

# elektor

N.º 97  
1988

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

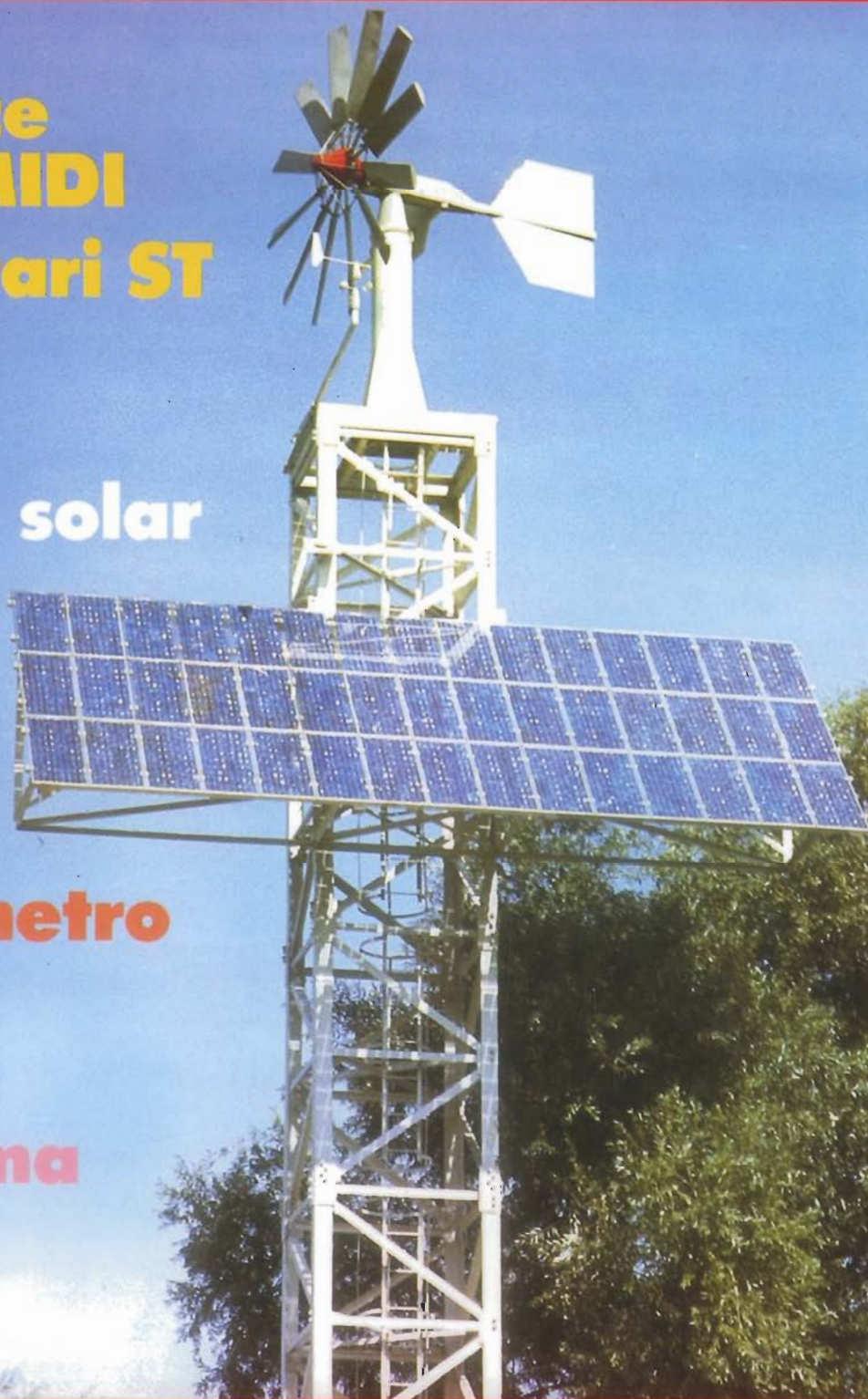
## electrónica: técnica y ocio

**Interface  
disco+MIDI  
para Atari ST**

**Energía solar**

**Termómetro  
solar**

**El sistema  
MAC**



# SUMARIO

## ARTICULOS

<b>Interface MIDI+SHUGART para Atari ST</b> .....	06-10
Una sencilla ampliación de las capacidades de los ordenadores Atari ST.	
<b>Energía solar</b> .....	06-12
Un repaso a las posibilidades y tecnologías empleadas actualmente en la generación de energía, térmica o eléctrica, a partir del sol.	
<b>Termómetro solar</b> .....	06-20
Sencillo y práctico termómetro de bajo consumo capaz de alimentarse a través de una pequeña célula solar.	
<b>El sistema MAC</b> .....	06-24
Descripción de los varios formatos que siguen actualmente el estándar MAC de televisión.	
<b>Cargador de baterías alimentado por baterías</b> .....	06-34
Para poder recargar una batería, a partir de otra de igual tensión, se necesita un convertidor conmutado que pueda generar una tensión continua mayor que la de entrada.	
<b>El futuro confía en el fotón</b> .....	06-47
Aunque el transistor todavía no ha muerto, ni se espera que lo haga en futuro muy próximo, su sucesor, el fotón, ya da sus primeros pasos en pos de arrebatarse la supremacía en muchos campos.	
<b>Bus de expansión para MSX</b> .....	06-52
Hasta 8 cartuchos, que se seleccionan manualmente o por programa, pueden estar conectados al tiempo en un MSX sobre este bus de expansión.	
<b>Cargador solar para acumuladores</b> .....	06-60
Para cargar, a partir de una célula solar, pequeños acumuladores y baterías recargables.	
<b>Trazador de curvas</b> .....	06-64

## SECCIONES

Teletipo .....	06- 8
Las placas de circuito impreso .....	06-39
Mercado .....	06-76
Anuncios breves .....	06-82
Libros .....	06-78

**En nuestro próximo número, el tradicional especial de verano con más de 100 artículos.**





AÑO 8, NUM. 97 JUNIO 1988

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

**Edita:**  
Ediciones INGELEK, S. A.

**Director:**  
ANTONIO M. FERRER ABELLO

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

**Redactor jefe edición española:**  
JAVIER SAN JUAN

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

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

**Diseño gráfico:**  
LUIS DE MIGUEL

**Directora de publicidad:**  
CARMINA FERRER

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

**Publicidad Barcelona:**  
ISIDRO A. IGLESIAS  
Gran V. Corts Catalanes, 465 Entlo. 1.º 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.: 15 70 97  
08007 BARCELONA  
Delegación en Madrid:  
C/ Serrano, 165-Teléf. 411 11 48

**Distribución Argentina:**  
Cia. Americana d. Ediciones SRL  
Sud América, 153 - 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

*Estimado lector:*

Aunque este año viene retrasado, el buen tiempo, con sus largos días de sol, nos hace volver a pensar en una tecnología que, aunque puede funcionar a lo largo de todo el año, parece especialmente apropiada durante los días luminosos: la energía solar.

La implantación de la energía solar es lenta actualmente, ya que las diversas técnicas que se aplican están todavía sufriendo una gran evolución. Los paneles solares, asociados a baterías que almacenen la energía en los períodos de gran luminosidad para aportarlos posteriormente cuando el sol se ha ocultado, proporcionan electricidad de forma gratuita (sin considerar el coste inicial de la instalación) durante períodos superiores a unos 50 años. Aunque la utilización de grandes centrales eléctricas solares no está extendida, y nuestro país resulta particularmente apropiado por la abundancia de materia prima (el sol), hay otros medios de utilización de la energía solar, como por ejemplo para suministrar agua caliente, que se están introduciendo incluso en los hogares. En este ejemplar encontrará no sólo una descripción de las principales técnicas de aprovechamiento del sol, sino también algunos montajes que hacen uso de ella.



*Javier San Juan*

## 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



## Servicios Elektor para los lectores

### EPS (Elektor Print Service)

La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.

Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS.

### CONSULTAS TECNICAS

Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas C. T. e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

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

## LISTA DE PRECIOS:

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

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

## 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
Audioespectroscopio:		
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
Capacimetro:		
Panel frontal	84012-F	1.520
Tarjeta de medida	84012-1	1.415
Visualización	84012-2	835

### E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaborinto:		
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 $\mu$ P:		
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
Etapas 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

Metronomo 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
Iluminador, C. Principal	85097-1	1.975
Iluminador, 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
Iluminador 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 discot/Vizualizador	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
Mezcl. portátil/Frontal MIC-Line	86012-1F	748
Mezcl. portátil/módulo estéreo	86012-2A	1.416
	86012-2B	949
	86012-2F	837
Mezclador portátil/Alimentación	860012-4	1.584
Mezclador 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
Dobrador 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/video	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
Medidor 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 extra 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
Capacimetro 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
Vímetro estéreo	87002	493
Ecuador 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
Preamplificador 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	
Generador senoidal digital (oscilador)	87036-1	
Generador senoidal digital (filtro)	87036-2	
16 K RAM CMOS para C64	87082	805
Filtros de Linkwitz	84071	
Barómetro/Altimetro	86110	1365

## E. 93 FEBRERO 1988

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

## E94: MARZO 1988

Interface para facsímil	87038	
Bifase, efectos sonoros	87026	

## E95: ABRIL 1988

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

## 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

## 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
Elaborador (2716)	ESS527	940
Copiar de EPROM (2716)	ESS528	940
Frecuencímetro a $\mu$ P (2732)	ESS531	1.175
Plotter X-Y (2732)	ESS532	1.175
Clepsidra (2732)	ESS535	1.175
Frecuencímetro a $\mu$ P, U665B (2732)	ESS536	1.175
Jumbo, reloj gigante (2x2716)	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	
RMF	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. 97. junio 1988

	Referencia	P.V.P.
Termómetro solar	EPS 87188	1.831
Bus de expansión para MSX	EPS 86003	4.975
Cargador de baterías alimentado por baterías	EPS 87076	3.179

## OFERTA: AHORA 20% MENOS, STOCK LIMITADO

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

*Como continuación a los artículos de los últimos meses sobre interfaces de vídeo para los microordenadores Atari serie ST, este artículo explica cómo dotar al ordenador con una segunda unidad de disco compatible con el estándar Shugart y un interface MIDI mucho más práctico.*

# INTERFACE MIDI + SHUGART PARA ATARI ST

## Introducción

Los microordenadores de la serie ST de Atari generalmente incorporan el generador de sonidos programable (PSG) modelo AY-3-8910, o su equivalente YM-2149, el cual posee dos puertos bidireccionales de 8 bits con resistencias de pull-up internas y salidas TTL compatibles.

Al igual que otros muchos ordenadores, el Atari 1040ST y el 520ST padecen de una lamentable escasez de capacidad de corriente, debido a una errónea economía de diseño y al esfuerzo de los fabricantes para gobernar la elección de un equipo periférico para un ordenador determinado.

A pesar de esto, la estación de trabajo formada en torno a unidades Atari no revela las deficiencias del ordenador en cuanto a capacidad de corriente; sin embargo, los problemas surgen cuando intentamos conectar una unidad de disco de 3 1/2 pulgadas o de 5 1/4, compatible Shugart, mejor que una del tipo Atari.

En vista de que la capacidad de corriente de estas salidas apenas es suficiente para soportar la carga presentada por una impresora Centronics o una unidad de disco de 3 1/2 pulgadas de Atari, parece lógico y recomendable dotar al ordenador con unos buffers capaces de tratar la sobrecarga ocasional ofrecida, mientras experimentamos con periféricos que no son de Atari.

5 1/4 pulgadas que disponga de interface Shugart. Los que deseen emplear otra unidad de disco Atari, no necesitarán alterar el circuito de salida del ordenador.

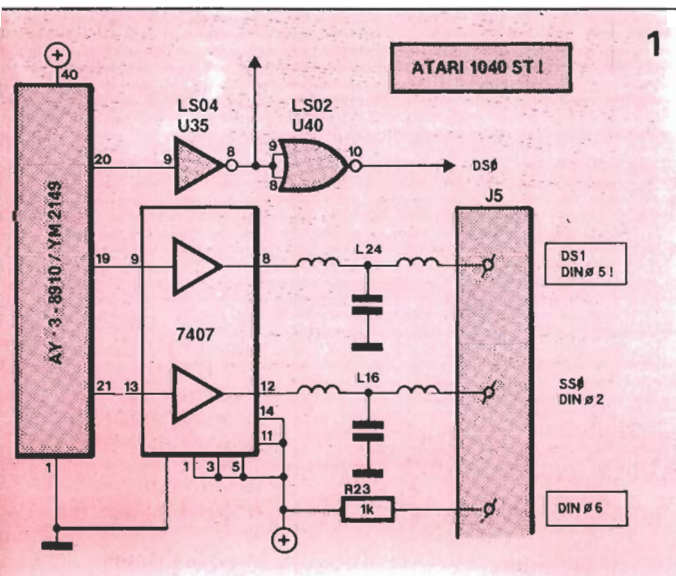
Afortunadamente, la fuente de alimentación del ordenador es capaz de soportar el consumo de corriente adicional de los drivers del interface Shugart, ya que éstos consumen muy poco (2-4 W); sin embargo, una segunda fuente de alimentación (5 V; 1 A & 12 V 0,2-0,4 A) deberá ubicarse en la caja de la segunda unidad de disco.

Como podrá suponerse, es más fácil situar los drivers dentro de la caja del ordenador que fabricarse una unidad cableada externa. Sin embargo, deberá tenerse en cuenta que si abrimos la caja del ordenador y modificamos su interior, perderemos la garantía del equipo. Un método recomendado para añadir los buffers de colector abierto es cortar los terminales aéreos de los choques de salida y separarlos del circuito impreso (L24 = DS1; L16 = SS). DS0 dispone de buffer en el 1040ST, y no está cableado al conector de la segunda unidad de disco.

Deberá tenerse en cuenta que la disposición de las patillas en el zócalo de la segunda unidad de disco está mal indicada en el manual del 1040ST; SS0 está bien, pero DS1, no DS0, está presente en la patilla 5 del zócalo. La patilla 6 se conecta a una resistencia de pull-up de 1 K.

Para la realización práctica del

Figura 1. Se necesita incorporar dos drivers de colector abierto al ordenador Atari 1040ST para permitirle el tratamiento de la carga presentada por una segunda unidad de disco Shugart estándar.



## Interface de disco

En el Atari 520ST, las señales DRIVE, SELECT, DRIVE 1 SELECT y SIDE SELECT se toman directamente de las patillas adecuadas del PSG, y se cablean al zócalo de la unidad de disco presente en el lateral del ordenador. En el 1040ST, al menos la señal DRIVE O SELECT está bufereada.

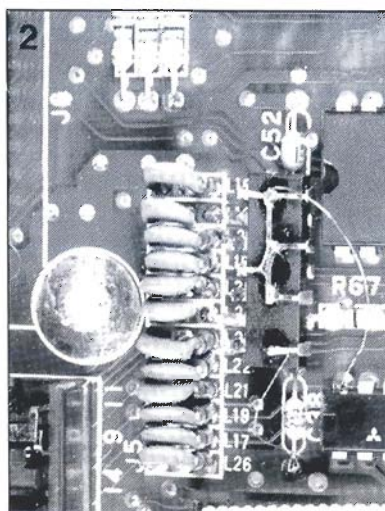
La figura 1 representa cómo insertar dos buffers de colector abierto en las líneas DS1 y SS0 según especifica la norma Shugart. Esta modificación permite conectar de forma directa cualquier unidad de disco de 3 1/2 o



circuito se han empleado dos inversores tipo 7407. La fotografía de la figura 2 muestra cómo se sujeta el integrado sobre la superficie del circuito impreso, rodeado por los choques L16 y L24. Los inversores no empleados del 7407 deberán tener fijadas sus entradas a 5 V para evitar problemas de ruido digital. Después de cortar los terminales de hilo de los choques, se conectarán las entradas de los inversores a las isletas de circuito impreso adecuadas. Los choques se soldarán, posteriormente, de forma directa a las salidas de los inversores. No olvide cablear las patillas 14 y 7 del 7407 a +5 V y masa respectivamente.

Dado que el conector DIN de 14 contactos necesario para el interface de disco del Atari es bastante difícil de encontrar y relativamente caro para la gran mayoría de los usuarios que quieren actualizar su sistema con una unidad de disco que no sea de Atari, parece lógico que lo mejor sea fabricarse uno a partir de un trozo redondo de circuito impreso y soldarle 14 pequeñas patillas; un circuito impreso hecho a medida, por supuesto, es la solución definitiva. Cuando empleemos este conector casero, todos los cables de conexión deberán ser capaces de resistir una buena tracción mecánica. Un conjunto lo suficientemente rígido se puede conseguir cubriendo todos los cables con pegamento de contacto o bien una resina de epoxy. La figura 3 representa el prototipo del conector antes de soldarle el cable plano a las patillas correspondientes, representadas en la tabla 1.

Finalmente, asegúrese de que los hilos se sitúan en las patillas

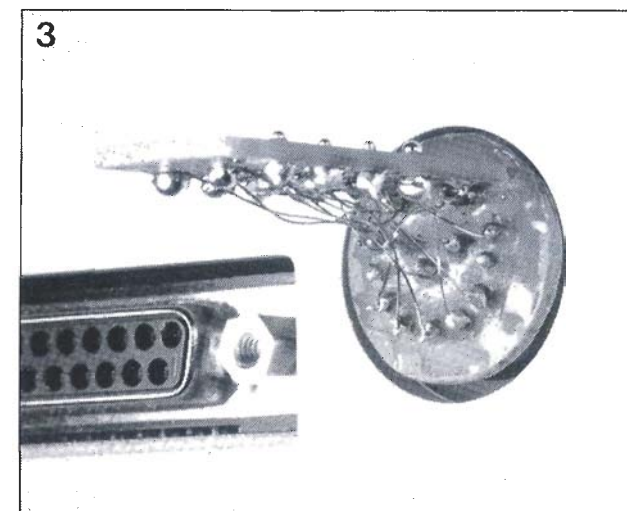


correctas y refuerce el cable como se ha mencionado anteriormente.

## Interface MIDI

Una característica interesante de la serie ST de ordenadores Atari es la incorporación del interface MIDI (Interface digital para instrumentos musicales) así como el soporte software para el mismo. Sin embargo, Atari ha cometido un error al no respetar la disposición estándar de las señales MIDI THRU y MIDI OUT en el conector MIDI.

Mejor que disponer de conectores independientes para cada función, como dice la norma MIDI estándar, han decidido combinar estas señales en un único conector OUT/THRU. Esto puede parecer de poca importancia al principio, pero los usuarios MIDI pronto encontrarán problemas cuando in-



tenten emplear el conjunto de accesorios estándar; para el ordenador Atari tendrán que aplicarse a través de un único conector combinado.

Para evitar el problema de tener que fabricar un cable especial, parece lógico encauzar las señales THRU y OUT a dos zócalos independientes, DIN de 5 puntas, como se muestra en la figura 4. Un adaptador en Y de 5 polos macho-hembra es ideal para esta aplicación, realizando el cableado interno de acuerdo a la norma MIDI. Si empleamos esta disposición, podremos interconectar sin mayores problemas instrumentos musicales y/o teclados.

El conector MIDI IN permanece inalterado, pero los usuarios deberán comprobar la disposición de las patillas frente a la ofrecida en el manual del 1040ST; en algunos modelos las patillas 1 y 3 están vacías y por lo tanto no aportan la señal MIDI THRU.

Figura 2. Después de cortar los terminales de L16 y L24, se situará el integrado 7407 entre el FDC WD1772 y la fila de choques. Las patillas de entrada de los inversores se soldarán directamente sobre los agujeros vacíos del circuito impreso, y los de salida a los trozos libres de los choques.

Figura 3. El realizar un conector DIN de 14 polos es relativamente fácil; un trozo redondo de circuito impreso junto con 14 patillas de soldar para recibir los hilos procedentes de un cable plano. Se recomienda el reforzamiento del área de conexión para asegurar una adecuada rigidez cada vez que se inserte el zócalo.

Tabla 1

ATARI 1040 ST/J5	DISCO SHUGART
3,7	1, 3, 5, 7...33 GND
—	2 —
—	4 —
—	6 —
4	8 INDEX
—	10 —
5	12 DRIVE 1 SELECT
—	14 —
8	16 MOTOR ON
9	18 DIRECTION
10	20 STEP
11	22 WRITE DATA
12	24 WRITE GATE
13	26 TRACK 0
14	28 WRITE PROTECT
1	30 READ DATA
2	32 SIDE 0 SELECT
—	34 —

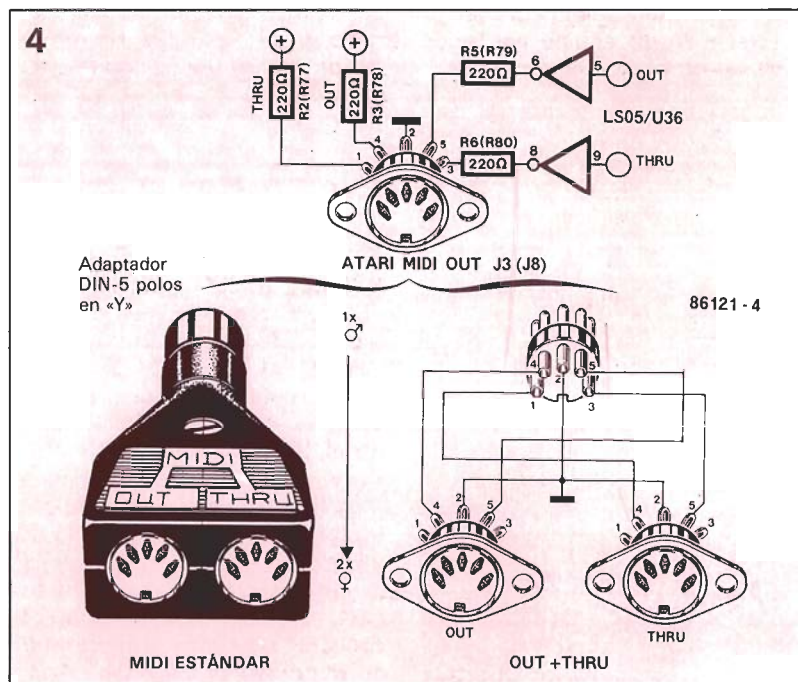


Figura 4. Como el zócalo combinado THRU/OUT requiere una conexión MIDI no estándar al Atari 1040ST, se recomienda emplear conectores DIN independientes para cada función.

*La investigación y desarrollo del empleo de la energía solar tomó una fuerte importancia a partir de la crisis del petróleo de los años 70. Ante los peligros para el medio ambiente y las personas, radiaciones y polución, que entrañan tanto la energía nuclear como la térmica, carbón o petróleo, la energía solar se afianza debido a su limpieza y al bajo coste, al menos durante el próximo millón de años, de su materia prima.*

# ENERGÍA SOLAR

Figura 1.  
Funcionamiento  
típico de un  
colector solar que  
trabaja con (a)  
agua, y con b(aire).

Figura 2. Horno  
solar gigante, en  
Odeillo, Pirineos  
franceses. El horno  
utiliza un elevado  
número de  
heliostatos, que  
reflejan la luz sobre  
un espejo cóncavo.  
La superficie total  
de los heliostatos  
es de 2.000 m<sup>2</sup>; el  
espejo es de 39 m  
de alto y 54 m de  
ancho, y su  
distancia focal es  
de 18,4 m.

Figura 3.  
Colectores solares  
planos para agua  
caliente instalados  
en una casa.



El sol convierte en helio unos 600 millones de toneladas de hidrógeno cada segundo a través de fusión nuclear; nuestro sol contiene suficiente energía para nuestras necesidades terrestres durante, al menos, un millón de años. Desde luego, sólo una pequeña parte de la energía producida por el sol llega hasta la superficie de la tierra, dado que éste radia su producción en todas las direcciones. Como la distancia media entre el sol y la tierra es de cerca (lo cual es un decir) de 150 millones de kilómetros, la energía (en forma de radiaciones electro-

magnéticas) tarda unos 8 minutos en alcanzar la tierra. Durante este tiempo, la energía total radiada por el sol abarca el interior de una esfera cuya superficie es de unos  $3 \times 10^{17}$  km<sup>2</sup>. La superficie total de la tierra que puede estar iluminada por el sol en cualquier momento alcanza una extensión de unos  $113 \times 10^6$  km<sup>2</sup>. Esto quiere decir que tan sólo unas 4 cienmilésimas partes de la energía total radiada alcanza la superficie terrestre. El resto se pierde (o más bien se reparte) en el universo.

La energía solar que alcanza nuestra superficie puede ser con-

vertida en calor o electricidad de varias maneras, principalmente colectores solares, generadores magneto-hidro-dinámicos (MHD), y células fotovoltaicas (más comúnmente denominadas células solares).

El mayor obstáculo para el uso masivo de los sistemas de generación de energía solar es su alto coste: actualmente, la energía solar cuesta, inicialmente, entre unas 1.000 y 4.000 pesetas por vatio, comparadas con los céntimos de la electricidad producida comercialmente. Por otro lado, la generación de energía solar pre-



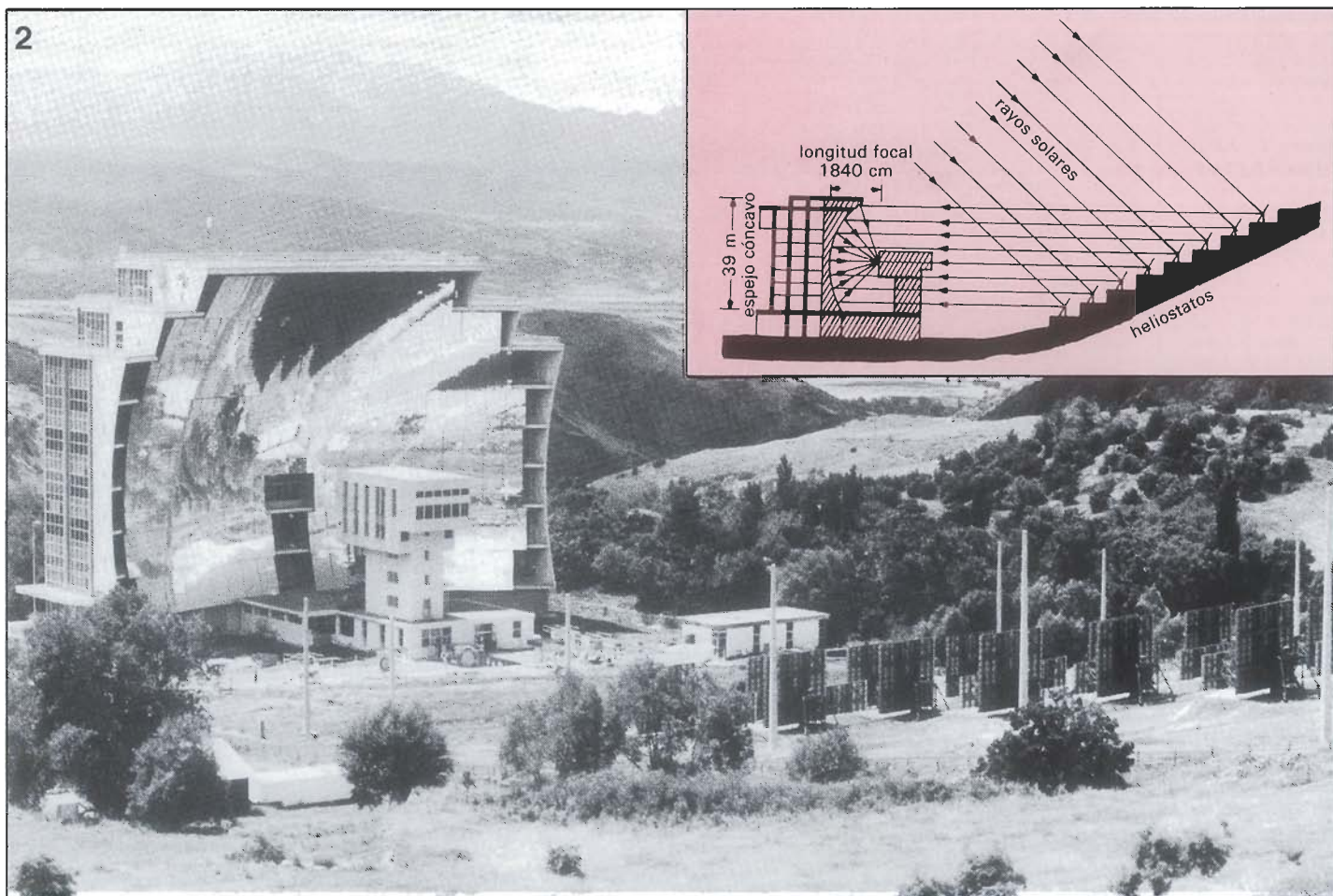
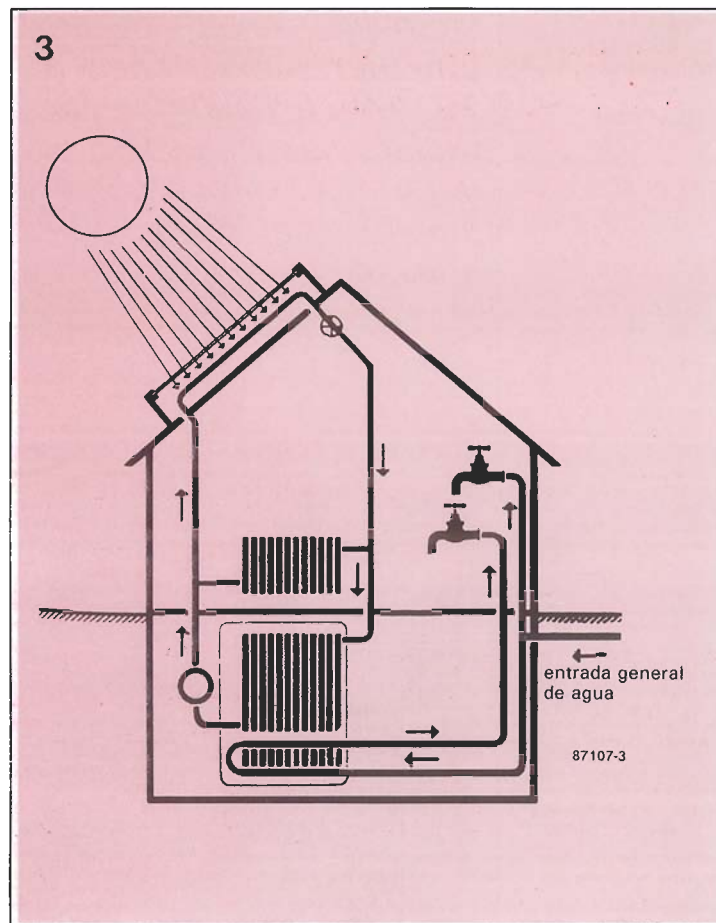
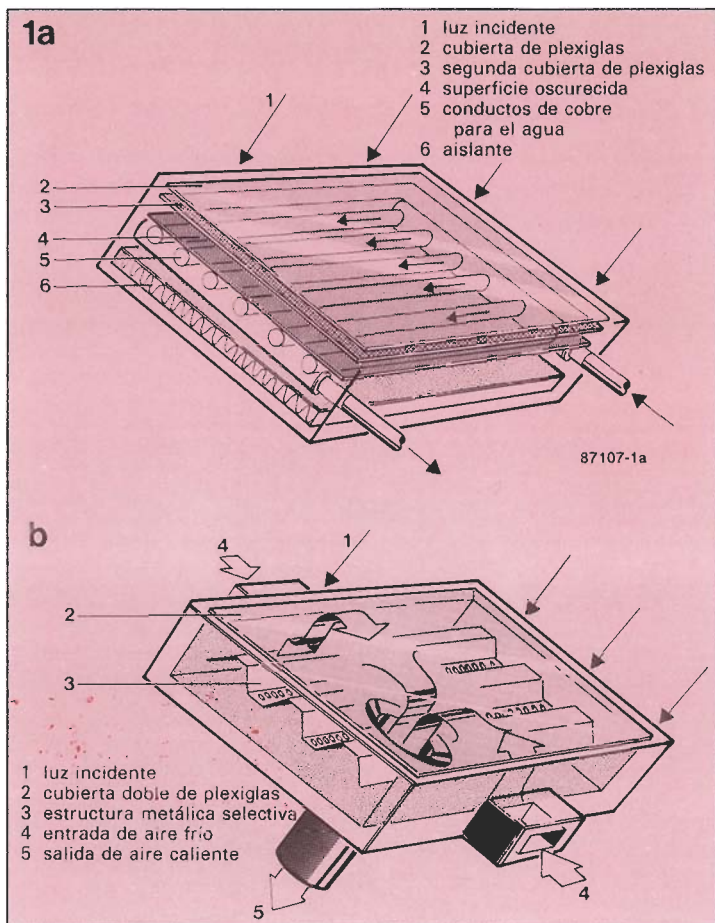




Figura 4.  
Representación  
esquemática de un  
generador  
magneto-hidro-  
dinámico empleado  
en la planta UO2  
situada en la  
URSS.

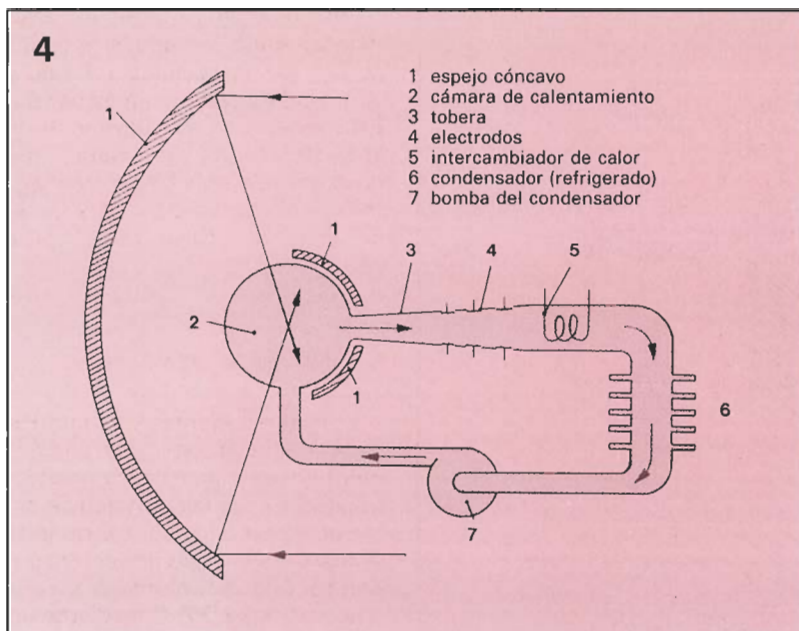


Figura 5. Dibujo  
esquemático de la  
instalación de torre  
solar en  
Albuquerque,  
USA. Este tipo de  
instalaciones  
sólo es  
económicamente  
viable cuando se  
necesitan grandes  
potencias; consiste  
en una torre de  
300 m de alto,  
alrededor de la cual  
están agrupados  
los espejos planos  
o parabólicos.  
Estos espejos  
dirigen la luz  
reflejada a lo alto  
de la torre, donde  
está situado el  
colector solar. La  
energía solar se  
convierte en calor  
que se emplea para  
mover una enorme  
turbina.

