T2), y verificando que NO hay señal entre las dos puertas de los MOSFET. Tras esto, deben montarse K3, F1, L2, L3, R25, R26, R27, C4, C6, D2 y D7. Con un cable de alimentación adecuado, conéctese seguidamente K1 a la tensión de red, y enciéndase. La caída de tensión medida en D7 debe ser de 18 V. RECUÉRDESE QUE EN ESTE MOMENTO SE ESTA TRABAJANDO CON TENSIONES DE RED, de 220 V.

Desconéctese la alimentación de K1, descárgese C6 mediante una resistencia, y móntese IC4. Tras esto, colóquense los dos cableados que están cerca de C5, pero todavía no coloque este condensador. De nuevo, conéctese la alimentación de red a K1, y compruébese que la salida de IC4 son 12 V. Después debe medirse la señal de puerta con un osciloscopio (compárese con el trazado superior de la figura 5a).

Para terminar, móntense los restantes componentes, sin olvidar el puente que hay cerca de T1. Los valores de C1, L1 y R1 se dan en la tabla 1. Téngase cuidado en no confundir D16 con D17, ya que su aspecto es muy parecido.

Cuando se empleen tubos con una potencia mayor de 30 W, es conveniente montar los transistores T1 y T2 en unos radiadores sencillos, en forma de L y de aluminio, según puede verse en la figura 10. Nótese, sin embargo, que los MOSFET deben aislarse de los radiadores. A causa de las relativamente altas tensiones que se dan en este circuito, las placas aislantes deben ser de cerámica y no de mica.

Ensamblado y conexión final

Conéctese el tubo fluorescente al circuito, gírese P2 completamente en sentido contrario a las agujas del reloj, póngase P1 al centro de su recorrido, respire profundamente, y conecte el circuito a la red. En principio, el tubo debería encenderse pasados uno o dos segundos, y también debería encenderse pasados uno o dos segundos, y también debería ser posible graduar su intensidad luminosa con P1. Es posible que se vean desagradables efectos luminosos desplazándose a lo largo del tubo. Esto puede eliminarse girando el tornillo de ajuste del núcleo de L1.

Póngase P2 en la posición en la que el tubo permanece apenas iluminado. Debe tenerse en cuenta que un tubo templado puede graduarse bastante más que un tubo frío. Por esto, es conveniente ajustar P2 cuando el tubo esté frío.

A la vista de las frecuencias a las que trabaja el circuito, y a la forma de onda de la señal de salida, es conveniente mantener cortas las conexiones entre el circuito y el tubo. En la práctica, esto significa que el circuito debe instalarse dentro del chasis que soporta el tubo. Esto ya se ha tenido en cuenta al diseñar la placa de circuito impreso. Asegúrese de que hay al menos 6 mm de separación entre cualquier componente metálico de la placa del circuito y cualquier parte metálica del chasis del tubo. Por supuesto, el choque y el cebador antiguos pueden quitarse.

El potenciómetro P1 se conecta a la placa de circuito impreso mediante tres cables. ¡Recuerde que está conectado al neutro de la red a través de P2 y L3! Es conveniente por tanto emplear un potenciómetro con el eje de fibra o plástico.

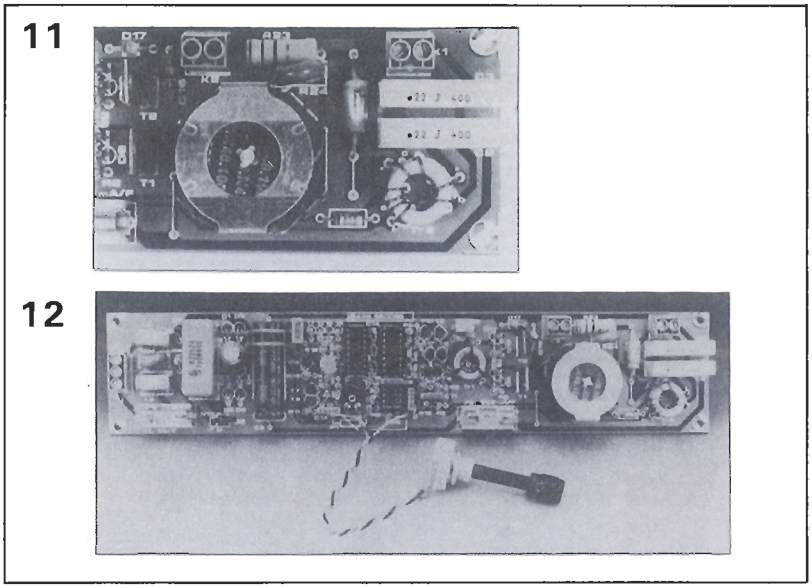


Figura 11. Transformador de corriente y choque L1.

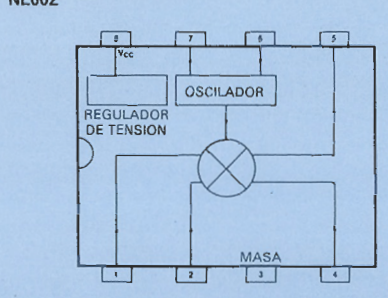
Figura 12. Controlador de alta frecuencia completo, dispuesto para colocarse dentro del chasis de soporte del tubo fluorescente.

Construye este convertidor-elevador de 10 MHz si está interesado en recibir señales horarias, FAX, RTTY y otras estaciones útiles que operan en las bandas kilométricas.

CONVERTIDOR VLF

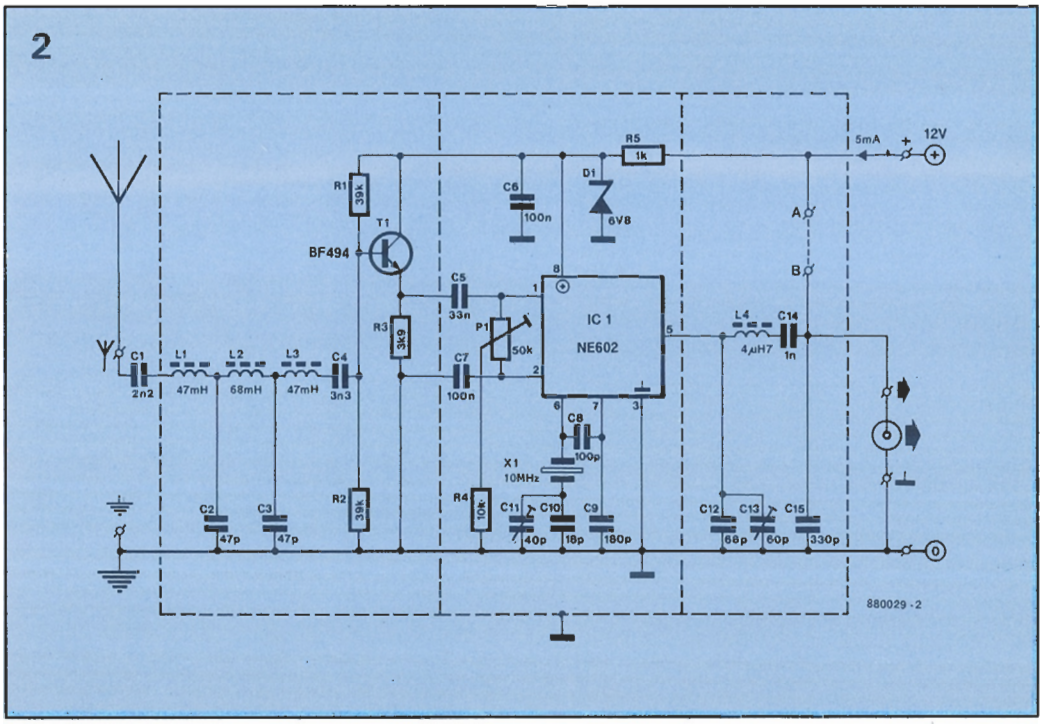
Las frecuencias en el rango de 30 KHz hasta 150 KHz es denominada frecuentemente como la banda de Muy Baja Frecuencia (VLF, «Very Low Frecuency»). Es usada relativamente poco, ya que se necesitan grandes potencias de transmisión y grandes sistemas de antena, los cuales dan una cobertura relativamente pequeña (normalmente entre 300 y 1.000 km). Para un número de aplicaciones, esto no se considera una desventaja, no obstante. La programación de las ondas VLF es muy predecible, ya que no tienen apenas reflexión atmosférica: por lo tanto la distancia de transmisión es definida con mucha exactitud. Las señales VLF se propagan solamente de forma atmosférica a través de la también llamada onda de tierra, donde el espacio entre el suelo y la ionosfera actúa como una guía de ondas. Gracias a esta propiedad de la banda VLF, las señales recibidas están normalmente libres de cambios de fase y variaciones de amplitud («fading», tan frecuentemente encontradas en las bandas de onda corta. La banda VLF es apropiada para la transmisión de datos en un sentido, a media distancia, tales como transmisores de señales horarias (Rugby GBR, Rugby MSF, Mainflingen DCF77, Prangins HBG), facsímil meteorológicos, comunicaciones submarinas y redes de télex. Una desventaja de la banda VLF es el gran tamaño del sistema de antena que se necesita al lado del transmisor. Sistema de antena de varios kilómetros cuadrados y con múltiples puntos de alimentación para transmisor, no son difíciles de encontrar, todavía logrando una efectividad de solamente un reducido tanto por ciento. Al lado del receptor deben ser tenidas en cuenta las consideraciones pertinentes, por el alto nivel de ruido producido por el hombre (ordenadores, tubos de neón, aparatos de televisión y otras aplicaciones eléctricas). En la mayoría de los casos, el también llamado «hilo largo» es una antena factible solamente en el lado del receptor. Treinta metros o más de hilo aislado colocado de forma inclinada u horizontal montado bien alejado de las fuentes de interferencia anteriormente mencionadas es lo

1



recomendado para los experimentos serios de recepción de transmisores VLF.

Generalmente, cuando más baja es la frecuencia, más rara y más interesante es la estación. No todos los receptores de comunicaciones pueden ser sintonizados tan abajo como 15 KHz, pero esto se hace posible mediante el conversor elevador descrito aquí. Este efectivamente convierte las frecuencias de 15 KHz a 300 KHz a 10 MHz, de tal forma que las posibilidades del receptor de comunicaciones para sintonizar CW, RTTY, FAX, AM o SSB, en la banda entre 10,000 y 10,300 MHz puede ser explotada para recibir transmisiones VLF.



Descripción del circuito

El convertidor VLF es una aplicación del doble mezclador oscilador balanceado activo del tipo NE602, cuyo diagrama de bloques es mostrado en la figura 1. El chip requiere solamente un puñado de componentes externos para realizar un convertidor elevador de buena calidad.

El esquema del circuito del convertidor es mostrado en la figura 2. La función del circuito es convertir el rango de frecuencia que va desde 15 kHz hasta cerca de 300 JHz a una banda de un ancho igual que comienza a 10 MHz. El receptor SSB/CW/FAX/RTTY conectado a la salida del convertidor es sintonizado entre 10,015 y 10,300 MHz. Una estación VLF como Rugby MSF es por ejemplo, «recibida» a 10,060 MHz. La señal de antena VLF pasa a través del filtro pasabajos L1-C2-L2-C3-L3-C4, el cual define el rango de frecuencia de entrada (15 KHz...300KHz). El transistor T1 forma un transformador de impe-

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

Jornadas profesionales de SIMO, días 17, 20, 21, 22, 23 y 24. Estos días no habrá taquilla desde las 10 hasta las 15 horas. En este período y para la entrada en el recinto, será necesario la presentación de su invitación o acreditar su identidad.

Congreso internacional sobre diseño y confort en la oficina CIDYCO 89.
Conferencia internacional de informática 89. Jornadas para profesiones.

DEL 17 AL 24 DE NOVIEMBRE.

S.i.m.o.

RECINTO FERIAL DE IFEMA EN LA CASA DE CAMPO. MADRID.

ESTE AÑO VISITE LOS NUEVOS PABELLONES.

HORARIO: De 10 a 19,30 horas sin interrupción.
Domingos de 10 a 15 horas (cerrado por la tarde).
(Prohibida la entrada a menores de 18 años).

APLICACIONES ESPECIFICAS PARA PROFESIONALES

DIERESIS

Lista de componentes:

Resistencias (± %):

R1; R2=39K
R3=3K9
R4=10K
R5=1K
P1=50 K ajustable multivuelta

Condensadores:

C1=2n2
C2; C3=47p
C4=3n3
C5=33n
C6C7=100n
C8=100p
C9=180p
C10=18p
C11=40p trimmer
C12=68p
C13=60p trimmer
C14=1nO
C15=330p

Bobinas:

L1; L3=47mH choque encapsulado en ferrita para montaje radial: Toko Type 181LY-473.
L2=68mH choque encapsulado en ferrita para montaje radial; Toko Type 181LY-683.
L4=4μH7 choque axial.

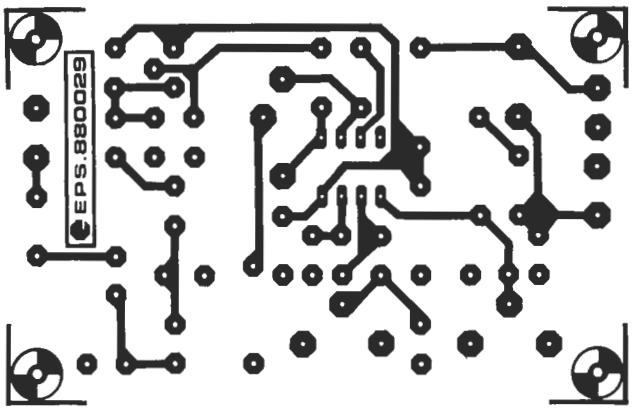
Semiconductores:

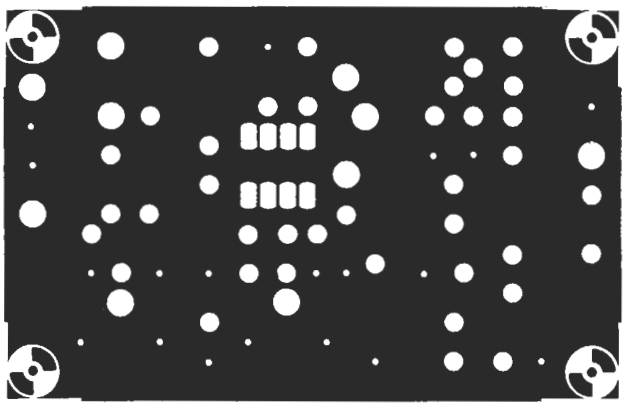
D1=diodo zener 6V8; 400 mW
IC1=NE602
T1=BF949

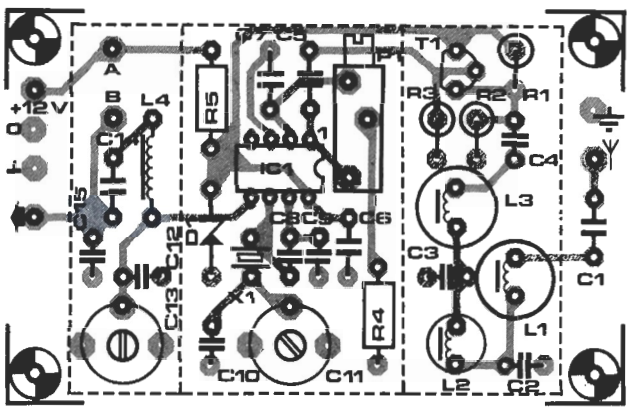
Varios:

EPS 880029
X1=Cristal de cuarzo 10MHz; 30p resonancia paralelo.

