elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 103
1988

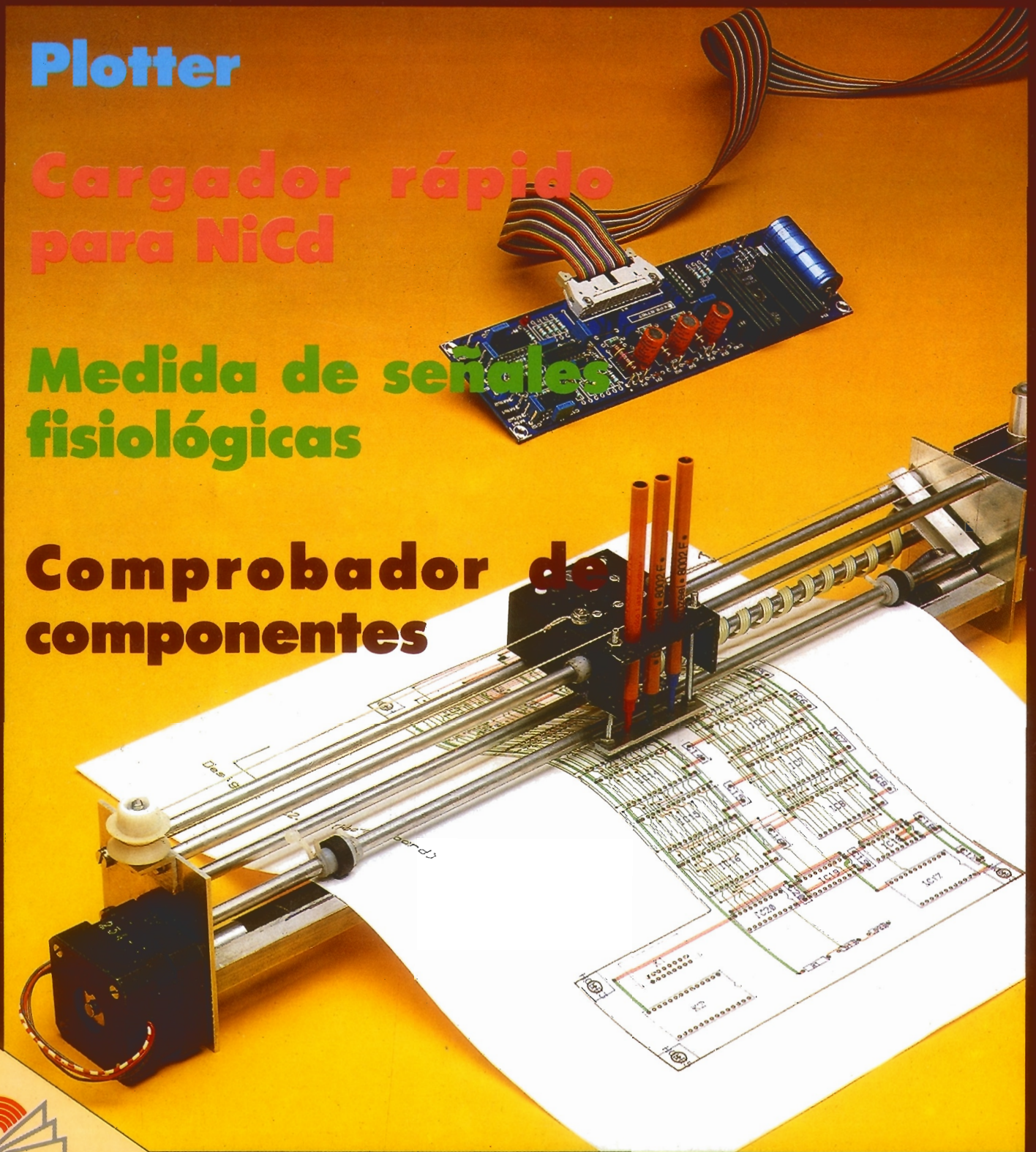
400 Ptas.
(incl. I.V.A.)

Plotter

Cargador rápido para NiCd

Medida de señales fisiológicas

Comprobador de componentes

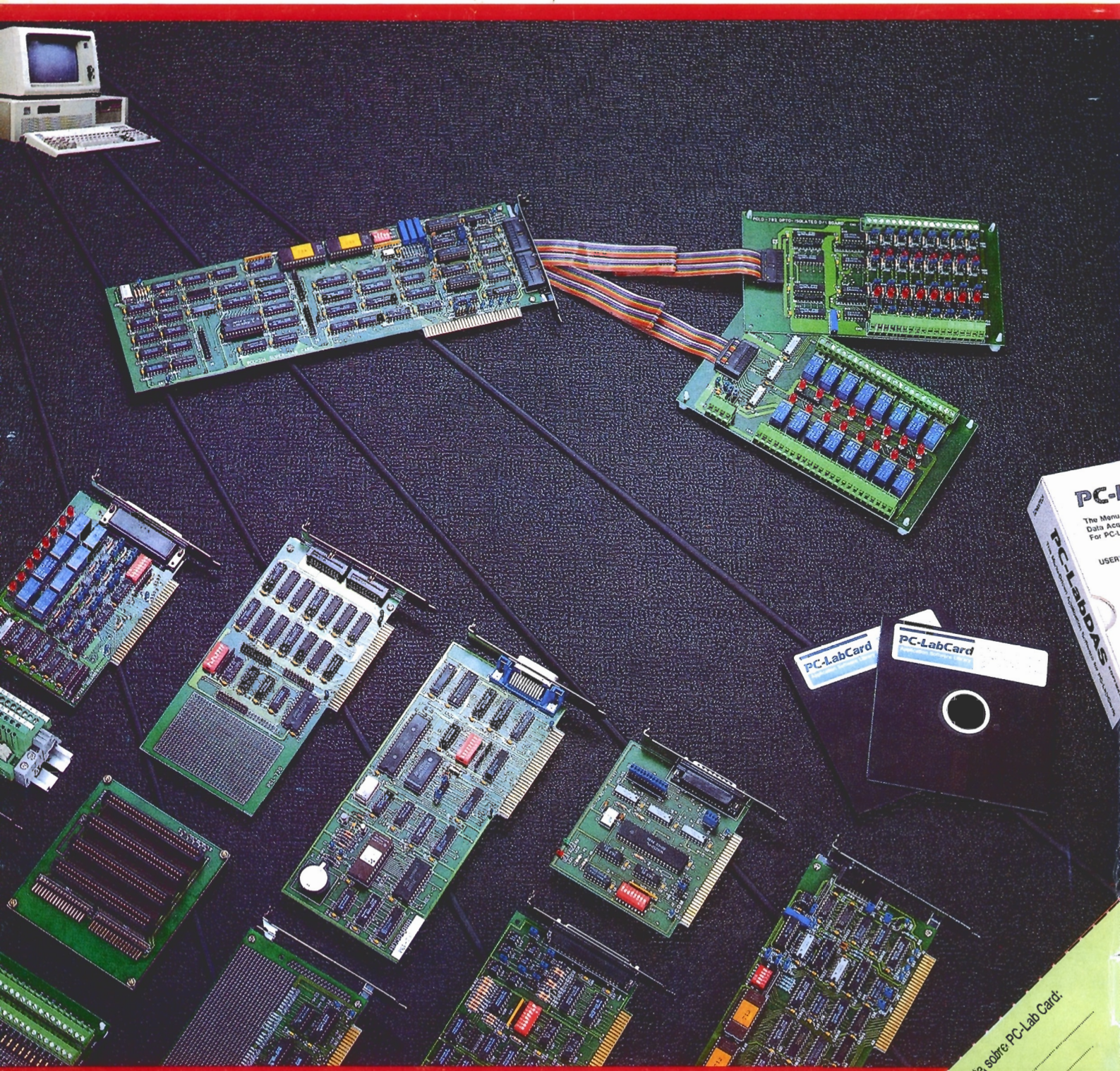


EDICIONES INGELEK

PC-Lab Card SERIES

Tarjetas de E/S para Laboratorios, Ingenierías e Industria acoplables en ordenadores compatibles IBM PC/XT/AT.

- Adquisición de Datos y Control
- Automatización de Laboratorios
- Equipos de Ingeniería
- Educación



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

• ANT CARRETERA DEL PRAT / PJE DOLORES
TEL (93) 336 33 62 - TLX 93533 DSIE-E FAX 3366006
08908 L'HOSPITALET DE LLOBREGAT
(BARCELONA)

• INFANTA MERCEDES, 83
TELS (91) 571 52 00 TLX 44776 DSIE-E
28020 MADRID

Solicito información más completa sobre PC-Lab Card:

Nombre: .....

Dirección: ..... C.P.: .....

Población: .....

Provincia: .....

SUMARIO

ARTICULOS

Amplificación con componentes discretos (3) 12-10

Sensores y actuadores 12-18
Los sensores permiten convertir las magnitudes físicas en tensiones eléctricas, mientras que los actuadores realizan la misión inversa.

Comprobador de componentes 12-26
Montaje para visualizar las curvas características de los componentes, incluso sobre circuito, en un osciloscopio.

Medida de las señales fisiológicas 12-30
Conceptos básicos y precauciones para poder captar las señales del cuerpo humano.

Cargador rápido de baterías NiCd 12-46
Un circuito que le permitirá disponer de baterías recargadas en apenas una hora.

Trazador gráfico (Plotter) (1) 12-50
Un interesante montaje para realizar la construcción completa, mecánica y electrónica, de un trazador gráfico.

Soporte electrostático para papel 12-60
Circuito para la fijación del papel en plotter y mesas de dibujo.

Compresor para BF 12-64
Ajuste automático del nivel de cualquier señal.

LÁSER: estado actual 12-68
Descripción de algunos de los sistemas y empleos actuales de láser.

SECCIONES

Teletipo 12-08
Las placas de circuito impreso 12-37
Mercado 12-74
Anuncios breves 12-76

En nuestro próximo número, entre otros:

— Tarjeta E/S digital, A/D para IBM PC
— 'LINK': El preamplificador
— Regulación precisa de velocidad de motores
— Antena activa de R.F.

EDITORIAL

AÑO 8, NUM. 103 DICIEMBRE 1988

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

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
ANTONIO M. FERRER ABELLO

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

Redactor jefe edición española:
JAVIER SAN JUAN

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

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

Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

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

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

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

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

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

Composición:
Pérez-Díaz
Santa Leonor, 48

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

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

DERECHOS DE AUTOR

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

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

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

CONTROL DE DIFUSION

asociación española de prensa técnica

Estimado lector:



Como es habitual, hay más de una manera de abordar la resolución de un problema. En el caso de un plotter, o trazador gráfico XY, la forma habitual es mover las plumillas de dibujo en ambos ejes, manteniendo fijo el papel. Este método obliga a que el trazador tenga las dimensiones del mayor tamaño del papel que se puede utilizar.

Otro sistema de resolver el mismo problema consiste en mover las plumillas en uno de los ejes, y el papel en otro. Este segundo método, que es el que hemos utilizado en nuestro plotter, tal como se puede apreciar en la foto de la portada, permite una mayor simplicidad mecánica, con todo lo que ello implica de coste y facilidad de realización para el aficionado, sin perder apreciablemente precisión. Idealmente, un sistema de este género permite utilizar un papel con ancho de unos 40 cm, y un largo indefinido. Seguro que a nuestros lectores se les ocurrirá un sin fin de posibilidades gracias a esta peculiaridad. Y todo ello en un montaje que puede ser realizado, parte mecánica inclusive, por el aficionado, adecuándolo a sus propias necesidades.

Javier San Juan

Servicios Elektor para los lectores

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

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

LISTA DE PRECIOS:

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

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

EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

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

E10: MARZO 1981

Top Amp	80023	515

E34: MARZO 1983

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

E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695

E36: MAYO 1983

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

E37: JUNIO 1983

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

E40: SEPTIEMBRE 1983

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

E41: OCTUBRE 1983

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

E42: NOVIEMBRE 1983

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

E43: DICIEMBRE 1983

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

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565

E46: MARZO 1984

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

E48: MAYO 1984

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

E49: JUNIO 1984

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

E52: SEPTIEMBRE 1984

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

E53: OCTUBRE 1984

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

E54: NOVIEMBRE 1984

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

E55: DICIEMBRE 1984

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

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.220

E57: FEBRERO 1985

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

E58: MARZO 1985

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

E59: ABRIL 1985

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

E60: MAYO 1985

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

E61: JUNIO 1985

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

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

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

E64: SEPTIEMBRE 1985

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

E65: OCTUBRE 1985

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

E66: NOVIEMBRE 1985

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

E67: DICIEMBRE 1985

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

E68: ENERO 1986

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

E69: FEBRERO 1986

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

E70: MARZO 1986

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

E71: ABRIL 1986

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

E72: MAYO 1986

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

E73: JUNIO 1986

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

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

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

E76: SEPTIEMBRE 1986

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

EPS

E78: NOVIEMBRE 1986

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

E79: DICIEMBRE 1986

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

E80: ENERO 1987

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

E81: FEBRERO 1987

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

E82: MARZO 1987

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

E83: ABRIL 1987

Medidor de impedancias	86041	1.857
Medidor de impedancias/Frontal	86041-F	2.332
TV sat módulo Audio/vídeo	86082-2	1.252
TV sat frontal	86082-F	953
Preamplificador/F.A. y control	86111-1	2.865
Preamplificador/tarjeta entradas	86111-3	1.899
Convertidor D/A para bus E/S	86312	1.055

E84: MAYO 1987

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

E85: JUNIO 1987

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

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

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

E88: SEPTIEMBRE 1987

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

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para osciloscopio	86135	1.430
Programador EPROM para MSX	87002	2.695
Vúmetro estéreo	87002	493
Ecualizador para guitarra	86051	1.503

E90: NOVIEMBRE 1987

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

E91: DICIEMBRE 1987

Telemando doméstico por I.R. (emisor)	86115-1	785
Telemando doméstico por I.R. (receptor)	86115-2	890
Distribuidor MIDI	87012	1.985
Pleamplificador de válvulas (alimentación y control de relés)	87006-2	2.880
Interface color para Atari ST	86103	1.660
ARGUS, mini-detector de metales	86069	980

E. 92 ENERO 1988

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

E. 93 FEBRERO 1988

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

E94: MARZO 1988

Interface para facsímil	87038	
Bifase, efectos sonoros	87026	

E95: ABRIL 1988

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

E96: MAYO 1988

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

E97: JUNIO 1988

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

E98/99 JULIO/AGOSTO

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

E100: SEPTIEMBRE 1988

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

E101: OCTUBRE 1988

Distorsionador para guitarra	87255	1.843
Prescaler 1.250 MHz	880005	2.624

E102: NOVIEMBRE 1988

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

junior computer

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

software

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

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

Cambio ESS531 ESS 536: giro postal de 250 ptas.

formant

FORMANT sintetizador musical

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

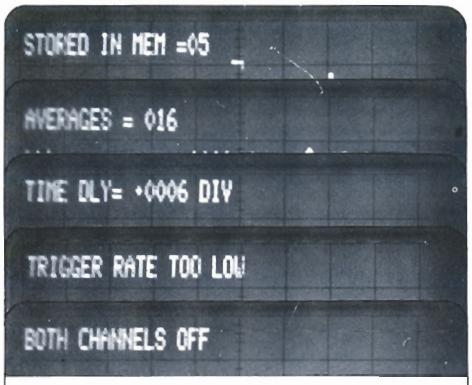
Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.

Este mes...

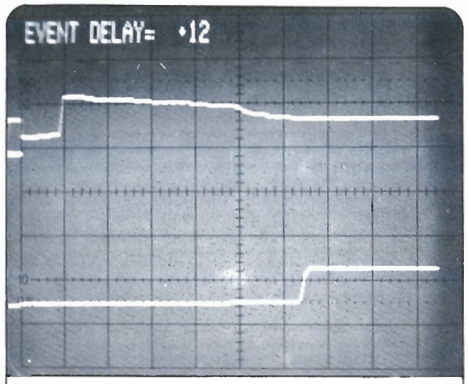
Elektor núm. 103. Diciembre 1988

	Referencia	P.V.P.
Comprobador de componentes	**EPS 87100**	
Trazador gráfico (Plotter)	**EPS 87167**	
Cargador rápido de baterías NiCd	**EPS 87186**	

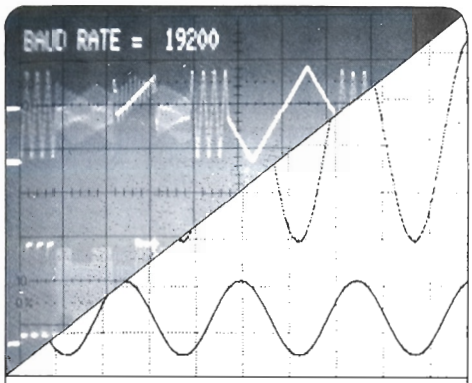
DIGITALIZADOR PARA OSCILOSCOPIO, Thurlby DSA-524



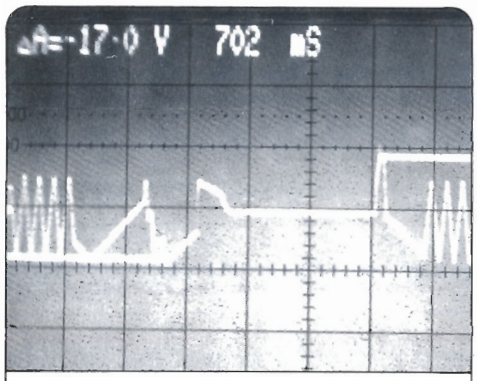
Mensajes en pantalla con información de datos y estado del equipo.



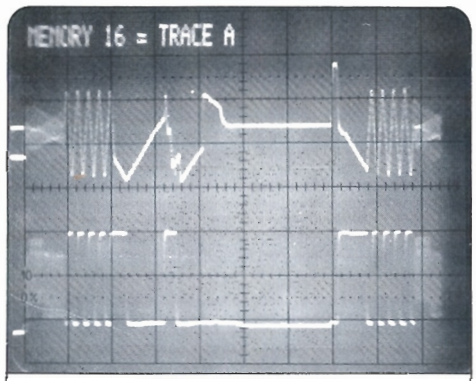
Retardos programables en tiempo y sucesos.



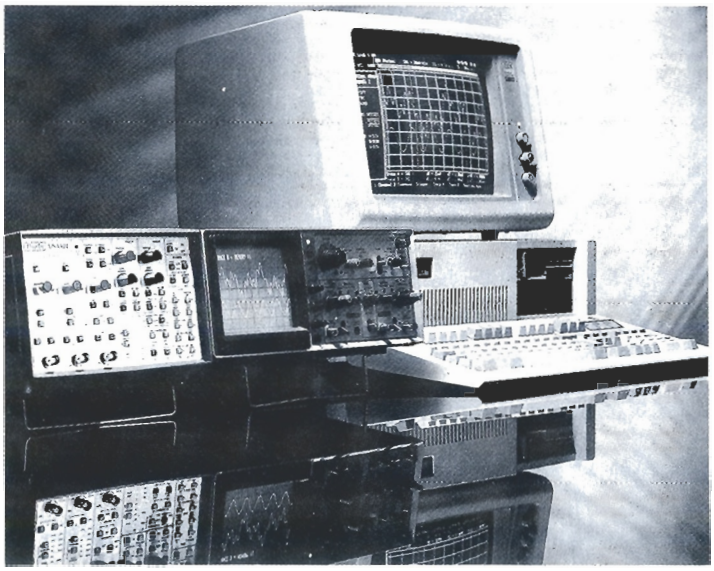
Salida a plotter e impresora a través de RS-232 e IEEE-488



Cursores en pantalla para medición de tensiones y tiempos.



Memoria alimentada por batería para almacenar hasta 16 señales.



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

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

No dude en comprobarlo. Llámenos para una demostración.

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

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

TELETIPO

Fuentes de alimentación conmutadas de bajo coste

Powerline, representada en España por Fulltron S.A., introduce una serie de fuentes de alimentación conmutadas, Panasonic serie V, de bajo coste y alimentación única, con salidas de 5, 12, 15 y 24 V; disponibles en 4 márgenes de potencia, 30, 60, 100 y 150 W, las fuentes admiten una entrada de 85 a 132 V o de 170 a 264 V, seleccionable por un puente. La frecuencia de entrada puede estar comprendida entre 47 y 440 Hz. la regulación de línea y carga es de 0,2% y 0,5% respectivamente. La protección frente a sobrecargas es de 120% sobre el margen de salida, y la sobretensión máxima es de 130% del voltaje de salida. Los pesos y dimensiones son:

Potencia W	Peso Kg.	Dimensiones mm.
30	0.95	170×100×45
60	0.80	205×100×55
100	1.20	197×120×55
150	1.60	230×120×66

Las fuentes funcionan dentro del margen de temperaturas de 0 a 50°C, con temperatura de almacenamiento entre -25 y 85°C, y cumplen las normas FCC clase A, y las UL, CSA, VDE 0806 y BS 5850.

Un transistor que trabaja por encima de los 100 GHz

Científicos de la Universidad Cornell, Ithaka, N.Y., y de Siemens han conseguido fabricar un transistor de arseniuro de galio (GaAs) que funciona muy por encima de los 100 GHz. Este «Modfet» («Modulation-doped field-effect transistor») trabaja con un chip «sandwich», cuyas capas tienen un espesor de sólo unas centésimas de micra y se dopan muy exactamente con silicio aplicando un procedimiento especial. Como frecuencia de transición («unity current gain cuoff frecuency») del nuevo transistor se han medido hasta ahora 113 GHz. Los expertos en aplicaciones para satélites, astronáutica y radar ya se interesan por este transistor, de velocidad inalcanzada hasta ahora. El equipo para la litografía del chip utiliza un haz electrónico altamente focalizado que parece muy prometedor en cuanto a los adelantos en el futuro desarrollo de componentes de GaAs. El transistor GaAs de Cornell y Siemens constituye la primera prueba de que empleando pequeñas longitudes de puerta (0,1 μm en el Modfet) y estructuras multicapa se puede aumentar la velocidad de operación a más de 100 GHz. Siemens suministra actualmente productos de 0,5 μ, fabricados en serie para 12 GHz. Mientras que estos últimos se fabrican con litofrafía óptica, la empresa trabaja ya en la aplicación de la litografía de haz electrónico para longitudes de puerta de 0,5μm, que se pueden utilizar hasta los 30 GHz.

Los resultados de las investigaciones presentadas ahora permiten entrar de lleno en la gama por encima de los 100 GHz. Modelos del transistor Modfet analizados por ordenador dejan entrever valores por encima de los 160 GHz. Las futuras investigaciones van orientadas a aumentar la amplificación de la potencia y lograr la compatibilidad con otros componentes de la alta frecuencia. Con capas epitaxiales de GaAs de indio en «sandwich» parecen ser posibles incluso frecuencias de más de 200 GHz.

PAL's reprogramables de 20 patillas con bajo consumo en stand-by de TI

Texas Instrument se sitúa entre los primeros fabricantes en ofrecer un dispositivo PALR ("reprogramable array logic device") con consumo despreciable en modo stand-by.

Existen cuatro versiones, designadas como TICPAL16R4/R6/R8/L88-55, todas ellas combinando la versatilidad y ahorro de espacio de las PAL's estándar de 20 patillas, pero con un máximo consumo en stand-by de 0,1 mA, y menor consumo en modo de operación que el necesario normalmente por los dispositivos bipolares, lo que resulta altamente interesante en sistemas en los que es importante el consumo de potencia, como pueden ser juguetes, teléfonos móviles y sistemas de baterías solares.

La capacidad de programación TTL, suministrada por un array EPROM (borrable por ultravioletas), conviente a los dispositivos en compatibles con los equipos de programación estándar, permitiendo un diseño eficiente y sencillo.

Cada dispositivo TICPAL16L8 está equipado con 10 entradas dedicadas y dos salidas con latch, más 6 patillas de salida programables. Los dispositivos TICPAL16R4/R6/R8 tiene 8 y 4 entradas así como 6 u 8 patillas de salida con registros, respectivamente. Además, en TICPAL16R4 tiene 4 patillas de E/S y el TICPAL16R6 tiene 2.

La serie está disponible en encapsulado cerámico DIL con ventana. En un futuro se ofrecerán también dispositivos con encapsulado plástico, que serán programables una sola vez.

Nuevas representadas de BFI IBEXSA Electrónica, S.A.

La empresa BFI IBEXSA Electrónica, S.A. informa que ha tomado la distribución y representación de la firma americana EPSILON LAMDA.

Alpen es un fabricante de ensamblajes de cables y conectores de muy bajas pérdidas-potencia-superflexibles-miniatura semi-rígido en el área de microondas.

Epsilon Lamda es un fabricante de osciladores GUNN hasta 110 GHz y subsistemas para milimétricas en el área de microondas.

Cambio de domicilio de DESESA en Madrid

La firma DESESA, representante en España de Sprague Electric y de Sharp Co. anuncia el cambio de domicilio de su delegación en Madrid. Las nuevas oficinas se hallan situadas en la siguiente dirección:

DESESA DIVISION ELECTRONICA
C/ General Perón, 32, 11º M
28020 Madrid
Teléf. (91) 597 11 02
Telefax (91) 597 16 10
Télex 99 596

Nuevo encapsulado para semiconductores discretos CMS con disipación de hasta 1 W

El nuevo encapsulado SOT-22 de Philips, comercia-

lizado en España por COPRESA, es el primero del mundo para semiconductores discretos de CMS capaz de disipar con seguridad 1 W (hasta una temperatura de 60°C) en placas de circuito impreso estándar. Sobre sustratos cerámicos, el SOT-223, que no necesita requisitos de disipación de calor especiales, puede montarse también si es necesario sobre las mismas pistas de soldadura que el DPack existente.

El SOT-223 proporciona las ventajas de la tecnología CMS en las áreas de aplicación de alta potencia que hasta ahora pertenecían exclusivamente a componentes con terminales. Se trata del primer encapsulado CMS de potencia media adecuado para soldadura por ola, por lo que pasará a ser el encapsulado estándar para semiconductores discretos en CMS. Resulta previsible la aplicación de este encapsulado en sectores de la industria tales como electrónica de consumo, automóvil, EDP, radio móvil y telecomunicaciones. Philips dispone ya de una extensa gama de semiconductores en SOT-223, incluyendo transistores MOSFET y bipolares; a esta gama se añadirán diodos, rectificadores y tiristores.

Gracias a un terminal de colector no expuesto y a un diseño de montaje vertical, el encapsulado SOT-223 de plástico de 4 terminales es adecuado para todas las técnicas modernas de soldadura tales como soldadura por reflujo y por ola. Con radiador de placa de circuito impreso modificado, el nivel de disipación del SOT-223 puede aumentar hasta 1,5 W.

La resistencia térmica de este encapsulado es de 83,3 K/W entre unión y temperatura ambiente, montado sobre una placa de circuito impreso de prueba: esto corresponde a una máxima disipación de 1,5 W para una temperatura ambiente de 25°C. Además, el SOT-223 tiene excelentes características de alta frecuencia, pudiendo aceptar transistores con frecuencia de transición de hasta 10 GHz o más. Este encapsulado tiene los terminales doblados que absorben el esfuerzo térmico durante la soldadura y el funcionamiento, evitando posibles daños al dispositivo.

Con medidas de 6,5×3,5×1,5 mm, el SOT-223 tiene dimensiones que son algo mayores que el SOT-89. Las dimensiones del encapsulado permiten su presentación en cinta de 12 mm, que es la cinta aceptada en todo el mundo para montaje rápido y fiable en las máquinas de colocación automática.

Philips ofrecerá su gama completa de dispositivos encapsulados en SOT-89 con el nuevo encapsulado, junto con una mayor variedad de productos.

Controlador de motores paso a paso de pequeña y media potencia

La firma española Cypresa ha desarrollado recientemente un controlador de motores paso a paso, basado en microprocesador y denominado CPP-1000, que ofrece una amplia gama de posibilidades, tanto para aquellas aplicaciones que requieran un posicionado preciso como para las que tradicionalmente venían confiriéndose a motores de CC, dado el incremento paulatino en el coste de estos últimos.

Una de las características más sobresalientes de este producto consiste en el alto nivel de integración obtenido, especialmente si se tiene en cuenta que con tan sólo una tarjeta de tamaño Europa es posible efectuar el control de hasta 2 motores paso a paso de forma independiente.

La tarjeta controladora dispone de varios interfaces de conexión a equipos exteriores, además de poder funcionar en modo completamente autónomo. Los interfaces pueden ser de tipo BCD o Centronics, estando previsto uno de canal serie RS-232 que será introducido en un futuro próximo.

El controlador puede funcionar en modo autónomo, a base de programar el número de pasos o el ángulo de avance por medio de conmutadores rotativos BCD. Un contacto de inicio y otro final, totalmente libres de tensión, proporcionan un medio sencillo e idóneo para la interconexión de fotocélulas, transductores inductivos o microinterruptores, con el objeto de sincronizar las operaciones con el entorno de la aplicación.

La gama de amplificadores de corriente de salida disponibles hace posible el control de motores de potencia grande y pequeña. En este sentido, la corriente de salida puede llegar hasta 4 A (80 V) gracias a un driver fabricado en tecnología Bimos de la última generación.

Por último, conviene resaltar que la serie CPP ha sido desarrollada con el propósito de que en el futuro pueda incorporar diversas opciones estándar, a nivel software, así como efectuar paquetes de microprogramación a medida, en función de la aplicación final.

Nueva representante de DIODE España S.A.

DIODE ESPAÑA, S.A., ha firmado recientemente contrato de distribución, en exclusiva para España, con la firma K.R.P. POWER SOURCE B.V.

La compañía K.R.P. pertenece al grupo holandés DE DRIE ELECTRONICS, y se dedica a la fabricación de convertidores de continua/continua, fuentes conmutadas, reguladores conmutadores y fuentes de alimentación reguladas.

Diode España, S.A., es una empresa perteneciente al grupo multinacional DIODE, con empresas en Holanda, Bélgica y España, todas dedicadas a la comercialización de componentes y equipos electrónicos e informáticos.

Acuerdo Bull-Philips para desarrollar tarjetas inteligentes

Bull CP8 y TRT —sociedad en la que el grupo Philips ha encomendado la responsabilidad internacional de la tarjeta con chip incorporado—, han firmado un acuerdo para desarrollar en común una nueva familia de máscaras para tarjetas con microcalculador, con el fin de ofrecer a sus clientes respectivos productos totalmente compatibles.

La máscara de una tarjeta define las funciones de la misma, está grabada en el silicio durante el proceso de fabricación del componente y resulta inviolable. Determina «la inteligencia» de la tarjeta.

Un equipo común de ingenieros apoyándose en las competencias de ambos grupos, tendrá la tarea de definir una familia de productos cimentada en las nuevas máscaras desarrolladas conjuntamente.

Este acuerdo permitirá a los dos constructores ampliar la colaboración iniciada en 1984, entre los grupos Bull y Philips, que ya propició en su momento la puesta a punto de la tarjeta en el proyecto de tarjetas bancarias francesas.

Los dos socios consolidan de esta manera una etapa determinante en su oferta de tarjetas con microprocesador totalmente adaptadas a las nuevas exigencias de las aplicaciones europeas e internacionales.

El objeto de usar configuraciones con más de un transistor es obtener toda una serie de prestaciones que difícilmente podrían ser conseguidas con un sólo transistor. El presente artículo presentará las configuraciones de varios transistores más utilizados en amplificación.

AMPLIACIÓN CON COMPONENTES DISCRETOS (III): CONFIGURACIONES CON VARIOS TRANSISTORES

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

Introducción

Prácticamente ningún amplificador se diseña a partir de un único transistor porque normalmente las condiciones de diseño (ganancia, ancho de banda, impedancias terminales, etc.) no pueden ser satisfechas por ninguna de las configuraciones básicas vistas en el artículo anterior[1] por sí solas.

El amplificador de la figura 1, que nos sirve de ejemplo para toda la serie de artículos, posee un total de 8 transistores. En este caso, entre otras prestaciones, el empleo de varias etapas en cascada, proporciona una ganancia total que en modo alguno podría suministrar una etapa con un sólo transistor.

Configuraciones con dos transistores

Las configuraciones más inmediatas se obtienen mediante la combinación de dos transistores. Existen muchas formas de interconexión de dos transistores que dan lugar a configuraciones útiles, destacándose entre ellas tres muy conocidas y ampliamente utilizadas en amplificación, que reciben los nombres de Darlington, Diferencial y Cascodo.

Par Darlington

En la configuración de dos transistores que aparece en la figura

(1) Amplificación con componentes discretos (II): Configuraciónes fundamentales. Ver Elektor.

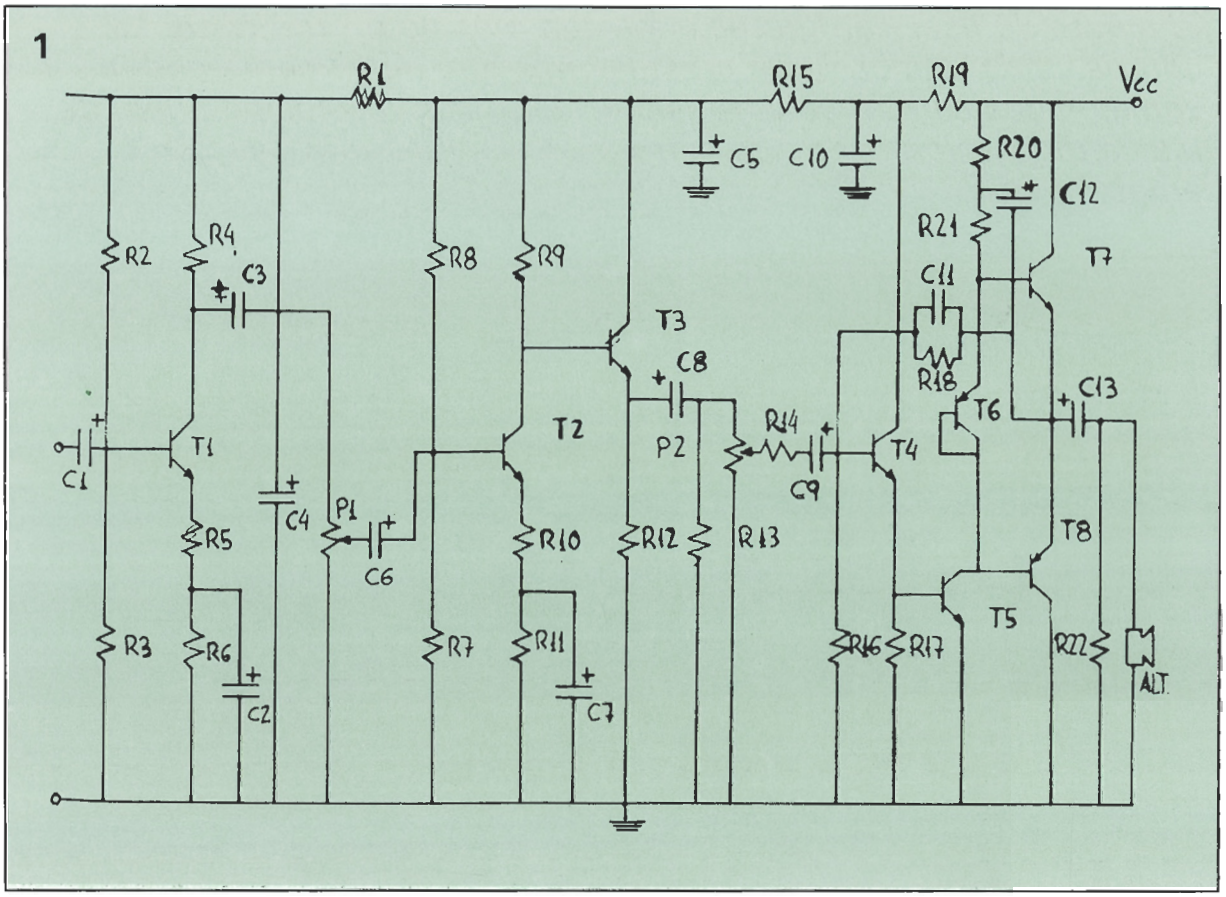


Figura 1. Amplificador de audio monocanal de 7,5 W.

2 se ha conectado el emisor de uno de ellos (T_1) directamente a la base del otro, uniendo además entre sí ambos colectores. Una pareja de transistores interconectados de ese modo, recibe el nombre de configuración Darlington.

Podemos considerar a la configuración Darlington, como un sólo transistor con sus terminales B' (base de T_1), C' (colectores de T_1 y T_2 unidos) y E' (emisor de T_2), pero con algunas prestaciones muy superiores a las de un transistor «convencional».

Los circuitos de polarización de un par Darlington podrán ser análogos a los ya vistos[1] para las configuraciones básicas E.C., B.C. y C.C., y se podrá calcular el punto de trabajo, planteando las correspondientes ecuaciones, si bien en este caso debe tenerse en cuanta que:

- Entre los puntos B' y E' (ver figura 2), existen dos uniones base-emisor y, por tanto, en el modelo empleado para el transistor a efectos de polarización

(1) $V_{BE1}=V_{BE2}=0{,}6$ V.

(2) $V_{BE'}=V_{BE1}+V_{BE2}=1{,}2$ V.

- La corriente de emisor del primer transistor es inyectada directamente a la base del segundo, con lo que la corriente de colector del transistor equivalente será

(3) $I_{C'}=I_{C1}+I_{C2}\quad h_{FE1}.h_{FE2}I_{B1}$

con lo cual, en el modelo equivalente

(4) $h_{FE'}=h_{FE1}.h_{FE2}$

El modelo equivalente de la configuración Darlington a efectos de polarización de la figura 2, queda entonces como el representado en la figura 3. Un mode-

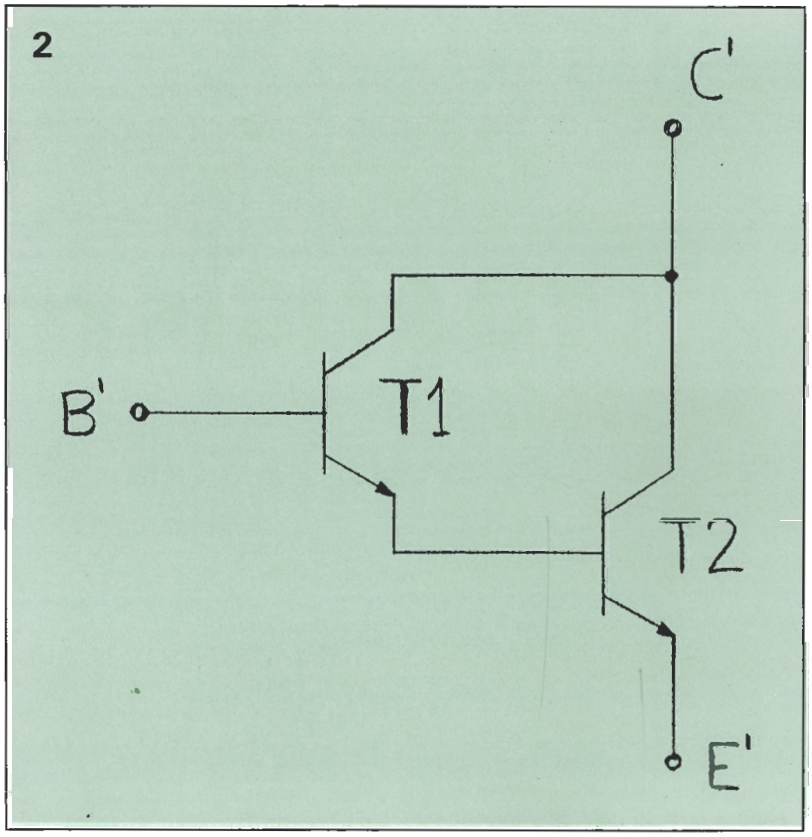


Figura 2. Configuración Darlington.

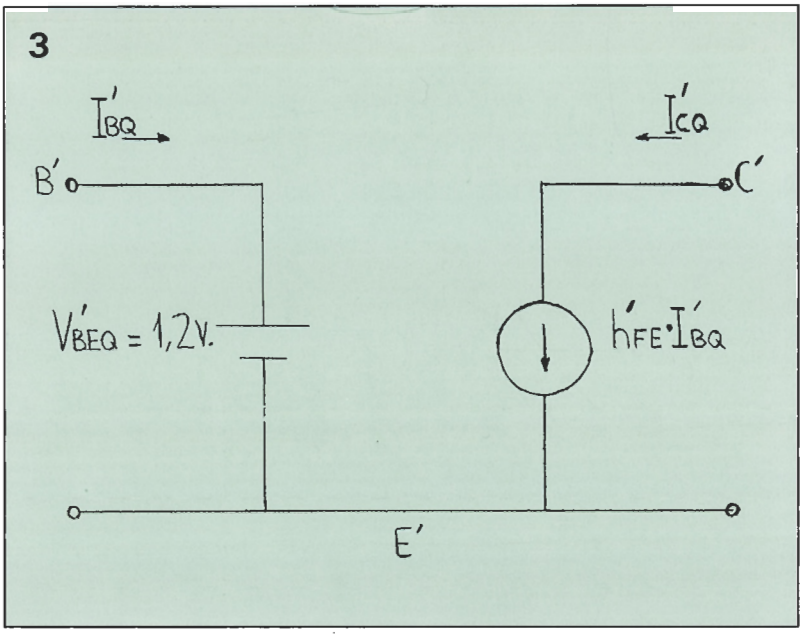


Figura 3. Circuito equivalente para la configuración Darlington a efectos de polarización.

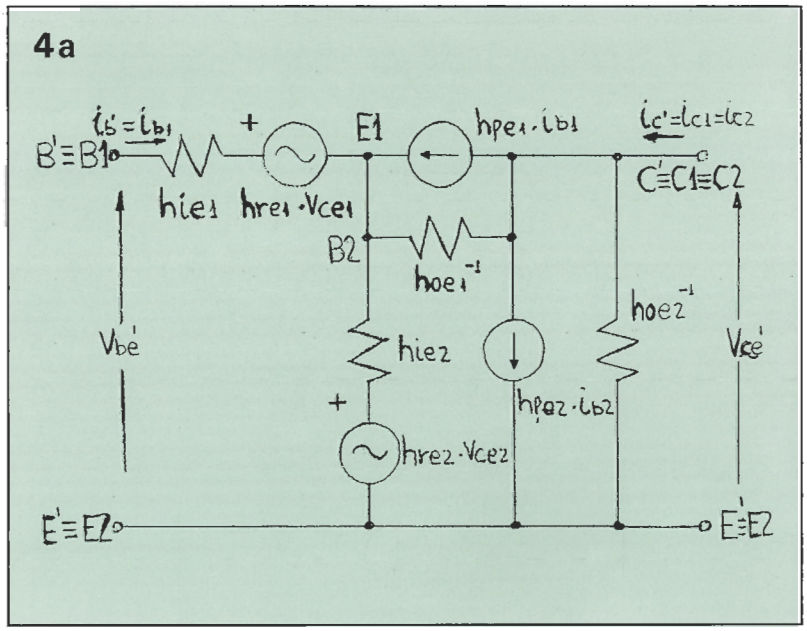


Figura 4-a. Modelo equivalente para el par Darlington en pequeña señal y a frecuencias medias.

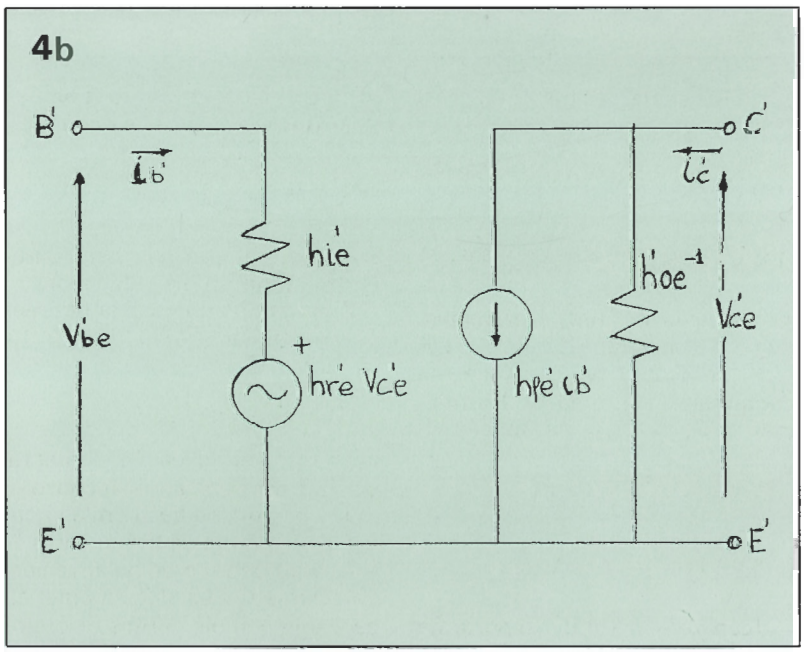


Figura 4-b. Modelo equivalente de parámetros [h] para el par Darlington.

lo análogo puede establecerse si T_1 y T_2 son transistores tipo PNP, cambiando únicamente los signos de $V_{BE'}$ e $I_{BQ'}$ y el generador de corriente $I_{CQ'}=h_{FE'}.I_{BQ'}$.

El comportamiento del par Darlington para señal variable, se puede estudiar a partir de los modelos en pequeña señal de T_1 y T_2 en configuración Darlington, se muestra en la figura 4a. Por medio de cálculos no muy complejos, se puede llegar al modelo equivalente de parámetros h de la figura 4b (volvemos a considerar al par Darlington como un solo transistor con sus terminales E', B' y C') donde

(5) $h_{ie}' \quad h_{ie1}+(h_{fe}+1)h_{ie2}$
(6) $h_{re}' \quad h_{re1}+h_{re2}$
(7) $h_{fe}' \quad h_{fe1}.h_{fe2}$
(8) $h_{ce}' \quad h_{ce1}(h_{fe2}+1)+h_{ce2}$

Las ecuaciones (5)..(8) permiten afirmar que, en pequeña señal, el par Darlington actúa como un transistor equivalente con gran impedancia de entrada y elevada ganancia de corriente. Será utilizada, por tanto, en aplicaciones que demanden elevadas impedancias de entrada y/o elevadas ganancias (amplificadores de potencia, amplificadores operacionales, etc.).

La configuración Darlington presenta alguna variante como la representada en la figura 5, útil para obtener un transistor PNP de alta ganancia a partir de otro de pobres características. No obstante, este tipo de configuraciones son más utilizadas en circuitos integrados, donde normalmente es más difícil obtener transistores PNP de alta ganancia.

Par Diferencial

Una configuración muy utilizada en las primeras etapas de los amplificadores es el par Diferencial que consta de una pareja de transistores acoplados por emisor (ver figura 6). El circuito de polarización básico de esta configuración incluye, como se ve en la figura, una fuente de corriente constante en emisor, gracias a la cual, y si ambos transistores son idénticos, se cumple

(9) $I_{EQ1}=I_{EQ2} \quad I_{CQ1}=I_{CQ2}$

En estas condiciones, los valores de R_C y V_{CC} determinan las tensiones V_{CEQ1} y V_{CEQ2} de polarización.

La característica más sobresa-

liente del par Direccional es que, al menos en el caso ideal, responde como elemento amplificador únicamente a la diferencia de tensión entre las bases de los transistores (señal diferencial) rechazando la señal común a ambas. La ventaja de este comportamiento es que si atacamos al amplificador Diferencial con una señal diferencial ésta quedará amplificada, pero el ruido, que inevitablemente la acompaña y que en la mayoría de los casos es señal común, quedará muy atenuado y mejorará, por tanto, la relación señal/ruido. El resto de las configuraciones que hemos visto hasta ahora, amplifican del mismo modo la señal y el ruido.

La figura 7 muestra la característica de transferencia típica para un par diferencial, en la cual se relaciona la corriente de colector del transistor T_1, con la diferencia de tensión entre las dos bases. La corriente de colector del otro transistor será:

(10) $I_{C2} \quad I_{CC} - I_{C1}$

Para utilizar la configuración diferencial como amplificador, puede ser atacada en la forma descrita en la figura 8. Siempre debe existir un camino entre las bases de T_1-T_2 y masa para que circulen las corrientes de polarización de base I_{BQ1} e I_{BQ2}. La salida se tomará bien entre los colectores de T_1 y T_2 (salida diferencial) o entre cualquiera de ellos y masa (salida asimétrica).

Para explicar su comportamiento con señal variable nos apoyaremos en el modelo de pequeña señal simplificado de la figura 9. Este modelo se ha construido a partir de los modelos de parámetros h de T_1 y T_2, considerando que, en primera aproximación, $h_{re1}=h_{re2}=h_{ce1}=h_{ce2}=0$. En este modelo se cumple que $h_{fe1}=h_{fe2}=h_{fe}$ y $h_{ie1}=h_{ie2}=h_{ie}$, ya que ambos transistores son iguales y se encuentran polarizados en el mismo punto.

La resistencia R_{CC}, es la resistencia equivalente en pequeña señal del generador de corriente I_{CC}.

A partir de este modelo es posible obtener los parámetros

(11) $$G_{VD}=\frac{-h_{fe}\,R_C}{h_{ie}}$$

ganancia en modo diferencial.

(12) $$G_{VC}=\frac{-R_C\,h_{fe}}{h_{ie}+2R_{CC}(h_{fe}+1)}$$

ganancia en modo común.