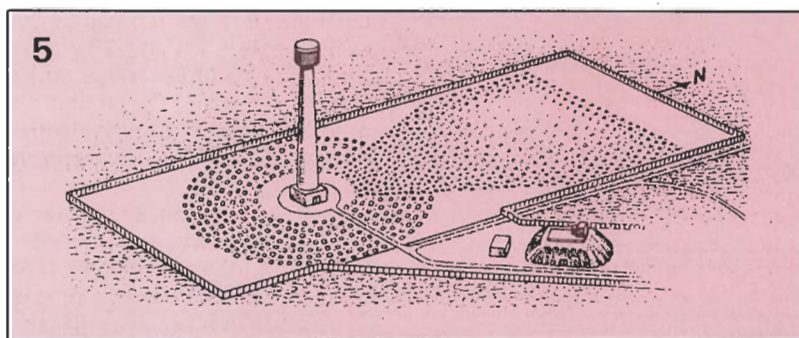


Figura 6.  
Construcción  
básica de una  
célula solar de  
silicio.

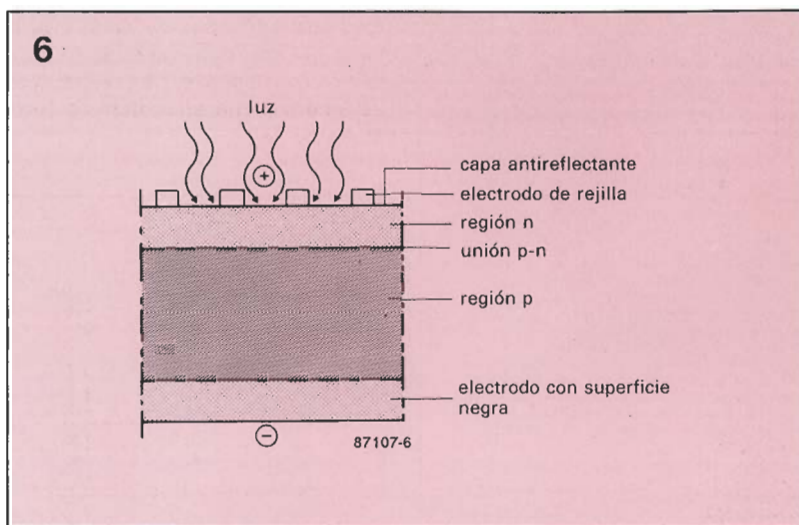


Tabla 1

Características de varias células solares

Tipo de célula solar	Eficacia de conversión	Coste
Silicio monocristalino	12%	muy alto
policristalino	15	alto
amorfo	8-10%	muy bajo
Sulfatos de Cobre-Cadmio	7-9%	alto
Galio-Arsénico	21%	muy alto
Cadmio-Selenio	6-7%	desconocido

senta un número importante de ventajas:

— La energía solar es gratis y suministrada en abundancia.

— La electricidad puede ser generada directa o indirectamente, donde se necesita, lo cual evita en muchos casos la necesidad de los sistemas de distribución de energía.

— En el caso de la mayor parte de los sistemas de generación de energía, no hay partes móviles, lo que simplifica el mantenimiento, y permite su funcionamiento sin atención, por ejemplo los paneles solares de los satélites.

— No produce desperdicios ni gases: es totalmente limpia.

Aunque el coste actual de los sistemas de generación de energía solar son tales que impiden por el momento su adopción generalizada, se espera que este caiga de forma radical en los próximos 10 a 15 años.

## Colectores solares

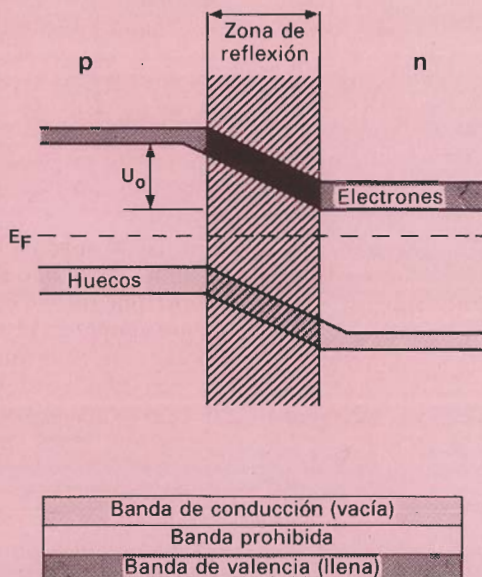
Los colectores solares se construyen normalmente de forma que permiten que la luz del sol incidente sea recogida y convertida en calor. Los principales tipos de colectores son planos, cóncavos, y heliostáticos. El tipo plano presenta la ventaja de que puede operar con luz difusa; los otros dos tipos sólo pueden trabajar con luz directa. Todos los colectores solares funcionan a partir del mismo principio básico: la luz del sol incide sobre una superficie absorbente de color negro que a su vez calienta el fluido que circula bajo ella (normalmente agua, o, en ocasiones, aire); en la figura 1 se muestran colectores de ambos tipos. Para proteger los colectores de las inclemencias del tiempo, así como de la polución, éstos se recubren con una capa de plexiglás.

Los colectores solares cóncavos, parabólicos, son capaces de generar temperaturas de hasta 4.000° C. Su forma es similar a la de las antenas de TV satélite.

Los colectores solares heliostáticos utilizan espejos planos o cóncavos que pueden girarse (actualmente bajo control de un ordenador) para seguir la trayectoria del sol en el cielo, ver figura 2. Aunque la complejidad de la instalación limita su empleo a grandes centrales u hornos solares, el rendimiento obtenido alcanza habitualmente hasta el 30 %.



7



Los colectores solares generalmente tienen un rendimiento superior que las células solares, y su precio es cada vez más barato. Esto se aplica particularmente al caso de los de tipo plano, que cada vez son más habituales tanto en edificios industriales como en casas particulares (ver figura 3).

## Generadores MDH

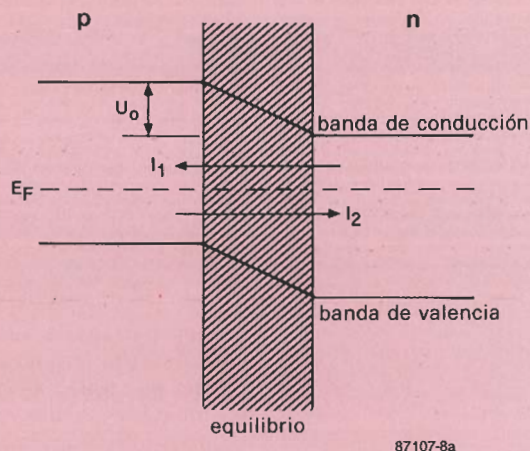
Los generadores Magneto-Hidro-Dinámicos convierten directamente la energía térmica en electricidad. El esquema básico de estos generadores se muestra en la figura 4. La energía térmica se obtiene por calentamiento de un gas hasta unos  $2.500^{\circ}\text{C}$  mediante un gran colector solar cóncavo, lo que provoca la ionización del gas. Esto hace que las moléculas del gas se aceleren hasta  $300\text{ m/s}$ , tras lo que se le introduce en un campo magnético, donde son separados los iones de los electrones, dando lugar a una corriente eléctrica.

Este tipo de generadores todavía está en estado experimental, aunque algunos prototipos a gran escala están actualmente funcionando en USA y la URSS. El principal problema radica en que el calentamiento del gas a temperaturas tan elevadas da lugar a problemas técnicos específicos. Su principal atractivo reside en que se alcanza una eficiencia de hasta un 55 %.

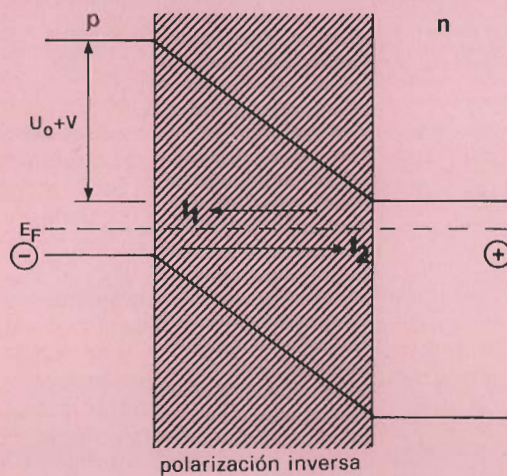
Figura 7. Diagrama simplificado de los niveles de energía en un semiconductor.

Figura 8. Diagrama de bandas de energía de una unión de silicio p-n bajo diferentes condiciones. La corriente neta sobre la unión depende del ancho del campo propio, que se incrementa (b) con polarización inversa, y se reduce (a) con polarización directa. La capa de deflexión es directamente proporcional al campo propio. El campo propio es  $E = U_0/x$ , donde  $U_0$  es la tensión que cae en la unión p-n, debido a los pequeños movimientos electrón-hueco dentro del semiconductor, y  $x$  es el ancho de la unión p-n.

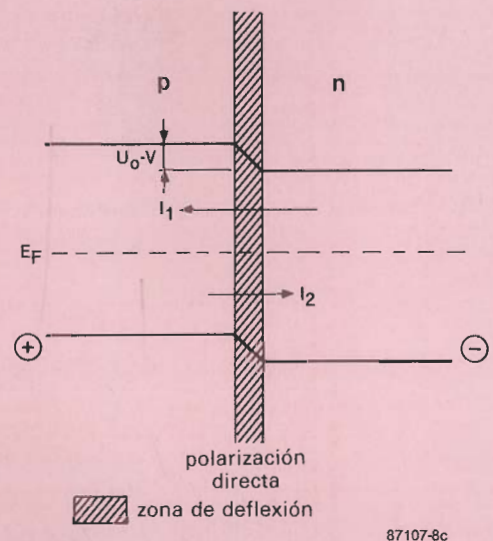
8a



b



c



## Células solares

Las células solares proporcionan una fuente alternativa de energía atractiva y prometedora. Al contrario que los colectores solares, las células suministran un medio directo de conversión de energía solar en electricidad. Antes de entrar en detalles sobre el funcionamiento de las mismas vamos a dar un vistazo a los diferentes tipos:

**Silicio cristalino:** la mayor parte de las células solares fabricadas actualmente son de silicio cristalino. Aunque tienen una mayor eficiencia, también son las más caras. El principio básico de construcción se muestra en la figura 6. Hablaremos detalladamente de su funcionamiento más adelante.

**Silicio amorfo:** el silicio amorfo es, según muchos investigadores, el material de las células solares del futuro, ya que su precio de fabricación es mucho menor que el de las de silicio cristalino. El silicio amorfo se forma mediante varios procedimientos, como, por ejemplo, por descomposición de silicatos en un medio ionizante (plasma creado por un campo de RF). De momento, se prefiere el método de difusión, en el cual, el sustrato se lleva a una temperatura cercana a los 300° C en un recipiente con una presión de unas 5 torricelli. En este recipiente se introducen derivados del silicio, como el SiH<sub>4</sub> o Si<sub>2</sub>H<sub>6</sub>, o tetrafluoruro de silicio, SiF<sub>4</sub>. Cuando se aplica una tensión de RF, el silicio amorfo comienza a depositarse sobre el sustrato. El dopaje tipo n se realiza mediante adición de hidruro fosfórico, PH<sub>3</sub>, y el tipo p con hidruro bórico, B<sub>2</sub>H<sub>6</sub>.

**Sulfato de cobre-sulfato de cadmio:** las características eléctricas de este tipo de semiconductores son muy prometedoras, aunque las investigaciones sobre estos materiales no han hecho más que comenzar. El rendimiento de los prototipos realizados ha sido alto, así como la potencia máxima obtenida. Como referencia, una célula cuadrada de 70 mm es capaz de dar unos 260 mW, lo que supone un valor muy superior a la media.

**Arseniuro de galio, GaAs:** aunque este tipo de material proporciona una eficiencia muy alta, resulta muy caro de producir; además, resulta un material raro y tóxico. Sin embargo, tiene una característica no lineal luz/potencia, de forma que un aumento de

luminosidad se traduce en un aumento mucho mayor de la potencia eléctrica. Además, comparado con el silicio cristalino, este material soporta mejor el calor y por tanto necesita menos ventilación (disipadores más pequeños).

**Seleniuro de cadmio:** este tipo de células solares está todavía en desarrollo, aunque parecen distinguirse por su elevado rendimiento. La producción en serie de las mismas parece fácil.

La tabla 1 da una idea comparativa de todos estos tipos de células solares. Todas ellas tienen como característica común una longevidad de unos 50 años, lo que supone un tiempo suficientemente largo, sobre todo teniendo en cuenta la ausencia casi total de mantenimiento. Hay otros tipos de materiales que están siendo investigados en todo el mundo; silicio policristalino (de fabricación muy económica), células compuestas de cobre, selenio, indio o azufre, en las que la luz provoca un flujo de electrones desde una solución electrolítica a un ánodo semiconductor. El material base de azufre presenta un rendimiento del 10 %, mientras que con selenio se llega al 12 %. A nivel mundial, la producción de células solares de un año representaría el equivalente de una veintena de MW de electricidad. En Europa, se espera que la producción fotovoltaica de electricidad represente un 7 % del total en el año 2.000.

**Captadores de fluorescencia:** el futuro tal vez pertenezca a esta combinación avanzada de un captador y una célula solar, cuyo interés reside, principalmente, en la reducción de la superficie de la fopila, compensada al añadir un captador de plexiglás. Este tipo de colector puede trabajar tanto con luz directa como con luz difusa. Incluso en las condiciones más desfavorables, es suficiente una superficie de unos 20 m<sup>2</sup> de este tipo de captador para cubrir las necesidades de electricidad de una familia media.

El captador de fluorescencia está compuesto de un colector de plexiglás pigmentado, en una de cuyas caras está provisto de un espejo, mientras que en la otra lleva la fopila. La pigmentación de plexiglás está en consonancia con la respuesta espectral de las células solares empleadas. Se comprende fácilmente la importancia de la relación entre la gran superficie de plexiglás y la reducida superficie de la célula; sólo una pequeña parte de la luz (la

que incide sobre la superficie de plexiglás a 90°) puede volver a salir, mientras que la parte principal de la misma acaba por incidir, después de un número más o menos elevado de reflexiones en los espejos, sobre la célula.

El mejor rendimiento se obtiene a partir de placas de plexiglás triangulares de unos 6 mm de espesor. Sobre la rama de la hipotenusa se encuentra la célula solar, y en los otros dos lados, los catetos, están colocados los espejos. Los pigmentos fluorescentes están escogidos en el espectro luminoso dentro del cual la respuesta de las células es óptima. La luz penetra en el triángulo de plexiglás a través de superficie expuesta al sol. La superficie opuesta es totalmente reflectante. Cuando una partícula luminosa blanca incide sobre el pigmento teñido, se convierte en luz de color y es difundida en el sentido longitudinal en una u otra dirección, sea directamente hacia la célula solar, sea hacia uno de los espejos que acaban por reenviarla sobre la célula. El rendimiento de estos captadores no es más que un 4,5 %, lo que parece relativamente bajo, pero su precio se reduce en un 75 % debido al pequeño número de células solares necesarias. Este funcionamiento recuerda a las reglas de plástico, que cuando están iluminadas fuertemente, parecen comportarse como si fueran ellas mismas fuentes de luz.

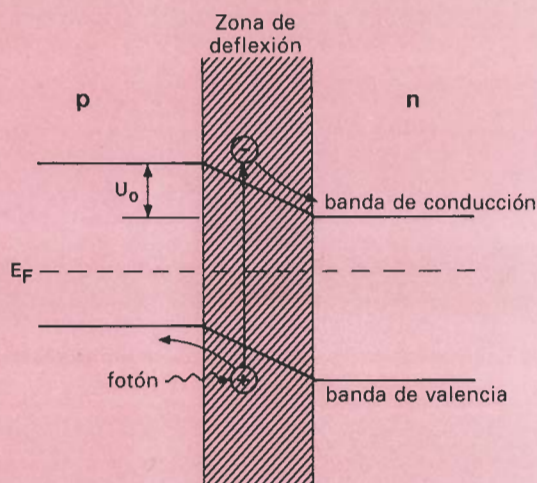
Si se mide la superficie ocupada por la célula solar sin captador de fluorescencia necesaria para obtener una potencia dada, y la superficie ocupada por el mismo tipo de célula dotada esta vez de una placa de plexiglás, se descubre una relación de 1 a 4: la primera célula solar tiene una superficie 4 veces mayor o lo que es lo mismo, para obtener la misma potencia, la superficie de la célula se reduce por 4, aunque la superficie de plexiglás sea la misma que la de la célula original. El ahorro es importante, ya que la célula es cara, mientras que el plexiglás es barato.

## Funcionamiento básico de las células solares

Las características de comportamiento de un semiconductor dependen de la naturaleza de los átomos que lo constituyen y de la



9



87107-9

Figura 9. Efecto fotovoltaico de una unión p-n sin polarizar.

manera en que estos átomos están agrupados juntos. En otras palabras, es función de la estructura atómica así como de la estructura cristalina del semiconductor.

Un átomo consiste en un núcleo, cargado positivamente, rodeado de electrones, cargados negativamente, situados en órbitas discretas (a ciertas distancias) sobre el núcleo. Los electrones tienen órbitas estables cerca del nú-

cleo tan sólo para ciertos valores discretos de energía, denominados niveles de energía del átomo. Las energías permitidas de los electrones en un átomo se representan por líneas horizontales en el diagrama de niveles de energía de la figura 7. En cada nivel no puede haber más de dos electrones: esto da como resultado que los electrones rellenan primero los niveles más bajos posibles.

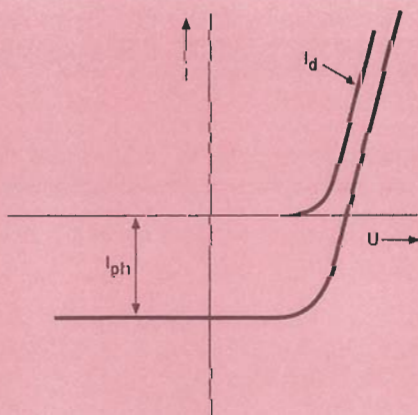
Como los átomos de un semiconductor están fuertemente empaquetados juntos, hay muchos niveles de energía asociados con cada núcleo (debido a la interacción entre los átomos). El resultado es que el diagrama de niveles de energía se convierte en un diagrama de bandas de energía (en la que cada banda contiene muy pocos niveles).

La banda de energía más baja

Figura 10. Característica tensión/corriente de una célula solar.

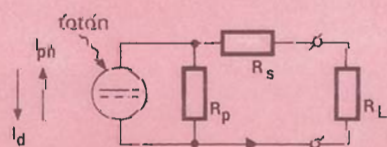
Figura 11. Circuito básico de una célula solar iluminada, conectada a una carga.

10



87107-10

11



87107-11

# GAYMAKIT

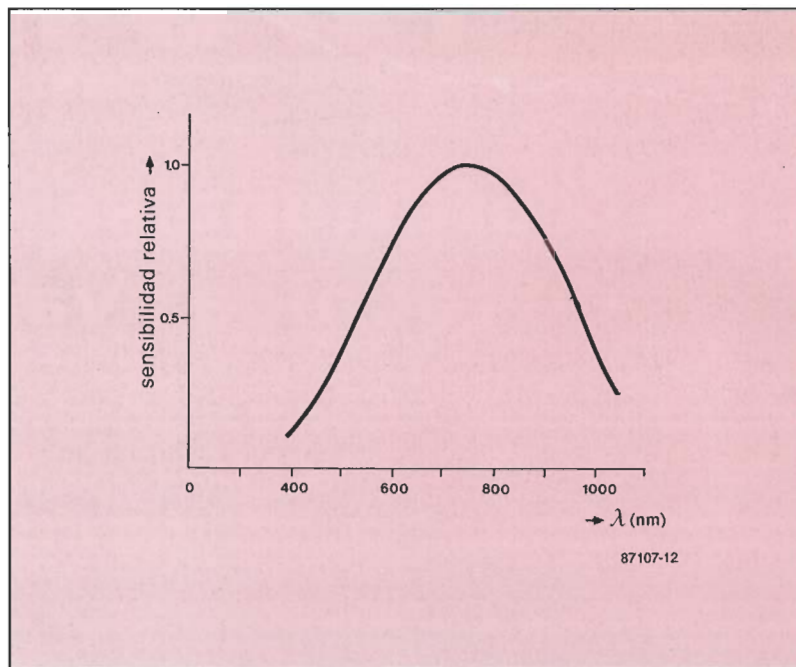


## Equipo de mantenimiento y limpieza multiuso

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 al 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 pinceles, cánulas y gamuzas para llegar a los lugares de más difícil acceso.

De venta en establecimientos de informática y muebles de oficina en toda España.  
**MICROGAYMA, S. A.C./** Cartagena, 70-80 Tels. 255 32 09-256 15 13 28028 MADRID

Figura 12.  
Respuesta  
espectral típica de  
una célula solar de  
silicio.



posible se denomina banda de valencia; ésta está rellena de electrones, ya que hay un electrón por cada uno de los niveles de energía contenidos en la banda. La banda superior está virtualmente desprovista de electrones: se denomina la banda de conducción. Hay una pequeña banda prohibida entre las bandas de valencia y conducción. Debido a la energía térmica del semiconductor a temperatura ambiente, algunos electrones pueden cruzar la banda prohibida y alcanzar la banda de conducción. El nivel de energía dejado libre en la banda de valencia se denomina un hueco.

La corriente total resultante de los electrones en una banda de valencia completamente llena es igual a:

$$j = nev = e \quad V_i = 0 \quad [1]$$

donde  $j$  es la densidad de corriente,  $n$  la densidad del electrón,  $e$  es la carga del electrón, y  $v$  la velocidad media de los electrones en la banda de valencia. Cuando el electrón cruza a la banda de conducción,

$$e \quad V_i = -eV_k \quad [2]$$

en la que se ve que la ausencia del electrón (hueco) en la banda de valencia puede ser considerada como una carga positiva totalmente análoga al electrón en la banda de conducción. La velocidad del hueco es equivalente a la del electrón en el mismo nivel de energía.

A temperatura de cero absoluto

( $-273^\circ \text{C}$ ), todos los electrones ocupan los niveles más bajos de energía, la banda de valencia está llena a la energía máxima, y no hay ocupados niveles más altos. El nivel de la máxima energía se llama nivel de Fermi,  $E_f$ , que es aproximadamente constante con la temperatura. A temperatura ambiente, los electrones de un semiconductor se distribuyen entre la banda de valencia y la banda de conducción, y el nivel de Fermi se encuentra en la banda prohibida.

Como el nivel de Fermi es constante a través de todo el silicio, la banda de energía en la unión de la figura 8 está distorsionada, lo que provoca un campo eléctrico sobre la unión. Este es el campo propio de la unión.

Cuando la unión pn de silicio está en equilibrio (sin polarización), la corriente resultante de la difusión de electrones en el lado n,  $I_1$ , es igual a la corriente que producen los electrones que abandonan el lado p. Si se aplica una tensión positiva a la unión (ver figura 8b) el campo propio aumenta; el número de electrones que se difunden desde la región n es entonces mucho más pequeño, ya que hay muy pocos electrones que tengan la energía necesaria para saltar el campo propio. Sin embargo, el número de electrones que se mueven desde la región p a la n no se ve afectado, ya que estos electrones no encuentran campo que se les oponga. Por tanto, hay un flujo neto de corriente, aunque está limitado por el reducido número de electrones de la región p. Si se invierte la po-

laridad de la tensión aplicada (figura 8c) el campo propio se reduce, el  $I_1$  es grande, ya que el número de electrones en la región n también es grande. Como antes, la corriente  $I_2$  desde la región p a la n no se ve afectado. La corriente neta se hace grande, y corresponde a la polarización directa. La corriente neta,  $I$ , en las condiciones de polarización directa está determinada por la expresión exponencial:

$$I = I_0 [\exp (eV/nKT) - 1] \quad [3]$$

donde  $I_0$  es la corriente inversa de saturación, y  $e$  es la carga del electrón,  $V$  la tensión aplicada,  $n$  es un factor entre 1 y 2 que representa la desviación de las características del diodo ideal,  $K$  la constante de Boltzman, y  $T$  la temperatura absoluta.

En una célula solar de silicio, en ausencia de luz incidente (el denominado estado de oscuridad), la expresión para la corriente en oscuridad,  $I_d$ , es idéntica a la de  $I$  en la fórmula [3].

Cuando la célula es iluminada, una corriente generada fotovoltáicamente,  $I_{ph}$ , fluye como corriente inversa de la unión. Esta corriente es directamente proporcional a la intensidad de la iluminación. Como se ve en la figura 11, la corriente neta,  $I$ , está dada por:

$$I = -I_{ph} + I_d =$$

$$I = -I_{ph} + I_0 [\exp (eV/nKT) - 1] \quad [4]$$

La tensión  $U_i$  sobre la carga y la corriente  $I_1$  a través de la misma produce una potencia  $P_o$  que es igual a  $U_1 \times I_1$  o  $I_1^2 \times R_1$  como resultado directo de la luz incidente que llega a la célula. Finalmente, la figura 12 muestra que la sensibilidad de una célula de silicio es mucho mayor a longitudes de onda cercanas a  $0,8 \mu\text{m}$ , es decir, en la parte baja de la banda de luz visible, cerca de la región de los infrarrojos. La atmósfera terrestre desplaza el espectro ultravioleta de la luz solar hacia el azul, lo que explica que una misma célula solar pueda tener en el espacio una potencia sensiblemente diferente de la que tiene sobre la superficie. ■

**Bibliografía:** *Physics of atoms and molecules*; B. H. Brandsden y C. J. Joachain.

*Quantum physics of atoms, molecules, solids, nuclei, and particles*; R. Eisberg y R. Resnick.



*Termómetro electrónico automático y fiable que indica la temperatura sobre un panel digital sin la necesidad de baterías o fuente de alimentación.*

# TERMÓMETRO SOLAR

## Introducción

El termómetro descrito en el presente artículo se alimenta por medio de una célula solar amorfa. En contraste con otros tipos de células solares, este tipo de células emplean una estructura de silicio no cristalino. Las células solares amorfas se fabrican controlando la deposición de silicio sobre una superficie cristalina, la cual constituye la superficie superior de la célula. El método de fabricación es relativamente sencillo y de bajo coste, pero tiene el inconveniente de generar células

con una eficiencia relativamente baja.

La estructura básica de una célula solar amorfa se puede observar en la figura 1. El conjunto se compone de 3 células conectadas en serie y fijadas sobre una superficie cristalina. Cada fotón que se introduce en una célula origina una liberación de un electrón del átomo de silicio. Esta liberación genera una energía eléctrica, que puede emplearse para alimentar el circuito del termómetro, suponiendo, por supuesto, que incide energía luminosa suficiente sobre la célula solar.

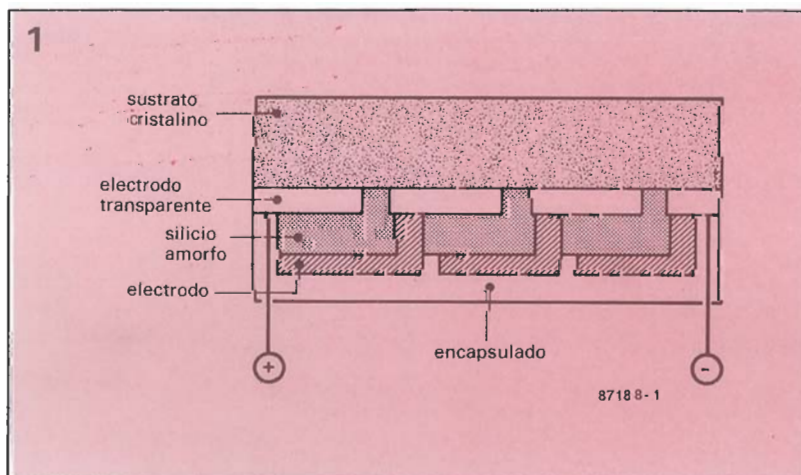
## Descripción del circuito

Tomando como referencia el diagrama del circuito dado en la figura 2, podemos observar que el sensor de temperatura es el circuito integrado IC2. Éste es el bien conocido sensor de precisión para temperatura centígrada, modelo LM35CZ de National Semiconductor. Encapsulado en un formato TO92, este dispositivo ofrece una tensión lineal de salida de  $10,0 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ , no necesitando calibración o ajuste externo, y con un margen de fiabilidad de  $\pm 0,25^{\circ}\text{C}$  a temperatura ambiente y  $\pm 0,75^{\circ}\text{C}$  en el margen de temperaturas de  $-40$  a  $110^{\circ}\text{C}$ .

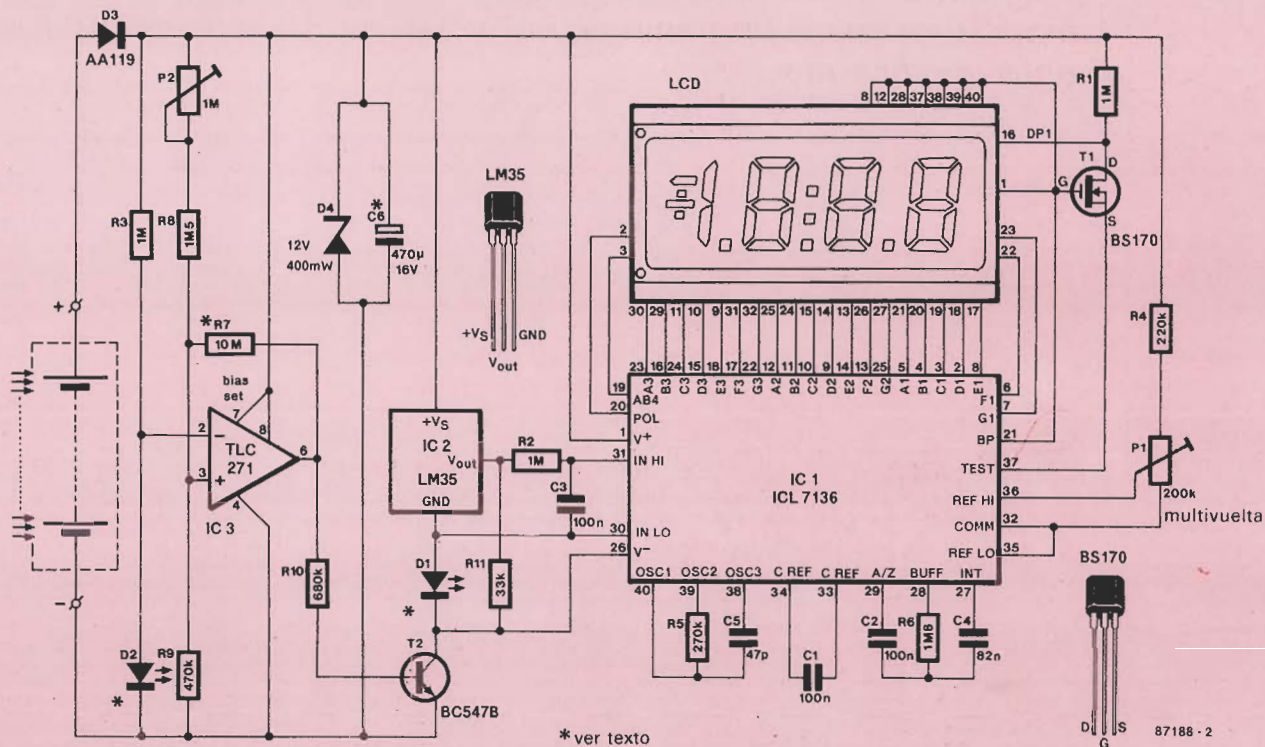
Este circuito está internamente calibrado de tal forma que para una temperatura de  $0^{\circ}$  se obtiene una salida de  $0 \text{ V}$ , por lo que el resto de funciones propias del equipo termométrico se limitan a la realización de un voltímetro, un panel de presentación y un selector de rango.

Todas estas funciones se encuentran combinadas en el circuito integrado monolítico modelo ICL7136 (IC1) y en el cristal líquido de  $3 \frac{1}{2}$  dígitos (LCD).

Figura 1.  
Estructura básica  
de una célula solar  
amorfa.



2



3

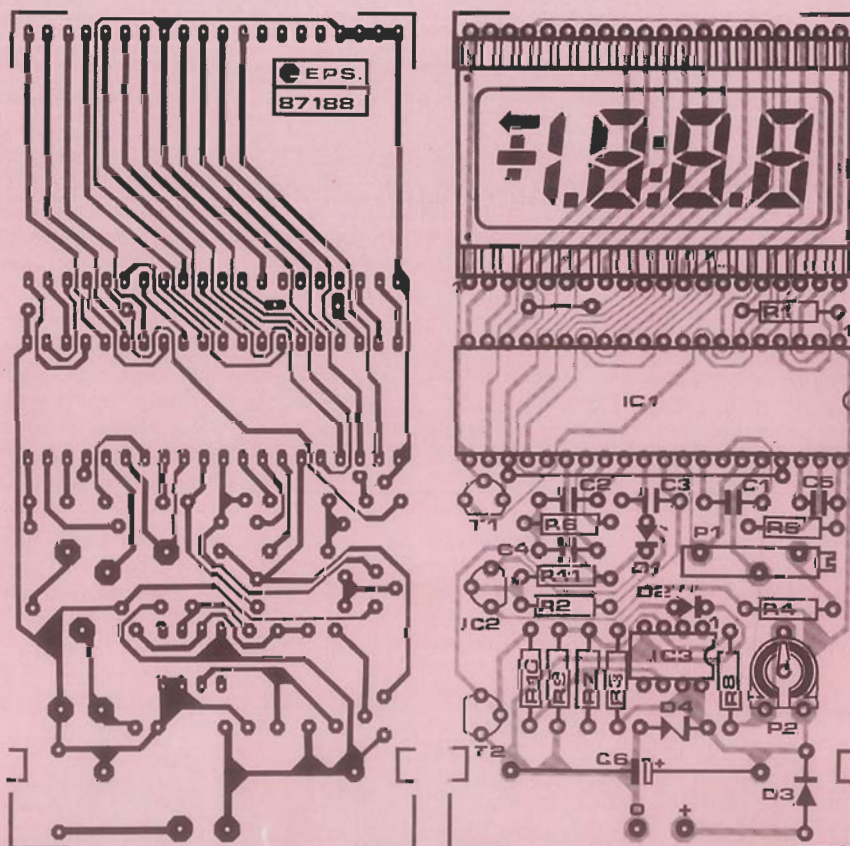


Figura 2. Diagrama del circuito del termómetro solar.

Figura 3. Disposición de pistas y serigrafía de montaje del termómetro solar. El circuito impreso montado se puede ubicar en una caja transparente.





Figura 4. Prototipos del termómetro solar.