3

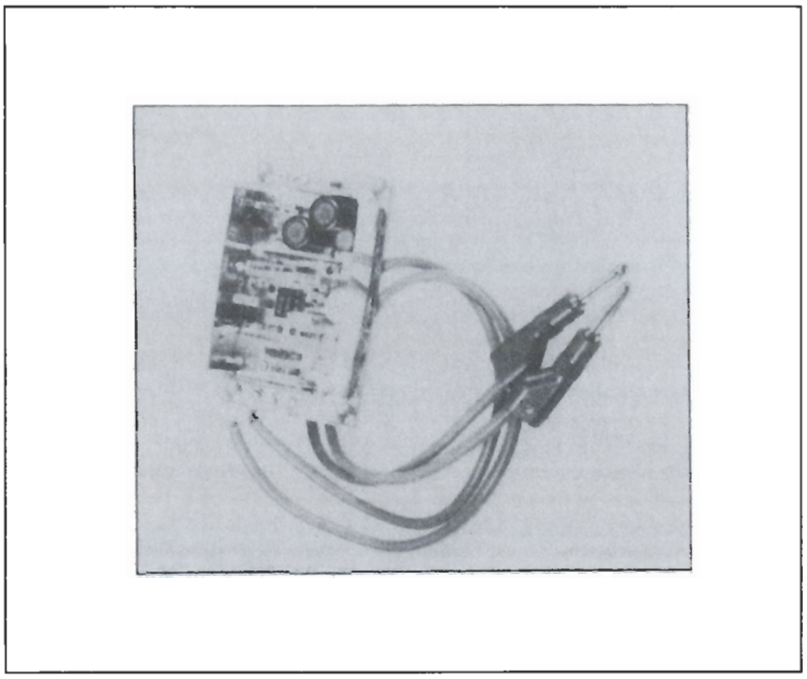






dancia entre la salida del filtro y una entrada RF del mezclador activo en IC1. El NE602 está colocado aquí en una configuración asimétrica. La entrada de RF en la patilla 2 es derivada hacia masa con C7, mientras que P1 es usado para ajustar los voltajes directos iguales en las entradas de RF para optimizar el balance del mezclador. La frecuencia de salida del oscilador local incluido en el NE602 es ajustada a 10 MHz con ayuda de un cristal de cuarzo externo, X1, el condensador variable (Trimmer) C1 proporciona la forma de ajustar con precisión la frecuencia LO a 10,000 MHz. De esta forma, la escala de sintonía en el receptor corresponde a la verdadera frecuencia recibida, ingorando, por supuesto, el «10» que precede a los dígitos KHz en el visualizador de sintonía. La salida del mezclador balanceado activo doble tiene una configuración de un solo terminal. La banda de frecuencia convertida hacia arriba es filtrada por un filtro en PI formado por C12 + C13-L4-C14-C15, para suprimir las frecuencias espúreas producto del mezclador. El punto de resonan-

cia de baja frecuencia del filtro es ajustado a unos 10 MHz mediante el trimmer C13. Se debe ver que el mezclador también genera una banda imagen entre 9,985 MHz (10 - 0,915) y 9,700 MHz (10 - 0,3), pero esto tiene pocas consecuencias. El convertidor es alimentado por una fuente regulada de 12 V, ya sea a través de un cable de alimentación separado (no coloque el puente A-B), o a través del cable coaxial al receptor (coloque el puente A-B, y asegúrese que la tensión de salida del receptor se encuentra entre 10 y 15 V). El oscilador-mezclador y el transistor de preamplifición están alimentados a través de una vía creada con el estabilizador R5-D1.



Construcción y ajuste

El convertidor VLF es un proyecto sencillo de construir. La placa de circuito impreso es de doble cara, pero no es del tipo de orificios metálicos preestañados (ver la figura 3). Comience la construcción colocando las pantallas de cobre o de chapa metálica de unos 15 mm como muestra la disposición de componentes. Las patillas de los componentes mostradas sin el pequeño círculo son soldadas en la cara de las pistas de la placa y el área de tierra provista en el lado de los componentes. Las bobinas radiales L1, L2 y L3 son del tipo de ferrita encapsulados de la casa Toko. El oscilador-mezclador IC1, se suelda directamente a la placa de circuito impreso (no use zócalo); taladre un orificio de 2 mm. de diámetro en el apantallamiento para proporcionar acceso al tornillo de ajuste multivuelta de P1. Finalmente coloque terminales de soldadura, para la entrada, salida y alimentación. Instale el puente de hilo, ajuste P1, C11 y C3 a la mitad de su recorrido. Aplique 12 voltios al circuito y compruebe la presencia de 6,8 voltios en la pantalla 8 de IC1. Mida la tensión directa en las patillas 1 y 2, y ajuste P1 hasta que ambas se encuentren a un potencial igual de 0,8 voltios. Conecte el receptor y sintonízelo a 10,000 MHz. Con el modo CW CBO a off, o en el centro de su recorrido, conecte el atenuador de entrada o seleccione una ganancia de entrada de RF reducida, disminuya la frecuencia del batido de oído hasta que tenga un valor de cero mediante el ajuste de C11 (batido cero). Conecte las antena al convertidor VLF y sintonízelo a una transmisión relativamente fuerte en el rango de unos 200 KHz (10,200 MHz en el receptor), por ejemplo Droitwitch (AM), reduzca la ganancia de entrada del receptor y retoque C13 para una recepción óptima (este ajuste es relativamente poco crítico).

Estaciones y servicios

Debería notar que el conversor VLF tiene cierta ganancia de conversión, de tal forma que se deben tomar todas las precauciones para no sobresaturar el receptor de comunicaciones. Esto es, por lo tanto, muy recomendable hacer uso del atenuador de RF fijo o variable disponible en la mayoría de los receptores. La conexión entre el conversor VLF y la entrada del receptor no balanceada de baja impedancia (50-100 Ω), debe ser realizada mediante un cable coaxial para prevenir la saturación por señales fuertes en la banda de 10 MHz.

15-100 KHz, comunicaciones submarinas (CW), balizas y trasmisores de marcas horarias;

100 a 150 KHz: RTTY (radio teletipo) y servicios de facsímil meteorológico;

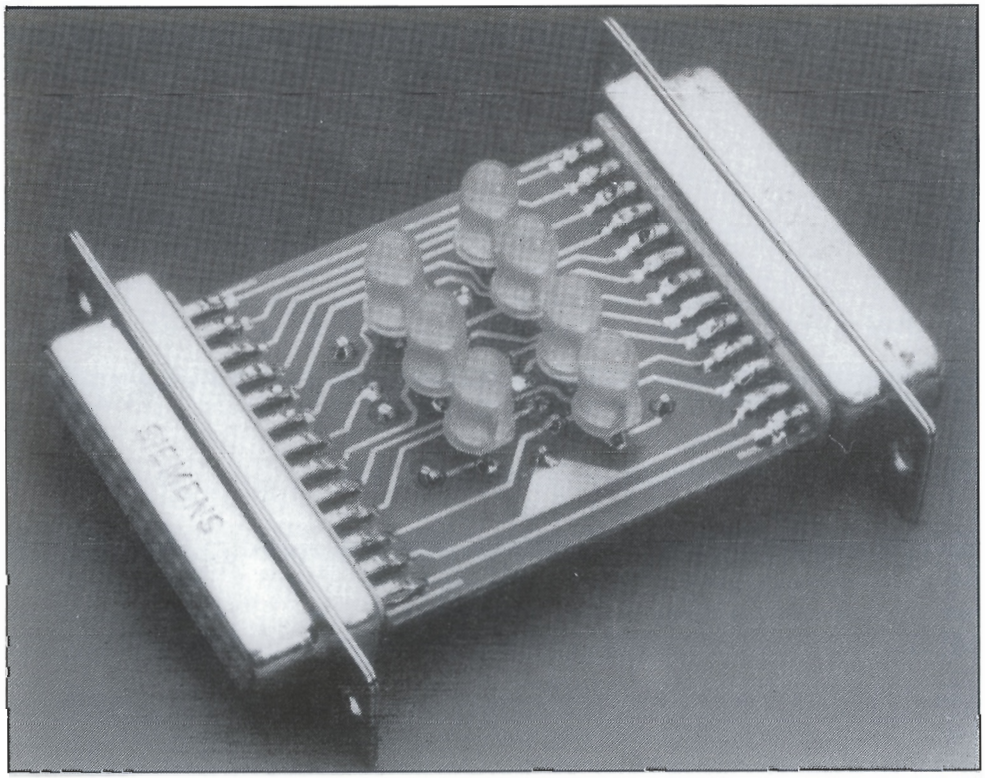
150 a 300 KHz: Radio difusión de onda larga y ocasionalmente RTTY.

Frecuencia	Estación	Potencia	Servicio
16 kHz	GBR Rugby (UK)	60 kW	Señales de tiempo durante 5 minutos precediendo a las 03.00h, 09.00h, 15.00h y 21.00h
50 kHz	RTZ Irkutsk (USSR)	50 kW	Patrón de tiempo
60 kHz	MSF Rugby (UK)	50 kW	Patrón de frecuencia y señales BCD de fecha y hora.
71 kHz	*not identified* señales horarias		
77.5 kHz	DCF77 Mainflingen (FRG)	50 kW	Patrón de frecuencia y señales BCD de fecha y hora.
117.4 kHz	DCF37 Mainflingen		Facsímil meteorológico
134.2 kHz	DCF54 Mainflingen		Facsímil meteorológico.
139.0 kHz	DCF39 Mainflingen		Facsímil meteorológico fotofacsímil.

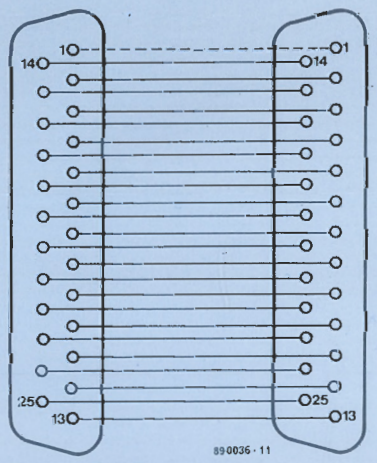
Las comunicaciones serie entre ordenadores y equipos periféricos, o bien de ordenadores ente sí, basadas en el estándar RS-232 resultan bastante complicadas la primera vez. Gran parte de los usuarios de ordenador han sufrido alguna vez durante la realización de una conexión serie a causa de «no poder ver lo que ocurre» en las líneas de datos y protocolos. El voltímetro resulta excesivamente lento en estos casos, y no siempre se dispone de un osciloscopio para poder visualizar, aunque sea de una en una, o de dos en dos, todas las líneas. El pequeño monitor que presentamos aquí resuelve ampliamente este complicado problema.

MONITOR RS-232

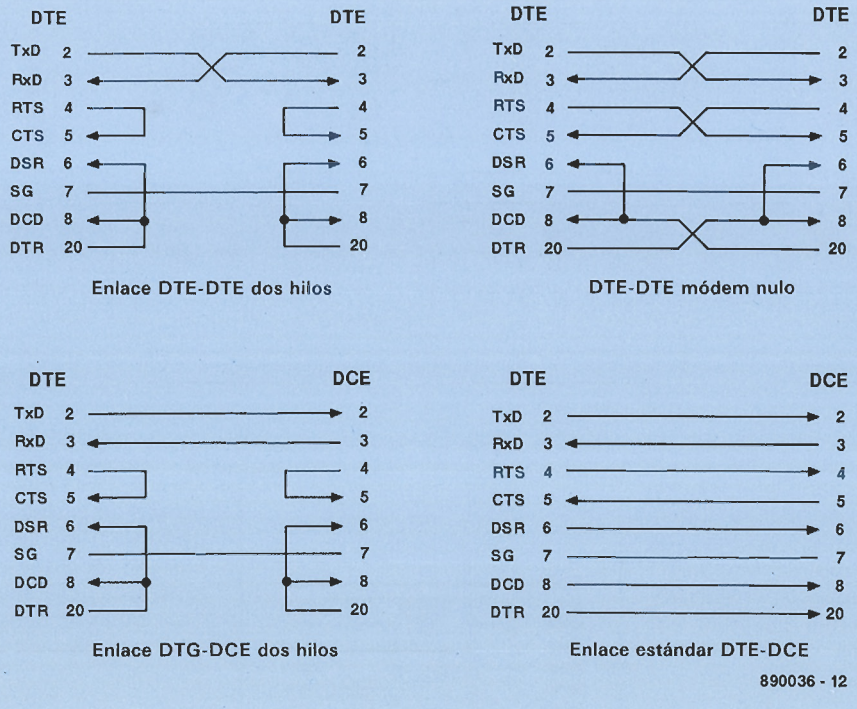
Las conexiones, salidas de ordenador, y cables necesarios con el estándar RS-232 son tan habituales actualmente que en muchos casos se olvida, o simplemente no se conoce, la aplicación original de la interconexión serie. En el mundo de los ordenadores resulta algo habitual que cualquier conexión Rs-232 «diferente del estándar» (aunque sólo sea ligeramente distinta, e incluso en el caso de la denominada conexión de «módem nulo») conlleva una gran cantidad de tiempo hasta conseguir su correcto funcionamiento. En estos casos, resulta de gran ayuda disponer de una sencilla herramienta que nos permita visualizar la actividad de las señales de datos y protocolo. Antes de comenzar la descripción del funcionamiento y construcción de dicha herramienta, resulta útil hacer una breve recapitulación del funcionamiento básico de la propia interconexión RS-232.



1



2



890036 - 12

Estándar RS-232: correcto mientras funciona

Las señales disponibles en un conector Rs-232, ya sea macho o hembra, de 9 o 25 patillas, están en principio pensadas únicamente para asegurar la correcta transmisión y recepción de datos desde un equipo denominado DTE («Data Terminal Equipment», equipo terminal de datos) a un DCE («Data Communication Equipment», equipo de comunicación de datos). Un DTE es generalmente cualquier fuente de datos, aunque más habitualmente se trata de un ordenador. Un DCE es cualquier dispositivo que convierte los datos de manera que puedan ser transportados una cierta distancia hasta el sistema de recepción. El ejemplo más conocido de equipo DCE es el Módem (MOdulator/DEModulator) para teléfono.

El interface RS-232 está especificado para conectar un DTE con un DCE mediante hilos que conectan las patillas con la misma numeración de los conectores en ambos extremos; esto es, la patilla 1 de DTE con la 1 del DCE, la patilla 2 del DTE con la 2 del DCE, etc... (ver figura 1). De forma similar, las funciones de la señal están asignadas de forma que la transmisión de datos sea óptima en este cable multi-hilo, pero esencialmente sencillo de realizar (ver tabla 1).