Los cuales caracterizan el comportamiento en pequeña señal del

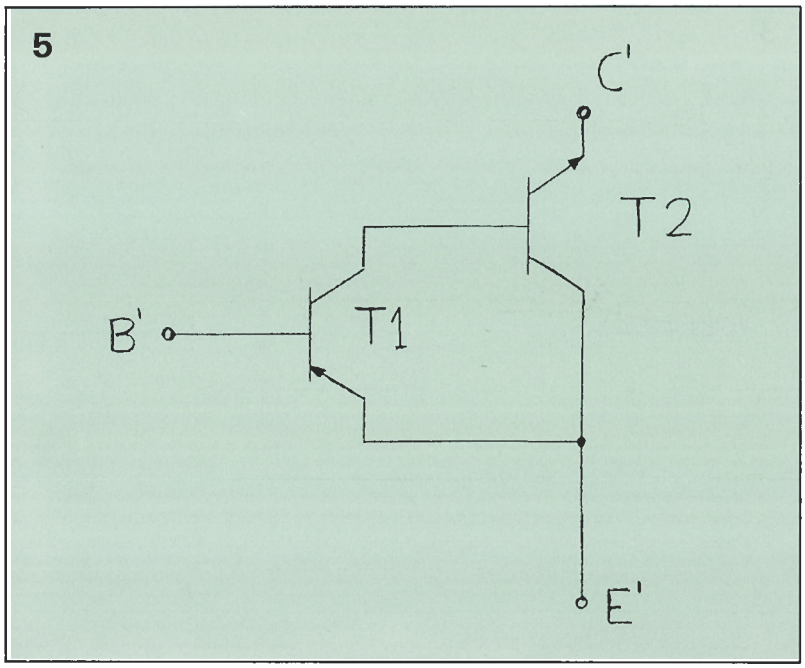


Figura 5. Variante de la configuración Darlington.

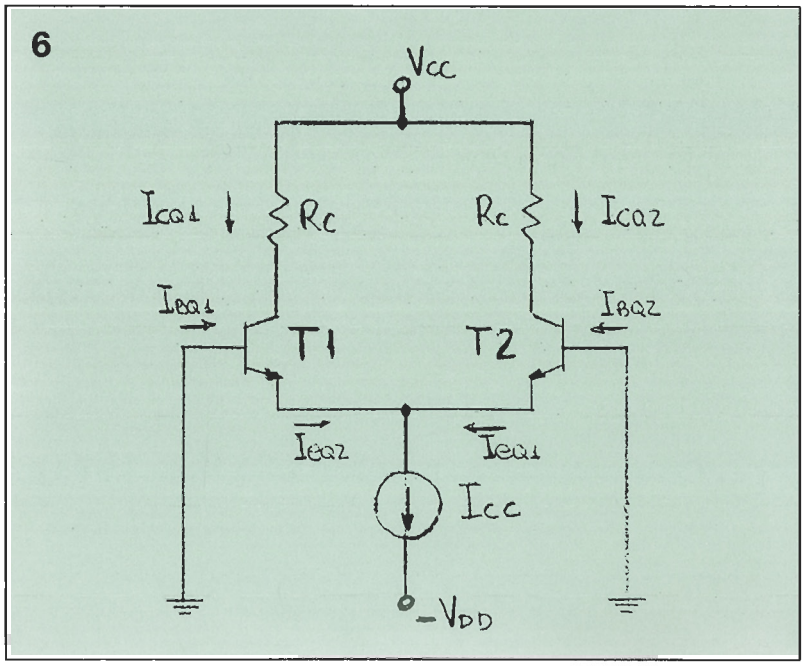


Figura 6. Par Diferencial.

par diferencial a través de las ecuaciones

(13) $$V_{S1}=G_{Vdd}\frac{V_{b1}-V_{b2}}{2}+G_{VC}\frac{V_{b1}+V_{b2}}{2}$$

(14) $$V_{S2}=-G_{Vd}\frac{V_{b1}-V_{b2}}{2}+G_{VC}\frac{V_{b1}-V_{b2}}{2}$$

De tal forma que, si tomamos una salida asimétrica (entre el colector de T_1 o el de T_2 y masa), se cumplirán (13) ó (14). Normalmente, $G_{VC}<<G_{VD}$ y entonces

(15) $$V_{S1}\approx\frac{G_{VD}}{2}(V_{b1}-V_{b2})$$

(16) $$V_{S2}\approx\frac{-G_{VD}}{2}(V_{b1}-V_{b2})$$

Un parámetro muy importante en amplificadores difenciales es el «rechazo en modo común» (C.M.R.R.) que se define como

(17) $$\text{C.M.R.R.}=20\log\left|\frac{G_{Vd}}{2G_{VC}}\right|\text{ dB}$$

interesa siempre que este parámetro tenga un elevado valor.

Si tomamos una salida diferencial (entre los terminales C_1 y C_2), se cumplirá:

(18) $$(V_{V1}-V_{S2})=G_{Vd}(V_{b1}-V_{b2})$$

La característica fundamental del par Diferencial, el rechazo al modo común, se basa en la simetría de la pareja de transistores T_1 y T_2, y su circuito de polarización. Esta simetría es difícilmente alcanzable con elementos discretos y en cambio se obtienen parecidos

Figura 7. Característica de transferencia $I_{C2}=(V_{B1}-V_{B2})$ para el par Diferencial.

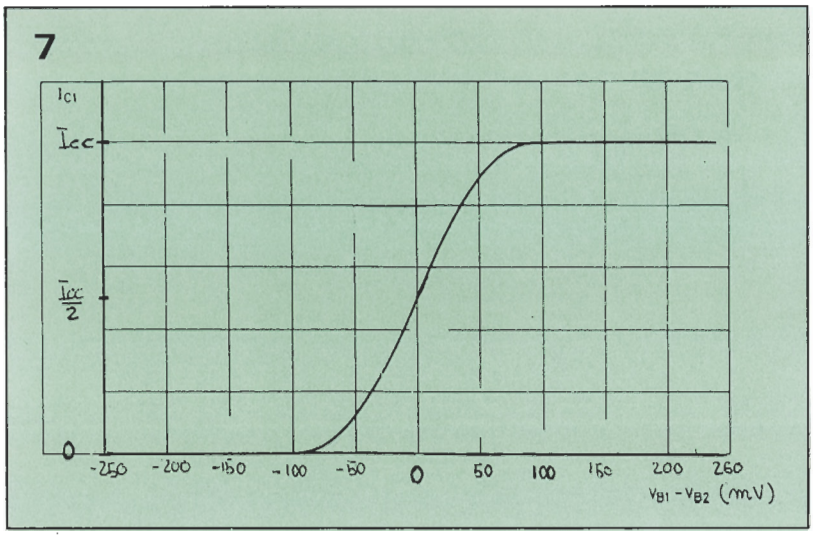


Figura 8. Amplificador Diferencial excitado mediante la aplicación de tensiones a las bases de los transistores. La salida se toma entre un colector y tierra (asimétrica) o entre ambos colectores (diferencial).

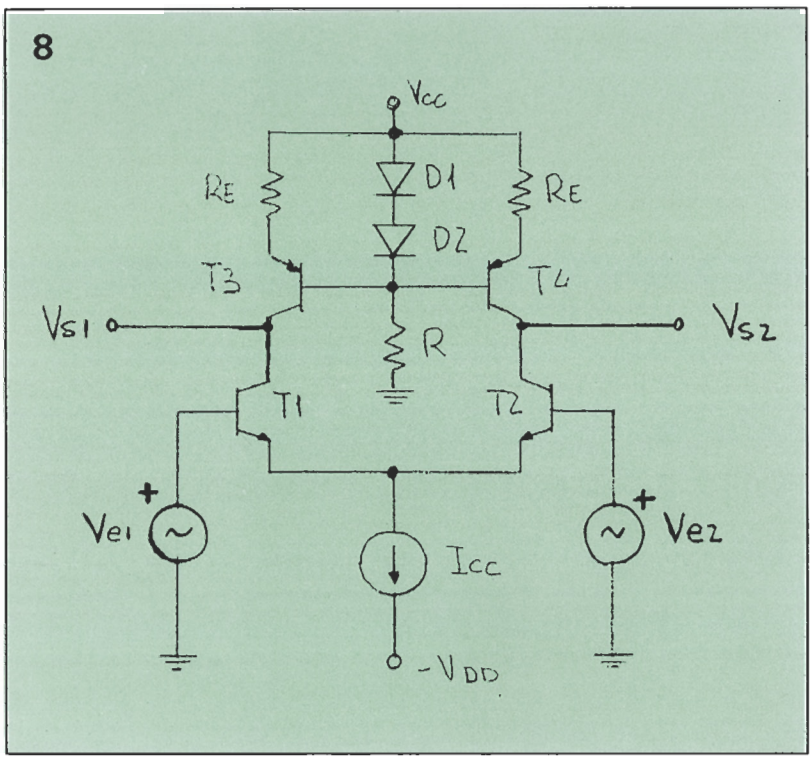
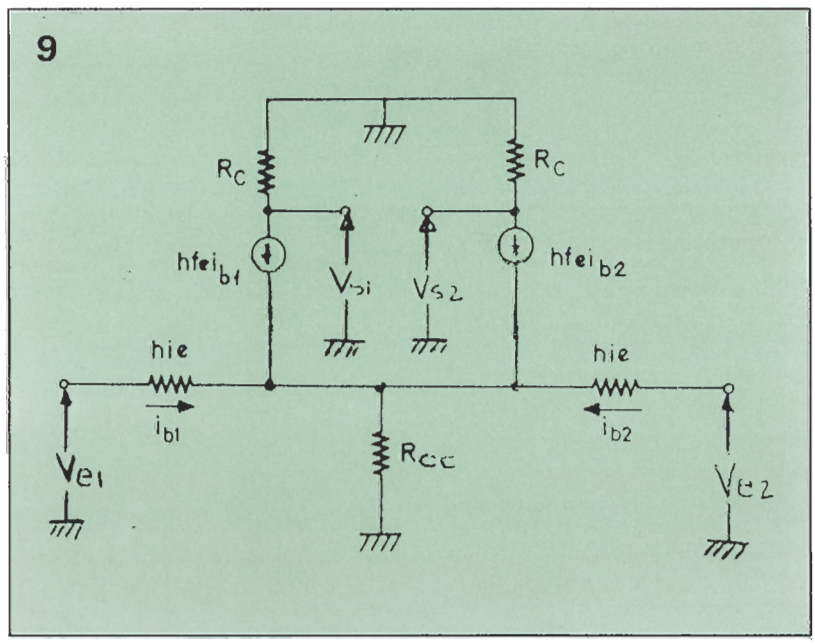


Figura 9. Modelo equivalente del amplificador Diferencial de la figura 8, para pequeña señal y frecuencias medias.



razonables con la tecnología de circuitos integrados. Por ello, la mayoría de las aplicaciones típicas para el par Diferencial (etapas de entrada en amplificadores de audio y amplificadores operacionales, modulares, etc.) han sido llevadas a la práctica en circuitos integrados. No obstante, para diseños con componentes discretos, existe la posibilidad de incluir pares diferenciales integrados.

Par Cascodo

En el artículo anterior[1] de esta serie, se calculó la ganancia y el ancho de banda de una etapa amplificadora en E.C. Si quisiéramos obtener una ganancia mayor con esta misma etapa aumentando el valor del parámetro g_m (sería entonces necesario polarizar al transistor con una I_{CQ} mayor) lo haríamos siempre a costa de disminuir el ancho de banda. Por otra parte, las configuraciones en C.C. y B.C. proporcionan un gran ancho de banda, pero poseen ganancias de tensión (C.C.) y corriente (B.C.) menores que la unidad.

La configuración descrita en la figura 10, llamada par Cascodo, obtiene un aumento efectivo del ancho de banda (GWB) con respecto a la configuración en E.C., permitiendo un aumento del ancho de banda disponible junto con las elevadas ganancias de tensión (G_V) y corriente (G_I) típicas de E.C.

El par Cascodo consta de un transistor en E.C. (T_1) cuya carga es otro transistor en B.C. (T_2) (en lugar de la habitual R_L). El circuito de polarización de ambos transistores, permite fijar convenientemente su punto de trabajo. En señal variable, el modelo para pequeña señal y frecuencias medias, se muestra en la figura 11, donde se observa que la carga a efectos de pequeña señal de T_1 la constituye la baja impedancia de entrada del transistor en B.C., lo cual produce dos efectos:

- El polo dominante

$$(19)\ f_p \approx \frac{1}{(C_{be1}+(1+R_L' h_{fe1}/h_{ie1})C_{bc1})\ \frac{1}{(R_g/\!/h_{ie1}/\!/R_{bb})}}$$

se desplaza hacia frecuencias más altas al ser ahora

$$(20)\ R_{L'} \approx \frac{h_{ie2}}{h_{fe2}+1}$$

; impedancia de entrada del transistor en B.C.

• La ganancia de tensión (de la etapa E.C.)

$$(21)\ G_{Vm} \approx -\frac{h_{fe1}(R_L' // h_{ce1}^{-1})}{R_g+(h_{ie1} // R_{bb})} \approx -$$

$$\approx -\frac{h_{fe1}\ R_L'}{R_g+(h_{ie1} // R_{bb})}$$

disminuye al disminuir R_L'.

Sin embargo, la ganancia de corriente será, aproximadamente la entregada por la etapa en E.C. cargada con la impedancia de entrada del circuito en B.C.

El ancho de banda viene fijado por la etapa en E.C., ya que la etapa en B.C. introduce polos por encima del dado por (19). Al desplazarse el polo dominante hacia frecuencias más altas, el ancho de banda aumenta. La caída de la ganancia de tensión será compensada por la ganancia de la etapa en B.C.

Los resultudos finales son[2]:

$$(22)\ f_p \approx 1/\{C_{be1}+(1+\frac{h_{fe2}}{h_{fe2}+1})C_{bc1}\}$$

$(R_g // h_{ie1} // R_{bb}) \approx B$, ancho de banda

$$(23)\ G_{Vm} \approx -\frac{h_{fe1}\ R_L}{R_g+(h_{ie1} // R_{bb})}\ ;$$

ganancia de tensión a frecuencias medias

Cargas activas

Una carga activa es un elemento activo (transistor) que se emplea como carga de otro transistor.

Las cargas activas se diseñan siguiendo la filosofía de las fuentes de corriente constante[3]: a efectos de polarización, el elemento activo que funciona como carga constituye una fuente de corriente constante que fija el punto de trabajo del elemento amplificador. A efectos de señal variable, la elevada impedancia interna de la fuente de corriente hará las veces de carga.

La utilización de las cargas activas como sustituto de las resistencias de carga en etapas intermedias es un hecho generalizado en todos los amplificadores en circuitos integrados, ya que el área de integración de una resistencia supera con creces el área de integración correspondiente a un transistor. No obstante, esta técnica también es usada en algunos amplificadores con elementos discretos a fin de aprovechar una ventaja: independiza la magnitud de las corrientes de polarización de la impedancia de carga en pequeña señal, posibilitando, así, la coexistencia de elevadas resistencias de carga junto con la corriente de polarización adecuadas.

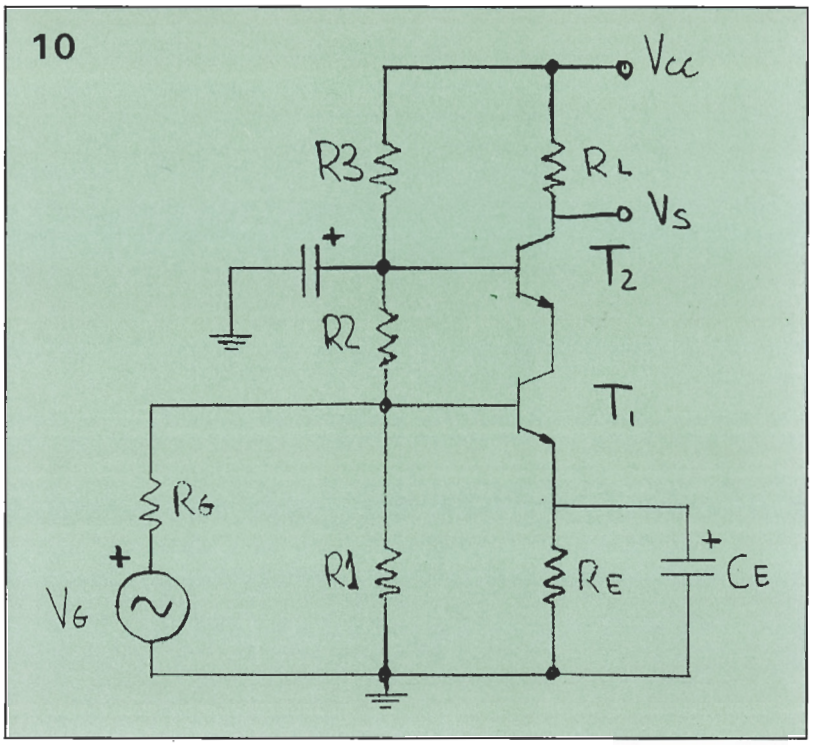


Figura 10. Par Cascodo.

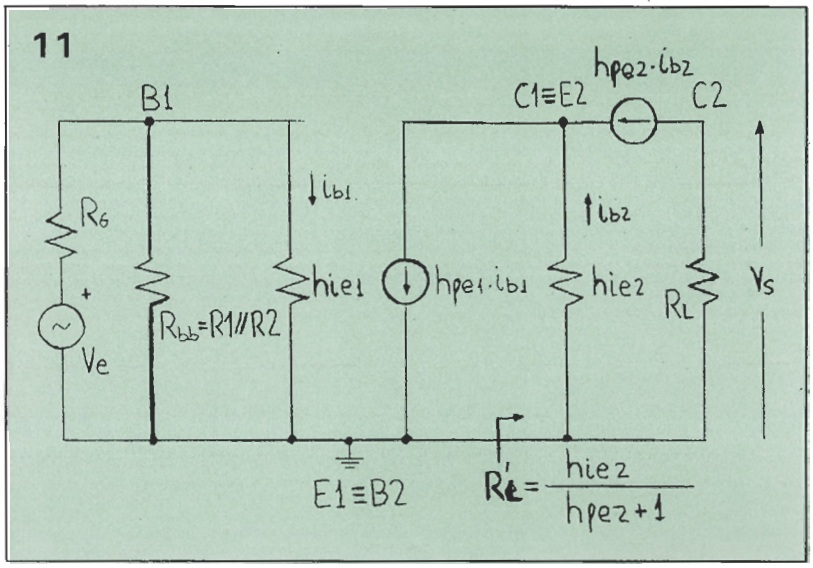


Figura 11. Modelo equivalente para el par Cascodo en pequeña señal y a frecuencias medias.

La figura 12 presenta un ejemplo de utilización de cargas activas en el par diferencial de la figura 6. En continua, el punto de trabajo de los transistores será:

$$(24)\ I_{CQ1}=I_{CQ2}=I_{CQ3}=I_{CQ4} \approx \frac{2V_D+V_{BEQ3}}{R_E}$$

$$\approx \frac{I_{CC}}{2}$$

mientras que a efectos de señal variable la carga de T_1 y T_2 (R_C en el montaje de la figura 6), es ahora la impedancia de colector de T_3 o T_4, montados en B.C. ($h_{ce-1}(1+hh_{fe})$), ya estudiadas anteriormente.

Amplificación de varias etapas

Normalmente, los requisitos de diseño de un amplificador no se pueden cubrir con una sola etapa, siendo necesaria la inclusión de varias etapas en cascada. Uno de los problemas que se derivan de este procedimiento es el del acoplo entre etapas, siendo las soluciones más comunes el acoplo RC y el acoplo en continua, que se exponen a continuación.

Acoplo RC

En las redes de acoplo RC, las distintas etapas amplificadoras, se encuentran separadas entre sí a efectos de polarización por con-

(2) Los cálculos son ciertos únicamente si $f_p < f_T$ ($f_p < 10f_T$) debido a que es éste el margen de validez para los modelos utilizados.

(3) Amplificación con componentes discretos (I):

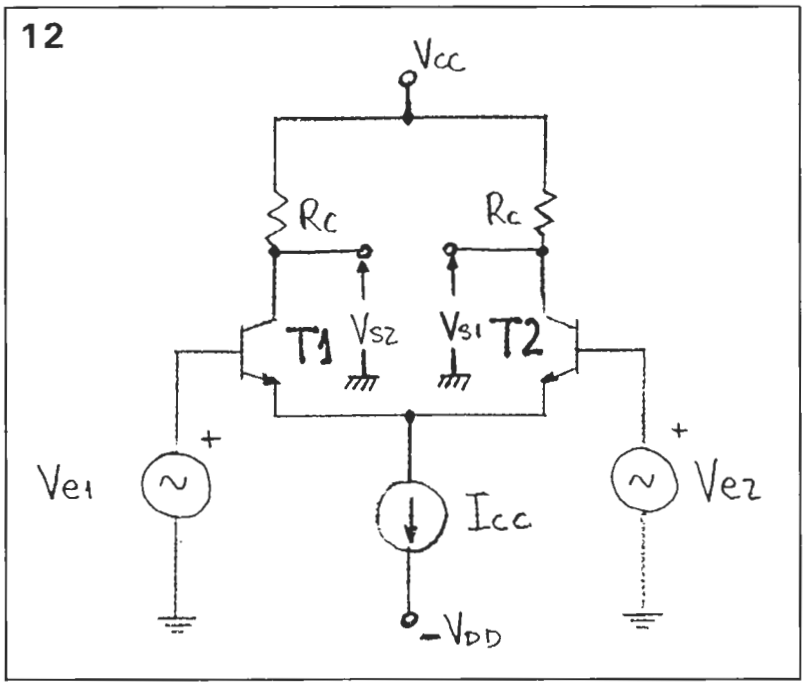


Figura 12. Utilización de cargas activas (T_3, T_4) en el par Diferencial de la figura 6.

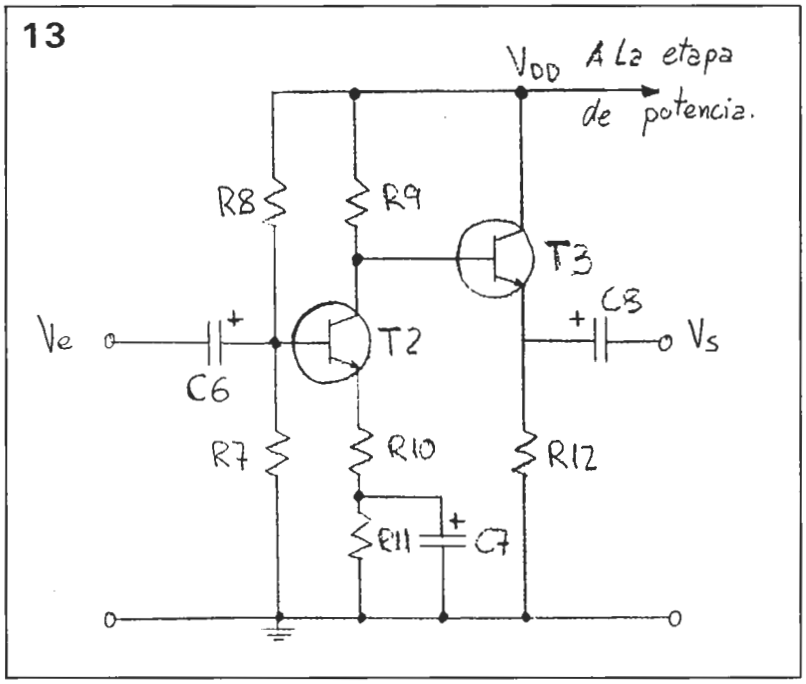


Figura 13. Etapa amplificadora con acoplo directo.

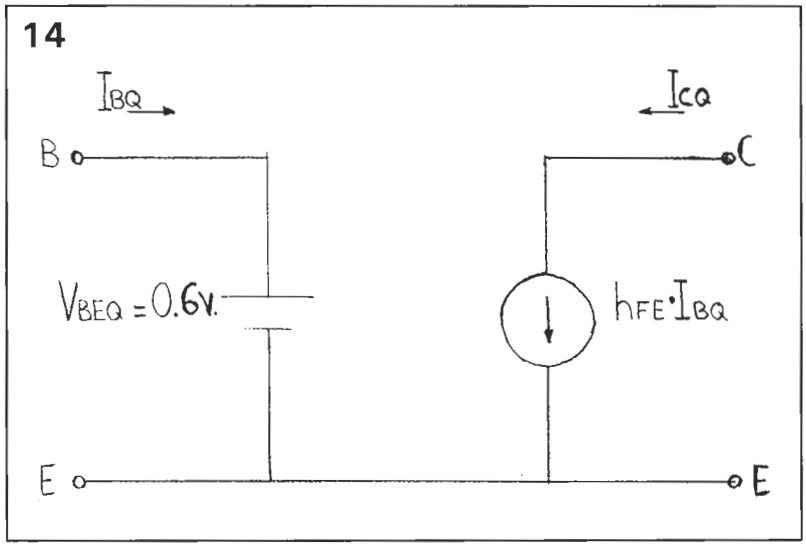


Figura 14. Modelo equivalente para los transistores T2 y T3 a efectos de polarización.

densadores. Los condensadores, presentan impedancia infinita a la señal continua, pero a las llamadas frecuencias medias y altas, actúan como cortocircuitos prácticos con lo que, a efectos de señal variable, todas las etapas se encuentran interconectadas entre sí.

Las ventajas del acoplo RC son:

a) Independiza las redes de polarización de cada etapa, pudiendo diseñarse éstas por separado de una manera sencilla.

b) Los puntos de trabajo de los transistores pueden llegar a ser muy estables sin necesidad de emplear técnicas excesivamente complicadas, ya que las posibles variaciones que ocurran en una etapa no afectan al resto de las etapas.

Sus posibles inconvenientes son:

a) Es necesario el uso de condensadores, frecuentemente electrolíticos de alta capacidad. Esto está prácticamente vedado en circuitos integrados, ya que los condensadores ocupan una gran superficie de integración, pero no suele ser un problema en amplificadores discretos.

b) Los condensadores introducen siempre polos a bajas frecuencias, por lo que en un diseño de este tipo existirá siempre una frecuencia de corte inferior para la característica de transferencia. Es más, con este tipo de acoplo no es posible amplificar señales continuas.

El uso del acoplo RC, se encuentra ampliamente extendido en amplificación con componentes discretos. El amplificador de la figura 1, que nos sirve de ejemplo, posee tres etapas acopladas mediante los condensadores C_3, C_6, C_8 y C_9. La polarización de cada etapa puede diseñarse entonces por separado.

Acoplamiento directo

Otra posibilidad de acoplar varias etapas amplificadoras entre sí, es el acoplamiento directo o acoplo en continua. En este caso, tanto a efectos de señal continua como de señal variable, las etapas se encuentran interconectadas entre sí.

Las ventajas del acoplamiento directo pueden resumirse en dos:

a) no existen condensadores y, normalmente, el número de resistencias en la red de polarización resulta menor que sus etapas de acoplo RC.

b) no existen polos ni ceros a

bajas frecuencias y es posible amplificar señal continua.

Sus inconvenientes son:

a) Al encontrarse interconectadas las etapas, a efectos de continua, la polarización de cada una de ellas, afecta a la de las demás. Por tanto, la red de polarización no podrá diseñarse independientemente para cada etapa.

b) La interconexión a efectos de continua de todas las etapas, crea también problemas de estabilidad en los puntos de polarización. Una variación del punto de trabajo de una de las etapas (provocada, por ejemplo, por las variaciones de la temperatura ambiente), será amplificada por el resto de etapas en cascada, pudiendo causar grandes variaciones en las últimas etapas. Estas variaciones en el punto de trabajo, como ya sabemos, causan variaciones en el comportamiento del amplificador a efectos de señal variable, pudiendo incluso sacar el amplificador de la zona activa, fuera de la cual se degradan sus características como amplificador.

Por todas estas causas, el acoplo en continua de un gran número de etapas sólo se usa en circuitos integrados donde es necesario el uso de técnicas de compensación térmica en las redes de polarización.

No obstante, los acoplos en continua con un pequeño número de etapas, también se usan en el diseño de amplificadores con componentes discretos. Tenemos un ejemplo en el amplificador de la figura 1, donde la segunda etapa está realizada con los transistores T_2 y T_3 acoplados en continua.

En este ejemplo, se analizará el comportamiento en continua y con señal variable de la etapa formada por el acoplo directo de T_2 y T_3 en el amplificador de la figura 1. Esta etapa se ha dibujado en la figura 13.

Para mayor comodidad en el análisis, se tendrá en cuenta que:

- V_{DD} representa la tensión continua de polarización existente en bornas del condensador C_5 (ver figura 1).

(25) V_{DD} 20 V.

- V_{BB} y R_{BB} representan el equivalente de Thevenin del circuito de polarización en bornas base-emisor de T_2.

(26) $V_{BB} = V_{DD} \dfrac{R_7}{R_7+R_8} = 1.17V.$

(27) $R_{BB}=R_7//R_8$ 6,2 KΩ

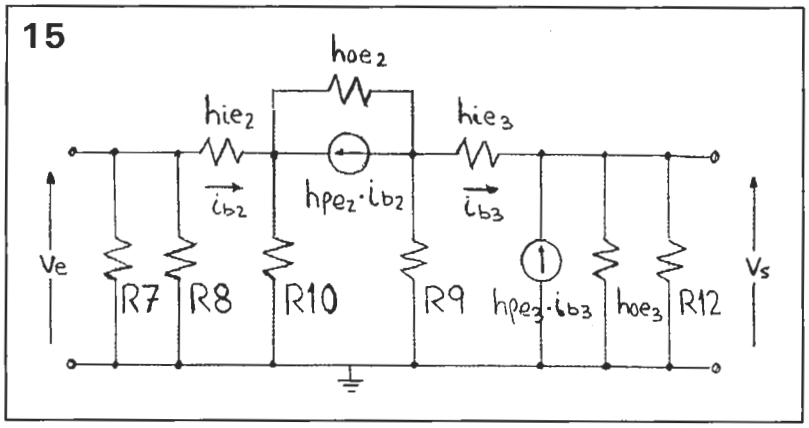


Figura 15. Modelo de la etapa amplificadora de la figura 13, para pequeña señal y frecuencias medias.

La figura 13 muestra, además, cómo el número de resistencias y condensadores se ha reducido con respecto al que sería necesario para polarizar ambos transistores de manera independiente (formando dos etapas RC). Concretamente, el transistor T_3 ya no necesita un divisor de tensión en su base debido a que su corriente de base queda fijada por la etapa anterior.

Para el análisis en continua (punto de trabajo) utilizaremos para ambos transistores el modelo de la figura 14, que ya se explicó en un artículo anterior[3]. Analizando el circuito de la figura 13, teniendo en cuenta el modelo equivalente para cada transistor, y asumiendo que:

(28) $I_{CQ2} >> I_{BQ2}$

(29) $I_{CQ3} >> I_{BQ3}$

se obtienen las siguientes ecuaciones:

(30) V_{BB} $R_{BB} I_{BQ2} + V_{BEQ2} + (R_{10}+R_{11}) I_{CQ2}$

(31) V_{DD} $V_{CEQ2} + (R_9+R_{11}) I_{CQ2}$

(32) V_{CEQ2} $V_{BEQ3} + R_{12} I_{CQ3} - (R_{10}+R_{11}) I_{CQ2}$

(33) V_{DD} $V_{CEQ3} + R_{12} I_{CQ3}$

Según el modelo utilizado,

(34) $V_{BEQ1} = V_{BEQ2} = 0{,}6$ V.

(35) $I_{CQ1} = \beta_{F1} I_{BQ1}$

(36) $I_{CQ2} = \beta_{F2} I_{BQ2}$

Las soluciones de este sistema, son:

(37) $I_{CQ2} = \dfrac{V_{BB}-V_{BEQ2}}{\frac{R_{BB}}{\beta_{F1}}+R_{10}+R_{11}} \approx \dfrac{V_{BB}-V_{BEQ2}}{R_{10}+R_{11}} = 1{,}06$ mA

(38) V_{CEQ2} $V_{DD}-(R_9+R_{10}+R_{11}) I_{CQ2} = 8.83$ V.

(39) $I_{CQ3} = \dfrac{V_{CEQ2}-V_{BEQ3}+(R_{10}+R_{11}) I_{CQ2}}{R_{12}} = 8{,}8$ Ma

(40) V_{CEQ3} $V_{DD}-R_{12} I_{CQ3} = 11{,}2$ V.

Las ecuaciones (39) y (40) confirman que el punto de polarización de T_3 depende del punto de polarización de T_2.

Los valores de V_{CEQ2}, I_{CQ2}, V_{CEQ3}, I_{CQ3}, junto con las ecuaciones (34), (35) y (36) definen el punto de trabajo de los transistores T_2 y T_3. Los valores que tienen V_{CEQ2}, I_{CQ2}, V_{CEQ3} e I_{CQ3} son importantes porque determinan las características de la etapa en señal variable y el margen dinámico de salida. Los valores de V_{BEQ2}, V_{BEQ3}, I_{BQ2}, I_{BQ3} no son, normalmente, objetivos de diseño y su valor es intrascendente en la mayoría de las ocasiones.

En cuanto al análisis con señal variable, la figura 15 muestra el modelo en pequeña señal (a frecuencias medias) válida para la configuración de la figura 13. El cálculo de los parámetros del amplificador se hace más complejo, pero el método es similar al utilizado en el análisis de etapas con un solo transistor en el artículo anterior[1] y en todo caso el circuito se podrá analizar haciendo uso de la Teoría de Redes.

No obstante, y sin necesidad de hacer ningún cálculo, es evidente que la etapa amplificadora de la figura 13 está compuesta por una etapa en E.C. (R_{11} se desacopla a través de C_7 y R_{10} es de pequeño valor) y una etapa en C.C. o seguidor de emisor, con lo cual disfrutará de las ventajas de ambas: gran ganancia de tensión proporcionada por T_2 en E.C. y baja impedancia de salida proporcionada por T_3 en C.C. Este tipo de ventajas son las que persigue la asociación de varios transistores en amplificación. ◼

Los fenómenos mecánicos, magnéticos, químicos y radiantes, son, hoy en día, fácilmente detectados y medidos a través de medios electrónicos. La conversión de estos fenómenos analógicos en señales digitales se realiza mediante sensores. Estos transductores se han convertido en algo indispensable para el análisis de todos los fenómenos que nos rodean a diario.

SENSORES Y ACTUADORES

Existe una gran variedad de sensores, se estima que pueden contarse unos 20.000 tipos diferentes, producidos por varios miles de fabricantes, repartidos por el mundo entero. Los más destacables pueden ser los que miden fenómenos como la temperatura, la presión, la presencia y composición de los gases, la radiación, la humedad, el grado de magnetismo, la aceleración, la dirección, la inclinación angular, el flujo y nivel de líquidos, la presencia, la posición, el desplazamiento, etc.

El funcionamiento de muchos sensores está basado en efectos ópticos (láser, fibras ópticas, emisores y receptores de infrarrojos), y de semiconductores (fotodiodos, fototransistores), aunque también son destacables los basados en efectos termoeléctricos y piezoeléctricos.

Por lo general, a un sensor se le exigen unas características especiales como pueden ser: sensibilidad, resistencia a la corrosión, precisión, estabilidad, fácil integración en circuitería microelectrónica y que tenga preferentemente unas características de entrada/salida lineales; además ha de tratarse de un elemento económico.

Sensores

Sensor es el nombre popular que se le da a un transductor; siendo éste un dispositivo que convierte un parámetro físico en una señal eléctrica o viceversa. Las variaciones de la señal eléctrica estarán en función de los parámetros de entrada.

Tabla 1

Comparación de Surface LEDs (SLEDs), Edge LEDs (ELEDs), SLDs, y Láser

Características	SLED	ELED	SLD	Láser
Anchura de espectro	80-100	75-80	10-20	0,8-2,5
Energía óptica típica (mW) y 100 mA (excepto láser)	0,4-0,5	0,4-0,5	0,6-0,8	5-10
Eficiencia de acoplo de energía óptica en fibras	Mediocre, necesita lente	Pequeña	Buena	Muy buena
Respuesta en tiempo	10-50	5-15	5-15	1-2,5
Estabilidad a temperatura ambiente	Mínimo cambio	Sensible	Sensible	Mín. sensibilidad
Espectativa de vida en años	1.000	1.000	100	100
Opciones de encapsulados				
— Lentes	Sí	No	No	Encap. especial
— Conectores de fibra	Sí	Sí	Sí	Sí
— Terminal a fibra	Sí	Sí	Sí	Sí
— Calentador termoeléctrico y módulo de estabilización	No	Necesita apant.	Sí Encapsulado especial	Para todas las aplicac. críticas

Muchos transductores suministran una salida analógica mientras que otros tienen en su salida una señal digital. Algunos transductores son elementos lineales ya que su salida es una función lineal del parámetro de entrada.

Gran parte de los transductores pueden considerarse como dispositivos cuadripolos ya que disponen de cuatro terminales, dos de los cuáles pueden no ser eléctricos.

Alguno de estos elementos requieren un estímulo eléctrico externo para su funcionamiento; son excepciones a esta regla los dispositivos piezoeléctricos, los fotovoltaicos y los electromagnéticos.

Actuadores

Un (transductor) actuador es un dispositivo que convierte señales eléctricas en algún otro tipo de energía, generalmente mecánica. Es pues un tipo especial de transductor. Ejemplos típicos son los altavoces, los conmutadores electrónicos y numerosos instrumentos de medida.

Sensores ópticos

Los sensores ópticos pueden ser divididos en tres partes: transmisor óptico, modulador óptico y receptor óptico. Cada una de las tres partes tiene un componente activo por excelencia; el transmisor se compone de un emisor de luz, que puede ser un LED o un láser, por ejemplo. El modulador cuenta con un mecanismo sensible a estímulos como, por ejemplo, un diafragma o un material especial sensible a la luz. El receptor está compuesto por un fotodetector.

Los emisores empleados en fibra óptica pueden clasificarse en las siguientes categorías: banda ancha (incandescencia), banda estrecha (LEDs), concentrada (láser) y radiaciones de cuerpo opaco (emitiendo desde dentro o fuera de la fibra). La elección del tipo de sensor depende exclusivamente del mecanismo modulador que se quiera emplear. Por ejemplo, los termómetros fluorópticos usan un tipo de fluorescencia dependiente de la temperatura que haya en la punta de la sonda térmica. Otros sensores destinados a la medición de altas temperaturas dependen de la radiación de cuerpos opacos, para rangos de medición entre los 300 y 2.000 grados Celsius. De cualquier forma, la gran mayoría de las aplicaciones emplean sus propias fuentes externas de luz bajo la forma de LED o de rayo láser; principalmente para tener un control de la longitud de onda de emisión, de la potencia y modulación de salida.

Los sensores de fibra óptica han sido notablemente empujados en su progreso por el desarrollo de los LEDs, de los SELDs («Super Luminiscent Diode», diodos super luminiscentes) y por la industria de los discos compactos y videodiscos. Los semiconductores LEDs pueden emitir por toda su superficie o por sus ángulos, dependiendo de su diseño. Los LEDs de emisión de superficie (SLEDs) cuentan con un ángulo de salida. Los LEDs emisores angulares (ELEDs) disponen de un mecanismo en su estructura interna (como los láser) y tienen por tanto un estrecho haz de salida.

Un SLD es un elemento a medio camino entre un LED y un láser. Unicamente cuenta con una sóla etapa de ganancia. A medida que la densidad de corriente se eleva, y aunque un SLD presenta una mayor luminiscencia que un LED corriente, no llega a alcanzar el umbral que permitiría ganancia de múltiples pasos. Por tanto, debido a que la luz está diseñada para someterse a un simple paso de ganancia en el área activa del SLD, un espectro luminoso es más intenso pero más estrecho que el de un LED.

La cantidad de energía que necesita un emisor de luz para aplicaciones en fibra óptica depende en gran medida del diseño del dispositivo; esta energía ha de ser transferida, en primer lugar a la fibra óptica, lo cuál supone la necesidad de una adaptación a este medio (esto es, mediante un polarizador, en el caso de un giroscopio de fibra) antes de su introducción.

Los LEDs, los SLDs y los láseres están no sólo constituidos por los mismos materiales, sino que tienen también la misma estructura básica del dispositivo.

En principio estos dispositivos están básicamente constituidos por una unión P-N de material semiconductor, la cual al ser directamente polarizada provoca la consiguiente recombinación de electrones y huecos, con la correspondiente emisión simultánea de fotones. La concentración de aluminio determina el centro de la longitud de onda de la luz emitida.

Los LEDs, los SLDs y los láseres tienen un orden cronológico ascendente de complejidad (véase tabla 1). Un SLD puede entenderse como un dispositivo a medio camino entre el LED y el láser. El LED genera una emisión espontánea de luz en su zona activa y en consecuencia un amplio espectro luminoso, en torno a su longitud de onda central. Un láser cuenta con un mecanismo interno en su estructura hace que la luz generada en su zona activa, oscile entre sus espejos reflectores, dando lugar a una longitud de onda primaria, predeterminada

1

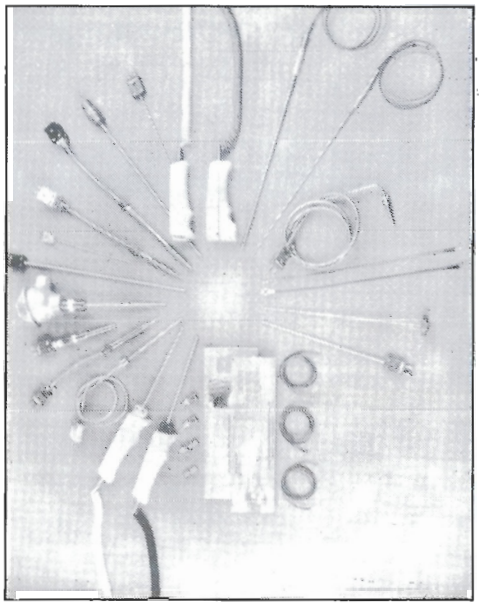
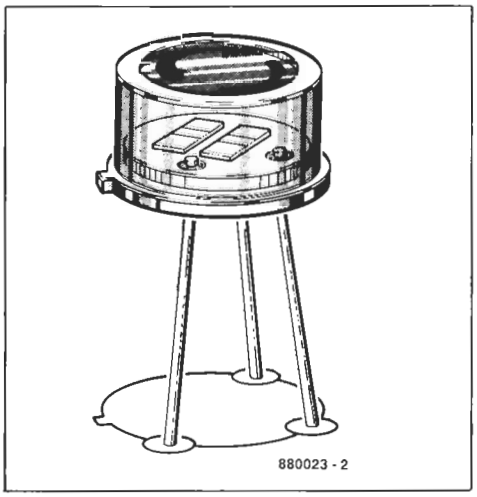


Figura 1. Selección de termopares, bajo forma de sonda de temperatura. (Cortesía de Omega Internacional Inc.).

Figura 2. Típico sensor de infrarrojos.

2



3

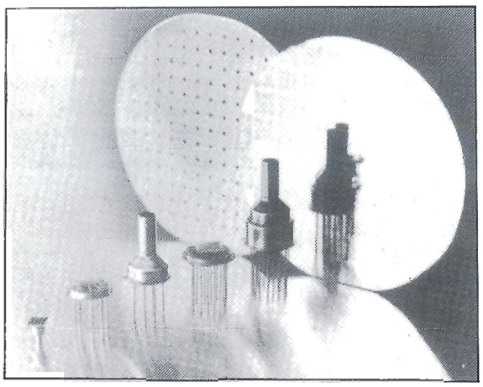


Figura 3. Partes que constituyen un sensor piezoeléctrico. (Cortesía de Telefunken AG).

Figura 4. Constitución de un sensor piezoeléctrico de presión. (Cortesía de Siemens AG.).

dentro de los parámetros de diseño, o modo de funcionamiento.

Una importante aplicación de los sensores ópticos, es el campo de la Robótica, ya que hace posible la visión artificial, sin la cual, los robots no tendrían pleno potencial. Otras interesantes aplicaciones de los sensores ópticos son el encarrilamiento de elementos en cadenas de producción automatizadas y también el proceso de control de las soldaduras por arco. El sensor, en sí, es inherentemente insensible a la luz del arco.

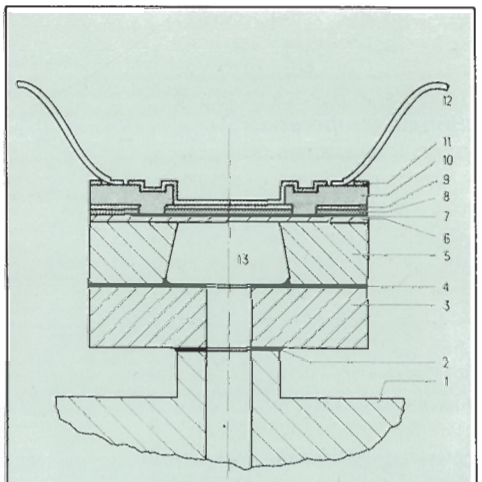
Una importantísima aplicación es el sensor de oxígeno, que mide el índice de saturación de oxígeno en la sangre humana, como control de funcionamiento (cadencia) de un marcapasos. El sensor está integrado en el catéter de estimulación y se coloca en el ventrículo derecho del corazón.

Otro amplio campo de aplicación para los más modernos sensores inteligentes, es el que abarca coches de carreras, aeronaves, complejas instalaciones eléctricas en modernos edificios y redes de acometidas de control y potencia en instalaciones fabriles. Uno de estos sensores utiliza un codificador óptico multiplexable integrado en un chip, desarrollado para Honeywell, por su división de dispositivos optoelectrónicos de Richardson, en el estado de Tejas (EE.UU.) El chip en cuestión, reune en una sola pastilla, dispositivos sensores, a la vez que circuitería combinada analógica y digital. Estos sensores integrados en chip, pueden detectar y determinar dirección o rotación, así como velocidad de giro y posición angular.

En la Berg Akademie Freiberg, República Federal de Alemania, se ha desarrollado una nueva técnica que permite realizar mediciones de correlaciones físicas, en sistemas de transportes de fluido de tipo multiuso. En este caso, se utilizan sondas de fibra óptica para medir la concentración de partículas, las fluctuaciones, la velocidad y la distribución seccional, siendo todos éstos datos fundamentales en el control del proceso y su regulación. A través de métodos de este tipo, también se pueden detectar impurezas en el agua, ya sean orgánicas o inorgánicas, burbujas de gas en un líquido, cristales en soluciones saturadas, y demás anomalías que puedan afectar a válvulas u otros elementos del sistema de fluidos.

La Universidad de Sofía, en Japón, ha desarrollado un sensor óptico que controla la conmutación corte/conducción, para aplicación en computadores ópticos. El conmutador óptico no necesita circuito electrónico, ya que las señales ópticas son controladas por haces luminosos. De esta forma es posible el intercambio de información y el control remoto. Los equipos de investigación se han puesto como reto el profundizar en el conocimiento y el desarrollo de una avanzada tecnología de proceso óptico, lo cual forma parte de la base de los ordenadores ópticos y las comunicaciones ópticas.

4



1. Encapsulado metálico
2. Unión Au-Sn
3. Substrato de silicio
4. Base metálica
5. Substrato de sicilio
6. Capa epitaxial de silicio
7. Membrana sensible a la presión
8. Resistencia implantada
9. Óxido de silicio
10. Nitrato de silicio
11. Bloque metálico
12. Hilos de conexión de aluminio
13. Cavidad; fuerza de compensación par el lado trasero de encapsulado

Sensores basados en semiconductores

Los sensores semiconductores tienen dos ventajas importantes que les destacan del resto: en efecto, este tipo especial de sensores están compuestos, invariablemente, de silicio, que es un material abundante y muy investigado, por lo que se les puede integrar, sin dificultad y en la misma pastilla de chip, con amplificadores operacionales o con circuitos lógicos.

Generalmente, se pueden localizar este tipo de sensores, bajo la forma de fotodiodos o fototransistores. Un fototransistor es un detector que consiste en una unión bipolar, operando en modo transistor, y cuya base se encuentra en estado flotante. El potencial de la base depende de las cargas acumuladas en la misma. La radiación electromagnética (luz) que ha de ser detectada, se aplicará a la citada base y será la que, precisamente, determine la corriente de base. Este tipo de transistores operan, por lo general, en configuración de emisor común.

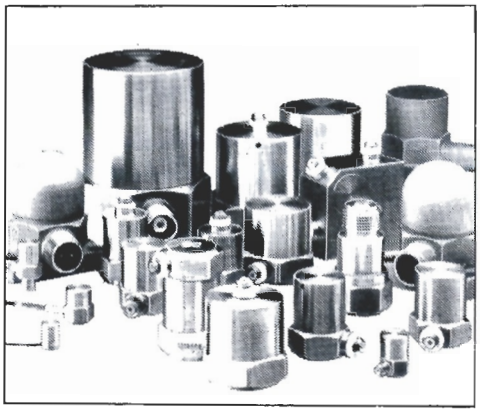
Un fotodiodo produce una determinada corriente cuando incide en él la luz. Existen, fundamentalmente, dos clases de fotodiodos: los de portadores minoritarios y los de efecto avalancha. Los fotodiodos del tipo portadores minoritarios, consisten generalmente, en una unión p-n inversamente polarizada, a una tensión inferior a la umbral. Los fotodiodos PIN y los Schottky, son versiones de los fotodiodos de portadores minoritarios. Los fotodiodos de efecto avalancha, consisten en uniones p-n inversamente polarizadas que operan por encima de la tensión de ruptura.