## Lista de componentes

### Resistencias ( $\pm 5\%$ ):

$R_1, R_2, R_3 = 1M$   
 $R_4 = 220K$   
 $R_5 = 270K$   
 $R_6 = 1M8$   
 $R_7 = 10M$   
 $R_8 = 1M5$   
 $R_9 = 470K$   
 $R_{10} = 680K$   
 $R_{11} = 33K$   
 $P_1 = 200K$  o ajustable multivuelta  
 $P_2 = 1M$  ajustable horizontal

### Condensadores:

$C_1, C_2, C_3 = 100n$   
 $C_4 = 82n$   
 $C_5 = 47p$   
 $C_6 = 470\mu; 16V$

### Semiconductores

$D_1, D_2 = LED; 3mm; rojo$   
 $D_3 = AA119$   
 $D_4 = diodo zener 12V; 0,4W$   
 $T_1 = BS170^*$   
 $T_2 = BC547B$   
 $IC_1 = ICL7136CPL^{**}$   
 $IC_2 = LM35CZ$   
 $IC_3 = TLC271^*$

### Varios:

Para el display de cristal líquido pueden emplearse los siguientes modelos:

- Mullard: LTD221-C01
- Data Modul/LXD: 43D5R03
- Hamlin: 3901 ó 3902

Célula solar, tensión de 8-12v, tamaño 48x96 mm  
 EPS 87188  
 pila tipo PP3, 9 voltios (opcional)

El oscilador interno de IC1 funciona a la velocidad de reloj más pequeña posible para asegurar un consumo de potencia mínimo del circuito, evitando asimismo el parpadeo de la presentación. La lectura del termómetro se calibra con la ayuda de P1, mientras que los componentes D1 y R11 permiten al sensor ofrecer una tensión negativa cuando la temperatura está por debajo de  $0^\circ C$ . Los diodos LED D1 y D2 no se emplean como fuentes de luz, sino como referencias de tensión estables de 1,6 V que tan sólo requieren corrientes directas de algunos micro-amperios. Los diodos zener estándar dan mejor regulación, pero no son los ideales para esta aplicación, en vista de la, relativamente, alta corriente directa necesaria para una estabilización efectiva.

El circuito realizado en torno a IC3 es un comparador de tensión que desconecta el termómetro, a través de T2, cuando la tensión suministrada por la célula solar está por debajo de 7,0 V. Esta medida de protección previene de forma efectiva lecturas erróneas sobre el panel de presentación: para un funcionamiento correcto, el sensor IC2 necesita una tensión mínima de alimentación de 5,5 V, mientras que la referencia interna de IC1 debe ser alimentada a 7,0 V o más.

El circuito integrado IC3, Trigger-Schmitt, presente en el comparador de tensión, activa T2 de nuevo cuando la tensión de entrada de alimentación es de 8 V, esto es, el circuito está dimensionado con una histéresis de 1 V. El umbral de conmutación se ajusta a 7 V por medio del potenciómetro P2.

El consumo de corriente del termómetro en estado desactivado y activado se fija alrededor de 10 y  $200 \mu A$ , respectivamente. Cuando el circuito está en estado desactivado y existe una luz incidente moderada, la célula solar tan sólo puede aportar  $100 \mu A$ , por lo que C6 se carga a 8 V. En estas circunstancias, el termómetro se activa y circula la máxima corriente que puede generar la célula solar. Esto significa que C6 se descarga: la tensión de alimentación baja a 7,0 V y el termómetro se desconecta de nuevo al cabo de unos segundos. Esta característica de conexión y desconexión automática del termómetro permite efectuar lecturas de temperatura incluso en las peores condiciones atmosféricas.

La histéresis de IC3 se puede aumentar reduciendo el valor de R7 y volviendo a ajustar P2. Se puede incluso emplear un pequeño condensador para C6, con lo que el termómetro se activará rápidamente cuando la intensidad luminosa se incremente.

Finalmente, la función del diodo D7 consiste en limitar la tensión de alimentación a 12 V cuando exista una luz solar muy intensa sobre la célula.

## Realización práctica y ajuste

El circuito impreso para la realización del termómetro solar se representa en la figura 3. El montaje del mismo no debe plantear dificultades, pero deberá tenerse cuidado en el manejo y montaje del cristal líquido ya que éste es muy frágil. No olvide los dos puentes de hilo que hay sobre el circuito impreso.

Antes de montar el circuito sensor IC2, aplique una tensión de +1.000 V sobre los puntos correspondientes a los terminales Vout y GND del sensor. Ajuste P1 para obtener una lectura de  $100^\circ C$  sobre el panel de presentación.

Efectuado este paso, desconecte la tensión aplicada y fije en su posición el sensor IC2.

El conjunto del circuito impreso montado y la célula solar se ubicará en una caja transparente, por ejemplo de metacrilato. El conjunto deberá ser hermético y para ello deberemos emplear algún tipo de resina para cerrar las juntas del cristal y la célula con la caja. El sensor se fijará en un lado de la caja; utilice terminales de wrapping para que la cara del cristal líquido realice presión sobre el interior de la tapa.

Es muy convenientemente efectuar algunos taladros en la caja para evitar que la temperatura interior del termómetro aumente.

La respuesta del sensor a cambios de temperatura rápidos se puede disminuir adosando una pequeña pieza de metal sobre la cara plana de la cápsula TO92.

Si se dispone de algún espacio dentro de la caja empleada, podemos incluir una batería adicional de 9 V, del tipo PP3. Para la selección del tipo de alimentación del termómetro entre batería o célula solar podemos emplear un pequeño conmutador alojado en el lateral de la caja.

*Una introducción a las características de este formato de transmisión de señales de televisión, del que se espera sea el futuro estándar para TV.*

# EL SISTEMA MAC

Lo curioso del nuevo formato MAC («Multiplexed Analogue Components» componentes analógicos multiplexados), es que todo el mundo parece estar esperando que sean los otros los que comiencen a hacer algo con él. Los especialistas de muchas televisiones europeas hace ya tiempo

que se convencieron de que el MAC es superior en cualquier aspecto al PAL, SECAM, y, desde luego, al NTSC; prepararon las características técnicas deseables, y realizaron muchos ensayos para comprobar el rendimiento del MAC en los enlaces por satélite y las redes por cable. A pe-

sar de todo ello, el sistema no está siendo tan empleado actualmente como se desearía, o cabría esperar de sus potentes características. La razón principal de su lenta introducción no está relacionada con sus prestaciones técnicas, que son el principal interés de este artículo, y requerían el estudio de aspectos que nada tienen que ver con ellas. Debido a la utilización dentro de este campo de numerosas abreviaturas y siglas, que normalmente provienen del inglés, hemos preparado una tabla que sirva de referencia para cualquier lector no habituado a ellas.

Para comenzar, nada mejor que estudiar la evolución del estándar MAC. Como se ve claramente en la figura 1, no hay un único estándar MAC, sino una serie de versiones derivadas del sistema original A-MAC, que, al igual que el I-PAL, nunca pasó de las pruebas de laboratorio. El E-PAL (E de extendido), con la IBA, como principal impulsor, fue rechazado por el Government's Advisory Panel en favor del D2-MAC, cuatro años más tarde. El B-MAC fue soportado principalmente por Plessey, para su empleo en estudios de televisión y enlaces de micro-on- das, pero probó su incapacidad para implementarlo en los satélites de TV. El C-MAC tiene tres sub-versiones, desarrolladas y soportadas por diferentes autoridades y operadores de satélites que, desde luego, están insistiendo en las ventajas y aceptación popular de su particular sistema. Es muy improbable que exista pronto entre nosotros un solo formato de transmisión MAC, ya que

Figura 1. Ilustración de los varios formatos de transmisión de televisión existentes.

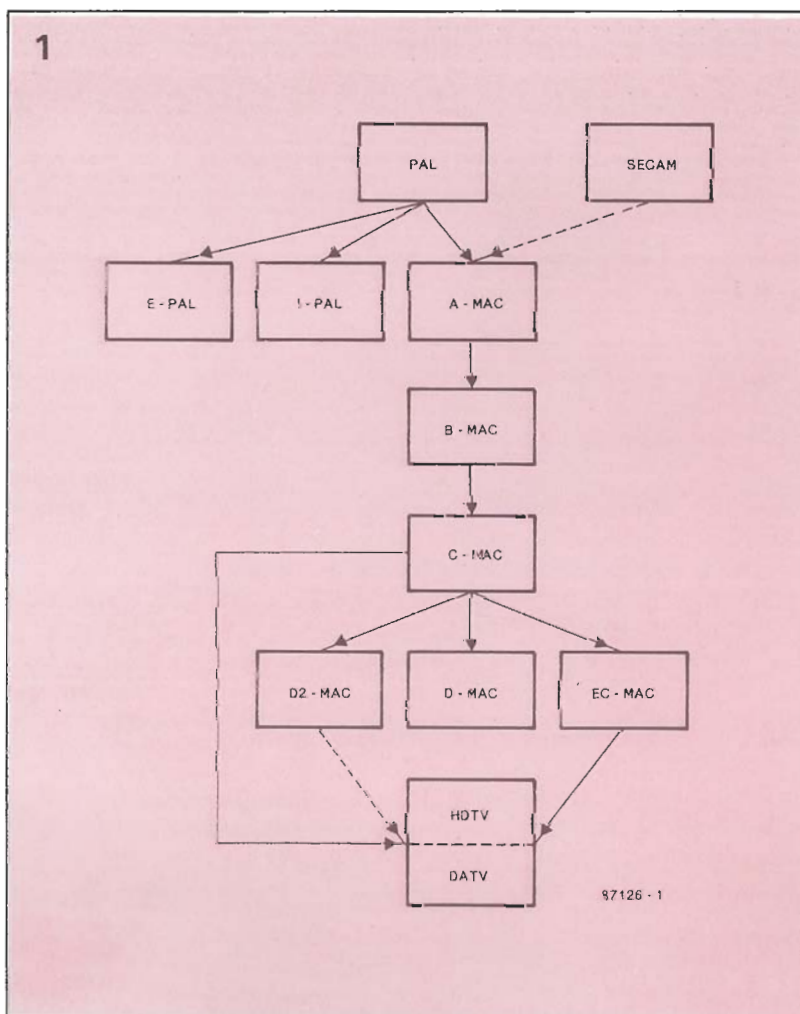


Figura 2. Representación de cómo la señal de D2-MAC realiza su esquema básico de división multiplexada en el tiempo.

Figura 3. Análisis de una imagen en formato MAC. Observe la misión especial de las líneas 624 y 625 (cortesía EBU).



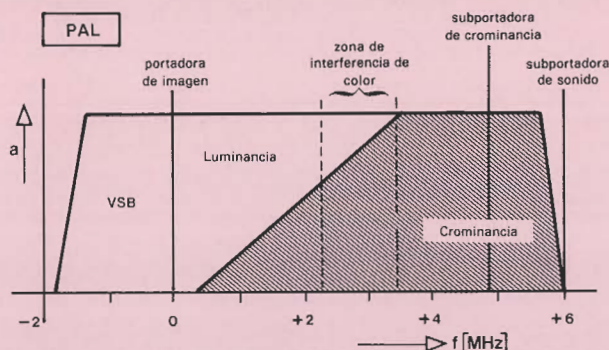
cada uno de los sistemas presenta sus propias ventajas para una aplicación determinada, como se verá más adelante. De las tres versiones del C-MAC, se omitirá la del D-MAC, ya que se trata de una versión optimizada para dis-

tribución por cable, empleando un ancho de banda de 10,5 MHz y VSB en AM, ya que nos centraremos en la transmisión por ondas. Aunque tanto C-MAC como EC-MAC («Enhanced C-MAC», versión mejorada de C-MAC) preten-

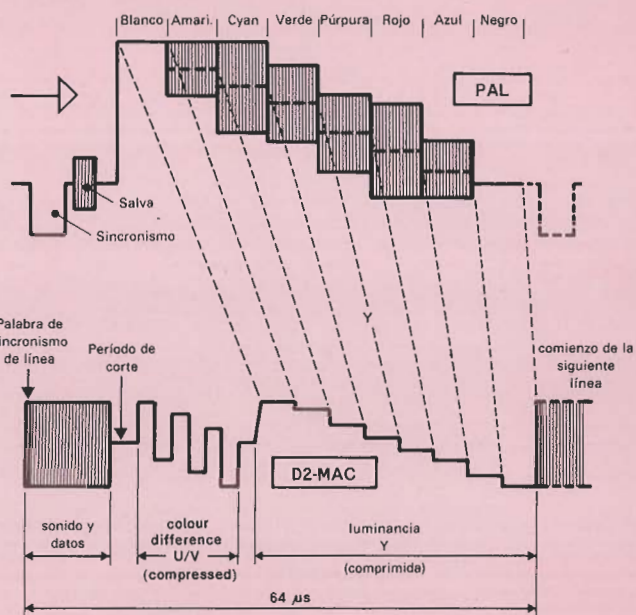
den ser adecuados para el futuro formato de televisión de alta definición, así como el sistema soportado por la BBC británica, el DATV, hay otras, e importantes, consideraciones sobre el asunto, que trataremos a su debido tiempo.

2

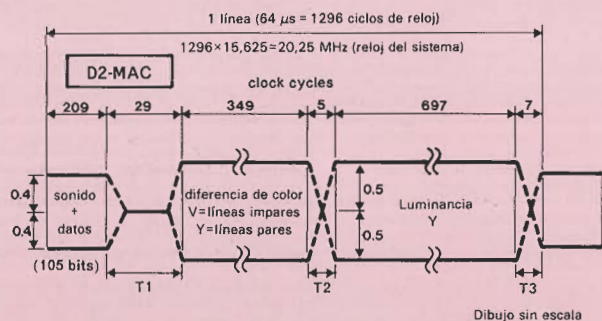
a



b



c

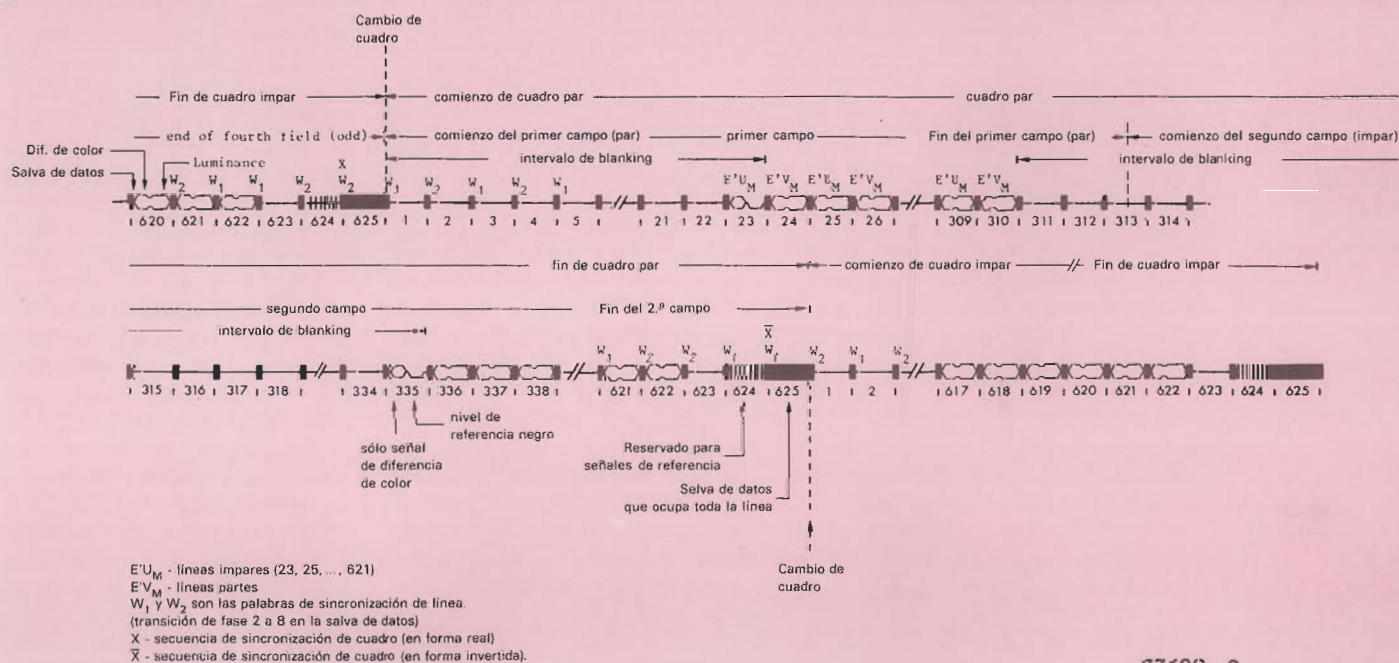


Dibujo sin escala

Notas: cp=período de reloj.  
 $T_1=4$  cps para transición desde el fin de datos.  
 $15$  cps para corte (0.5V).  
 $10$  cps para transición ponderada del período V/V.  
 $T_2=5$  cps para transición ponderada entre el período V/V y el período Y.  
 $T_3=6$  cps para transición ponderada desde el período Y.  
 $1$  cp para transición de datos.

87126-2

3



$E'U_M$  - líneas impares (23, 25, ..., 621)  
 $E'V_M$  - líneas pares  
 $W_1$  y  $W_2$  son las palabras de sincronización de línea (transición de fase 2 a 8 en la salva de datos)  
 $X$  - secuencia de sincronización de cuadro (en forma real)  
 $\bar{X}$  - secuencia de sincronización de cuadro (en forma invertida).

87126 - 3

**Tabla 1. D2-MAC Packet**

D =	indicativo de versión
2 =	factor de división de la tasa de transmisión (bit-rate) respecto a C-MAC.
MAC =	«Multiplexed Analogue Components».
Packet =	los datos y sonido digitales se transmiten como salvas compuestas.

**Características de transmisión multiplexada:**

— Codificación duo-binaria, compatible AM/VSB y FM.	
— Tasa de velocidad instantánea de transmisión igual a la mitad de la de C-MAC.	
— Desviación (FM) recomendada:	13.5 MHz/V; transición de pre-énfasis a 1.37 MHz; dispersión de energía $f(d) = 1/2 f(V) f = \pm 300$ KHz.
— Líneas por imagen:	625
— Líneas con salva de datos:	de 1 a 625
— Líneas con señal de vídeo:	24 a 310 y 336 a 622
— Líneas con señal de luminancia:	Y en cada línea
— Líneas con señal de crominancia:	U en líneas impares, V en líneas pares
— Relación de entrelazado:	2:1
— Relación de tamaño:	4:3 (5.33:3)
— Relación de comprensión de luminancia:	3:2
— Relación de comprensión de crominancia:	3:1
— Frecuencia del reloj de muestreo:	20.25 MHz
— Tasa de transmisión instantánea de la salva de datos (2-4 PSK):	10.125 Mbit/s
— Muestras por línea:	1296
— Muestras de crominancia:	349
— Muestras de luminancia:	697
— Bits por salva de datos:	105 (6 bits de LSW y 99 bits de datos)
— Línea 624:	105 bits y señales de referencia analógica
— Línea 625:	648 bits de datos
	— 6 para sincronismo H
	— 32 para funcionamiento de reloj
	— 64 para VSW
	— 546 para identificación de servicio

## El deseado MAC

Actualmente, la mayoría de los programas de TV vía satélite se transmiten en formato PAL, utilizando modulación analógica de FM y transceptores de baja potencia que operan en la banda de CSS (10,9 a 11,7 MHz). El estándar de televisión D2-MAC sólo se emplea para transmisiones experimentales por el emisor NOS del ECS-1, utilizado por la Europa-TV, mientras que los programas de la televisión nacional sueca son transmitidos en la versión C-MAC mediante el Nordic-1, situado en OP 1 °W.

Los fabricantes de semiconductores decididos a producir una se-

rie de integrados para decodificadores MAC están esperando a que entren en operación los satélites DB mientras que los arrendatarios de canales de emisión están temerosos de escoger un determinado formato MAC debido simplemente a que no existen integrados y conjuntos decodificadores multi-estándar, al menos por el momento. Hasta ahora, parece que sólo ITT Semiconductors ha logrado conseguir las especificaciones previstas para un decodificador de D2-MAC. Las dificultades para colocar en órbita los satélites de Francia, Alemania, Luxemburgo, así como los satélites para DB pan-europeos, y transmitir señales de (E)MAC y/o D2-MAC desde ellos, tienen el

dudoso privilegio de haber concedido más tiempo a los fabricantes de semiconductores para comenzar a actuar y lanzar productos competitivos, que se esperan estén ampliamente disponibles una vez que las primeras señales MAC sean transmitidas a tierra. Hasta entonces sólo hay secretos, especificaciones preliminares y confusión por parte de los operadores de redes por cable y de los usuarios individuales.

## Los inconvenientes del formato PAL

En la señal estándar de PAL, las componentes de luminancia y crominancia están separadas en el campo de las frecuencias, como se ve en la figura 2a. La presencia de la subportadora de crominancia en el espectro transmitido da lugar a una zona de solapamiento con los componentes de luminancia sobre unos 2.5 MHz. El efecto de este solapamiento puede verse en cualquier televisor de tipo PAL como una cambio espúreo de color en zonas donde hay una alta definición de la imagen, y es provocado por los circuitos decodificadores de color que son «confundidos» durante una rápida transición de la luminancia (blanco y negro) por la información de crominancia. Así mismo, interferencias del sonido sobre la imagen, y oscilaciones de la imagen pueden ocurrir fácilmente cuando el receptor de TV no está correctamente ajustado, o cuando el propio transmisor produce intermodulación debido a funcionamiento no-lineal o un filtrado incorrecto.

La figura 2b es una representación simplificada de la estructura en el tiempo de una de las 625 líneas de una señal de prueba de color PAL. La duración de la línea es de 64  $\mu$ s, pero de los cuales sólo 52  $\mu$ s contienen información de imagen, en este caso B barras de color. El tiempo restante (12  $\mu$ s) es el período de retrasado de línea («line blanking»), compuesto por el pulso de sincronismo de línea, los márgenes anterior y posterior, y la salva de color de 4.43 MHz. La imagen en el sistema MAC también consiste en 625 líneas, pero los componentes de la luminancia (Y) y crominancia (U/V) están separados a lo largo del tiempo, transmitidas secuencialmente dentro del tiempo disponible de línea de 64  $\mu$ s. La fi-



gura 2d muestra que los componentes analógicos Y y U/V se extraen de la señal de entrada compuesta, comprimida en el tiempo, y multiplexados junto con una salva de datos; de ahí el acrónimo de MAC. El proceso de comprensión en el tiempo puede ser realizado digitalmente o por medios analógicos (dispositivos CCD, principalmente), pero ambos métodos implican inevitablemente un aumento de la banda pasante en la señal de la banda base. Veamos, por ejemplo, la componente Y: la señal en PAL y D1-MAC tiene una duración de 52 y 34  $\mu$ s, respectivamente. La relación de comprensión es por tanto de 52:34 3:2, lo que implica que la frecuencia debe ser aumentada por un factor de 0.5, ya que está disponible un período mucho más corto para el mismo número de transiciones de nivel. De forma similar, la señal de diferencia de color, U/V, se comprime con una relación de 3:1. El resultado del esquema de multiplexado en el tiempo se muestra en la figura 2c. Observe que el bloque de datos+sonido es enteramente digital, y que es transmitido en PSK 2-4, un formato de modulación que no será estudiado aquí. Algu-

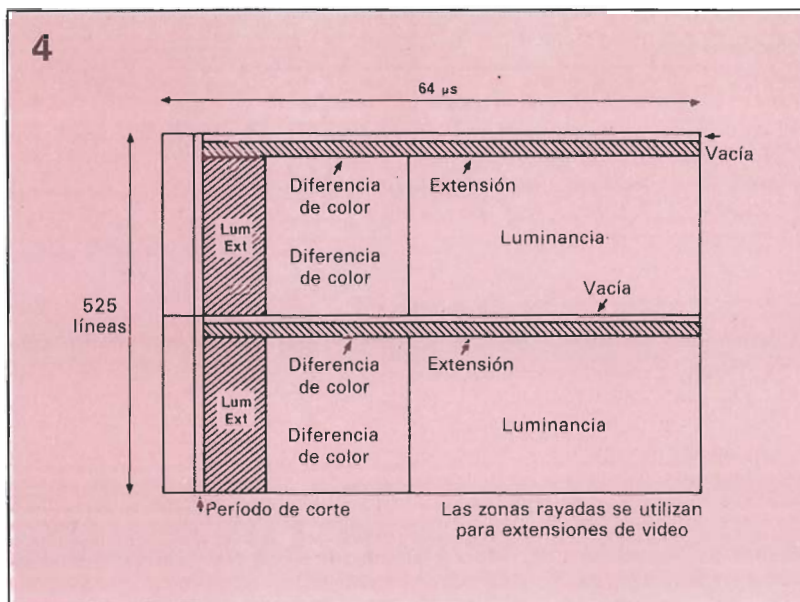


Figura 4. Un cuadro completo de EC-MAC, mostrando que la longitud de la salva datos/sonido es reducida para conseguir una imagen amplia en la pantalla, que puede llevar una información extra de luminancia.

nas líneas de imagen en el D2-MAC están reservadas para aplicaciones específicas (véase figura 3 y consulte las especificaciones técnicas de la tabla 1). La organización de un cuadro completo de imagen en el C-MAC mejorado (EC-MAC) se esquematiza en la figura 4. EC-MAC ha sido específicamente desarrollado pensando en la compatibilidad con el formato de televisión de alta definición de los servicios de

DB, y ha sido apoyado intensamente por la IBA en cooperación con la EBU (European Broadcasting Union), unión europea de televisión).

### Algunos puntos esenciales del MAC

Una discusión de todos los detalles técnicos del C-MAC, EC-MAC, y D2MAC está lejos del pro-

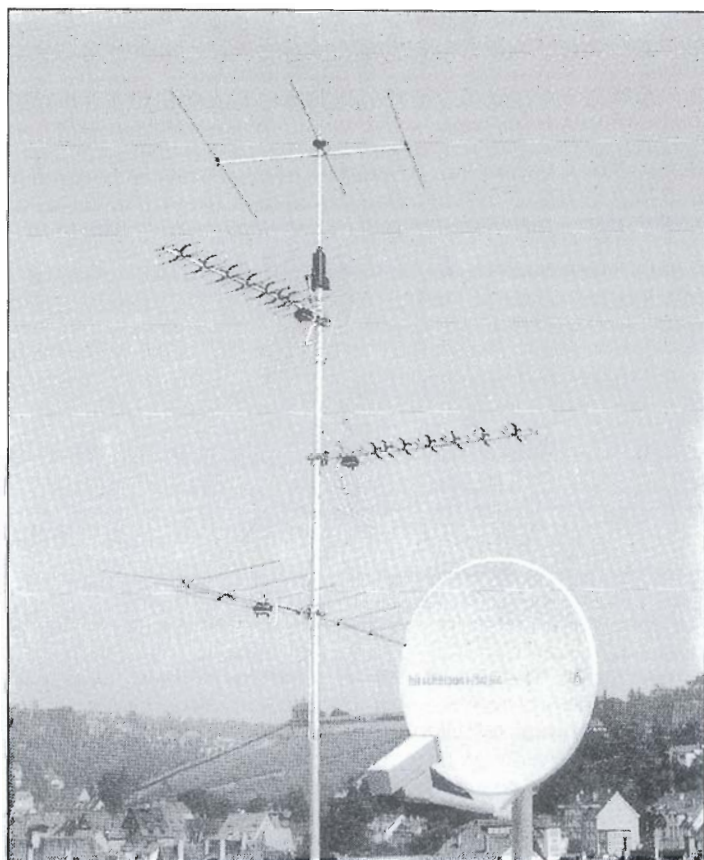
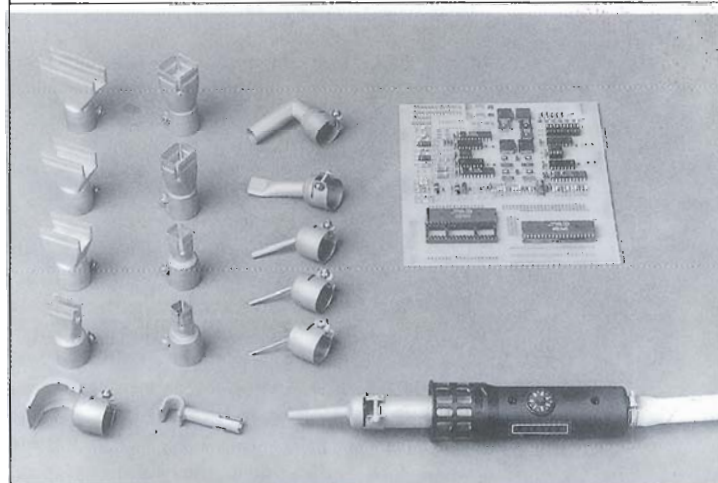


Foto 1. Antenas para servicios de televisión terrestres y de satélite.

## 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

Figura 5. Dos métodos de codificar una señal MAC: doble corte con rotación de componentes (a), y codificación digital del bloque de datos (b).

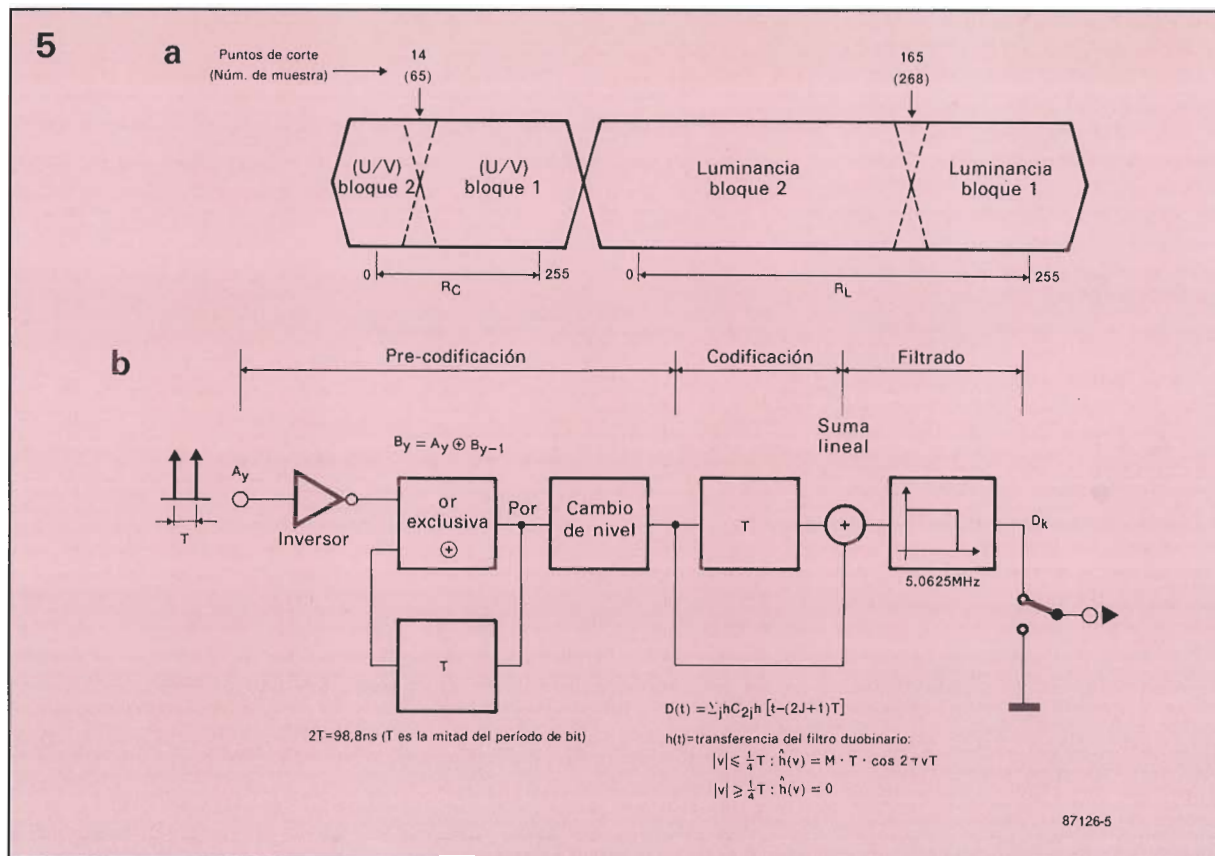
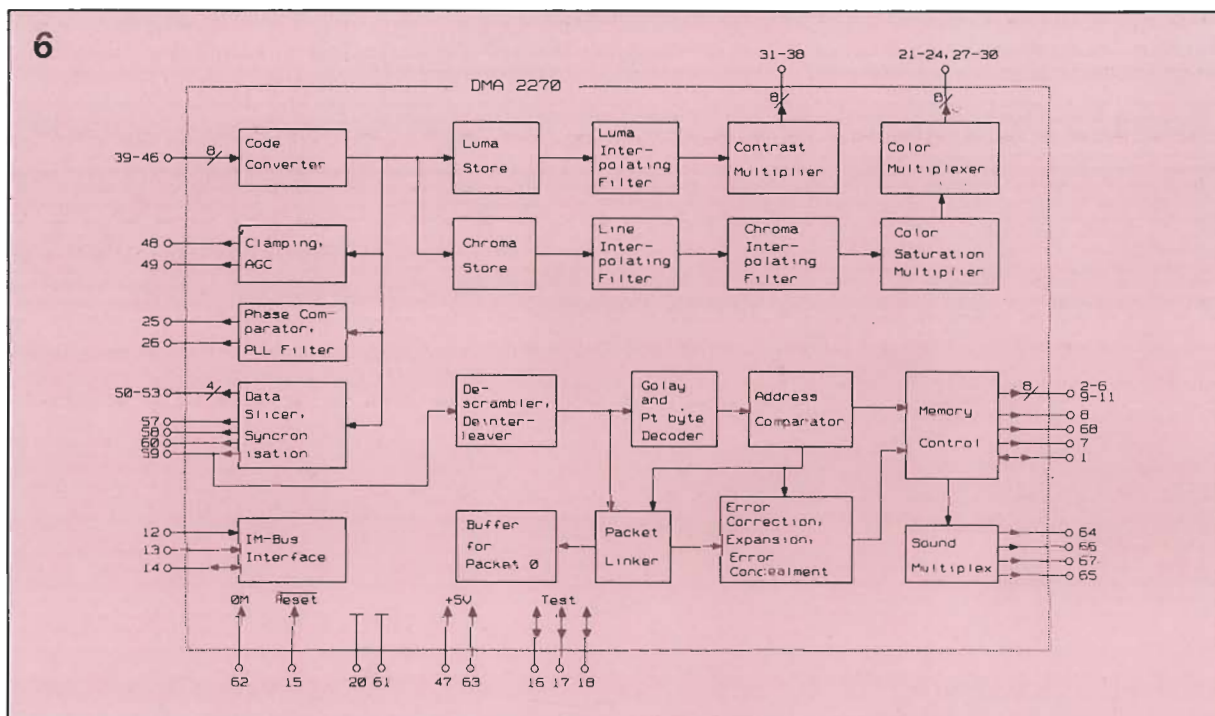


Figura 6. Diagrama de bloques de decodificador D2-MAC modelo DMA2270 (cortesía ITT Semiconductors). Ver Elektor 84, mayo 1987, págs. 52-56.



pósito de este artículo, y los lectores interesados pueden consultar la bibliografía reseñada al final del artículo. Unas cuantas consideraciones sobre la composición de la señal ayudarán a comprender las implicaciones de un formato basado esencialmente en transmisión digital. La discusión se aplica tanto al D2-MAC como al C-MAC.