DTE a DTE: conexión de módem nulo

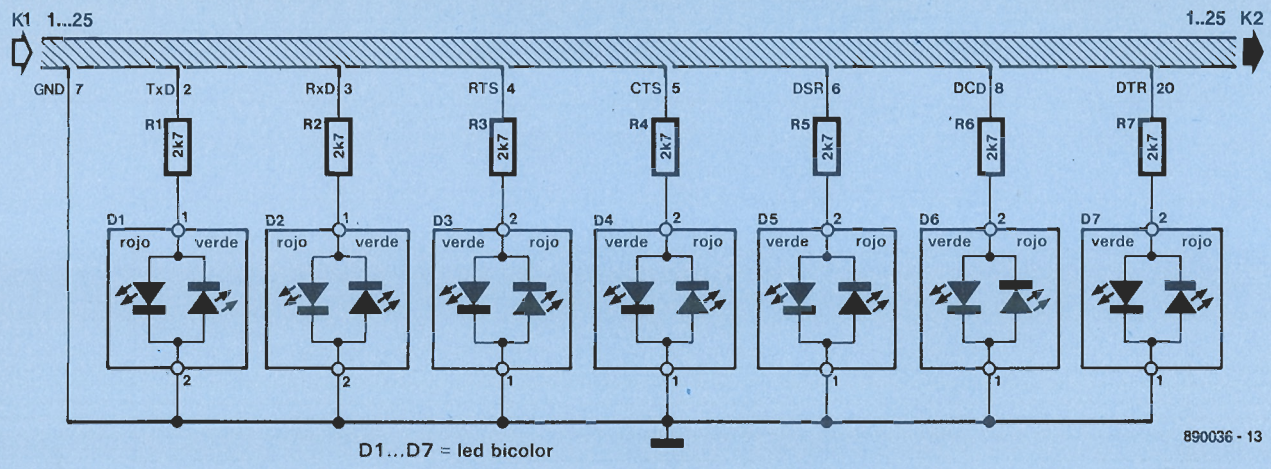
Todo iba bien, y era sencillo de realizar, en el interface RS-232 hasta que, a comienzos de los setenta, a alguien se le ocurrió transferir ficheros entre dos ordenadores (DTE) utilizando los conectores de RS-232. Este tipo de conexión entre dos dispositivos DTE no estaba contemplada ni especificada ni soportada por el estándar RS-232, y eliminaba un buen número de señales de protocolo. La denominada conexión de «módem nulo» mostrada en la figura 2 es conocida actualmente por cualquier usuario de PC como un cable de 6 hilos (excluyendo la masa que, en un sentido estricto, no transporta señal en el cable) con una interconexión, 6-8, en cada conector. De hecho, la conexión de módem nulo no es en absoluto un módem (de ahí su nombre), sino que actúa como un único DCE «visto» por dos ordenadores (DTE).

La otra solución, más sencilla todavía, para la comunicación DTE-DTE es la conexión de dos hilos, también mostrada en la figura 2. Dado que esta conexión sólo proporciona protocolo a cada ordenador individual, y no entre ambos ordenadores, puede causar problemas con velocidades de transmisión relativamente altas. Para la mayor parte de los PC y compatibles, con la ejecución de una sencilla instrucción COPY COM1: los problemas se presentan a partir de 9.600 bit/s.

El intento de algunos usuarios de PC para introducir protocolos en la transferencia de ficheros ordenador-ordenador a menudo caen en un uso ligera pero esencialmente diferente de los puertos serie; las señales disponibles por dos DTE no siempre resultan adecuadas para este propósito. No hay que olvidar que, al menos en el origen, el interface estaba previsto para conectarse a un DCE, y no a un DTE. En estos casos, los experimentos resultan altamente dependientes de la máquina específica empleada, y no garantizan resultados satisfactorios en otras configuraciones diferentes de sistemas y equipos.

Volviendo a recalcar que el estándar RS-232 fue concebido originalmente, y resulta todavía perfectamente válido, para realizar una comunicación bidireccional entre un DTE y un DCE, resulta bastante fácil deducir que la mayor parte de los problemas de

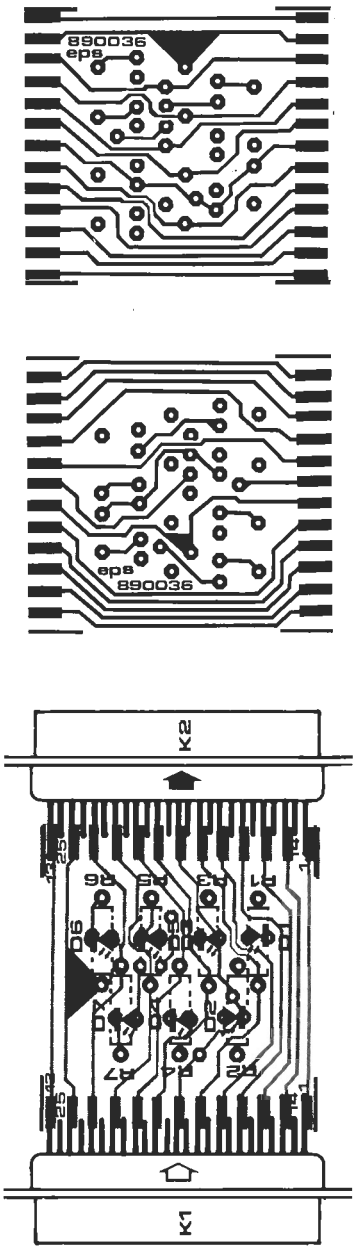
3



compatibilidad experimentados actualmente están causados por aplicaciones y configuraciones no estándar del mismo. Sin embargo, y debido a la rápida expansión de las comunicaciones basadas en ordenadores, hoy día las aplicaciones que se salen del estándar resultan, con mucho, más numerosas que las que se ajustan a él. A menudo el interface RS-232 es injustamente criticado por una innecesaria complejidad al ser usado en configuraciones para las cuales jamás fue imaginado que podrían ser empleadas.

Parte de la confusión creada en torno a este interface proviene del rápido crecimiento e implementación de los microprocesadores. De los antiguos equipos DCE que meramente suministraban señales lógicas para indicar un cierto estado, se ha pasado a existencia de equipos DCE tan inteligentes como los DTE. Este elevado nivel de inteligencia ha obligado al empleo diferente de algunas señales, e incluso a la introducción de señales de control totalmente nuevas, incluso en patillas inicialmente no empleadas, o utilizadas de diferente manera, y todo ello al arbitrio de cada fabricante. Ejemplos de interconexiones serie que son definitivamente específicas de una marca son, por ejemplo, la salida serie de los PC (El famoso conector de 9 patillas), las impresoras láser con Postcript (que pueden «hablar» con el ordenador) así como el empleo de tensiones no simétricas en las líneas (como el uso de señales extraídas de una alimentación digital de +5 V), así como muchas impresoras de puntos (que incluyen «exóticas» líneas de control), módems inteligentes, scanners y otros digitalizadores, todos ellos empleados de forma masiva en torno a los PC. Por todo ello, resulta imprescindible una herramienta que permite al «experto en comunicaciones» localizar rápidamente un problema si la unión serie no trabaja como es debido.

4



Descripción del circuito

El esquema de la figura 3 muestra que el indicador de señal está construido a base de unos cuantos led bicolores, sus resistencias serie asociados, dos conectores, y una placa de circuito impreso cuyo diseño se muestra en la figura 4. Esta placa lleva las 25 patillas del conector hembra tipo D25, K1, situado en un extremo, directamente a las patillas del conector macho situado en el otro lado. Siete de las líneas entre K1 y K2 están derivadas para excitar los led bicolores encargados de indicar el nivel lógico de corriente. Las 7 líneas que están controladas son aquellas consideradas generalmente como indispensables para la correcta transferencia de datos con un enlace RS-232.

Referente a la definición de los niveles lógicos empleados en las líneas de RS-232, conviene recordar que el nivel lógico 1 corresponde a una tensión negativa, y el nivel lógico cero a una tensión positiva. Esto se aplica tanto a las líneas de datos como a las de control.

Construcción

El circuito impreso se ha diseñado de forma que sea lo sufi-

cientemente pequeño como para asegurar que el monitor RS-232 es robusto y fácil de transportar. Los islotes de cobre situados en los extremos de la placa permiten el empleo de conectores D25 (macho y hembra) del tipo de conexión a cables, en lugar de los modelos especiales para circuito impreso, con el consiguiente ahorro. Una vez realizada la soldadura por ambas caras, se dispone de un conjunto compacto de una excelente rigidez mecánica. Se recomienda colocar los dos led correspondientes a las líneas RxD (Recepción de datos) y TxD (Transmisión de datos) con la polaridad invertida respecto a los otros 5 led, como se indica en el esquema, de forma que un led verde encendido corresponda siempre a un nivel lógico alto.

El acabado final del monitor RS-232 depende del gusto individual. La placa completa puede ser incorporada en una caja de plástico, o bien emplear las tapas de plástico de los conectores D25 para fabricar una cubierta del circuito impreso, o incluso emplear alguna pasta o resina, posteriormente recubierta de barniz, para englobar el montaje.

Tabla 1

Patilla	Señal	Función	DTE	DCE
1	CG	Masa chasis		
2	TxD	Transmisión datos	Salida	Entrada
3	RxD	Recepción datos	Entrada	Salida
4	RTS	Interrogar para enviar	Salida	Entrada
5	CTS	Borrar para enviar	Entrada	Salida
6	DSR	Datos preparados	Entrada	Salida
7	SG	Masa de señal		
8	DCD	Detección de portadora	Entrada	Salida
9		Tensión positiva de prueba		
10		Tensión negativa de prueba		
11		No asignada (libre)		
12	SDCD	DCD secundario	Entrada	Salida
13	SCTS	CTS secundario	Entrada	Salida
14	STxD	TxD secundario	Salida	Entrada
15	TxC	Reloj de transmisión (DCE)	Entrada	Salida
16	SRxD	RxD secundario	Entrada	Salida
17	RxC	Reloj de recepción	Entrada	Salida
18		No asignada (libre)		
19	SRTS	RTS secundario	Salida	Entrada
20	DTR	Terminal de datos preparado	Salida	Entrada
21	SQ	Detector de calidad de señal	Entrada	Salida
22	RI	Indicador de timbre (de llamada)	Entrada	Salida
23	SEL	Selector de velocidad DTE	Entrada	Salida
24	TCK	Selector de velocidad DCE	Salida	Entrada
25	BSY	Línea de datos ocupada	Entrada	Salida



CURSO TECNICO DE INTRODUCCION A LA ELECTRONICA

Este curso pretende actuar como directriz para todo aquél que desee introducirse en el cálculo y diseño de circuitos con semiconductores. Para facilitar el aprendizaje, se presentan los diversos circuitos de una forma más simple y didáctica. Con una mínima preparación teórica y matemática el lector consigue desenvolverse en el tema del diseño electrónico.

EDICIONES INGELEK

Pida su ejemplar en el (91) 2556325

Plza. República Ecuador, 2. 1.º
28016 Madrid, Teléf.: 4579424

Aunque hay actualmente disponibles una gran variedad de módulos de visualización de cristal líquido (LCD, Liquid Crystal Display), tanto en su forma como en sus dimensiones, sus particulares entradas serie requieren un interface para permitir su conexión al bus de un ordenador. El interface que aquí describiremos es versátil y relativamente sencillo de configurar y programar desde el punto de vista de un dispositivo conectado a un bus, para un gran número de ordenadores personales. Aunque la aplicación que presentamos está fundamentalmente enfocada al módulo LCD matricial de 400 × 64 puntos LM40001 de Sharp, la tarjeta de interface es también adecuada para varias unidades similares de las series LM de Hitachi.

CONTROLADOR PARA PANTALLAS LCD DE ALTA RESOLUCIÓN CON INTERFACE PARA BUS (1ª PARTE)

Figura 1. Diagrama de bloques del interface universal para pantallas de cristal líquido.

Las pantallas de cristal líquido (LCD) destinadas a aplicaciones de texto y gráficos se suministran generalmente en forma de un panel reflexivo (Los visualizadores de cristal líquido «reflejan» la luz ambiente cuando sus segmentos están polarizados de cierta manera) protegido por un cristal (la pantalla real), y una tarjeta controladora unida a su parte posterior. El controlador traduce los datos recibidos en su entrada serie en señales adecuadas para el panel reflexivo. Estas señales se manifiestan como grupos de puntos que forman caracteres legibles o gráficos. En la mayoría de los casos los controladores LC poseen una ROM de caracteres incorporada. El formato serie empleado para controlar los módulos de visualización de cristal líquido no guarda ninguna similitud con los estándares conocidos, como por ejemplo el RS232. Cuando en un ordenador se desea utilizar un módulo de visualización LC inteligente y de relativamente alta resolución, como por ejemplo el LM40001, es necesario emplear un circuito de interface como el que se describe en este artículo.

Entre los ordenadores que pueden conectarse al interface men-

cionado se encuentran los siguientes:

— Sistemas basados en el 6502 (C64, C128, Acorn).

— Sistemas basados en el Z80 (ordenadores CP/M y MSX).

— PC's IBM y comptatibles.

— El ordenador BASIC, de Elektor (1).

Además, debe destacarse que el interface LCD puede controlarse completamente desde BASIC.

Pantallas de cristal líquido

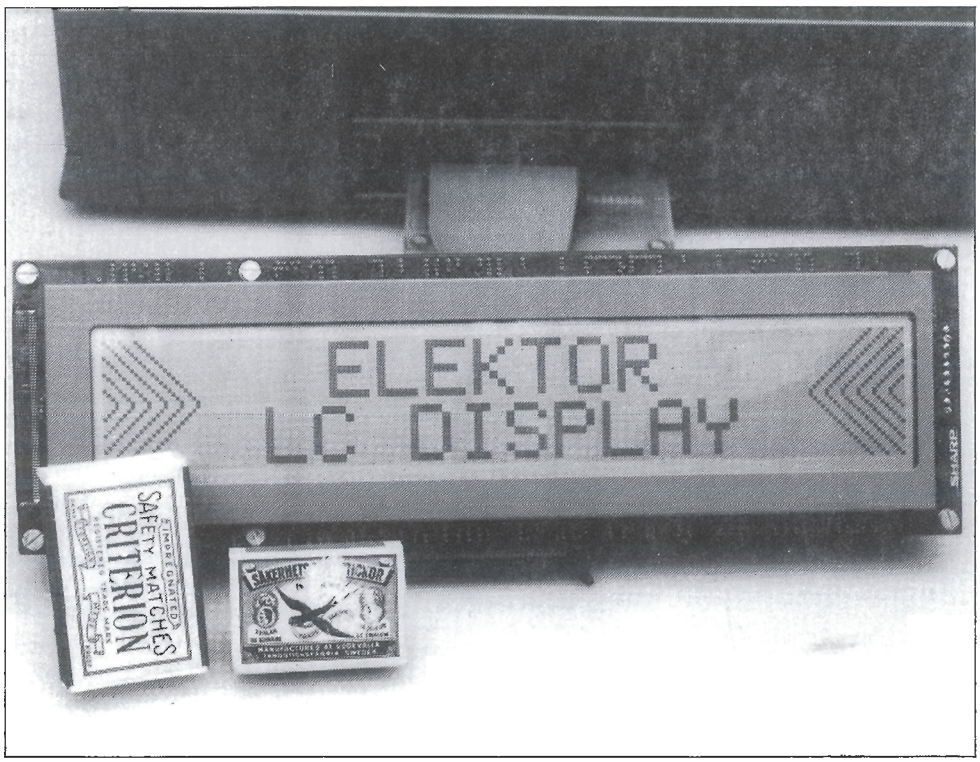
Aunque estrictamente hablando el LM40001 de Sharp es un módulo de visualización de cristal líquido, es más adecuado denominarle pantalla de cristal líquido, debido a su gran superficie visible (220 × 35 mm), y a su capacidad de interpretar datos como información gráfica (pueden direccionarse los puntos de forma individual). Esto contrasta con la mayoría de los módulos LCD menores, que en general sólo son capaces de visualizar texto y números en 1, 2 ó a veces en 4 líneas, dependiendo del tamaño.

Una pantalla de cristal líquido está esencialmente formada por una matriz de puntos, sin ningún carácter predefinido. El interface que describimos aquí, junto con el controlador incorporado al módulo de la pantalla de cristal líquido, permite combinar los puntos para formar caracteres legibles, del mismo modo que en una pantalla de TV o en una impresora matricial.