Los sensores destinados a la detección de gases, suelen estar compuestos por materiales muy específicos, como por ejemplo, óxido de estaño, óxido de zinc, óxido de titanio y otros más.

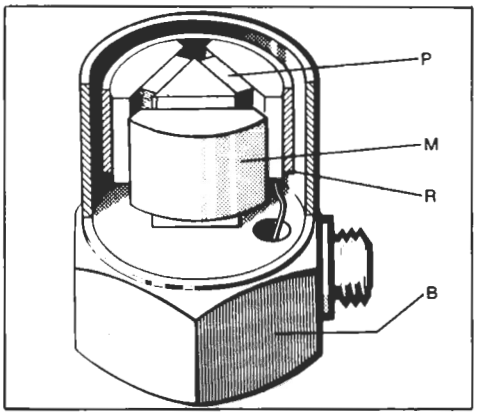
Sensores termopares

Los sensores termopares están basados en el fenómeno que afecta a dos metales distintos unidos en cada extremidad y cuyas extre-

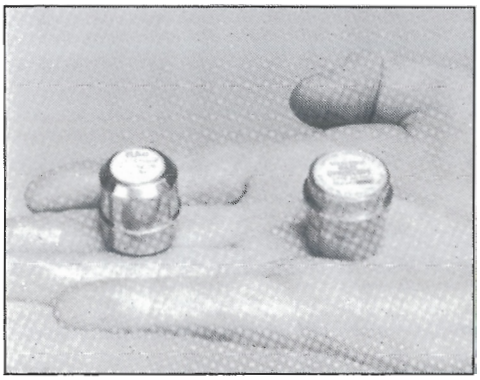
5



6



7



8

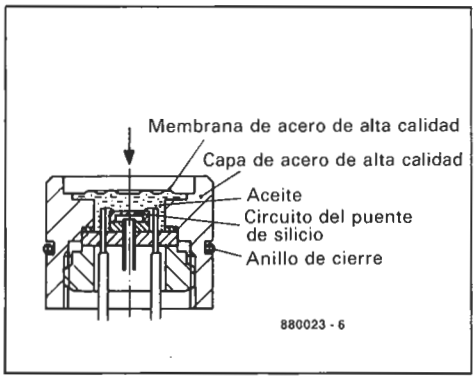


Figura 5. Selección de sensores de presión típicos. (Cortesía de Bruel y Kjaer).

Figura 6. Constitución de un sensor de aceleración. M=masa sísmica. P=elemento piezoeléctrico. B=base. R=tensión inicial. (Cortesía de Bruel y Kjaer).

Figura 7. Giroscopios de doble eje, pertenecientes a una serie de sensores inerciales, con características especiales de respuesta rápida, empleados en giroscopios sintonizados dinámicamente así como medidores de aceleración. (Cortesía de British Aerospace).

Figura 8. Constitución de un sensor combinado de presión y temperatura. (Cortesía de Sensortechnik Widemann).

midades se mantienen a diferentes temperaturas, de tal forma que se desarrolla una tensión eléctrica entre ellas. Los termopares de cobre-constantan y hierro-constantan pueden utilizarse hasta 500 grados °C. Para temperaturas mayores, del orden de los 1.500 grados °C hay que utilizar termopares de plata/planino-rodio; para más altas temperaturas se han de usar termopares de iridio/iridio-rodio.

Sensores piezoeléctricos

Cuando ciertos minerales se someten a una determinada presión mecánica, se genera una polarización eléctrica en el cristal, y las caras del mismo se cargan eléctricamente. La polaridad de las cargas se invierte si la presión se sustituye por tensión (mecánica). Inversamente, un campo eléctrico aplicado al cristal puede hacer que éste se estire o se contraiga dependiendo de la polaridad del primero.

Los sensores piezoeléctricos tienen una aplicación muy importante en el sentido en que acoplan energía mecánica con energía eléctrica. Algunas aplicaciones típicas pueden ser las agujas de los gira-discos, altavoces piezoeléctricos, micrófonos y muchas más.

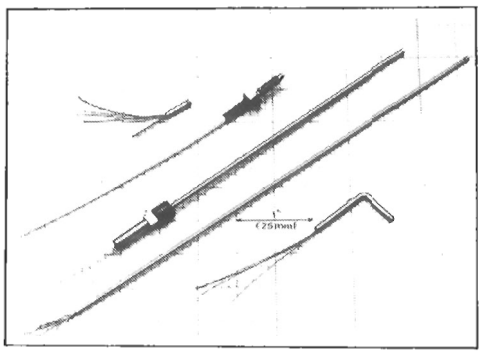
Aplicaciones prácticas: Sensores de temperatura

Como ya hemos mencionado, muchos sensores de temperatura están basados en el efecto Seebeck de un termopar. Normalmente tienen forma de sonda; precisamente, en la figura 1 se puede apreciar un amplio abanico de modelos distintos.

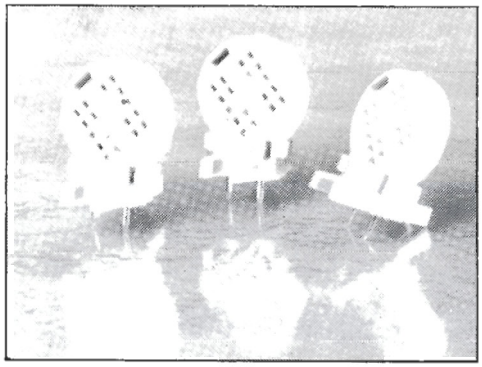
Otro tipo, bien conocido de sensores de temperatura, es el que representan los termistores. Un termistor es, básicamente, una resistencia realizada con material semiconductor que tiene un coeficiente negativo de temperatura (NTC). Esta característica supone, que al elevarse la temperatura, la conductividad del componente aumenta (su resistencia disminuye) y el cambio consecuente de tensión entre sus bornes indicará la variación de temperatura. También existen termistores con coeficiente positivo de temperatura (PTC) cuya resistencia aumenta, al incrementarse el calor.

Por otra parte, la temperatura también puede medirse mediante la radiación (calor) de infrarrojos (véase por ejemplo el sensor de I.R. en la figura 2). Este método de medida está basado en la propiedad que tienen todos los cuerpos de radiar un determinado calor; esta propiedad es la llamada imagen térmica o termografía. Según esta propiedad, una cámara equipada con la lente apropiada, no necesita fuente de iluminación externa. Estos elementos tienen aplicaciones muy interesante en los controles de calidad de procesos de fabricación, para detectar si algún producto se calienta demasiado rápidamente (para detectar elementos defectuosos). También tiene una importante aplicación en medicina para determinar si en el cuerpo existe una distri-

9



10



11

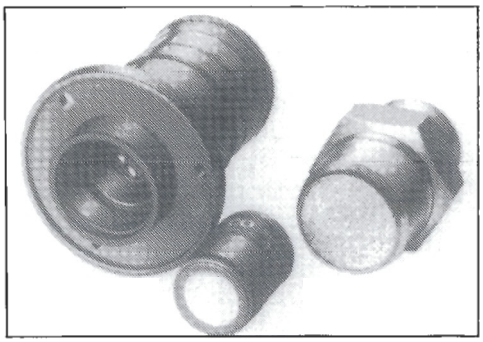


Figura 9. Selección de sondas de la serie EPI. (Cortesía Entran Ltd).

Figura 10. Algunos sensores de humedad, tipo miniatura. (Cortesía Valvo-Philips).

Figura 11. Muestra típica de sensores de gas. (Cortesía Drägerwerk AG).

bución correcta o no de temperatura.

Sensores de fuerza y presión

Aunque existen varios métodos para medir la presión y la fuerza, el más usual es el que utiliza el efecto pizoeléctrico descrito anteriormente en este artículo. El material más utilizado para este tipo de sensores es el cuarzo. Este mineral tiene ciertas ventajas sobre los demás: 1. robustez; 2. bajo coste; 3. es un buen aislante eléctrico, y por consiguiente, la carga generada por la presión ejercida se desvanece muy lentamente. Las partes que integran un típico sensor piezoeléctrico pueden verse en la figura 3. Consisten en una pastilla de silicio de tan sólo un milímetro de diámetro, sobre la que se coloca una fina sección de cristal piezoeléctrico en la cual se han trazado, mediante proceso de implantación iónica, cuatro piezas de característica resistiva. Cuando alguna presión distorsiona físicamente el cristal, el valor resistivo de una o más de las pastillas del puente de resistencias variará. Este tipo de sensor es muy versátil: puede ser utilizado para medir presión absoluta o relativa, sobre presión y diferencias de presión. Su campo de actuación puede extenderse hasta 40MPa.

Este tipo de sensores se usa ampliamente en todo tipo de dispositivos medidores de peso. Otros campos de aplicación habituales son: sistemas hidráulicos, detectores de presurización en equipos de inmersión, cámaras de despresurización, sistemas de control en refinerías y también para la fabricación de altavoces.

Por otra parte, también se utilizan sensores de presión en aparatos de medida de aceleración, aunque en estos casos, su funcionamiento es algo diferente al descrito anteriormente. Un sensor destinado a medir vibraciones mecánicas o impactos contiene una masa sísmica libre y un elemento piezoeléctrico, normalmente un cristal de cuarzo (véase figura 6). Cuando la masa sísmica sufre una aceleración en la misma dirección que su eje, ésta ejerce una determinada fuerza sobre el cristal de cuarzo, guardando dicha fuerza una relación directa con el nivel de aceleración. A consecuencia de la fuerza ejercida, el cuarzo sufre una distorsión física proporcional y genera un voltaje piezoeléctrico con el que se carga un condensador. Esta carga puede ser medida, pero ha de ser una lectura muy rápida, ya que inmediatamente comienza la descarga. A frecuencias inferiores a la de resonancia del sensor, la masa sísmica sigue fielmente las vibraciones mecánicas. Por lo general, este tipo de sensor integra un preamplificador operacional.

Sensores de humedad

Los sensores de humedad se usan de forma prácticamente exclusiva, en higrómetros, que sirven para medir el grado de humedad del aire. Antiguamente, estos sensores utilizaban un cabello (rubio) humano o un hilo de seda; hoy en día estos mismos sensores se basan en un condensador, un espejo puntual detector de condensación o en dispositivos ópticos. El espejo puntual detector de condensación se basa en el principio que dicta que toda superficie lisa, pulimentada, se empaña al enfriarla. El instante en que comienza a empañarse, se detecta por medios ópticos. Como ya son conocidos los niveles de temperatura y presión a los que los gases se condensan, este método de medición de humedad es muy preciso.

Otro tipo de detector de condensación es el que consiste en una pequeña pastilla de material resistivo recubierto por una capa de producto químico sensible a la humedad (hidroscópico). A la pastilla resistiva en cuestión se le han conectado dos terminales eléctricos. A medida que se va formando la condensación, la resistencia del elemento aumenta. Este tipo de sensor es bastante vulnerable, aunque debido a su reducido tamaño encuentra aplicaciones muy específicas, como en el caso de la Camcorder de 8 mm de Sony.

Los sensores ópticos de humedad, se basan en el principio según el cual, las moléculas de gas absorben energía a ciertas frecuencias: el vapor de agua, por ejemplo, cumple este principio a la frecuencia correspondiente a los infrarrojos. En consecuencia, mediante un sensor de infrarrojos, es posible determinar cuánta energía es absorbida. El mayor grado de absorción de energía, se dará en condiciones de una humedad más alta. Este método tiene la desventaja de que los sensores de I.R. se ensucian fácilmente y, en consecuencia, con mejor relación.

Actualmente, el sensor de humedad, con mejor relación calidad/precio que existe, y por consiguiente, el más extendido, es el que se basa en la capacidad de un condensador. Por supuesto, se trata de un condensador especial, cuyo dieléctrico es sensible a la humedad.

En el caso del sensor Valvo (figura 10), el dieléctrico tiene la forma de una fina hoja metálica cuyos extremos han sido tratados con un baño de oro, realizando la función de electrodos. La hume-

dad cambia la característica constante del dieléctrico (la fina hoja metálica), y en consecuencia, varía la capacidad del condensador. Si dicho condensador representa una de las ramas de un puente capacitivo, el cambio de su valor capacitivo nos dará la correspondiente variación de tensión, representativa de la presencia de humedad.

Sensores de gas

Como ya se ha indicado anteriormente, los sensores sensibles a los gases, se basan en las propiedades de determinados semiconductores. Algunos materiales tienen la propiedad de disminuir su resistividad ante la presencia de gases en su entorno. Este efecto está justificado por la absorción de moléculas del gas en cuestión, en la superficie del semiconductor altera su conductividad y como resultado, la resistencia del elemento. Esta clase de sensores son verdaderamente muy sensibles: con una concentración de tan sólo 1 ppm del gas adecuado en el aire ambiente, son capaces de detectar su presencia.

Una variante de este tipo de sensores, es el ISFET de Telefunken (figura 12). Básicamente, se trata de un MOSFET modificado, en el que se ha sustituido la habitual puerta de metal convencional, por un substrato que reacciona ante la presencia de los iones de ciertos gases. Los ISFETs son irrompibles, diminutos, tienen una baja impedancia de salida, disponen de una amplia y lineal característica de operación, están térmicamente compensados y facilitan un nivel de salida capaz de gobernar un microprocesador.

Muchos sensores de gases dependen (y seguirán dependiendo) de reacciones químicas que generan una tensión eléctrica, corriente o una variación de resistencia. Otros sensores se basan en el calor resultante por reacción de combustión cuando un gas incide en la superficie sensible del elemento detector. Este calor se aplica a un filamento de platino cuya resistencia varía, en función del aumento de temperatura experimentado.

También existen detectores ópticos de gases, y generalmente se utilizan para la detección de fuego o de humo. Normalmente usan un fotodiodo o un fototransistor para interpretar la situación de absorción de luz en el aire ambiente. Cuando el humo oscurece el aire, el fototransistor conmuta y da señal al circuito de proceso de alarma correspondiente.

Sensores de luz

Quizá sean los sensores de luz, los popularmente más conocidos. Pueden estar basados en fotodiodos o fototransistores (véase figura 13), diodos PIN, fotovaristor o células solares. Todos están compuestos por el mismo material, silicio, y reaccionan de forma similar para longitudes de onda comprendidas entre 400 y 1.000 nm.

Los fotones penetran en el silicio y producen que un cierto número de electrones salten a un nivel diferente de energía; este fenómeno causa una corriente eléctrica capaz de activar una etapa siguiente de proceso. Para longitudes de onda inferiores a 400 nm (luz ultravioleta), se utilizan fotomultiplicadores. Estos están constituidos como una válvula y cuentan con las ventajas de un tubo electrónico: buena anchura de banda, bajo ruido, alta amplificación. Los electrones primarios, emitidos por el cátodo, como resultado del bombardeo de fotones, se ven acelerados entre el cátodo y el ánodo, llegando a éste último con gran energía, a la vez que provocan una determinada corriente en el circuito de cátodo de la válvula, de ahí que se le dé a este componente el nombre de fotomultiplicador.

Los fotodetectores del tipo descrito, son los que se suelen utilizar para el control de luminosidad en el interior de los tubos-imagen de las cámaras. Hoy en día, los tubos-imagen de las cámaras están ampliamente superados por los dispositivos CCD («Charge-Coupled Device», dispositivos de acoplo de carga); estos nuevos sensores tienen especial aplicación en las cámaras de vídeo, cámaras de electromedicina y en robótica. Un sensor CCD del tamaño de un integrado DIL de 28 patillas tiene una resolución de 60.000 elementos. Cada uno de estos elementos consiste en un fotodiodo cuya sensibilidad a la luz cubre un área de sólo unas pocas micras. Cada fotodiodo está asociado a un pequeño condensador MOS, que almacena los fotoelectrones generados. La carga acumulada en los condensadores es leida periodicamente mediante un barrido regular, realizado por un registro de desplazamiento. Posteriormente ciertos circuitos integrados específicos, procesan la información y se la introducen a un microprocesador.

12

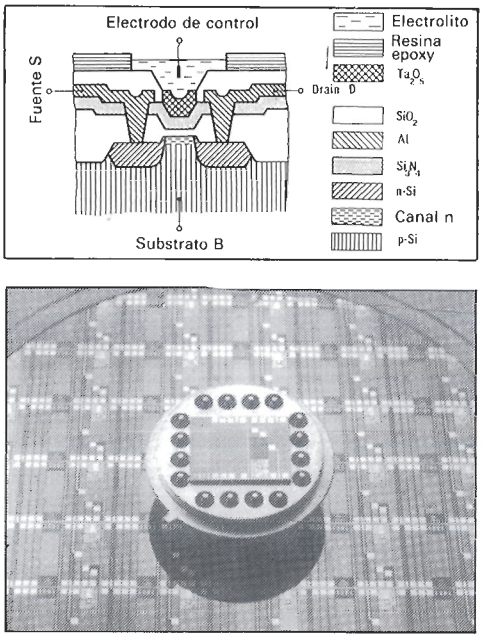


Figura 12. El ISFET, un MOSFET modificado que se utiliza como un perfecto detector de gas. (Cortesía Telefunken AG).

Sensores biológicos

En estos últimos años, han surgido una serie de sensores, que entran de lleno en los campos de la Biología y de la Medicina. Estos, llamados biosensores, con-

13

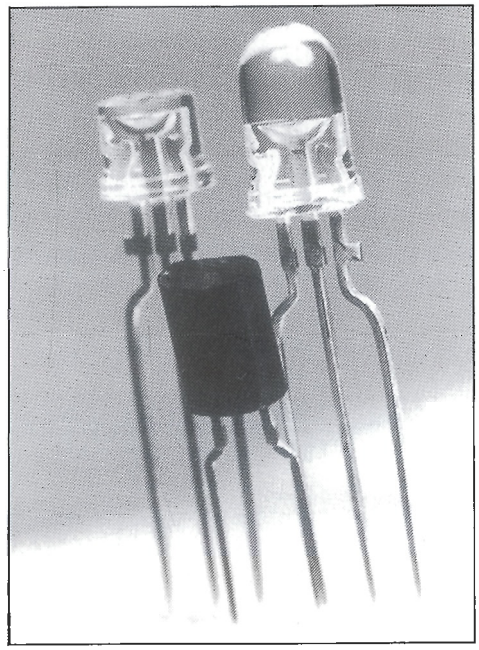


Figura 13. Un par de fototransistores típicos, flanqueando a un fotodiodo de infrarrojos.

Figura 14. Fotodiodo utilizado en aplicación de sensor de gas. (Cortesía Plessey Semiconductor).

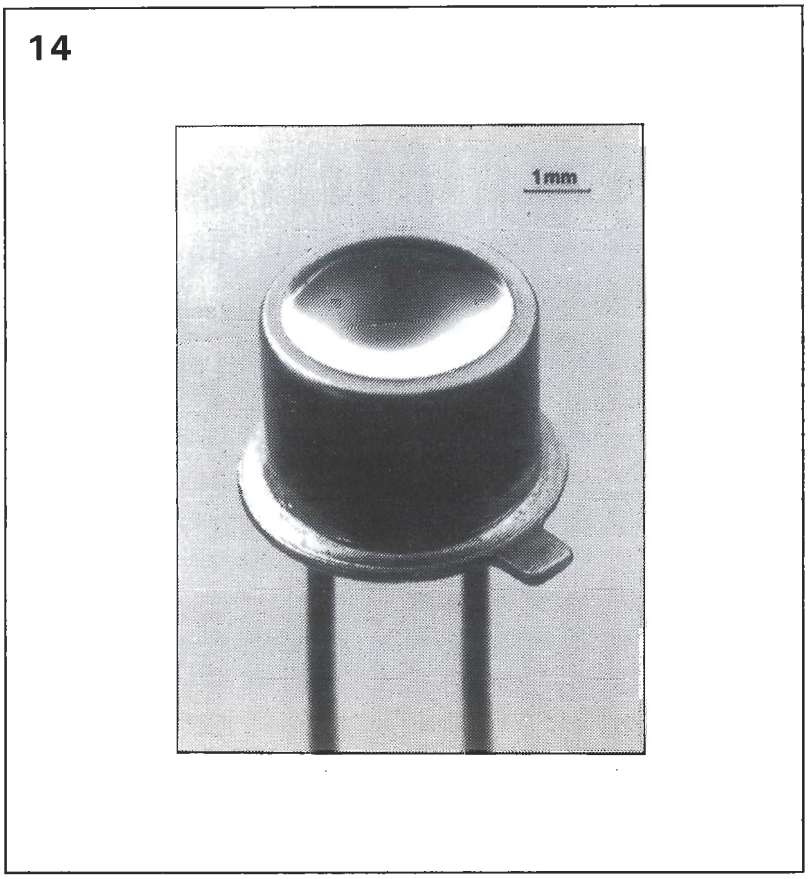
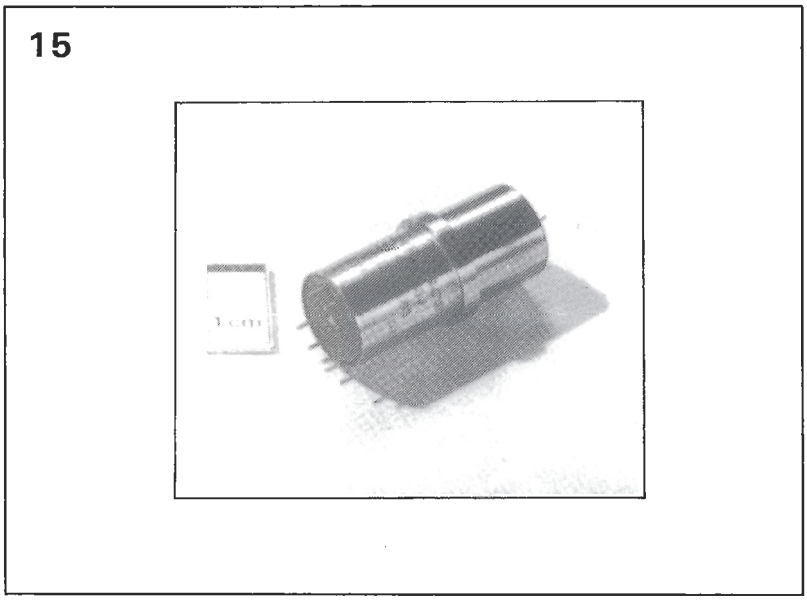


Figura 15. DART («Dual Axis Rate Transducer», Transductor proporcional de doble eje) giroscopio miniatura, cuya aplicación fundamental es la estabilización de posición de láseres, infrarrojos, y sistemas de radar. El sensor tiene 40,6 mm de largo, por 18 mm de diámetro y está basado en un cristal piezoeléctrico giratorio. (Cortesía de British Aerospace).



sisten en moléculas biológicas, como encimas y anticuerpos. Cuando los citados sensores reaccionan ante determinadas sustancias, se produce una pequeña corriente eléctrica que puede ser detectada, mediante la ayuda de una sonda especial.

Sensores remotos

Otro campo de aplicación interesante para los sensores es el de los que han de reportar los parámetros captados a cierta distancia. El ejemplo por excelencia de este tipo de sensores, son los que se instalan en los satélites artificiales. Los datos recogidos por estos sensores espaciales, y enviados a la Tierra, recogen información de siete bandas de ondas electromagnéticas, de luz visible, radiación infrarroja reflejada y radiación infrarroja térmica. Superficies diferentes reflejan las radiaciones de formas diferentes; ésta es la razón por la cual se nos transmiten a nosotros con diferentes colores e intensidades de luz. De la misma manera que nosotros distinguimos los objetos por su aspecto (aunque de una forma mucho más compleja), estos sensores remotos nos permiten identificar los diferentes tipos de zonas que existen en una determinada área de la tierra, incluso detalles que en condiciones normales, no se pueden; por ejemplo, normalmente, no nos es posible ver los cuerpos o elementos que se encuentran en la zona de infrarrojos, aunque éstos existan realmente. Mediante estos modernos métodos, se pueden determinar el estado y condiciones de las cosechas, las propiedades térmicas de los edificios o de las masas de agua.

Los sensores remotos permiten a los científicos estudiar la superficie de la Tierra, a una escala y con una precisión, difícilmente imaginable, hace unos años. En una pequeña parte del tiempo que tomaría observar amplias áreas mediante métodos convencionales, la información digitalizada puede ser utilizada para identificar y cuantificar, las extensiones y tipos de cultivos, latifundios, terrenos, propiedad de las masas de agua, estructuras geológicas y las condiciones de crecimiento de la vegetación. En áreas geográficas poco conocidas, esta técnica está permitiendo descubrir territorios por primera vez. Una gran ventaja de los sensores remotos es el relativo bajo coste de la vigilancia de amplias zonas de terreno. Por ejemplo, se pueden obtener imágenes orográficas con un relieve apreciable de 10 metros de desnivel, y con una cobertura de 50 km×50 km por menos de 220.000 ptas.

Por último

Aunque la Ciencia y la Tecnología de los sensores y transductores, han dado pasos inmensos en estas últimas décadas, el sistema de sensores más completo, versátil y más perfeccionado sigue siendo el Hombre. Todos los sensores humanos, sincronizados con la inteligencia, como supremo procesador de datos, no podrá ser emulado; o por lo menos, no lo veremos, ninguno de los que hoy poblamos el Planeta. Es una pena, que no sepamos, en muchos casos, apreciar la perfecta Obra de Ingeniería Genética que supone nuestro Cuerpo. ◀

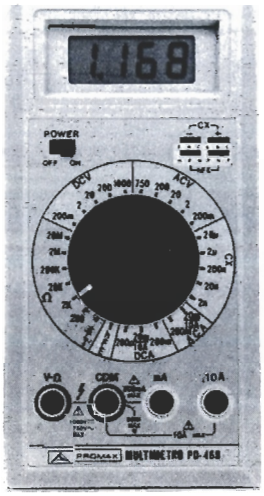
MULTIMETROS Y CAPACIMETRO DIGITALES

PROMAX

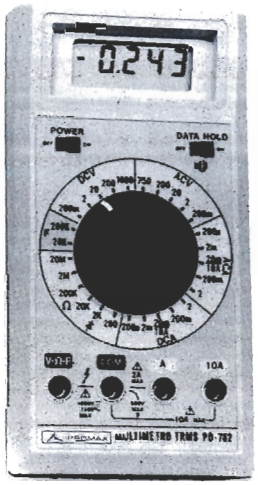
PROFESIONALES



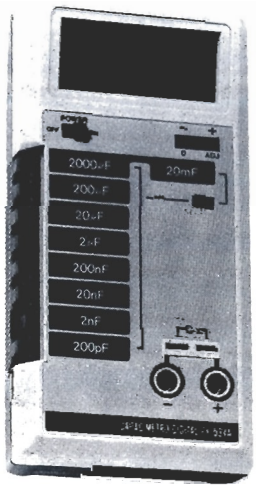
PD - 290



PD - 469



PD - 782



CP - 534 A

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

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

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

GARANTIA DE SERVICIO

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

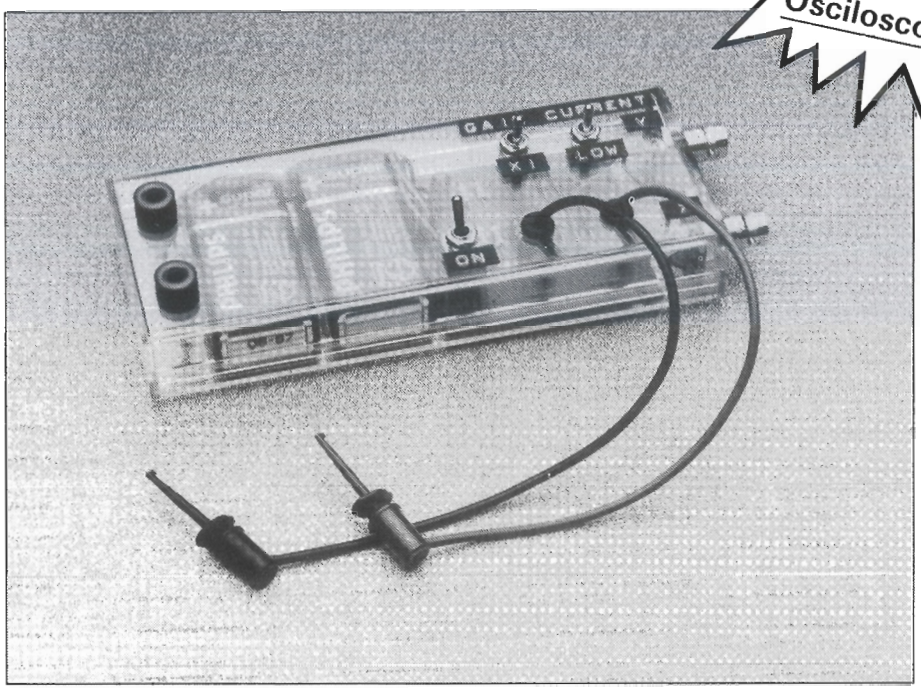
PROMAX

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

Solicite más información

Para verificar el buen funcionamiento de los componentes, les proponemos un pequeño circuito que les dará un magnífico servicio en conjunción a vuestro osciloscopio.

Compruebe sus componentes en el Osciloscopio



COMPROBADOR DE COMPONENTES

En la actualidad, cada vez son más y más frecuentes los osciloscopios en los que se incorpora un trazador de curvas. Para aquellos de entre nuestros lectores que no se encuentran en posesión de un aparato de estos, o que tienen un osciloscopio de fabricación menos reciente, pero capaz de funcionar en el modo X-Y, hemos puesto a punto un trazador de curvas. Como fuente de señal, utilizaremos un transformador de alimentación de 6V; si se dispone de un generador capaz de suministrar una onda sinusoidal de 50 Hz con una amplitud en torno a los 6V éste podrá realizar la función del transformador. Sobre la pantalla del osciloscopio, la desviación horizontal del trazo corresponde a la tensión en los bornes del componente, mientras que la desviación vertical corresponde a la corriente que circula por dicho componente. Un simple vistazo sobre la pantalla del osciloscopio, es suficiente para establecer un diagnóstico claro del estado de los componentes.

El circuito de la figura 1 está alimentado por dos pilas puestas en serie, para obtener una alimentación simétrica. Un detector de descarga de las pilas, hace que se ilumine LED D1, cuando la tensión de trabajo se hace muy baja.

La tensión de medida alterna, se aplica a través de una resisten-

1

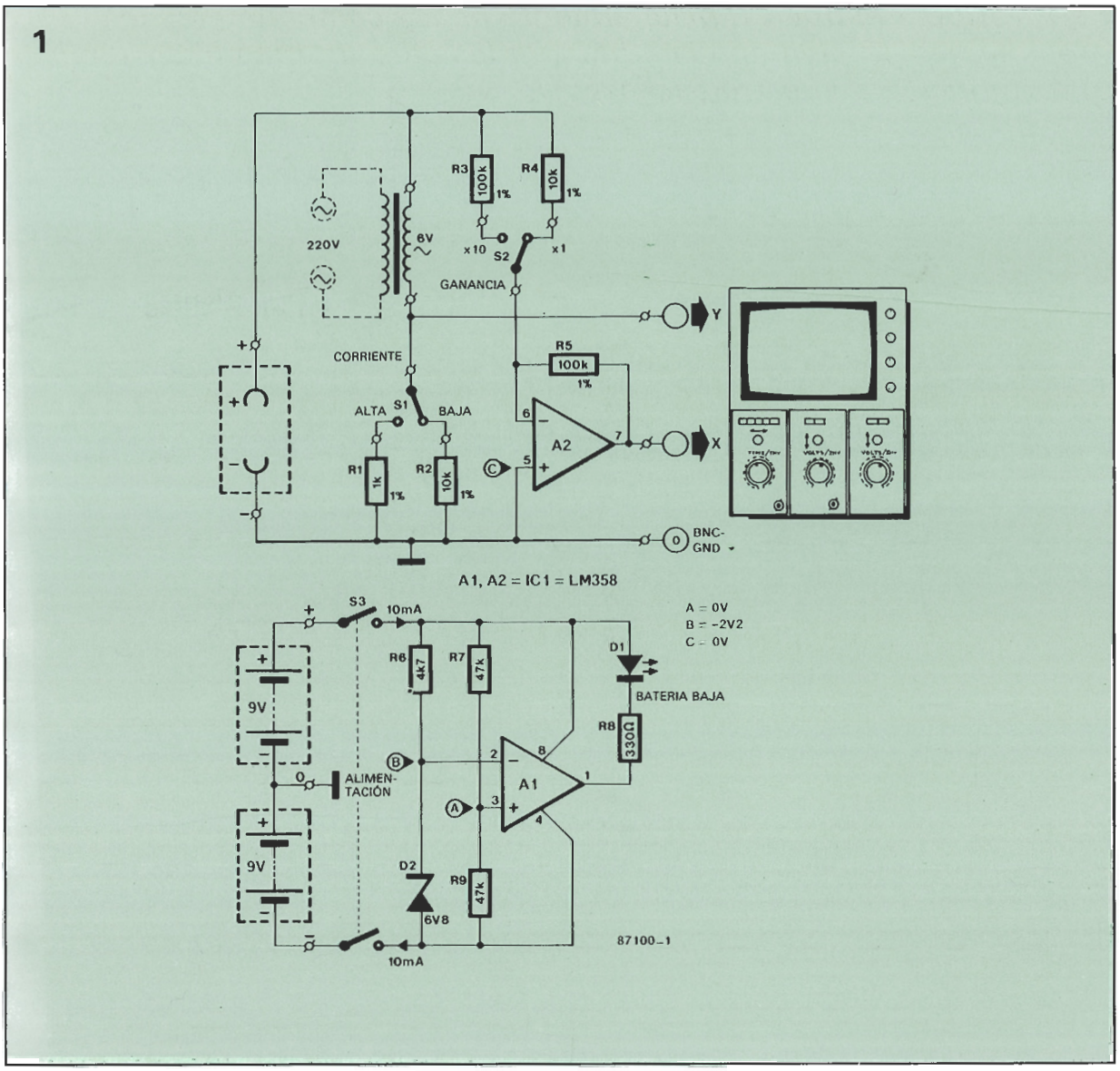


Figura 1. Esquema de un comprobador de componentes con una fuente de tensión alterna (un transformador o generador de BF). Los componentes a probar se conectan a los puntos "–" y "+", y la curva aparece en la pantalla de un osciloscopio.

cia limitadora (R1 o R2) al componente a comprobar, conectado a su vez a los bornes «–» y «+», mientras que las salidas X e Y se conectan a las entradas del osciloscopio, mediante cable coaxial, con el mismo nombre. La entrada Y del osciloscopio, es la que se utiliza normalmente; mientras que la entrada X, lleva normalmente la denominación «Tigger externo» («Ext. Trigger»), o cualquier cosa de este estilo. No olvide colocar el osciloscopio en el modo de disparo exterior con un conmutador previsto a este efecto (generalmente llamado «MODE»). Como sucede frecuentemente que los amplificadores X de los osciloscopios no presentan una elevada ganancia, hemos previsto un amplificador cuya ganancia es conmutable entre la unidad (R3) y diez (R4).

Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 1 kΩ 1%
R2, R4 = 19 kΩ 1%
R3, R5 = 100 kΩ 1%
R6 = 4k7
R7, R9 = 47 kΩ
R8 = 330 Ω

Semiconductores:

D1 = LED
D2 = zéner 6V8/400 mW
IC1 = LM 358 (o MC 1458, MC 1558)

Varios:

S1, S2 = Conmutadores miniatura de un circuito
S3 = Conmutador miniatura de dos circuitos
2 conectores BNC
2 clavijas de banana
2 cables de medida con pinzas de cocodrilo o sondas de prueba miniatura
2 Pilas de 9V con sus respectivos conectores

2

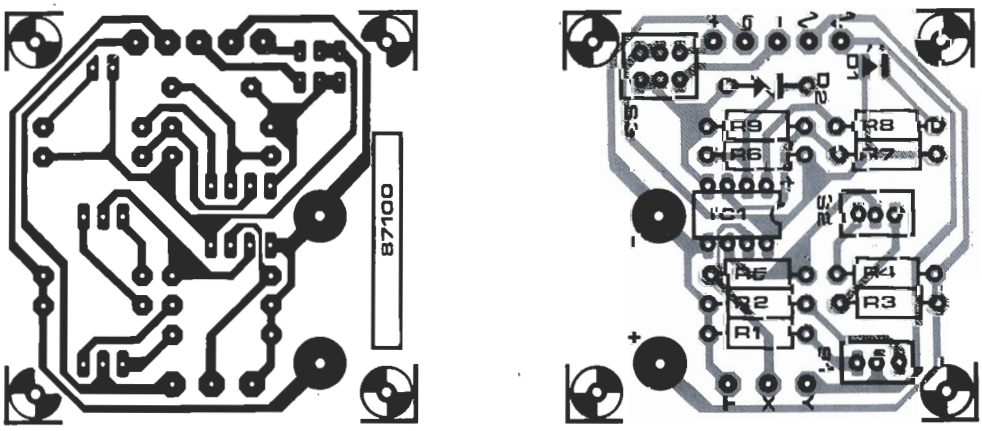


Figura 2. Disposición de la colocación de los componentes sobre la placa de circuito impreso del trazador de curvas, cuyas dimensiones permiten colocarlo en el interior de una pequeña caja transparente.

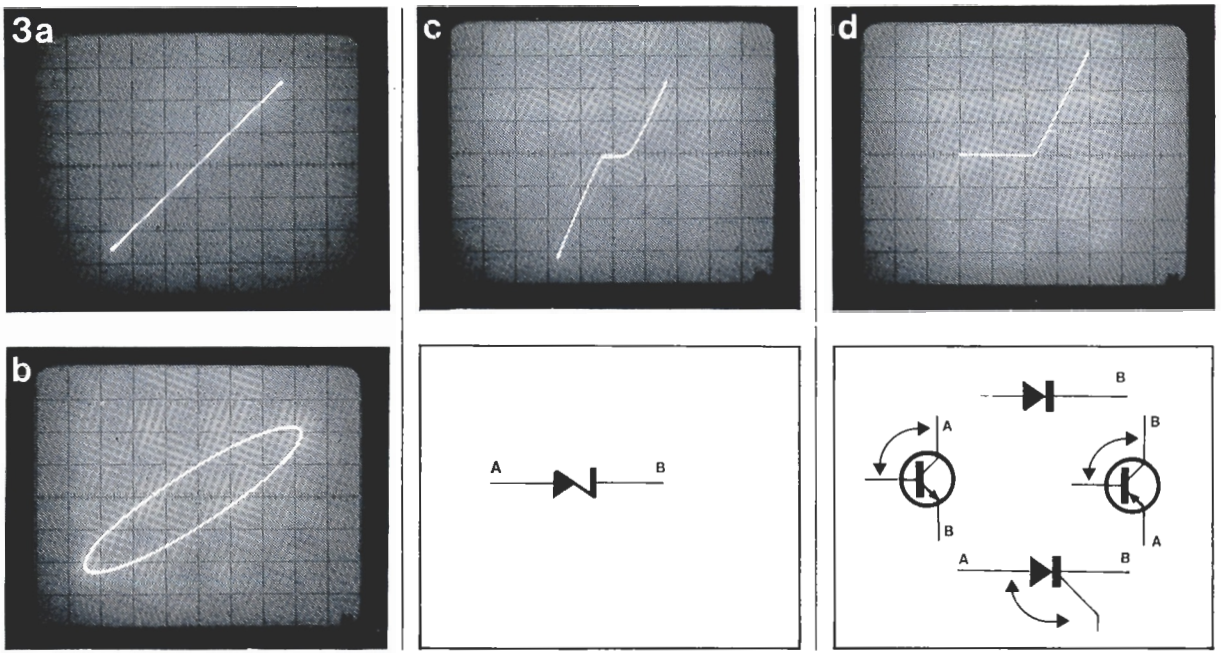


Figura 3. Estos símbolos cabalísticos no son otra cosa más que las curvas de tensión/corriente de algunos componentes: en a) podemos ver una resistencia; en b), un condensador de 100 n; en c), un diodo Zener y en d), diversas uniones de semiconductores. Atención, según las circunstancias algunas de las curvas pueden aparecer invertidas.

Para la realización del circuito, proponemos la placa de la figura 2, la cual permitirá montar el comprobador dentro de una caja de tipo transparente, como hemos hecho con nuestro prototipo. Muchos de nuestros lectores saben que estas cajas están concebidas muy ingeniosamente, estando compuestas por dos partes simétricas que se introducen una en la otra. Una tapa y un fondo, en suma. Para los dos conectores NBC, taladraremos dos orificios en el pequeño costado solidario al fondo. En la parte de la tapa que se encuentra por el lado de los conectores NBC, hace falta hacer tres agujeros para los conmutadores miniatura y un cuarto para los cables de medida. Como hay sitio de sobra, en lugar de hacer pasar los hilos de prueba a través de la tapa de la caja como se ve en la foto del prototipo, también podemos utilizar un conector (Jack de 3,5 mm por ejemplo). Como plantilla de taladro, sugerimos basarse en la serigrafía de la figura 2. Las conexiones de los conmutadores serán realizadas con la ayuda de pequeños trozos de cable soldados primero a los bornes de los conmutadores y después sobre el circuito impreso. Una vez que todos los componentes se encuentran colocados sobre la placa, y que los conectores para las dos pilas se encuentran colocadas, así como los cables de medida, y los cables hacia los conectores de salida, colocaremos la placa dentro de la caja, con las dos pilas. Al extremo derecho de la tapa se realizarán los otros dos orificios que nos permitirán colocar en su lugar los dos bornes para la entrada de la tensión alterna.

La medida se desarrollará de la siguiente forma: conectaremos el comprobador a las entradas X e Y del osciloscopio, y por otra parte, a la fuente de tensión alterna (transformador de alimentación de 6 voltios, por ejemplo), la base de tiempo del osciloscopio se regulará a 2 V/div. Se coloca el conmutador S1 en la posición de corriente baja, que pone una resistencia de 10 k en serie, con los puntos «–» y «+», (el componente a probar es entonces una resistencia de 10 kΩ). Regule la ganancia del amplificador de entrada del osciloscopio de manera que se obtenga una línea oblicua que forme un ángulo de 45° de un punto a otro de la pantalla. Si es necesario, conmute la ganancia X con la ayuda de S2. Si su osciloscopio poseyera la opción de inversión del canal Y, actívela, lo que permite una visualización de las curvas con la polaridad conforme a la realidad (ver figura 3). Si conectamos el cátodo de un diodo a un cable de medida «–», y su ánodo al cable «+», reconoceremos la curva característica de un diodo (a condición de que el componente no esté en mal estado). En el caso de un corto circuito, aparecerá un trazo vertical, mientras que un trazo horizontal, será síntoma de que el circuito se encuentra abierto.

El uso de pila de 9 voltios limita la capacidad de comprobación de diodos zéner a 7,5 voltios. Si se dispone de una alimentación simétrica, capaz de proporcionar una tensión más elevada, el montaje permitirá comprobar diodos zéner de valor más alto. En general, podemos considerar, con una tensión de alimentación de ±9 v. y los diodos zéner de valor superior a 7,5 V, que el diodo está en buen estado siempre que obtengamos en la pantalla la curva característica de un diodo ordinario (ver figura 3c y 3d).

Cuando procedamos a comprobar un transistor o un tiristor, comenzaremos siempre por dejar la base o una de las pantallas al aire, y conectaremos los otros dos terminales a los bornes del comprobador. Después, basta con realizar la conexión de la base a cualquiera de las dos conexiones, para ello se puede utilizar el extremo de un destornillador, o cualquier otro objeto metálico (pero con mango aislante). Es muy fácil verificar así la unión entre el colector y el emisor, o si el ánodo o el cátodo están abiertos o comunicados. La posición de «ALTA CORRIENTE» está prevista para realizar comprobaciones de componentes en un circuito, y sirve particularmente cuando la corriente que pasa al circuito es insuficiente para hacer conducir un diodo, por ejemplo. Cuando tengamos que realizar este tipo de prueba en circuito, se hace indispensable que la tensión de alimentación del circuito bajo prueba se encuentre apagada.

En ciertos casos, las curvas no son iguales que las ideales; esto puede ser debido, habitualmente, al contexto (componentes conectados alrededor del mismo) en el que se encuentre el componente que estamos probando.

PARA LLEGAR AL MUNDO DE LOS ORDENADORES PERSONALES/PROFESIONALES.

EL MEJOR MEDIO PARA MEJORAR SU IMAGEN PERSONAL.



Usuarios actuales y potenciales, especialistas en marketing, responsables comerciales, técnicos... etc. TODOS NOS LEEN.

Y también leerán sus anuncios, porque TU MICRO PERSONAL informa con agilidad y amenidad sobre la realidad del mercado de los ordenadores personales/profesionales, rentabilizando la inversión y aumentando la productividad de los P.C., por lo tanto interesa no sólo a los usuarios sino que es buscada y leída por los responsables comerciales y de marketing de este importante sector.

SU IMAGEN CON CALIDAD.

En TU MICRO PERSONAL tenemos una buena imagen, cuidamos la reproducción para que gráficamente su publicidad responda a la imagen con que fue creada.

TU MICRO PERSONAL.

Tenemos buena imagen.

EDICIONES INGELEK
Plza. República del Ecuador, 2-1º-28016 Madrid

La aparición de kymógrafo, aparato que permitiría registrar de forma gráfica el movimiento de los órganos, se remonta a la mitad del siglo XIX. Actualmente, nos encontramos en situación de ser capaces de medir los tiempos de reacción de estímulos nerviosos con una precisión del orden de una milésima de segundo.

MEDIDA DE LAS SEÑALES FISIOLOGICAS

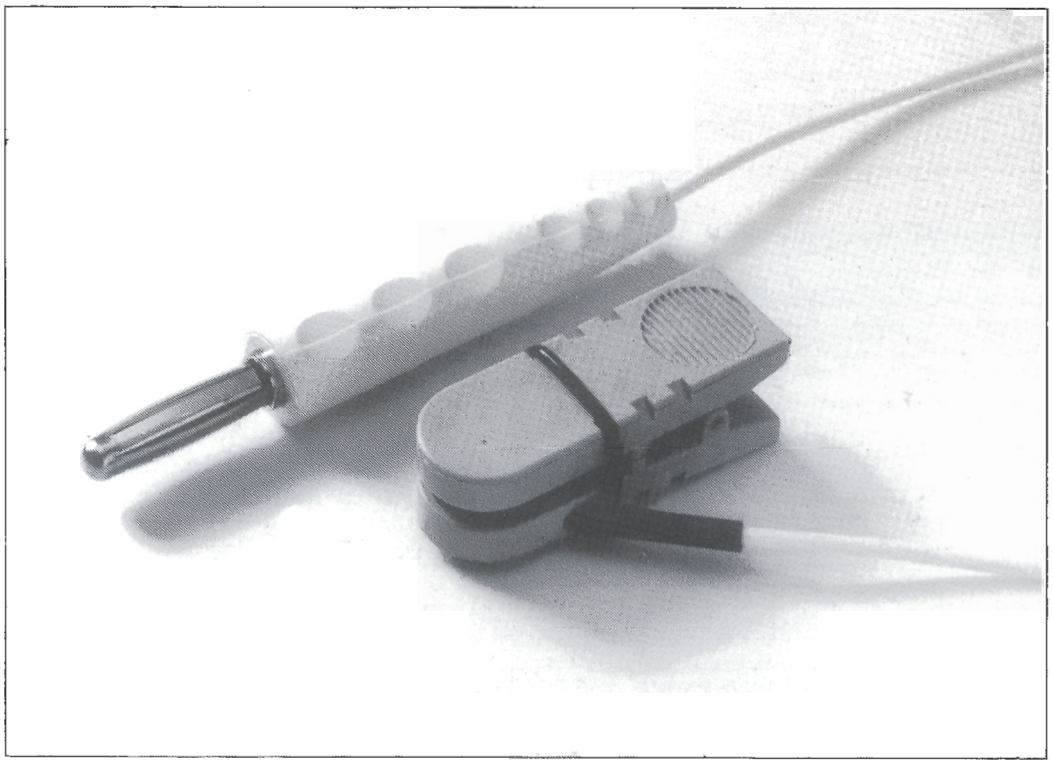


Foto 1. Ejemplo de electrodo tipo clip para fijar en el lóbulo de la oreja. A pesar de la (posible) aprensión no resulta doloroso.

En la actualidad, las memorias RAM CMOS han entrado en este campo, con su corte de amplificadores de muy bajo ruido, de captadores ultrasensibles y de microprocesadores. La miniaturización ha permitido convertir en portátiles una gran cantidad de aparatos. Con el paso de los tiempos, los conocimientos en materia de la interpretación, la evaluación y la explotación de los resultados de las medidas, han progresado también. Diremos también que la mayor parte de las medidas de señales fisiológicas no empiezan a tener sentido más que una vez interpretadas en el marco de una teoría bien fundamentada. Lo que nos puede llevar tanto a lo mejor como a lo peor. Citaremos el ejemplo dramático del «detector de mentiras», este aparato que indica las variaciones de la resistencia de la piel (producción más o menos fuerte de sudor), pero que no proporciona, contraria-

mente de los que intentan persuadirnos algunos de sus utilizadores, ninguna información objetiva sobre la veracidad de las declaraciones del individuo interrogado.