*Sincronización:* Cada salva de

datos contiene una de las dos palabras de 6 bits que definen la sincronización de línea (LSW, «Line Synchronization Word», palabra de sincronización de línea, ver figura 3) de la siguiente manera:  $W1 = 001011$ , mientras que  $W2 = \neg W1 = 110100$ . El procesador de datos del decodificador MAC toma en cuenta las muestras de cada línea, y dispone el circuito apropiado en el ajuste de

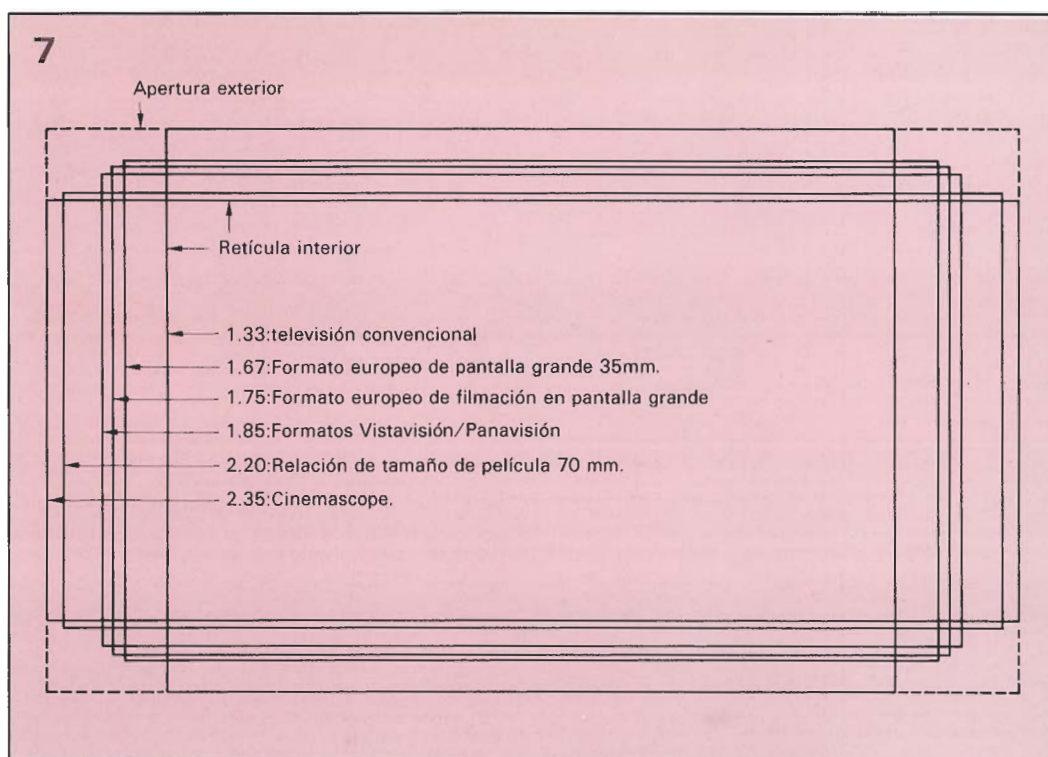
la televisión cuando se reconoce una LSW. El patrón de las LSW en el salto de un cuadro a otro (par/impar) también proporciona información del entrelazado. La salva de datos en la línea 625 contiene una secuencia de sincronización de cuadro que sigue inmediatamente a las LSW, y que está definida como 4 bytes conteniendo un 55h (hexadecimal) seguido por los 64 bits de FSW



(«Frame Synchronization Word», palabra de sincronización de cuadro) 65AEF3153F41C246h. Esta palabra corresponde a los cuadros pares, siendo invertida en los impares, de forma análoga a lo que se hace con el LSW.

**Codificación:** Cualquiera que sea la versión, el formato MAC es inevitablemente asociado por los espectadores con métodos extremadamente complejos de codificación. El hecho de que los componentes U/V e Y de la imagen estén separados en el tiempo, en lugar de estarlo en frecuencias, hace posible el empleo de dos efectivos métodos de codificación. Uno consiste en definir los denominados «puntos de corte» por lo cual los componentes U/V e Y se cortan en dos trozos que se trasponen dentro del período relevante. Para restaurar la imagen a su forma correcta, esto es inteligible para el aparato normal de televisión, los puntos de corte (esto es, el número relativo de muestra) deben ser identificados para reconstruir el esquema en el tiempo mostrado en la figura 2c. Los puntos de corte dentro de los períodos  $R_c$  y  $R_1$  se derivan de un generador de secuencia pseudoaleatoria de 16 bits, cuya clave de validación sólo es conocida por los sistemas receptores autorizados. El método mostrado en la figura 5a se denomina «doble corte con rotación de componentes», por razones obvias (hay que hacer notar que los puntos de corte mostrados en las figuras son únicamente a título de ejemplo, y no extraídos de ningún caso real en concreto). El segundo método de codificación disponible en el sistema MAC consiste en hacer que el bloque de datos PSK sea ininteligible para el receptor. Los bits pueden ser procesados como se ven en la figura 5b: una secuencia binaria pseudoaleatoria se suma, en módulo 2, al flujo digital de datos y sonido, de forma que se necesita una adecuada clave de autorización para el correcto procesamiento de los datos en el receptor. El bloque de datos permite a los operadores de satélite incorporar no sólo sistemas de «pago por utilización» sino también control de titulares, sonido multicanal, teletexto selectivo, señales de control para el comando automático de vídeos y registro de estado de los espectadores.

**Sonido:** Contrariamente a los sistemas convencionales de transmisión de sonido, el estándar MAC utiliza un formato mul-



ticanal, totalmente digital, de audio. Como se ha comentado anteriormente, no se emplean subportadoras; en lugar de ello, la transmisión se conmuta en RF desde la señal de FM a 20.25 Mbit/s (C-MAC) o 10.125 Mbit/s (D2-MAC) modulada en PSK 2-4. Los 99 bits de datos en las líneas 1 a 623 se combinan en 82 paquetes de 751 bits, y se entrelazan a intervalos de 94 bits. Un paquete es por tanto una combinación de datos y sonido, consistente en 23 bits de cabecera, un paquete de 8 bits de códigos para distinguir entre dos tipos de sonido y datos, y 720 bits de sonido o datos. Un código Golay de corrección cíclica de errores se implementa en la cabecera para asegurar un correcto reconocimiento del paquete cuando la recepción se ve alterada. C-MAC y D2-MAC soportan 8 y 4 canales de sonido de alta calidad, respectivamente ( $S/N > 80$  dB con  $C/N > 18$  dB), pero se pueden manejar más canales cuando estos son comprimidos (comentarios multilingües).

**Compatibilidad:** Todas las versiones de MAC son totalmente incompatibles con PAL y SECAM. Esto significa que los decodifi-

cadores MAC son en esencia interfaces de conversión, que realizan todas las funciones comentadas, y además procesan y expanden los componentes U/V e Y para dar la longitud y contenido adecuados para el receptor de te-

**CIMEX**  
ELECTRONICA

DISTRIBUIDOR OFICIAL

**commodore**  
COMPUTER

**TODA LA GAMA DE ORDENADORES  
Y PERIFERICOS COMMODORE**

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

**DISKETTES Y ARCHIVADORES**

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

**SERVICIO TECNICO DE REPARACIONES**

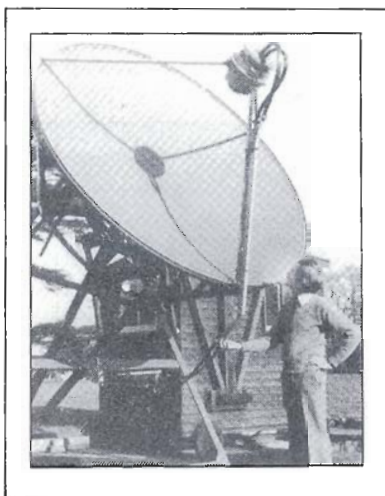
**CONDICIONES ESPECIALES PARA DISTRIBUIDORES**

SOLICITE NUESTRO CATALOGO  
ENVIOS CONTRA REEMBOLSO

CALABRIA, 23 ENT. 4.º

08015 BARCELONA T. 93-424 34 22

Foto 2. La estación de la BBC para prueba de emisiones por satélite en Kingswood Warren.



levisión PAL/SECAM. Sin embargo, inevitablemente, hay una presión sobre los fabricantes de televisores para llegar a satisfacer un multiestándar, esto es, compatible con PAL—SECAM—D2-MAC—C-MAC—EC-MAC, equipado con procesadores de audio de alta calidad. El primer paso hacia el propuesto receptor de televisión totalmente digital ya ha sido dado por ITT Semiconductor. El diagrama funcional de su modelo decodificador para D2-MAC, DMA2270 VLSI, aparece en la figura 6. Desgraciadamente, este dispositivo no está disponible todavía.

**Ventajas sobre el formato PAL:** Para concluir esta sección, damos una sumaria relación de las principales ventajas del MAC sobre el formato PAL (y posiblemente sobre el SECAM y NTSC):

- Excelente calidad de imagen, gracias a la transmisión separada de los componentes de luminancia y crominancia. No hay efectos de mezcla de colores o mezcla de luminancia.

- Toma directa del decodificador desde la salida detectora de banda base de FM.

- Menor ruido de crominancia.

- Mejorada significativamente la relación S/N, para la misma señal de entrada del receptor.

- Capacidad de manejo de 4 u 8 canales de audio con calidad CD.

- Preparado para servicios digitales adicionales en 190 Kbit/s.

- Implementación directa de sistemas de codificación altamente seguros, totalmente digitales, sin necesidad de incrementar el ancho de banda de la banda base.

- Muy adecuado para la incorporación en microprocesadores basados en temporización y sistemas de control remoto.

## MACs, cables y satélites

La coexistencia de C-MAC, D2-MAC y EC-MAC es el resultado de las investigaciones llevadas a cabo en varios laboratorios de televisión. La comparación entre estos formatos se centra en los principales temas que a continuación detallamos:

**Redes por cable:** C-MAC ha sido optimizado para la transmisión desde satélite, cuyo ancho de banda es de 27 MHz. Esto impide, generalmente, que se pueda acoplar a las redes por cable ya existentes, que necesitan una separación entre canales de 8 MHz. La recepción de la señal estándar de C-MAC da como resultado un ancho de banda de vídeo comprimido de 8.5 MHz, que incluye salvas de datos a 20.25 Mbits/s. Si esta señal se modula de nuevo en AM, VSB, el ancho de banda es todavía de 15 MHz, debido principalmente a las salvas de datos/sonido. Cuando el paquete de datos/sonido se codifica en forma duo-binaria, esto es, la señal de datos está en uno de los tres niveles posibles, el conjunto de datos a 20.25 MHz puede ser conducido dentro de un ancho de banda de unos 8.5 MHz, lo cual iguala el ancho de banda del canal de imagen. Esto permite incorporar la señal completa dentro del ancho de banda disponible en los sistemas por cable. El formato así realizado se denomina D-MAC. El D2-MAC es una señal todavía más estrecha que puede ser tomada del D-MAC reduciendo a la mitad la velocidad de los bits en la salva de datos. Este formato da como resultado un ancho de banda, de la banda base, de unos 5.3 MHz, y por tanto puede ser transformado en AM VSB para su empleo en redes por cable cuya separación entre canales sea de unos 7 MHz. Hay que hacer notar aquí que la transformación siempre implica una cierta pérdida de imagen, por lo que será abandonado tan pronto como estén disponibles las televisiones y sistemas por cable de banda ancha compatibles con MAC.

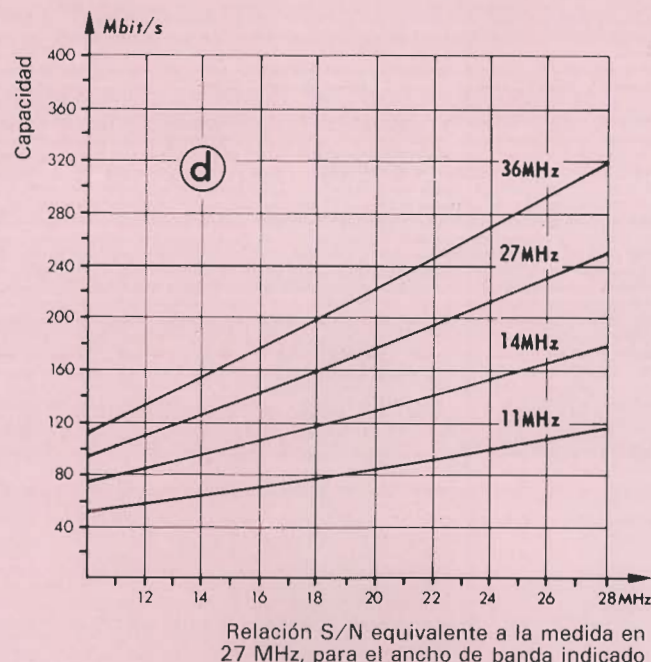
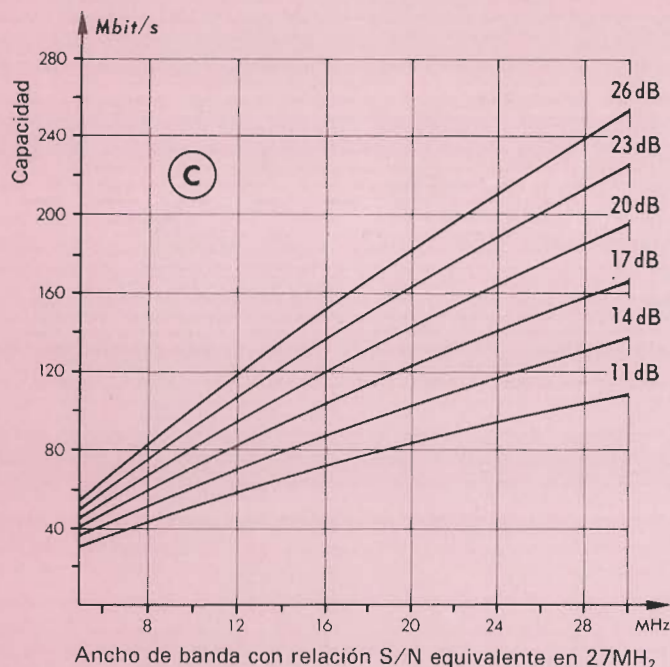
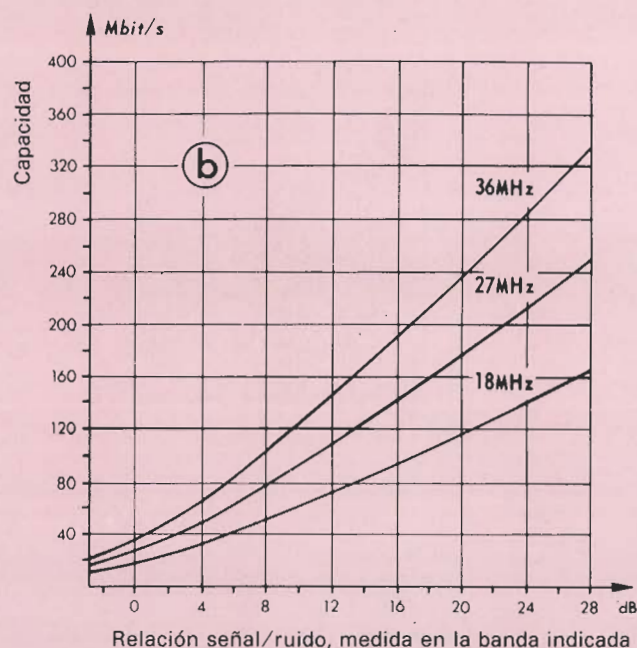
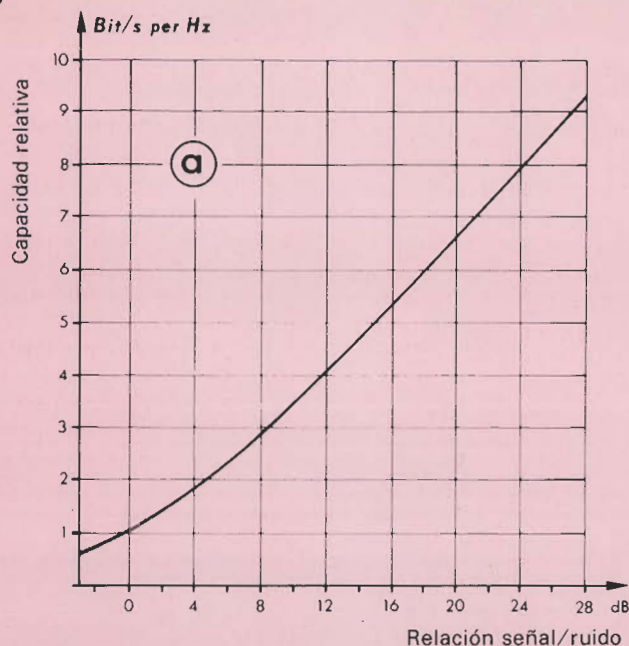
**Satélites:** Claramente, el desarrollo del formato MAC fue iniciado por la necesidad de transmisión de TV con buena calidad desde los satélites geoestacionarios. La EBU recomienda el uso del formato C-MAC en su futuro satélite Olympus, mientras que la IBA propone el formato EC-MAC. La BBC

probablemente aprobará el empleo de D2-MAC, así como el consorcio alemán y francés de DB. La RTL, a través del satélite Astra, propiedad de la SES, empleará el PAL hasta que los decodificadores para MAC estén ampliamente disponibles. Sabiendo que la BBC y la IBA tendrán probablemente asignados varios canales del Astra, este satélite podrá emitir hacia tierra varios formatos diferentes una vez que esté operativo. El ancho de banda de sus emisores debe ser suficiente para conducir los 16 canales simultáneamente sin que se produzcan interferencias por cruces de canales.

## Formatos MAC, HVDT y DATV

Aunque indudablemente se necesita una descripción separada de las características técnicas de los varios formatos propuestos para HDTV, es mejor estudiar la compatibilidad del formato de pantalla grande con los sistemas MAC ya comentados. El éxito de las demostraciones de imagen de alta calidad en pantalla grande, con una relación de 5.33:3, basadas en el estándar de 1125 líneas propuesto por la NHK japonesa, han dado un nuevo impulso a los investigadores enrolados en el desarrollo de un nuevo estándar para pantalla grande, como consecuencia de la relación de tamaño 4:3, dictada principalmente por el tamaño de los tubos de color. Algunas de las relaciones empleadas más comúnmente en pantallas de televisión se ven en la figura 7. El sistema propuesto por la NHK se denomina MUSE, y sus principales características técnicas están descritas en la tabla 2. La pregunta que surge a continuación es cuál de los formatos de transmisión MAC es más adecuado para conducir imágenes de HDTV y pantallas de gran tamaño a través de satélites. Aunque todos los sistemas han sido probados en este sentido y resultan compatibles en algunos aspectos, el formato EC-MAC desarrollado por la IBA parece particularmente prometedor, ya que se afirma que es capaz de proporcionar imágenes de tamaño y calidad comparables a las propuestas por NHK. Esto se debe principalmente a que el EC-MAC hace un uso muy eficiente del tiempo disponible para el paquete de datos/sonido, al precio de un núme-





ro menor de canales de audio. La relación de muestreo es de 27 MHz, mientras que el ancho de banda de la señal de vídeo del EC-MAC es de unos 12 MHz, teniendo en cuenta que la imagen se compone de 625 líneas, y de que la frecuencia de muestreo sin comprimir es de 22.5 MHz. Las pruebas han demostrado que las imágenes EC-MAC con relación 5:3 pueden ser transmitidas empleando los canales convencionales de los DB en la banda de 12 GHz. La reducida capacidad de datos/sonido con respecto a C-MAC es todavía suficiente para trans-

portar 2 canales de sonido de alta calidad. Está asegurado un alto grado de compatibilidad con el estándar MAC, gracias a que la extensión en la izquierda y la derecha de la imagen están señaladas en la línea 625, la línea de identificación de servicios. La IBA declara que la calidad de la imagen en el EC-MAC se aproxima a la de los sistemas de HDTV que emplean unas 1000 líneas, sin la necesidad de llegar a un nuevo e incompatible estándar. Imágenes de C-MAC mejorado (EC-MAC) ya fueron mostradas en la Royal Television Society Convention reali-

zada en Cambridge durante septiembre de 1985, y, posteriormente, a representantes de la prensa y la industria, en el cuartel general de la IBA en diciembre del mismo año.

Sin embargo, la transmisión real de imágenes HDTV de 1125 líneas por los satélites plantea problemas. La razón para ello es que la señal de banda base HDTV sin procesar desde un estudio de televisión, requiere un ancho de banda cercano a los 40 MHz, o lo que es igual, una relación de unos 600 Mbit/s si se transmite digitalmente. Las siguientes conside-

## Abreviaturas y términos empleados en este artículo

AM=	modulación de amplitud.	NTSC=	«National Television System Committee», comité nacional americano de sistemas de televisión.
BBC=	British Broadcasting Corporation, televisión pública inglesa.	OP=	posición orbital.
DBS=	«Direct Broadcast Satellite», satélite para televisión directa.	PAL=	«Phase Alternation Line», líneas con alternación de fase (sistema europeo, excepto Francia, de televisión).
DATV=	«Digital Assited Television», televisión manejada digitalmente.	PSK=	«Phase Shift Keying», cambio de desplazamiento de fase.
EBU=	«European Broadcasting Union», unión de televisiones europeas.	QPSK=	«Quadrature Shift Keying», cambio de desplazamiento de fase de cuadratura.
CCD=	«Charge Coupled Devices», dispositivos de acoplo de cargas.	RTL=	«Radio Television Luxembourg», televisión pública de Luxemburgo.
CSS=	«Communication Satellite Service», satélite para servicios de comunicaciones.	SECAM=	«Séquentiel Couleur A Memoire», color secuencial con memoria (sistema francés de televisión color).
EIRP=	«Effective Isotropic Radiated Power», potencia isotrópica efectiva radiada.	SES=	«Société Européene des Satellites», sociedad europea de satélites.
FM=	modulación de frecuencia.	S/N=	«Signal to Noise ratio», relación señal ruido.
f (V)=	frecuencia de sincronismo vertical (50 Hz).	VCR=	«Video Cassette Recorder», comúnmente denominado vídeo a secas.
HDTV=	«High Definition Television», televisión de alta definición.	VLSI=	«Very Large Scale Integration», integración a escala muy alta.
IBA=	«Independent Broadcasting Authority», autoridad independiente de televisión.	U/V=	Componentes en cuadratura de la señal de crominancia; U=0.49(B-Y) y V=0.88(R-Y).
IARU=	«Independent Association of Radio Unions», asociación independiente de radios.	VSb=	«Vestigial SideBand», Banda lateral residual.
IRT=	«Institut für Rundfunktechnik», Instituto de Telecomunicaciones alemán.	Y=	Señal de luminancia.
NHK=	«Nippon Hoso Kyokay», televisión pública japonesa.	Δf=	Desviación de la portadora de RF en un transmisor de FM.
NOS=	«Nederlandse Omroep Stichting», televisión pública holandesa.		

raciones revelarán que esto excede la capacidad de la banda corriente de 12 GHz, ya que la relación de comprensión de datos necesaria de 10:1 es casi imposible técnicamente.

Shanon definió la máxima relación de velocidad («bit rate»), también denominada capacidad, D, obtenible en un enlace de comunicación con ancho de banda B como:

$$D = B \log_2 (1 + C/N) \text{ bit/s}$$

en la cual C/N es la relación portadora/ruido («Carrier/Noise») expresada en dB. La figura 8 muestra la capacidad del canal en fun-

ción de varios parámetros. Aunque algunas investigaciones han alcanzado unos pocos dB por debajo del límite teórico de Shanon, esto sólo ha sido posible a bajas velocidades de transmisión cuando se da un procesamiento de datos importante en el receptor. Con la alta velocidad necesaria para la HDTV, será muy difícil, si no imposible, alcanzar la mitad del límite señalado por Shanon. Podemos considerar dos ejemplos para ilustrar la previsible dificultad de la transmisión de una señal totalmente digital de HDTV:

B=30 MHz y C/No=94.3 dB;  
D=195 Mbit/s  
B=19.18 MHz y C/No=94.3 dB;  
D=125 Mbit/s

C/No es la densidad de ruido espectral expresada en dB/Hz, que puede verse como igual a la relación C/N de 20 dB en 27 MHz. Suponiendo que las capacidades D puedan ser alcanzadas, el límite se sitúa entre 60 y 100 MHz, dependiendo del máximo grado previsible de interferencia.

Las señales QPSK han permitido llevar a cabo transmisiones de unos 34 Mbit/s, mientras que la extensión relativamente pequeña a 8-PSK debería permitir alcanzar los 51 Mbit/s. Esto puede ser adecuado para la HDTV si se aplica una reducción del ancho de banda de 3:1 en los sistemas ana-

lógicos, y una reducción de velocidad (comprensión) de 10:1 en sistemas totalmente digitales. En cualquier caso, el ancho de banda resultante está todavía lejos de la capacidad de los DB existentes hoy día, cuyos canales están repartidos a intervalos regulares de 19.18 MHz, y en los que el ancho de banda de RF del emisor no debe exceder de unos 35 MHz para asegurar un aceptable nivel de interferencia. Concluyendo, la HDTV totalmente digital de 1125 líneas es actualmente imposible de implementar en los DB con banda de 12 GHz; algunos experimentos se han realizado para valorar las características de atenuación y propagación de las bandas más altas reservadas a los DB, por ejemplo 23, 42 y 85 GHz. Los resultados son válidos para la temperatura climática media europea, y aparecen en la tabla 3. Observe que las bandas mencionadas no están disponibles en todas las regiones IARU del mundo. Basándose en estos datos, así como en las figuras EIRP de los satélites y las características de los enlaces descendentes, se ha realizado los cálculos. Dependiendo de las suposiciones realizadas para el ancho de banda, diámetro de la antena del receptor, y el mínimo factor de calidad, la potencia radiada es, previsiblemente, del orden de 750 W a 1500 W por canal en la banda de

Tabla 2

Atenuación y polarización cruzada para diferentes bandas de frecuencia

Frecuencia (GHz)	12	23**	42**	85*
Porcentaje del peor mes (1%)	99 99.9	99 99.9	99 99.9	99 99.9
Atenuación (dB)	1.5 4.5	4.5 13.5	11.6 35	19 57
Polarización cruzada (dB)	30 20	25 15	24 13	— —
Temperatura del aire (K)	85	200	270	—

\* Los valores indicados no son exactos; no hay datos disponibles para polarización cruzada en 85 GHz.

\*\* La polarización cruzada debida a cristales de hielo es un fenómeno todavía bastante desconocido, por lo que se debe prestar atención al empleo de estas frecuencias con polarización ortogonal.



23 GHz, y entre 12 y 15 KW para los canales de 42 GHz. Evidentemente se necesita una regulación de las autoridades televisivas para impedir oportunamente un reparto demasiado próximo de los canales para los 40 a 50 MHz de separación en los servicios de HDTV. Desgraciadamente, el calendario de planificación internacional de frecuencias es tal que hace imposible la realización de HDTV en 23 GHz antes del comienzo del próximo siglo. La BBC ha propuesto recientemente el concepto de DATV, cuya principal ventaja radica en la muy efectiva reducción del ancho de banda de las señales de HDTV originadas en los estudios de TV. El empleo del DAT hace posible efectuar los procedimientos de reducción de ancho de banda a nivel del estudio, y hacer que el receptor conozca continuamente, a través del canal de datos, la organización de las partes específicas de la imagen. La importancia del DATV es que permite conseguir una mejora significativa en la calidad de las imágenes de HDTV que puede ser manejada por canales relativamente estrechos de los DB, haciendo pues un uso muy eficiente del espacio disponible en el espectro. DATV es totalmente com-

patible con MAC, y puede ser empleado para proporcionar una relación de tamaños de 16:9 con una resolución horizontal ligeramente mayor que la de C-MAC. Al igual que el sistema MUSE, puede emplear los denominados «vectores de imagen» para efectuar elevadas resoluciones espaciales en áreas de la imagen de movimiento predecible.

## Conclusiones

Aunque las primeras señales MAC comenzarán a transmitirse en este año, más o menos, todavía no existe una certeza de cual será el formato utilizado. En este aspecto, es de esperar que los fabricantes de semiconductores deberán suministrar integrados de codificadores multiestándar para MAC, basados en la información de diseño proporcionada por los departamentos de investigación y diseño de las diversas autoridades televisivas mencionadas anteriormente. Al igual que para la HDTV el principal papel de los investigadores en este campo será el de realizar futuros estudios sobre compresión de banda base, una fuerte reducción de la tasa de

transmisión (bit-rate), y los caminos para mejorar y ampliar la capacidad de almacenamiento de cuadro de los dispositivos actuales. La IRT en cooperación con la EBU tiene prevista una serie de pruebas con HDTV durante este y el próximo año, empleando emisores experimentales desde los satélites Olympus y Kopernikus. ■

## Bibliografía

1. *Specification of the systems of the MAC/Packet family*. Document Tech. 3258, disponible a través de la EBU Technical Center, Avenue Albert Lancaster 32, B-1180 Bruselas, Bélgica.

El precio es de 2.000 francos belgas, incluidos gastos de envío por correo.

2. IBA Technical Revue n.º 21: *Compatible Higher Definition Television*. Disponible a través de la Independent Broadcasting Authority, Engineering Information Service, IBA Crawley Court, Winchester, Hampshire SO21 2QA, Inglaterra.

3. *EBU Review (technical) n.º 219* (special issue on HDTV). Para disponibilidad, ver referencia 1.

# EN ELECTRONICA: LA MEJOR REVISTA DEL MERCADO ACTUAL

El medio ideal para  
conectar con los  
profesionales del sector.



**ELECTRONICA  
ACTUAL**

REVISTA DE ELECTRONICA  
PROFESIONAL, COMPONENTES,  
INSTRUMENTACION Y TECNOLOGIA

*Aquí tenemos un montaje pensado para todos los que se sirven de acumuladores (de plomo o Cadmio-Níquel) y que no tienen siempre un enchufe cerca. Gracias a este cargador puede recargar sus baterías en cualquier sitio: en el coche, en el tractor, en un barco, etc.*

# CARGADOR ALIMENTADO POR BATERÍAS

## Con un convertidor-regulador integrado

¿Por qué hace falta un cargador especial cuando se trata de cargar una batería con otra batería? Para cargar una batería de plomo hay que aplicar una tensión de carga superior a la tensión nominal a fin de forzar la corriente inicial. Si se carga una batería con otra batería, esta condición no cambia. Por ello necesitamos un regulador sin pérdidas propias que se encargue de vigilar el proceso de carga y estabilice la tensión de carga en un rango establecido. Para cumplir con estos requisitos se necesita un convertidor-regulador de alto rendimiento como el que le proponemos aquí. En la figura 1 se ve el principio de funcionamiento. Cuando

el interruptor S está abierto la energía del campo magnético de la bobina L se convierte en energía eléctrica (carga del condensador C).

En detalle lo que pasa es que cuando S está cerrado el incremento de corriente  $i_1$  da lugar a un campo magnético en la bobina L; hay un almacenamiento de energía. En este caso el diodo D está bloqueado. El condensador C se descarga a través de la resistencia de carga R. Si el interruptor S se abre, aparece una tensión de autoinducción en la bobina que da lugar a la corriente  $i_2$ . El diodo se vuelve conductor y el condensador está por así decirlo cargado por la bobina. Por supuesto el control del interruptor S no es el de cualquier proceso mecánico: en realidad S es un transistor de potencia, conmutado periódicamente. El valor de la tensión continua  $U_2$  en los bornes de la resis-

tencia de carga depende de la relación cíclica de la señal de conmutación.

La figura 2 muestra cómo se pasa del principio de la figura 1 a la realización electrónica completa de la figura 3. Se ve que el transistor de conmutación que acabamos de mencionar está integrado en el circuito LT1070. Este circuito contiene igualmente la electrónica de regulación y de control del transistor.

Comenzaremos por la función de regulación de tensión (R30 cortocircuitada y R24... R29 en vacío). La fuente de tensión constante del LT1070 ( $U_{ref} = 1,24 \text{ V}$ ) y la resistencia R3 (1K24) fijan a 1 mA la corriente que circula a través de T2. La tensión de base de este transistor se mantiene por IC4 a un potencial de 2,5 V con relación al polo negativo de la tensión de carga. Si se hace abstracción de la tensión base-emisor del transistor, se eleva cada una de las resistencias R18 a R23 a una tensión de  $U_2 + U_R \text{ V}$ .

El valor de estas resistencias será calculado como sigue:

$$R18...R23 = (U_2 + U_R \text{ V}) / 1 \text{ mA}$$

Para una tensión de carga de 6 V, el valor de la resistencia obtenida es de 7K8 (para  $U_R = 1,8 \text{ V}$ ).

En la práctica, el valor definitivo de estas resistencias será determinado de la forma siguiente:

### caraterísticas técnicas

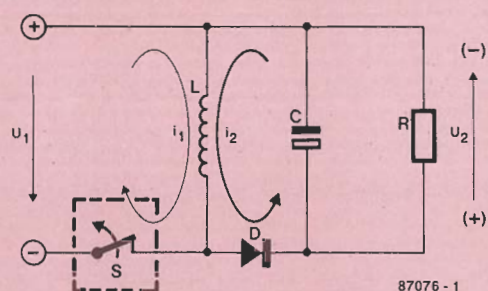
Gama de tensiones de entrada	6...16 V
Corriente de reposo (contador a 0)	45mA
Corriente máxima	3.7 A
(Tensión de entrada = 12 V y corriente de salida = 2,5 A)	
Rendimiento máximo con tensión de salida constante	78%
(Tensión de entrada = 12 V, tensión de salida = 9 V y corriente de salida 1 A)	81%
Rendimiento máximo con corriente de salida constante = 0,4 A	
(Tensión de entrada de 12 V)	
Potencia máxima de salida	20W
Tensión de salida constante (S1 en posición «V»)	
Conmutación mediante S2:	13,8 V/12,0 V/9,0 V/6,9 V/5,0 V/2,3 V
Corriente de salida constante (S1 en posición «I»)	
Conmutación mediante S2:	2,5 A/1,25 A/0,4 A/0,18 A/0,12 A/0,05 A





Figura 1. El principio del convertidor regulador responde a la acción combinada de un interruptor, una bobina y un condensador.

1



2

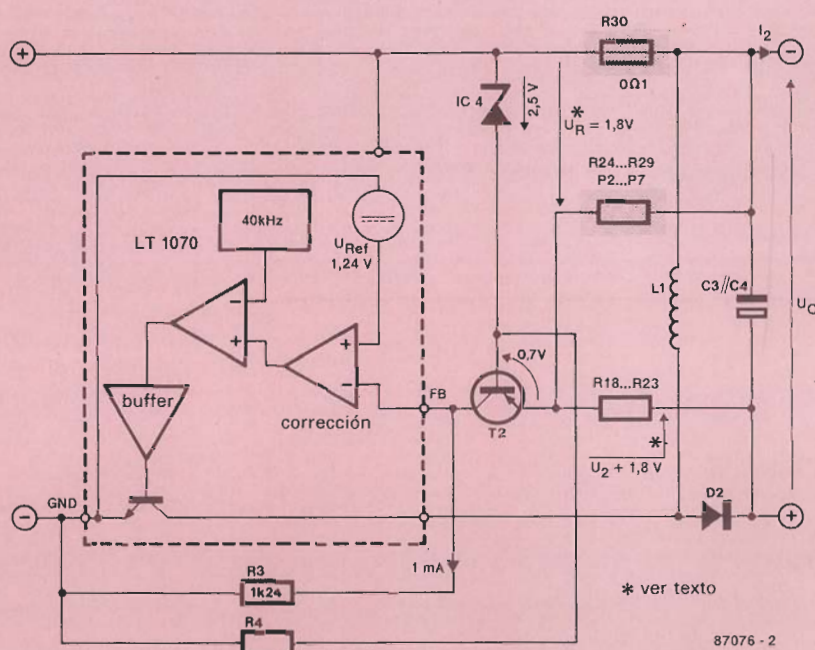


Figura 2. Aplicación esquematizada del circuito LT1070, con regulación de tensión y de corriente.