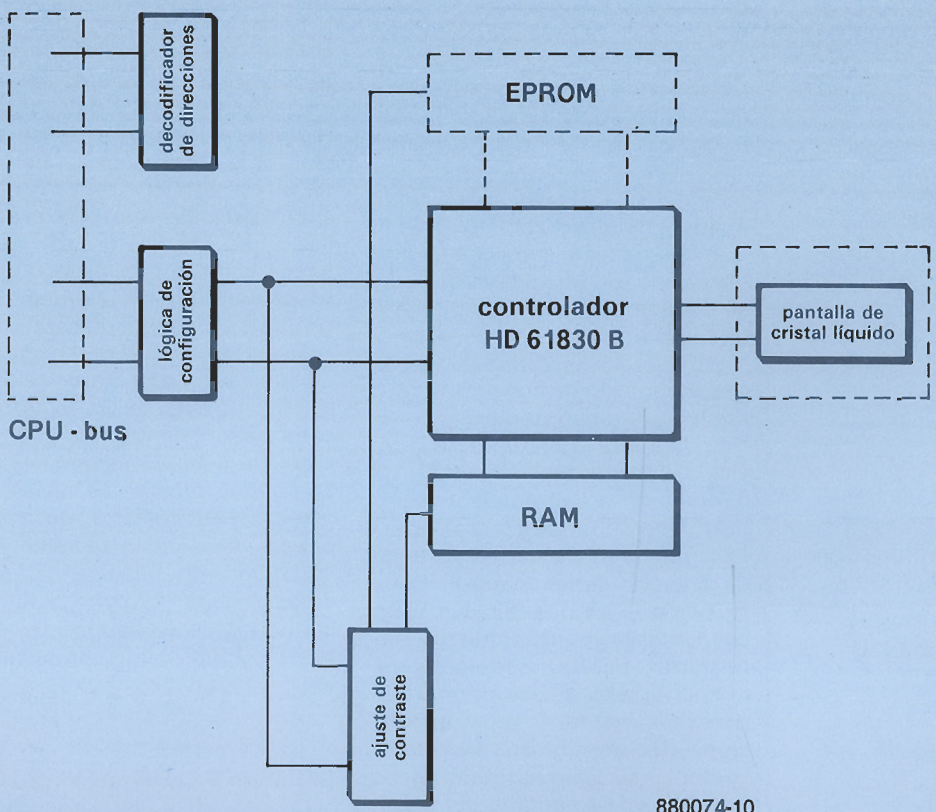
Aunque el prototipo del interface se desarrolló, verificó y utilizó con el módulo LM40001 de Sharp, puede conectarse directamente a los módulos LM200, LM021, LM212 y LM211 de Hitachi.

Funcionamiento

El diagrama de bloques de la figura 1 muestra el decodificador de direcciones necesario para incluir la pantalla de cristal líquido en una zona de memoria del ordenador. Dependiendo del tipo de procesador que posea el ordenador, tales direcciones pueden estar en la memoria real (por ejemplo en los sistemas basados en el 6502), o en el segmento de E/S (como por ejemplo, en los sistemas basados en el Z80). La lógica de configuración, mostrada



1



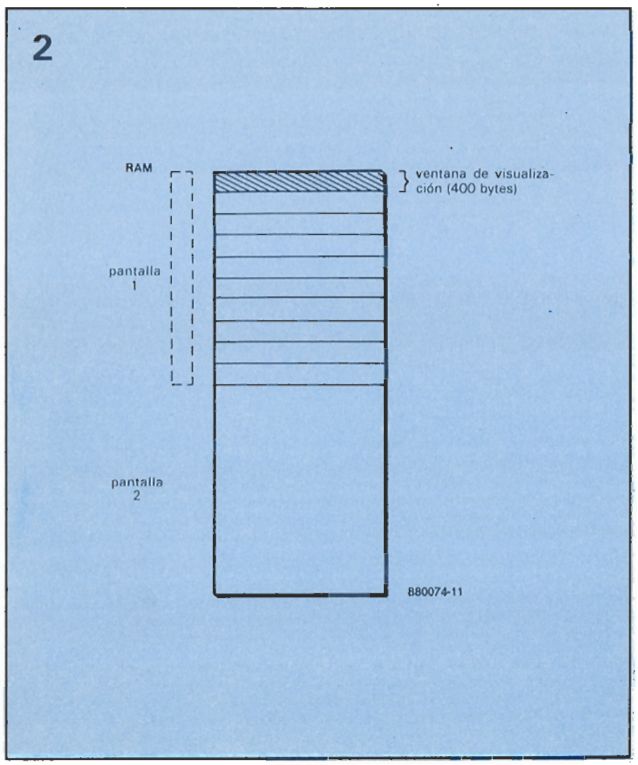


Figura 2. Cada memoria de pantalla de 4 Kbytes está subdividida en diez ventanas de 400 bytes.

Figura 3. Esquema del circuito del interface universal para pantallas de cristal líquido de alta resolución. La configuración de los puentes debe hacerse de acuerdo con el tipo de ordenador que vaya a controlar el circuito.

como un bloque separado en la figura 1, es necesaria para asegurar la correcta temporización y combinación de los pulsos para el interface.

El bloque de RAM de 8 Kbytes se divide en dos segmentos de 4 Kbytes mediante un controlador dedicado de LCD's, el HD61830B de Hitachi. En modo texto, cada memoria de pantalla de 4 Kbytes contiene los datos de diez ventanas de texto. En modo gráfico, dicha memoria contiene una pantalla gráfica. La diferencia de capacidad que se da entre el modo alfanumérico y el gráfico es debida a que cualquier carácter ASCII, formado por una compleja combinación de puntos, puede invocarse mediante un único byte, mientras que en modo gráfico, el mismo byte sólo es capaz de representar una línea horizontal de 8 puntos (un bit por punto).

En la figura 2 puede verse la división interna de la memoria de pantalla en las ventanas a visualizar. Una señal de control externa proporcionada por un sistema de enclavamiento («latch») divide la memoria en dos mitades iguales. La dirección de comienzo determina las 400 posiciones de memoria que aparecerán en la pantalla («ventana de visualización»). De aquí el que haya diez ventanas de texto (4096/400). La posición en la pantalla del próximo carácter cargado es determinada por la dirección del cursor, que se incrementa automáticamente en una unidad tras la visualización por parte del controlador del carácter actual.

Comenzando con el cursor en la dirección 0, y suponiendo que la dirección de comienzo no se cambia, los caracteres que siguen al 400 no se visualizan, pero permanecen almacenados en la memoria de pantalla. Pasan a ser visibles únicamente cuando la dirección base o de comienzo se incrementa de forma adecuada. Los datos antiguos desaparecen de la pantalla, pero permanecen en la memoria de pantalla. Sin embargo, la posición de memoria 0 se sobreescribe con datos nuevos cuando la memoria de pantalla se llena. El desplazamiento del texto línea a línea o pantalla a pantalla es fácil de efectuar incrementando las direcciones de comienzo del cursor en pasos de 8 ó 50 respectivamente, suponiendo que la pantalla de cristal líquido se ha programado para visualizar 8 líneas de 50 caracteres cada una.

En modo gráfico hacen falta 50 bytes para representar una línea horizontal. La resolución vertical es de 64 puntos, así que una pantalla gráfica completa queda descrita con $50 \times 64 = 3.200$ bytes. Esto implica que la memoria de pantalla (4 Kbytes) puede contener una pantalla gráfica, quedando libres 896 bytes.

El controlador empleado en el circuito de interface es un circuito integrado relativamente complejo. Tiene una ROM de caracteres incorporada, y se ocupa además de la conversión paralelo-serie de los datos entregados por el circuito de interface del ordenador. Si se añade una EPROM externa (opcional), el usuario tiene la posibilidad de emplear tres conjuntos distintos de caracteres.

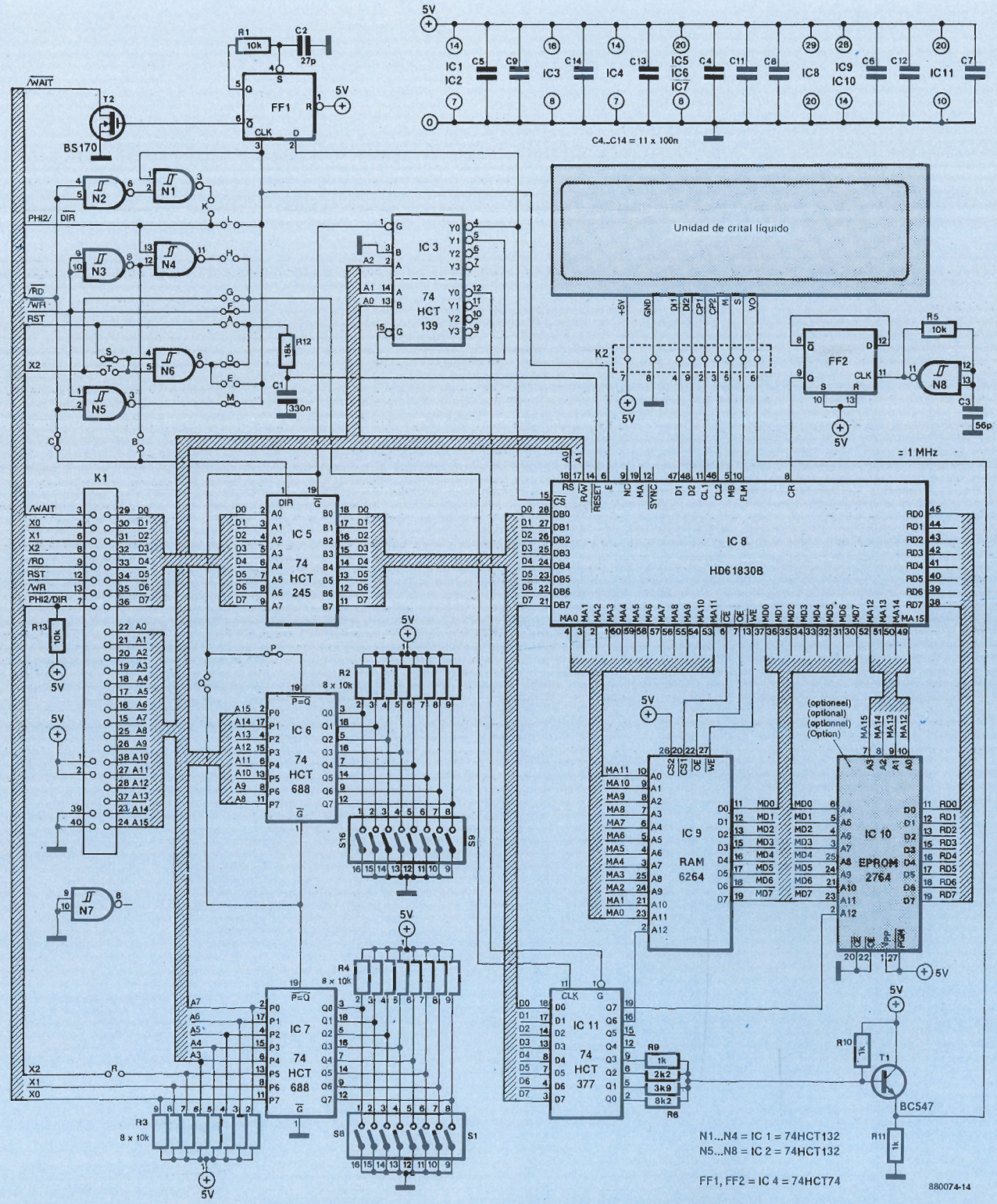
El último bloque de la figura 1 es el circuito de control del contraste. A través de un registro se controla un conversor D/A discreto de 4 bits, mediante el que se pueden ajustar 16 niveles de contraste. El registro, de acceso directo, se emplea también para conmutar entre las dos memorias de pantalla de 4 Kbytes, y los dos conjuntos de caracteres residentes en EPROM, que son opcionales.

Descripción del circuito

La complejidad del circuito mostrado en la figura 3 es sólo aparente, y está ocasionada sobre todo por la capacidad del interface de ser empleado con diversos tipos diferentes de ordenador. El conector K1 interconecta la CPU del ordenador al interface de la pantalla de cristal líquido. Los integrados IC6 e IC7, junto con bloques de interruptores DIL (Dual In Line) de 8 contactos, forman un decodificador de direcciones preajustables de 16 bits, para ubicar la tarjeta en un lugar determinado de la memoria del ordenador. Cuando el patrón de bits establecido mediante los interruptores DIL coincide con los bits del bus de direcciones menos significativas no se hallan conectadas al decodificador de direcciones, y aparecen como X0, X1 y X2 en el bus interno del interface. Esta disposición permite la combinación con la decodificación de direcciones, de señales dependientes del sistema. En el caso del PC IBM, por ejemplo, X0 lleva la señal AEN. Del mismo modo, con los sistemas MSX, la línea X2 lleva la señal IOREQ, y X0 la señal M1 del bus (X1 no se emplea, y el puente R no se coloca). El interface ocupa 8 posiciones de memoria, 5 de las cuales se emplean para direccionar registros (ver la tabla 1). El circuito IC5 funciona como etapa separadora bidireccional del bus de datos. Junto con IC3, que es un decodificador de señales internas, es activado cuando se selecciona el interface mediante el bus de direcciones del ordenador. Las puertas N1 a N6 convierten y combinan las señales de control proporcionadas por el bus del microprocesador.

La tabla 2 da información de las conexiones del bus, y lista las configuraciones de los puentes del A al T, de acuerdo con el tipo de ordenador empleado.

Se ha incluido en el interface una señal de salida WAIT, para asegurar un funcionamiento correcto del controlador cuando éste se halle conectado a un bus de ordenador relativamente rápido. El biestable FF1 es un multivibrador monoestable que fuerza la señal WAIT a estado bajo a través del FET T2. Su período es de alrededor de 450 ns, establecido mediante la red R1-C2. WAIT es una línea en colector abierto que puede conectarse a una red AND cableada, de la forma que se utiliza en los PC IBM (8088/8086) y en los micros MSX (Z80). Evidentemente, la señal WAIT no se emplea en aquellos sistemas en los que no es necesaria.