Los resultados de las medidas de hechos fisiológicos deben ser combinadas con las informaciones recogidas en el curso de las experimentaciones y con las observaciones hechas sobre la base de las técnicas de los estudios de comportamiento. Estos datos no adquieren su valor de diagnóstico más que cuando se ponen en correlación los unos con los otros. Los problemas fundamentales en la materia de tratamiento de las señales biológicas son las siguientes:

1. La ley de los valores iniciales dice que la amplitud de la reacción a un estímulo depende del nivel del parámetro antes de la aparición del estímulo. La figura 1 ilustra esta ley: cuando en el momento de la excitación, el parámetro a medir tiene un valor anterior relativamente elevado (dentro de un rango de reacción definido por un valor máximo y un valor mínimo), es evidente que la reacción a esta excitación aparecerá mucho menos fuerte que si el valor inicial del parámetro a la excitación tuviera anteriormente un valor menor.

2. Parásitos individuales internos o externos. Las medidas efectuadas dentro del marco de las experiencias psicológicas están influenciadas por variables externas como la temperatura ambiente, la situación meteorológica general, el grado de humedad o la hora del día (en función de los biorritmos del sujeto). El registro paralelo de estas variables permite tenerlas en cuenta posteriormente para la interpretación de las medidas principales. Mucho más difíciles de integrar son las variables internas, como por ejemplo la motivación, la aprensión de un sujeto cara a una experiencia dada, o el hecho de que el sujeto conoce o no el objeto de las experiencias realizadas. Los estudios realizados sobre el estrés han mostrado después de mucho tiempo que la apreciación física de una situación está determinada por las reacciones fisiológicas a los factores estresantes. Así como son la edad del sujeto, su sexo, su inteligencia, las influencias culturales, etc.

No es suficiente con disponer de un buen amplificador para las señales fisiológicas, también

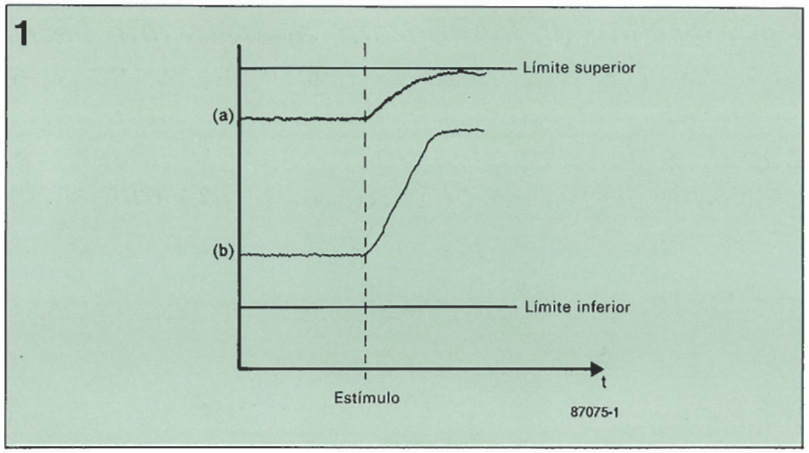


Figura 1. La interpretación del resultado de la medida de un hecho fisiológico dado, teniendo en cuenta el valor del parámetro antes del estímulo.

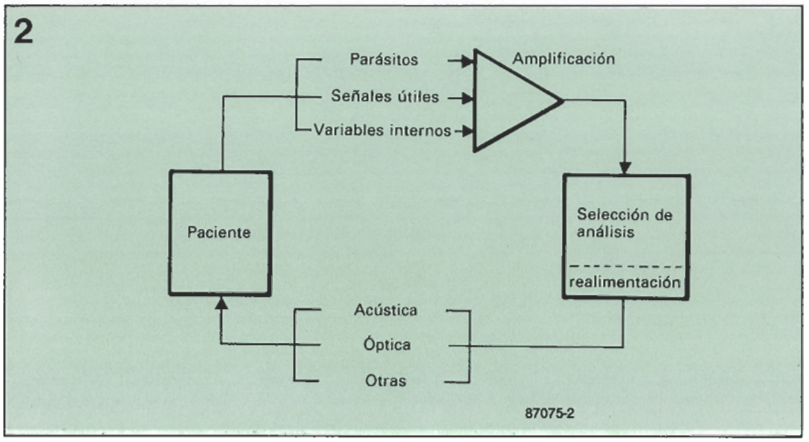


Figura 2. Bucle de realimentación de señal fisiológica: el organismo produce las señales que son devueltas al sujeto después de un tratamiento selectivo.

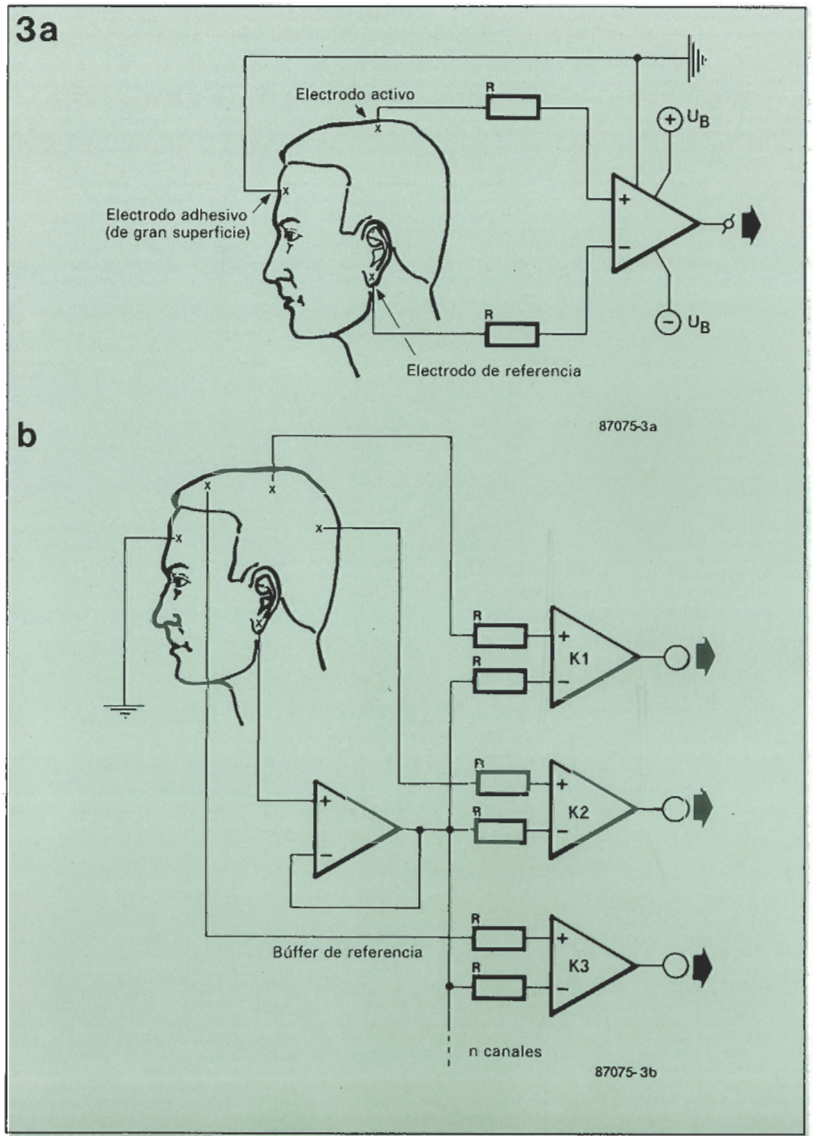


Figura 3. Dispositivo de medida unipolar de un sólo canal (3a) y de varios canales (3b).

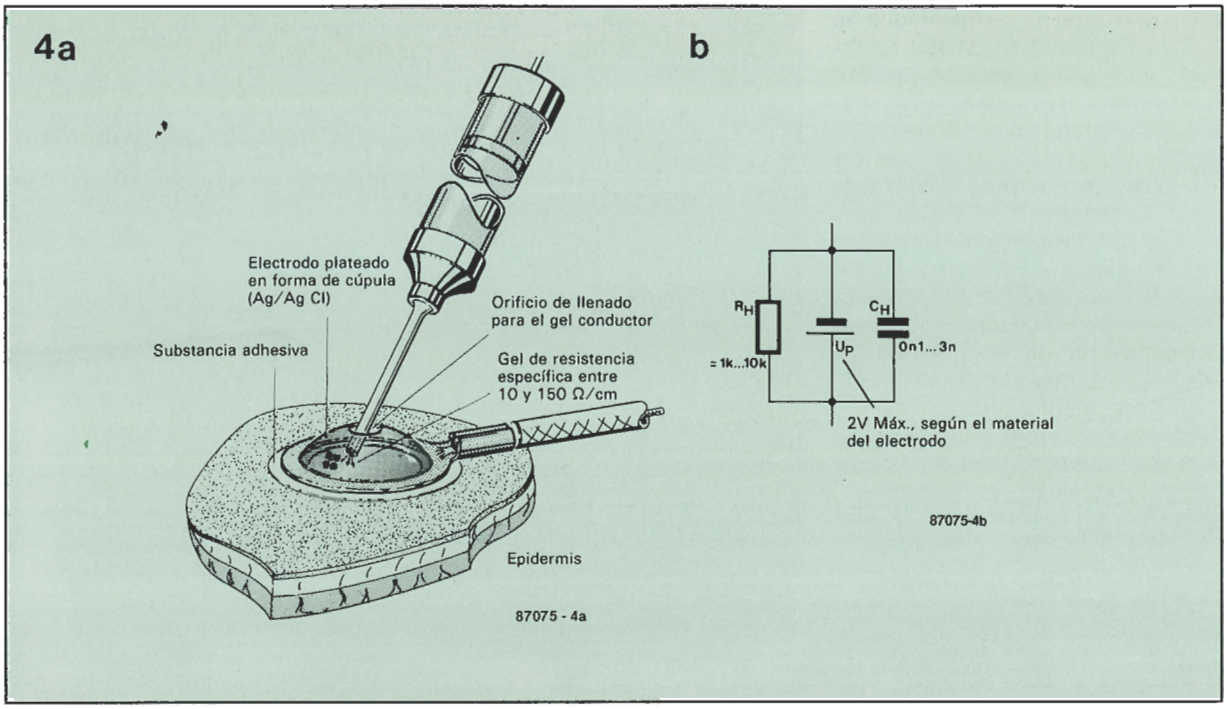
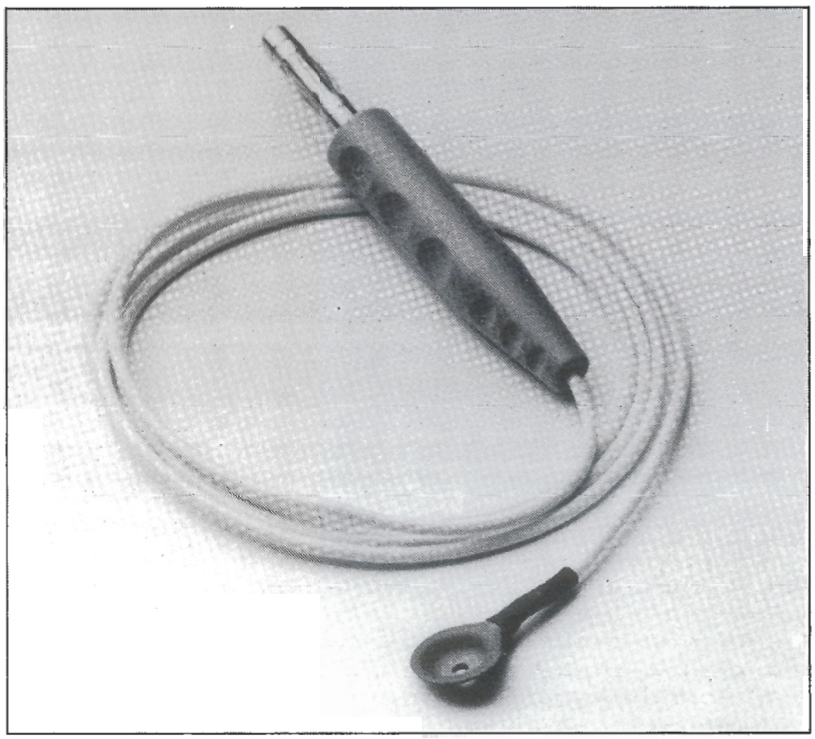


Figura 4. Electrodo cutáneo adhesivo con orificio de llenado por un gel conductor. En 4b, el esquema eléctrico de sustitución. Ver también la fotografía siguiente.



hace falta dominar el contexto de las medidas, y todas las implicaciones teóricas. También diremos que para el aficionado, el campo de experimentación queda limitado a un cardiotaquímetro, la biorrealimentación y otros equipos, no siempre inofensivos por otra parte. El registro selectivo y en tiempo real de ritmos fisiológicos como por ejemplo el ritmo cardiaco o la respiración para provocar una modificación voluntaria o involuntaria de estos ritmos, un mecanismo donde su gravedad no se puede minimizar. ¡No se trata de un videojuego! Los procesos de biorrealimentación, como hemos dicho, pueden provocar serios problemas. En el caso de personas sensibles, estos problemas pueden persistir incluso después de que el aparato utilizado haya sido desconectado.

La figura 2 muestra cómo funciona un bucle para realimentación de señales fisiológicas. Hay que señalar que en la rama superior del gráfico, se presentan las señales parásitas y que en la rama inferior se detallan tres indicadores para la realimentación de la información; el tipo de indicador (óptico, acústico, etc.) juega un papel por sí mismo, de la misma manera que la resolución (indicación continua, intermitente, progresiva, analógica, digital, etc.).

Un aspecto vital de la experimentación con las señales fisiológicas es la seguridad del sujeto a la hora de soportar las tensiones eléctricas presentes. Por ello nada más que se deben utilizar pilas o acumuladores. Si hace falta recurrir a la red, en este caso se deberá recurrir de forma obligatoria a dos transformadores uno de protección y otro de aislamiento. El sujeto debe quedar perfectamente aislado eléctricamente del aparato. La transmisión sin hilos de los valores de medida (telemetría) permite conciliar los dos factores, el de seguridad satisfactorias. ¡Desconfíe de las informaciones que circulan sobre los valores máximos tolerados! Demasiado habitualmente son fantasticas. En el caso grave, es decir cuando hay contacto con el corazón, las corrientes BF de algunas decenas de microamperios pueden dejar secuelas. En el caso de los contactos con la piel, el valor límite de las corrientes es afortunadamente más elevado. Si partimos de una resistencia cutánea variable en torno a los 10 a 100 KΩ/cm², hace falta asimismo, una tensión de una centena de voltios antes de que aparezcan las quemaduras. ¡Pero atención! Una vez que la epidermis se ha perforado (en el sentido eléctrico de la palabra), es decir inmediatamente después del contacto entre la piel y el conductor eléctrico, la re-

sistencia interna de los tejidos no es más que del orden del Kilohmio, y las corrientes que circulan se convierten entonces en mortales. Las tensiones continuas y las tensiones alternas de frecuencia elevada son menos peligrosas que las tensiones de frecuencias bajas. A 50 Hz, es suficiente con corrientes de 10 mA para paralizar los músculos de ciertas personas, que permanecerán «pegadas» al conductor eléctrico incapaces de hacer el menor gesto.

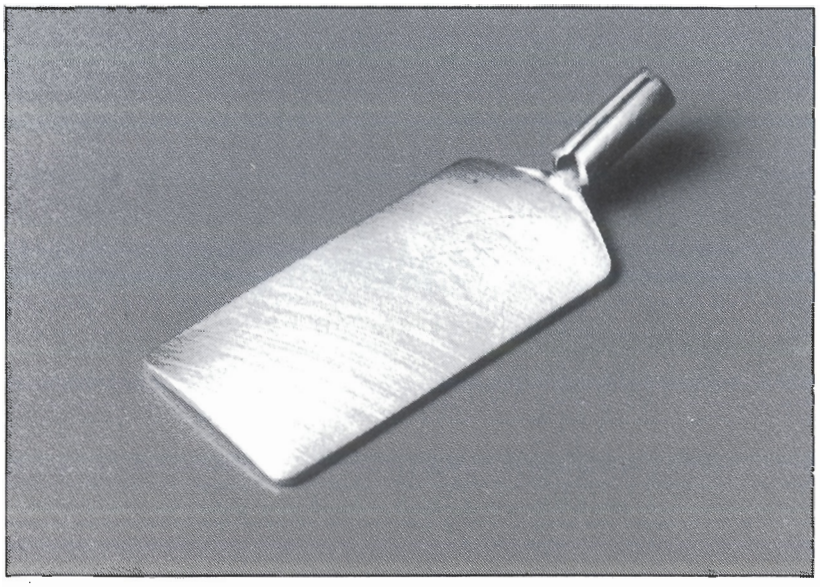
Un pequeño detalle que no debemos olvidar: ¿de qué sirve alimentar un aparato de medida de señales fisiológicas con unas baterías, si el mismo aparato está conectado eléctricamente (masa común por ejemplo) a un monitor o a un ordenador alimentado directamente a la red?

Podemos dividir las señales fisiológicas en tres grupos según su naturaleza.

1. Las señales fisiológicas **directas:** el generador de las señales se encuentra en el organismo (electrocardiograma o electroencefalograma).

2. Las señales fisiológicas **indirectas:** por ejemplo la medida de la resistencia (o conductividad) de la piel con la ayuda de una corriente eléctrica aplicada desde el exterior.

3. Las señales fisiológicas **no eléctricas:** el ritmo de la respiración, la temperatura o la tensión arterial se pueden convertir en magnitudes eléctricas con la ayuda de captadores adecuados. En este artículo no nos detendremos sobre detalles de esta última categoría.



Ejemplo de electrodo de gran superficie, en plata fina, para fijar en la frente del paciente.

El dispositivo de la figura 3 es válido para la casi totalidad de las señales biológicas directas. En este caso preciso se trata del electroencefalograma. El amplificador diferencial está concebido para eliminar todas las componentes de señal presentes a la vez sobre una y sobre la otra de las dos entradas (alto rechazo al modo común), para no dejar pasar más que la diferencia entre las dos entradas. Según la calidad de los componentes, sus características de rechazo en modo común, será más o menos buena. Se habla (un poco abusivamente) de la medida unipolar, porque ésta se efectúa por la conexión al lóbulo de la oreja, utilizado como punto de referencia. El dispositivo de la figura 3b es unipolar también (esto es, por ser la oreja la que sirve de punto de referencia). Para una medida bipolar hace falta recurrir a dos parejas de electrodos cuya disposición geométrica sobre la cabeza del sujeto se encuentra normalizada.

Los captadores son generalmente captadores cutáneos adhesivos como el de la figura 4, donde aparece la resistencia de sus-

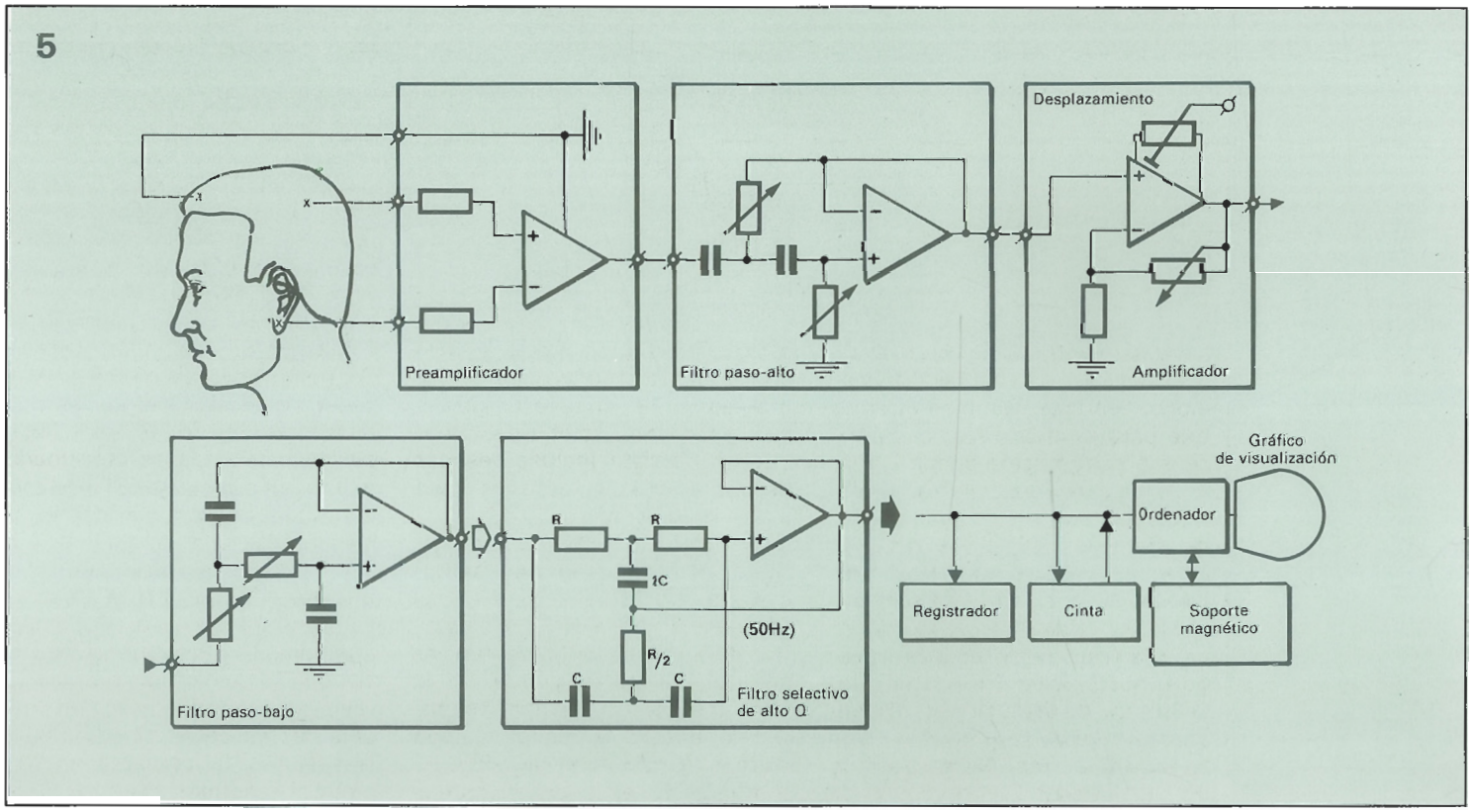


Figura 5. Dispositivo de medida universal, con filtro paso-alto y filtro paso-bajo variables.

titución (4b), equivalente de uno de tales electrodos. Podemos imaginar fácilmente que el electrodo completo, más el gel conductor, más la epidermis, está lejos de ser simple desde el punto de vista de la electricidad; hace falta sin duda tener en cuenta las impedancias variables en función de la frecuencia y de las tensiones de polarización variables en el transcurso de la medida, debidos al desarrollo de los procesos químicos. La amplitud de estos parásitos es frecuentemente un múltiplo de la amplitud de la señal útil. Para reducir lo más posible sus efectos, es importante la buena elección de los materiales empleados, y utilizar las técnicas adecuadas, como por ejemplo la amplificación diferencial.

Hemos llegado al diagrama de bloque de la figura 5, con tres electrodos, de los cuales uno es de masa, un amplificador diferencial con una ganancia de 10^3 a 10^6, un circuito con el cual es posible medir aproximadamente cualquier señal fisiológica directa. En la mayor parte de las aplicaciones, el ancho de la banda de paso útil es reducido; de aquí el interés de los filtros pasa-bajo y pasa-alto regulables sobre una gran región del espectro. El filtro de rechazo de banda no es necesario nada más que si hace falta suprimir la banda estrecha de rizado de 50 Hz. Este filtrado no es posible sin una distorsión, sobre señales que de todas formas no pasan de 30 Hz (EEG y ECG). La segunda parte de este artículo será más técnico, o, por ser más preciso, más electrónico.

El circuito de la figura 6 es ya conocido por los lectores; tiene como principal inconveniente el presentar una resistencia de entrada relativamente baja, especialmente sobre la entrada inversora, y una diferencia sensible entre las características de estas dos entradas. De esto podemos deducir un rechazo en modo común más o menos eficaz. Las variaciones de impedancia de los electrodos cutáneos no son previsibles, lo cual no arregla nada. El circuito de la figura 6 es poco práctico si tenemos que mantener una resistencia de entrada elevada, con una ganancia elevada al mismo tiempo. Si adoptamos para R1 y R2 un valor de 470 KΩ (resistencia de entrada diferencial de 1 MΩ) y se desea una ganancia de 100, el valor de R3 y R4 alcanza unos cincuenta MΩ.

Con el circuito de la figura 7 tenemos un amplificador diferencial con bajo ruido. El ruido de la corriente de entrada (esto es, la corriente que circula dentro de las entradas del amplificador da lugar a una tensión de ruido sobre la resistencia de entrada) y el ruido térmico de la resistencia de entrada son despreciables, ya que lo más frecuente es que se pueda prescindir de las resistencias de entrada. La resistencia de entrada diferencia, es más elevada que la impedancia máxima que se le supone a los electrodos. Las dispersiones de las características entre los electrodos no son origen de perturbación, ya que IC1 e IC2 están montados como adaptadores de impedancia, delante del amplificador diferencial propiamente dicho que es IC3. Para obtener la mejor calidad de señal posible, importa que la tolerancia de los componentes pasivos sea también lo más baja posible. Para R1 y de R3 a R7 es interesante utilizar una red de resistencias de baja tolerancia y deriva térmica. Una resistencia variable multivuelta conectada en serie con R7 proporciona la posibilidad de efectuar un ajuste fino del rechazo en modo común.

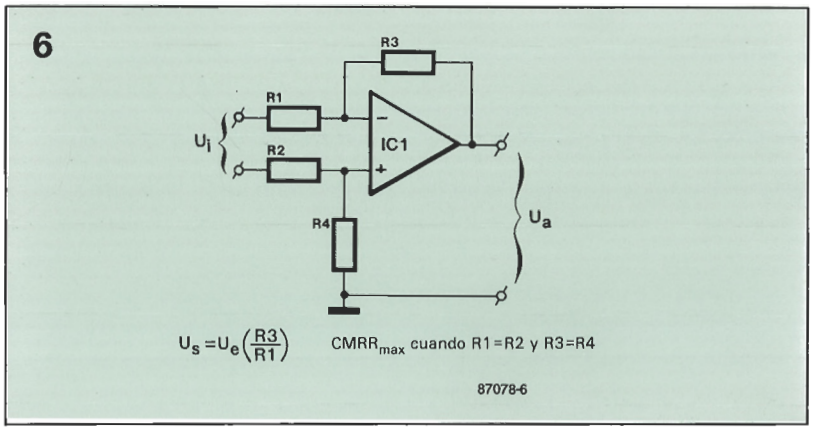


Figura 6. Amplificador diferencial reducido a su más simple expresión. Todas las resistencias deben presentar una tolerancia del 1%.

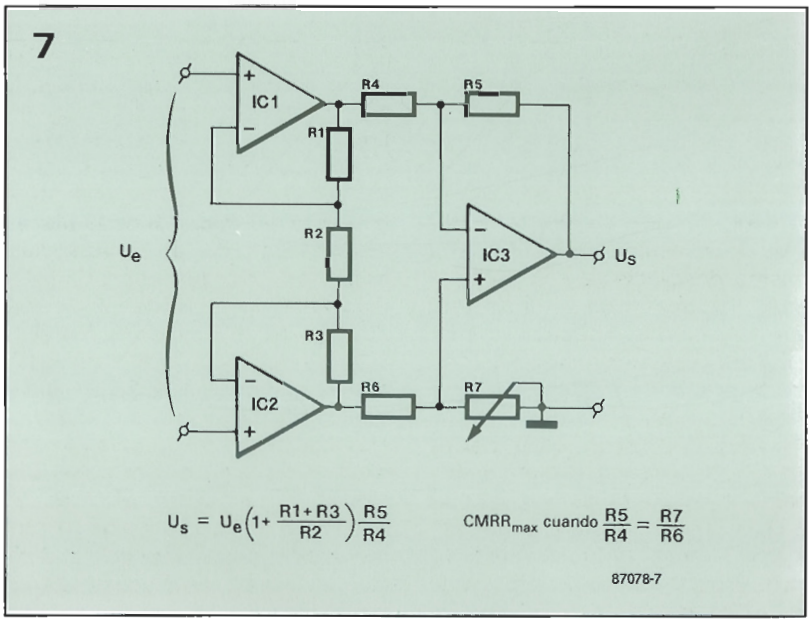


Figura 7. A pesar de sus entradas a alta impedancia, este amplificador diferencial está compuesto por resistencias con una tolerancia del 1% solamente.

Parásitos

Ruido y blindaje

En electrónica médica, las señales eléctricas de baja amplitud, deben ser transmitidas por cables bindados con todos los refinamientos del arte sobre apantallamiento que se encuentran en los manuales de electrónica (aquellos capítulos que habitualmente nos saltamos alegremente). Y es que en el momento de amplificar las señales del orden de 1 a 10 μV todo ello conservando una resistencia de entrada de 1 a 10 MΩ o más, hace falta conceder toda su importancia a los factores tales como el apantallamiento, la masa en estrella, el diseño del circuito impreso y la configuración mecánica de los módulos. Por estos motivos, el uso de amplificadores diferenciales es vital en electrónica médica, para resolver los problemas relacionados con el tratamiento de señales de

baja amplitud tomadas sobre un organismo que funciona a la vez como generador y como antena: entre el elevado número de grandes parásitos «concentrados», sobre el cuerpo humano, podemos citar el más vigoroso entre ellos, a saber los 50 Hz de la red eléctrica, que aparece por acoplamiento capacitivo. Por otra parte, las impedancias del organismo, tomado como generador, son elevadas y sujetas a fuertes variaciones.

El ruido intrínseco del amplificador de entrada no juega mas que un papel secundario, sobre todo si se trata de un amplificador operacional de precisión, como por ejemplo, el LT1018 que produce un ruido de 50 nVcc de 0,1 a 10 Hz, o incluso un AD624 o un AD625 que con sus 200 a 300 nV con sus ganancias de 100 a 1.000 son menos ruidosos que las resistencias de protección de la entrada descritas anteriormente. Más críticas para el buen funcionamiento de un preamplificador de señales fisiológicas, son la temperatura y la tensión de desplazamiento.

Ya hemos dejado claro la importancia del rizado de 50 Hz como el primero dentro del rango de los parásitos: los únicos medios para desembarazarnos de él son las medidas de apantallamiento apropiadas, la reducción de la impedancia de los electrodos y el mejor rechazo en modo común que sea posible. La regulación de la tensión de alimentación merece la mayor de las atenciones... y contra las fuentes parásitas de alta frecuencia como son los ordenadores, las fuentes de alimentación conmutadas, y los receptores o los emisores de radio, no hay medidas, por draconianas que sean, que resulten eficaces: o bien suprimimos la fuente, o bien construimos una caja de Faraday realizada con la ayuda de hojas o malla de cobre.

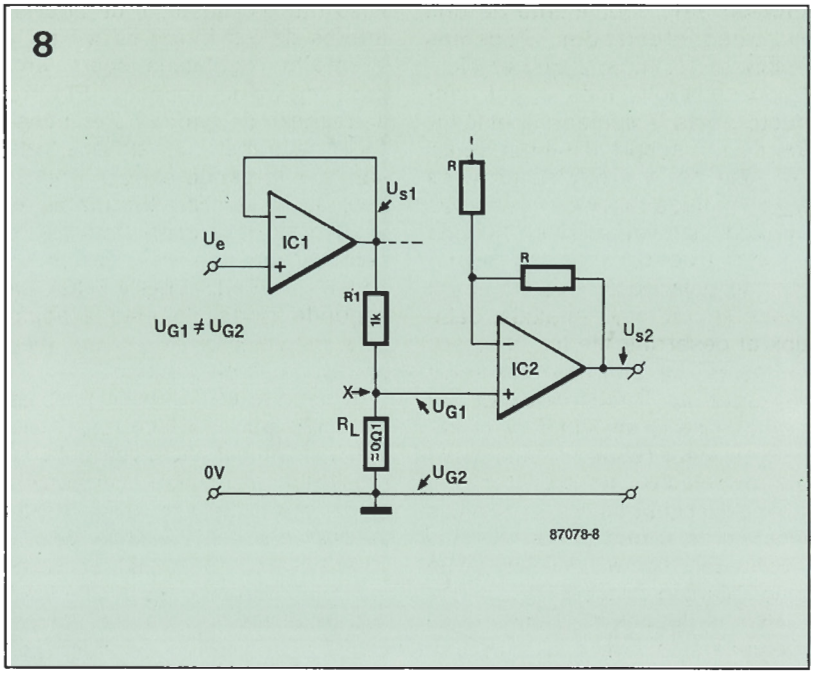


Figura 8. Este esquema no es un esquema teórico ordinario, sino que se trata del circuito equivalente de un proyecto de placa de circuito, caracterizada por un error de conexiones de la masa. El punto X que está conectado a la masa según el esquema teórico (no representado aquí como tal) está a un nivel de –60 dB debido a la resistencia de las pistas de masa.

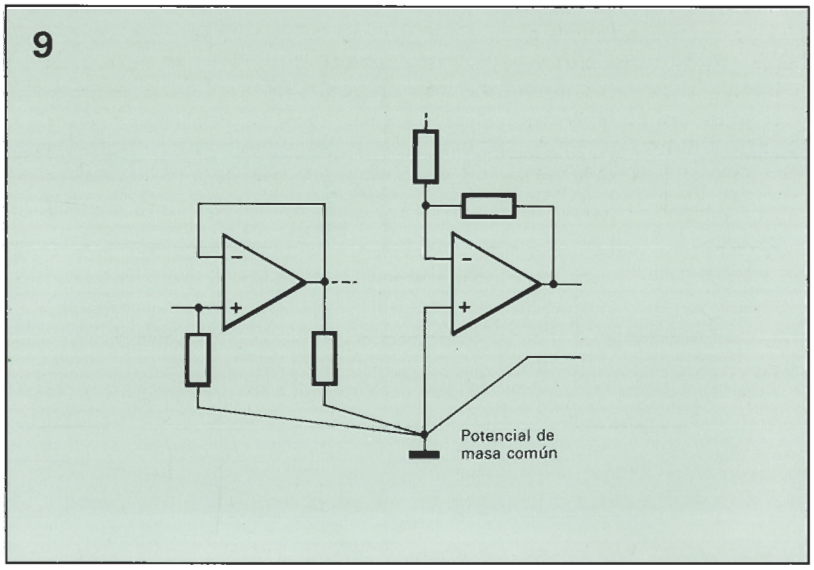


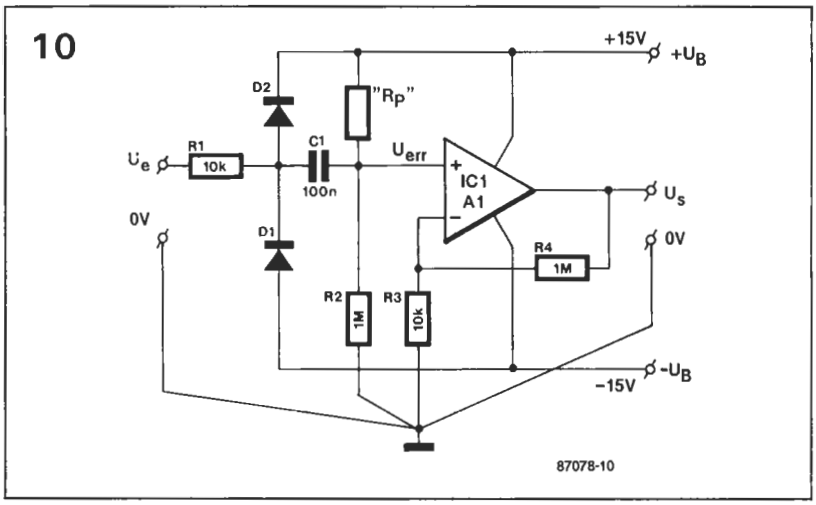
Figura 9. El circuito equivalente de un proyecto de placa conveniente en razón del diseño de las líneas de masa en estrella. Los riesgos de intermodulación por la masa son reducidos de forma considerable.

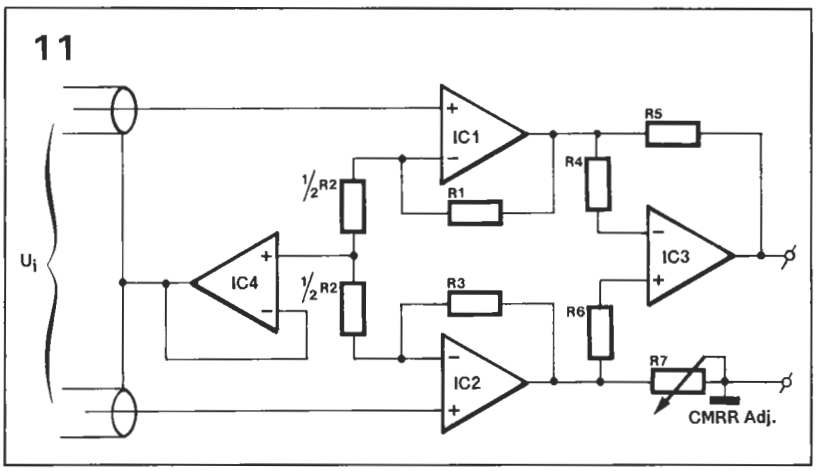
La masa

La importancia de la línea de masa es enorme dentro de un circuito susceptible de tratar las señales de muy baja amplitud. La figura 8 muestra un ejemplo de lo que no se debe hacer. Admitiremos que la salida de A1 está conectada a la masa por R1 y que la resistencia entre la masa y R1 sea de 0,1 Ω; en el punto X, se tendrá cualquier cosa como 1/10.000 de la señal de salida de A1, de forma que este punto, que debería estar puesto a masa, y R1 sea de 0,1 Ω; en el punto X, se tendrá cualquier cosa como 1/10.000 de la señal de salida de A1, de forma que este punto, que debería estar puesto a masa, estará a un potencial de –60 dB. Imaginemos que la negligencia del diseñador del circuito impreso haya permitido que el punto de la entrada no inversora de IC2 (que debe estar a masa) tiene la misma desgracia que el punto X de la figura 8, y se comprenderá que este circuito presenta una intermodulación o una señal en modo común de ¡–60 dB! En otras circunstancias el circuito puede volverse inestable (oscilaciones de RF) o producir un efecto de bombeo de las bajas frecuencias («motor boating»). Para evitar estos problemas, el circuito de la figura 9 está concebido sobre una línea de masa en estrella.

Circuitos impresos

El diseño de las placas de circuito impreso para los circuitos de impedancia elevada y, por lo tanto, sensibles es muy delicado. Cuando hace falta amplificar señales del orden de microvoltios, no se puede olvidar ningún detalle, incluso la resistencia de aislamiento del material de la placa, los residuos de las substancias utilizadas para la serigrafía y la soldadura, o los depósitos de sudor o grasa dejados por los dedos del manipulador. La figura 10 muestra lo que pasa. Se trata de un amplificador de impedancia elevada (Zi=1 MΩ) y una ganancia de 100. Una nefasta disposición de la pista entre el diodo de protección D1 y la tensión de alimentación positiva puede provocar consecuencias desastrosas. Si admitimos para Rp una resisten-





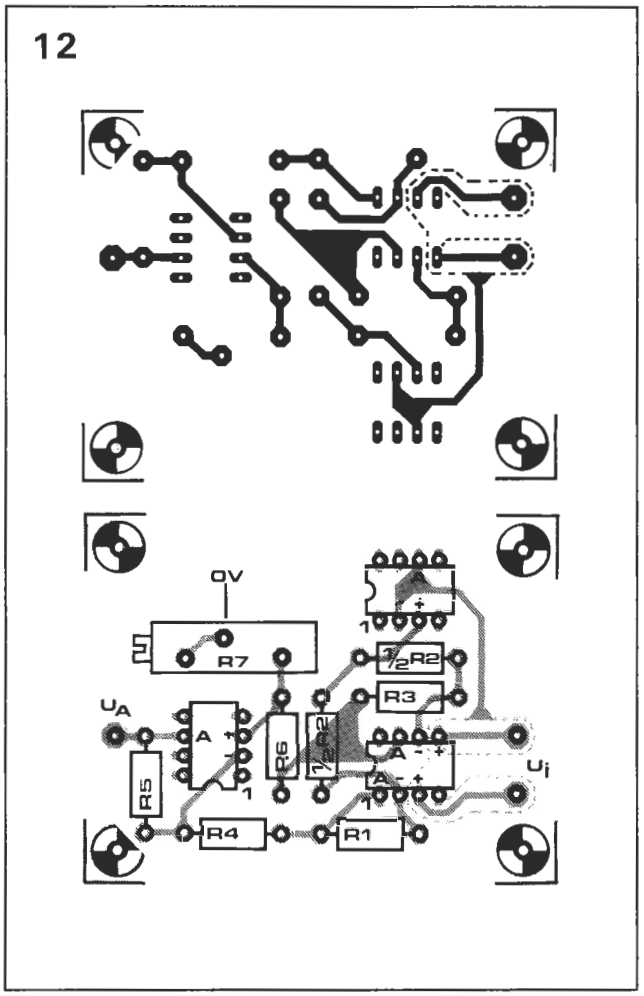


Figura 10. Circuito equivalente de un proyecto de placa estudiado especialmente para las entradas de alta impedancia. El amplificador operacional es del tipo FET.

Figura 11. Amplificador diferencial estudiado especialmente para obtener una buena tasa de rechazo en modo común (CMRR = Common Mode Rejection Ratio) a las frecuencias elevadas, con circuito de polarización del apantallamiento para los cables de conexión blindados cuando estos son largos.

Figura 12. Ejemplo de placa para el circuito de la figura 11 con una placa de blindaje para las líneas de entrada.

cia con un valor de 5.000 MΩ, podemos considerar Rp y R1 como un divisor de tensión que se suministra a la entrada no inversora de A1 una tensión de desplazamiento de 3mV, que se convierten en un offset de 300 mV a la salida del amplificador, ya que hemos indicado que la ganancia es de 100. Si el acoplamiento del amplificador está realizado en alterna, su funcionamiento no será perturbado realmente, considerando que este tipo de circuito suele ir dotado de una compensación de offset. ¡Pero esta última medida preventiva no tiene en cuenta las posibles variaciones de Rp con el tiempo! La limpieza del circuito impreso no es una operación secundaria, sino todo lo contrario; se debe hacer con el mismo cuidado que, por ejemplo, la soldadura de los componentes. La utilización de laca de aislamiento se recomienda, pero solamente después de que las soldaduras estén cuidadosamente desengrasadas. ¡La luz misma puede provocar parásitos en componentes como los diodos de protección con encapsulado de cristales traslúcidos! La figura 11 muestra cómo eliminar las corrientes de superficie. En ella, encontramos a nuestro amplificador diferencial, precedido por un circuito de polarización del blindaje. Este circuito está representado sobre la figura 12 con un diseño de circuito impreso que incorpora un bucle de protección a lo largo de las líneas de entrada. El circuito de polarización del blindaje no tiene razón de ser nada más que en el caso de que las conexiones cableadas sean largas. En el ejemplo de la figura 12, se pueden ver los encapsulados DIL que se utilizan para los amplificadores operacionales: en la práctica, será preferible recurrir a encapsulados metálicos.

Hasta fecha reciente, todas las medidas clínicas estaban reflejadas sobre papel y, en una pequeña cantidad, sobre banda magnética: cuando pensamos en el hecho de que el EEG de un sujeto dormido representa una pila de papel de 6 a 10 cm, nos podemos hacer una idea de los problemas que se pueden encontrar a nivel de archivo de estos documentos. En la actualidad, los medios informáticos permiten a la vez una reducción formidable del espacio de almacenamiento en los archivos, al tiempo que se mejoran también la resolución de las medidas y de su registro, sin hablar de los horizontes ilimitados en todo lo que concierne al tratamiento. La tabla 1 resume las características fundamentales de las señales fisiológicas más usualmente medidas.

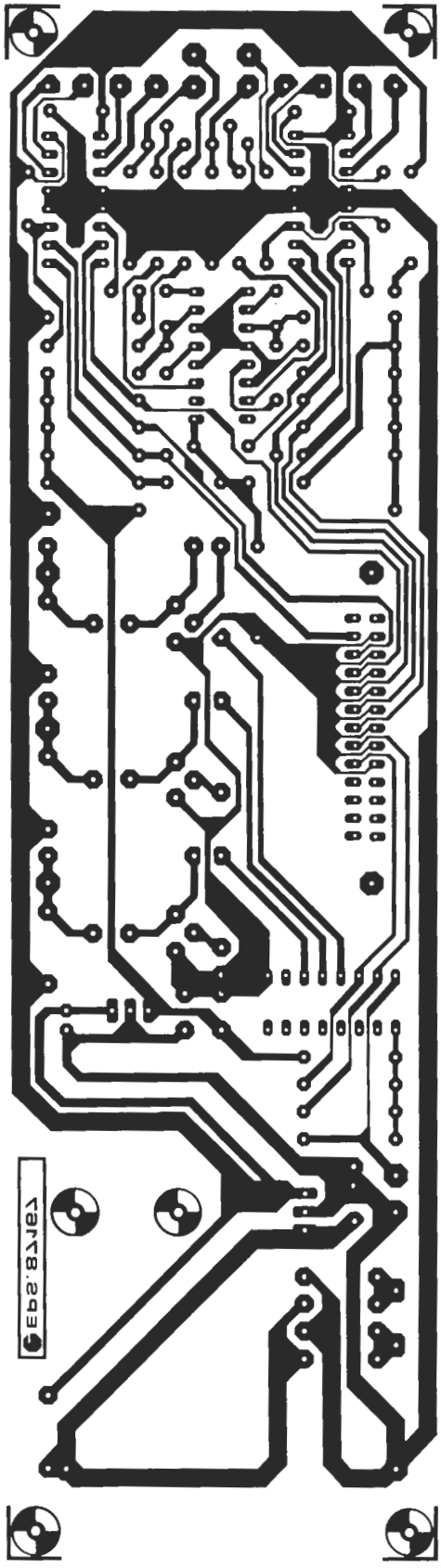
Tabla 1

Señales biológicas directas e indirectas

Nombre	Abrev.	Amplitud	Frecuen.	Captador
Electrocardiograma	ECG	200 μV–5 mV	0,7–20 Hz	Electrodo
Circulación sanguínea	—	—	0,7–20 Hz	Fotocaptador
Temperatura	—	°C	—	Captador térmico
Electromiografía	EMG	10–500 μV	10-5.000 Hz	Electrodo (intradérmico)
Electroencefalograma	EEG	10–200 μV	01–100 Hz	Electrodo
Electro-oculografía	EOG	5–500 μV	CC–40 Hz	Electrodo

EPS

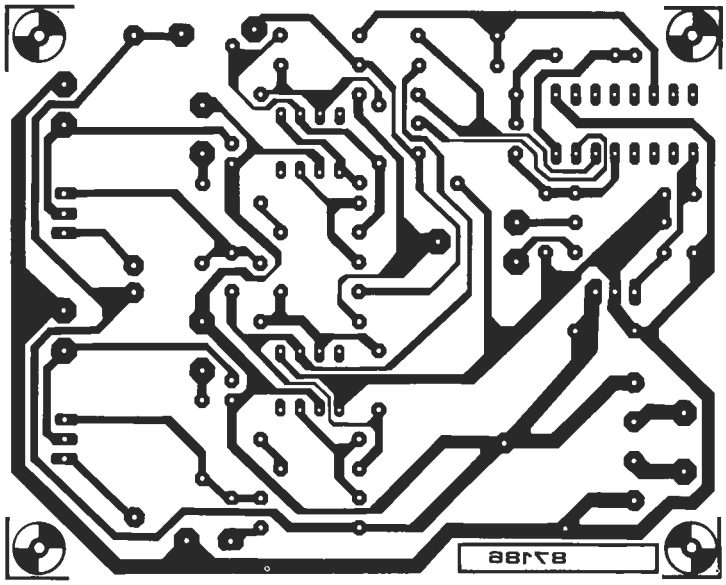
Para la realización de los circuitos impresos de **ELEKTOR** se pueden emplear los productos **INELECK-KF** (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



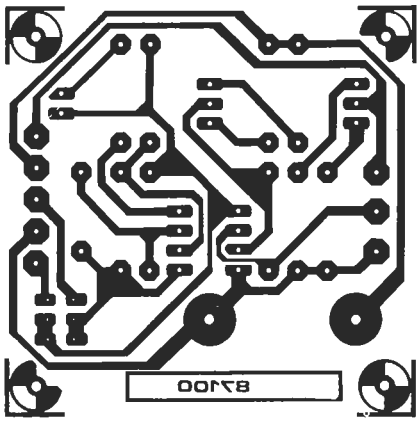
Trazador gráfico
(Plotter)
EPS 87186

EPS

EPS



Cargador rápido de
baterias NiCd



Comprobador de
componentes
EPS 87167

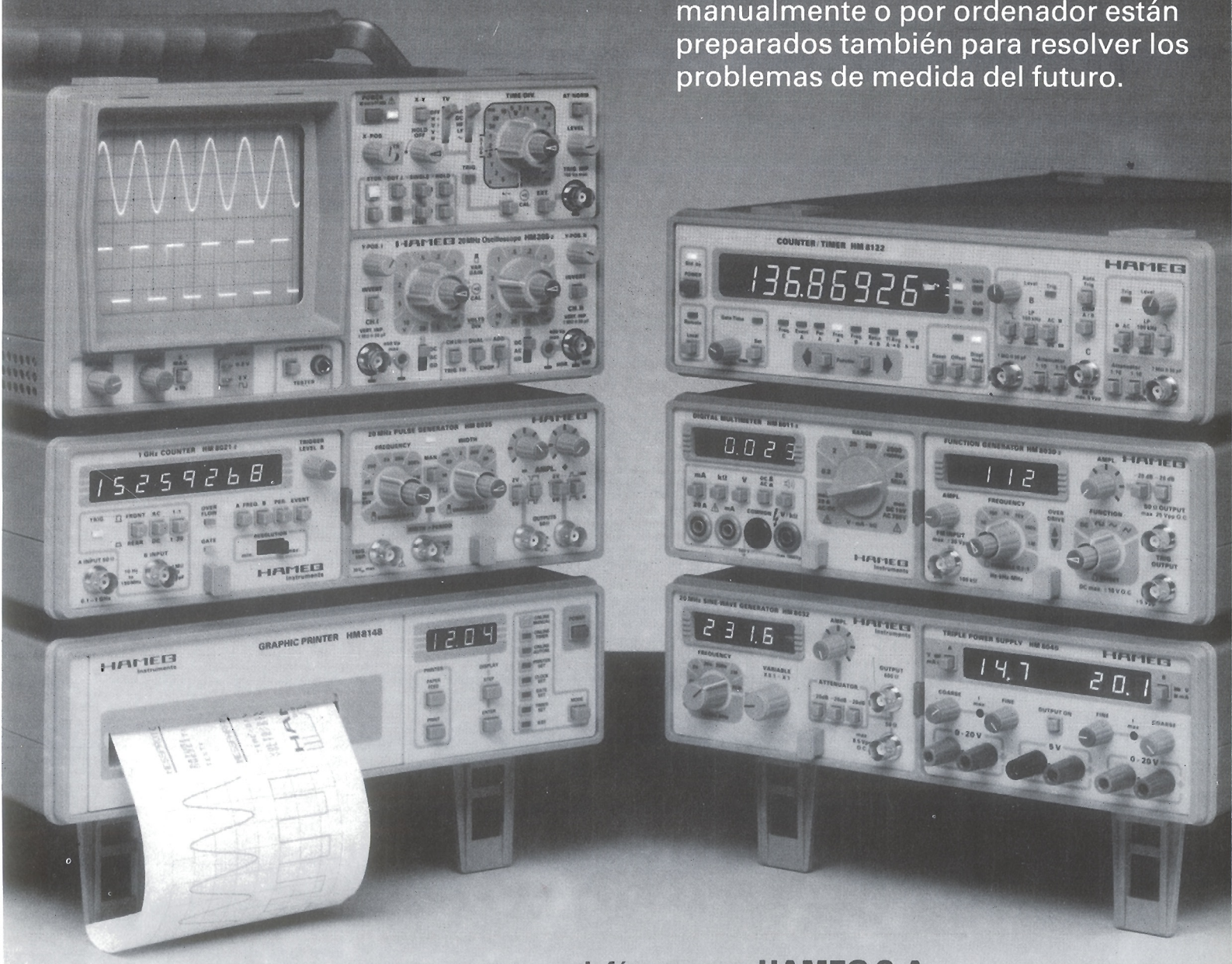
EPS

HAMEG®
Instruments

Instrumentos profesionales de técnica avanzada.