Tabla 1. Valores de las resistencias R18...R29

S2	Tensión de carga U <sub>2</sub> (V)	Corriente de carga I <sub>2</sub> (A)
a	R23 13,8	R24 2,5
b	R22 12	R25 1,25
c	R21 9	R26 0,4
d	R20 6,9	R27 0,18
e	R19 5	R28 0,12
f	R18 2,3	R29 0,05

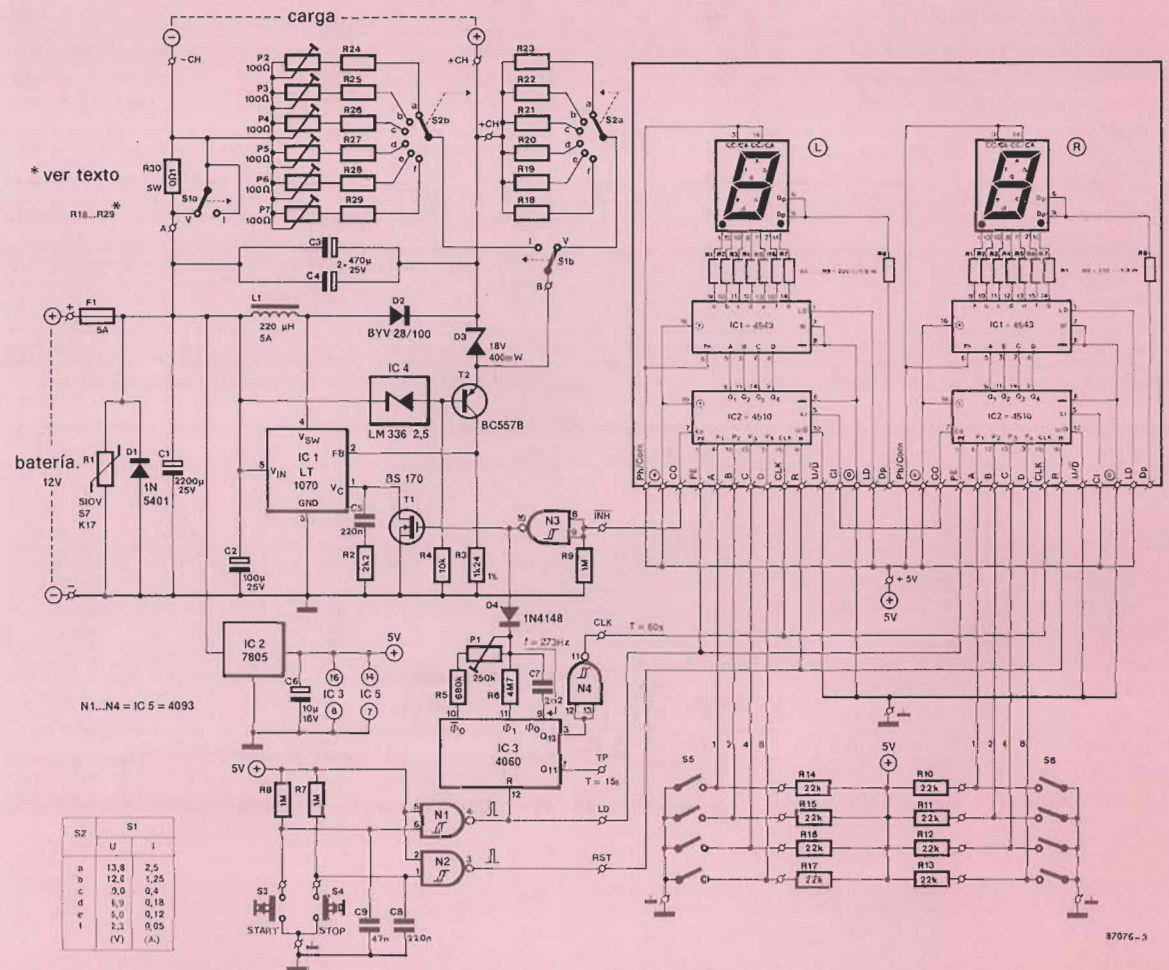
Medir U<sub>R</sub> 1  
 $R18...R23 = (U_2 + U_R) / 1 \text{ mA}$   
 $R24...R29 = [I_2 \cdot R20 + U_R] / 1 \text{ mA}$   
 - 100 Ω

Tabla 2. Capacidad y corriente de carga de baterías de NiCd normales

Tipo	Capacidad (mA)	Corriente de carga (mA)
Pila compacta 9 V TR7/8, 6F22, P11	90	9
Micro R03, AAA, P18	110	11
Pequeña R6, AA, P50	180	18
Reducida R14, C, P180	500	50
	1200	120
	1800	180
Mono R20, D, P400	4000	400

Figura 3. El cargador completo lleva otro regulador, un temporizador y un contador con panel de 7 segmentos con LED.

3





calcular el valor con la ayuda de la fórmula anterior, implantar la resistencia correspondiente para medir la tensión en sus bornes. Supongamos que se mide por ejemplo 1,87 V en lugar de 1,8. El valor definitivo será:

$$R18...R23 = U_2 [V] + 1,87 [k\Omega]$$

Busque el valor de la resistencia más próximo en la serie E96 e implántelo.

La regulación de corriente utiliza R30 como captador de corriente. La corriente de emisor  $T_2$  circula en las resistencias R24...R29 y P2...P7. En este caso las resistencias R18...R23 están por así decirlo fuera de servicio. El valor de R24...R29 será calculado así:

$$R24...R29 = (0,1 I_2 [A] + 1,87 [k\Omega]) - 100W$$

Si la corriente de carga  $I_2$  es de 50 mA, el valor de R29 es de 1,82 k $\Omega$ . Para unas corrientes de carga inferiores a unos 200 mA, no hay diferencia de valor significativo entre las resistencias R26...R29, debido a la pequeña caída de tensión a través de R30 y del comportamiento óptimo de la regulación.

Gracias a los dispositivos de regulación de corriente y de tensión, el convertidor es capaz de compensar las eventuales variaciones de capacidad del acumulador.

## El cargador

El circuito completo del cargador aparece en la figura 3, mientras que el cuadro 2 da los rangos de tensión y de corriente que se obtienen con el conmutador S2; las posiciones a y b permiten cargar acumuladores de plomo y las otras posiciones de este conmutador están previstas para cargar acumuladores de Cadmio-Níquel en corriente de carga constante.

Se ve en el esquema que el aparato incorpora otras funciones además del circuito de regulación ya descrito. El fusible F1, el varistor R1 y el diodo D1 protegen el circuito contra las amplitudes excesivas y contra la inversión de polaridad. Cuando el acumulador fuente está mal conectado el diodo D1 conduce y el fusible F1 salta. Si la tensión del acumulador fuente es demasiado alta durante

un instante, el varistor R1 conduce y vuelve a saltar el fusible.

El diodo Zener D3 protege el acumulador que se carga en el momento del cambio de posición de S2, alejando todo riesgo de aumento excesivo de la tensión de carga.

El poner en S2 un conmutador

especial que establezca el nuevo contacto antes de la apertura del antiguo, es deseable, pero no es imprescindible, gracias a este diodo. El transistor con efecto de campo T1 asegura la puesta fuera de servicio del convertidor regulador al final del tiempo empleado en la carga. El visualiza-

## Lista de componentes

### Resistencias:

R1 = SIOV S7K17 (varistor)  
R2 = 2k2  
R3 = 1k24/1 %  
R4 = 10 k  
R5 = 680 k  
R6 = 4M7  
R7...R9 = 1M  
R10...R17 = 22 k  
R18...R29 = ver texto y tabla  
R30 = 0 $\Omega$ 1/5 W  
P1 = 250 k ajust.  
P2...P7 = 100  $\Omega$  ajust. multivuelta

### Condensadores:

C1 = 2.200  $\mu$ /25 V  
C2 = 100  $\mu$ /25 V  
C3, C4 = 470  $\mu$ /25 V  
C5, C8 = 220 n  
C6 = 10  $\mu$ /16 V  
C7 = 2n2  
C9 = 47 n

### Semiconductores:

D1 = 1N5401  
D2 = BYV 28/100 (Philips)  
D3 = diodo zéner 18 V/400 mW  
D4 = 1N4148  
T1 = BS 170 (ITT, Ferranti)  
T2 = BC 557B  
IC1 = LT 1070 (Linear Technology)  
IC2 = 7805  
IC3 = 4060  
IC4 = LM 336-2,5 (2V5)  
IC5 = 4093

### Varios

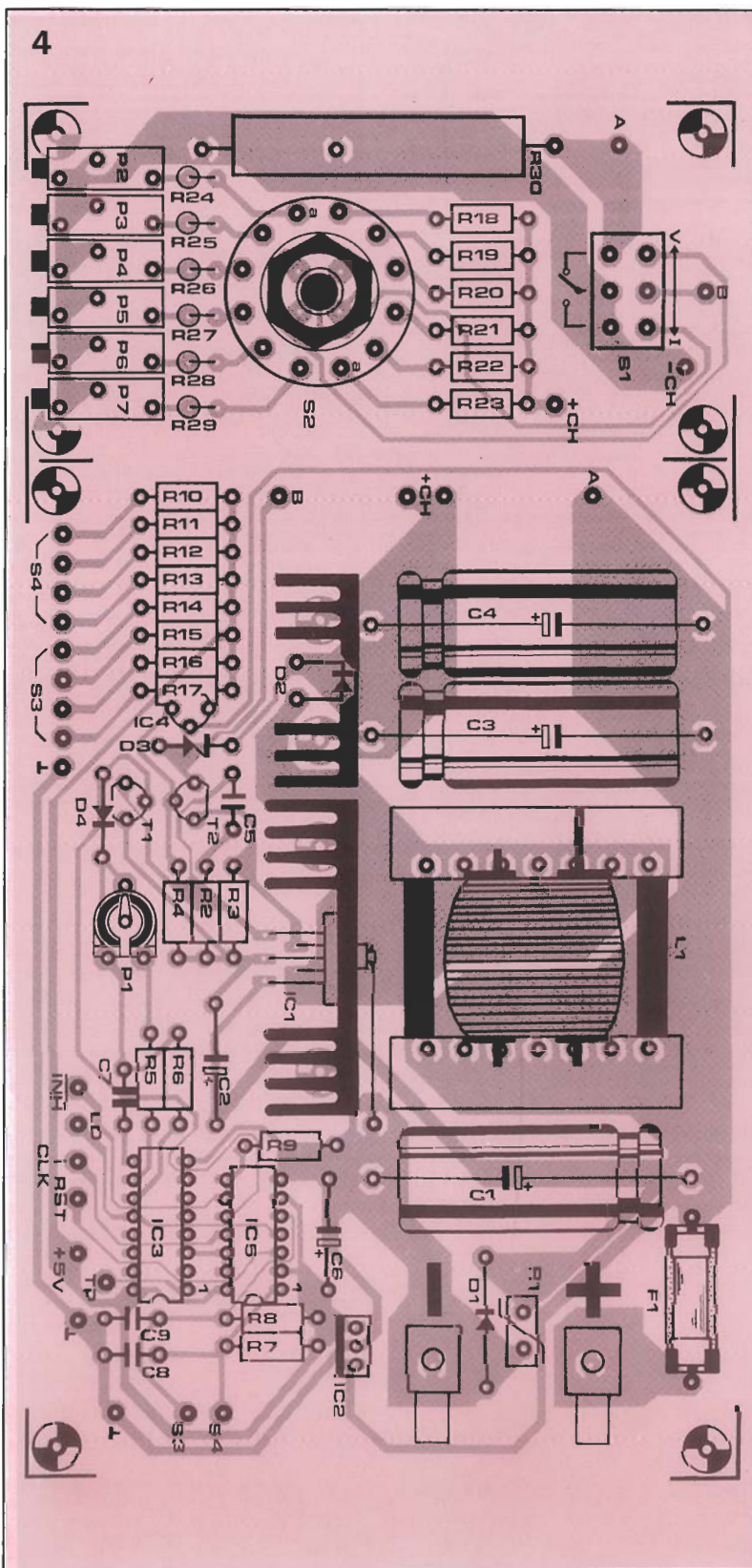
S1 = interruptor doble (4 A)  
S2 = conmutador rotativo de 2 circuitos 6 posiciones  
S3, S4 = pulsadores  
S5, S6 = codificador BCD  
F1 = fusible 5 A con portafusibles para circuito impreso  
L1 = bobina 220  $\mu$ H/5 A (ver texto) radiadores para IC1 e IC2

Este montaje necesita además 2 (6 3) circuitos de

### Semiconductores

IC1 = 4543  
IC2 = 4510  
LD1 = MAN 4410 A (verde) o MAN 4610 A (naranja) o MAN 4910 A (rojo) o MAN 4810 A (amarillo) (General Instrument)

Figura 4. La placa que aquí mostramos puede ser dividida en dos partes. Monte la mitad pequeña paralelamente a la parte frontal del aparato, eso le facilitará el cableado de S1 y S2.





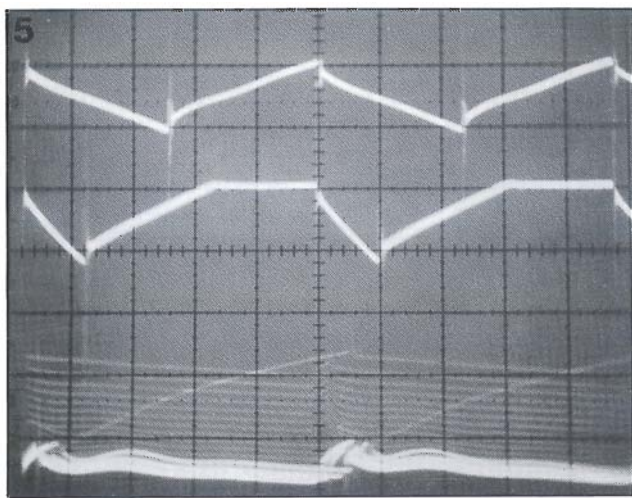


Figura 5. Las tres curvas de corriente a través de la autoinducción muestran un modo de funcionamiento óptimo (arriba) no óptimo (en el centro) y malo (debajo).

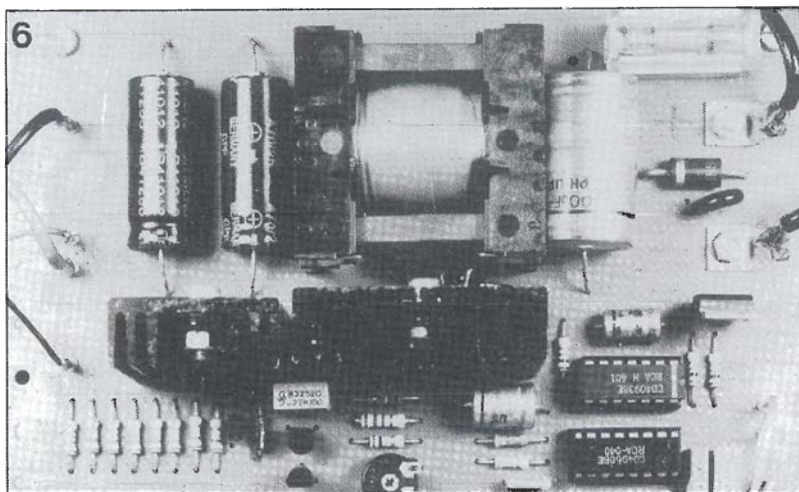


Figura 6. Montaje del diodo D2 en un radiador.

dor de duración de carga se realiza con un módulo que nuestros lectores asiduos habrán reconocido: se trata del contador universal presentado en marzo de 1985 en el *Elektron* n.º página. Con dos etapas de conteo es posible programar ciclos de 99 minutos. Con un módulo suplementario se llega a 999 minutos, lo que representa 16,5 horas. Esto equivale al tiempo de carga normal de los acumuladores Cadmio-Níquel.

Se puede utilizar otro tipo de contador con la señal CLK (variable con ayuda de P1) que genera un impulso por minuto. El botón S3 permite empezar el conteo: IC3 es inicializado y los contadores cargan la información binaria, codificada por el usuario con la ayuda de S5 y S6, y comienzan a descontar (contar a la inversa hasta llegar a cero) a partir de este valor. El transistor T1 pone el convertidor-regulador en servicio y el proceso de carga comienza.

Una presión sobre S4 permite interrumpir la carga en cualquier momento. Con S4, se genera un impulso RST, como cuando el contador llega a cero después del

período de conteo. La señal INH (NOT) se hace activa, y el oscilador integrado en IC3 es bloqueado por D4, mientras que T1 bloquea al convertidor-regulador.

Conviene señalar el hecho de que el valor de la autoinducción L1 es un resultado de compromiso: no se puede obtener una regulación de corriente y de tensión óptimas con un solo valor del self L1 para todos los casos.

El valor de 220  $\mu$ H ha sido probado y verificado en nuestros prototipos y es satisfactorio. Si desea que el aparato dé todas sus posibilidades para ciertos valores de corriente de carga, será suficien-

tencia, en cuyos bordes se conecta un osciloscopio para examinar la señal. El oscilograma obtenido debería parecerse a los de la figura 5. La curva de arriba corresponde a un ajuste óptimo. La curva del centro indica que la corriente de carga es demasiado pequeña para la autoinducción; el funcionamiento no es óptimo. Con la curva de abajo vemos el resultado de un mal ajuste: oscilaciones subarmónicas. Aparecen cuando el acumulador fuente no es capaz de generar la corriente de carga. Este defecto puede corregirse aumentando la inductancia; en nuestro caso significa primeramente un aumento del número de espiras. Pero se puede conseguir el mismo efecto con un espacio de aire, o un aumento del tamaño del núcleo. El núcleo ETD debe poder soportar la potencia más elevada calculada teóricamente. Empiece por el núcleo y monte en él diez vueltas de hilo de cobre esmaltado de 2 mm de diámetro. Si no obtiene los resultados esperados (lo que se traduce en calentamiento excesivo de la bobina) añada algunas espiras con hilo más fino. Una vez que todos los componentes están montados en la placa y que la autoinducción ha sido optimizada, se puede hacer la elección de un circuito de temporización.

Si utiliza el contador universal de Elektor aún tiene que determinar el número de cifras que quiere poner. Si necesita 3, la tercera estará a la izquierda de las de la figura 3. La salida CO (Carry Out) del segundo contador deberá unirse a la entrada CI (Carry In) del tercer contador, y es la salida CO del tercer contador la que generará la señal INH (NOT) para T1. Y no hay que olvidar añadir un cuádruple interruptor S7 o codificador Bcd con 4 resistencias de 22 k.

Para el cableado utilice un hilo de sección conveniente para que las uniones puedan soportar corrientes importantes. Los bornes de carga están marcados +CH y -CH.

En este mismo número encontrará un segundo cargador constituido alrededor del LT1070 alimentado con energía solar.

¡Cuidado! Tenga la precaución de verificar la indicación que está en la serigrafía de componentes para S1 —en ciertos casos I (corriente) y V (tensión) están cambiados— y corrija, en caso de error, la disposición de los calibres.

te seguir las indicaciones dadas en el párrafo siguiente.

## Realización y puesta a punto

Las cosas parecen claras en la figura 4 ¿verdad? La placa lleva dos partes totalmente distintas; una lleva los órganos de control S1 y S2 con las resistencias de calibrado correspondientes y el captador de corriente R30. Esta parte puede ser colocada directamente detrás de la parte frontal del aparato. La otra parte lleva el convertidor-regulador y todos los otros componentes, a excepción del módulo de conteo. Para el diodo Schottky D2 hará falta un radiador, como para IC1 (ver figura 6).

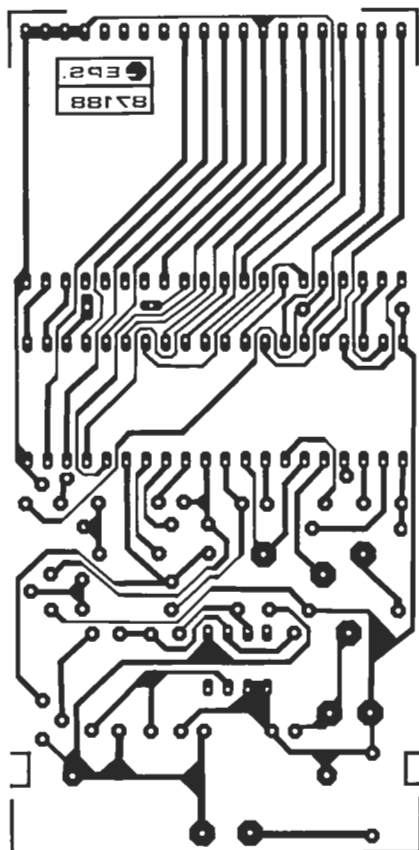
El núcleo de la autoinducción es un soporte ETD-34, en el cual se arrollan 10 espiras. La autoinductancia obtenida es (teóricamente) de 240  $\mu$ H ( $L = N^2 A_L$ ,  $A_L = 2.400$  nH).

Para optimizar el circuito hace falta montar en serie con la autoinducción una pequeña resis-

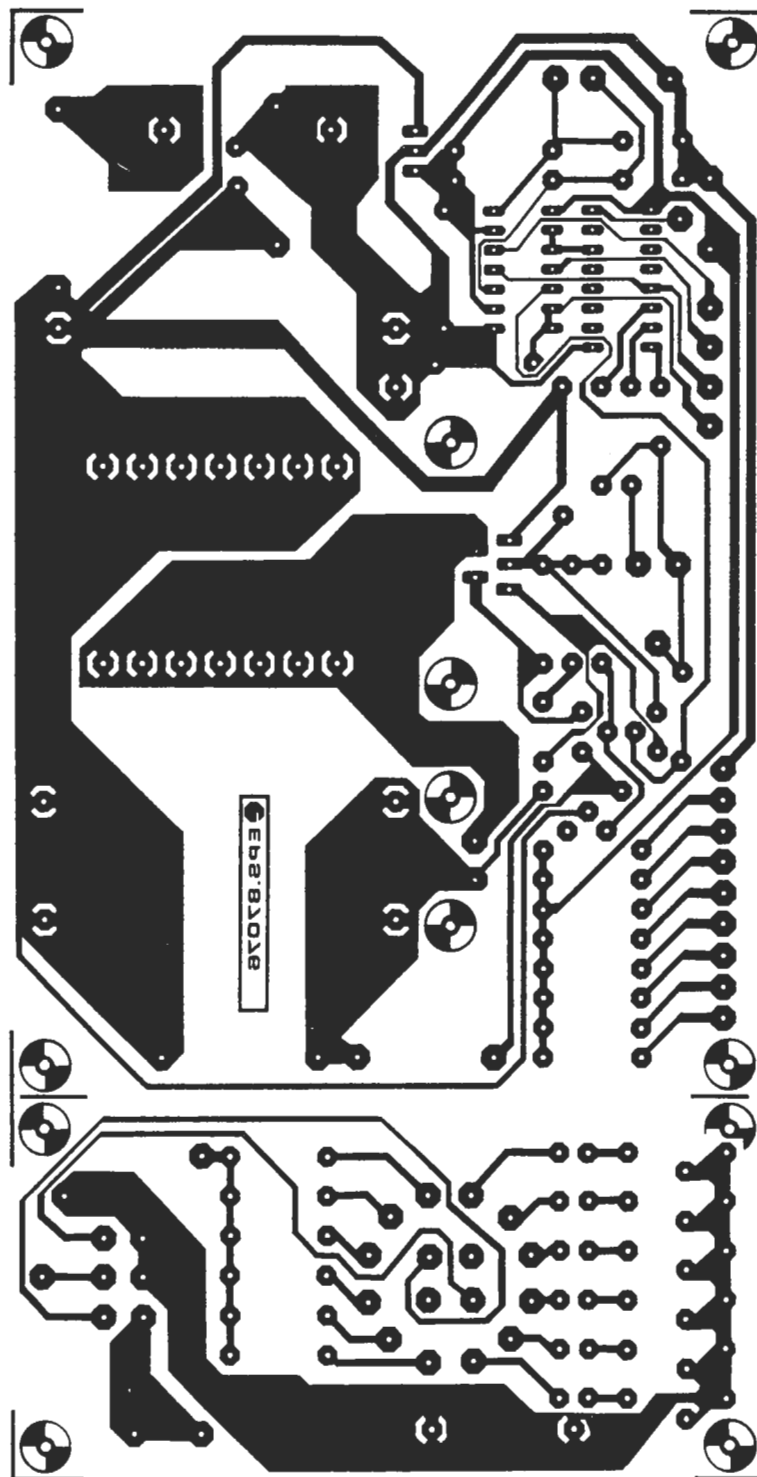


# EPS

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



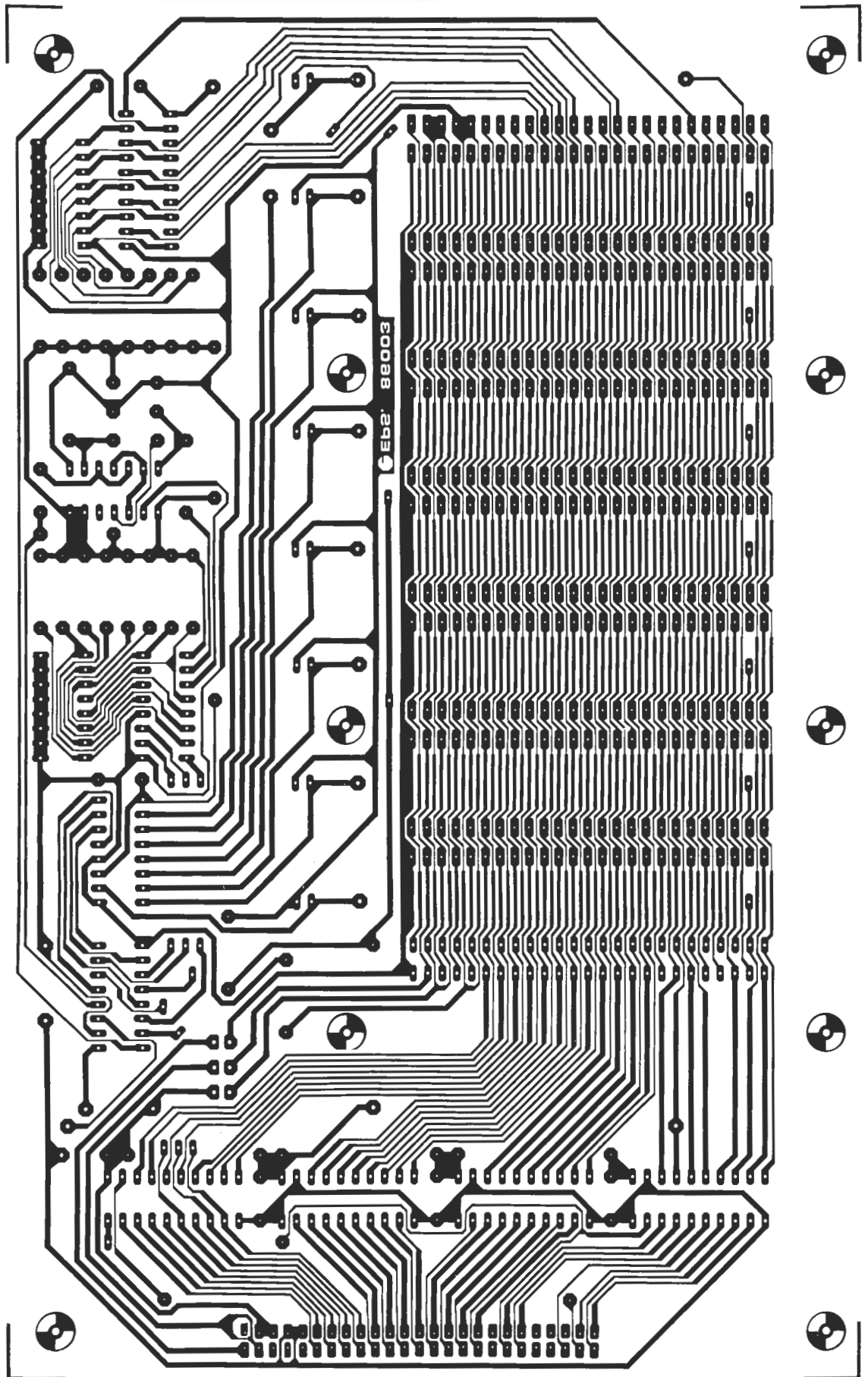
EPS 87188 Termómetro solar



EPS 87076 Cargador de baterías alimentado por baterías

# EPS

EPS 86003  
Bus de expansión  
para MSX





*La electrónica ha sido el principal motor de innovación desde la invención del transistor hace 40 años. A pesar de esto, gran parte de las más interesantes tecnologías del mañana trabajarán por tratamiento de la luz y no eléctricamente.*

# EL FUTURO CONFÍA EN EL FOTÓN

## Introducción

La revolución electrónica es relativamente joven, el electrón se descubrió hace menos de un siglo y el microchip, sobre el que se basa toda la industria tecnológica y de la información de nuestros días, hizo su aparición hace menos de 20 años. Los éxitos alcanzados entre estas dos agitadas décadas han divulgado la impresión de que la electrónica es una tec-

nología capaz de alcanzar límites impensables.

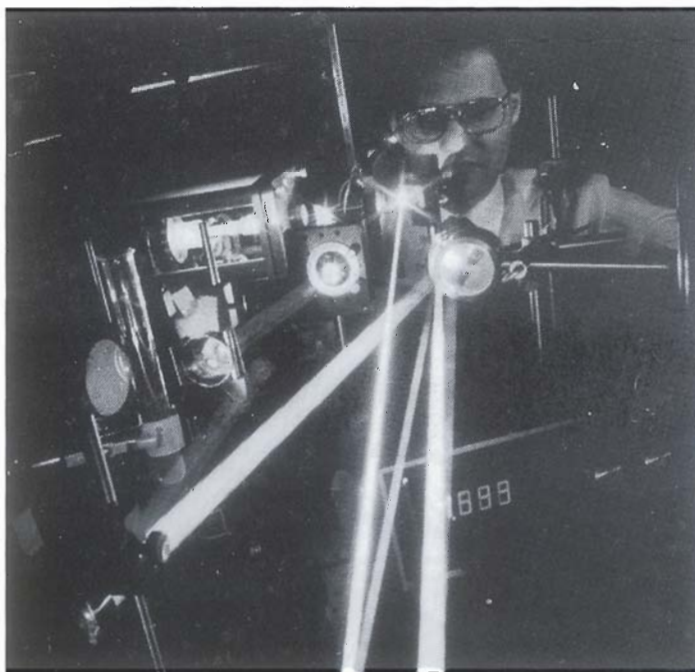
Esto no es así. La electrónica ha dado paso a una tecnología superior basada no en la electricidad sino en la luz. Hasta comienzos de este siglo, los físicos no habían descubierto que la luz está compuesta de elementos independientes, llamados desde entonces fotones. Pero la ciencia ha realizado pocos progresos en el tratamiento de los fotones; la auténtica revolución del fotón se

está efectuando en nuestros días.

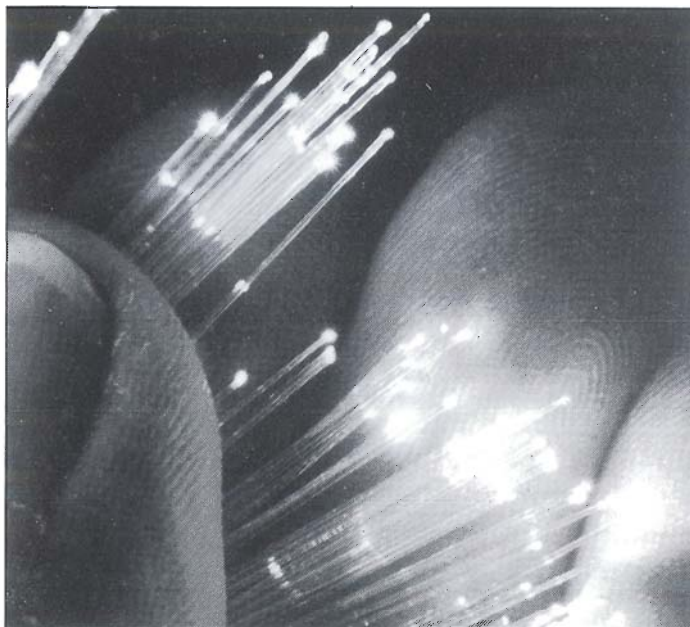
El primer impacto de la revolución electrónica fue el transistor, mientras que el primer peldaño de la revolución fotónica se produjo en 1960 con la invención del láser. Hasta entonces, los científicos que habían estado intentando realizar pruebas con la luz, tenían que hacerlo a base de un conjunto de longitudes de onda desordenadas.

Los láser crean una fuente de luz con una longitud de onda uniforme y con cada onda desplazándose al tiempo que sus compañeras. Esto es una herramienta de un inmenso poder. Los láser pueden (o así lo espera el gobierno americano) destruir misiles balísticos situados a miles de millas, cortar el metal en las fábricas, o restaurar la retina ocular del ojo humano. Los hospitales emplean haces de láser guiados a través de fibras ópticas para descomponer las piedras ubicadas en los riñones de sus pacientes. Un inventor francés ha sustituido las cuerdas de un arpa con haces de láser. Como los transistores, los láser han reducido su tamaño: actualmente se pueden generar por un chip del tamaño de un grano de azúcar. Este es el comienzo del camino para el relevo entre los electrones y los fotones.

Planteado así el problema, podríamos preguntarnos: ¿Por qué es tan importante que se efectúe este relevo? Las respuestas son múltiples: el fotón se desplaza mucho más rápido que el elec-



La grandiosidad del láser



trón, el fotón no tiene masa, el fotón (no como el electrón que se interfiere con los otros) puede desplazarse junto con otros sin perturbarse, porque la luz se puede considerar tanto una partícula como una onda electromagnética, lo que significa que los dispositivos ópticos se pueden basar en muchos de los mismos principios operativos, como los ya existentes usados en electrónica.

Además, la electrónica está descubriendo sus propios límites. Uno de ellos es la velocidad a la que los electrones viajan a través de los materiales semiconductores. Dado que los electrones son los que transportan la información en los ordenadores, estos fijan una limitación absoluta en la velocidad, y por ende, en la potencia del ordenador. La electrónica todavía no ha alcanzado estos límites, pero sus limitaciones ofrecen demasiado trabajo a los ingenieros.

El sistema de fabricación para realizar ordenadores más baratos y más rápidos consiste en empaquetar componentes electrónicos cada vez más juntos. El número de elementos que se pueden colocar sobre un mismo chip ha aumentado desde una docena hace 20 años hasta los 2 millones en nuestros días, pero también la miniaturización está llegando a sus límites.