Unidad de crital liquido
IC 8
HD61830B
IC 9
RAM
6264
IC 10
EPROM
2764
IC 5
74
HCT
245
IC 6
74
HCT
688
IC 7
74
HCT
688
IC 11
74
HCT
377
IC 3
74
HCT
139
FF1
FF2
K1
K2
T1
T2
BS170
BC547
C4..C14 = 11 x 100n
= 1 MHz
N1...N4 = IC 1 = 74HCT132
N5...N8 = IC 2 = 74HCT132
FF1, FF2 = IC 4 = 74HCT74
880074-14

Lista de componentes:

Resistencias (± 5 %):

R1; R5; R13=10K
R2; R3; R4=Matriz de resistencias SIL 8×10K
R6=8K2
R7=3K9
R8=2K2
R9; R10; R11=1K
R12=18K

Condensadores:

C1=330n
C2=27p
C3=56p
C4...C14 incl.=100n

Semiconductores:

T1=BC547B
T2=BS170
IC1; IC2=74HCT132
IC3=74CT139
IC4=74HCT74
IC5=74HCT245
IC6; IC7=74HCT688
IC8=HD61830B (Hitachi)
IC9=6264 ó 8264 8K×8RAM estática
IC10=2764 (conjunto opcional de caracteres EPROM, disponible a través del servicio EPS con la referencia ESS 560).
IC11=74HCT377

Varios:

S1...S8 incl.; S9...S16 incl.=2 bloques DIL de 8 interruptores.
K1=Confesor macho adodado de 40 pastillas para placa de circuito impreso.
K2=Conector SIL de 10 patillas.
EPS 880074
Visualizador LCD

4

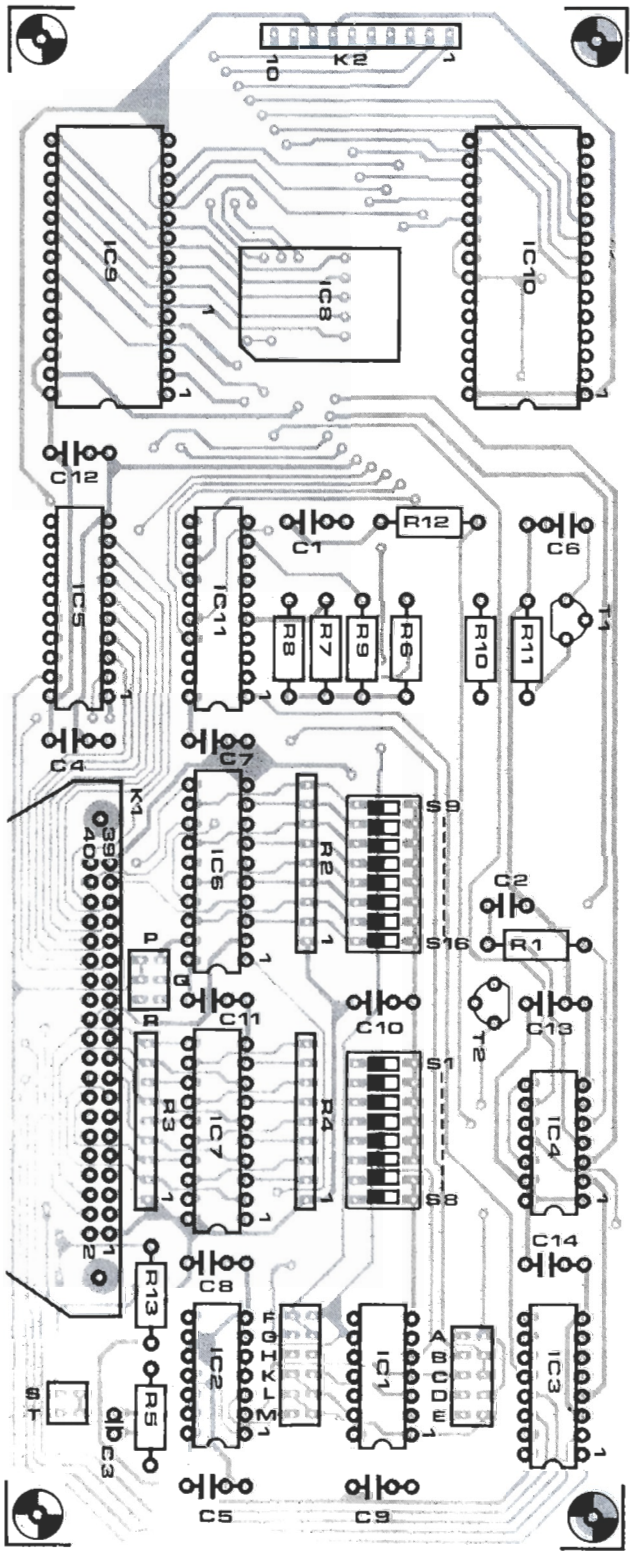


Figura 4. Plano de la disposición de los componentes en la tarjeta de circuito impreso del interface para pantallas de cristal líquido. Esta placa puede conseguirse a través del servicio EPS.

Tabla 1. Registros de Datos/Control

Direcciones	A15/A3	A2	A1	A0
DATA-WR	x	0	0	0
CTRL-WR	x	0	0	1
DATA-RD	x	0	1	0
CTRL-RD	x	0	1	1
LATCH	x	1	0	0

La entrada RESET del controlador IC8, está conectada a la línea RESET de la CPU a través de un filtro paso-bajo, R12-C1, que sirve para eliminar los pulsos provocados por ruido.

IC11 es el circuito de enclavamiento ya comentado en el circuito de ajuste del contraste. Sus salidas, Q0 a Q3, controlan el conversor D/A discreto, formado por R6-R9-T1. De las cuatro salidas restantes de IC11 sólo se emplean dos; Q6 como la línea A12 de los 4 Kbytes de la RAM de pantalla, IC9, y Q7 lo mismo para la EPROM de caracteres, IC10, respectivamente. Es posible almacenar cuatro conjuntos de caracteres de pantalla en EPROM empleando el integrado 27128, de 16 Kbytes, y una de las dos restantes salidas de IC11 como la línea de direcciones 14.

El generador de reloj para el integrado controlador está realizado con un oscilador RC, N8. La frecuencia exacta del reloj no es demasiado importante, pero para el HD61830B sí es importante el que tal señal de reloj sea simétrica; de aquí el uso de un biestable divisor por dos, FF2.

Una conexión del interface algo infrecuente es la de la entrada R/W del controlador a la línea de direcciones A1. Se adoptó esta solución para evitar problemas con las temporizaciones. Los niveles de lectura y escritura deben estar disponibles 140 ns después del pulso de activación, que a su vez debería tener una duración mínima de 440 ns. La conexión de A1 a la línea R/W produce direcciones diferentes para las operaciones de lectura y escritura en los registros del interface (ver la tabla 1).

Construcción

El interface para pantallas de cristal líquido está construido en una placa de circuito impreso metaliza de doble cara (ver figura 4). No se da la disposición de las pistas debido a que esta placa es prácticamente imposible de hacer por otros procedimientos distintos a los fotográficos, mientras que el metalizado sólo puede hacerse por lo general en talleres especializados. El tamaño de la tarjeta, una vez montada, es tal que puede fijarse a la tarjeta controladora de la unidad LM40001.

Las NTC son componentes captadores de temperatura que se utilizan para numerosas y variadas aplicaciones. Existen en el mercado NTC de todas las formas y valores. Sin embargo, estos elementos tienen una curva de respuesta no lineal. Esto implica que, para aplicaciones analógicas, sea necesario un amplificador corrector; y en el caso de aplicaciones digitales, serán necesarios algunos cálculos.

MEDICIÓN DE LA TEMPERATURA CON NTC

El presente artículo pretende realizar una aproximación a las NTC (componentes electrónicos que varían su resistencia en función de un coeficiente negativo de temperatura, es decir que a mayor temperatura, las NTC presentan menos resistencia).

Antes de pasar a la parte práctica del artículo, en la que explicaremos la linearización de la curva característica, debemos localizar, en cada caso, la NTC adecuada. En este caso hemos buscado una resistencia de coeficiente de temperatura negativo importante (entre 3 y 6°/K).

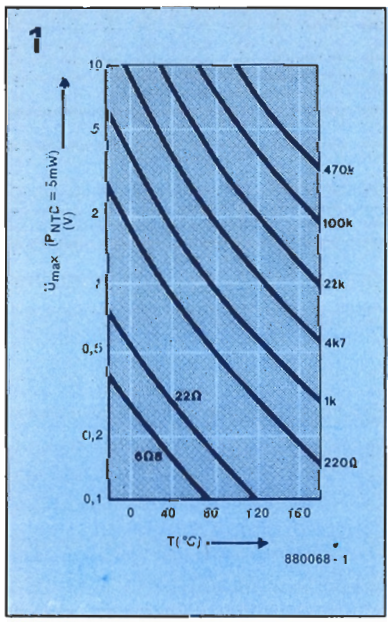


Figura 1. Estas curvas nos demuestran que, para mantener constante la potencia disipada en la NTC, debemos disminuir la tensión a medida que va aumentando la temperatura del componente en sí.

La elección de la NTC

Uno de los factores más importantes a tener en cuenta para la elección de este peculiar componente, es la técnica de fabricación, que debe responder a la exigida para la aplicación a la que la vayamos a destinar. Por ejemplo, podemos encontrar en el mercado, NTC especialmente dedicadas a las medidas de temperatura de líquidos, aire u otros gases; otras NTC están diseñadas para medir la temperatura de objetos macizos. También podremos encontrar otro tipo de elementos «desnudos», sensibles en sentido negativo, a la temperatura, como, por ejemplo, placas de materiales muy específicos que podrán ser moldeadas según las necesidades del usuario. Una vez elegido el tipo de modelo más adecuado a la aplicación de destino, habrá que localizar la NTC que presente el valor resistivo nominal requerido, para lo que nos remitiremos al catálogo de características del fabricante. El valor resistivo nominal es la resistencia que presenta el componente, a una determinada temperatura, que en la mayoría de los casos es la temperatura ambiente normal de 25 grados C; aunque nada impide que este dato pueda ser, en algunos casos -30 o +100 grados C.

Una vez conocidos estos parámetros iniciales, la NTC nos permitirá conocer los cambios de temperatura, en función de la resistencia que presente, en cada momento. Por supuesto, la NTC en sí, no es un termómetro, luego es más correcto decir que este componente nos va a dar los valores de la temperatura a la que esté sometido, pero de forma indirecta; es decir tomando medida de la tensión que haya, en cada

momento, entre los bornes de la resistencia sensible a la temperatura. En efecto, se comprobará un aumento considerable de la señal medida, cuando se incremente alguno de los siguientes parámetros: resistencia, tensión de trabajo o carga admisible. Sin embargo, se ha de evitar una carga excesiva en la NTC, ya que de ser así, la potencia disipada por el componente en sí sería muy alta y en consecuencia aumentaría la temperatura generada por la propia resistencia, efecto este que falsearía la lectura del valor de la temperatura que se pretende medir. Una de las características importantes de la NTC es la conductividad (Gth expresada en mW/K). Esta cifra indicará la cantidad de carga por la que la NTC incrementará su valor resistivo en 1 °K (1 grado C). Recordemos que para una carga constante, la tensión debe ir disminuyendo, al tiempo que aumenta la temperatura (la tensión disminuye siguiendo la ley de Ohm, porque la resistencia disminuye). En la figura 1 podemos ver una serie de curvas características de la NTC. En este caso, estamos en presencia de varias NTC de diferentes valores nominales, todas de la serie K164 y cargadas con 5 mW. En la gráfica pueden apreciarse muy claramente dos temas: el primero es que las NTC de valor resistivo más elevado soportan un nivel de tensión mayor, y en consecuencia generan una señal de medición mucho más precisa. Por otra parte, también podemos observar que la variación de tensión es relativamente poca.

Linearización de la R/T

La característica resistencia/temperatura de las NTC es claramente no lineal, como puede observarse en las curvas de la figura 2. Aparentemente este hecho no es demasiado importante. Aunque observando con detalle la gráfica, y fijándonos en concreto en la escala de resistencias, nos daremos cuenta que se trata de una progresión logarítmica. Volvemos a encontrar esta característica, en la fórmula que permite calcular estas curvas:

$$R_T = R_N \times e^{B(1/T\ \ 1T_N)},$$

aquí R_T representa la resistencia para una temperatura T, R_N la resistencia a temperatura nominal T_N, B una constante que viene indicada en la ficha de características técnicas de la NTC, T la temperatura (en grados Kelvin). Por lo general, cuando se pretende realizar una medición de temperatura, es más cómodo, y de hecho usual, disponer de una escala lineal. La implantación de una resistencia en serie y paralelo, permitirá alcanzar un grado de linealidad aceptable. Según las exigencias de linealidad dadas, el espectro de temperaturas no deberá exceder los 50 a 100 °K. Se obtendrá una linealidad bastante adecuada, si a la resistencia R1, de la figura 3a, se le da un valor igual al valor resistivo que presenta la NTC en el centro del espectro de su temperatura de trabajo; y por otra parte se le da a R2 (resistencia paralelo), un valor 10 veces más alto. La figura 3b muestra la evolución de la tensión de señal UE, obtenida entre bornes de la red resistiva montada; también se puede observar una indicación gráfica de la potencia disipada en la NTC. La variación de esta potencia es relativamente limitada, de forma que el calentamiento resultante queda

2

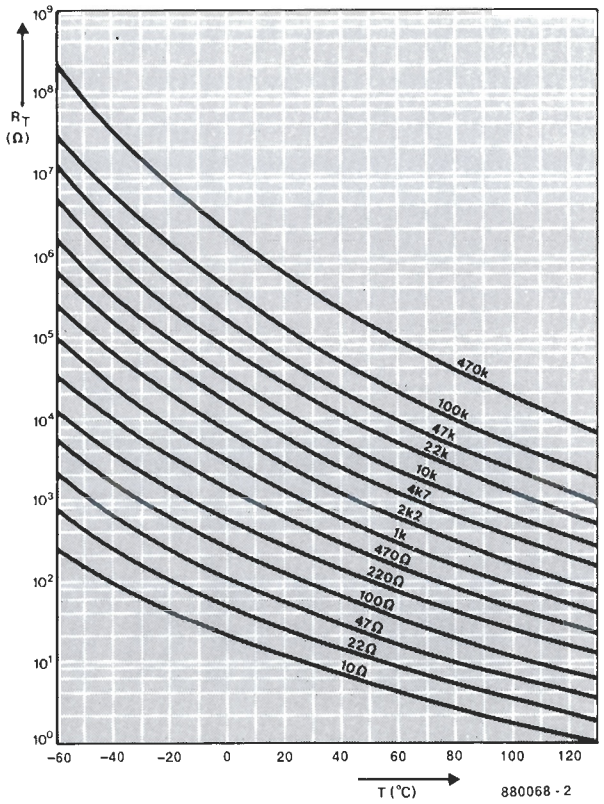


Figura 2. Gráfica de la resistencia NTC en función de la temperatura.

Tabla 1

U_s (V)	Número de intervalo	Temperatura (°C)
0	0	220
0,5	1	130,61
1	2	99,36
1,5	3	80,84
2	4	66,69
2,5	5	54,30
3	6	42,27
3,5	7	29,18
4	8	12,14
4,5	9	−32,81
5	10	−150,00

Tabla 2

```
CONST
TABLE_1: ARRAY [0..10] OF REAL
= (220,130.61,99.36,80.84,66.69,54.3,42.27,29.18,12.14,
- 32.81,-150);
INTERVAL: INTEGER = 100;

VAR F_0, F_1, F_X: REAL;
    X, XX, INTERVAL_NR: INTEGER;

{Esta función simula la presencia de convertidor A/D.
En el ejemplo indicado suponemos se trata de un
convertidor decimal que produce números 0..
..1000.
El valor 637 corresponde a una temperatura de 37,4 °C.}
FUNCTION AD_CONVERSION: INTEGER;
BEGIN
  AD_CONVERSION := 637
END;

BEGIN
  {Efectuar conversión A/D.}
  X := AD_CONVERSION;

  {Determinar en qué intervalo se encuentra X.}
  INTERVAL_NR := X DIV INTERVAL;  {INTERVAL_NR = X0}

  {Determinar la posición de X en relación a X0.}
  XX := X MOD INTERVAL;  {XX = X - X0}

  {Buscar los valores de la función en la tabla.}
  F_0 : TABLE_1 [INTERVAL_NR];
  F_1 : TABLE_1 [INTERVAL_NR + 1];

  {Efectuar la interpolación.}
  F_X := F_0 + XX * (F_1 - F_0) / INTERVAL;

  WRITELN ('LA TEMPERATURA ES DE:',F_X,' °C.')
END.
```

más o menos constante; esto es altamente beneficioso para la precisión de la medición. Sin embargo, este montaje adicional, que presentamos en la figura 3, tiene un doble inconveniente: por una parte se disminuye la sensibilidad de la NTC y por otra la necesidad de evitar una carga en esta red. Estos condicionantes no serán ningún problema para un amplificador de medida (amplificador operacional).

Aproximación digital

Si se está pensando en utilizar un ordenador para realizar el tratamiento de la medición de la temperatura, puede que valga la pena preguntarse el porqué no utilizar el ordenador también, para efectuar el proceso de «linearización» de las curvas, indispensable para el tratamiento posterior de la señal. El método más sencillo consiste en calcular la temperatura ayudándose de la fórmula antes expuesta. Si la velocidad de medición de la temperatura es un factor importante del proceso, es muy probable que los largos cálculos necesarios para la resolución de esta fórmula hagan resultar lenta la operación, en su conjunto. Englobando, en una tabla de variables algunos de los puntos de la característica, y utilizándolos en el proceso de cálculos, obtendremos una reducción muy sensible de la complejidad de las operaciones. La figura 4 muestra un sinóptico de un sistema de medida digital.