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

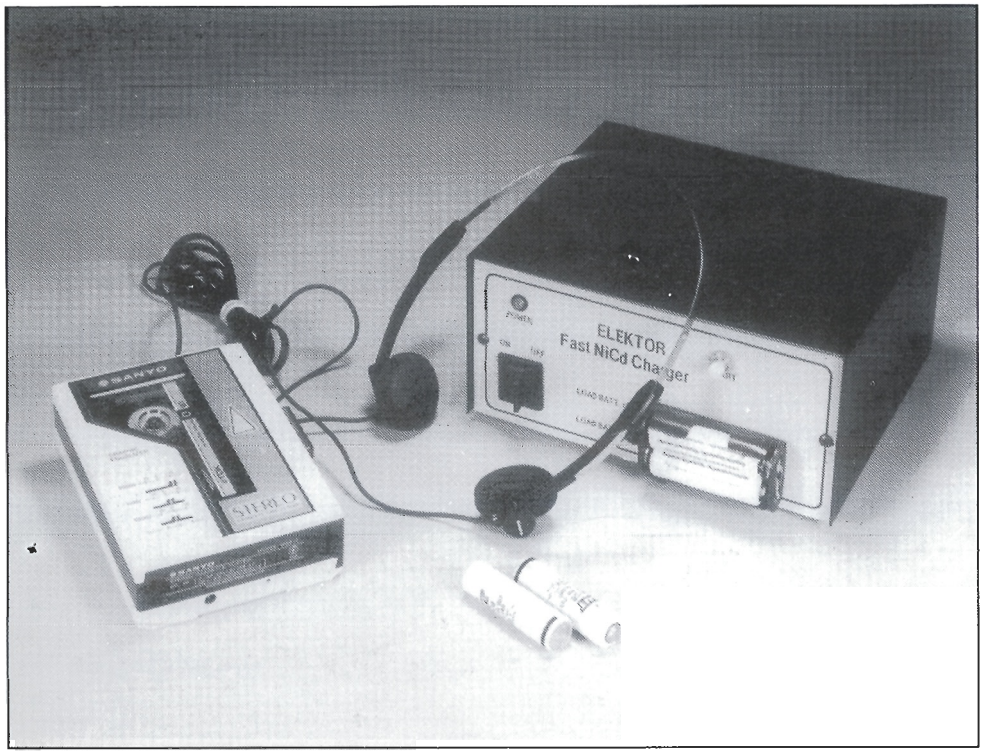
Con los nuevos modelos de la gama de osciloscopios populares ya desde hace décadas y los aparatos de medida modulares de las series 8000 y 8100 se pueden componer puestos de medida variables. Controlados manualmente o por ordenador están preparados también para resolver los problemas de medida del futuro.



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

La mayoría de los cassettes y radios portátiles tienen un consumo de corriente relativamente alto, por lo que es más que razonable alimentarlos con baterías recargables. El inconveniente es que los cargadores de baterías disponibles en el mercado poseen unos tiempos de carga de hasta 15 horas. Por el contrario, el cargador de baterías que proponemos aquí, lo hace en menos de una hora.

CARGADOR RÁPIDO DE BATERIAS NiCd

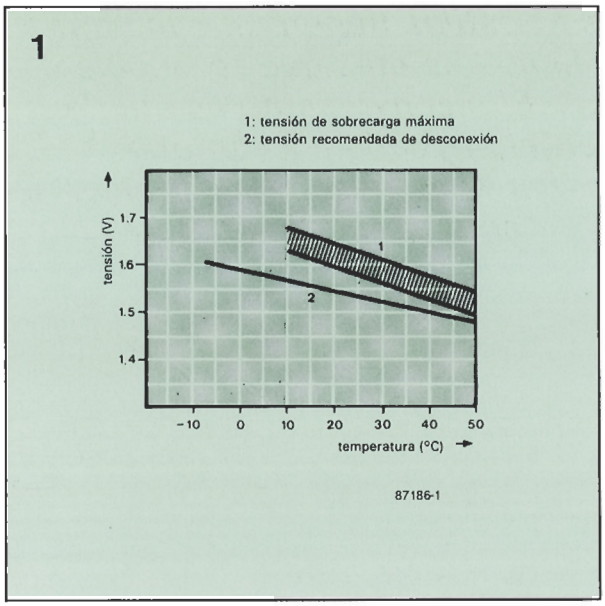


La mayor parte de las baterías de NiCd comerciales de pequeño tamaño, tienen electrodos sinterizados que pueden soportar corrientes medianamente altas. Esto permite recargar tales baterías, con capacidades de hasta 500 mAh, hasta el 80% de su capacidad en menos de una hora.

El problema que hay con la carga rápida de baterías de NiCd es la desconexión de la corriente de carga en el momento adecuado. Con estas baterías es posible determinar este instante a partir de la tensión de carga, al igual de lo que ocurre con las baterías de ácido-plomo.

El circuito

El circuito se compone de cuatro etapas diferentes, según puede verse la figura 3. En la figura 3a se halla la etapa de alimentación, con el rectificador B1, un re-



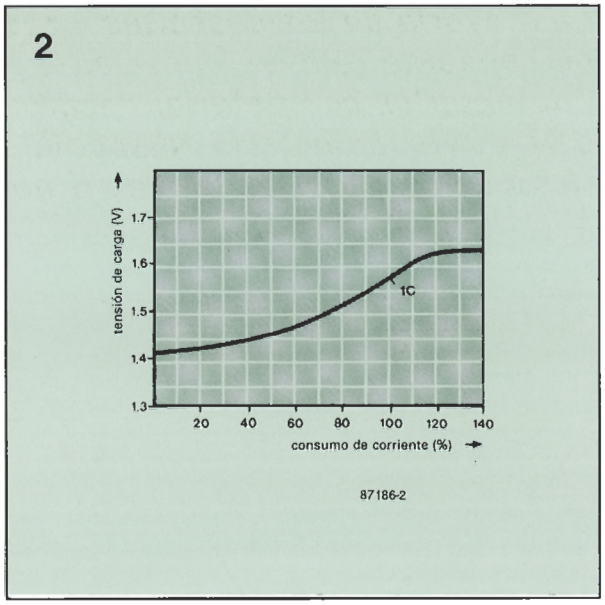


Figura 1. Tensiones de desconexión y sobrecarga de baterías de NiCd sinterizadas en función de la temperatura ambiente, durante la carga. No es recomendable el empleo de la carga rápida a temperaturas inferiores a 10° C.

Figura 2. Tensión típica de carga frente a la corriente de carga (en tanto por ciento respecto a la capacidad de la batería) de baterías sinterizadas de NiCd para una corriente de carga de 1C (=0.5 A para una batería de 500 mAh). Se alcanza una carga del 80% de la capacidad total cuando la tensión de la batería llega a 1.5 V.

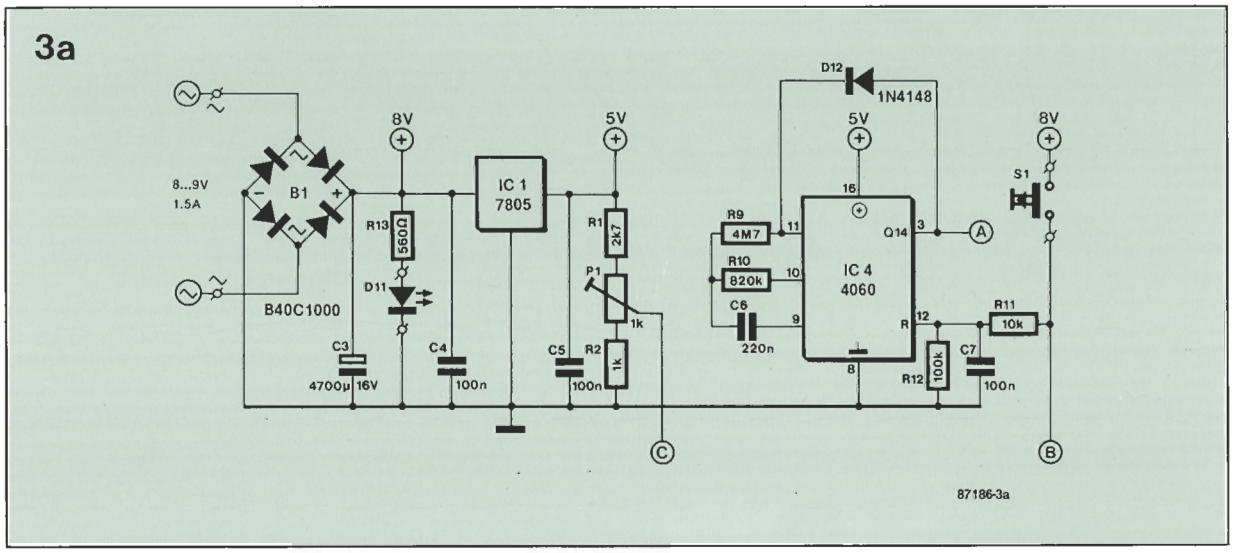
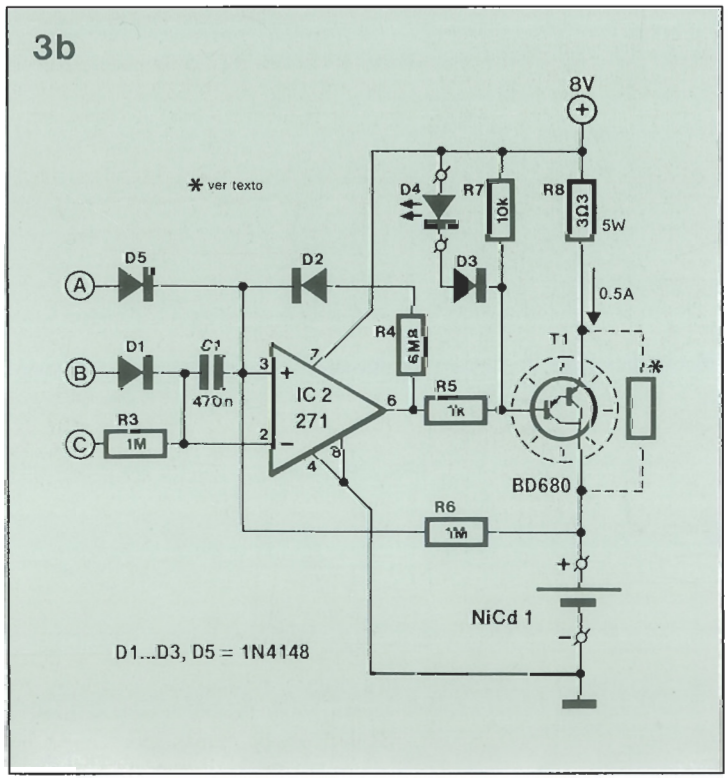
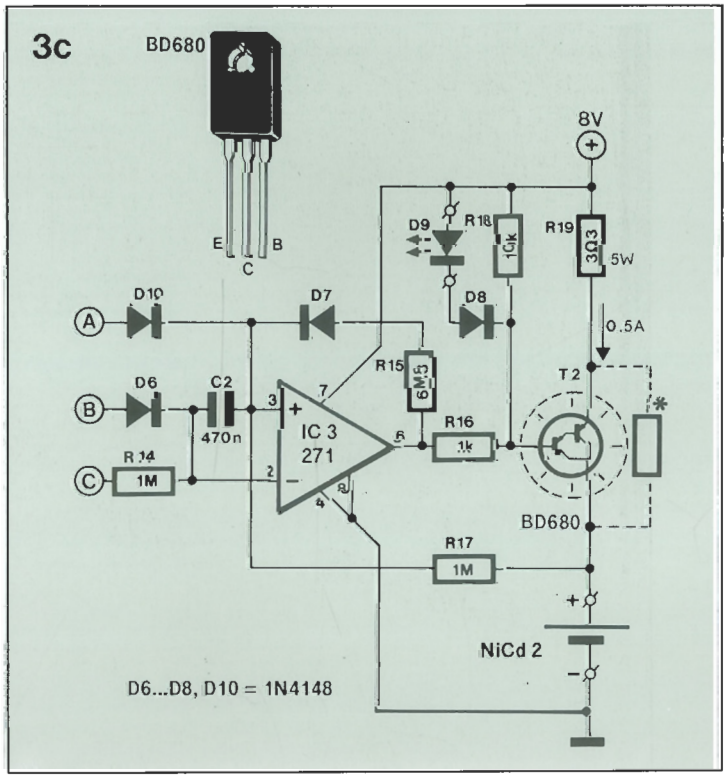


Figura 3. Esquema del circuito para el cargador de baterías: si sólo se necesita cargar una batería, se puede omitir la sección de la figura 3C.





Lista de Componentes

Resistencias (±5%):

R1=2K7
R2; R5; R16=1K
R3; R6; R14; R17=1M0
R4; R15=6M8
R7; R11; R18=10K
R8; R19=3Ω3; 5 W
R9=4M7
R10=820K
R12=100K
R13=560Ω
P1=1KΩ ajustable

Condensadores

C1; C2=470n
C3=4700µ; 16 V
C4; C5; C7=100n
C6=220n

Semiconductores

B1=B40C1000 (40 V; 1 A)
D1; D2; D3; D5...D8 incl.; D10; D12=1N4148
D4; D9=rojo LED
D11=verde LED
IC1=7805
IC2; IC3=TLC271CP
IC4=4060
T1; T2=BD680

Varios

S1=interruptor miniatura una posición y un contacto.
Radiador para T1; T2.
EPS 87186

gulador de tensión de 5 V, IC1, y un temporizador 4060, IC4. Las etapas de las figuras 3b y 3c son idénticas, para permitir la carga simultánea de dos baterías del tipo LR6 (U7). Debe notarse que las baterías no se pueden conectar en serie en un cargador controlado en tensión debido a que nunca terminan de cargarse a la vez. Cada una de las etapas de la figura 3b y 3c comprende un monitor de tensión de carga y conmutación (IC2 ó IC3), y un Darlington BD680 (T1 ó T2), que actúa como generador de la corriente de carga.

La etapa de alimentación posee un indicador de encendido, D11. La entrada se toma de un transformador de alimentación con un secundario de 8 V, 1.5 A. La tensión rectificada es filtrada por C3. La salida de 5 V del regulador de tensión IC1 se emplea como tensión de referencia, y para alimentar a IC4.

El reloj del integrado 4060 trabaja a una frecuencia de 2.5 Hz, fijada por R10 y C6. Después de transcurridos 2^13 (8192) ciclos de reloj (alrededor de 54 minutos) tras haber pulsado la tecla S1, la señal de salida Q14 (patilla 3) pasa a un estado lógico alto.

La tensión de referencia de IC2 e IC3 se obtiene de la salida de IC1 (5 V regulados) mediante el divisor de tensión R1-P1-R2. La tensión de referencia es el valor de la tensión de la batería en el que debe finalizarse el proceso de carga: es siempre 1.5 V.

La tensión de referencia se lleva a la entrada inversora de IC2 (IC3) a través de R3 (R4). La tensión de la batería se lleva a la entrada no inversora de los operacionales. Los operacionales funcionan también como biestables y, junto con IC4, reciben de S1 un pulso de arranque al comienzo del proceso de carga.

Cuando se pulsa S1, la entrada inversora de IC2 (IC3) se conecta por un breve período a +8 V a través de D1. Esto es suficiente para conmutar la salida de los operacionales a 0 V. Si la tensión de la batería es menor que la de referencia, el comparador permanece en este estado y la fuente de corriente T1 se mantiene activada. Entonces circula a través de la batería (o baterías) una corriente de aproximadamente 0.5 A y se ilumina el diodo D4 (D9). Este LED no sólo sirve como indicador de carga, sino que junto con D3 (D8) actúa también como referencia de tensión para T1 (T2). La magnitud de la corriente de carga viene determinada por el valor de R8 (R19).

Cuando la caída de tensión en la batería pasa a ser mayor que la tensión de referencia, el operacional IC2 (IC3) conmuta. Su salida pasa entonces a estado lógico alto y el proceso de carga termina, ya que no puede circular corriente de base en la fuente de corriente, que queda por tanto desactivada. La realimentación a través de R4 (R15) y D2 (D7) mantiene al operacional en este estado. El proceso sólo puede volver a comenzarse pulsando de nuevo S1.

Si debido a diferencias entre las tensiones de la batería y la de referencia no se desconecta la fuente de corriente, el temporizador entra en acción. Después de aproximadamente 54 minutos (ver la descripción anterior), la salida Q14 (patilla 3) pasa a un estado lógico alto, lo que hace que los operacionales se inicialicen y termine por tanto el ciclo de carga.

Carga extra

Después de unos 54 minutos, las baterías se hallarán cargadas más o menos al 80% de su capacidad, lo que es suficiente para emplearlas en los radiocassettes portátiles. Teniendo en cuenta que tales aparatos consumen aproximadamente 100 mA de corriente, las baterías proporcionarán unas cuatro horas de uso. Si se cargasen al 100% de su capacidad, podrían dar hasta cinco horas.

Para permitir la carga de las baterías al máximo de su capacidad, puede ponerse la resistencia que se ve dibujada en trazo discontinuo en las figuras 3b y 3c. Esta resistencia permite que continúe

4

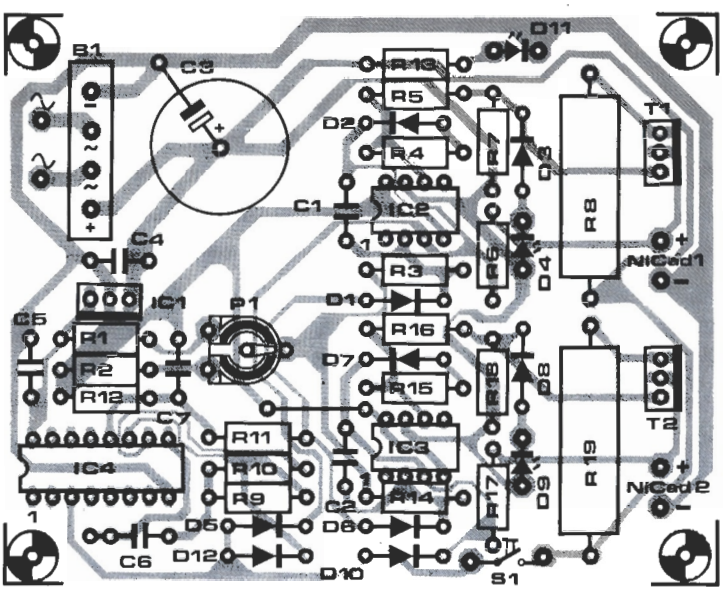


Figura 4. Placa de circuito impreso del cargador de baterías.

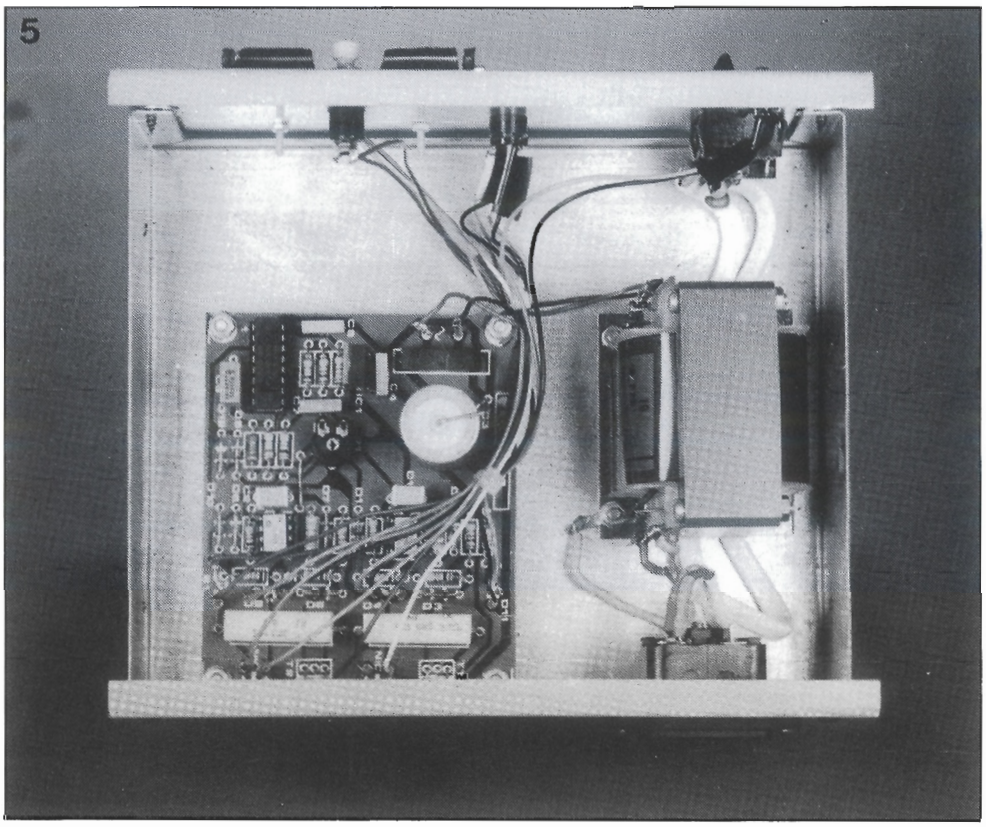


Figura 5. Vista superior del prototipo del cargador de baterías.

circulando un pequeño flujo de corriente de carga después de que se haya desconectado la fuente de corriente (ya sea por nivel de tensión o por la temporización).

Durante el período de carga rápida, la resistencia se halla prácticamente cortocircuitada por el darlington, y por tanto no tiene efectos significativos.

Para una corriente de carga 'normal', de 40 a 50 mA, el valor de esta resistencia debe ser de 150 Ω y de un mínimo de 0.5 W, o mejor aún de 1 W. Generalmente no sucede nada si se dejan cargar las baterías a este ritmo día tras día; sin embargo, si se va a hacer esto habitualmente, es mejor colocar entonces una resistencia de 220 Ω o incluso 270 Ω y 0.5 W.

Una batería cargada razonablemente, puede mantenerse a ese nivel dando a la resistencia en paralelo un valor de 330 Ω.

Para terminar

Aunque al comienzo se indicó que la tensión de alimentación se obtenía de un transformador de alimentación, es también posible conseguirla de un adaptador de alimentación, que dé una salida de 8 Vac u 8 Vdc (en este último caso, por supuesto, no es necesaria la etapa rectificadora de la figura 3a).

Los Darlington T1 y T2 necesitan radiadores.

Si no hace falta cargar dos baterías simultáneamente (algunas radios portátiles emplean sólo una pila de 1.5 V), puede omitirse una de las etapas de las figuras 3b o 3c. En este caso, la corriente de entrada sólo es necesario que sea de 0.7 A en vez de 1.5 A.

Las tensiones de las baterías varían entre los distintos fabricantes, pero más o menos se hallan siempre en torno a los 1.5 V.

Durante los primeros ciclos de carga recomendamos por tanto, ajustar P1 para conseguir 1.5 V. Asegúrese de que las baterías estén completamente descargadas antes de conectarlas al cargador, y verifique (con la ayuda de D4 y D9) cuando se desconectan las fuentes de corriente. El período óptimo de carga es de alrededor de 55 minutos. Si la fuente de corriente se desconecta antes de este tiempo, debe incrementarse ligeramente la tensión de referencia. Si inicialmente se puso la tensión de referencia demasiado alta, el temporizador será el que desconecte la fuente de corriente. El punto ideal es aquel en que los comparadores desconecten las fuentes de corriente justo antes de que lo haga el temporizador.

Todo lo anterior es válido para una temperatura ambiente más o menos constante. A temperaturas más bajas, el cargador se desconectará algo más pronto, mientras que para temperaturas superiores lo hará algo más tarde.

La construcción del cargador sobre la placa de circuito impreso no debería presentar problemas. Después de haber colocado los componentes en la placa, puede instalarse, junto con el transformador de alimentación (si se emplea), el pulsador de comienzo, los indicadores luminosos, el interruptor de apagado/encendido, y el conector para las baterías, en una pequeña caja como la mostrada en la figura 5. ⏹

Bastantes propietarios de ordenadores personales han tenido en algún momento la necesidad de enviar la información gráfica de la pantalla a un trazador («plotter»), en vez de a una impresora de matriz de agujas, las cuales son, por otro lado, lentas y ruidosas al trabajar en modo gráfico. Pero incluso el más sencillo de los trazadores gráficos existentes en el mercado es más caro que el propio ordenador. No ocurre así con el trazador que aquí describimos con tres objetivos básicos: que sea lo suficientemente simple de construir, junto con un eficaz sistema controlador del motor paso a paso disponible en kit, y que ofrezca una buena relación precio/rendimiento. La precisión final del trazador es adecuada para la mayor parte de las aplicaciones gráficas, y depende fundamentalmente de las habilidades mecánicas del constructor en cuestión.

TRAZADOR GRÁFICO (PLOTTER) (1)

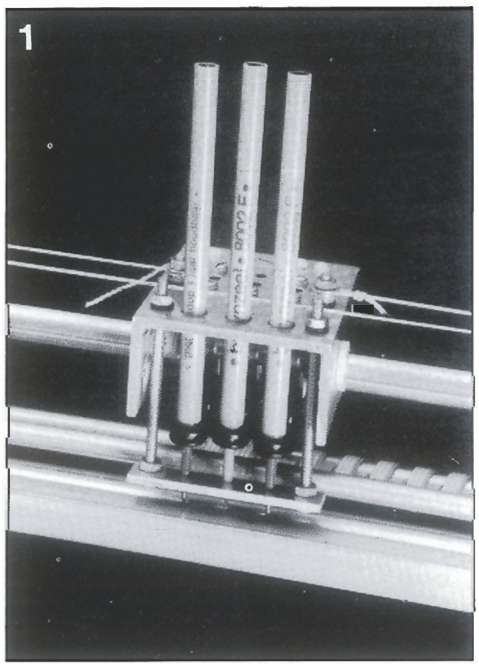


Figura 1. El soporte móvil del trazador lleva tres rotuladores recargables de distintos colores. En la fotografía no se pueden apreciar los electroimanes asociados para controlar su subida y bajada.

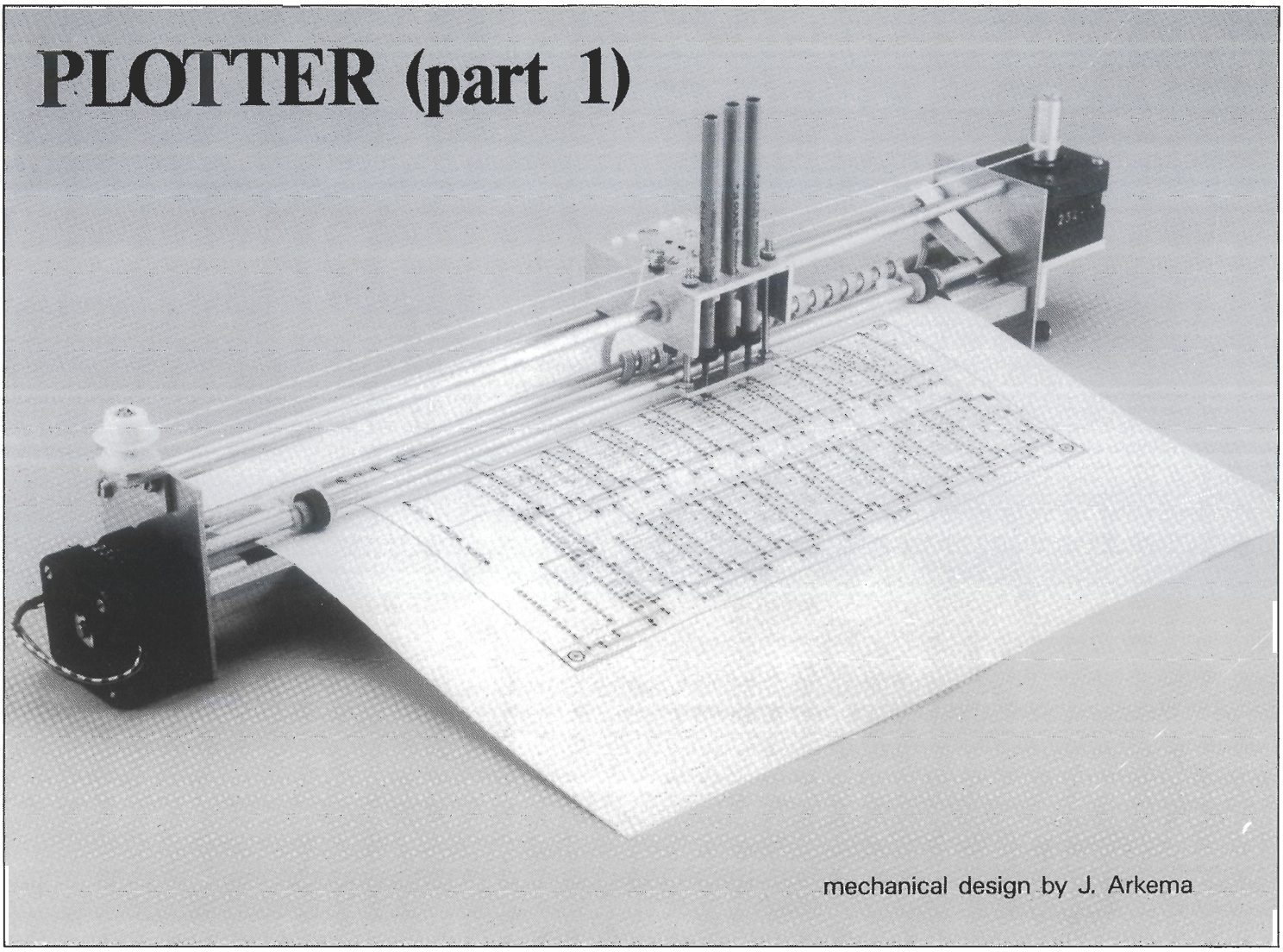
Las impresoras de agujas son muy adecuadas para escribir en modo texto, pero ya no lo son tanto para dibujar gráficos. Son inevitablemente lentas debido a que en modo gráfico sólo se imprime una línea de píxels (PICture-ElemenS) cada vez. Además de esto, su resolución suele ser insuficiente para la mayor parte de las aplicaciones, son bastante ruidosas, y muy pocas admiten hojas de tamaño grande (A2 y A3).

El trazador que describimos aquí no es del tipo X-Y al que generalmente pertenecen los trazadores más baratos que pueden encontrarse en el mercado, sino que es similar a una impresora normal en el sentido de que tiene un soporte móvil en el sentido horizontal (X) para el lápiz o rotulador, y un rodillo que arrastra al papel en el sentido vertical (Y). Este diseño hace que la parte mecánica sea relativamente sencilla, y permite también la utilización de distintos tamaños de papel. El rodillo lo controla directamente un motor paso a paso mientras que el plumín o rotulador lo controla de forma indirecta un segundo motor paso a paso, a través de un cordel. Se podría argumentar que debido a la ausencia de un punto de referencia absoluta X-Y en este diseño, se está bajo la influencia de la acumulación de los errores de posicionamiento. Afortunadamente, las desviaciones provocadas por estos errores son suficientemente pequeñas en la práctica, siempre que el papel y el rodillo puedan moverse libremente y sin obstrucciones.

Para subir y bajar los tres rotuladores se emplean pequeños electroimanes. Estos rotuladores son recargables, y pueden conseguirse sin ningún problema a bajo precio en librerías y papelerías, en distintos colores. El soporte para los rotuladores del trazador puede verse en la figura 1.

La tarjeta de interface para el motor paso a paso del trazador puede controlarse a través de un puerto Centronics de 8 bits, disponible de forma estándar en la mayor parte de los ordenadores

PLOTTER (part 1)



mechanical design by J. Arkema

actuales. Los bits de control están dispuestos de tal forma que permitan la conexión directa del puerto Centronics a la tarjeta de interface del trazador mediante un cable paralelo. El diseño del circuito de control está concebido para alimentar de forma eficaz los motores paso a paso y los imanes de los rotuladores. La fuente de alimentación, a excepción del transformador de red, se halla en la tarjeta de interface, para conseguir una unidad compacta y sencilla de conectar.

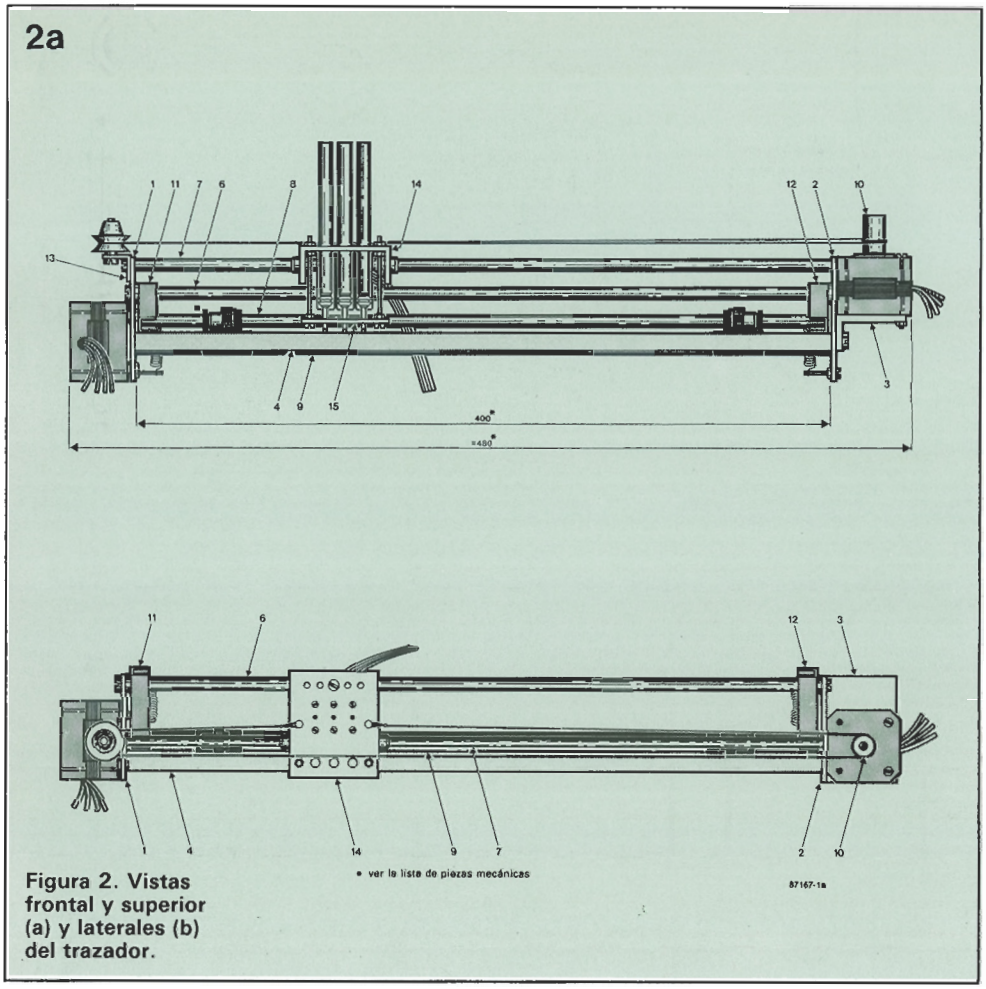
Construcción mecánica

El trazador es fundamentalmente alargado y de forma rectangular, según puede verse en las figuras 2a y 2b. Dos placas de aluminio (60×70×2 mm), una a cada lado, soportan todos los componentes. Los motores paso a paso se hallan sujetos en el exterior de dichas placas. Entre estas placas de soporte, van tres varillas redondas de 6 mm de diámetro, bien de aluminio macizo o bien de tubo de acero, y una varilla cuadrada de 10×10 mm de aluminio. La longitud de tales barras determina el máximo tamaño del papel, y puede ajustarse a los requisitos particulares de cada caso. Con una longitud de 508 mm, por ejemplo, permite colocar hojas tamaño A2 de lado. Este tamaño es el más empleado en la industria gráfica.

Los detalles para la construcción de todas las piezas mecánicas del trazador pueden verse en la lista de materiales de la figura 3. El rodillo del papel es una barra redonda de aluminio de 12 mm de diámetro, colocada inmediatamente detrás de la barra cuadrada. Para conseguir una buena sujeción de la hoja de papel puede rebajarse el diámetro del rodillo en algunas decenas de milímetro, en dos áreas de unos 30 mm cada una, con un torno. Hecho esto, se toma papel de lija muy fino y se pega con goma sobre las áreas rebajadas del aluminio, en forma espiral. Debe tenerse el suficiente cuidado para que el diámetro total en las zonas en que se halla pegado el papel de lija, no sobrepase el diámetro del rodillo. Sobre el papel de lija de sujeción, descansan dos rodillos de goma, situados en un eje móvil. Para insertar o retirar el papel, se empuja para arriba el eje mediante dos palanquitas de aluminio con perfil en U. Los rodillos de goma se apoyan firmemente sobre el papel mediante dos pequeños muelles.

El rodillo del papel es movido directamente por un motor paso a paso con 200 pasos por revolución. Como el diámetro de este rodillo es de 12 mm, la resolución conseguida es por tanto de 0,19 mm/paso. La tarjeta controladora soporta también el modo de operación de medio paso, con lo que la resolución a la que se puede llegar es de algo menos de 0,1 milímetros.

El soporte de los rotuladores es fundamentalmente una corta pla-



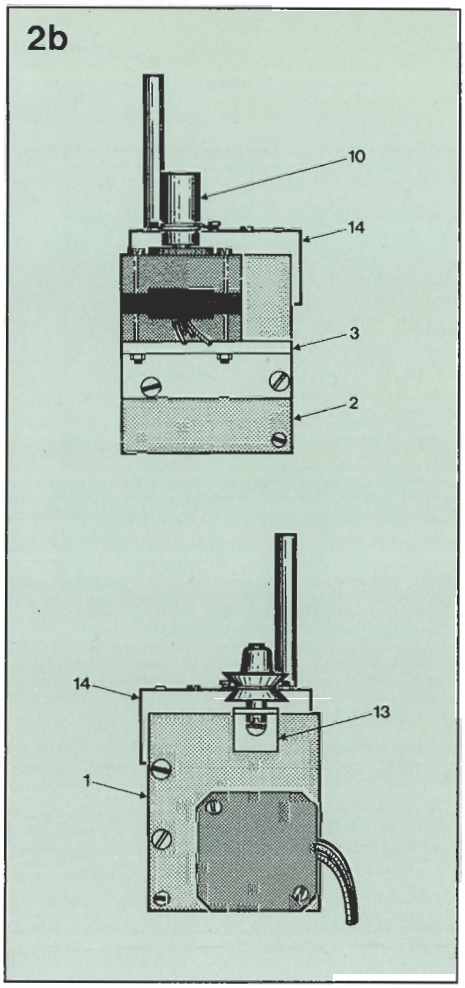


Figura 2. Vistas frontal y superior (a) y laterales (b) del trazador.

Lista de piezas mecánicas

1. Placa lateral de la izquierda, de aluminio, 60 × 70 × 2 milímetros.
2. Placa lateral de la derecha, de aluminio, 60 × 70 × 2 mm.
3. Soporte en ángulo recto para el motor X, aluminio con perfil en L, 20 × 40 × 4 mm, 60 mm de largo.
4. Barra cuadrada de conexión, de aluminio, sección 10 × 10, largo 400 mm (*).
5. Barra de conexión cilíndrica, varilla de aluminio o acero, 6 mm de diámetro, 400 mm de longitud (*).
6. Varilla cilíndrica que sujeta el soporte de los rotuladores. Iguales dimensiones que (5).
7. Varilla cilíndrica guía del soporte de los rotuladores. Iguales dimensiones que (5).
8. Varilla cilíndrica de aluminio o acero para los rodillos de goma, 6 mm de diámetro, 393 mm de longitud (*).
9. Rodillo, barra cilíndrica de aluminio, 12 mm de diámetro, 400 mm de largo (*).
10. Vástago de aluminio, 11.2 mm de diámetro (ver texto), 25 mm de longitud.
11. Palanca elevadora del eje soporte de los rodillos de goma; placa de aluminio con perfil en U, 10 × 10 × 1 mm, 48 mm de longitud.
12. Ver (11).
13. Brazo acodado soporte de la rueda del cordel; placa de aluminio con perfil en U, 15 × 15 × 2 mm, 15 mm de longitud.
14. Soporte para los rotuladores; placa de aluminio con perfil en U, 15 × 15 × 2 mm, 60 mm de longitud.
15. Varilla para el posicionamiento de los rotuladores; aluminio, 8 × 50 × 2 mm.
16. Enganche para el soporte de los rotuladores, nylon, 8 mm de diámetro, 23 mm de longitud.

Varios:

6 anillas para deslizamiento, nylon.
1 forro para el rodillo, nylon.
2 arandelas; diámetro interno 3 mm, 2 mm de grosor.
2 rodillos de goma.
4 abrazaderas para un eje de 6 mm de diámetro.
1 ruedecilla para pasar el cordel.
3 tornillos de cabeza redonda M4×5.
2 tornillos de cabeza redonda M4×10 (sujeción de la pieza núm. 3).
1 tornillo de cabeza redonda M4×20, con tres tuercas.
5 tornillos con cabeza avellanada M4×5.
4 tornillos de cabeza redonda M3×40, para fijar los motores paso a paso.
2 tornillos de cabeza redonda M3×50, para fijar la pieza 15.
2 tornillos de cabeza redonda M3×10, para fijar el cordel.
2 tornillos de cabeza redonda M3×15, para fijar los muelles.
4 tornillos de ajuste sin cabeza para sujetar las piezas 9 y 10.
6 pernos M2.6×5, para fijar los electroimanes elevadores de los rotuladores.
16 tuercas hexagonales M3.
2 muelles para mantener presionados los rodillos de goma del eje.
cordel: hilo de pescar, 1100 mm (*).
papel de lija muy fino, para pegarlo en el rodillo.

Piezas electromecánicas

2 motores paso a paso, 200 pasos por vuelta, bipolares de doble fase, 200 mA/fase (p.e., los empleados en las unidades de disco, Berger).
2 electroimanes para elevar los rotuladores, de 12 V; p.e., Binder Magnete 40031-09B00.
(*) El largo debe estar de acuerdo con la longitud del trazador.

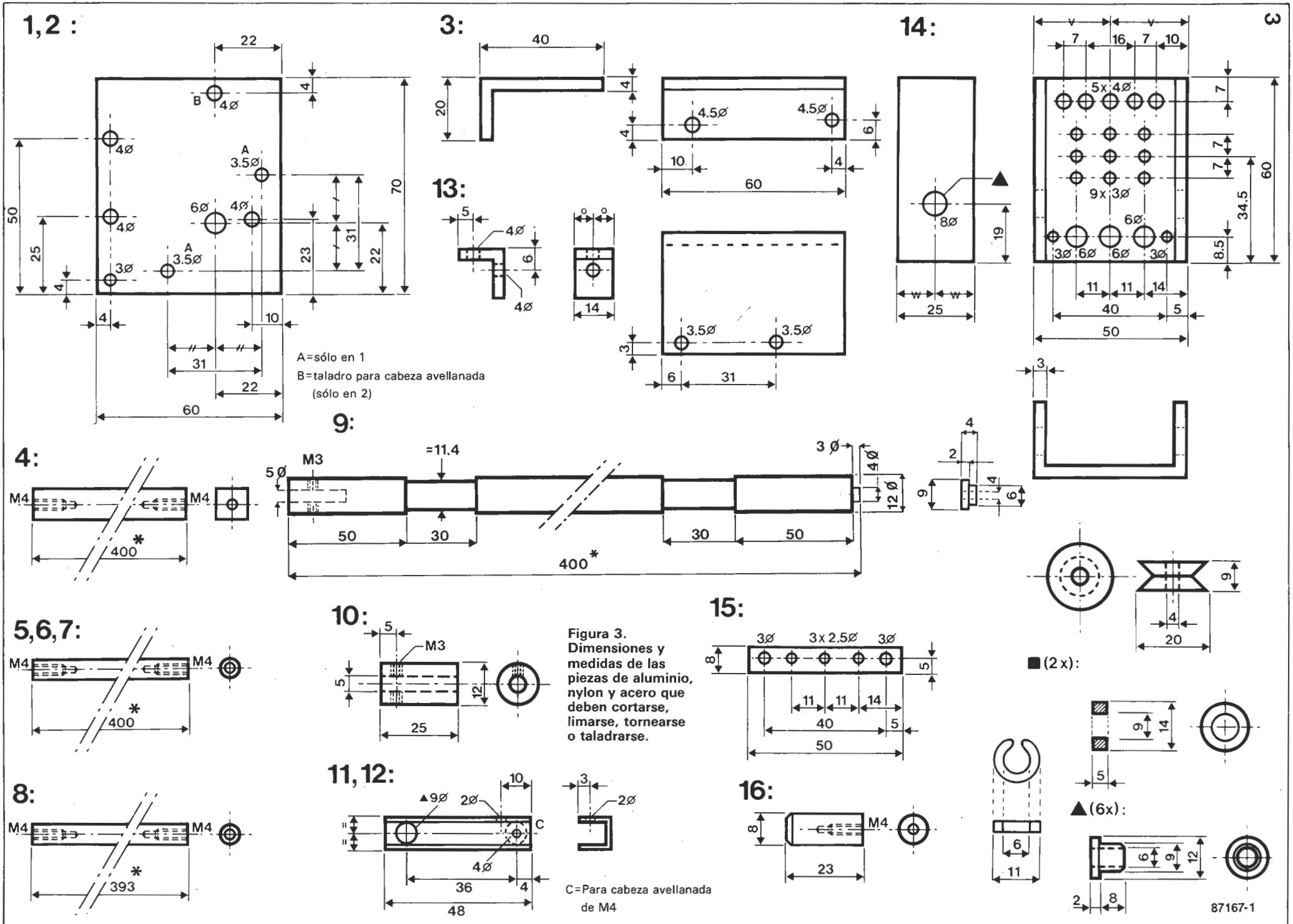


Figura 3. Dimensiones y medidas de las piezas de aluminio, nylon y acero que deben cortarse, limarse, tornearse o taladrarse.