Los ingenieros están saliendo fuera de sus métodos para incorporar dentro de los chips caminos cada vez más pequeños por

donde los electrones deberán circular, y cuando los componentes están lo suficientemente juntos, los chips se infectan por el denominado «cross-talk» o fuga de cargas de un componente a otro.

Si los ordenadores tienen que trabajar aún más rápido, se necesita encontrar un nuevo método. El mejor paso es el denominado proceso en paralelo que consiste básicamente en permitir al ordenador realizar un conjunto de operaciones simultáneas, en lugar de canalizar todas sus operaciones a través del cuello de botella que supone una única unidad central de proceso (CPU). También aquí se puede aplicar para el caso una solución óptica. Enviando varias corrientes eléctricas a través de un chip al mismo tiempo nos exponemos al «cross-talk» y al desastre; esto no ocurriría con los haces de luz: un chip podría procesar al mismo tiempo varios, sin interferirse unos con otros.

¿Hay todavía algún escéptico entre nuestros lectores? Considérese lo rápidamente que la luz ha desplazado a la electrónica en dos pilares básicos de la tecnología de la información: las telecomunicaciones y el almacenamiento de la información.

En comunicaciones, las compañías telefónicas están tratando de sustituir sus cables tan rápido como se lo puedan permitir y reemplazarlos por fibras ópticas fabricadas con cristal. La luz es mejor mensajero que la electrici-

dad, disipa menos calor y tiene mayor inmunidad a las interferencias electromagnéticas. Aún más, la luz tiene un enorme ancho de banda por lo que se dispone de un gran número de frecuencias disponibles y por ende se puede transportar mucha más información que con la electricidad.

La calidad de las fibras ópticas ha aumentado vertiginosamente. Las primeras fibras (al comienzo de los años 70) transportaban la luz de una forma desorganizada en zig-zag a través de un conducto relativamente grande dentro de la fibra. Las colisiones resultantes con las paredes de la fibra absorbían mucha cantidad de energía, necesitando frecuentes repetidores para refrescar las señales.

En 1977, las fibras experimentales transmitían hasta 140 megabits en un segundo, necesitando un repetidor cada dos kilómetros aproximadamente. Actualmente, una fibra óptica experimental instalada en Gran Bretaña para canalizar el tráfico telefónico soporta un flujo de información de 1.200 megabits por segundo con repetidores situados cada 10 kilómetros.

La primera fibra óptica transoceánica que transportará datos y conversaciones telefónicas entre Europa y América estará disponible para 1988. La tecnología aún está en el umbral de un nuevo salto.

Esto no traerá cambios sobre la propia fibra óptica, pero sí sobre los dispositivos que la usan para



enviar y recibir las señales ópticas. El primer paso será combinar en un único dispositivo todos los complementos que las fibras ópticas necesitan, es decir láser para enviar las señales, detectores para recibirlas y un sinfín de lentes, espejos y controles electrónicos.

El segundo paso será transmitir haces de luz de forma coherente (es decir con longitudes de onda definidas) a un receptor que pueda sintonizarse para seleccionar la longitud de onda deseada y rechazar las cadenas de datos restantes. En principio, la transmisión coherente permite que una simple fibra óptica transporte 10.000 conversaciones telefónicas o 10.000 canales de televisión digital al mismo tiempo.

La invasión de la tecnología óptica en el proceso de almacenamiento de la información (que es otro pilar básico de la tecnología de la información) ha sido de forma imprevista. Los amantes de la música están al día con sus discos compactos. La música se convierte en señales digitales y luego se graba sobre el disco como una serie de orificios diminutos que se decodifican en el aparato reproductor por medio de un láser de baja potencia.

Los discos de audio como éstos son tan sólo el primer gran éxito de una tecnología que constantemente está buscando nuevas aplicaciones y mercados. Los discos ópticos están comenzando a reemplazar a los magnéticos como una forma de almacenar información en los sistemas basados en un ordenador. Dado que los discos son rígidos se pueden almacenar dentro de recintos especialmente diseñados para tal fin. Un disco de 4,7 pulgadas puede almacenar alrededor de 550 Mbytes de datos (el equivalente a 1.500 discos flexibles actuales o a 250.000 páginas de texto impresas), lo cual significa poder almacenar en un solo disco todos los archivos de un ministerio.

No obstante, los discos ópticos tienen un inconveniente: borrarlos o volver a escribir sobre ellos nueva información es bastante difícil. Este problema ha sido el principal inconveniente para que haya habido una unión perfecta entre este tipo de discos y los ordenadores, pero también ha fomentado la imaginación para buscar nuevas aplicaciones en las que los datos se deban almacenar permanentemente sin alteraciones.

Los discos ópticos se venden bajo un estándar denominado CDROM (memoria de sólo lectura sobre discos compactos) y sirven para que compañías dedicadas a almacenar grandes bases de datos o información puedan distribuir esta información a sus suscriptores de forma más barata por correo, en lugar de por teléfono que resulta mucho más caro.

Por ejemplo, el editor americano Grolier ha grabado su Enciclopedia Académica Americana (alrededor de 30.000 artículos y 10.000 páginas) en un décimo de uno de estos discos y la vende por menos de 200 dólares.

Una nueva generación de discos ópticos denominados WORM (siglas correspondientes a: «write-once/read-many», escribir una vez/leer muchas) es una solución intermedia al problema. Estos discos se pueden vender en blanco para que el usuario final pueda grabar sobre ellos la información que quiera, aunque ésta, una vez almacenada, no puede alterarse.

A pesar de estos problemas, podemos adelantar que la tecnología para obtener un disco óptico totalmente borrable estará disponible para finales de esta década. Para no adelantar acontecimientos falsos, podemos decir que ya existen dos ideas para hacer posible esta particular promesa.

Una de ellas se basa en el empleo de un proceso magneto-óptico. El sustrato de grabación consiste en una mezcla de terbio, acero y cobalto. Para grabar la información, un láser excita un pequeño punto del sustrato creando un campo magnético vertical. La información se lee por otro láser: cuando se encuentra un punto magnetizado, el plano de polarización de la luz se rota. Está claro que para borrar la información grabada sobre el disco basta con volver a excitar el punto.

El otro procedimiento es químico, según el cual un láser se emplea para alterar la estructura de una aleación de telurio entre sus fases cristalina y amorfa, que reflejan la luz de forma diferente.

Impresionantes como son, el progreso efectuado por los discos y fibras ópticas no supone una revolución. La tecnología basada en los fotones nunca llegará a cumplir la mayoría de edad hasta que iguale y supere el eje central de la revolución electrónica: el ordenador.

El corazón del ordenador radica en los transistores. Si recordamos, un transistor es, básicamente,

un conmutador o dispositivo que puede bascular en ambos sentidos entre dos estados. Los ordenadores al fin y al cabo son cadenas de transistores que tratan secuencias de estados activos (on) o inactivos (off) para denotar números (en cuyo caso estos estados se leen como unos y ceros de contadores binarios) o bien denotan estados verdadero o falso (en cuyo caso las cadenas de conmutadores se pueden emplear como integrados dentro de una lógica algebraica). El camino para la fotónica consiste en inventar un dispositivo que haga con la luz lo que el transistor hace con los electrones.

## *Dentro del corazón del ordenador*

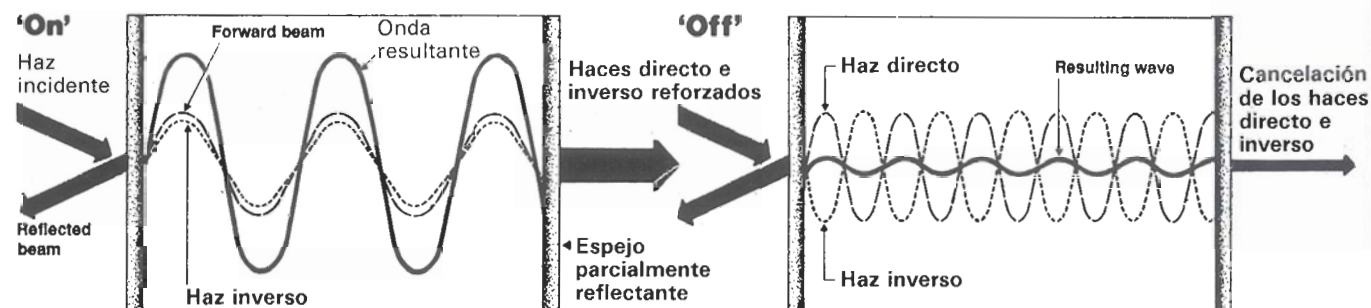
Este planteamiento, realmente ya ha sucedido. En los laboratorios Bell de la AT&T y en la universidad Heriot-Watt de Edimburgo, ya están funcionando con tecnología fotónica pequeños y primitivos circuitos de este tipo que podrán, algún día, incorporarse a los ordenadores.

Los conmutadores que emplean, conocidos genéricamente como BOD («Bistable Optical Device», dispositivos bistables ópticos) o transfosores, son esencialmente transistores ópticos. Si se sitúan un conjunto de estos transfosores juntos, y se les ilumina con haces de láser, obtendremos los ingredientes básicos de un ordenador óptico.

Para comprender cómo funciona un transfosor pensemos en dos espejos parcialmente reflectantes por cada cara. Si hacemos incidir un haz de luz a través de ellos, algo de luz se absorberá reflejándose hacia delante y hacia atrás de las superficies del espejo (ver el diagrama de la página adjunta). Como estas ondas atraviesan el medio pueden o interferir con él y anularse, o alinearse con él y reforzarse. Este fenómeno es la base de un sencillo instrumento (usado para medir longitudes de onda) inventado por dos científicos franceses, Charles Fabry y Alfred Perot, en 1886.

El «interferómetro» de Fabry-Perot emite un haz fuerte o débil dependiendo de si las ondas se están reforzando dentro de la cavidad del instrumento. Sin embargo, hablando con propiedad, esto realmente no es un conmutador: un conmutador útil necesita dis-

## Hágase la luz : Cómo funciona un transfasor



Origen: Scientific American

87009 - 1

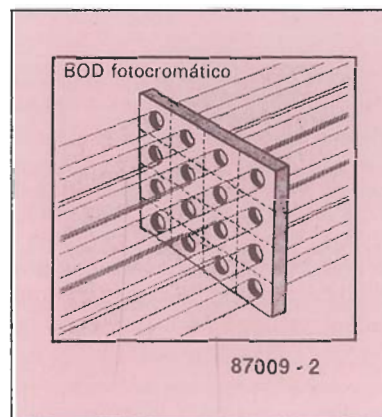
criminar de forma rotunda entre dos estados on y off.

El sentido común nos dice que un cambio gradual en la intensidad de un haz se transforma en un cambio gradual del haz que se obtiene, no un cambio abrupto que es lo que se necesita. En circunstancias normales, el sentido común dice la verdad. En el caso del transfasor no.

Para incorporar el interferómetro de Fabry-Perot dentro de un conmutador, los físicos han rondado la idea de asociarlo con el fenómeno conocido como biestabilidad óptica, concepto desarrollado por primera vez en los laboratorios Bell (AT&T) en 1976. El secreto está en la cavidad o espacio existente entre los espejos. Si este espacio se rellena con un medio ordinario, por ejemplo aire o la gran mayoría de los sólidos, la intensidad del haz que pasaría a través del espejo cambiaría en proporción a los cambios de in-

tensidad del haz incidente. Sin embargo, los transfasores emplean una familia de materiales (tales como el antimonio de indio o el seleniuro de cinc) que no son lineales. Si un haz de láser incide sobre uno de estos materiales, un ligero cambio en su intensidad puede provocar el reforzamiento de la onda y conseguir que el haz resultante del transfasor aumente de intensidad de forma rápida y conserve este estado hasta que la excitación desaparezca.

Los laboratorios Bell y la universidad de Heriot-Watt han realizado diferentes clasificaciones de transfasores, pero todos ellos funcionan igual. Los de Heriot-Watt son completamente ópticos: los haces de láser inciden sobre láminas biestables realizadas con seleniuro de cinc. Los laboratorios Bell están intentando conseguir un sistema híbrido. Sus dispositivos, realizados con arseniuro



87009 - 2

ro de galio, emplean interferencias electro-ópticas dentro de la cavidad para provocar el efecto de reforzamiento. En un ordenador óptico estos dispositivos serían los chips y los cables consistirían en haces de láser.

Para diseñar un ordenador no basta con poder discernir entre dos estados de conmutación (on-off). Los ordenadores son conjun-



tos complejos de conmutadores, cada uno de los cuales canaliza señales al siguiente, es decir los conmutadores ópticos deben ser capaces de conectarse en cascada para que el haz de luz que emerge de un transfasor se pueda aplicar al siguiente y así sucesivamente. También deberán ser capaces de recibir y enviar varias señales al mismo tiempo (propiedades conocidas como «fan-in» y «fan-out»).

Estos obstáculos se derriban rápidamente. Por ejemplo, el año pasado el equipo de la universidad de Heriot-Watt demostró que su transfasor de seleniuro de cinc podía mantenerse en su umbral por un láser de mantenimiento y luego activarse por otro haz de láser adicional. Al comienzo de este año, el equipo anunció que ya habían empleado varios transfasores en un bucle cíclico.

En teoría, los conmutadores ópticos deberían ser capaces de funcionar 1.000 veces más rápidos que los electrónicos. Pero esto todavía no vale para echar por tierra los actuales ordenadores, ya que al día de hoy los transfasores son aún demasiado primitivos. Todavía tienen que canalizar mucha más luz y dejar de ser dispositivos aislados (aún no se han unido varios dispositivos en un solo chip, de forma análoga a los conmutadores electrónicos). Pero a pesar de esto, la conmutación óptica funciona.

## Unión de fuerzas

Los laboratorios de todo el mundo están intentando obtener conmutadores ópticos y electrónicos conjuntamente. El principal motivo radica en hacer un empleo mejor de las fibras ópticas, ya que las redes ópticas actuales no trabajan a la velocidad de la luz porque los mensajes que transportan las fibras van y vienen entre las máquinas, tales como los teléfonos y ordenadores, que funcionan por ahora de forma eléctrica y no óptica. Incluso hasta la más moderna fibra óptica incorpora un dispositivo que trabaja en la transformación de pulsos ópticos en pulsos electrónicos y viceversa.

Para acelerar este procedimiento, los ingenieros han creado chips optoelectrónicos. De esta forma, se ha solventado una desventaja del fotón: su incapacidad para transportar una carga eléc-

trica. El tratar las señales existentes en el extremo de una fibra óptica obliga a inventar algún camino para ordenar las ondas luminosas y enviarlas a diferentes destinos. Recordemos que los electrones se pueden controlar por la aplicación de un campo diferente a este método.

La respuesta ha sido canalizar la luz a través de unas guíasondas incorporadas dentro del chip y realizadas de materiales con propiedades ópticas poco usuales. Estos materiales cambian su propiedad de conducir la luz cuando se les aplica un campo eléctrico. Empleando niobato de litio, los ingenieros han conseguido diseñar un amplio margen de moduladores optoelectrónicos, conmutadores y otros dispositivos.

Pero existe otra razón más importante para aunar esfuerzos y conseguir la plena unión entre el fotón y el electrón: el proceso en paralelo. La empresa británica Plessey ha desarrollado un BOD en el que la función de biestabilidad se obtiene por la inserción de un material fotocromático (una de cuyas formas químicas cambia cuando se expone a diferentes longitudes de onda luminosas) dentro de una cavidad. Plessey piensa que tal dispositivo se puede emplear para el proceso en paralelo, y tienen la idea de empaquetar un conjunto de BOD en una única superficie de dos dimensiones, cada una de las cuales incorporará un centro de conmutación independiente que podrá ser direccionado simultáneamente por el haz de láser incidente (ver dibujo adjunto).

Este desarrollo se puede incorporar en aplicaciones tales como el proceso de imagen donde el valor de miles de elementos de imagen o pixels se deben calcular de forma individual para construir una imagen completa. Plessey aspira a conseguir todo este proceso de datos empleando métodos ópticos para calcular todos los pixels de una sola vez. Los conmutadores ópticos todavía no son tan rápidos como los electrónicos, pero tienen sus aplicaciones cuando trabajan simultáneamente. Plessey estima que con su BOD fotocromático, un dispositivo del tamaño de un dedo puede procesar 4 Mpixels en una diezmilésima de segundo.

La fotónica ha recorrido un largo camino en el último cuarto de siglo desde que se descubrió el láser, pero todavía no han surgido muchas ideas totalmente nue-

vas para el tratamiento y explotación de la luz. Este margen va desde la idea mundana (sensores mecánicos y biológicos basados en fibras ópticas) a la francamente quijotesca (viajes a las estrellas por naves espaciales que consuman fotones). Los físicos han comenzado a emplear los haces de láser para estudiar átomos de forma individual y poder observarlos con detalle. Los ingenieros imaginan memorias masivas de ordenadores con datos codificados dentro de las longitudes de onda de un holograma.

¿Por qué este repentino interés? En 1970 los físicos realizaron una gran cantidad de descubrimientos referentes a la forma según la cual la luz interacciona con distintos medios. Estos descubrimientos están encontrando hoy día su aplicación.

Las propiedades de los materiales no lineales (con los que se puede fabricar un transfasor) puede ser un ejemplo, pero hay otros muchos. En algunas circunstancias, la luz viajando a través de un material genera ondas sonoras que se engloban así mismas como en un espejo deforme, reflejando la luz fuera del material en el que entró.

En 1972 el doctor Boris Zeldovich y sus colegas del instituto PN Lebedec Physical Institute, en Moscú, emplearon esta propiedad para fabricar algo denominado «espejo conjugador de fases».

Esto no es un espejo común: puede tratar una imagen que ha sido deformada y luego estudiar sus longitudes de onda para reconstruir la imagen original. Como casi todas las tecnologías, este espejo fue tratado al principio como una curiosidad de laboratorio. Actualmente se está empleando en astronomía para medir el centelleo de las estrellas y por los responsables de la «guerra de las galaxias» para disparar sus láseres a través de atmósferas turbulentas.

Estos espejos también se pueden emplear para proyectar imágenes tridimensionales a través de fibras ópticas y grabar pequeños componentes sobre los microchips.

Finalmente, y como resumen de esta presentación, podemos quedarnos con la idea clara que, de una forma u otra, parece ser que la luz es la onda del futuro. ■

*Aunque la nueva generación de MSX, denominada MSX2, presenta algunas ventajas sobre los modelos anteriores, mantiene en el ordenador la limitación a un solo conector de cartuchos. Para evitar este inconveniente, y permitir que el sistema crezca adecuadamente, presentamos un bus de expansión con 8 conectores.*

# BUS DE EXPANSIÓN MSX

Si dispusiéramos de una sola toma de red en una habitación, y necesitásemos conectar más de un aparato, rápidamente instalaríamos un prolongador dotado con varias tomas. Con los ordenadores MSX, y otros modelos de orientación similar, ocurre el mismo problema, aunque la solución no resulta tan sencilla como colocar simplemente los cables y conectores adecuados para multiplicar las tomas. Dado que en el conector de expansión del ordenador están presentes todas las señales importantes del microprocesador, hay que repartir adecuadamente las direcciones de acceso de cada conector, de forma que no haya dos tarjetas que respondan a una misma dirección. Aparte de la posibilidad de conectar, al tiempo, más cartuchos de expansión, nuestro bus presenta la ventaja adicional de evitar las repetidas conexiones y desconexiones sobre el conector de cartuchos del ordenador (con apagado y encendido intermedio, como medida de seguridad), con lo que éste sufrirá un menor esfuerzo mecánico y se evitarán pro-

blemas de falsos contactos debidos a un uso excesivo.

Con el, ya largo, tiempo de existencia en el mercado de los MSX, sin duda habrá muchos lectores que dispongan de sus propias aplicaciones grabadas en EPROM (por ejemplo a través del grabador de EPROM para MSX descrito en nuestro número 89) que desearía tener siempre «a mano», listas para ser llamadas y ejecutadas. Con el bus de expansión que presentamos, hasta 8 aplicaciones pueden conectarse simultáneamente al ordenador, y tan sólo se necesita una instrucción de selección de conector (es decir de cartucho) desde el MSX BASIC o pulsar un botón para activar el programa deseado.

## Diagrama de bloques

Para una mejor comprensión del circuito, vamos a comenzar por explicar su funcionamiento a través del diagrama de bloques de la figura 1. Como en todo montaje de este tipo, lo primero que se

aprecia es la presencia de buffers en las líneas de datos, de direcciones y de control. Su presencia, aunque sin duda encarece y complica el montaje, permite aislar efectivamente las ampliaciones que se conectan sobre el bus del interior del ordenador. Al tiempo que se impide que alguna línea del microprocesador sea cargada en exceso, lo que provocaría falsos niveles lógicos tanto en el interior como en el exterior del ordenador, los buffers permiten que el ordenador siga funcionando, al menos en la mayoría de las circunstancias, a pesar de conectar en el bus una tarjeta defectuosa o mal diseñada. El hecho de que todas las líneas tengan buffer permite que las señales que aparecen en el bus de expansión tengan una temporización similar a la existente en el interior del ordenador, sin diferencias, retrasos o adelantos, de unas señales sobre otras, ni siquiera en función de la carga. Tan sólo la señal /SLTSL («Slot Select», selección de conector) debe ser dividida en 8 líneas SLTS independientes, una para cada conector; esta se-



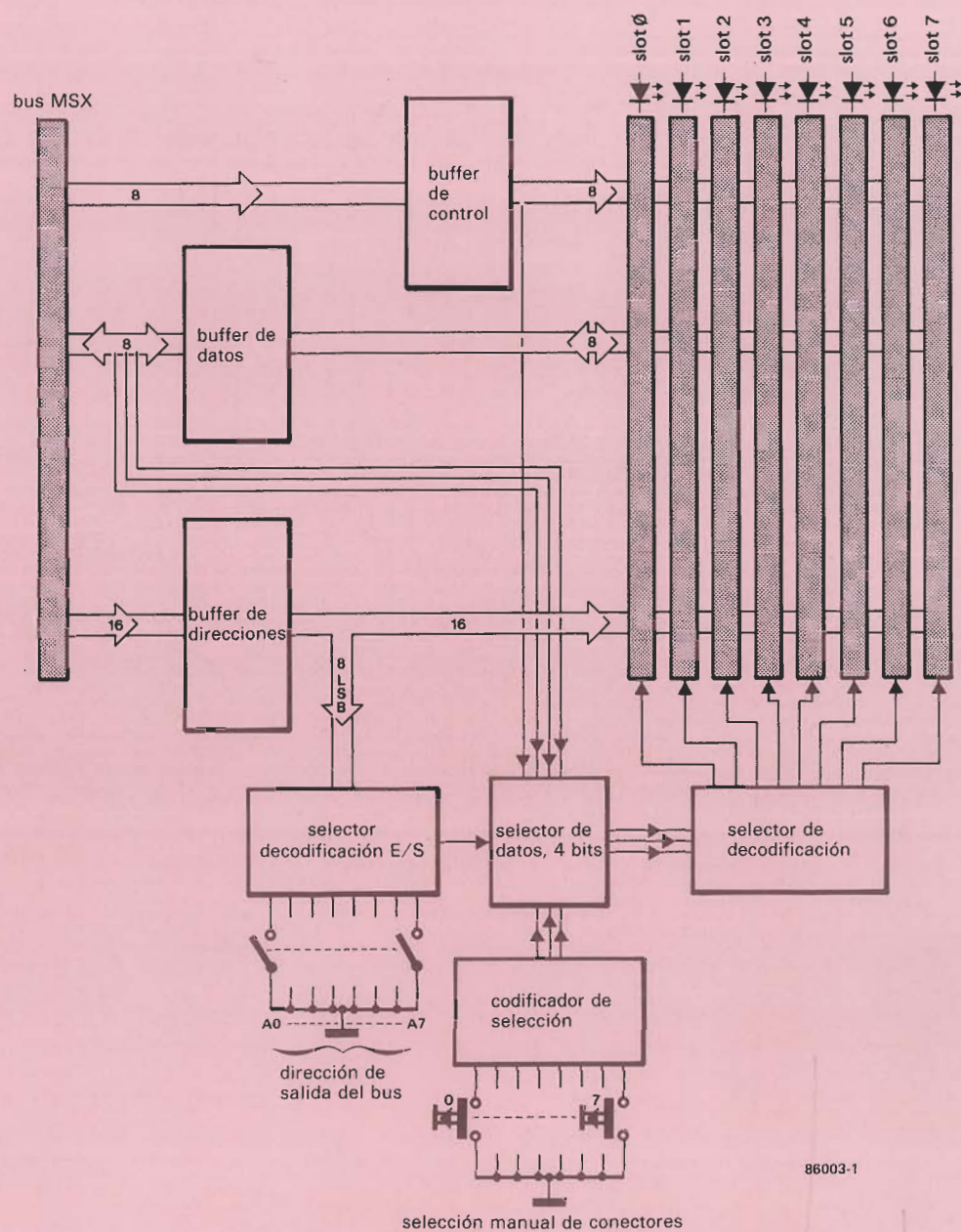


Figura 1. Diagrama de bloques del bus de expansión para MSX. Cualquiera de los 8 conectores puede ser seleccionado tanto manualmente como a través de software.





lección se realiza en el bloque denominado «selector de decodificación». Este bloque recibe señal tanto de los tres bits de datos menos significativos como del bloque marcado como «Codificador de selección». La entrada de este último bloque viene determinada por un conjunto de 8 pulsadores, que permiten seleccionar manualmente uno de los 8 conectores. La elección entre los dos tipos de entrada (líneas de datos o selector de codificación) en el selector de decodificación se realiza en el bloque «selector de datos», que recibe su señal de activación desde el bloque. Esta sección compara los 8 bits menos significativos del bus de direcciones con el código presente en 8 interruptores; cuando ambos coinciden, esto es, cuando el ordenador direcciona el canal deseado de salida, el bloque selector de datos transfiere el código de selección suministrado en los tres bits de datos menos significativos, de forma que se activa el conector, y su correspondiente cartucho enchufado, deseado. De forma similar, el código de selección manual puede pasar al selector de decodificación, mientras que el «Selector decodificador E/S» esté inactivo.

## El circuito

El esquema de la figura 2 muestra con detalle los integrados necesarios para realizar las funciones enumeradas en el diagrama de bloques. El buffer para el bus de datos, IC1, está realizando mediante un dispositivo óctuple bidireccional, que se activa con la señal /SLTSL, mientras que la dirección de los datos viene determinada por la señal de permiso de lectura, /RD. En nuestro caso se manda con esta señal, en lugar de con /WR, permiso de escritura, ya que el buffer se encuentra más a menudo en modo lectura, lo que permite ponerse a cubierto de eventuales conflictos en el bus que podrían ocasionar tiempos de acceso críticos.

La patilla 19 del comparador de 8 bits, IC4, sólo se pone a estado bajo cuando se cumplen estas dos condiciones: la dirección fijada por el bloque de interruptores S9 corresponde a la parte baja (8 bits menos significativos) de la dirección enviada por el ordenador, y la señal /IORQ se activa (lógica de selección baja), lo que indica que los 8 bits de direcciones co-

rresponden a un canal válido de salida. La entrada SEL del multiplexor IC6 se pone entonces a estado bajo, y pasa los bits D0, D1 y D2 desde el bus de datos a las entradas ABC de IC7. Cuando SEL está en estado bajo, se efectúa una transferencia de los datos nA nY (selección de conector por software), y en caso contrario se hace la nB nY (selección manual de conector). La señal /WR (presente en la entrada 4A, y por tanto en la salida 4Y cuando corresponde) activa mediante su conexión a la entrada /GL, el registro del decodificador, IC7, en el caso de selección por software, que coloca la correspondiente salida /Yn a nivel bajo. IC7 es un decodificador con memoria (decoder-latch), función que es esencial, ya que almacena el último código binario aplicado en sus entradas, y activa la salida correspondiente hasta que se produce una nueva transición bajo-alto en su entrada /GL que señale la presencia de un nuevo comando de selección de conector. Los diodos D1 a D8 proporcionan una indicación visual del selector activado; como sólo uno de ellos puede estar activo al tiempo, la resistencia R17 es común a todos los led.

La selección manual se efectúa mediante IC9 y sus pulsadores asociados S1-S8; si el usuario desea establecer manualmente un determinado cartucho, aprieta el pulsador apropiado para colocar el nuevo código eliminando cualquier selección anterior (manual o por software). Cuando se activa cualquier pulsador, el codificador prioritario IC9 proporciona el código de tres bits correspondiente a la entrada activada, y su salida /GS («Group Select», selección de grupo) pasa a nivel bajo. Este pulso, junto con la señal EO, dispara un simulador de la señal /WR que, a través de la entrada 4B de IC6 coloca el código seleccionado en el decodificador IC7. Las puertas N1 a N3 suministran un impulso único, filtrando los rebotes de los pulsadores. El retardo introducido por las mismas garantiza que el código de salida de IC9 sea correcto y limpio. Como se ha indicado, IC9 es un codificador prioritario, lo que significa que aunque se apriete más de una tecla al tiempo, el código de salida se corresponde con el de la tecla más baja activada (esto es, la entrada /O es la de mayor prioridad), ya que tiene una mayor prioridad dentro del integrado. Una observación: como las señales de

salida de IC9 son invertidas, el orden de numeración de los pulsadores también se ha invertido (esto es, S1 está conectado a la entrada /7 del IC9).

Como detalle importante, de cara al diseño, queremos hacer notar que las señales de control necesarias para la lógica de decodificación se toman después de los buffers para asegurar que no estén presentes antes (en el tiempo) de las correspondientes señales de datos y/o direcciones.

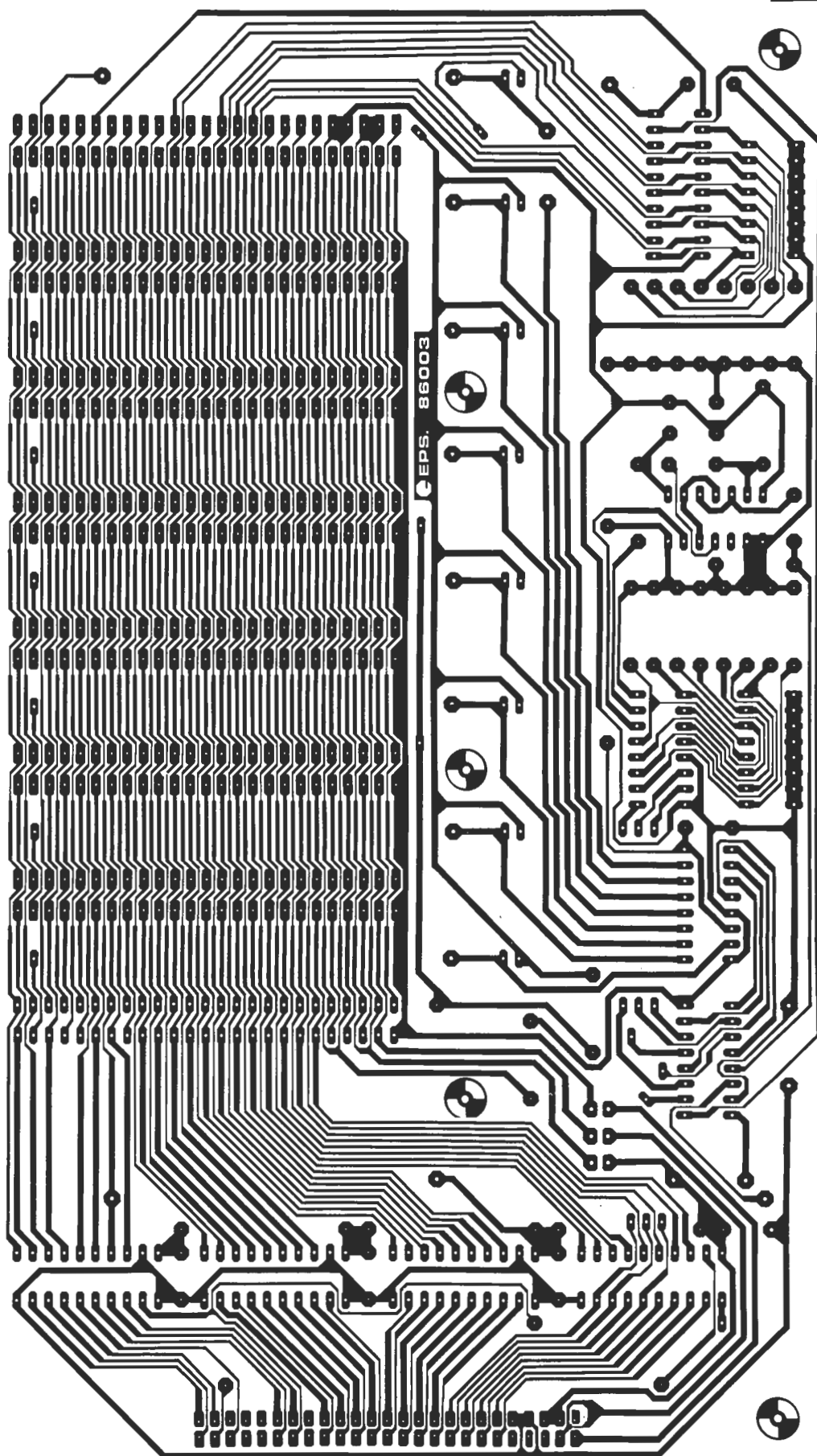
Si el número de cartuchos que se conectan en el bus hace que la fuente de alimentación del ordenador sea incapaz de suministrar la corriente necesaria, habrá que conectar en los puntos correspondientes (+5 V, +12 V, -12 V) del bus unas(s) fuente(s) externa(s), sin olvidarse de desconectar estas líneas de las que provienen del ordenador. Para facilitar esta tarea se ha previsto en el circuito impreso un conector que realiza la función tanto de puente (alimentación desde el ordenador) como la de conector de alimentación para la(s) fuente(s) externa(s). Compruebe, en el caso de alimentación exterior, con mucho cuidado que las tensiones aplicadas están dentro de los límites del 5 % respecto al valor nominal, así como que están conectadas en el lugar apropiado. Si no guarda esta precaución, puede provocarse un daño vital, y costoso, al ordenador. Se recomienda marcar los cables de la alimentación exterior de forma que no sea posible bajo ningún concepto el error de conexión (por ejemplo, instalando un conector con polarización, o realizando alguna marca bien visible).

## Construcción

El diseño de la placa de circuito impreso realizada para este montaje se muestra en la figura 3. Como puede apreciarse, el gran tamaño resultante se debe principalmente al espacio necesario para los conectores, y entre ellos para poder alojar los cartuchos.

Como en cualquier montaje, la mejor manera de comenzar es colocar los puentes de hilo necesarios (la placa es de simple cara) seguidos de los zócalos para los integrados, y los espadines o conector para la alimentación. Inicialmente, se puede optar por la alimentación desde el ordenador, con lo que se realizarán los puentes.