En este caso, puede extrañarnos el encontrar una red de linearización, asociada a la NTC. La presencia de esta red se explica por dos motivos: en primer lugar, midamos lo que midamos, siempre será necesario aplicar una tensión de la alimentación a la NTC (recordemos que estamos ante la presencia de un componente pasivo). A menudo se implantan NTC en un montaje de tipo puente (en este caso en semi-puente). En segundo lugar la evolución exponencial de la resistencia tiene una influencia nefasta sobre la precisión de la conversión D/A (digital/analógica). Recordemos que un paso de un bit representa una variación de temperatura cuya amplitud depende de la pendiente de la característica, con lo cual la precisión de la conversión también es variable. Las figuras 5 y 6 ilustran, por una parte la curva analógica resultante, y por otra su conversión a digital. La gran ventaja de la aproximación digital es el no limitar el entorno de temperatura, como en el caso analógico. El cálculo de

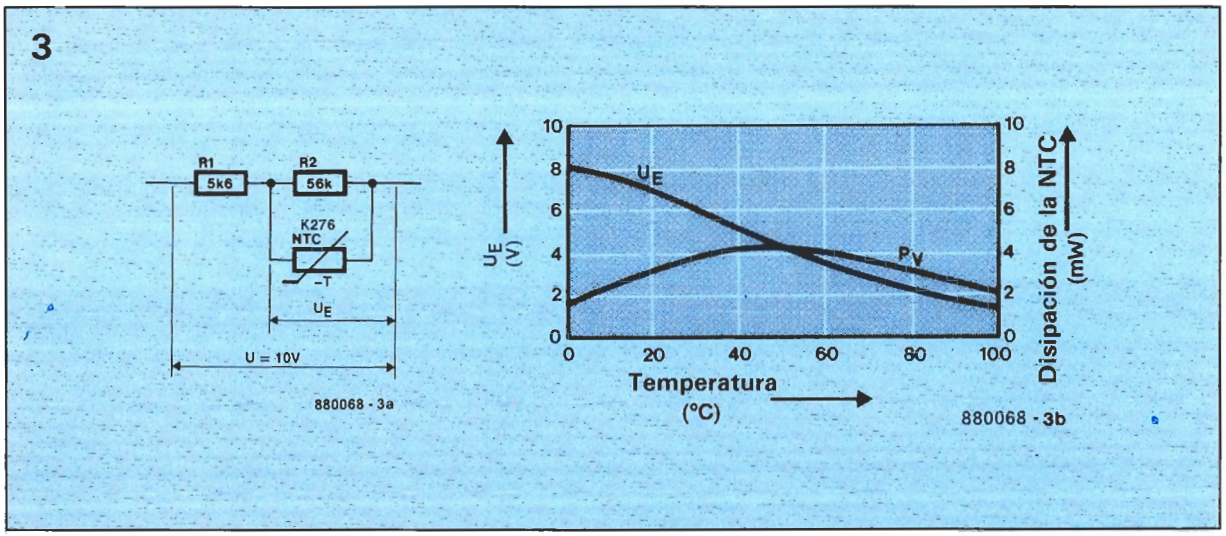


Figura 3. «Linearización» de una NTC. Las curvas de la parte 3b de la figura, nos dan la tensión UE, en bornes de la NTC, así como la potencia disipada PV.

las partes curvas se hace de forma lineal.

La figura 5 muestra la señal aplicada a un convertidor A/D de la figura 4. Una vez realizada la conversión, la resultante es la que se puede apreciar en la figura 6.

Digitalización de una característica

Este proceso permitirá el almacenamiento en memoria de ordenador de la temperatura, a una determinada tensión, mediante cierto número de puntos de la característica. La tabla 1 recoge los 10 puntos de la curva de la figura 5. El número de puntos a memorizar, para una medición, está en función de la medición requerida (para mayor precisión, mayor número de puntos). Si se utiliza un convertidor de 8 bits, almacenaremos 2.8, es decir 256 valores. Aparte de los inconvenientes prácticos, que representa esta solución, es importante destacar que se puede obtener una precisión suficiente, sin tener que llegar a un número tan elevado de valores. En efecto, el ordenador es capaz, partiendo de dos valores conocidos, de interpolar uno u otro valor intermedio. La interpolación lineal es el procedimiento más sencillo; en tal caso, se supone que la curva que une dos puntos conocidos de una gráfica es una línea recta (figura 7). Se puede calcular un valor intermedio f_x, mediante la fórmula siguiente:

$$f_x = f_0 + (x - x_0)\,(f_1 - f_0)/(x_1 - x_0).$$

Aplicando la técnica, es posible limitar al mínimo los cálculos;

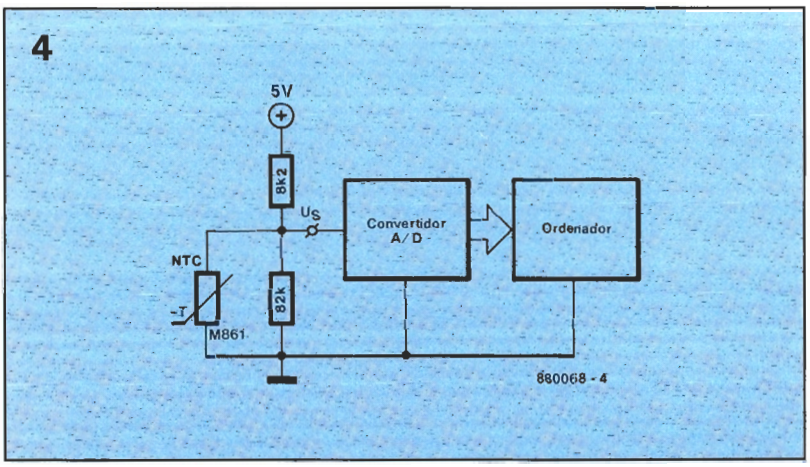


Figura 4. Principio de la medición informatizada de temperatura, partiendo de una NTC.

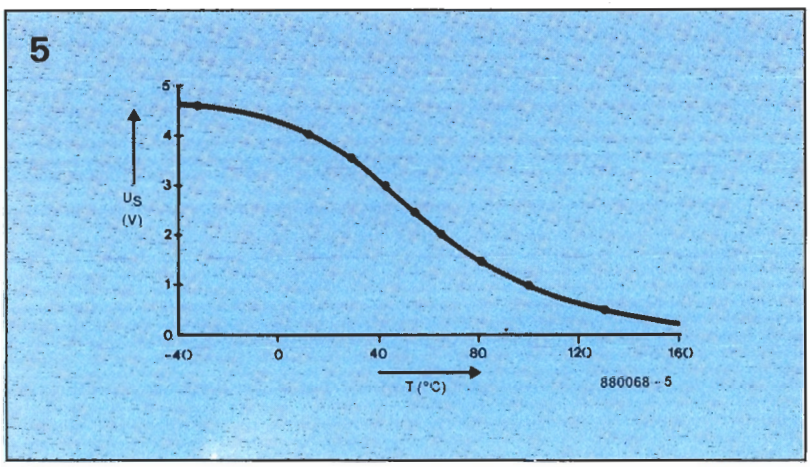


Figura 5. Señal de salida US de la red NTC de la figura 4.

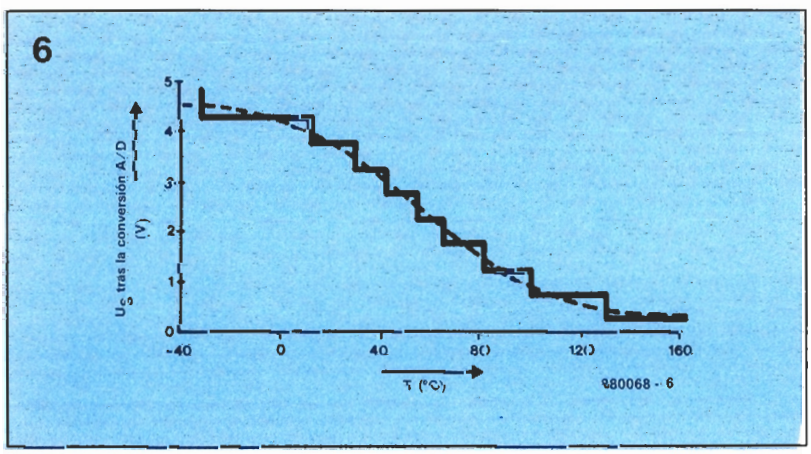


Figura 6. Resultado del tratamiento de la curva de la figura 5, pasando por un convertidor A/D.

para empezar, se confecciona una tabla de variables. Si hacemos que el intervalo entre dos puntos de medida sea constante, podemos considerar a este factor como una constante; en la fórmula, el valor del intervalo viene dado por $(x_1 - x_0)$, que en la tabla 1 es 0,5 V. Si, por otra parte conseguimos que el número de valores que toma el convertidor A/D (256 en el caso de una conversión sobre 8 bits) sea múltiplo del número de intervalos definido en la tabla, los cálculos se verán notablemente simplificados. La última simplificación consiste en utilizar las características del sistema de numeración empleado para el cálculo. El resultado del convertidor A/D (un número de varias cifras) se subdivide en dos partes: una de alta ponderación o peso y la otra de baja ponderación. La parte de más peso, las cifras del principio del número (izquierda), indican qué valor de la tabla deberemos utilizar; la parte de menos peso representa la diferencia $(x-x_0)$. Mejor veamos un ejemplo...

La tabla 2 muestra un listado de un programa escrito en PASCAL. Las bases de las que se ha partido para trabajar con el programa, son la tabla 1 y un convertidor capaz de producir números decimales de 0 a 999. Estos números, algo extraños en principio (10 siendo el número de intervalos y 1.000 el número de valores de conversión posibles), son los que convienen al sistema de numeración aquí utilizado, ya que se trata del sistema decimal. En la práctica, se tratará generalmente de valores que convengan al sistema binario, es decir a potencias de 2. Pero volviendo a nuestro ejemplo, de las tres cifras que constituyen el producto de la conversión, el primero indica en qué intervalo se sitúa x (intervalo NR) y las dos últimas cifras indican la posición de x con respecto a x_0 $(x-x_0)$. Los lenguajes informáticos de alto nivel no permiten utilizar de la mejor manera las ventajas de este método, sino que por lo contrario, esta forma de determinar el intervalo en el que se encuentra x y de proceder a la localización de $(x-x_0)$, resultan ser de una gran sencillez en cuanto se trabaja en código máquina. La división del resultado de la conversión, en una parte de más peso y otra de menos peso, se obtiene por desplazamiento hacia la derecha de x, un número dado de veces, y por la puesta a cero de los bits de mayor peso, con la ayuda de una operación lógica AND. Entonces ya es más sencillo «pescar» los valores interesantes de la tabla, por direccionamiento indexado. Las instrucciones requeridas para esta operación, son las que tienen de por sí, la mayoría de los microprocesadores, por lo que no se necesitan subprogramas complicados.

Antes de terminar, añadamos una puntualización con respecto a la interpolación. La figura 8 muestra la derivada frente a la característica real, cuando se usa el programa de la tabla 1. Se puede ver que los valores comprendidos entre 1 y 4 V son más que excelentes. Destaquemos que la precisión aumenta, a medida que aumenta el número de valores de la tabla.

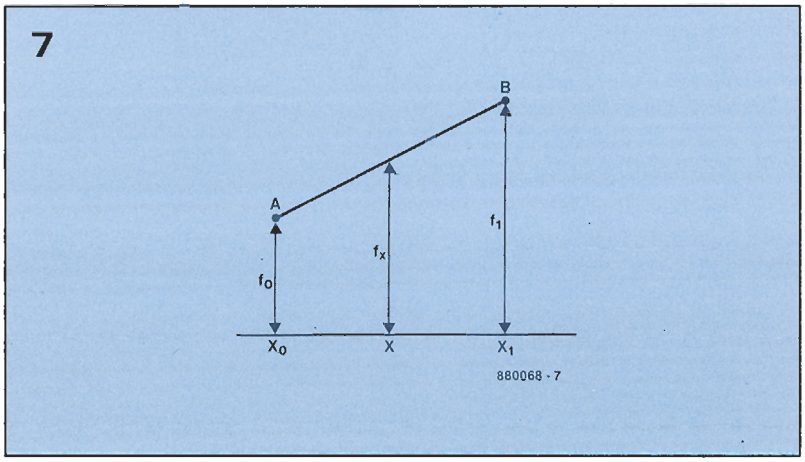


Figura 7. La interpolación permite calcular valores intermedios, partiendo de valores conocidos, obteniendo de este modo, resultados altamente satisfactorios.

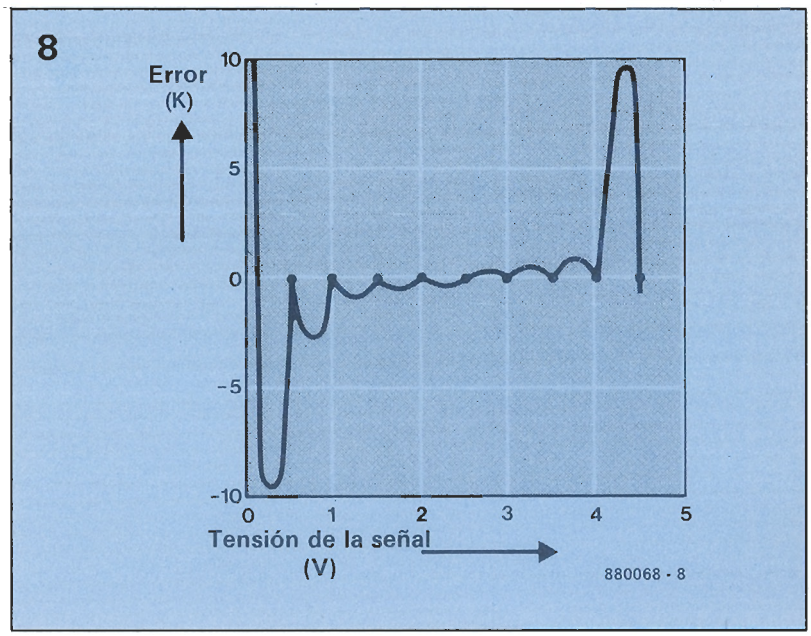
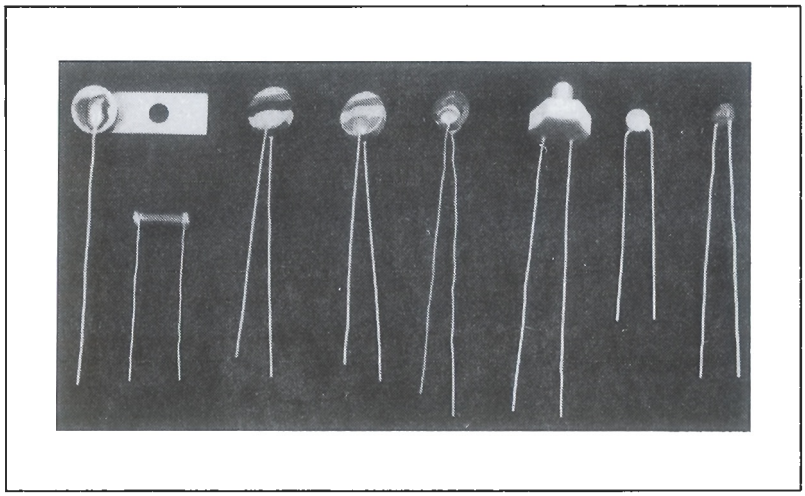


Figura 8. Comparación de la precisión obtenida por interpolación de la Tabla 1 y la curva real (figura 5).



MERCADO

Nuevo osciloscopio digital de bajo costo

Philips introduce un nuevo osciloscopio digital de bajo costo PM3335, con unas prestaciones que combinan un ancho de banda de 50 MHz con una frecuencia de muestreo, simultánea sobre ambos canales, de 20 Ms/s.