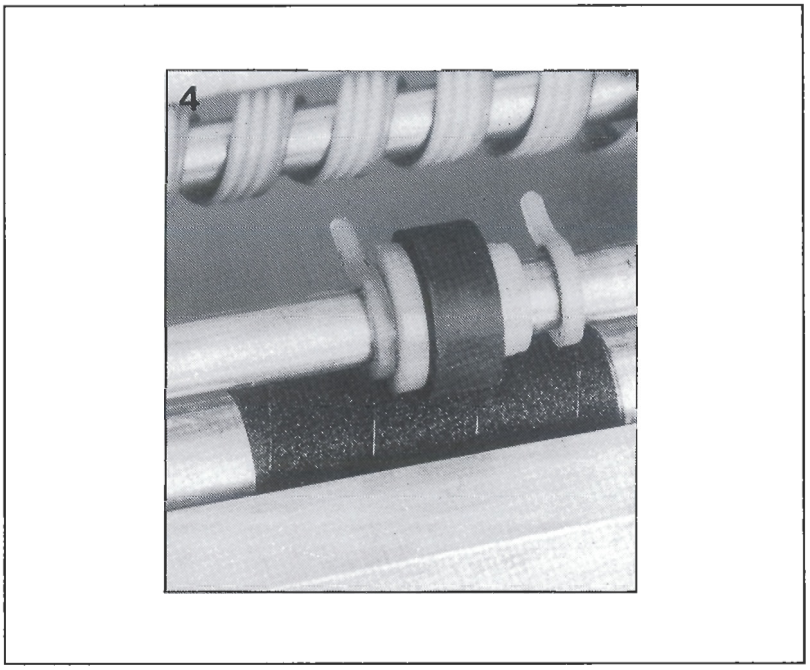
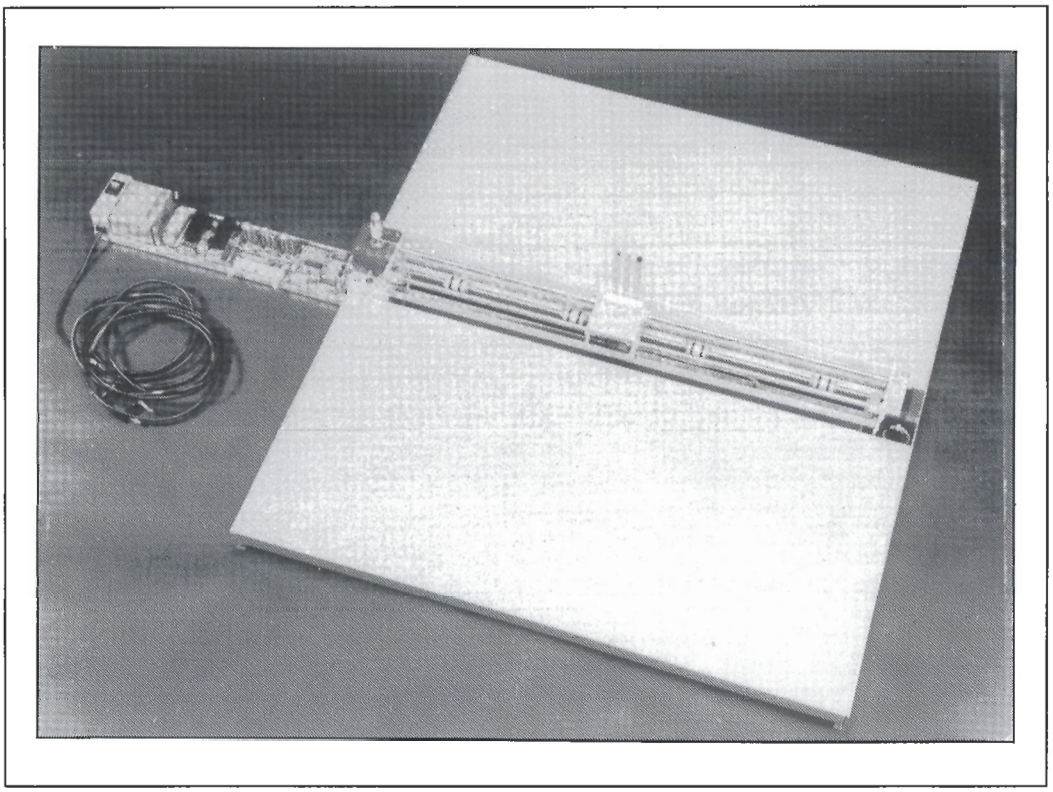


Figura 4. Vista de la lija pegada sobre el rodillo del trazador y del rodillo de goma para presionar asociado a éste, y los clips del eje móvil. Observe cómo se coloca enrollado el cable plano de 4 hilos alrededor de la varilla trasera, para conseguir así una conexión flexible con la tarjeta de interface del trazador.



Prototipo completo del trazador. Ésta es una versión relativamente ancha (508 mm), montada sobre una base plana de aluminio para proporcionar más estabilidad al papel. El papel puede llegar a tamaño A2 a lo ancho y A3 a lo largo. Hay cuatro zonas de lija en el rodillo, para asegurar que incluso las líneas más finas se dibujen con precisión y fiabilidad.

ca de aluminio con forma de U. La barra guía pasa a través de anillas de nylon para deslizamiento, sujetas en agujeros practicados a tal efecto en los laterales de la placa en U. El cabeceo del soporte de los rotuladores se evita apoyando su parte trasera en otra varilla. El soporte se mueve a lo largo de la guía mediante un cordel. Este cordel debe enrollarse una vuelta y media en el vástago, hasta el tornillo de seguridad, y después de seis a diez vueltas más hacia arriba. El vástago es del mismo material que el rodillo, y se halla fijado al eje del motor paso a paso. Para conseguir la máxima precisión, el diámetro total del vástago junto con el cordel debería coincidir con el del rodillo (12 mm). Esto asegura entonces el mismo desplazamiento por paso en ambos sentidos, X e Y. Cada rotulador está situado en un agujero perforado en la parte superior del perfil en U, mientras que sus puntas se mantienen firmemente situadas bien en el papel, o bien por encima de él mediante una placa de soporte adecuada. La barra cuadrada de aluminio situada enfrente del rodillo actúa como una superficie plana sobre la que descansa el papel mientras los rotuladores dibujan. Un electroimán para cada rotulador se encarga de levantarlo para evitar que dibuje cuando no se necesite su color en concreto.

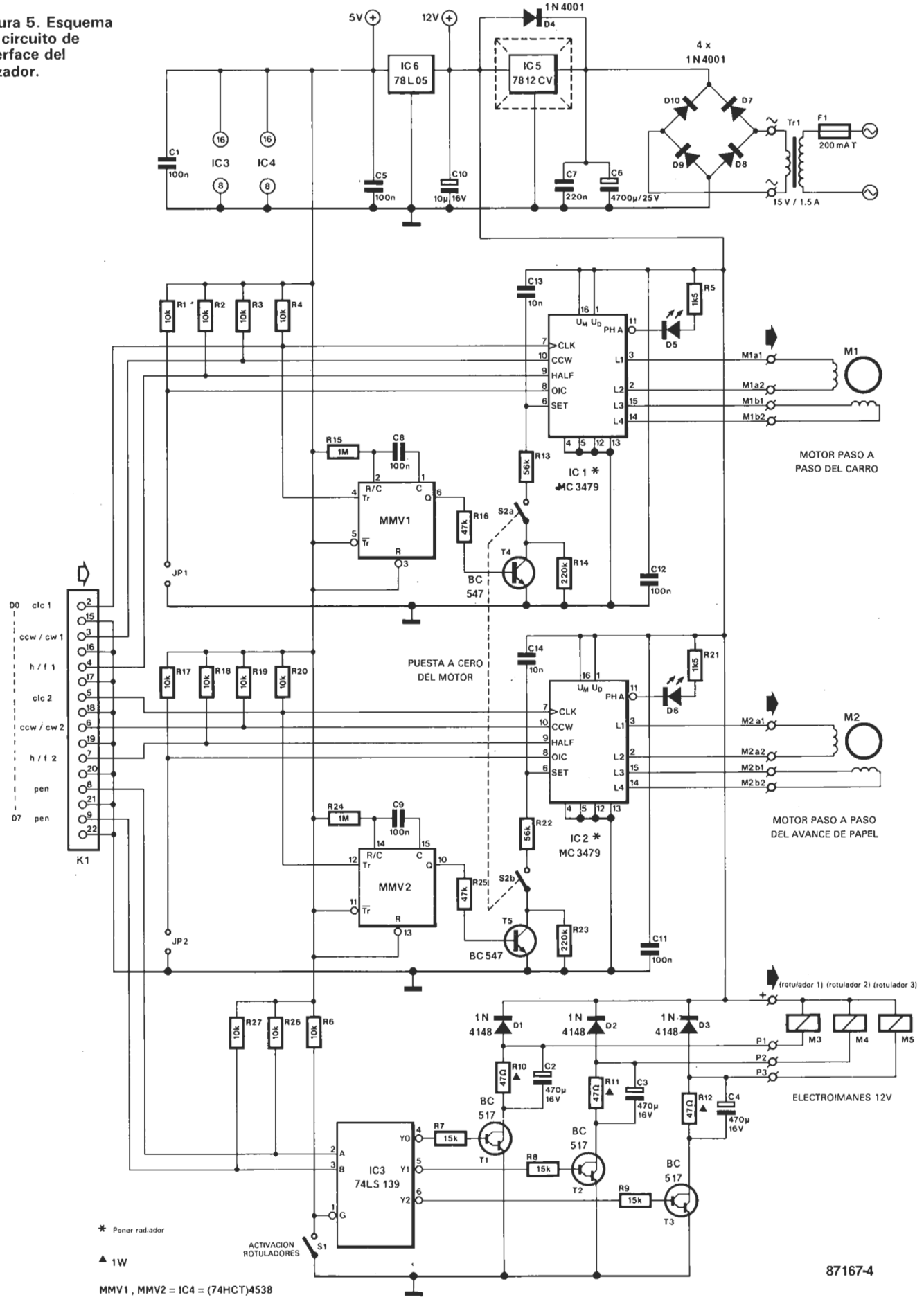
Los dibujos y fotografías de este artículo, junto con la lista de componentes mecánicos, dan los detalles suficientes para la construcción del trazador.

Descripción de la tarjeta de interface del trazador

El circuito de control diseñado para el trazador se compone de una fuente de alimentación, dos controladores de motores paso a paso, tres etapas para excitar las bobinas que empujan a los rotuladores, y un interface digital de 8 bits para Centronics.

El esquema de la figura 5 muestra el diseño, basado en los controladores de motores paso a paso MC3479, de Motorola o SGS. Tres de las entradas de estos controladores, el reloj, el medio paso o paso completo, y la dirección, son gobernadas directamente por el ordenador a través del conector de entrada. La cuarta señal de entrada, OIC, permite seleccionar la terminación en alta o baja impedancia del devanado del estátor excitado durante el funcionamiento en modo mediopaso. La resistencia conectada a la entrada del controlador, determina la corriente del estátor. Durante la inactividad, T4 y T5 están desconectados, así que la resistencia entre las entradas SET y masa es relativamente alta. De esta forma se mantiene la corriente del estátor entre 60 y 70 mA, lo que asegura una baja disipación en el motor y en los controladores integrados, a la vez que se mantiene la suficiente fuerza de torsión como para sostener a los rotuladores y al papel firmes en su sitio. Los motores paso a paso se excitan cuando el interface recibe una transición positiva en la señal de reloj de la entrada adecuada (clc 1/2). El monoestable asociado se dispara, conectando el transistor (T4 ó T5), y haciendo que la corriente del estátor del motor en cuestión suba hasta 200 mA por fase. Esta corriente repentina circula sólo durante un breve instante de tiempo a causa de la inductancia del estátor, y depende del ritmo del

Figura 5. Esquema del circuito de interface del trazador.



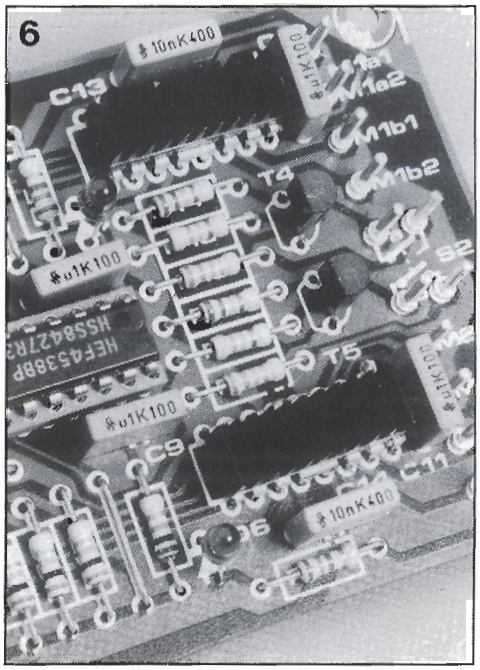


Figura 6. Los controladores integrados de los motores paso a paso de la tarjeta de interface necesitan radiadores para su refrigeración. Son convenientes los radiadores para pegar sobre integrados DIL.

paso. El controlador integrado, sin embargo, contrarrestará esta reducción dentro de los límites impuestos por la tensión de alimentación, para obligar a un flujo de corriente de unos 200 mA.

La apertura del interruptor S2 desactiva el motor paso a paso para permitir la colocación manual del carro y/o el papel en el trazador. Además, la apertura de S2 inicializa toda la circuitería lógica de los controladores a su estado inicial, como deben indicar los LEDs correspondientes.

El circuito que controla las bobinas de elevación de los rotuladores, es relativamente sencillo. El decodificador dos-a-cuatro IC3 selecciona uno de los tres rotuladores. Cuando ambas entradas de los integrados se hallan a nivel alto, o cuando no están conectadas, los tres rotuladores están elevados. Los electroimanes se activan a través de transistores Darlington y redes RC. En ellas, el condensador proporciona una corriente de activación relativamente alta, mientras que la resistencia limita la corriente mantenida al mínimo nivel necesario para mantener los electroimanes activados. Los diodos de retorno de las bobinas contribuyen a eliminar los picos de tensión inducidos.

Notas acerca de los motores paso a paso

Los motores paso a paso utilizados en la construcción del prototipo fueron de la marca Berger, obtenidos de unidades de disco estropeadas. Pueden usarse tipos similares que posean las siguientes características:

- 200 ó 100 pasos por vuelta (1.8° o 3.6° por vuelta).
- consumo de corriente: aproximadamente 200 mA por fase dos fases bipolares
- resistencia de cada fase (estátor): de 30 a 40 Ω.

Desgraciadamente, hay bastantes motores que probablemente no cumplirán las especificaciones dadas con respecto a la resistencia del estátor. Tales motores tendrán generalmente unos valores bastante más bajos (p.e. 1,33 Ω), y necesitan fuentes de corriente adicionales. De acuerdo con los fabricantes, el controlador integrado MC3479 de la tarjeta del interfaz posee etapas de salida de corriente, pero en la práctica pueden dañarse si se conectan directamente a un estátor con muy baja resistencia. Por tanto, es conveniente el comprobar previamente la resistencia del estátor de los motores que se vayan a utilizar en el trazador gráfico. En caso necesario, deben ponerse en serie con los estátor resistencias para que la resistencia total cargada en el controlador sea del orden de 30 ó 40 Ω. Por ejemplo, debe emplearse una resistencia de 33 Ω y 4 W cuando el estátor tenga una resistencia de 1,33 Ω.

Cortar, limar, taladrar...

Las piezas mecánicas deben comprarse o realizarse según lo indicado en la «Lista de Piezas Mecánicas» y en el Plano de la figura 3. Cada una de las 16 piezas que deben hacerse a escala, se muestran separadas y con las dimensiones adecuadas. Las placas laterales deben cortarse de una hoja de aluminio de 2 mm de grueso. Es conveniente sujetarlas juntas y perforarlas entonces a la vez para asegurar una mayor precisión. Debe emplearse un punzón para centrar el taladro, y lubricarlo de vez en cuando con alcohol desnaturalizado para evitar rebabas y virutas en el aluminio. Para ajustar el agujero superior de la placa soporte del lado derecho, se empleará una avellanadora. En este agujero irá la cabeza del perno roscado M4 avellanado. La cabeza no debe sobrepasar la superficie de la placa debido a que en ésta se apoya un lado del motor paso a paso. En la placa soporte del lado izquierdo hay dos agujeros de 3 mm para sujetar el motor Y. Las varillas 4, 5, 6 y 7 se cortan a la misma longitud, que debe ser la del ancho del trazador. En el centro de ambos extremos de cada varilla debe marcarse previamente la perforación antes de hacer una rosca M4. El centro debe estar exactamente en el centro de las varillas. Para conseguirlo sería ideal un torno, aunque no es imprescindible.

De todas formas no hay manera de evitar el uso de un torno para reducir el diámetro del rodillo en la zona donde debe ir el papel de lija. Por desgracia, un torno ni es fácil de utilizar, ni es una herramienta muy frecuente de te-

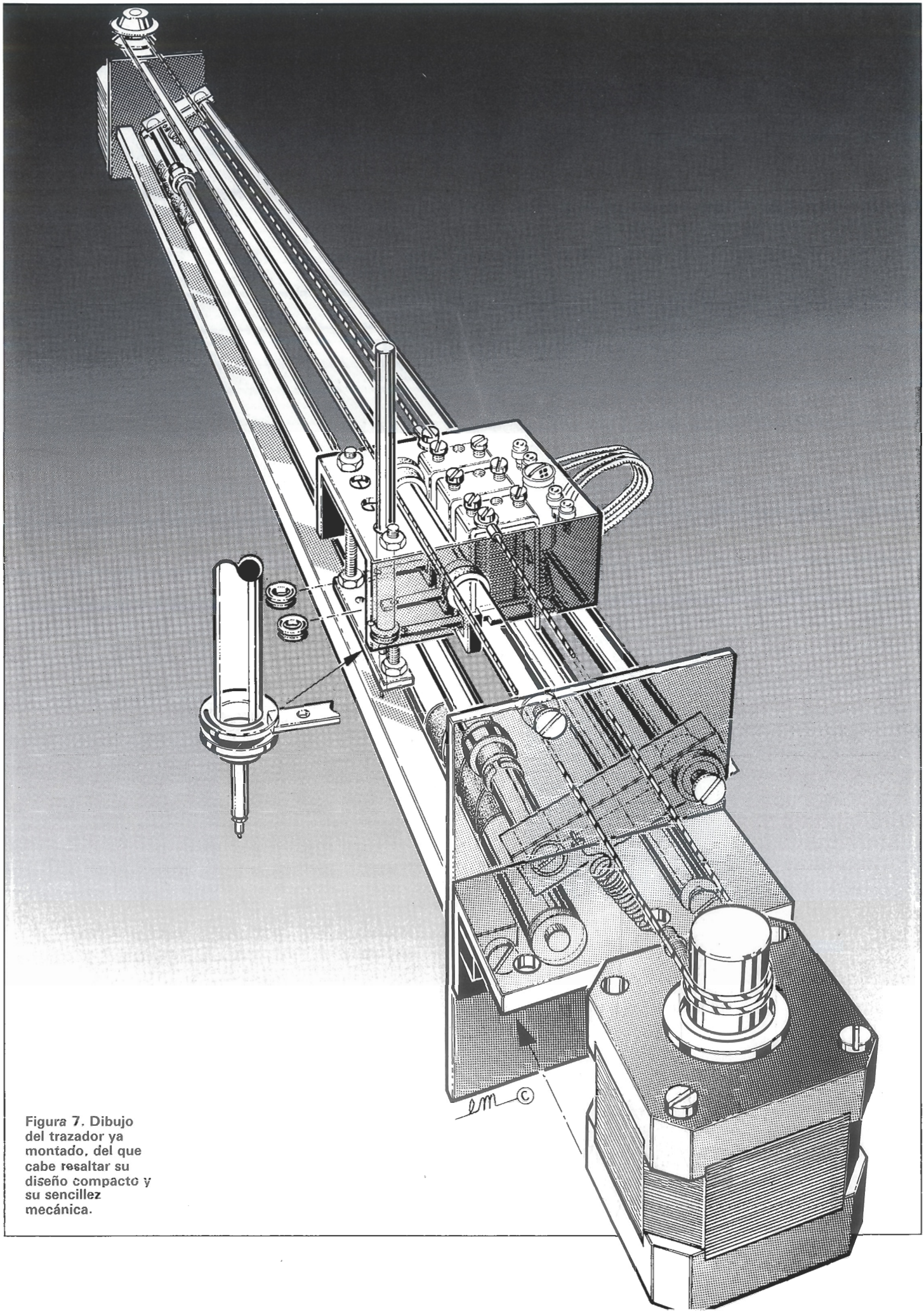
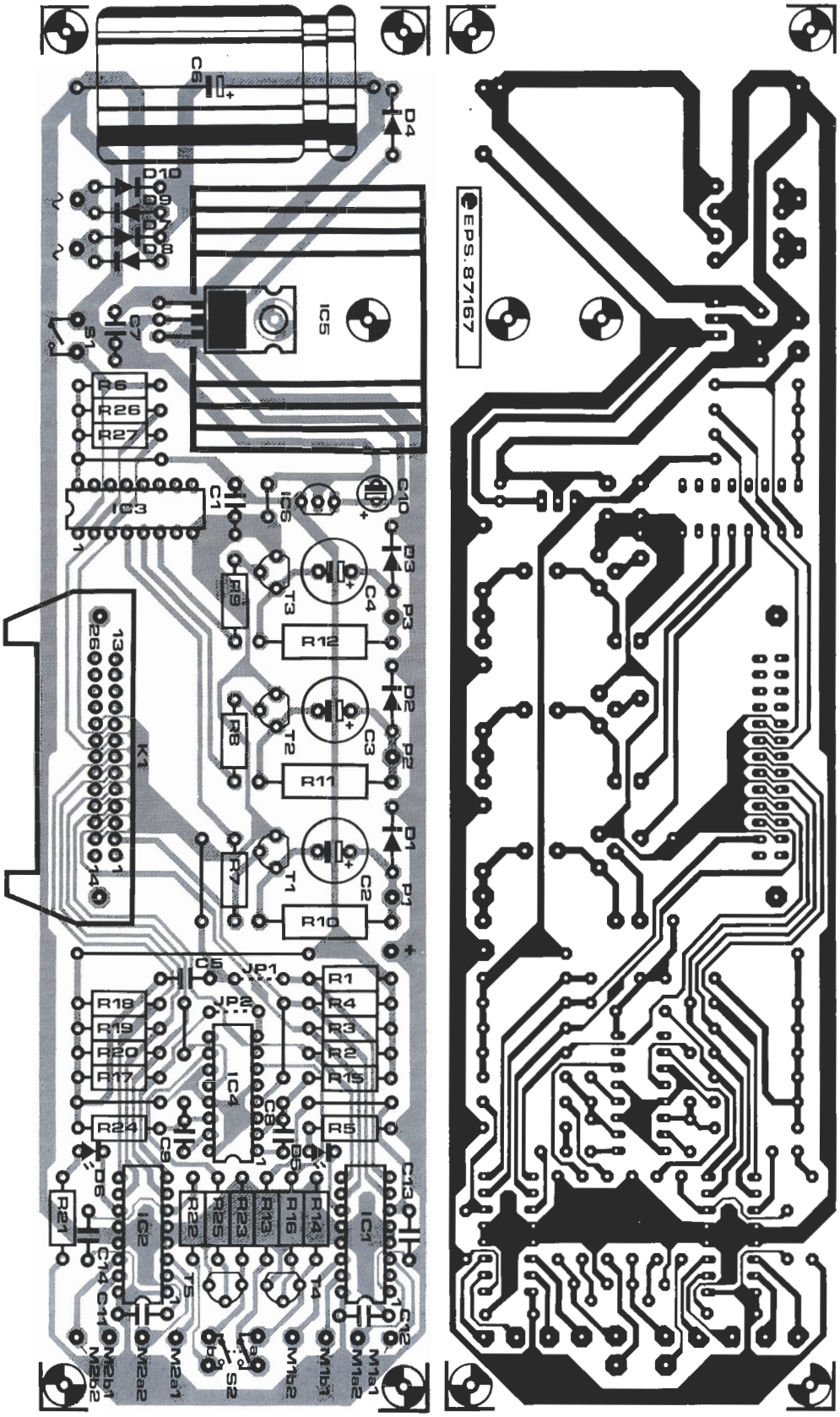


Figura 7. Dibujo del trazador ya montado, del que cabe resaltar su diseño compacto y su sencillez mecánica.

Figura 8. Vistas de la cara de pistas y componentes de la placa de circuito impreso para el interface del trazador.

8



Lista de componentes

Placa de interface del motor paso a paso

Resistencias (±5%):

R1...R4 incl.; R6; R17...R20 incl.; R26; R27=10K
R5; R21=1K5
R7; R8; R9=15K
R10; R11; R12=47; 1 W
R13; R22=56K
R14; R23=220K
R15; R24=1M
R16; R25=47K

Condensadores:

C1; C5; C8; C9; C11; C12=100n
C2; C3; C4=470μ; 16 V; radial
C6=4700μ; 25 V
C7=220n
C10=10v; 16 V
C13; C14=10n

Semiconductores:

D1; D2; D3=1N4148
D4; D7...D10 incl.=1N400A
D5; D6=rojo LED
T1; T2; T3=BC517
T4; T5=BC547
IC1; IC2=MC3479 (Motorola; SGS)
IC3=74LS139
IC4=4538 ó 74HCT4538
IC5=7812
IC6=78L05

Varios:

S1: interruptor miniatura una posición y un contacto.
S2: interruptor miniatura de dos posiciones y dos contactos.
K1: conector IDC de 26 contactos, en ángulo recto, para montaje en placa de circuito impreso.
Transformador de alimentación; 15 V / 1.5 A.
Cable de alimentación, con fusible incorporado en el enchufe.
Fusible de acción retardada, 200mA.
Radiador para IC5.
Radiadores DIL para IC1, IC2.

ner. Por tanto recomendamos llevar el eje a rebajar a un taller mecánico que disponga de torno. También conviene recordar que si se taladra un agujero descentrado respecto al eje del rodillo que va al vástago del motor paso a paso, causará algunos destrozos debido a la fricción de la anilla de nylon en el otro extremo del rodillo, y además, movimientos irregulares del papel. El extremo libre del rodillo se tornea con un diámetro de entre 4.2 a 4 mm mediante un torno para permitir que gire dentro de la anilla de nylon. El eje que se ajusta en el vástago del motor paso a paso se obtiene cortando un trozo de varilla tubular. Los restantes elementos, del 11 al 16 inclusive, son relativamente sencillos de hacer, y no necesitan más discusiones.

Construcción del interface

La tarjeta de interface del trazador es de simple cara, y se encuentra disponible, y lista para usar, en el servicio EPS. La realización está clara a partir de la lista de componentes y la serigrafía de los mismos en la placa, que puede verse en la figura 8. Las resistencias R10, R11 y R12 son de 1W y van montadas dejando algo de espacio entre ellas y la placa, para permitir una mejor ventilación. Los controladores IC1 e IC2 necesitan radiadores DIP pegados sobre ellos (ver la figura 6). Recomendamos que los integrados se suelden directamente sobre la placa, para que las pistas de masa ayuden en la disipación del calor por convección. El integrado IC4 es de la serie 4000, y tiene la desventaja de que su entrada no es compatible TTL. En la práctica, sin embargo, las resistencias «pull-up» R4 y R20 aseguran un funcionamiento correcto del interface con virtualmente todos las salidas tipo Centronics de cualquier ordenador. De todas formas, si se sospecha la existencia de algún problema de incompatibilidad (los motores no tienen aspecto de funcionar adecuadamente), puede sustituirse el integrado IC4 por un equivalente del tipo HCT. En este caso no deben ponerse los puentes JP1 y JP2.

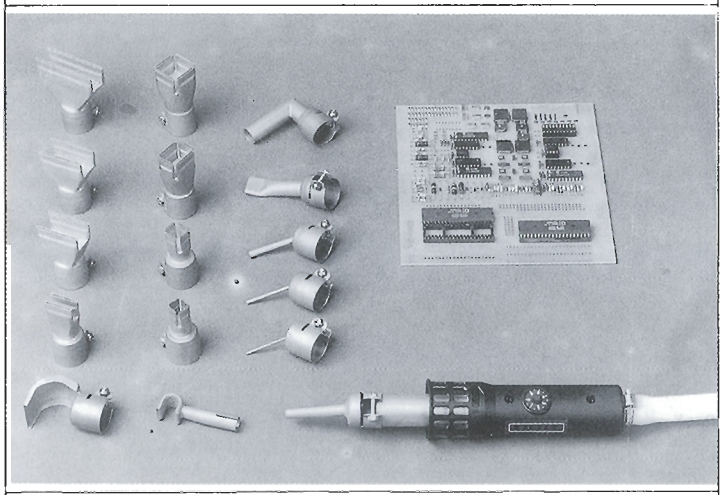
Como ya se indicó, la conexión a la placa está cableada de tal forma que facilita la conexión al puerto Centronics mediante un cable plano. En este sistema en concreto, no se emplea protocolo de intercomunicación («handshaking»).

La tarjeta se sujeta al transformador de alimentación y al trazador. Los dos conmutadores se conectan de forma que se puedan controlar desde el exterior, junto con el interruptor de alimentación. No debe olvidarse el fusible de alimentación, que debe estar antes de dicho interruptor de alimentación, de dos posiciones y dos contactos. Un enchufe con fusible incorporado es desde luego la solución más práctica y segura. Los indicadores D5 y D6 no necesitan verse si se va a meter el interface en una caja, pero son de gran utilidad durante la puesta en marcha y el ajuste.

La segunda parte de este artículo, el mes que viene, versará sobre consideraciones generales acerca del software de control para el trazador.

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

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



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

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

GAYMAKIT



Equipo de mantenimiento y limpieza multiuso

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

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

Bastantes profesionales, como los fotógrafos, delineantes, litógrafos, diseñadores artísticos y técnicos y, por supuesto, los arquitectos, emplean tableros de dibujo. En tales tableros es necesario que las grandes hojas de papel puedan ponerse, retirarse, ajustarse y fijarse con rapidez y seguridad. Para este fin, los soportes electrostáticos presentan ventajas importantes frente a los clips o los trozos de cinta adhesiva utilizados habitualmente.

SOPORTE ELECTROSTÁTICO PARA PAPEL

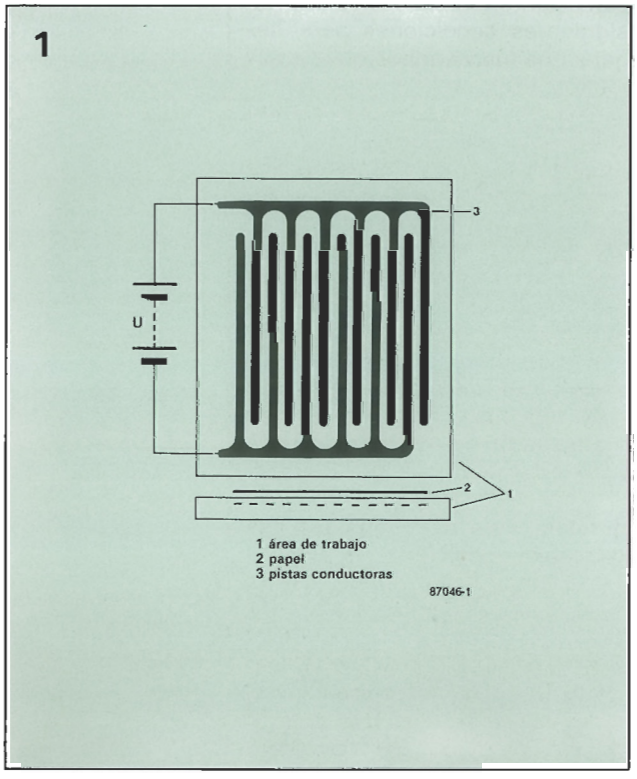


Figura 1. Estructura básica del soporte electrostático.

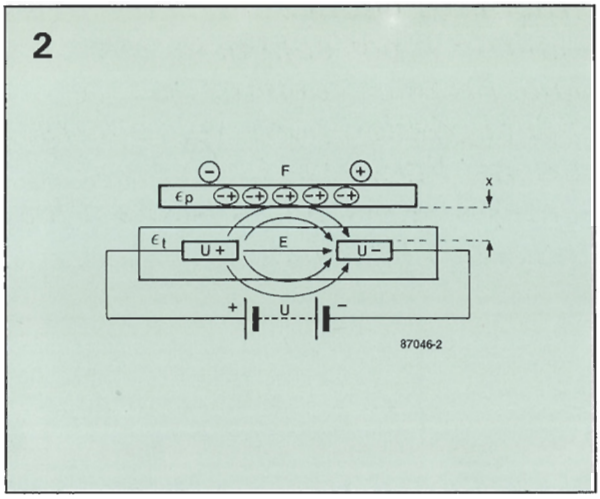
Actualmente hay gran cantidad de equipos y sistemas que permiten reproducir información gráfica sobre papel. Entre tales equipos pueden citarse impresoras, trazadores y registradores X-Y, y X-t. En todos ellos es necesario que o bien un rotulador o plumín, o una cabeza impresora, puedan moverse con respecto a la superficie del papel. Generalmente, el papel se encuentra colocado sobre un rodillo, que se gira para obtener así el movimiento en la dirección Y. Para conseguir el movimiento en la dirección X se emplea un carro para mover ya sea el rodillo o el papel, en la dirección X. Hay además sistemas en los que el papel se fija sobre una superficie plana mientras que se desplaza el plumín en ambas direcciones. Esta configuración es esencialmente la misma de las ya conocidas mesas de dibujo, para las que se desarrollaron soportes electrostáticos de papel hace más de 20 años. Sin embargo, la tendencia actual en el diseño de trazadores gráficos se decanta claramente hacia el rodillo giratorio para el papel.

Para evitar que los soportes electrostáticos de papel caigan en el olvido, este artículo proporciona la información necesaria para el diseño, construcción y empleo de esta herramienta de ayuda en el dibujo.

Descripción teórica

En la figura 1 se muestra la estructura general del soporte electrostático de papel en forma esquemática. En principio, la construcción es bastante sencilla, pero son necesarios algunos conocimientos teóricos para explicar y comprender el efecto y el funcionamiento básico de los parámetros implicados.

El sistema puede analizarse de dos maneras distintas. La prime-



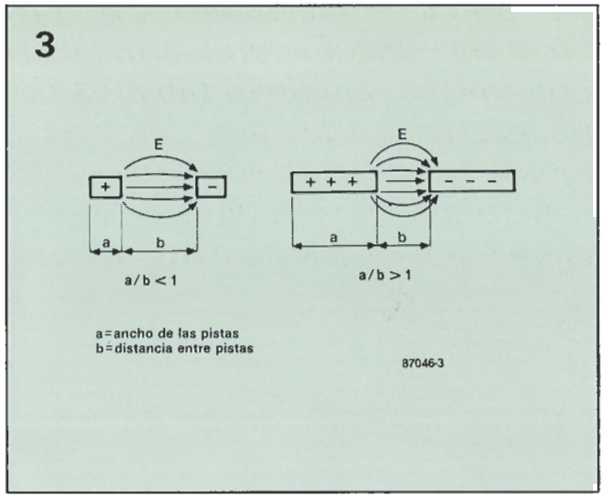


Figura 2. El campo eléctrico provoca un desplazamiento dieléctrico en el papel, por lo que aparece una fuerza entre el papel y los electrodos.

Figura 3. El cambio de las líneas de fuerza viene determinado por la geometría de las pistas conductoras.

ra se basa en la teoría de los campos eléctricos. Esto incluye la consideración de los posibles (e importantes) efectos de bordes, que los restantes modelos no tienen en cuenta.

La segunda forma de análisis del soporte electrostático de papel es fundamentalmente una aproximación cualitativa, que tiene la ventaja de ser más ilustrativa y fácil de entender que la teoría de los campos eléctricos.

La figura 2 muestra un esquema de una sección del soporte electrostático. En este esquema puede verse la tensión U existente entre dos pistas del elemento conductor, que causa la aparición de un campo eléctrico E entre tales pistas. La intensidad del campo E es directamente proporcional a la tensión aplicada. Las líneas de campo no sólo cruzan la zona de trabajo, sino que van más allá, atravesando las hojas de papel. Esto provoca una cierta polarización del papel debido a un desplazamiento dieléctrico, que a su vez se explica por la permisividad relativa del papel, que es de aproximadamente 3 (r = constante dieléctrica).

La atracción existente entre el papel y el tablero de dibujo puede comprenderse mejor si se considera como una fuerza entre dos cargas: una es la carga aparente provocada por la polarización del papel (proporcional a la intensidad del campo E y, por tanto, a la tensión U), y la otra, la carga de los electrodos del tablero de dibujo (proporcional también a la tensión U y además a la capacidad). Puesto que la tensión U determina no sólo el grado de polarización del papel, sino el grado de carga de los electrodos, puede suponerse que la fuerza es proporcional al cuadrado de U. Además, la fuerza entre dos cargas es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia, lo que implica que el grosor de la capa aislante situada sobre los electrodos juega un papel importante. Debe notarse también, que el número de líneas de fuerza que atraviesan el papel decrece con la distancia existente entre la hoja de papel y los electrodos.

La humedad relativa del papel es un parámetro importante. La permitividad relativa del agua es tan alta como 70, debido a los momentos de dipolo de las moléculas individuales del agua. Como resultado, el desplazamiento dieléctrico en un papel con un alto grado de humedad relativa será considerable, provocando un incremento de la fuerza de adhesión. Sin embargo, debe considerarse que el papel húmedo tiene propiedades conductoras, que son aumentadas por las impurezas del agua. Como la intensidad del campo eléctrico es anulada efectivamente en un conductor, no se ejercerá ninguna fuerza sobre un papel demasiado húmedo. En la práctica, se ha comprobado que una humedad relativa del 40 al 50% es óptima para la mayoría de las aplicaciones.

Otro parámetro importante a considerar es la geometría de los electrodos, ya que determina la disposición de las líneas de fuerza. Las pistas estrechas respecto a la distancia entre pistas contiguas generan un campo tan plano que no se nota su efecto sobre el papel.

Según aumenta la relación ancho/distancia de las pistas, la distribución de las líneas de campo es más adecuada para nuestro propósito (ver figura 3). Una relación algo mayor a 2 es la que ha demostrado dar mejores resultados prácticos.

El último parámetro a considerar es la permisividad del material del tablero de dibujo. Una alta permisividad relativa nos lleva a una alta capacidad entre los electrodos y, por tanto, a una mayor carga de los electrodos (Q = U.C), de lo que se desprende que la fuerza adhesiva es así mayor.

Las curvas que pueden verse en la figura 4 se obtuvieron de forma experimental. El eje Y muestra la fuerza por unidad de área en función de la tensión y de distancia de los electrodos. Si se aumenta esta distancia puede verse una cierta subida de las curvas. Si se aumenta la tensión por un factor, se comprime la escala vertical por el cuadrado de dicho factor.

Experimentos previos

De acuerdo con las consideraciones anteriores, deben darse las siguientes condiciones para llegar a una fuerza adhesiva adecuada sobre el papel:

— La tensión debe ser tan alta como se pueda, pero sin que lleguen a producirse descargas entre las pistas.

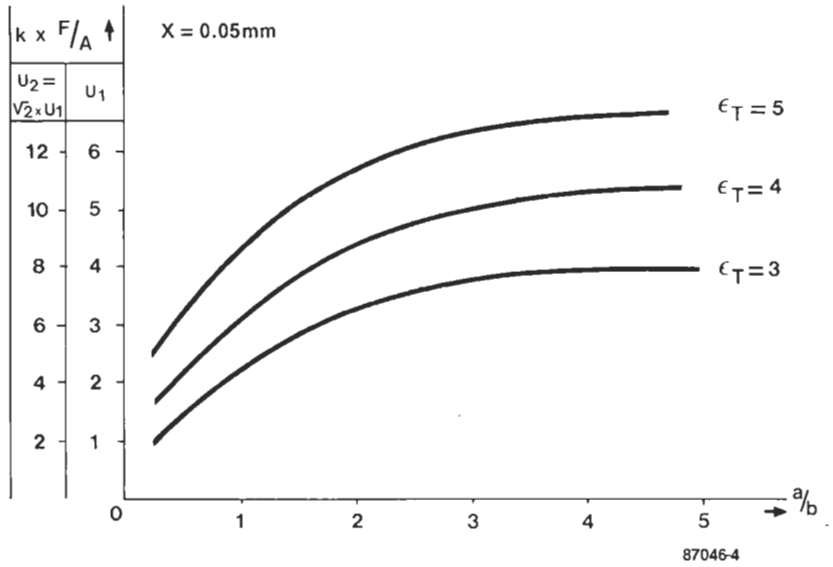
— La distancia papel-electrodos debe ser la mínima posible.

— La permisividad relativa del tablero de dibujo conviene que sea alta.

— La relación ancho de pistas / distancia entre pistas debe ser mayor de dos.

Otro aspecto de importancia a considerar, y que no se ha tenido en cuenta hasta ahora, es la seguridad. Está claro que las dos primeras condiciones expuestas están en conflicto directo con la seguridad. Para un fijapapeles eficiente, la distancia entre el papel y los electrodos debería ser de centésimas de milímetro, o a lo sumo de una décima. Una tensión de 1 KV requiere características especiales en la capa superior del

4



a=ancho de las pistas
b=distancia entre pistas
ϵ_T=permisividad del área de trabajo
X=distancia papel-electrodo
A=superficie del papel
U=tensión del electrodo
K=constante, depende de X, y de la permisividad y humedad relativa del papel
F=fuerza sobre el papel

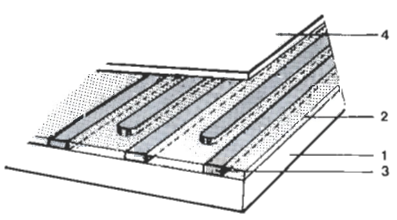
Figura 4. Fuerza por unidad de área en función de la relación ancho de pistas / distancia entre pistas, con la permisividad relativa del área de trabajo como parámetro. La fuerza es una función cuadrática con respecto a la tensión.

Figura 5. Estructura del soporte electrostático de papel según el diseño clásico, realizado de forma manual.

tablero de dibujo en cuanto a aislamiento se refiere. El epoxy de las placas de circuito impreso no es adecuado aquí debido a que es demasiado fino. Se consigue una fuerza adhesiva suficiente cuando el papel se coloca directamente sobre las pistas de cobre, pero el efecto corona se hace audible a través del papel (U = 2.5 KV, distancia de pistas: 2.5 mm.) Las láminas de policarbonato, como las empleadas en los paneles frontales adhesivos de ELEKTOR, dan suficiente aislamiento eléctrico, pero como contrapartida reducen el efecto electrostático al incrementar la distancia entre el electrodo y el papel. Se consiguen mejores resultados con las películas delgadas que se emplean para recubrir los aviones de aeromodelismo.

Este material se puede fijar de forma sencilla a las superficies con la ayuda de una plancha eléctrica, pero de todas maneras deben comprobarse sus propiedades aislantes en cada caso concreto.

5



1 epoxy, base de la placa de C.I.
2 compuesto de poliéster
3 pista de cobre
4 película adhesiva de poliéster

Consejos prácticos

El esquema de la figura 5 muestra la estructura aconsejada del soporte electrostático. Como base pueden emplearse las placas de circuito impreso normales. La manera de obtener las pistas es la misma que en el diseño de circuitos impresos. Primero se dibujan las pistas con material adhesivo resistente al ácido. Una hoja completa, con pistas de un ancho de 3 mm y una separación de 1.5 mm, se transfiere completamente sobre la placa virgen. Las pistas se recortan alternativamente, uniendo luego todas las correspondientes por un lado (las que sobresalen por dicho lado) y las restantes por el otro. Tras el baño de ácido, la superficie de la placa se puede igualar con una fina capa de algún material adecuado, como la masilla empleada para reparar la carrocería de los coches. Una vez endurecida, se limpia, se pule y se cubre con las películas empleadas en aeromodelismo (figura 5).

La fuente de alta tensión del soporte de papel no necesita entregar corriente, ya que el consumo entre las pistas es prácticamente despreciable. El uso de transformadores de red es imprescindible. Si no se puede obtener un transformador de seguridad 1:1, puede emplearse uno reductor (240 V/117 V) añadiendo en cascada el número de secciones elevadoras adecuado. La tensión necesaria en cada caso depende en gran medida del grosor de la película del recubrimiento. Por tanto, la mejor forma de proceder es ir añadiendo secciones en cascada hasta que se vea que la adherencia es la adecuada. Los soportes electrostáticos de papel comerciales trabajan generalmente con 1 KV.

Nuestro prototipo del soporte electrostático requirió de 2 a 3 KV, con ancho de pistas de 3 mm y una distancia entre pistas de 1.5 mm. El grosor de la película aislante era de 0.05 mm aproximadamente. El esquema del circuito de la fuente de tensión empleada puede verse en la figura 6. Para obtener la tensión adecuada, 8×330 V = 2.640 V, se utilizaron cuatro secciones elevadoras en cascada en cada brazo. Las resistencias puestas en paralelo con los condensadores de alta tensión permiten que el papel quede liberado de dos a tres segundos después de haber apagado. Las resistencias de alto valor en serie actúan como un limitador de corriente para proteger al usuario de descargas peligrosas en caso de que se toquen los electrodos. De todas formas, deben tomarse las precauciones necesarias para que esto no ocurra, ya que incluso una pequeña descarga de corriente cerca del corazón puede ser mortal.

Alternativas

El efecto electrostático del diseño anterior es de todas formas relativamente pequeño, sobre todo con ciertos tipos de papeles fotosensibles u hojas cuyo material esté basado en PVC. Por tanto, se realizó un diseño alternativo que

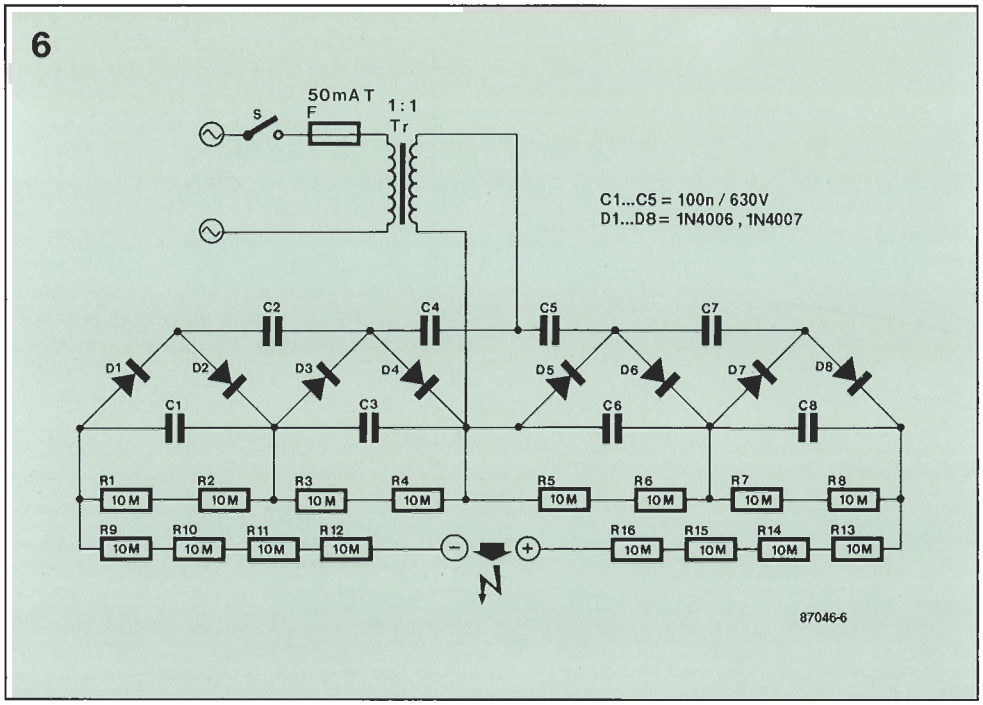


Figura 6. Fuente simétrica de alta tensión para el soporte del papel.

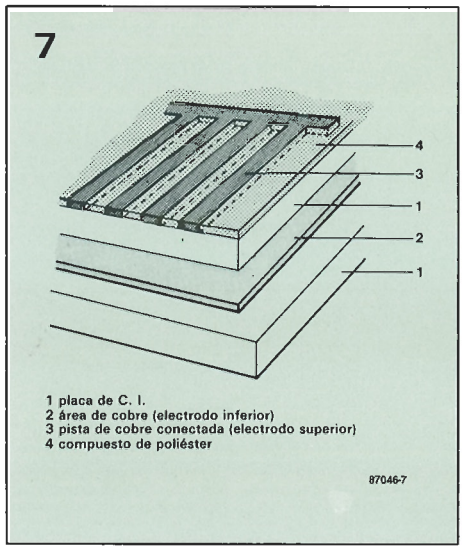


Figura 7. Diseño alternativo del soporte electrostático, consistente fundamentalmente en un sandwich de placas de circuito impreso. El electrodo de alta tensión está formado por la superficie de cobre completa de la placa de circuito impreso inferior, mientras que la superior está puesta a tierra.