**Figura 2. Circuito completo de la placa de bus de expansión para MSX dotada con 8 conectores. El empleo de integrados tipo 74HC(T) asegura un consumo extremadamente bajo.**



## Lista de componentes

### Resistencias:

$R_1 \dots R_{16} = 10k$   
 $R_{17} = 470\Omega$   
 $R_{18} \dots R_{20} = 100k$

### Condensadores:

$C_1 = 10n$   
 $C_2; C_4 \dots C_{10} = 100n$   
 $C_3 = 1n$

### Semiconductores (ver texto)

$IC_1 = 74HC(T)/LS245$   
 $IC_2; IC_3;$   
 $IC_5 = 74HC(T)/LS541$   
 $IC_4 = 74HC(T)/LS688$   
 $IC_6 = 74HC(T)/LS157$   
 $IC_7 = 74HC(T)/LS137$   
 $IC_8 = 4093$   
 $IC_9 = 74HC(T)/LS148$   
 $D_1 \dots D_8 = LED\ 3mm$

### Varios:

$S_1 \dots S_8 = \text{ver texto}$   
 $S_9 = \text{bloque de 8 interruptores DIL}$   
 $K_1 \dots K_8 = \text{conector hembra } 2 \times 25 \text{ para circuito impreso}$   
 $K_9 = \text{conector macho de } 50 (2 \times 25) \text{ contactos}$   
 6 espadines, o tira de  $3 \times 2$  contactos  
 EPS 86003



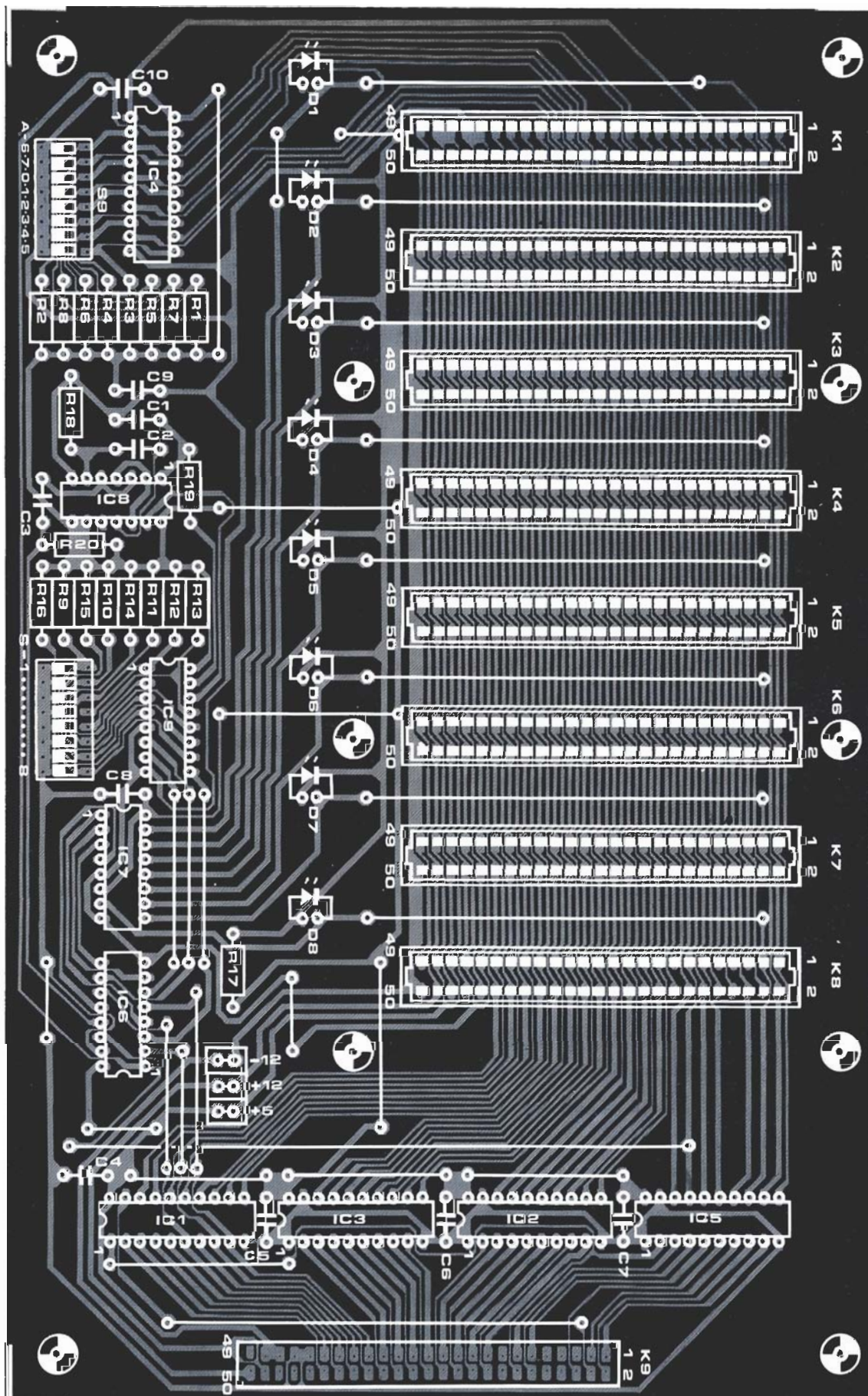
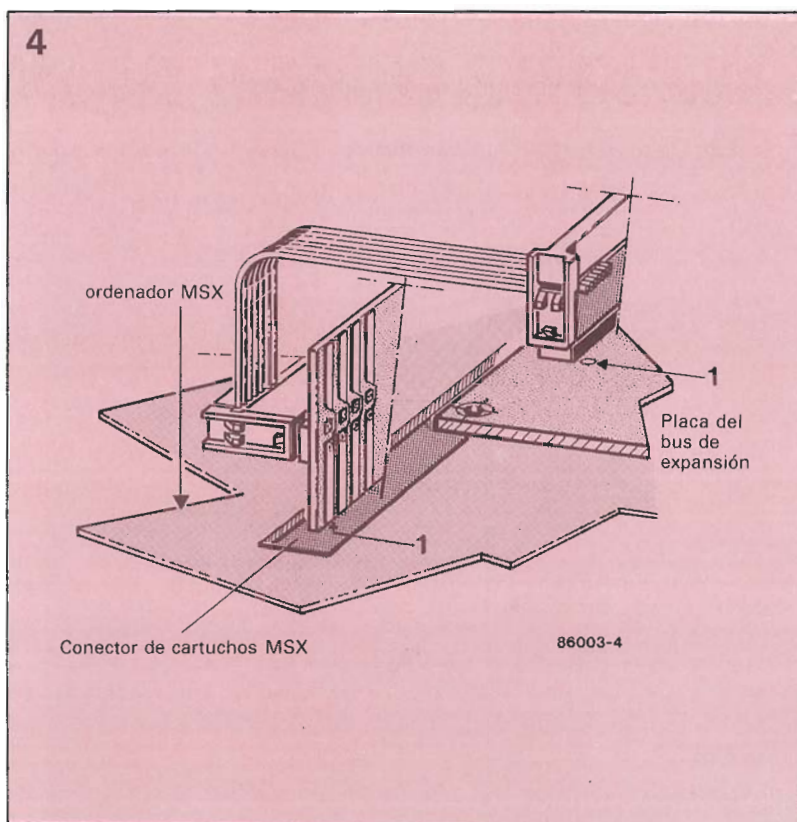


Figura 3. Trazado de pistas (a) y distribución de componentes (b) de la placa para el bus de expansión para MSX. No olvide realizar los 28 puentes de hilo necesarios.



**Figura 4. Conexión de la placa de bus al ordenador, por medio de un cable plano, desde el cartucho MSX.**



La serigrafía de la placa muestra dos bloques de 8 interruptores DIL, uno para el selector de direcciones, S9, y otro para los pulsadores de selección S1-S8. Este último, sin embargo, debe ser sustituido por 8 pulsadores, co-

nectados a la placa de bus mediante un cable plano y su correspondiente conector. En este caso, se colocará en la placa un zócalo normal de 16 patillas, en lugar de interruptores DIL. Los lectores más aplicados pueden sustituir los 8 led por un display de 7 segmentos, controlado, por ejemplo, por un 9368; en este caso, las entradas del 9368 se tomarán de las salidas Y de IC6.

Observe que se ha indicado para los integrados la referencia HC. Esto se debe a que esta familia presenta un menor consumo, así como una inmunidad al ruido mucho mayor. Como se indica entre paréntesis, tampoco hay ningún problema en utilizar integrados de la conocida serie LS.

## Conexión al ordenador MSX

En el número 76, septiembre 1986, describimos el cartucho para MSX, que básicamente consistía en un circuito impreso para colocar una EPROM, y, además, prolongar el bus a través de un conector denominado K2. En este conector se puede enganchar un cable plano de 50 hilos, con los correspondientes conectores en ambos extremos, para realizar la conexión a la placa de bus aquí descrita. Para mayor claridad, en

la figura 4 se muestra un dibujo de esta conexión.

Con la placa de bus completamente montada, y sin colocar todavía en ella ningún cartucho, se conecta al ordenador de la forma ya mencionada y se comprueba que el ordenador sigue funcionando correctamente. El led del conector 0 debe estar iluminado. A continuación prepare el canal de selección de salida en la placa de bus colocando una dirección conocida mediante el bloque de interruptores S9. Por ejemplo, la combinación 3F (hexadecimal) cuyo código binario es 0011 1111; una vez establecido el código binario, se colocan los interruptores de S9 de forma que los bits a estado 0 corresponden a interruptor cerrado (ON). Para la combinación 3F, la colocación de los interruptores de S9, de izquierda a derecha:

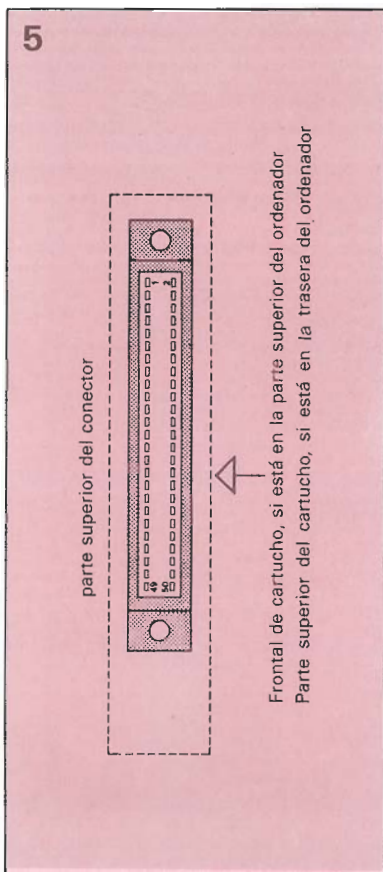
on-on-off-off-off-off-off-off

(A6, A7, A0, A1, A2, A3, A4, A5)

Observe que, por exigencias del diseño de la placa de circuito impreso, el orden de numeración de S9 no es correlativo, sino que sigue el orden reseñado bajo la situación (on u off) de los interruptores reseñados sobre este párrafo.

Enviando desde el MSX BASIC la instrucción OUT &H3F, 4 deberá encenderse el led correspondiente al conector 4 (K5); una vez verificado este paso, compruebe la selección manual apretando uno de los pulsadores S1-S8, para comprobar que se ilumina el led adecuado.

Desconecte el ordenador e inserte uno o varios cartuchos en el bus. Recuerde siempre que los cartuchos deben ser conectados de forma que la parte delantera del cartucho esté mirando hacia el conector que va al ordenador, K9. Para evitar cualquier error, se recomienda marcar la patilla 1 en cada uno de los conectores mediante un punto de pintura o una marca similar. La figura 5 muestra de nuevo la numeración del conector MSX. El bus universal de E/S, diseñado originalmente para el C64, y con las reformas indicadas posteriormente para el MSX, también puede ser conectado en este bus. Las posibilidades de ampliación que proporciona el presente bus son muy amplias, ya que permiten la inclusión, a través del bus E/S, de todo tipo de periféricos además de los programas contenidos en los cartuchos.





*Haciendo uso de la energía solar se pueden cargar los acumuladores en cualquier sitio. Los problemas que se encuentran son los mismos que cuando se trata de cargar los acumuladores a partir de la batería del coche, y las soluciones también son las mismas.*

# **CARGADOR SOLAR PARA ACUMULADORES**



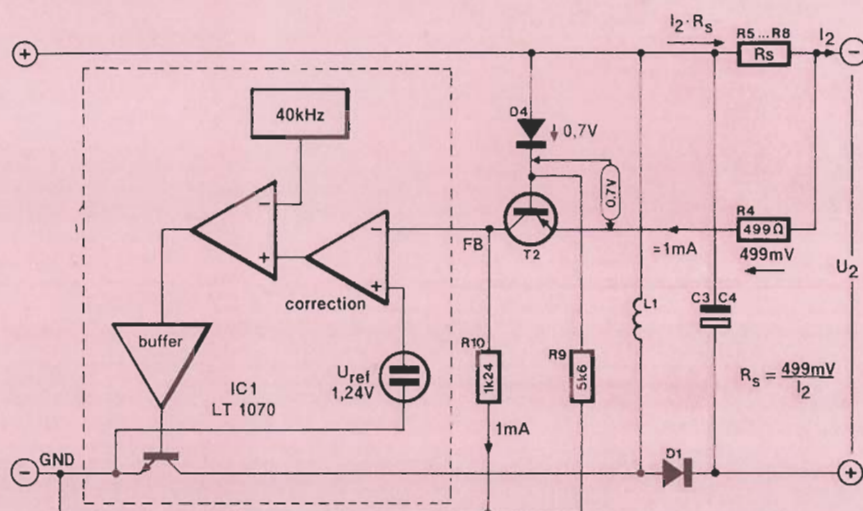


Figura 1. El circuito de regulación conmutado: en este caso se regula la tensión sobre los bornes del sensor de corriente  $R_s$ .

Para poder efectuar la carga de acumuladores a partir de la tensión continua suministrada por las células solares, hace falta una reserva de energía. Normalmente se utiliza una batería de plomo, que a su vez es cargada mediante energía solar. En el artículo «Cargador de baterías alimentado por batería», descrito en este mismo número, hemos expuesto este mismo concepto para baterías de mayor tensión y capacidad.

## Cargador solar

La figura 1 muestra el dispositivo de conversión y regulación del circuito. El corazón del montaje es un circuito especializado, de la marca Linear Technology, diseñado como regulador conmutado. El LT1070 incorpora internamente toda la circuitería necesaria, oscilador, circuito de regulación, tensión de referencia, limitación de corriente, e incluso el transistor de potencia (alta velocidad y baja tensión de saturación, lo que proporciona un alto rendimiento) capaz de manejar corrientes de hasta 5 A. El convertidor trabaja en modo «flyback»; para una descripción general del funcionamiento de los convertidores conmutados le recomendamos (re)leer el artículo «Fuentes de alimentación conmutadas», publicado en la revista número 94, marzo 1988, páginas 10-18. La fuente de tensión constante del LT1070 ( $U_{ref} = 1,24 \text{ V}$ ) y la resistencia R10 (1K24) fijan en 1 mA

la corriente constante a través de T2. La tensión en los extremos de  $R_s$  se mantiene constante, de forma que el valor de esta resistencia puede ser calculado en función de la corriente de carga  $I_2$  según la fórmula:

$$R_s = 4.999 \text{ mV}/I_2$$

El umbral base-emisor de T2 se compensa mediante el diodo D4; según la fórmula citada, para un valor de corriente de carga de 50 mA se obtiene un valor de resistencia de  $10 \Omega$ . Observe que, cosa poco usual, la «masa» de referencia coincide con el positivo del acumulador-fuente, en lugar de con el negativo.

El circuito completo del cargador solar aparece en la figura 2. Un acumulador de plomo de 6 voltios se carga a través del diodo de bloqueo, D2, desde un panel solar de 7 V, cuya potencia sea superior a 5 W. Como medida de precaución, se ha insertado un fusible de 5 A en el recorrido de la corriente de carga. En los bornes de C1 se toma la tensión de entrada para el convertidor-regulador realizado mediante IC1 y sus componentes asociados.

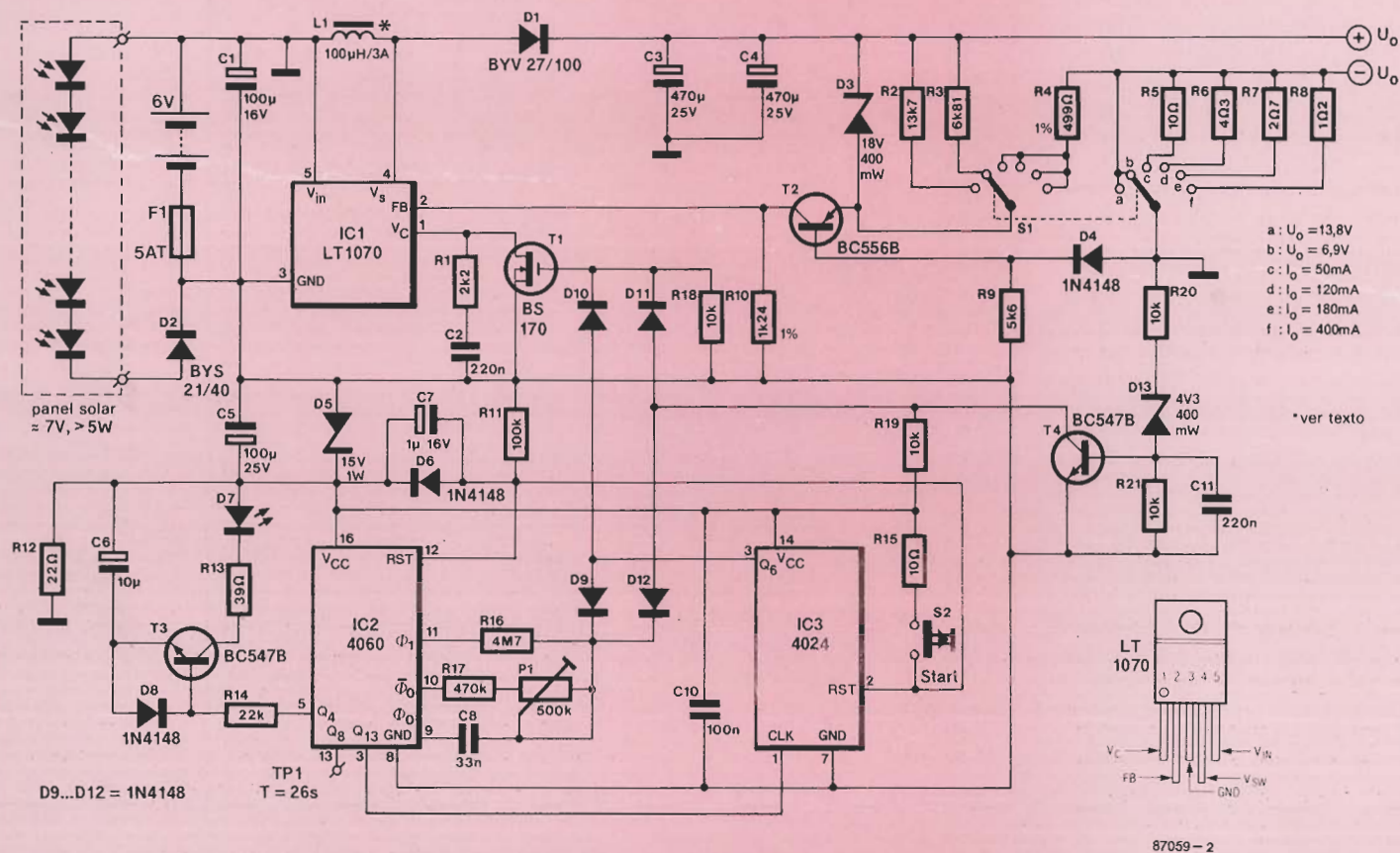
En la tabla 1 se muestran los valores de las tensiones y corrientes de carga que se pueden seleccionar mediante el conmutador S1. En las posiciones a y b de este conmutador, es posible cargar acumuladores de plomo, mientras que las otras posiciones están reservadas para acumuladores de Ni-Cd con corriente de carga constante.

El diodo zéner D3 protege al acumulador bajo carga en el momento de la conmutación de S1. Mientras el contacto común de este conmutador está entre dos posiciones y por tanto sin hacer contacto con ninguna de ellas, la tensión de carga puede tomar un valor muy superior al valor nominal del acumulador. Por ello, puede ser conveniente, aunque no es necesario, escoger para S1 un conmutador cuyo contacto común realice contacto con la siguiente posición antes de interrumpirlo con la posición previa; la mayor parte de los conmutadores comerciales, interrumpen el contacto con la posición previa antes de realizarlo con la nueva (este tipo de conmutadores se denomina «Break-before-make», cortar antes de hacer contacto).

El transistor de efecto de campo, FET T1, sirve de interruptor para el convertidor. Está controlado por un circuito de temporización compuesto por IC2 e IC3 que proporciona una duración de unas 15 horas. Tras apretar el pulsador S2, la salida Q6 de IC3 se va a nivel bajo, lo que permite que arranque el oscilador integrado en IC2, formado por R16, R17, P1 y C8. La frecuencia del oscilador se puede ajustar mediante P1, de forma que se obtenga una señal cuadrada con un período de 26 segundos en el punto TP1. La corriente de reposo del circuito de temporización es de unos  $75 \mu\text{A}$ .

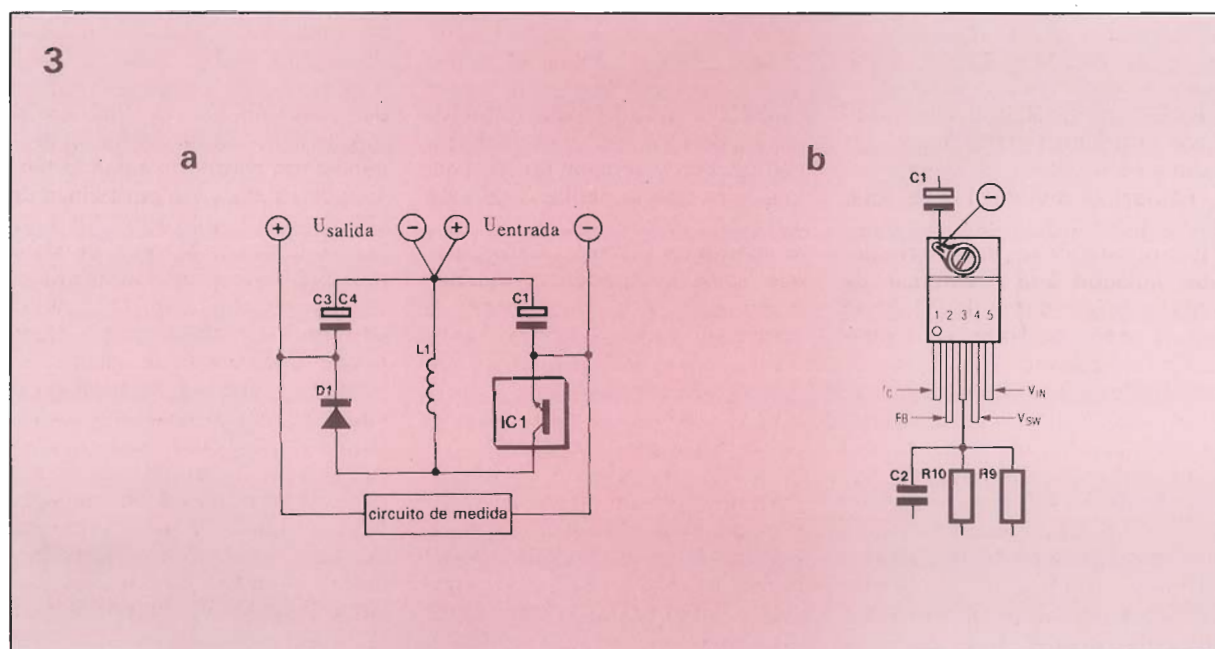
Un chivato de carga altamente económico está realizado mediante T3 y D7. Mientras dura la car-





**Figura 2. El cargador solar, dotado de un convertidor conmutado y su correspondiente circuito de temporización.**

**Figura 3. Las uniones entre los componentes de la figura 3a deberán ser lo más cortas posible; para ello, se montarán directamente los componentes sobre IC1.**



ga, el led parpadea con una cadencia de 0,6 Hz.

El transistor T1 está controlado también por el transistor T4 y el diodo zéner D13. Cuando el acumulador-fuente está descargado hasta tal punto que su tensión es inferior a 5,7 V, el proceso de carga se interrumpe como medida de seguridad para evitar una descarga total del mismo; el proceso se interrumpe hasta que la energía solar haya conseguido hacer subir la tensión del acumulador a un nivel adecuado. Entre tanto, mediante los diodos D11 y D12 se detiene tanto el regulador como el circuito temporizador, respectivamente. En principio, el mantenimiento de la corriente de carga del acumulador-fuente es tal que esta interrupción no se produce mas que en circunstancias excepcionales.

Una vez que el acumulador a recargar llega a su nivel máximo, o, más generalmente, ha transcurrido el tiempo fijado por la temporización, la salida Q6 de IC3 se pone a estado alto, y el oscilador de IC2 es bloqueado por D9. A partir de este momento, el cargador solar permanece en modo de espera, hasta que se pulse de nuevo S2.

## Montaje y ajuste. Realización y puesta a punto

Como no hemos previsto placa de circuito impreso para este montaje, también hemos buscado el ahorro en la construcción del choque L1. En lugar de utilizar un costoso núcleo de ferrita en E, bastante caro, hemos empleado un choque toroidal de 100  $\mu$ H/3A, como los que se utilizan para el antiparasitaje de los circuitos con triac.

Es posible mejorar las características de funcionamiento del circuito realizando los siguientes pasos: coloque una resistencia de bajo valor (alrededor de 0,1  $\Omega$ ) en serie con L1; verifique la señal sobre esta resistencia, con ayuda de un osciloscopio, y aumente en caso necesario el valor de inductancia. Cuando el circuito está bien regulado, la curva de corriente debe ser triangular (con una relación de trabajo del 50 %, una frecuencia de 40 KHz [determinada internamente por el LT1070], y las pendientes del triángulo de unos 12,5  $\mu$ s).

Tabla 1. Valores para las resistencias R5...R8

S1	R( $\Omega$ )	Tensión de carga $U_2$ (V)	Corriente de carga $I_2$ (mA)	
a	—	13,8		Tensión constante para los acumuladores de plomo.
b	—	6,9		
c	R5 10		50	Corriente constante para baterías de Ni-Cd, colocar en serie para obtener unos 12 V.
d	R6 4,3		120	
e	R7 2,7		180	
f	R8 1,2		400	

R5...R8 = 499 mV/ $I_2$

Tabla 2. Capacidad y corriente de carga de baterías de NiCd normales

Tipo	Capacidad (mA)	Corriente de carga (mA)
Pila compacta 9 V TR7/8, 6F22,	90	9
P11	110	11
Micro R03, AAA, P18	180	18
Pequeña R6, AA, P50	500	50
Reducida R14, C, P180	1200	120
	1800	180
Mono R20, D, P400	4000	400

Durante el montaje, hay que tener en cuenta que en los reguladores conmutados circulan corrientes de pico elevadas, aunque la corriente media de salida no tome un valor importante. La figura 3a muestra la parte del circuito en la que se deben efectuar las uniones cableadas tan cortas como sea posible.

En la figura 3b se observa que la parte metálica del encapsulado de IC1 se convierte en el punto de soldadura para el polo negativo del condensador C1 y para el polo negativo de la tensión de entrada, mientras que la patilla 3 de este integrado se convierte en el punto común de C2, R9 y R10. Coloque estos componentes directamente unos sobre otros, como se indica en el dibujo. No olvide colocar a IC1 un refrigerador de gran tamaño.

Para finalizar, será interesante consagrar algunas líneas al rendimiento de nuestro cargador. Para una tensión de salida de 12 V y corrientes de salida entre 50 y 400 mA, el rendimiento es del orden del 70 %, cuando el regulador está ajustado de forma óptima. Para una tensión de salida

más baja, del orden de 2,2 V, y débil corriente, unos 50 mA, las pérdidas causadas por D1, por el capacitor de corriente y por IC1 llevan el rendimiento a tan sólo un 25 %. En cualquier caso, el rendimiento de un regulador serie en las mismas condiciones sólo llegaría a un modesto 18 %; con un regulador serie la máxima tensión de salida sería del orden de 10 V (con una tensión del acumulador-fuente de 12 V), y el rendimiento para esta tensión con 50 y 400 mA de salida sería del 83 %, descendiendo conforme caiga la tensión de salida, y sin posibilidad de alcanzar una mayor tensión de salida. Como se aprecia, el sistema empleado proporciona mejores prestaciones para la mayoría de los casos, alcanzando incluso mayores tensiones de salida.

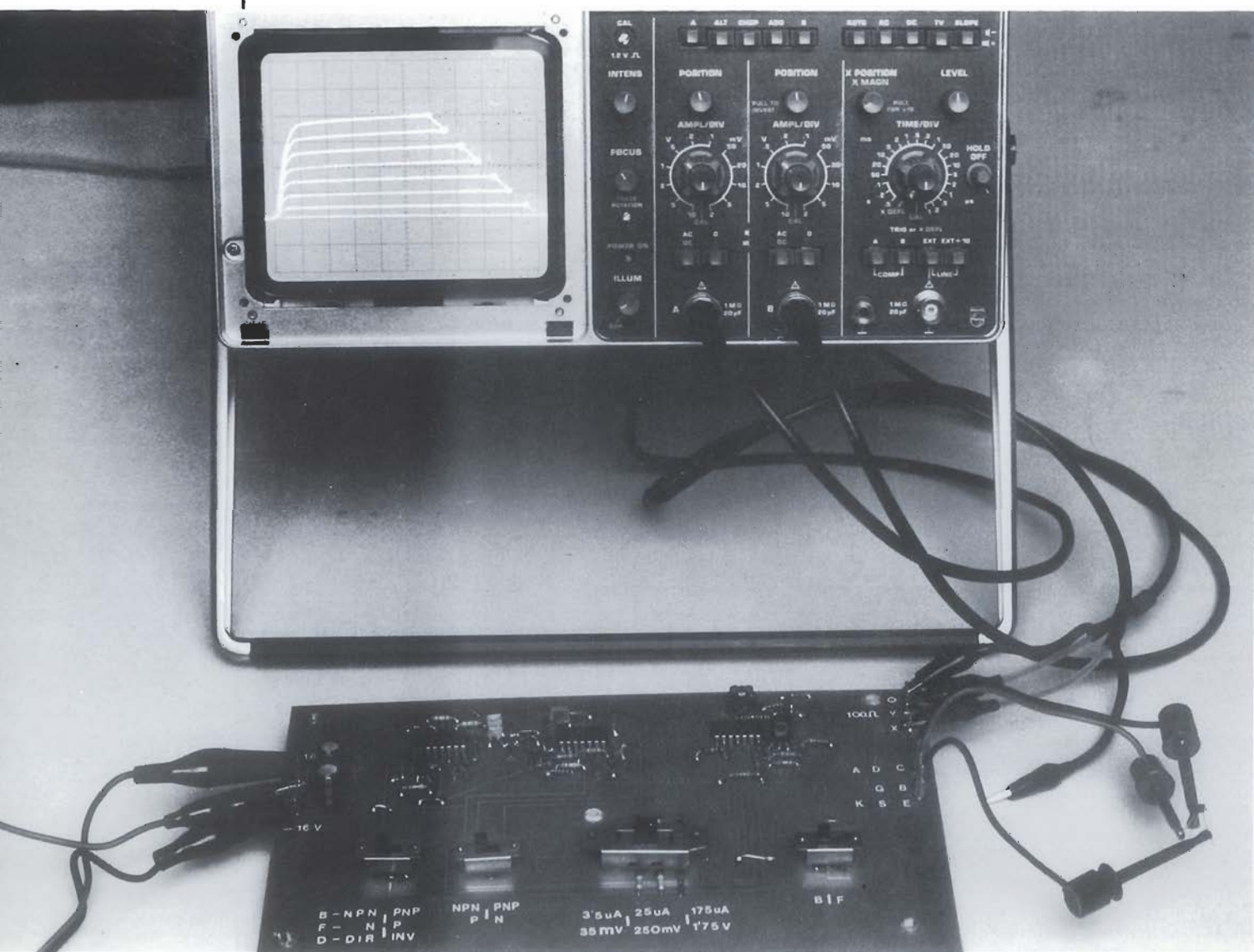
Aunque existen baterías diseñadas especialmente para ser recargadas mediante paneles solares, nuestro cargador funciona con cualquier tipo de acumulador normal, tanto para el acumulador-fuente como para el acumulador a recargar. La potencia máxima de salida es del orden de 6 W.



Generador  
de señales  
para la vi-  
sualización  
de curvas  
caracterís-  
ticas de  
diodos  
y transis-  
tores

*Este artículo expone y analiza en detalle una realización práctica y sencilla con amplificadores operacionales para medir con bastante precisión las curvas características de diversos dispositivos electrónicos.*

# TRAZADOR DE CURVAS



## Introducción

Este montaje permite visualizar en un osciloscopio de doble haz (ejes X e Y) las curvas características de:

- Transistores bipolares NPN y PNP.
- Transistores FET canal N y canal P.
- Diodos.

Aunque la razón de este montaje es puramente didáctica, su error (respecto a las mismas curvas medidas punto a punto) es menor del 10 % (dependiendo de la escala en que se realice la medida).

## Modo de funcionamiento

El diagrama de bloques básico es el que se muestra en la figura 1.

El generador de colector proporciona una señal triangular de amplitud fija (14 V) y frecuencia de 225 Hz, suficientemente baja para que no ocurran fenómenos de histéresis por los almacenamientos de carga (efecto capacitivo) asociados a los dispositivos (ver figura 2).

El generador de base proporciona una señal en escalera, en sincronismo con la del colector, siendo el número de escalones fijo e igual a 8 y el primero de ellos está situado a nivel «0» (0  $\mu$ A cuando se trata de corriente de base y 0 mV cuando es tensión puerta-fuente).

La altura de los escalones se puede seleccionar de entre tres valores distintos con el conmutador correspondiente, estos valores son:

	ESCALA 1. <sup>a</sup>	ESCALA 2. <sup>a</sup>	ESCALA 3. <sup>a</sup>
IB	3,5 $\mu$ A	25 $\mu$ A	175 $\mu$ A
VGS	35 mV	250 mV	1,75 V

(estos valores son ciertos sólo cuando alimentamos la placa con  $\pm 16$  V).