Este equipo entra a formar parte de la última generación de osciloscopios Philips, que incluyen numerosas ventajas con respecto a los tradicionales. Su ya característico panel frontal incluye el control completo por microprocesador. Esto permite sustituir los conmutadores rotatorios para atenuaciones y base de tiempos, que comienzan a ser historia, por pulsadores basculantes, mucho más fiables y duraderos. Otro elemento incorporado son las indicaciones digitales del «status» del equipo sobre un display incluido en el panel frontal, esto facilita el conocer el punto de trabajo del osciloscopio de una forma rápida. Como función avanzada del panel se incluye el «autoset» para localización y visualización inmediata de las señales de entrada. Apoyando la operatividad del instrumento se encuentra la dualidad del equipo, ya que se puede utilizar tanto de forma digital como analógica.

Desde el punto de vista tecnológico, el equipo utiliza nuevos convertidores más precisos y económicos, así como montaje superficial de componentes. Desde el punto de vista mecánico, se monta sobre un chasis estándar para los osciloscopios de la gama media de Philips. Este chasis de una sola pieza está realizado en un plástico especial robusto y ligero así como no inflamable. El resultado es un equipo más fiable, menos pesado y con menor costo para el usuario.

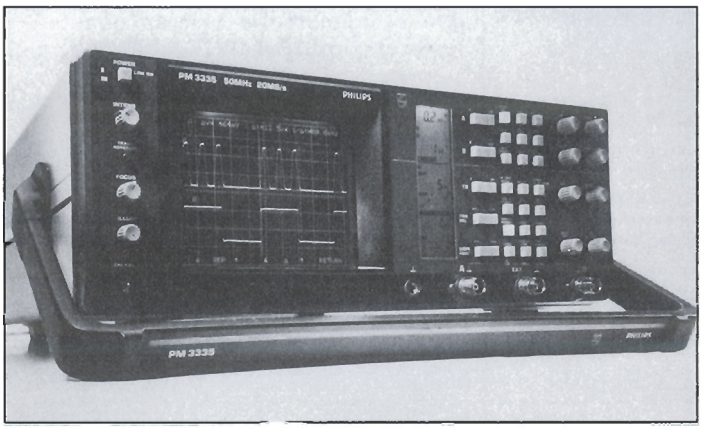
Acompañando a las características técnicas indicadas, 50 MHz de ancho de banda y 20 Ms/s de muestreo, se dispone de dos memorias de adquisición de 8 K cada una. El resultado es una mayor información y resolución, así como el aumento de la capacidad del predisparo a 20 divisiones. Estas memorias son no volátiles y permiten tener almacenadas cuatro formas de onda con sus datos de adquisición.

Como facilidad de cálculo este osciloscopio dispone de cursores para medidas automáticas que incluyen funciones tanto en tiempo como en tensiones. Adicionalmente, Philips suministra software para análisis de señal en PC que soporta la recogida de datos de este equipo vía GPIB. Como facilidades de comunicación se puede disponer de ambas interfaces GPIB y RS 232, instaladas al mismo tiempo o una opción económica RS 232 si sólo se desea obtener copias sobre papel. Con cualquiera de ellas se puede volcar automáticamente sobre plotter compatible Philips o HP, o sobre impresora compatible Epson FX80 o HP thinkjet.

Una última, pero no menos importante, característica de este osciloscopio es su precio: 432.000 pts., lo hacen el equipo más económico del mercado con este tipo de prestaciones.

UDN2547B/EB driver de potencia cuádruple con protecciones

Sprague lanza al mercado este nuevo «smart-driver» que realiza el interfase entre circuitos de señales de bajo nivel y cargas de potencia; los UDN2547E/EB combinan puertas lógicas y salidas bipolares de alta corriente con interesantes protecciones de salida. Cada una de las salidas absorbe 600 mA en el estado ON. Las salidas tienen un voltaje de ruptura mínimo de 60V y un voltaje de sustentación de 40V. Las entradas son compatibles con lógica TTL y CMOS de 5V, e incluye resistencias internas de pull-down para asegurar que las salidas permanecen en OFF si las entradas están en circuito abierto, lo cual es interesante para aplicaciones de placas de μp con lógica TRI-STATE.



Se ha incorporado una protección de sobrecorriente para cada canal que se activa aproximadamente a los 1,3 amperios. Proteje a cada salida contra cortocircuitos con tensiones de alimentación de hasta 25V. Cuando se alcanza la corriente máxima a la salida, se reduce linealmente manteniendo una corriente de carga constante. Si la condición de sobrecorriente o cortocircuito continúa, cada canal tiene un circuito de protección térmica independiente que sensará el incremento de la temperatura de la unión y situará en estado OFF a dicho canal. La circuitería foldback incorporada hace decrecer la corriente de salida en el caso de aplicar a la salida una tensión excesiva manteniendo así al dispositivo dentro de los límites de seguridad de su S.O.A.

Cada salida incluye también una salida de diagnóstico para incrementar la protección del dispositivo. Si cualquier salida se cortocircuita o pasa a circuito abierto, el propio circuito integrado da cuenta de esta situación mediante una salida de aviso de fallo común para los cuatro canales.

Los UDN2547B tiene un encapsulado DIP de 16 patillas mientras que el UDN2547EB tiene un encapsulado PLCC de 28 patillas para montaje superficial. Ambos tienen un margen de temperatura de trabajo de –20° C a 85° C. Para aplicaciones de automoción o que precisen un margen de temperatura ampliado, están disponibles los UDQ-2547B/EB.

DESESA
Avd. Diagonal, 376-378 1.º D
08037 Barcelona
Telef.: 257 74 00
Fax: 207 29 47

ULN8510A/EP/R y 8511A/EP/R receptor octal EIA de Sprague

Conteniendo ocho receptores de línea diferenciales, los ULN8510/11 cumplen con los requerimientos de RS-232C y RS423A y las recomendaciones del CCITT V.10, V.28 para aplicaciones de baja velocidad sin componentes externos.

Los receptores incluyen protecciones contra condiciones de entrada de fallo, etapas de salida TTL Schottky y limitación de corriente de salida. El ULN8510 incluye filtrado paso bajo interno para velocidades de transmisión de hasta 200kb/seg, haciéndolo adecuado para aplicaciones de baja velocidad del RS-422A. El ULN8511 puede

utilizarse con velocidades de hasta 10Mb/seg. Ambos integrados son pin-compatible y completamente intercambiables.

Los ULN8510/11A tienen un encapsulado de plástico tipo DIP de 28 patillas con estructura interna de cobre para mejorar la capacidad de disipación de potencia. Los integrados con código «R» se suministran en encapsulado cer-DIP de 28 patillas para aplicaciones de operación en condiciones ambientales adversas; el código «EP» indica un encapsulado de 28 patillas tipo PLCC para aplicaciones de montaje superficial.

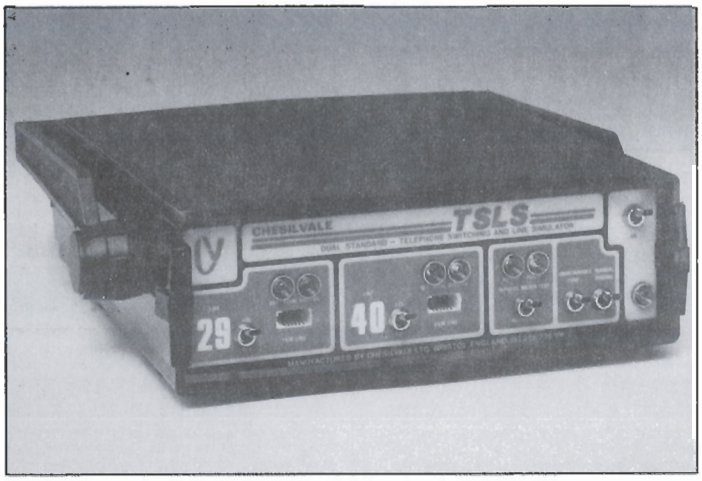
DESESA
Ava. Diagonal, 376-378, 1.º D
08037 Barcelona
Telef.: 257 74 00
Fax: 207 29 47

Simulador de línea para probar módems, fabricado por Chesilvale

El Simulador de Línea y Conmutación Telefónica (TSLS) fabricado por Chesilvale Electronics Ltd., se está popularizando rápidamente entre fabricantes de módems —tanto en el Reino Unido como en el extranjero.

El TSLS, que fue desarrollado inicialmente para ayudar en la instalación de centralitas automáticas privadas unidas a la red pública y en la prueba de teléfonos comunes, dispone de dos secciones de línea —una de 1 km y la otra de 6 km— para simular condiciones de línea típicas, incluso tonos y cadencias tales como señal de ocupado y de número inexistente.

Las condiciones de línea son legítimamente representativas de pares locales en cuanto a tensión, corriente, resistencia, capacitancia, pérdida de audioseñal, respuesta de frecuencia e impedancia característica. Los niveles de tono son precisos en frecuencia y cadencia, y se transmiten a los niveles más bajos previstos de la central telefónica para la prueba umbral fiable de detectores.



Se puede marcar de una línea a otra ya sea en DTMF o en impulsos.

La capacidad del TSLS ofrece a los fabricantes de módems y centros de soporte la capacidad económica de probar sus módems, sin tener que recurrir al uso costoso de las líneas de la central telefónica.

Allan Williams
Chesilvale Electronics
Telf.: (0272) 73 61 66

Indicadores digitales de panel Westcon 2440

Realizan la medida y presentación digital (3 cifras y media, tipo LED) de distintas variables según el modelo seleccionado. Entre estas se encuentran tensión y corriente alternas (en versiones de valor medio y valor eficaz), corriente continua, temperatura (sensor de tipo RTD), frecuencia y resistencia. El formato mecánico es 1/8 DIN normalizado, la alimentación es a red y existen modelos con diferentes fondos de escala y con salida BCD paralelo. La precisión básica es del 0,05% de la lectura +/– 1 dígito.

Representado por «ELECTRONICA DE MEDIDA Y CONTROL, S. A.».

Clara del Rey, 45, 1.º esc. izq. n.º 2
Telfs.: (91) 413 49 46
413 49 63
Telefax: (91) 519 25 30
Telex: 46336 WMEC - E
28002 Madrid

Nuevo trazador digital de curvas de Tektronix. Excelentes características, precio reducido

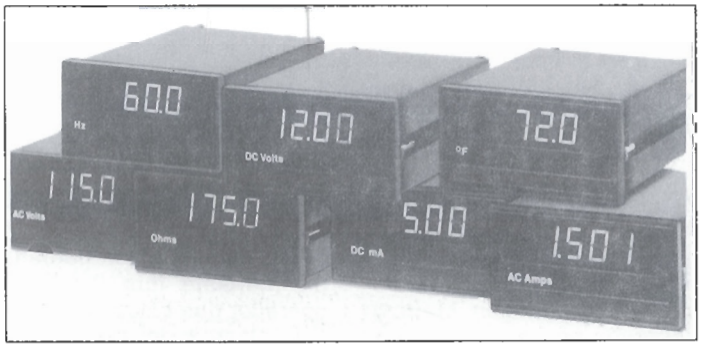
Tektronix ha presentado recientemente el nuevo trazador de curvas 571, capaz de verificar dispositivos de hasta 100 vatios, con una sensibilidad de 5 microamperios a 200 miliamperios por división, un instrumento ideal para aplicaciones de diseño y fabricación de circuitos y equipos electrónicos.

El 571 mide y muestra en pantalla las características de funcionamiento de componentes basados en semiconductores de 2 y 3 terminales, tales como rectificadores y diodos Zener; transistores bipolares, JFET y MOSFET; tiristores triac, SCR y UJT; etc.

«El 571 es el primer trazador digital de curvas de Tektronix que ofrece grandes ventajas a precio reducido», declaró Norb Luersen, director comercial del producto. «El instrumento es tan fácil de manejar que incluso los usuarios no familiarizados con este tipo de equipos pueden utilizarlo sin consultar el manual.» Tras explicar que el 571 está especialmente dirigido hacia servicios de asistencia, fabricantes de productos industriales y de consumo, y centros de enseñanza, Norb Luersen comentó: «El precio de 571 lo convierte en un instrumento óptimo para empresas que se dedican a aplicaciones generales de semiconductores y no necesitan trazadores de curvas demasiado sofisticados. Por otra parte, el sencillo manejo y el completo sistema de presentación son características que serán muy apreciadas en entornos de enseñanza.»

Aplicaciones

- **Asistencia.** Permite verificar si los componentes analizados cumplen las especificaciones.
- **Diseño de circuitos.** Facilita el diseño de circuitos



analógicos y digitales empleados en productos comerciales e industriales.

- **Selección de componentes.** Ayuda a adaptar las características de los dispositivos utilizados como repuesto de componentes y elementos defectuosos.
- **Comprobación de características.** Caracteriza los componentes y detecta si satisfacen las especificaciones indicadas por el fabricante.
- **Educación.** Es una herramienta idónea para los estudiantes de electrónica, proporcionándoles experiencia en la caracterización de componentes y dispositivos semiconductores.

Fácil de manejar

El funcionamiento a base de menús y la claridad y sencillez de los mandos del 571 reducen notablemente el período de aprendizaje. Todas las funciones se controlan mediante menús y se seleccionan desde el teclado del panel frontal. El operador puede cambiar fácilmente los parámetros de test, seleccionar el dispositivo analizado, iniciar o detener la adquisición de datos, almacenar las curvas características obtenidas, e imprimir copias en papel de las medidas y resultados obtenidos. También puede cambiar la tensión y la corriente de colector mientras se están presentando las curvas, sin volver al menú de medida. Una de las líneas de la presentación del 571 indica las funciones activas en cada momento.

Los distintos zócalos del panel frontal admiten directamente una gran variedad de tipos de semiconductores, eliminando las pérdidas y distorsiones a los cables de conexión.

Presentación detallada, rapidez en las medidas

La pantalla monocroma de 9 pulgadas es un 30% mayor que las pantallas de los trazadores de curvas convencionales, facilitando la observación de las señales, tanto en laboratorios como en aulas de enseñanza, y no requiere que la iluminación ambiental sea reducida. La adquisición de señales se actualiza continuamente, de forma que el operador puede observar los cambios producidos por averías intermitentes o variaciones de temperatura. El 571 dispone de una salida de vídeo compuesto que permite conectarlo a cualquier monitor de TV.

Para ahorrar tiempo en los procesos de tests rutinarios, el operador puede almacenar hasta 12 configuraciones de medida en la memoria EEPROM no volátil del 571. El trazador también incluye una memoria RAM capaz de almacenar un conjunto completo de curvas, para análisis o comparaciones con el dispositivo analizado.



Otra de las interesantes características del 571 es su pareja de cursores, que facilita las medidas en las curvas obtenidas. La pantalla muestra simultáneamente las coordenadas X e Y de los cursores de tensión y de corriente.

La documentación de las señales, configuraciones de medida y resultados tampoco es un problema en el 571, puesto que posee un interface paralelo Centronics, y soporta impresoras Epson, IBM y compatibles.

Seguridad

En el 571, Tektronix también ha cuidado la seguridad, tanto del operador como de los dispositivos analizados. Por ejemplo, cuando el operador emplea tensiones mayores de 40V, el 571 detiene el test y muestra en pantalla un mensaje que indica al operador que coloque el blindaje plástico del panel frontal. El 571 también protege al dispositivo probado en caso de picos de corriente o fallos de alimentación.

Asequible y sin demoras en la entrega

El 571 está disponible para entregas desde el 15 de junio de 1989. Es un equipo de bajo coste, y se incluye dentro de los equipos con descuento educacional. Tektronix diseña y fabrica una amplia variedad de trazadores de curvas que cubren toda la gama de necesidades de medida.