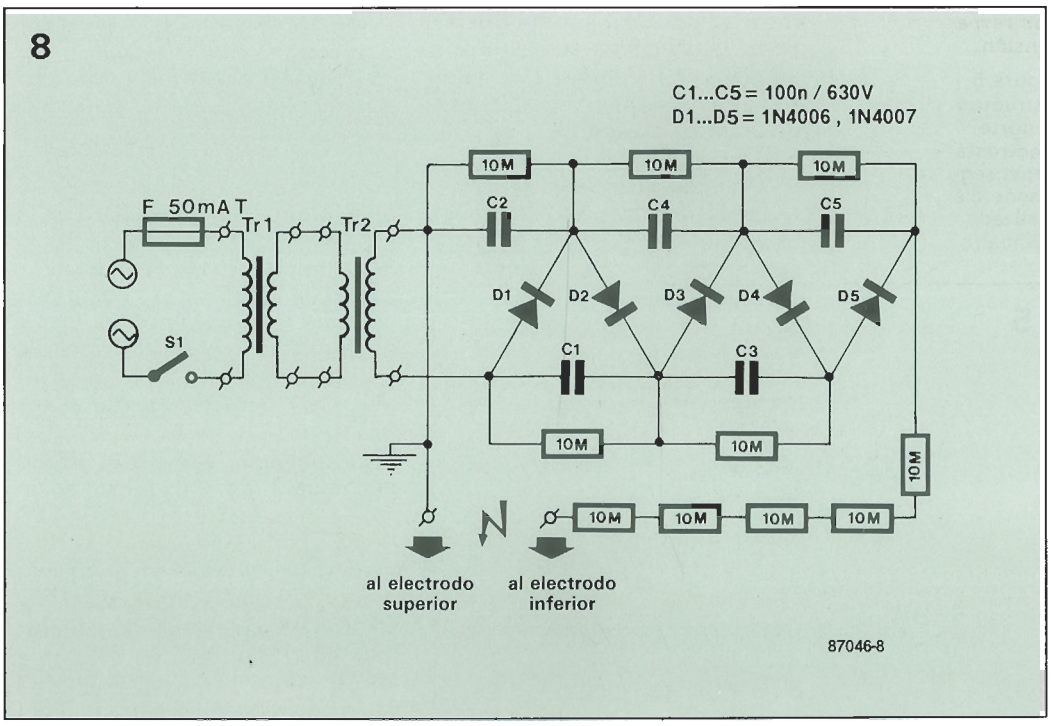
paliara esta deficiencia. La nueva estructura puede verse en la figura 7: la superficie de trabajo está compuesta por una capa de circuito impreso de doble cara, aunque se recomienda el empleo de dos placas distintas de circuito impreso de simple cara, ya que así se asegura aún más el aislamiento de la cara superior. El electrodo inferior consiste únicamente en una amplia superficie conductora. La cara superior contiene la estructura de las pistas interconectadas según se indica en la figura 7, pero también puede resultar adecuado un dibujo en forma de recuadros. Las pistas de esta cara superior forman el electrodo complementario. El papel situado en la cara de arriba queda al mismo potencial que dicho electrodo superior. La misión del dibujo formado por las pistas superiores es el asegurar una distribución uniforme sobre toda la hoja. La sujeción no se consigue por desplazamiento dieléctrico en el papel, sino como resultado de la fuerza existente entre la carga transferida al papel por el electrodo superior, y la carga del electrodo inferior. No aparece un desplazamiento dieléctrico en el papel debido a que éste está situado sobre un área de potencial constante. Esta disposición tiene diversas ventajas por lo que respecta a seguridad y a construcción, ya que el electrodo superior puede conectarse a tierra, mientras que la alta tensión sólo está presente en la placa inferior, que estará perfectamente aislada.

El esquema del circuito de la figura 8 muestra que la configuración en cascada utilizada en este diseño alternativo es asimétrica para prevenir las posibles altas tensiones entre los devanados primario y secundario del transformador. La disposición en cascada de 5 etapas de alta tensión proporciona una salida de 1.700 V. La figura 8 también muestra el empleo de dos pequeños transformadores de baja tensión cuyos devanados secundarios están conectados para comportarse como un transformador de seguridad 1:1.

Como inconveniente cabe señalar la necesidad de que el papel esté en contacto directo, sin capas aislantes intermedias, con la superficie conductora superior. Esto lleva a un mayor riesgo de oxidación de las pistas de cobre, a no ser que se estañen. La cara superior del soporte electrostático puede cubrirse con una capa de material apropiado (según se indicó antes), para lijarse e igualarse después.

Esperemos que este artículo proporcione las bases necesarias para que emprendáis la construcción de soportes electrostáticos del tamaño que necesitéis. ¡Se agradecerán vuestros comentarios y sugerencias al respecto! ⏮

Figura 8. Fuente de alta tensión para el diseño alternativo. La tensión de salida es de 1.700 V de continua para una entrada de 220 V de alterna.



La función de este circuito es la de ajustar el nivel de salida medio de un amplificador de baja frecuencia. Es de una relativa simplicidad, que permitirá emplearlo en las aplicaciones más diversas, como por ejemplo un interfono, un sistema de amplificación, en el equipo de sonido de una discoteca, e incluso en un emisor/receptor.

COMPRESOR PARA BF

La compresión de la música y de la palabra es una práctica normal, incluso y sobre todo en «alta fidelidad». Es un medio de adaptar la muy elevada dinámica de los fenómenos acústicos naturales a la dinámica limitada de unos soportes mecánicos (disco microsurco) y magnéticos (cinta) corrientes, y de liberar de una parte de los ruidos intrínsecos de estos soportes (aumentando la amplitud de las partes más débiles de la señal a comprimir). Por regla general, la compresión de la música y de la palabra afecta por consiguiente a la dinámica del espectro de baja frecuencia de entrada, a la vista de modular el amplificador de potencia BF a un nivel tan constante como sea posible, justo debajo del umbral de saturación. Esto se traduce en una elevación de la potencia media de salida del sistema. Es inevitable que el proceso de amplificación de las señales más débiles y la atenuación de las más fuertes se traduzca en un cierto grado de distorsión; y es el control del dispositivo de amplificación y atenuación dentro del compresor el que determina en gran medida la importancia de la tasa de distorsión.

Antes de insertar un compresor como el que hemos descrito, dentro del recorrido de una señal de baja frecuencia hace falta conocer los tiempos de subida, es decir, los tiempos que necesita el circuito para detectar y corregir una subida brusca de la amplitud de la señal de entrada. En los circuitos corrientes, este tiempo se puede regular, entre 0,5 y 5 m, según los gustos del usuario, las necesidades precisas para un contexto determinado y el tipo de señal a comprimir. La inercia del compresor está caracterizada también por el tiempo que tarda en volver al estado en el que se encontraba antes del pico de amplitud. Este tiempo es relativamente largo, por lo que se expresa en la mayoría de los casos en segundos. Si adoptamos un tiempo de recuperación demasiado corto, la atenuación puede provocar interferencias con las componentes más bajas del espectro de frecuencia de la señal de entrada. En el otro extremo las duraciones demasiado largas (10 s y más) crean un efecto de recubrimiento de las señales muy desagradables; la señal queda atenuada cuando esto ya no tiene razón de ser. En la práctica los tiempos de recuperación deberán estar determinados en función de las necesidades particulares del contexto dentro del que va a ser empleado el compresor de modulación, y en función del tipo de señal; así, la palabra se acomoda bien a un tiempo de recuperación más bien largo, pero esto no es el caso de la música.

El compresor que presentamos aquí no posee sistema de ajuste de la duración de recuperación, ya que el ajuste es automático. En efecto, el circuito, adapta la duración de la recuperación al valor instantáneo de la amplitud de la señal de entrada.

Resistencia controlada en corriente

El esquema de compresor aparece en la figura 1; a pesar de su

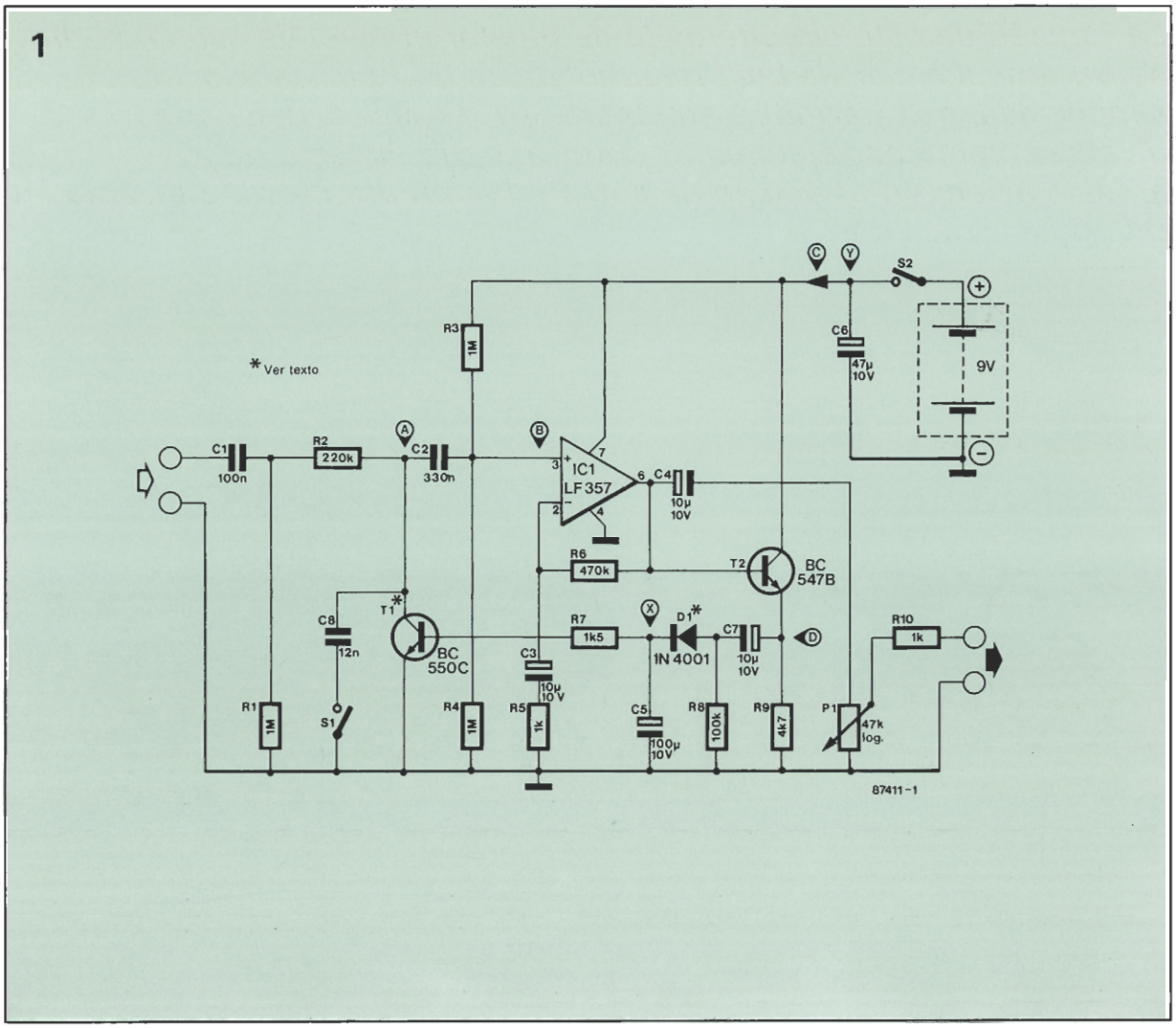


Figura 1. El esquema del compresor de modulación universal; para sonido estereofónico hay que realizar dos circuitos, y unir los puntos X e Y de un módulo con los homólogos del otro.

aparente simplicidad, responde a una buena cantidad de exigencias en ocasiones contradictorias. Su respuesta dinámica le permite transformar una señal de entrada cuya amplitud varía desde 25 mVcc a 20 Vcc (58 dB) con una señal de salida cuya amplitud estará comprendida entre 1,5 Vcc y 3,4 Vcc (7,1 dB). Con una dinámica de entrada más moderada de 25 mVcc a 2,5 Vcc (40 dB), por ejemplo, la dinámica de la señal de salida será de 1,5 Vcc a 2,25 Vcc (3,5 dB). La banda pasante del compresor se extiende de 20 Hz a 40 kHz, gracias a la utilización del amplificador operacional rápido IC1 (LF357), cuya ganancia está fija en torno a 471 [(R6+R5)/R5]. El condensador C5 corta el camino a las tensiones continuas en la entrada del inversor de IC1, y, asociado a R15, fija la frecuencia de corte del amplificador operacional a 16 Hz.

Las resistencias R3 y R4 polarizan la entrada no inversora del amplificador operacional, y por consiguiente su salida, a un potencial equivalente a la mitad de la tensión de alimentación de manera que se obtiene una linealidad óptima. El condensador C2, transfiere la señal de entrada hacia el amplificador operacional bloqueando totalmente la componente de polarización continua sobre la patilla 3. Su valor no es crítico en sí, pero ejerce una cierta influencia sobre las respuestas del compresor en la parte baja del espectro BF. La red de atenuación de este circuito se compone esencialmente por R2 y T1. El colector del transistor se mantiene a 0 voltios por R1 y R2, de forma que T1 trabaja permanentemente en el límite del régimen de saturación, y que su unión colector-emisor funciona como una resistencia variable controlada por la corriente de base. Cuanto más elevada sea ésta, más baja será la resistencia de la unión c-e; la atenuación instantánea de la señal aplicada a IC1, será por lo tanto más elevada. El rectificador compuesto por D1, C5 y R7, se encarga de modular la corriente de base de T1.

El transistor T2 proporciona la corriente de carga de C7; se obtiene así que la salida de IC1 no sufra los efectos de una carga demasiado fuerte, lo que se traduciría en un aumento de la distorsión. La tensión rectificada en bornes de C5 es una medida directa de la amplitud de la señal de salida, y polariza la base T1 para obtener la regulación de la atenuación anteriormente citada. El empleo de un diodo de una baja resistencia interna (D1), y de un tampón (T2), permite obtener una carga rápida, pero una descarga lenta de C5, lo que se traduce en un tiempo de respuesta corto y un tiempo de recuperación largo. Como C5 se descarga a través de C7 y la resistencia de base de T1, el tiempo de recuperación del compresor, corresponde entonces al producto del valor de estos tres componentes.

Si reducimos la polarización de la base de T1, obtenemos un aumento de la resistencia de base de T1, y de hecho un alargamiento de los tiempos de recuperación. Esto es preferible a la hora de comprimir la señales de tipo palabra.

La salida del amplificador operacional ataca directamente la red

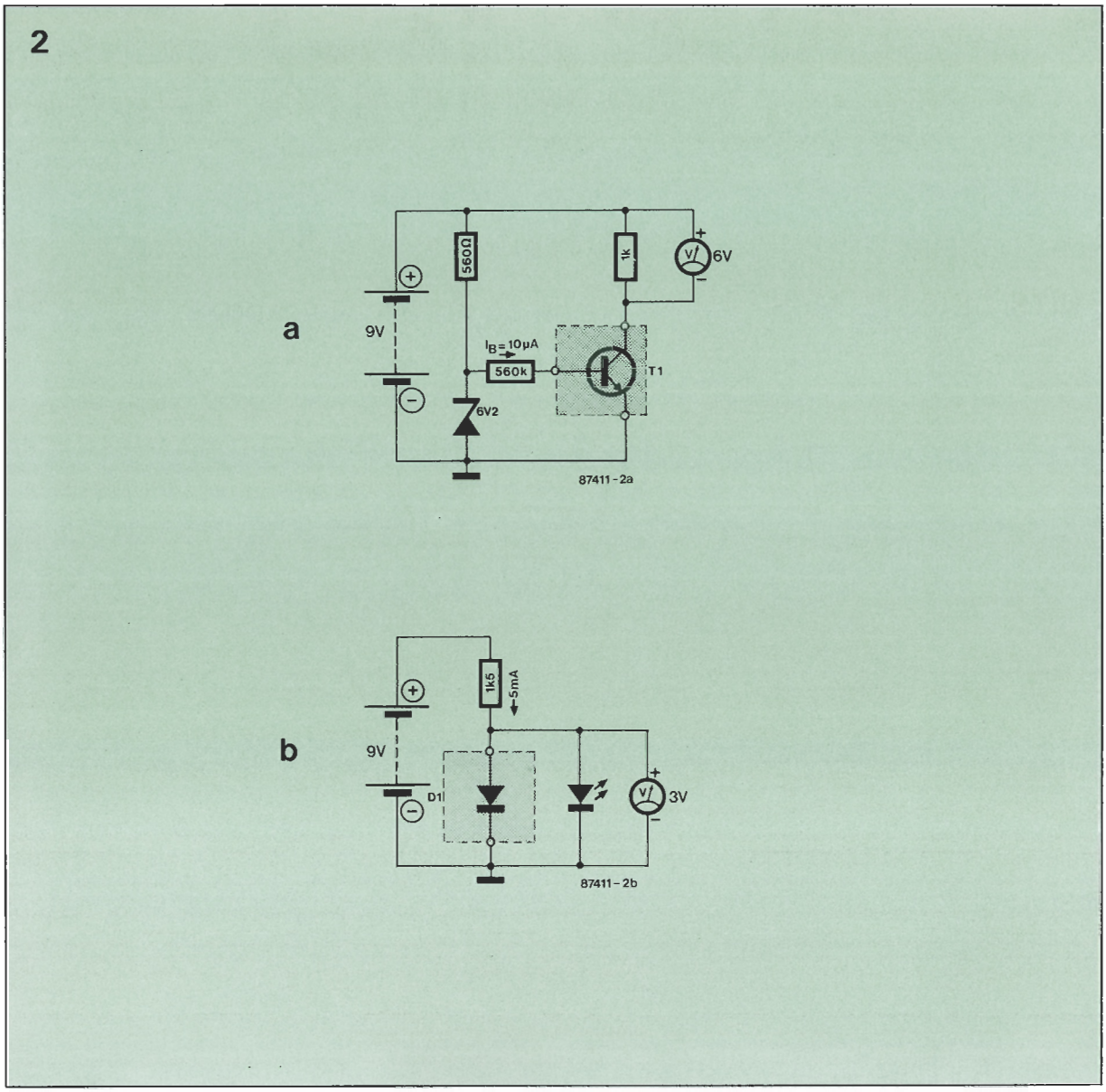


Figura 2. Para obtener un funcionamiento satisfactorio del montaje del compresor, es muy importante que los componentes determinantes de la regulación de la atenuación presenten las mismas características. Estos dos circuitos auxiliares permiten comprobar diversos ejemplares de transistores y de diodos para D1 y T1 y emparejarlos dos a dos.

C4, P1 y R10, que permite a la vez el bloqueo de las señales continuas al tiempo que el ajuste del nivel.

Es posible combinar dos compresores para obtener un dispositivo estereofónico. En este caso conectaremos el punto X del circuito de uno con el punto X del circuito del otro, y haremos lo mismo para los dos puntos marcados con Y. ¡No debemos establecer nunca una conexión cruzada entre los puntos X e Y! La pila de la alimentación podrá hacer funcionar a los dos al mismo tiempo. Es importante que el transistor T1 y el diodo D1 de cada uno de los circuitos estén apareados, para ello se puede utilizar la ayuda de los circuitos de la figura 2. Es importante que los componentes que elijamos tengan unas características casi idénticas en corriente continua. El método es muy simple, y consiste en leer el nivel de la tensión continua indicada por el voltímetro para un componente dado, buscando posteriormente un componente similar al anterior que dé la misma lectura de tensión en el circuito de pruebas. El diodo LED del circuito de comparación de diodos se iluminará en ausencia de diodos o cuando el diodo se inserte al revés.

Es posible utilizar el circuito de compresión como limitador de ruido. Volvamos sobre el esquema de la figura 1: cerrando S1 encontramos C8 en paralelo con el transistor de regulación, con lo que, junto con R1 y R2, tenemos un filtro pasa-bajos. La frecuencia de corte del filtro varía en función de la corriente enviada sobre la base de T1, de forma que el efecto general que obtenemos es una supresión eficaz del ruido (soplo) durante los momentos de nivel más bajo. Sabemos que es imposible eliminar los ruidos en los pasajes de nivel alto, ya que está cubierto de hecho por la señal útil.

Para acabar, hay que verificar la ventilación de las etapas de potencia ya que al utilizar un compresor como el que describimos aquí, el régimen de potencia es ligeramente superior al ordinario ya que la señal se mantiene a un nivel medio más elevado. Igualmente hay que asegurarse de que la potencia que admiten los altavoces es la conveniente, ya que también tendrán más trabajo que hacer. ◀

Tabla

A=0 V
B=+4,5 V
C=6 mA
D=3,9 V

Valores típicos (tolerancia de 10%). Tensiones medidas con respecto a la masa con un multímetro digital con Z=1M.

digital s.a.

ELEKTOR'S-KIT

KITS DE ESTE MES

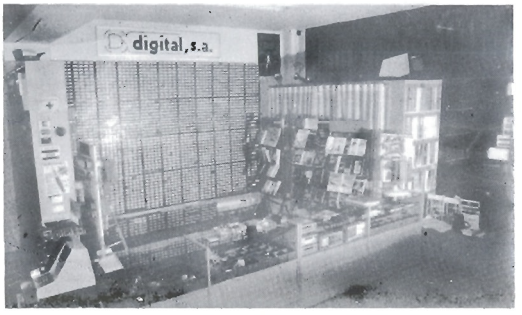
REF.	DESCRIPCION	P.V.P. (SIN IVA)
348	TESTER DE COMPONENTES PARA OSCILOSCOPIO	2.411
349	CARGADOR DE BATERIAS NI-CAD RAPIDO	4.072

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

- FUNCIONAMIENTO GARANTIZADO.-
- MODERNA TECNOLOGIA.
- SERVICIO DE REPARACION.
- COMPONENTES DE PRIMERA CALIDAD, INCLUYEN PIEZAS, CIRCUITO IMPRESO E INSTRUCCIONES.

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





LA TIENDA ELECTRONICA DE VANGUARDIA

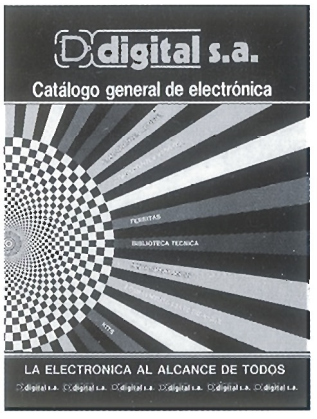
COMUNICA A SUS CLIENTES Y AMIGOS LA NUEVA EDICION DE SU:

CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA

De mayor difusión en España

- Imprescindible para el aficionado, útil herramienta para el profesional.
- 72 páginas en formato 20x27 cm. con todo aquello que necesite en Electrónica..
- Un serio y completo resumen de lo que de VERDAD existe de Electrónica en España.
- Principales características, descripción de funciones en circuitos integrados, patillaje de transistores....
- Nueva Edición corregida y aumentada.

1988/1989



- *Kit*
- *Biblioteca Técnica*
- *Transistores, SCR.*
- *Diodos, Optoelectrónica*
- *Circuitos integrados, Lineales y DIGITALES.*
- *Resistencias, Potenciómetros, Condensadores.*
- *Consumo, altavoces.*
- *Cristales, Zócalos, Relés.*
- *Transformadores, Fusibles.*
- *Ferritas, Disipadores.*
- *Conmutadores, Teclas.*
- *Conectores, Clavijas.*
- *Placas-C.I.*
- *Herramientas*
- *Multímetros*
- *Instrumentación, Osciloscopios.*
- *Soldadura*
- *Varios, Novedades ...*

SOLICITELO HOY MISMO !!!

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

Deseo recibir en mi domicilio, sin ningún compromiso el Catálogo General DIGITAL, para lo cual, adjunto 400 ptas. en sellos nuevos de correos. (350 ptas. IVA incluido) y 50 ptas. G. Envío.

NOMBRE Y APELLIDOS .....

DOMICILIO .....

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

e

CUPON DE PEDIDO DE CATALOGO

SOLICITELO A

digital s.a.

APDO. CORREOS 61.282
28080 MADRID
C/. Pilar de Zaragoza, 45
28028 MADRID

El desarrollo de los láser desde su aparición en los principios de la década de los sesenta ha sido espectacular. En apenas 25 años, se ha convertido en prácticamente indispensable en aplicaciones tan diversas como los reproductores de Compact-Disc, comunicaciones por fibra óptica, cirugía, o aplicaciones militares.

LÁSER: ESTADO ACTUAL

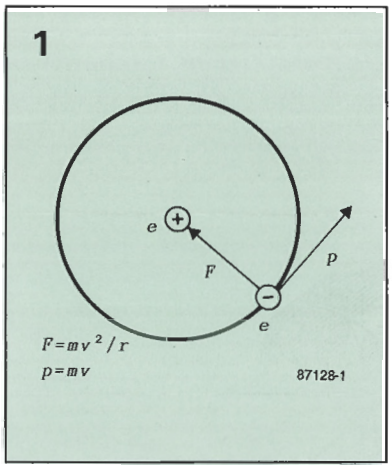


Figura 1. Modelo de Bohr del átomo de hidrógeno.

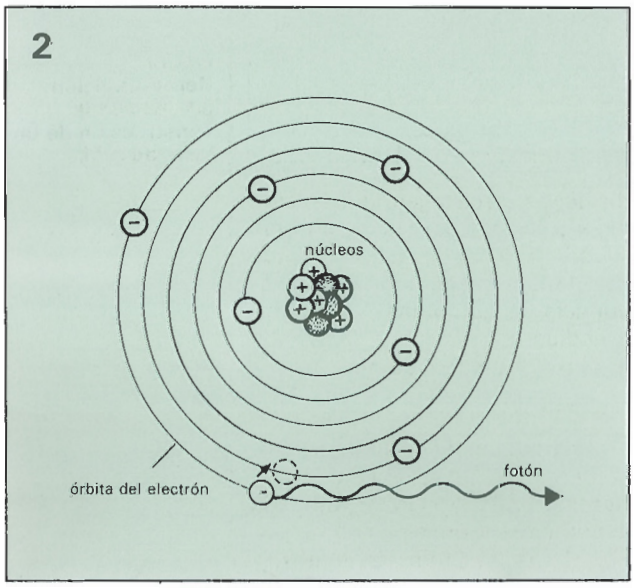


Figura 2. Modelo de un átomo de varios electrones. Cuando un electrón salta a un nivel de menor energía, se emite un fotón.

Los primeros láseres aparecieron entre 1960 y 1961, cuando Javen, Bennett, y Herriott de los Laboratorios de la Bell Telephone presentaron un láser de Helio-Neón, justo después de que Theodore Maiman, que trabajaba en la Hughes Aircraft Corporation, construyera un láser práctico de rubí. Apenas un año más tarde, fue desarrollado un láser de semiconductores, más o menos simultáneamente, en Inglaterra y Estados Unidos.

Fundamentos

Un átomo puede ser representado por el modelo de Bohr; en la figura 1 aparece un átomo de Hidrógeno. Bohr consideraba un electrón de carga –e y masa m moviéndose con velocidad v y aceleración v^2/r en una órbita alrededor de un núcleo central con carga +e. En la física clásica, las cargas sometidas a aceleración emiten radiación, y por tanto pierden energía. Bajo esta perspectiva, el electrón debe describir espirales hacia el núcleo, y el átomo quedaría a la larga colapsado. Bohr sin embargo postuló que en aquellas órbitas en las que el momento angular es un múltiplo, n, de $h/2\pi$, la energía es constante. Al principio de la década de los veinte, De Broglie propuso que un electrón puede ser considerado en su comportamiento como una onda con longitud de onda $\lambda = h/p$ donde h es la «constante de Planck» (4.14×10^{-15} evs) y p es del momento del electrón en movimiento.

Si el electrón puede ser considerado como una onda, debe ser posible encontrar un número entero de longitudes de onda alrededor de la órbita. En este caso, se da una situación de onda estacionaria y la energía de la onda permanece confinada en el átomo. Si hay n ondas en la órbita y λ es la longitud de onda:

$$n\lambda = 2\pi r$$

de forma que,

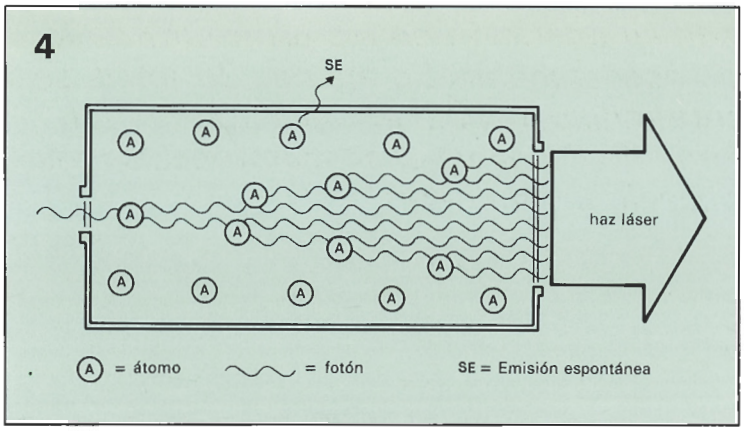
$$\lambda = 2\pi r/n = h/p = h/mv$$

de la cual,

$$mvr = nh/2\pi$$

Esta fórmula muestra que mvr, el momento angular del electrón, es un múltiplo enésimo de $h/2\pi$.

En la figura 1, el electrón que se mueve alrededor del núcleo tiene una energía cinética debida a su movimiento y energía potencial por el campo electrostático de la carga +e en el núcleo.



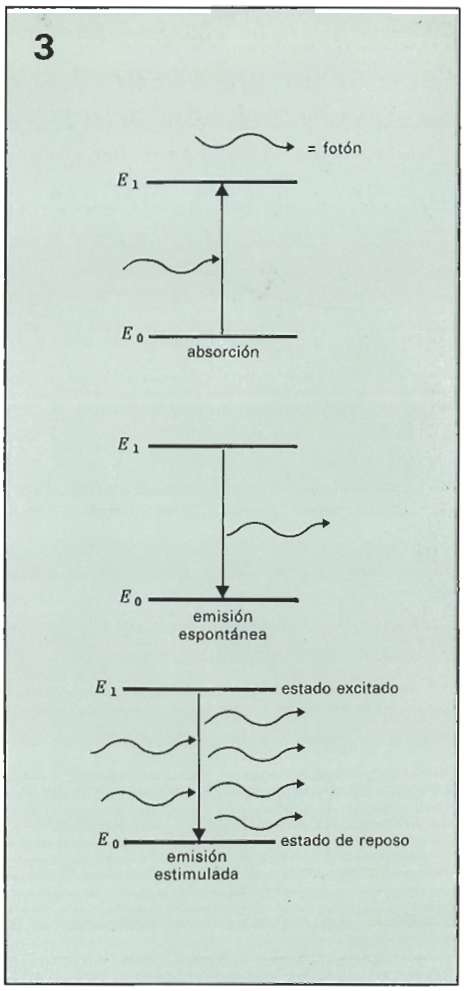


Figura 3. Un átomo puede interactuar con un fotón de tres formas distintas.

Tipo de láser	Presión	Eficacia	Potencia	Longitud de onda
He-Ne	0.1—25 mbar	0.01—0.5%	0.1—10 W	632.8 nm 1.15 μm 3.39 μm
CO_2	1.3 bar	10—30%	10—100 kW	9.6—10.6 μm
XE_2	30 bar	30%		200 nm
Dye		10—15%	0.1—10 W	
Cr^{3+}		1%	1000 W+	694.3 nm
Nd/YAG		1%	1—500 W	1.06 μm
GaAs			0.1—0.5 W (pulse: 1 kW+)	900 nm

Figura 4. Ilustración del efecto de avalancha cuando se introduce uno o varios fotones en un sistema de átomos.

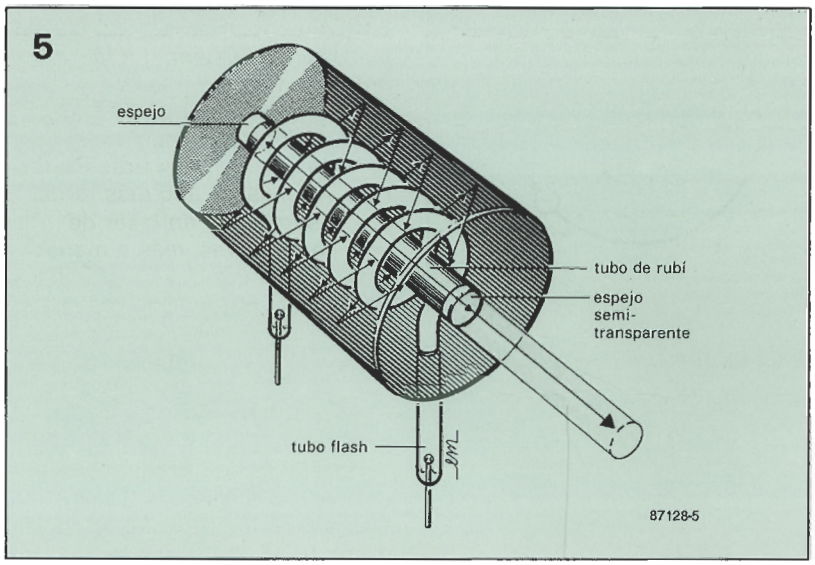


Figura 5. Representación artística de la construcción de un láser de rubí.

Bohr calculó la energía total, E, del electrón en función de su carga, radio orbital, y el número n que cuantifica el momento angular. Para ello supuso que el electrón puede pasar de un nivel de energía a otro. Si, por ejemplo, el electrón salta del nivel de energía E3 correspondiente a n=n3, a un nivel más bajo E2, correspondiente a n=n2, la diferencia de energía es cedida como radiación de energía hv, donde h es la constante de Planck, y v es la frecuencia de la radiación.

Por tanto:

$E3-E2=hv=hc/\lambda$

donde λ es la longitud de onda de la radiación, y c es la velocidad de la luz en el vacío.

Aunque la teoría de Bohr sobre el átomo de hidrógeno no era capaz de predecir los niveles de energía en átomos con varios electrones, la idea fundamental se mantiene válida. Por ejemplo, el momento angular del electrón tiene valores cuánticos y los niveles de energía del átomo sólo tienen valores discretos: E0, E1, E2... En, sin que haya otros valores posibles o intermedios. El menor nivel de energía, E0, se denomina energía de reposo. Todos los sistemas físicos están en equilibrio estable en el menor estado de energía.

Si un átomo absorbe energía, y la energía del átomo alcanza uno de sus niveles discretos E1, se dice que el átomo está en estado excitado. Una vez que un átomo ha sido excitado a un nivel mayor de energía, En, intentará reducir su energía. La pérdida de energía si el átomo pasa directamente al estado de reposo es En-E0. Esta energía es radiada en forma de radiaciones electromagnéticas, esto es, mediante «cuantos» de energía hv (ver figura 2). Estos cuantos son denominados fotones. La frecuencia de los fotones está comprendida entre 5 nm y 10 μm. De lo anterior se deduce que:

hv=En-EO.

Un átomo puede influir recíprocamente con un fotón de tres maneras posible: Absorción, emisión espontánea, y emisión estimulada (ver figura 3). Si un átomo absor-

Figura 8. Representación esquemática de la construcción de un láser de He-Ne.

be un fotón de energía hv, y la diferencia en niveles de energía del átomo es hv, el fotón llevará al átomo a un nivel mayor de energía. En la emisión espontánea, un átomo en nivel 3 puede por sí mismo emitir un fotón hv, quedando el átomo en nivel de energía 2. En la emisión estimulada, un átomo de energía 2 puede ser estimulado para emitir un fotón hv por influencia de otro fotón de la misma energía.

Si un sistema de átomos con un nivel de energía En sobre el estado de reposo no tiene fotones de energía En-E0, donde E0 es la energía del estado de reposo, los átomos permanecen estables. Sin embargo, si se introducen unos pocos fotones de energía En-E0, éstos estimularán inmediatamente la emisión de un número de fotones de la misma clase. Esto incrementa el número de fotones en el sistema, lo cual a su vez estimula la emisión de nuevos fotones. De esta manera se produce un efecto de avalancha, que hace que todos los átomos del sistema entreguen rápidamente sus fotones (ver figura 4). Este proceso se denomina acción láser (LASER=«Ligth Amplification by Stimulated Emision of Radiation», Amplificación de luz por emisión estimulada de radiación).

En un sistema de átomos en equilibrio térmico, el número de átomos en estado de reposo es mucho mayor que el de los que tienen el nivel superior de energía. En un sistema así, las cantidades, n1 y n2, de átomos con dos estados de energía sucesivos, E1 y E2, están relacionadas por la ecuación de Boltzmann:

$$n_2 = n_1 \exp[-(E_2 - E_1)/kT]$$

En la cual, k es la constante de Boltzmann igual a $-1{,}38 \times 10^{-23}$ J K^{-1}. De la fórmula se puede deducir que a temperatura ambiente (T=300 °K), n2 es considerablemente más pequeño que n1, esto es, hay una distribución de población normal. Si resulta posible hacer n2 > n1, se produce una inversión de población, lo que permite que se de origen a una acción láser.

La salida de un láser puede ser continua, como es usual en los láser de gas, o pulsante, como la de los láser de estado sólido. La tabla 1 muestra una variedad de láser y algunas de sus características.

Láser de tres niveles

Actualmente, los principales láser de estado sólido son el de rubí (Cr 3+) y el de Aluminio-Neodimio/Itrio. El láser de rubí es un láser de tres estados (E3>E2>E1), con una fuerte caída entre los niveles 2 y 1, y una caída lenta entre 1 y 0. La figura 5 muestra una construcción típica de este tipo de láser.

El rubí consiste en una pequeña concentración de iones de Cr 3+ en una celosía de Al203 cristalino. Cuando se aplica un alto potencial al tubo flash, los iones son excitados, o bombeados, por fotones con longitud de onda de 550 nm (verde brillante) y energía E2-E0, como se muestra en la figura 6. Los iones excitados caen espontáneamente al nivel de energía E1, emitiendo fotones de energía E2-E1.

El estado de energía E1 presenta la propiedad especial de tener una alta probabilidad de emisión estimulada y una baja probabilidad de emisión espontánea. Por tanto, está rellena con un número muchísimo mayor de iones que el estado de reposo E0. Hay una inversión de población entre estos dos niveles, por lo que se da comienzo a un efecto láser, que da como resultado la emisión de luz roja (λ=694,3 nm).

Láser de 4 niveles

Excepto en algunos casos, como ocurre en el láser de rubí, resulta difícil producir una inversión de población entre el estado de reposo y el estado de excitación, debido a que inicialmente todos los átomos están en el estado reposo, y hay que «bombear» más de la mitad de los átomos al nivel 2 antes de conseguir una inversión de población. Un método mucho más sencillo para conseguir esto se logra mediante el empleo de un láser de cuatro niveles, en los cuales la inversión de población se crea entre dos estados excitados (ver figura 7). Inicialmente, todos los átomos están en estado de reposo, Eo, y ninguno en los estados excitados 1, 2 y 3 (E1<E2<E3). El nivel 3 se escoge de forma que tenga una transición muy rápida al nivel 2, por lo que el bombeo entre los niveles 0 y 3 produce inmediatamente una inversión de población entre los niveles 2 y 1. A medida que el nivel 2 empieza a emitir un haz estimulado a la frecuencia (E2-E1)/h, la inversión de población decrerá paulatinamente. Para minimizar este efecto, el nivel 1 se elije de forma que presente una rápida transición al nivel de reposo.

Los láser de gas son ejemplos prácticos de sistemas multinivel, en los que el bombeo se produce por descargas eléctricas en lugar de por radiación incidente. Un modelo importante es el láser de He-Ne, en el cual el material activo es una mezcla de gases de

Figura 9. Corte transversal de un tubo de láser de He-Ne (cortesía de Siemens).

Figura 6. Funcionamiento (simplificado) de un láser de tres niveles.

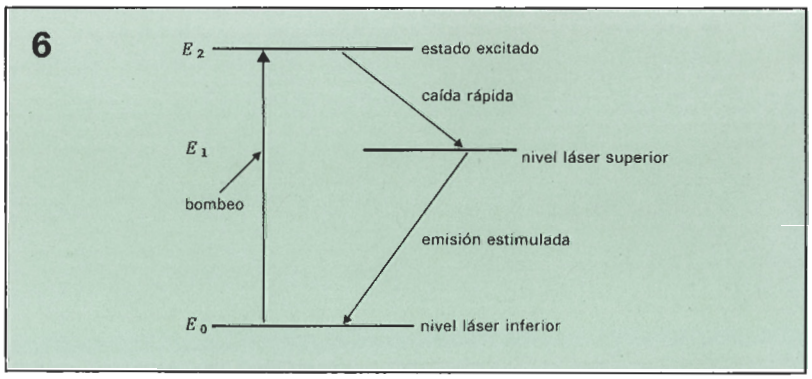
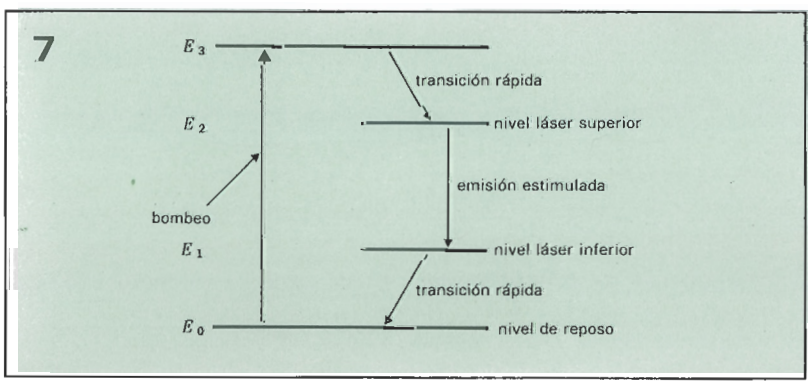
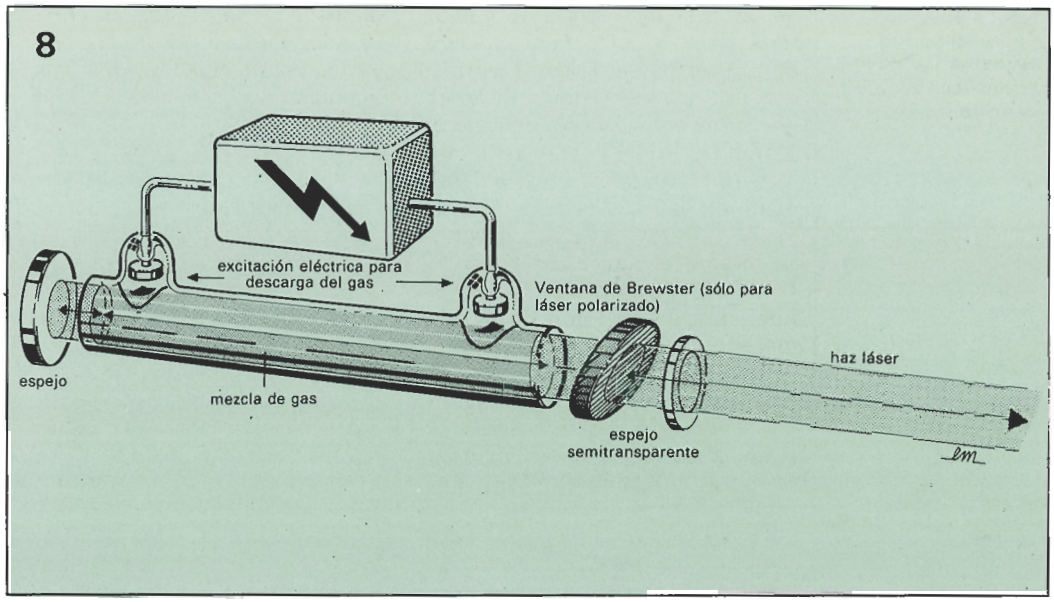


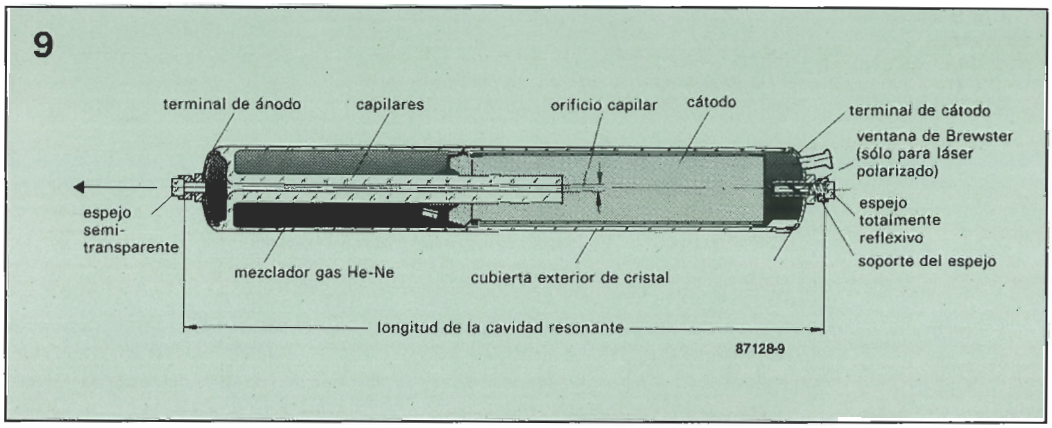
Figura 7. Funcionamiento (simplificado) de un láser de cuatro niveles.



Helio y Neón contenidas a baja presión dentro de un largo tubo de cuarzo con espejos ópticos planos en cada extremo (ver figura 8, y bibliografía al final del artículo). Dos terminales cerca de ambos extremos del tubo permiten la aplicación de una tensión elevada que produce la descarga en la mezcla de gases. En la figura 9 se puede ver el diagrama típico de un tubo láser de He-Ne.

Mediante una descarga eléctrica, los átomos de Helio se llevan a niveles 2^ 1 S y 2^ 2 S, que son metaestables (ver figura 10). Por colisión con estos átomos, los átomos de Neón son excitados a su vez al nivel 3, de manera que se produce una inversión de población y por tanto ocurre una acción láser. La longitud de onda de la luz emitida depende del índice de reflexión de los espejos entre los cuales está colocado el gas. La oscilación se presenta en la longitud de onda para la cual esta reflexión es, típicamente, de 633 nm (luz roja); también se puede apreciar que se generan otros dos rayos: uno a 3.39 μm y otro a 1.15 μm, pero estos son suprimidos efectivamente por la acción filtrante de los espejos.





Polarización de la luz láser

A pesar de que la luz láser es coherente, ya que todos los fotones (u ondas) están en fase, la polarización de esta luz es aleatoria (ver figura 11). Para linealizar la polarización se emplea una «ventana de Brewster», como se muestra en la figura 9. Este tipo de ventana es, en realidad, un disco de cristal (ver figura 8) que se coloca con un ángulo de Breswster respecto a la luz incidente para asegurar que sólo la luz de una determinada longitud de onda pasa a través de él.

La ley de Brewster dice que cuando un haz de luz cae sobre una superficie de cristal con un ángulo de incidencia dado por tan^-1 (n), donde n es el índice de refracción, la luz reflejada está polarizada en un plano. Con este ángulo, la luz que no esté polarizada en el plano adecuado, es reflejada con un ángulo de 90°.

Cavidad resonante

El emisor láser se coloca entre dos espejos paralelos, de forma que los fotones se reflejan una y otra vez sobre ambos, lo que da

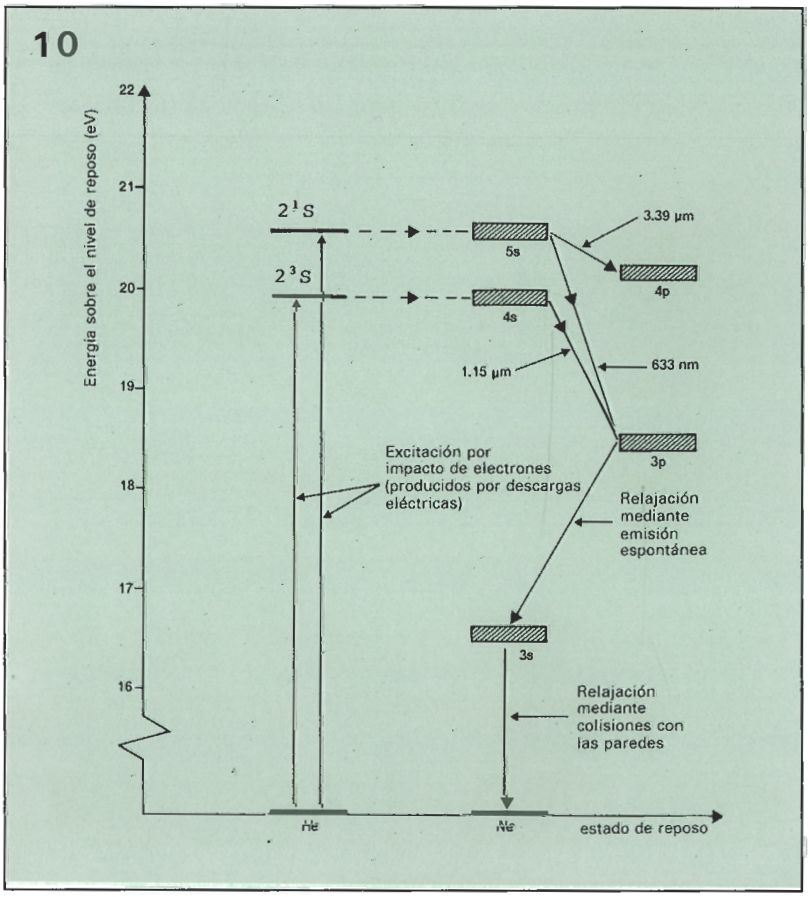


Figura 10. Representación esquemática del funcionamiento de un láser de He-Ne. La letra S mayúscula es un código asociado con el valor del número cuántico del momento angular de la órbita electrónica, L. Las letras minúsculas s y p se emplean en la denominada notación espectroscópica, en la cual se indica el número cuántico del momento angular de la órbita, L. Los superíndices a la izquierda de S dan el valor de 2S+1, o sus múltiplos, que es igual a 1 (S=0) para estados de energía simples, y 3 (S=1) para estados triples.