Condesa de Venadito, 1.
Planta 5.ª - 28027 Madrid
Telef.: (91) 404 10 11
Telex: 46014 TKME E
Telefax: (91) 404 09 97

Diputación, 279, 6.º
08007 Barcelona
Telf.: (93) 315 08 66
Telex: 97398 TKBE E
Telefax: (93) 301 19 65

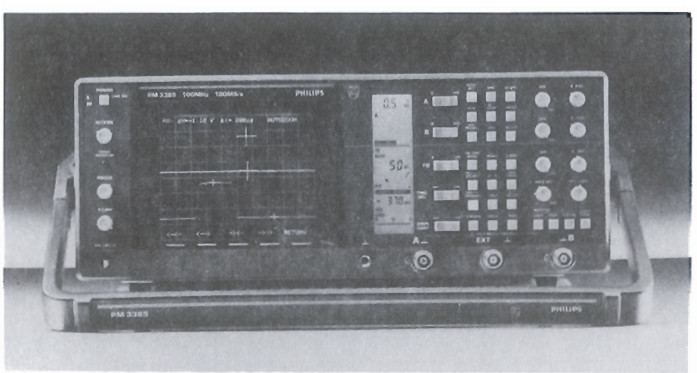
Villa de Plencia, 8 bajo
48939 Las Arenas-Getxo
(Vizcaya)
Telf.: (94) 464 78 22

Osciloscopio digital de 100 MHz y 100 Ms/s

Philips presenta durante este mes varios osciloscopios digitales que completan su familia de propósito general con prestaciones avanzadas. Como tope de esta gama tenemos el PM 3365, un equipo de 100 MHz de banda pasante y una frecuencia máxima de muestreo de 100 Ms/s. Este modelo comparte con sus hermanos la particularidad de poder trabajar tanto en forma analógica como digital. En este último modo de trabajo incluye muestreo secuencial para almacenamiento de señal repetitiva en la totalidad de la banda y una frecuencia de muestreo en tiempo real de 100 Ms/s para análisis de transistores. La profundidad de memoria es de 4 K, incluyendo otra idéntica de referencia para comparaciones y disparo múltiple.

Estas características básicas vienen complementadas por una serie de prestaciones avanzadas entre las que se encuentran las medidas automáticas con cursores, estas incluyen: frecuencia, período, anchura de pulso, tiempos de subida y bajada, dt, voltios pico-pico, verdadero valor eficaz, valor medio, valores absolutos con respecto a masa y dV. El volcado automático de datos y medidas se puede realizar sobre impresora (compatible Epson FX-80 o HP Thinkyet) o plotter (Philips GL o HPGL) bien vía IEEE o RS232.

Otras funciones importantes son: el «autoset» para localización rápida de señales, la función «restart» y el «autozoom» para visualización de detalles, las subrutinas de comprobación de estado del equipo y ayuda al mantenimiento, una función de menú para ayuda a la operación, la visualización del nivel de disparo, etc.



GUIA DE COMPRAS

TRON ELECTRONIC

COMPONENTES ELECTRONICOS

Suministro, importación y comercialización de componentes electrónicos —electrónica industrial— servimos a domicilio y a provincias.

INFORMATICA PROFESIONAL

Distribuidores de Atari, Olivetti, Inves, Nec, Hyundai, Fujitsu, etc. Venta y montaje de discos duros, tarjetas todo tipo, coprocesadores matemáticos, ampliaciones de memoria, redes, fax, modem...

Dpto. Componentes: 542 70 37-542 72 28 FAX: 241 48 65
Dpto. Informática: 247 69 96-241 40 15
C/ Santa Cruz de Marcenado, 11-28015 Madrid (metro San Bernardo)

electrónica
distribuidora

MAPPA

Fermin Caballero, 5 28034 Madrid
Tel. 739 74 63

TENEMOS A SU DISPOSICION MAS DE **UN MILLON** DE ESQUEMAS Y PLANOS ELECTRONICOS DE TODAS LAS MARCAS DEL MUNDO

Distribuimos toda España y extranjero

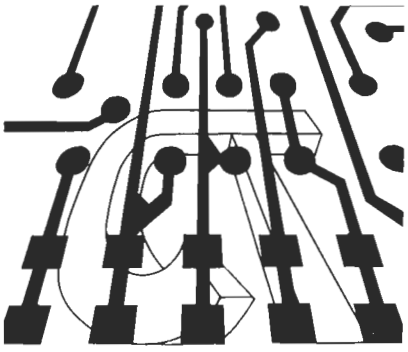
ELECTROSON
MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

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

CIRCUITRONICA, SOD. COOP. AND.
CIRCUITOS IMPRESOS
DISEÑO Y FABRICACION



SEGURA Nº2 ACC
41900 CAMAS
SEVILLA
TLF: (95) 439 64 53

DIGITRON S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS

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

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	Anunciante	Pág.
288	Activox	77
269	Ateinco	78
282	Auditel	77
228	Cabeco	78
263	Circuitrónica	77
239	Copresa	2
289	C. Electr. Canario	78
211	Digitrón	77
212	Elecson	78
215	Electrosón	77
283	E. Alvarado	78
287	E. Barcelona	79
258	E. Puente	78
280	Mappa	77
	Philips	26-27
286	Roan	78
268	Tron	77

ACTIVOX

Componentes electrónicos, eléctricos y de automatización

STOCK Y LOCALIZACION URGENTE DE COMPONENTES

C/ Félix Apellaniz, 13
Teléf.: (942) 89 25 40
39300 TORRELAVEGA
—CANTABRIA—

AUDITEL S.L.

AUTOMATISMOS DIGITALES Y ELECTRONICA

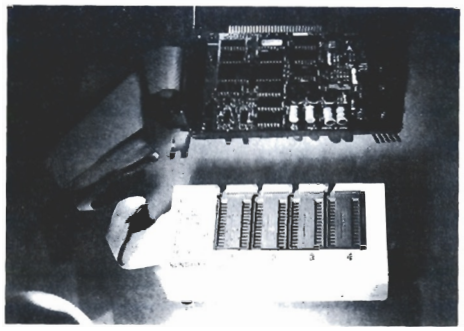
COMPONENTES ELECTRONICOS
FABRICACION ELECTRONICA
AUXILIAR Y DE ENCARGO

C/ Geraneos s/n - bajos
☎ 96 - 586 79 96
FAX 96 - 586 79 75

(03500) BENIDORM - ALICANTE

GUIA DE COMPRAS

— Tarjetas A/D D/A de 8, 12, 14 y 16 Bits para PC.
— Convertidores A/D D/A remotos.
— Tarjetas 8255 Multi I/O.
— Tarjetas grabadoras de Eprom, Pal, Microcontroladores.
— Lectores de código de barras.
— Instrumentación electrónica.
— Analizadores lógicos para PC.
— Analizadores de protocolo.
— Modems.
— Ordenadores compatibles IBM.

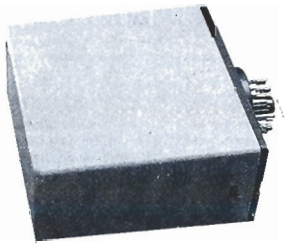


Todo tipo de tarjetas para PC

C/ Vicente Carballal, 15. Local 1
28021 Madrid
7986901-7986902
FAX 7986813

ATEINCO

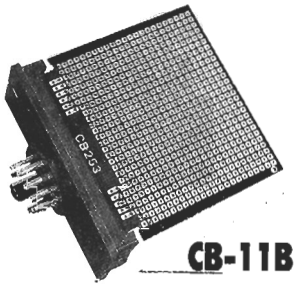
CAJAS VACIAS BASE ENCHUFABLE



CB-11A

CAJA VACIA MEDIDA: 80×80×35 mm

GUIAS INTERNAS PARA CIRCUITOS IMPRESOS



CB-11C

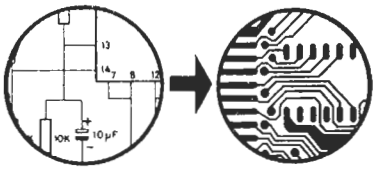
CIRCUITO IMPRESO PASO 2.54 FORMATO PARA: CB-11A

CB-11B

BASE UNDECAL
CON CIRCUITO IMPRESO Y SALIDAS CON CONECTOR, 2.54 (NO PRECISA SOLDAR HILOS A LOS PINS)

LA CORUÑA CETRONIC	(981) 272654
SEVILLA INDUTRONICA	(954) 377619
BILBAO HORBARA	(94) 4436577
MADRID MOPESA	(91) 4740811
VALENCIA CONTAVAL	(96) 3263700
ZARAGOZA CONTELEIN	(976) 393327

Cabeco, s.a. ELECTRONICA Y AUTOMATISMO
Agregación, 23-25
08026-BARCELONA
Tel (93) 3479899



— **PROYECTOS**
— **DISEÑOS COMPLETOS DESDE CUALQUIER DOCUMENTO**
— **FABRICACION CIRCUITOS IMPRESOS: PROTOTIPOS Y SERIES.**

roan

ELECTRONICA INDUSTRIAL OFICINAS Y TALLERES
MOLINA 39, TELF. (91) 315 18 54 - 315 18 95
28029 - MADRID

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

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

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
4722829*
4729274

ELECTRONICA
PUENTE, S. A.

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

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

¡¡PONGA A TRABAJAR A SU ORDENADOR!!

ENSEÑANZA ASISTIDA POR ORDENADOR PARA PC's

— Curso Elcctrónica Digital ...10.000,-Ptas.
— Curso Transistores.....10.000,-Ptas.
— Los dos Cursos anteriores...18.000,-Ptas.

Son cursos en diskettes, por ordenador interactivos.
Abundancia de gráficos y test.
Necesaria Tarjeta Gráfica HERCULES o C.G.A.
Pedidos a contra-reembolso o por cheque nominativo a:

CENTRO ELECTRONICO CANARIO
—SISTEMAS AUTODIDACTAS—
Apartado de correos, 643
—35080 LAS PALMAS—

Electrónica ALVARADO

COMPONENTES ELECTRONICOS

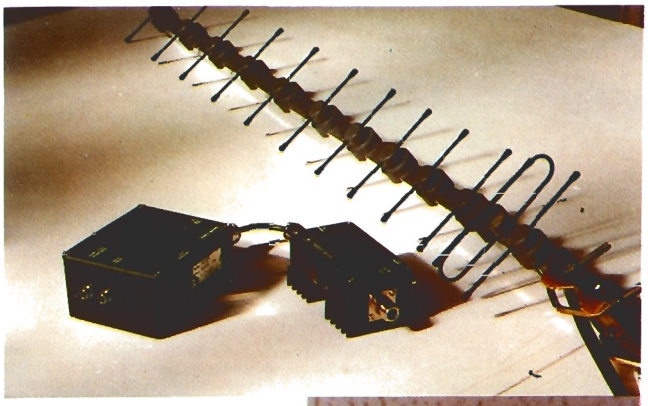
Gran surtido en semiconductores

TRANSFORMADORES
TRANSISTORES
DIODOS
CONDENSADORES
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS



Calle JAEN, n.º 8
(Metro Alvarado)
Tel.: 233 08 27
28020 MADRID

ENLACES PARA TV



ANTENA AN-1000
MODULADOR MD-950
AMPLIFICADOR A-1000-011

Alcance de hasta 3-4 Kms. punto a punto, con alta calidad de imagen y sonido.

Alimentación 14 V.



USAT-5

Unidad de recepción para la señal del modulador MD-950.

Entradas para dos antenas AN-1000.

Preselección de 5 sintonías con posibilidad de operación con cualquiera de ambas.

Salidas de audio, vídeo o RF en cualquier canal normalizado.

(Opción de modulador interno).

Alimentación red 125/220 V.

SINTONIZADOR ST-4

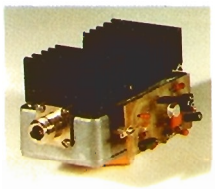
Sintoniza cualquier canal de TV normalizado, en las bandas I, II y IV.

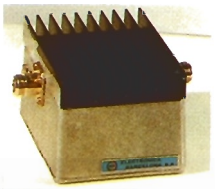
Preselección de hasta 8 sintonías.

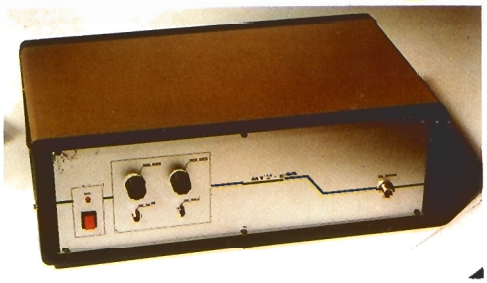
Salidas de audio y vídeo.

Alimentación red 125/220 V.









AMPLIFICADORES

Para distintas frecuencias y potencias.

MTV-095

Unidad completa de emisión lista para funcionar, compuesta por modulador, amplificadores y fuente alimentación.

Fabricado por:
ELECTRONICA BARCELONA S.A.
EB

C/. Vall d'Aran, 27-29 — 08820 EL PRAT DE LLOBREGAT (Barcelona)
Tel. 370 69 05 - 370 69 55 — Télex 54334 — Fax 370 68 55

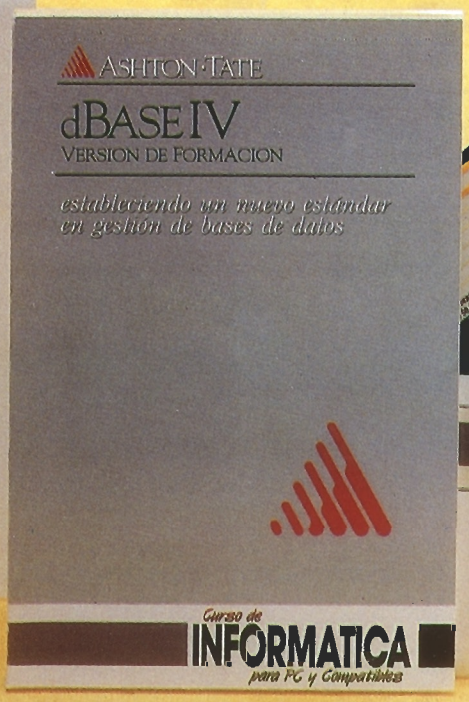
Curso de INFORMATICA para PC y Compatibles

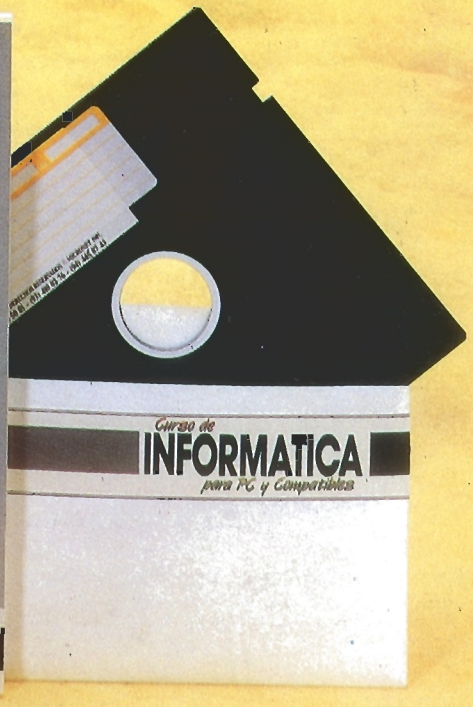
Un completo y actualizado curso de informática de la mano de Versiones de Formación y Demos de los más prestigiosos programas del mercado.

dBASE IV, de Ashton-Tate
FRAMEWORK III, de Ashton-Tate
INGE, de Linneo
KNOSYS, de Micronet
WordPerfect, de WordPerfect
WordStar, de Logister

... y otros muchos programas.







E&G EDITORES

Plaza República Ecuador, 2
28016 Madrid (España)

48 FASCICULOS DE APARICION SEMANAL CON DISQUETE 5¼