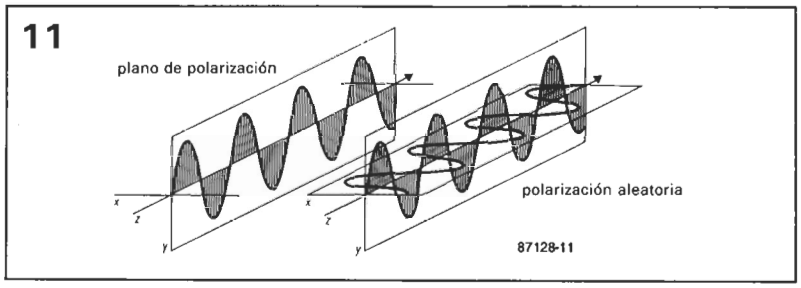


Figura 11. La luz puede estar polarida aleatoriamente, pero un determinado número de aplicaciones con láser necesitan luz polarizada linealmente.

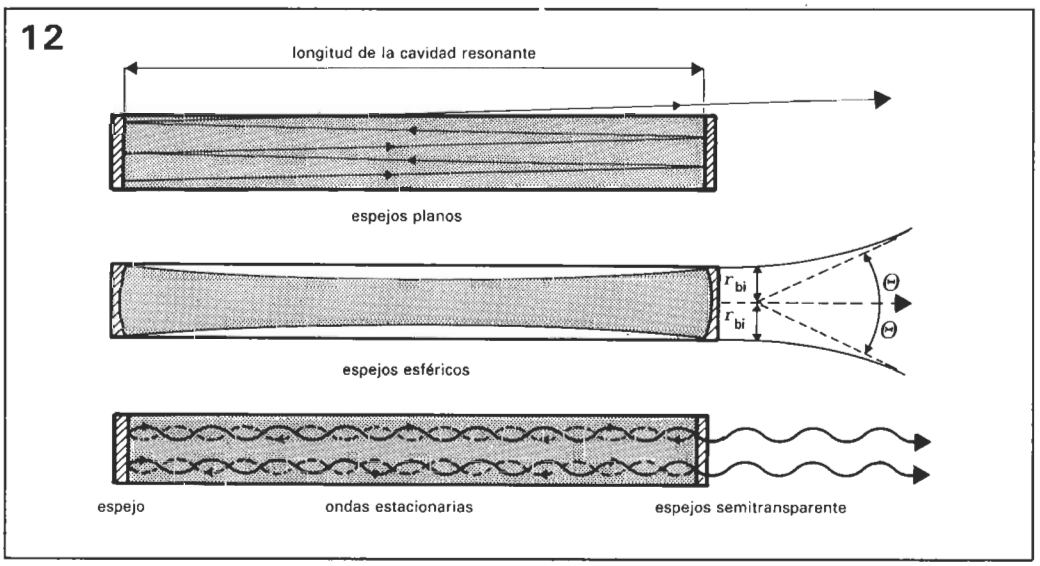


Figura 12. Es imprescindible que se generen ondas estacionarias entre los espejos terminales de la cavidad resonante. La forma de los espejos determina la eficiencia del láser.

como resultado la generación de una elevada densidad de fotones por el efecto de avalancha. Desde luego es necesario que uno de los espejos sea parcialmente transparente, de forma que la luz pueda alcanzar el exterior para ser usada.

Los espejos pueden ser planos o curvos, como se ve en la figura 12. Cuando se emplean espejos planos, parte de la emisión puede reflejarse de forma espúrea hacia el exterior del sistema. Estas pérdidas deben mantenerse lo más bajas posibles. Cuando se emplean espejos esféricos, el haz se mantiene exactamente paralelo dentro de la cavidad. La ligera divergencia en el haz de salida se controla mediante lentes colimadoras.

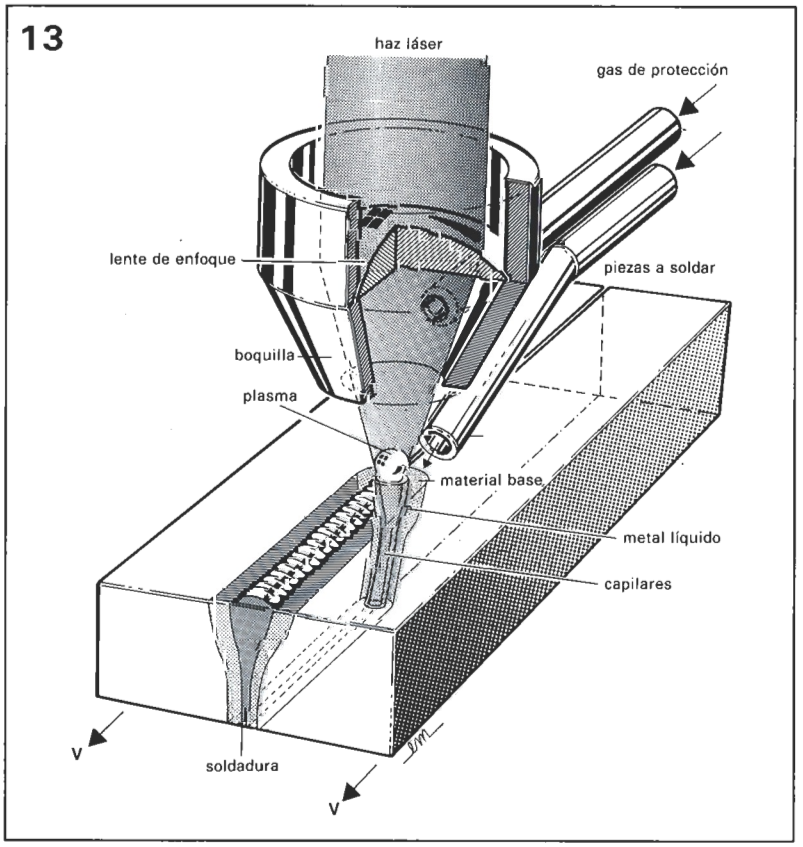


Figura 13. Ilustración del funcionamiento de un láser de CO_2 en un proceso industrial de soldadura.

Figura 14. Representación artística de un láser de «tintes».

Figura 15. Láser de semiconductor (diodo GaAs).

Figura 16. Distribución del mercado mundial de láser en 1986.

Divergencia del haz

En la mayoría de los tubos láser viene indicado su «radio interno del haz», Rbi, mediante el cual se puede calcular el diámetro del haz, Dx, a una cierta distancia, m:

Dx=20 m

donde 20 es el ángulo de divergencia, que es igual a (ver original; siendo (* idem), la longitud de onda de la luz láser.

Si, por ejemplo, un láser de He-Ne que trabaja con una longitud de onda de 633 nm, tiene un radio interno del haz de 0.375 mm, el diámetro del haz a una distancia de 100 metros será de:

D100=20 m=2 m/π Rbi = 2 × 100 × 633 × 10^-9/3.142 × 375 × 10^-6 = 107,5 mm.

El láser y sus aplicaciones

Debido a que el desarrollo del láser continúa de forma espectacular, sólo es posible dar una pequeña visión del estado actual de esta tecnología.

Láser de He-Ne: dada su pequeña potencia de salida (0,1 a 10 mW) es el tipo más empleado en los laboratorios y para técnicas de medida, aunque también se emplea para aplicaciones médicas. Sus longitudes de onda son 632,8 nm, 1.15 μm, y 3.39 μm.

Láser de Argon: con potencia de salida de hasta 15 W, se utiliza frecuentemente en medicina para fotocoagulación. Su luz verde azulada (488 nm y 514.5 nm) es absorbida selectivamente por la hemoglobina y la melanina. Su principal campo de aplicación es la cirugía ocular.

Láser de dióxido de carbón (CO_2): funciona en la región de los infra-rojos (9.6 a 10.6 μ), y son empleados principalmente en aplicaciones industriales en tareas tales como: endurecimiento, taladrado, soldadura, refinado y envejecimiento de materiales. El empleo del láser de CO_2 para soldadura industrial está reflejado en la figura 13. El láser de «tintes» trabaja a pulsos, siendo excitado bien por un tubo flash de xe-

non (ver figura 14), o por el haz pulsante de otro láser. También es posible el funcionamiento continuo de este tipo de láser, haciendo rotativa la rejilla que forma un extremo de la cavidad resonante por su haz extremadamente estrecho y su amplio margen de frecuencias, el láser de «tintes» resulta muy adecuado en aplicaciones de espectroscopía y en la industria química.

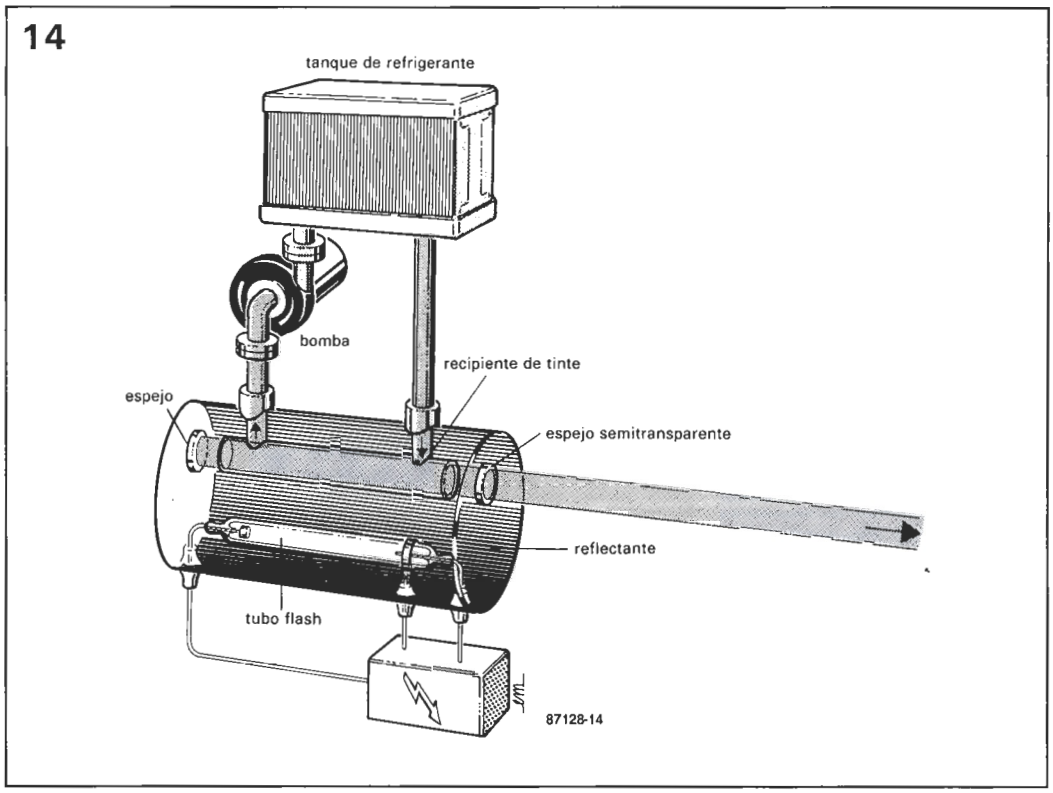
Láser de estado sólido: tiene su principal campo de aplicación universal en las técnicas de medida, como por ejemplo en la medida exacta entre la tierra y la luna, o la velocidad de un automóvil. Muchas de estas aplicaciones son derivadas de investigaciones en el campo militar.

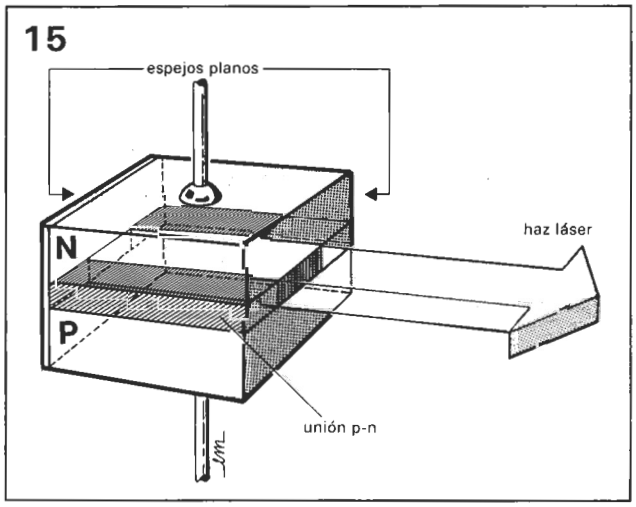
El único láser de estado sólido que se emplea en el campo médico es el de Nd/YAG, debido a su alta potencia de salida (funcionamiento continuo a más de 100 W), y a su emisión en la zona de los infra-rojos (0.9 a 1.25 μ); este tipo de láser es particularmente adecuado para operaciones en tejidos blandos, como la eliminación de tumores en el esófago.

Los láser de estado sólido pueden producir pulsos de una potencia extremadamente alta: se ha conseguido hasta 100 TW (TW Teravatio=10^12 W) de pico con un pulso de 2 ns. Esta enorme potencia es necesaria en algunas aplicaciones de la SDI (popularmente conocida como guerra de las galaxias), y en investigaciones en el campo de la energía nuclear. El haz de salida de estos láseres es ampliado artifícialmente hasta 1 m para evitar la vaporización de las lentes.

Indudablemente, los láseres más empleados actualmente son los de tipo semiconductor o «láser de inyección». Este tipo de láser están basados en el hecho de que una inversión de población puede ser obtenida aplicando una tensión sobre una unión p-n de un material dopado con GaAs (Arseniuro de Galio). Existen láseres de semiconductores para funcionamiento desde cerca de los ultravioletas hasta la región de los infra-rojos. Un dibujo esquemático de la construcción de un láser de GaAs se muestra en la figura 15. Los láseres de semiconductores revisten una gran importancia en las modernas comunicaciones (por cable óptico), memorias ópticas, y reproductores de compact-disc. En las comunicaciones por fibra óptica, por ejemplo, permiten alcanzar velocidades de transmisión de hasta 1.400 Mbits/s. Sin las pequeñas dimensiones del diodo láser, hubiera resultado imposible desarrollar los reproductores de compact-disc. Un desarrollo bastante reciente basado en el diodo láser es el reproductor de vídeo en compact-disc.

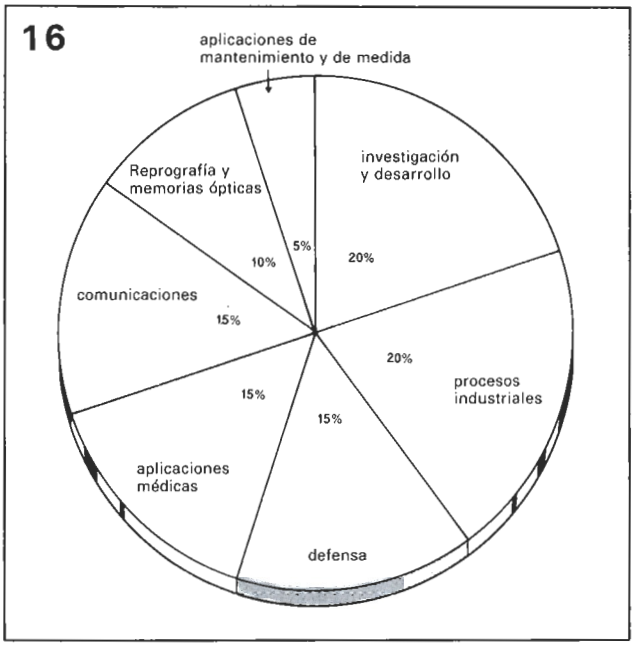
En la vanguardia del desarrollo del láser está el láser excimer, que utiliza haluros diatómicos de gases raros como material activo.





Consideraciones comerciales

En 1986, el mercado mundial del láser se cifraba en más de 50.000 millones de pesetas. Los principales sectores de consumo son la investigación y el tratamiento de materiales (ver figura 16). Al estudiar esta figura debe tenerse en cuenta que un diodo láser para un reproductor de compact-disc cuesta unas 500 pesetas, mientras que un modelo para aplicación industrial puede valer unos cinco millones. Los expertos estiman que a principios de la próxima década el mercado de láser crecerá hasta alcanzar más de 150.000 millones de pesetas.



Bibliografía:

«Láser herramienta luminosa», Elektor n.º 92, enero 88. «Prácticas con láser», *Elektor* números 94 y 95, Marzo y Abril 88.

MERCADO

Cajas de plástico ABS para montaje en panel

KOPA Electrónica presenta una serie de cajas de plástico ABS para montaje en panel, según normas DIN 43700.

La gama se compone de un amplio tipo de formatos homologados, con dimensiones de 36×72, 48×48, 72×72, 48×96, 96×96, y 72×144 mm. La caja de ABS autoextinguible (clase «VO»), antichoque, impide la posibilidad de cortocircuitos en los dispositivos que puede contener, al tiempo que proporciona un acabado profesional de los montajes.

La ausencia total de tornillos permite un montaje rápido y sencillo de las cajas; la cornisa anterior y el cuerpo de la caja forman una sola pieza. La tapa posterior se encaja a presión, desmontándose con una simple presión sobre el encaste. Las grapas para la fijación al panel son metálicas y se insertan en la caja de forma rápida y fácil. El interior de las cajas está provisto de múltiples guías de circuitos impresos para ofrecer diferentes posibilidades de montaje.

Existe una gran variedad de combinaciones de tapas frontales y posteriores: filtros polarizados, tapas ciegas, conectores, etc. Asimismo, hay disponible una gama amplia de accesorios.

KOPA Electrónica dispone de material en stock para entrega inmediata.

KOPA Electrónica, S.A.
Tierra Baja, 63, sobreático
L'Hospitalet (Barcelona)
Teléf. (93) 338 50 90

Nuevo transductor de presión

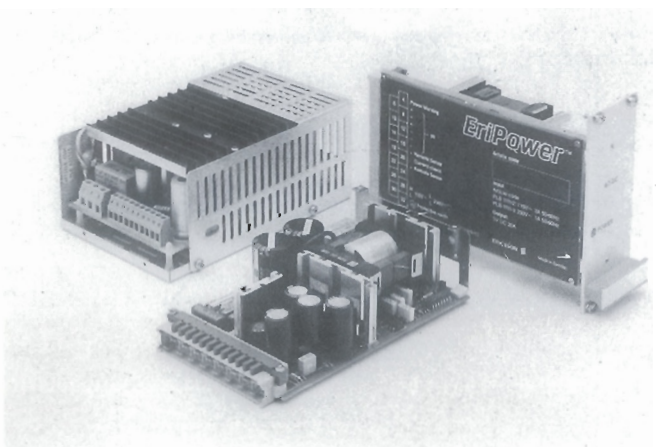
La compañía Schaevitz EM Limited anuncia la introducción del transductor de presión de la serie P1000.

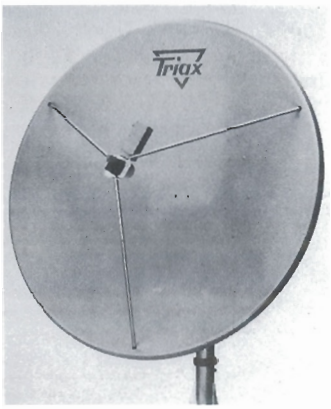
Esta serie de transductores pertenece a la serie económica de alta prestación. Se suministra en el rango de 0-5 a 700 bar, y soporta presión de hasta cinco veces su valor de fondo de escala.

Las características más relevantes son: rango de temperatura de trabajo de –20 ° C a +100 ° C (sensor y cable); frecuencia natural mínima de 5 KHz, y choque de 1.000g/5 milisegundos.

Construido con bandas extensométricas, incorpora la electrónica de acondicionamiento por lo que se alimenta a 10 V.c.c. y su salida es de 5 V. ó 20 mA, para fondo de escala.

PACISA
Ayala, 83
28006 Madrid
Teléf. (91) 402 70 60
Télex 23014
Telefax (91) 402 89 38





Acuerdo TRIAX-SVS para productos de TV vía satélite

La Compañía danesa TRIAX y la empresa española SISTEMAS VÍA SATÉLITE (SVS) han llegado a un acuerdo de distribución por el que la segunda distribuirá la marca TRIAX de productos de televisión vía satélite que incluye antenas parabólicas de 1.2, 1.4, 1.8 y 2.2 m, receptores TRIASAT, entre los que destaca el modelo 2000, convertidores LNB, actuadores y otros accesorios.

Asimismo, SVS distribuirá la antena TRIAX de 90 cms y la plana TRIAX SHF, para la recepción de señales de satélites que serán presentados en SONIMAG 88 (19 al 25 de septiembre en Barcelona) y en los principales distribuidores españoles de octubre a diciembre. TRIAX está considerada como una de las primeras marcas de la vía satélite en Europa, líder del mercado escandinavo, donde ha alcanzado una cuota del 75%. Cuenta con 450 empleados y tuvo una cifra de negocio en torno a los 35.000 millones de pesetas en 1987. Distribuye sus productos en toda Europa, y está vinculada en diseño y comercialización a la marca Bang And Olufen, en varios países europeos.

SVS es una compañía especializada en la distribución de equipos de alta tecnología para la vía satélite en España.

Sistemas Vía Satélite
Bretón de los Herreros, 46
E-3
28003 Madrid
Teléf. (91) 542 51 11
Fax (91) 542 52 67

Triple generador de sonidos de disparo

El UM3562 es un circuito LSI CMOS de bajo consumo y bajo coste, fabricado por UMC (UNITED MICROELECTRONICS CORP), su campo de aplicación es el de la juguetería, pues reproduce perfectamente tres tipos de sonidos que corresponden a tres tipos de arma de fuego: rifle, ametralladora y rayo láser.

El Circuito Integrado incluye el oscilador y el circuito de selección, con lo que para realizar el montaje son necesarios muy pocos componentes externos. Como otras características interesantes a añadir, diremos que puede alimentarse a sólo 3 V, prestaciones Mono-tone, la salida puede aplicarse a un altavoz magnético con sólo añadir dos transistores NPN y lleva incorporado el circuito de reset, que actúa al conectar la alimentación.

VENCO Electrónica, S.A.
Galileo, 249
08028 Barcelona
Teléf. (93) 330 97 51
Ferrocarril, 36
28045 Madrid
Teléf. (91) 468 55 63

Cierre roscado para conductores ópticos

Siemens simplifica el montaje de las vías de transmisión ópticas mediante conductores ópticos de plástico: El transmisor y el receptor están dotados de un cierre roscado que, girándolo a mano, sujeta imperdiblemente los extremos de los conductores ópticos. Puede emplearse cualquier fibra de

plástico de 2,2 mm de diámetro exterior, corriente en el mercado, cuyos extremos, además, no necesitan ser desaislados ni confeccionados. Esta innovación facilita la primera instalación y el mantenimiento y, a diferencia de los cables de cobre, como los utilizados en el hogar o los vehículos, la transmisión de datos es inmune a las influencias originadas por señales perturbadoras.

Para iniciarse en el sector de la transmisión óptica de datos, Siemens ofrece un kit de aplicación que incluye un transmisor (SFH 750 V) y un receptor (SFH 250 V) con cierre roscado y dos conductores ópticos de 20 cm y 5 m de longitud respectivamente. Además, el Kit ofrece el transmisor y el receptor también sin cierre roscado, cuando, por ejemplo, el usuario quiera montar un acoplador de alta tensión, en el cual un tubo termocontráctil enlaza los componentes al principio y final de un trozo de conductor óptico, cuya longitud determina la rigidez dieléctrica. Como regla empírica rigen «8 KV por cm». Indicando el número Q62901-B77 puede pedirse dicho Kit a todas las agencias, representaciones y sociedades Siemens.

Al kit de aplicación se adjunta una descripción detallada de la técnica de transmisión óptica mediante fibra de plástico. Las aplicaciones ya experimentadas (datalink de 2 Mbit/s, optoacoplador rápido, barrera luminosa) se describen con todo detalle. Además del transmisor de luz roja SFH 750 V para enlaces de hasta 100 m, se dispone también del transmisor infrarrojo SFH 450 V que, asimismo con cierre roscado, está concebido para enlaces cortos (máx. unos 2 m). El fotodiodo pin SHF 250 V del kit es un receptor para la transmisión rápida de informaciones; por lo demás, se dispone del fototransistor SFH 350 V.

Todos los tipos V con cierre roscado pueden emplazarse en cualquier punto de una tarjeta mediante un equipo automático de montaje y luego soldarse fijamente. De este modo puede establecerse una transmisión de datos inmune a las perturbaciones, a precio razonable, incluso en armarios de distribución de un módulo a otro, o en el control de procesos industriales, de equipo a equipo.

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

Familia de MOSFET de potencia con niveles lógicos de escitación

La nueva familia de FETS de potencia encapsulados en TO-220 de Internacional Rectifier se han diseñado para poder conmutar con tensiones de niveles lógicos TTL y CMOS.

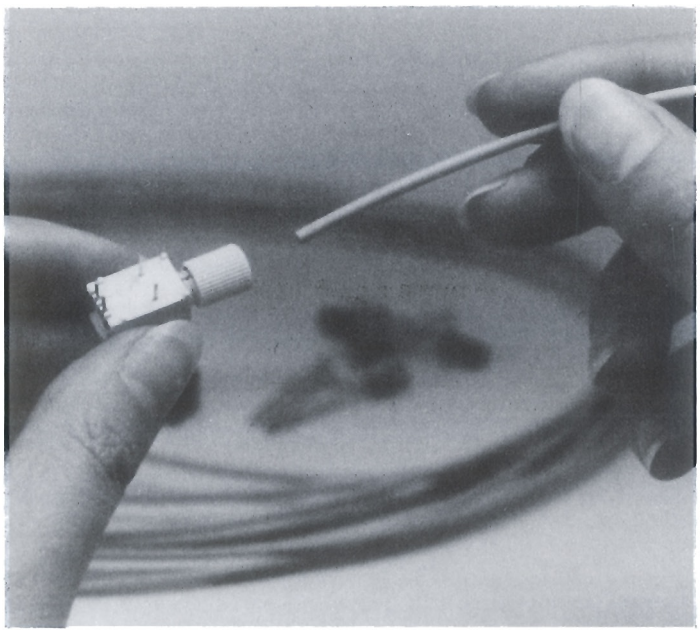
Con una tensión de ruptura drenador-fuente de BV DSS de 100 V (mín.) los cuatro nuevos miembros de la familia ofrecen corrientes continuas de drenador (I_D) de 5,7 A. (IRL510), 9,7 A. (IRL520), 14,8 (IRL530) y 28,8 A. (IRL540).

La resistencia de conducción para Vys = 5,0 V son respectivamente 0,54, 0,27, 0,16 y 0,08 ohms. La familia proporciona alta capacidad de conducción de corriente con velocidades de conmutación en el margen de nanosegundos; con tensiones de actuación de niveles lógicos «0» y «1», permitiendo así una interface directa entre el circuito de control y la etapa de potencia.

Las aplicaciones típicas incluyen reguladores conmutados, convertidores y drivers de motor.

DIODE ESPAÑA, S.A., es una empresa perteneciente al grupo multinacional DIODE, con empresas en Holanda, Bélgica y España, todas dedicadas a la comercialización de componentes y equipos electrónicos e informáticos.

DIODE, S.A.
Avda de Brasil, 5
28020 Madrid
Teléf. (91) 455 36 86
Avda. Diagonal, 601, 4.ª
08012 Barcelona
Teléf. (93) 322 12 51



Multímetro digital inteligente

KAISE, representada en España por TEMPEL, S.A., presenta el SK-4010, su nuevo modelo de multímetro digital inteligente.

El SK-4010 realiza una doble función. Por un lado se puede considerar como un multímetro digital de cuatro canales con los siguientes límites de medición: 1000 V y 3A en continua, 750 V y 3A en alterna, 30 MΩ de resistencia y función termómetro con un margen de medida que oscila entre –50 °C y 300 °C.

Por otro lado, esta función de multímetro está potenciada por la posibilidad de usar el instrumento de forma inteligente. De esta manera, el SK-4010 puede efectuar tomas de decisión y funcionar como «data logger».

Permite el almacenamiento de datos en memoria, posterior recuperación de los mismos en pantalla e impresión numérica y gráfica.

Posee funciones programadas que dan la posibilidad al usuario de efectuar comparaciones, establecer tiempos e intervalos de medida variables y realizar funciones matemáticas, tales como porcentaje de desviación, medidas diferenciales, decibelios, cálculos estadísticos, VA y variación de escala.

La presentación de datos se efectúa por medio de un display de 7-seg de 4 ½ dígitos, que visualiza la medida directa seleccionada. También posee una presentación de otro tipo de datos en cristal líquido de 32 caracteres. Este LCD permite recuperar datos en memoria, ver el estado del instrumento, resultados de funciones matemáticas, etc.

El SK-4010 puede funcionar con baterías y existen accesorios para ampliar sus márgenes de medición, tales como un interface para bus IEE-488, pinza amperimétrica de 1200A y sonda AT de 50 KV.

elektor

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

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

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

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

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

NECESITO distribuidor KITS electrónicos.
Antonio Navarro Cebrián. C/ Jorge Juan, n.º 10, 2.º D. 02006 Albacete. Tlf.: 22 29 59.

VENDO pilas recargables NI-CAD por 300 ptas. Receptor AM-FM estéreo o montado y ajustado por 2.500 ptas.
Antonio Navarro Cebrián. C/ Jorge Juan, n.º 10, 2.º D. 02006 Albacete. Tlf.: 22 29 59.

Agradecería que me facilitasen el n.º 14 de la revista Micro Et Robots o fotocopias del mismo. Pagaré gastos.
José Miguel Cabrelles. Pzo. San Agustín, 3 - C - 48. 46002 Valencia. Tlf.: (96) 351 82 48.

VENDO libros, revistas y diverso material de electrónica e informática.
Gonzalo Viejo González. La Magdalena, 24, 9.º B. Avilés - Asturias. Tlf.: (985) 54 27 91.

Amiga Owner looking for Pen-Pals to swap programs, send your la test situff oir your la test list to:
Joseph Beesley. P. O. Box 10951. 38080 s/c de Tenerife.

NECESITO ayuda para usar el grabador de EPROMS aparecido en esta revista. Pago gastos e información.
Jesús Ramón Figueroa. Apdo. 260. El Ferrol, La Coruña.

VENDO curso completo de libros de electrónica AFHA a buen precio. Llamar al teléfono 54 03 40-José Manuel.
José Manuel González Molina. C/ Princesa, n.º 4, buzón 16. 29740 Torre del Mar (Málaga).

SE VENDE disco duro para IBM-AT o compatible AT de 130-150 Mg y TES modelo Maxtor 2190. Precio económico.
Miguel Gener. Rodríguez San Pedro, 4. 28015 Madrid. Tlf.: (91) 448 32 89.

VENDO dos unidades de disco 3,5" para el ordenador QL. Perfecto estado. Interface incluído o utilizadores de regalo.
Jorge Sánchez Pérez. C/ Augusto Figueroa, 22. 28004 Madrid. Tlf.: (91) 521 22 16.

CLUB de usuarios QL. Más de 200 títulos. Importamos de Inglaterra. Haze socio. Pide información sin compromiso alguno.
Jorge Sánchez Pérez. C/ Augusto Figueroa, 22. 28004 Madrid. Tlf.: (91) 521 22 16.

VENDO impresora Citizen-120 D nueva.
Pere Masats Tarrats. Tlf. (93) 711 47 20 ó 691 05 28. Noches.

VENDO Apple II Plus, monitor Ambre, su disco, impresora, placas extensión, 250 discos, revistas, Prog., Doc. técnica.
Patricio Fayolle. Rambla Espartal, Conjunto Montemar, 14. 04720 Aguadulce (Almería). Tlf.: (951) 34 33 89.

VENDO mira TV Promax, modelo PGV 625 casi nueva.
Francisco Bach. C/ Pera Bosch Gimpera, 27 Salt. 17190 Gerona. Tlf.: 24 01 84.

DISPONGO de datos de averías de TV, vídeo, ordenadores. Facilitados por grandes marcas y laboratorios para técnicos.
Jim Handley. Apdo. Correos 138. 28100 Alcobendas (Madrid). Tlf.: (91) 653 86 10.

VENDO osciloscopio Hameg HM-203 20 Mhz, 2 canales. Nuevo por 60.000 más 50.000 con sondas.
David Sandoval. C/ Emilio Piñero, 1 - 6.º D. 30007 Murcia. Tlf.: (968) 23 14 87.

VENDO ordenador AMS-TIRAD CPC-6128 con monitor en color. Udad. de disco por 75.000.
David Sandoval. C/ Emilio Piñero, 1 - 6.º D. 30007 Murcia (968) 23 14 87.

VENDO varios cientos de condensadores poliéster y electrolíticos. También transistores. Envío listado.
Rodrigo López-Carrillo Solís. C/ de la Termica, 12. Málaga. Tlf.: (952) 31 89 95.

VENDO o cambio Junior Computer con caja y tarjeta programador de EPROM. Llamar horas de comida o cena.
Carlos Yecora Rosaenz. C/ Padre Claret, 14 - 5 - B. Logroño 26004. Tlf. (941) 24 59 61.

CHIP magazine, boletín electrónico de difusión gratuita. Pide tu ejemplar.
Miguel Angel Clavijo. José Antonio, 5, 1.º. 38320. La Cuesta, Tenerife.

VENDO impresora para PC sin desembalar con un día de antigüedad. Precio a convenir.
Cristóbal Damián García-Baquero. C/ Sevilla, n.º 22, 1.º L. La Rinconada (Sevilla). Tlf.: 78 04 52.

VENDO reloj digital coche. Cuarzo líquido. Precio 2.000 ptas. Emisora FM montada, 15.000 ptas., potencia 1 W.
Antonio Navarro Cebrián. C/ Jorge Juan, n.º 10, 2.º D. 02006 Albacete. Tlf.: 22 29 59.

OFREZCO programas para IBM PC/XT/AT/PS2, y compatibles en formatos de 5" ¼ y 3" ½, de diseño de placas, y análisis de circuitos, más de 150 discos de electrónica, y 1.500 de otros temas. Todos con sus manuales.
José Luis Sánchez Arribas . C/ Corregidor José de Pasamonte, n.º 5 3º D. 28030 Madrid. Tel.: (91) 430 04 23.

PC. Si buscas los mejores programas para tu PC compatible escribe al apartado 1.598.
Gonzalo Alonso. Camino Mendiola, 15. 01006 Vitoria.

VENDO frecuenciómetro Promax FD915-26.000 ptas. Mira color Promax MP 443-42.000 ptas.
Jorge Sangrá Vilá. C/ Jaime Abril, n.º 7. Viladecans (Barcelona). Tel.: (93) 658 89 59.

VENDO impresora Ritem AN-C+ con cinco meses de uso y garantía por 50.000 ptas. negociables, e interface RS232 COMRE.
Antonio Ortiz Dalmau. Passeig d'en Llull, 10 B. 1.º 3.ª. 08392 Llavaneras (BARNA).

COMPRO emisora de FM de 88-108 Mhz. que tenga 3 ó 4 W. El precio se puede convenir.
Francisco Padilla Cruz. Senador Castillo Olivares, n.º 7-3º Dcha. 35003 Las Palmas de G. C.

QL. Vendo y cambio programas. Más de 150 títulos.
Agustín Gallego López. Cuart de Poblet, 17, 3.º Dcha. 28047 Madrid. Tel.: (91) 465 05 05.

VENDO displays dos dígitos C.C. por 550 ptas. Integrados 4511 por 80 ptas.
Antonio Navarro Cebrián. Jorge Juan, n.º 10 2.º D. 026006 Albacete. Tlf.: 22 29 59. Llamar de 15.30 en adelante.

VENDO displays AC TIP o DL747, altura 16 mm. por 400 ptas. Tiristores BT106 por 100 ptas.
Antonio Navarro Cebrián. Jorge Juan, n.º 10 2.º D. 02006 Albacete. Tel.: 22 29 59. Llamar de 15.30 en adelante.

VENDO transistores BD135 por 100 ptas. Transistores 2N4291 por 40 ptas.
Antonio Navarro Cebrián. Jorge Juan, n.º 10 2.º D. 02006 Albacete. Tlf.: 22 29 59. Llamar de 15.30 en adelante.

VENDO integrados dial digital (ELEKTOR N.º7) por 2.400 ptas. la pareja. Zócalos para C.I. WIRE-WRAP 24PINS por 200 ptas.
Antonio Navarro Cebrián. Jorge Juan, n.º10 2.º D. 02006 Albacete. Tlf.: 22 29 59. Llamar de 15.30 en adelante.

VENDO rector Kenwood GR-666 de 150 Khz, 930 Mhz. 2.000 ptas. o por Comodore 64 con interfaz RTTX CW.
Alejandro García. Avda. Hilario Ruiz, 46. 15621 Cabañas-Coruña.

ACTUALÍZATE. Vendo datos de averías reales de TV, vídeo, ordenadores. Facilitados por grandes marcas mundiales.
Jim Handley. Apdo. Correos 138. 28100 Alcobendas, Madrid. Tlf.: (91) 653 86 10.

VENDO disco en DBASE III con todos los artículos de Elektor por 2.000 ptas. Funciona en PC o compatibles.
Isabel Alonso. C/ Alar del Rey s/n. Ptal E4-2.º C-2.º fase. 28042 Madrid. Tlf.: 747 93 17.

BUSCO software convierta Genius Mouse en compatible microsoft o driver MS Mouse. Tengo databook en dos discos.
Daniel López Carrasco. Soldado Rosique, 3, 3.º Izq. 30205 Cartagena.

VENDO Repair Station (Estación Soldadora-Desoldadora) JBC sin desembalar. 40.000 ptas.
José Manuel Acosta Rosado. Alejandro González, 9 B-3.º. 28028 Madrid. Tlf.: 256 27 87.

ANUNCIOS BREVES

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

DATOS PERSONALES

Nombre: _____

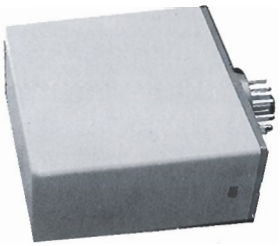
Dirección: _____

Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

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

GUIA DE COMPRAS

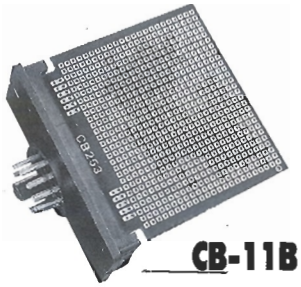
CAJAS VACIAS BASE ENCHUFABLE



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

ATEMSAL

Asistencia Técnica Electrónica

COMPONENTES ELECTRONICOS

AVDA. TOREROS, 24
28028 MADRID

TELS. 246 84 05-246 84 04

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

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

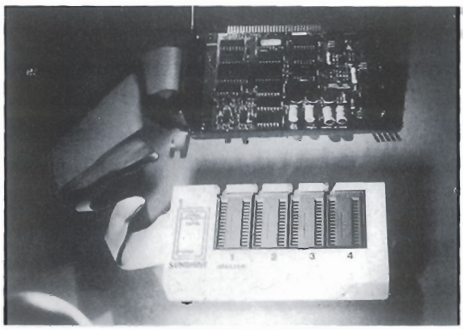
Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
4722829*
4729274

ATEINCO

— Tarjetas A/D D/A de 8, 12, 16 bits.
— Tarjetas 8255 multi-I/O.
— Grabadores de EPROM y PAL.
— Lectores de código de barras.

TODO TIPO DE TARJETAS PARA PC



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

ELECTRONICA DE OCASION
OFERTAS ALDAMA
SUMINISTROS ELECTRONICOS

De gran interés para el radioaficionado industrial, técnico en electrónica

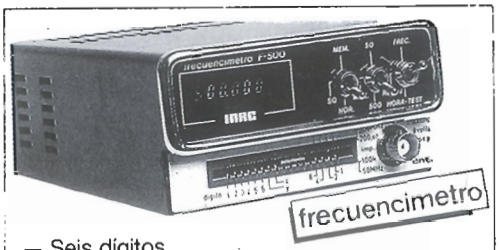
— Semiconductores, placas CI, motores, componentes
— Electrónica, informática, radioafición

Material procedente de subastas, quiebras, excedentes de producción, etc.

Material nuevo, seminuevo, obsoleto o recuperado Material militar

Solicite catálogo gratis
Tfnos: 699 24 14-461 42 82-619 79 25

Si algo no encuentra pruebe a buscar en ALDAMA



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

Tel. (976) 27 05 40

Apartado 3101
50080 ZARAGOZA

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	Anunciantes	Pág.
269	Ateinco	77
272	Atemsal	77
228	Cabeco	77
263	Circuitrónica	76
208	Digital	67
211	Digitrón	76
229	D.S.E.	2
212	Elecsón	77
273	E. Aldama	77
258	E. Puente	76
215	Electrosón Madrid	76
201	Hameg	45
264	Inac	77
265	Inelec	80
244	Info-Com Europa	76
225	Leister	59
262	Microgayma	59
237	Molher Electrónica	7
250	Palco	76
254	Promax	25
218	Radio Electra	76
242	Tempel	79
268	Tron Electronic	76

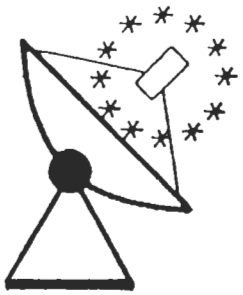
GUIA DE COMPRAS

TRADING ELECTRONIC S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS
INDUSTRIALES
PROFESIONALES
CONSUMO
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS

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

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



INFO-COM EUROPA

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

Tefno. 951-34 22 04

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

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

ELECTROSON MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

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

CIRCUITRONICA SOC. COOP. AND.

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

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

DIGITRON S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS

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

ELECTRONICA PUENTE, S. A.

C/ LINNEO, 21 (Junto Puente Segovia)
TELEFS. 265 86 21 - 265 86 23
28005 MADRID

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

Radio Electra

COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS

Esteban Collantes, 37
Teléfs. 407 29 52-407 94 46
28017 MADRID

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

PALCO

COMPONENTES ELECTRONICOS

Gran surtido en semiconductores

José del Hierro, 44
Tel. 267 16 90
28027-MADRID

Envíos rápidos a provincias

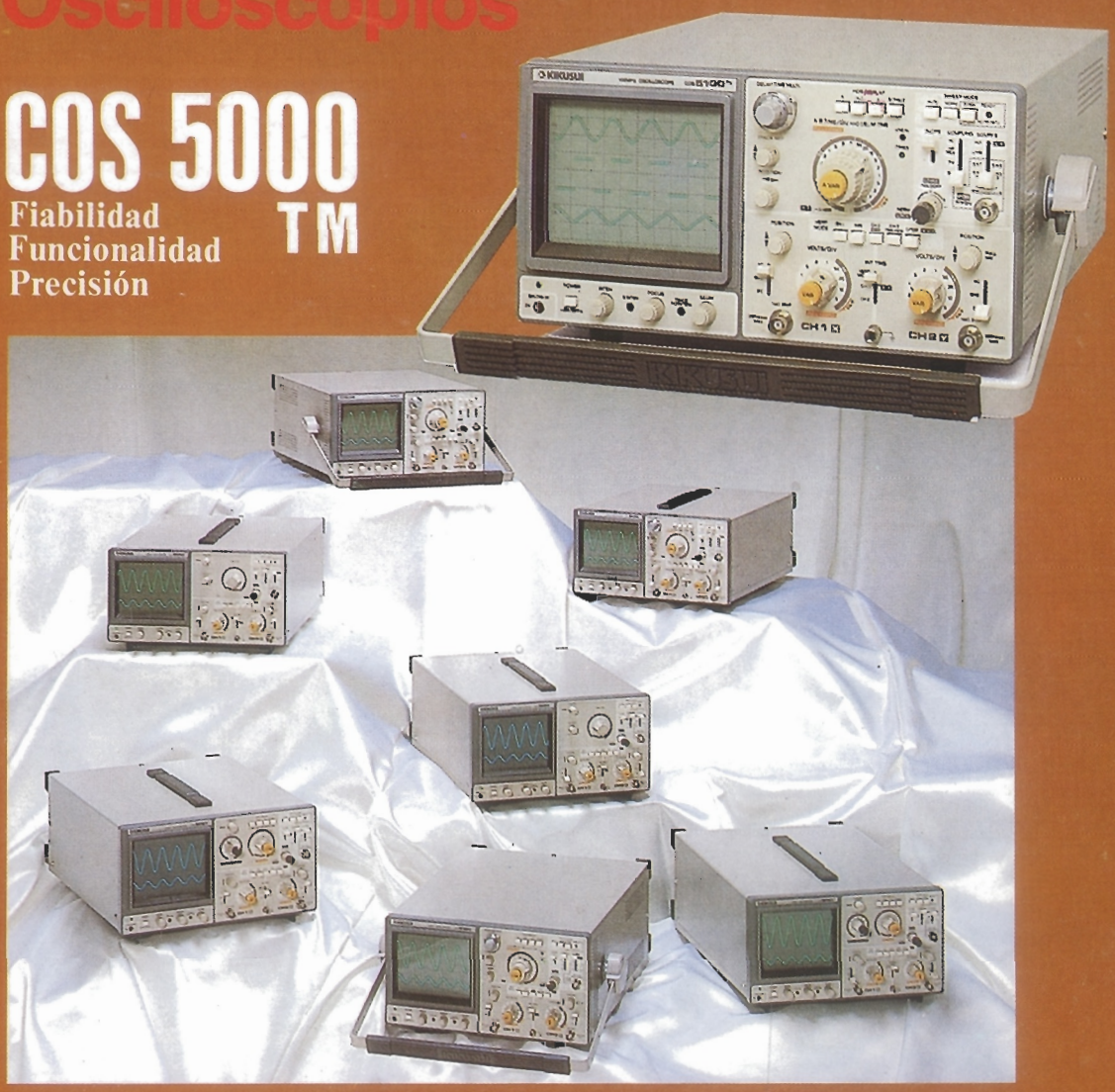
AVANCE HACIA EL FUTURO

con la nueva serie de Osciloscopios

KIKUSUI

COS 5000 TM

Fiabilidad
Funcionalidad
Precisión



20MHz	COS5020TM · COS5021TM
40MHz	COS5040TM · COS5041TM · COS5042TM
60MHz	COS5060TM
100MHz	COS5100TM

tempel sa

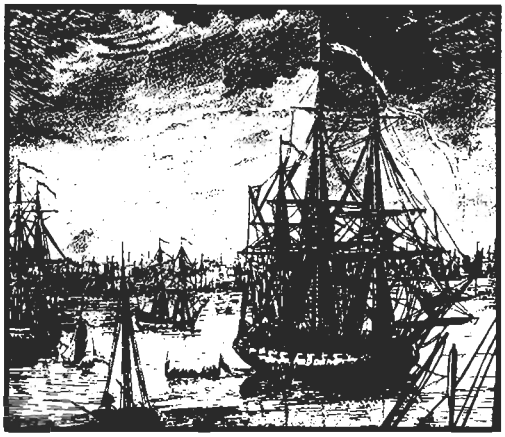
Viladomat, 140 bis
Tel. 254 44 02
Tx. 50056 TMPL
08015 BARCELONA

Ronda Segovia, 11
Tel. 265 74 14
Tx. 45078 TPMM
28005 MADRID

Av. Iparraguirre, 2-F
Tel. 463 51 01
48940 LEIOA-VIZCAYA

ESTE CIRCUITO ES MUY FAMOSO

INELEC KF®



¿Este circuito? Sí, INELEC ha convertido este dibujo en un circuito muy famoso, porque ha sido el más ampliamente utilizado en todas las demostraciones, ferias y cursos sobre la fabricación de circuitos impresos. Un dibujo que pone a prueba nuestra calidad superior y demuestra que por muy complicado y sofisticado que sea su circuito impreso, le aseguramos que conseguirá el mejor resultado utilizando los productos INELEC KF. Ahora puede ganar completamente GRATIS una gran variedad de productos INELEC KF incluyendo, por supuesto, laboratorios completos. Envíenos el cupón adjunto y su participación estará asegurada en todos los sorteos mensuales que realicemos. ¡SUERTE!

Para participar en los sorteos mensuales, recorte este cupón y envíelo a la central de INELEC, S. A

INELEC KF CIRCUITOS IMPRESOS

NOMBRE: .....

DIRECCION: .....

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

PROVINCIA: .....

TELF.: .....

INELEC, S.A.
COMPONENTES ELECTRONICOS

CENTRAL:
Bocángel, 38
28028 MADRID
Teléf.: (91) 256 35 00
Fax: (91) 256 33 34
Télex: 48788

DELEGACION CATALUÑA:
La Gleva, 42-44
08006 BARCELONA
Teléf.: (93) 247 71 08
Fax: (93) 418 58 64

DELEGACION NORTE:
Barrio de Oria
20160 LASARTE
(Guipúzcoa)
Teléf.: (943) 36 36 40
Fax: (943) 37 12 79
Télex: 36167