Durante los primeros 2,2 mseg. la corriente de base (o tensión puerta-surtidor) se mantiene en el primer escalón (0  $\mu$ A ó 0 mV), ver

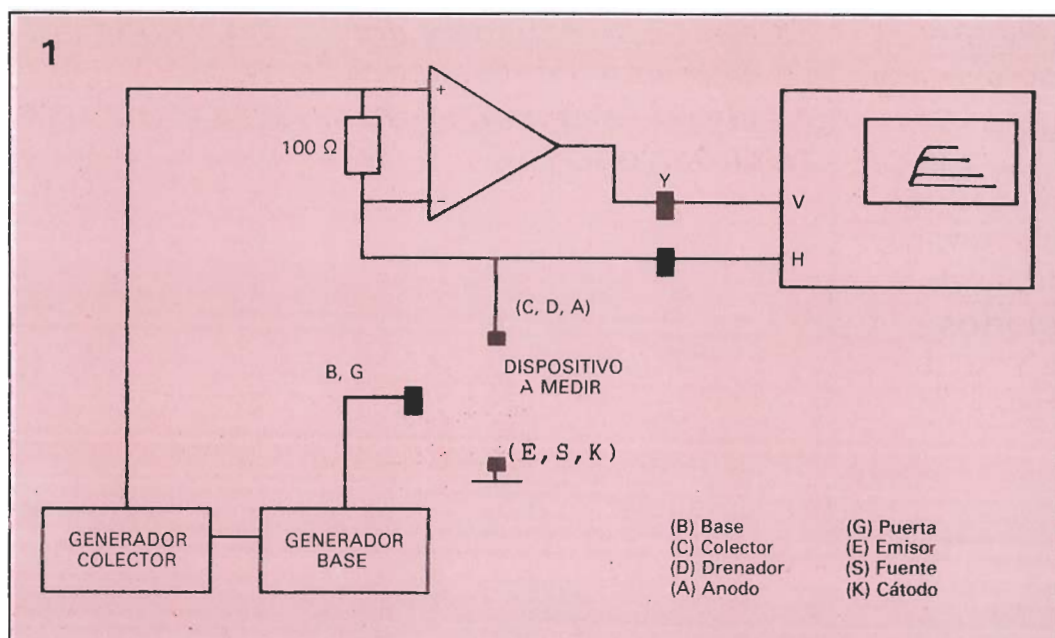


Figura 1. Diagrama básico.

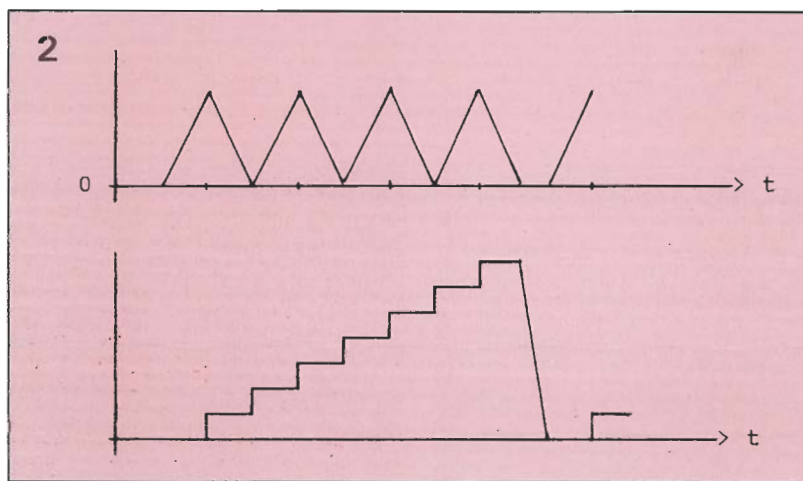


Figura 2. Señales de salida del generador de base y colector.

la figura 3, mientras el generador explora todas las tensiones colector-emisor comprendidas entre 0 V y un valor máximo.

En la pantalla del osciloscopio aparecerá una curva de la familia ( $I_c$ ,  $V_{ce}$ ) o ( $I_D$ ,  $V_{DS}$ ) correspondiente al primer escalón. Seguidamente la corriente de base (o tensión VGS en el caso de un FET) salta al escalón inmediato superior y el generador de colector re-

se presenta en pantalla a una velocidad de 55 imágenes por segundo, ésta aparece sin parpadeo ninguno.

Por último señalar que la placa dispone de cuatro conmutadores (ver figura 4).

A.—Uno deslizante, de dos posiciones y dos circuitos para controlar la polaridad del generador de colector que será positiva para: Transistores bipolares tipo NPN, FET de canal N, la característica directa de los diodos, y negativa para transistores bipolares tipo PNP, FET de canal P y característica inversa de diodos.

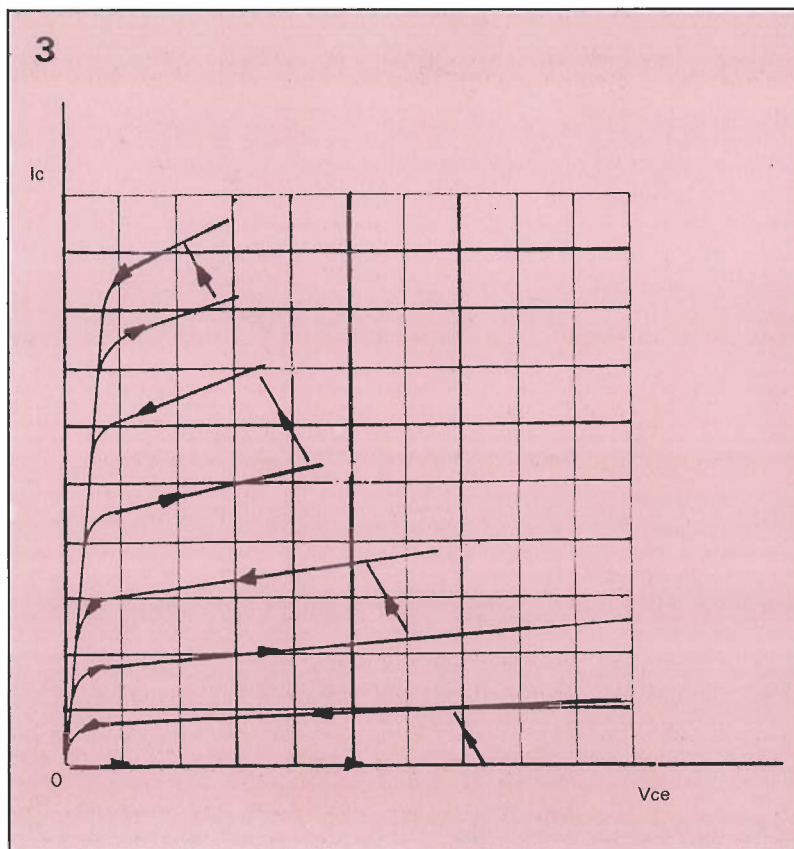
B.—Uno deslizante, de tres posiciones y dos circuitos para el cambio de escala.

C.—Uno deslizante, de dos posiciones y un circuito para generar la escalera de corriente o tensión según se vaya a medir un transistor bipolar o un FET.

D.—Uno deslizante, de dos posiciones y un circuito para controlar la polaridad de dicha escalera.



Figura 3. Proceso de barrido de las curvas características de un transistor bipolar.



### Descripción general del circuito

En la figura 4 se presenta el circuito completo. El generador de colector está formado por los amplificadores operacionales (A.O.) 1, 2, 3, y el 10 que funciona como amplificador de potencia.

El A.O.1 es un integrador, a cuya salida se tiene la señal triangular, mientras el A.O.2 y A.O.3 forman un comparador con histéresis, siendo su nivel inferior de comparación «0» voltios (debido al A.O.2 y diodos D1 y D2 asociados)

y su nivel superior «10» voltios (debido al A.O.3). Por lo tanto, la señal triangular presente en la salida de A.O.1 tiene su base en «0 V.» y su pico en «10 V.»

La señal cuadrada presente en la salida del A.O.3 queda invertida a la salida del A.O.4 y ambas diferenciadas y rectificadas son aplicadas al A.O.5, formando todo el conjunto el generador de escalera.

El A.O.6 y A.O.7 forman un comparador con histéresis cuya misión es el reinicio de la escalera una vez han habido 8 escalones, situando el primero en «0 V.»

Se observa también que mientras la escalera se reinicia, la salida del A.O.7 estará a un valor muy negativo ( -15 V) por lo que el FET BF256A situado a la entrada del A.O.1 estará cortado. Así, el generador de colector espera a que la escalera esté completamente puesta a cero para volver a generar su señal triangular (este sincronismo es indispensable para obtener una imagen estable en el osciloscopio).

El A.O.8 y A.O.9 adaptan la señal en escalera que se genera en A.O.5 (cambiándola de escala, polaridad o convirtiéndola en corriente), al dispositivo que se desea medir.

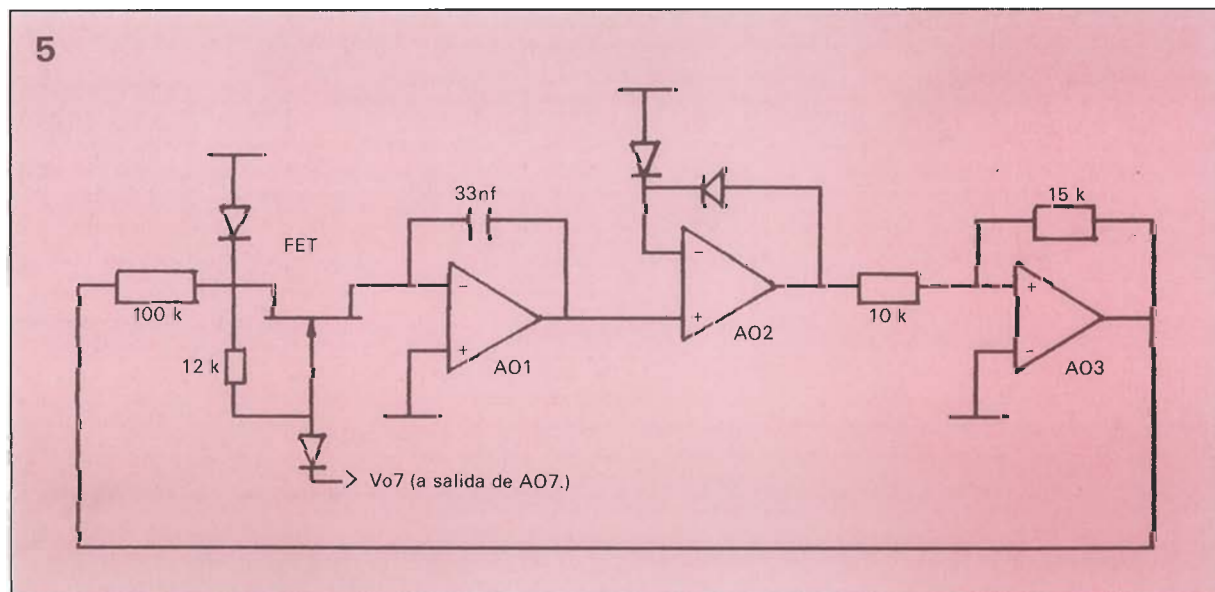
Por último indicar que el A.O.11 y sus componentes asociados miden la corriente que circula por el nudo «X» (corriente de colector, drenador o ánodo según el caso) de forma indirecta, midiendo la tensión sobre la resistencia de 100  $\Omega$ . Esta medida aparece reflejada en la tensión del nudo «Y» que va a ser el eje vertical del osciloscopio. Por esta razón las tensiones verticales deben ser divididas por «100  $\Omega$ » para obtener la corriente que corresponde a la imagen visualizada.

### Análisis del circuito

#### Generador de señal triangular

Los amplificadores operacionales AO1, AO2, AO3 (figura 5) sintetizan una señal triangular (salida de AO1) y una señal cuadrada (salida de AO3). Hay que hacer notar que el FET presente en el circuito tiene un comportamiento de interruptor:

Figura 5. Generador de señal triangular.



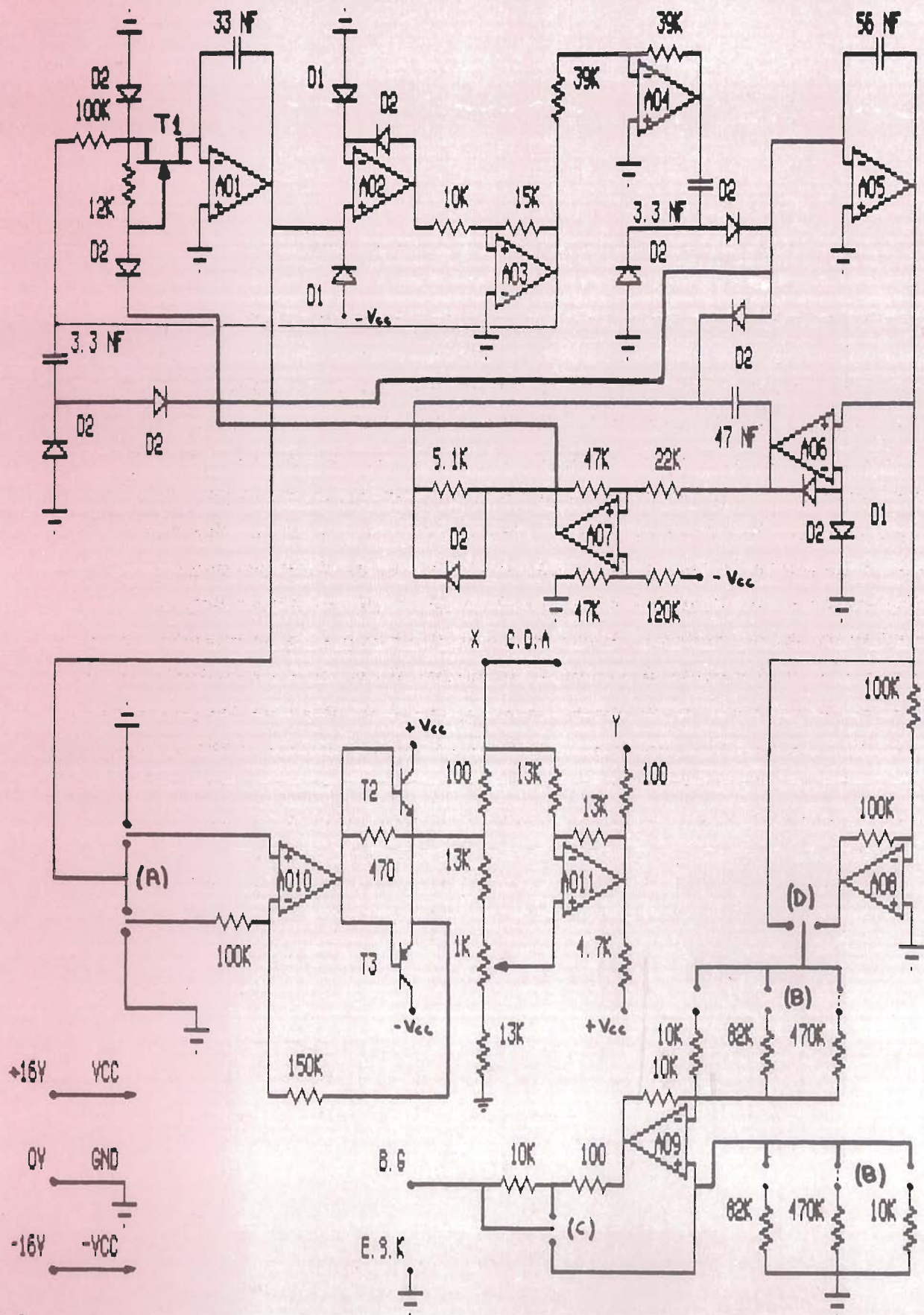
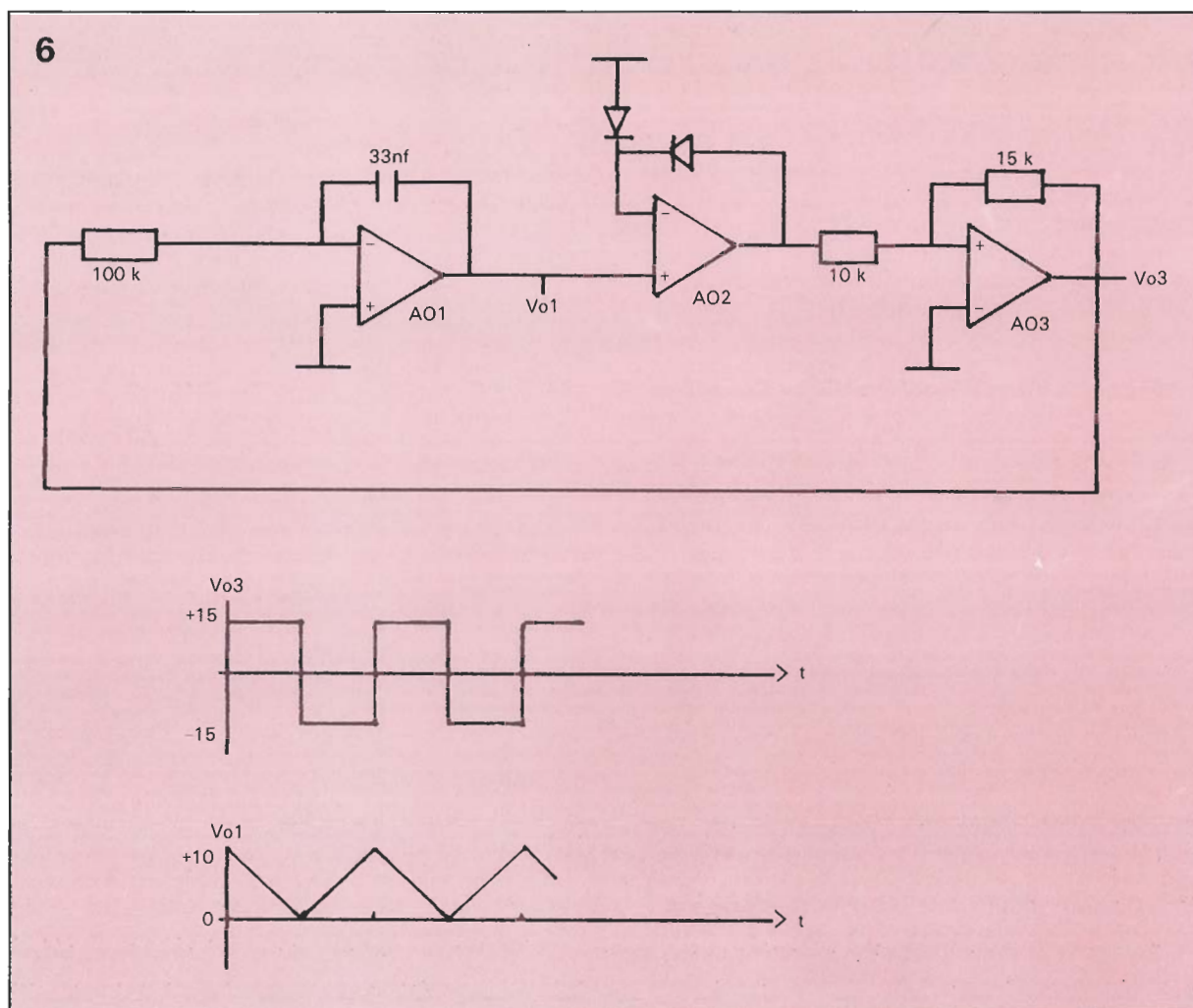


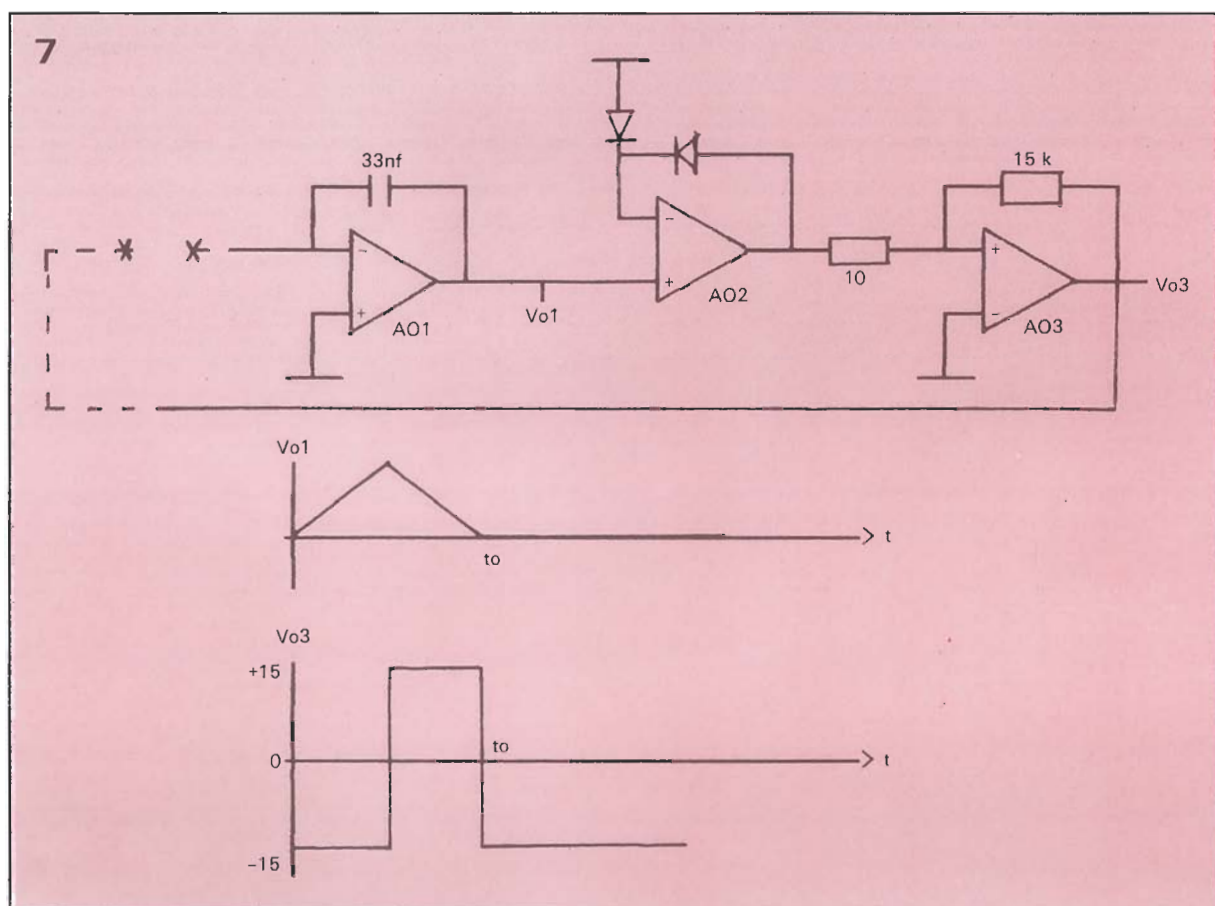
Figura 4.



**Figura 6.**  
Generador de señal  
triangular con el  
FET cerrado.



**Figura 7.**  
Generador de señal  
triangular con el  
FET abierto.



- cerrado cuando la tensión «Vo7» es suficientemente positiva
- abierto cuando la tensión «Vo7» es suficientemente negativa.

Pues bien, precisamente «Vo7» proviene de la salida de AO7 (ver figura 4) que está conformado como biestable, teniendo por lo tanto, sólo dos valores (estables) de tensión en su salida (+15 V ó -15 V).

Así cuando Vo7 = +15 V el interruptor está cerrado y el circuito de la figura 5 queda como la figura 6.

Y cuando Vo7 = -15 V el interruptor está abierto, quedando el siguiente circuito (figura 7).

Suponiendo que el interruptor se abre en el instante «to», la tensión Vo1 quedará constante y con valor el que tenía justo antes de la apertura.

Concentrándonos cuando Vo7 = +15 V (que es la mayor parte del tiempo) podemos calcular la frecuencia de la señal triangular. Para ello debemos conocer la característica que liga Vo1 y Vo3 en el circuito de la figura 8.

En la figura 8, se encuentran también las características parciales (Vo1, Vo2) y (Vo2, Vo3). Observándose que el circuito conformado con AO2 se comporta como un comparador para Vo1 negativo y como buffer (ganancia = +1) para

Vo1 positivo. AO3 está constituido como biestable, dando todo este conjunto la característica presentada en la figura 8c.

Por lo tanto al integrador realizado con AO1, sólo se le introducen dos tensiones (Vo3) diferentes: +15v y -15v.

En el primer caso (+15v) la salida Vo1 será:

$$Vo1(t) = Vo1(0) - \frac{1}{C} \int_0^t \frac{15}{R} dt$$

$$= Vo1(0) - \frac{15}{RC} \cdot t = Vo1(0) - 4.500t$$

(válido para  $t > 0$ )

Donde Vo1(0) es el valor de tensión justo en el instante en que Vo3 pasó de -15v a +15v. Este valor, como puede verse en la figura 8 es de 10 V.

Vo1(t) = 10 - 4.500t que es una rampa decreciente, y llegará a Vo1(t1) = 0 v en un tiempo:

$$t1 = \frac{10}{4.500} = 2,2 \text{ mseg.}$$

Cuando esto ocurra Vo1(t1) = 0v, la característica de la figura 8 obligará a Vo3 a tomar un valor de 15v, por lo cual Vo1(t) se comportará de la siguiente manera:

$$Vo1(T) = Vo1(t1) - \frac{1}{C} \int_{t1}^t \frac{-15}{R} dt$$

$$= Vo1(t1) + 4.500(t - t1)$$

válido para  $t > t1$ . Además hemos visto que Vo1(t1) = 0v o sea:

$$Vo1(t) = 4.500(t - t1)$$

que es una rampa creciente. Así evolucionará Vo1(t) hasta llegar a un valor de 10 v para el cual Vo3 volverá a tomar los +15 v originales, repitiéndose de nuevo todo el proceso.

El instante (t2) en que Vo1(t2) =

$$t2 - t1 = \frac{10}{4.500} = 2,2 \text{ mseg.}$$

las formas de las señales Vo1 y Vo3 aparecen en la figura 6.

### Generador de señal en escalera

Como se ve en la figura 2 se necesita una señal en escalera en sincronismo con la señal triangular tratada en el apartado anterior, y que aumente un escalón con cada cambio de pendiente de la susodicha señal triangular.

Para conseguir esto se hace uso de la tensión Vo3 y de ella misma invertida por AO4 (amplificador inversor de ganancia unidad, figura 9a).

Con el circuito de la figura 10, estas señales (Vo3 y Vo4) quedan con su base fija a 0v, también son diferenciadas y posteriormente estos impulsos son integrados

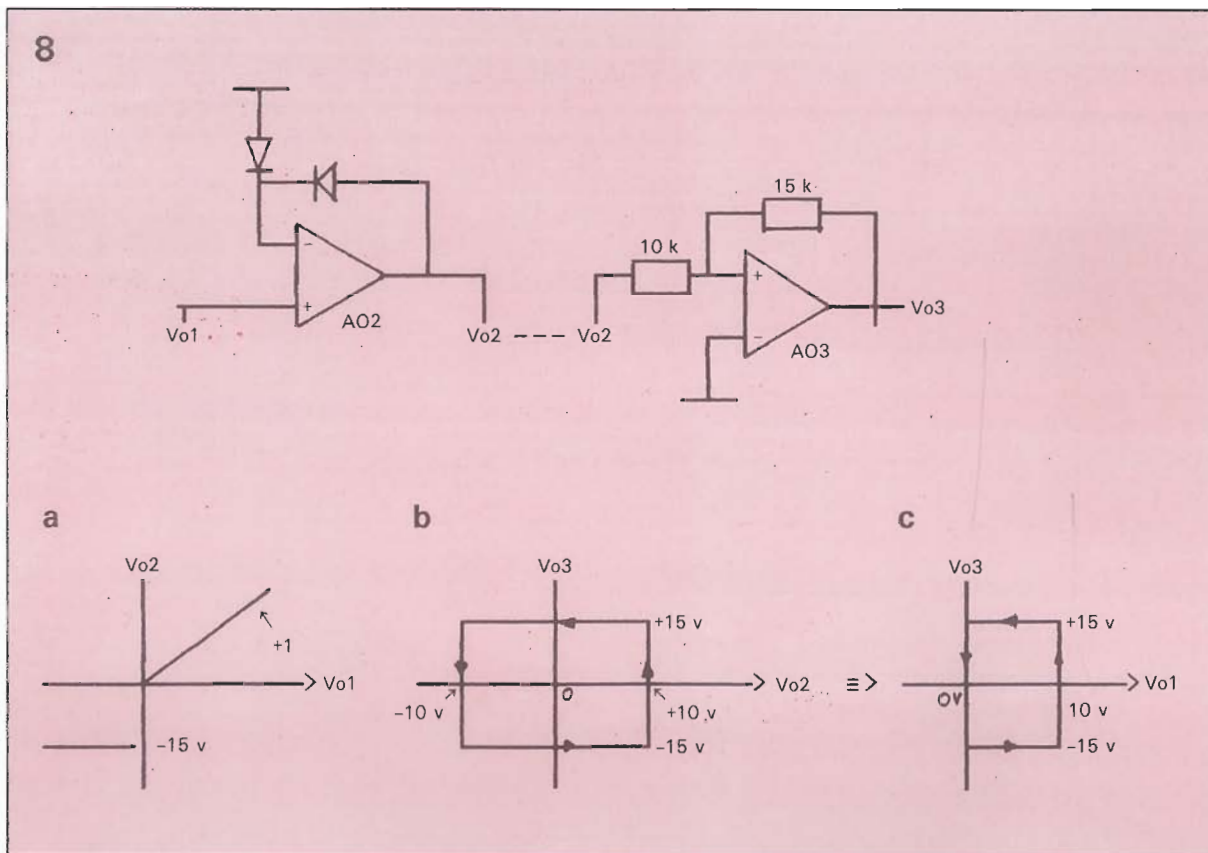
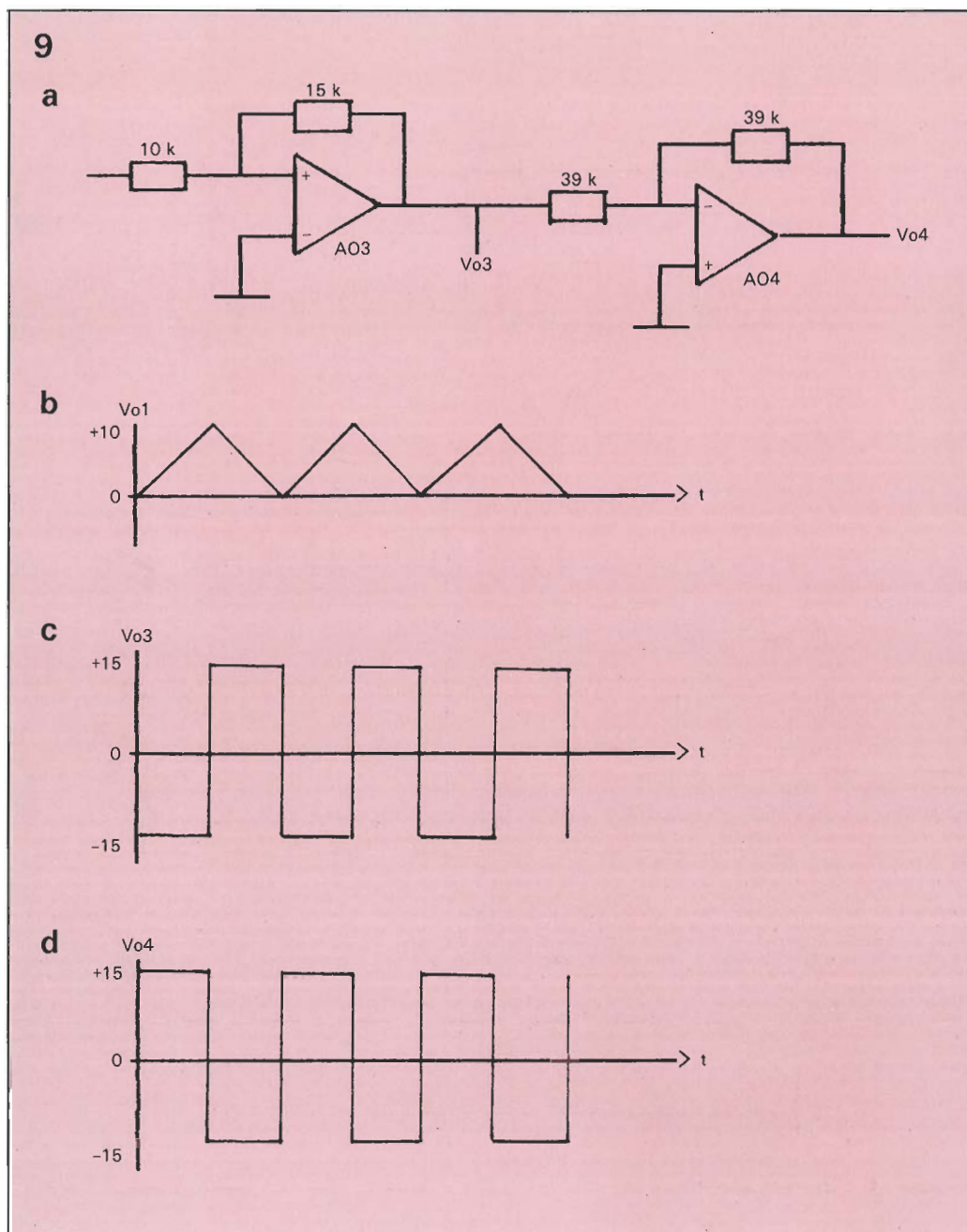


Figura 8. El operacional AO3 trabajo como biestable. Curvas características de funcionamiento de los circuitos de la figura 8.





**Figura 9.**  
Generador de señal  
en escalera, con  
sus curvas  
características.

**Figura 10.**  
Diferenciado y  
suma de señales  
para obtener la  
tensión en  
escalera.

con el integrador formado por el operacional AO5.

La corriente int. en la figura 10 son impulsos muy cortos (la duración de éstos en la figura 10 está exagerada). La tensión Vo5 será:

$$Vo5 = Vo5(0) - \frac{1}{C1} \int_0^t \text{lint}(t) dt$$

y la altura de los escalones:

$$\begin{aligned} \text{Altura} &= Vo5(nT) - Vo5[(n-1)T] = \\ &= -\frac{1}{C1} \int_{(n-1)T}^{nT} \text{lint}(t) dt = -\frac{1}{C1} \int_0^T \text{lint}(t) dt \end{aligned}$$

Si se considera que los diodos y operacionales son ideales, entonces:

$$\text{lint}(t) = Ca \frac{dVCa}{dt}$$

$$\text{válido cuando } \frac{dVCa}{dt} > 0$$

$$\text{lint}(t) = Cb \frac{dVCb}{dt}$$

$$\text{válido cuando } \frac{dVCb}{dt} > 0$$

$$C = Ca = Cb$$

por lo tanto, tomando el primer caso, por ejemplo:

$$\begin{aligned} &-\frac{1}{C1} \int_0^T \text{lint}(t) dt = \\ &= -\frac{1}{C1} \int_0^T C \frac{dVCa}{dt} dt = \\ &= -\frac{1}{C1} C [VCa(T) - VCa(0)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= -\frac{C}{C1} [15 - (-15)] = -\frac{C}{C1} 30 = \\ &= -\frac{3,3}{56} 30 = -1,76 \text{ v.} \end{aligned}$$

El número de peldaños que se necesitan son ocho, ya que corresponde con el número de curvas a visualizar en la pantalla, por lo cual se necesita un circuito que conozca cuántos escalones ha habido y en el octavo reinicialice la escalera, hasta situar el primer peldaño en cero voltios. El tiempo empleado en el reset debe ser pequeño, y mientras esto ocurre el generador de señal triangular debe esperar a que finalice, de forma que haya una perfecta superposición de imágenes en la pantalla (55 por seg.). Para esta espera, está prevista la tensión de control «Vo7» (ver figuras 5 y 7).

En la figura 11 se tiene el circuito que realiza esta función.

El conjunto realizado con AO6 y AO7 es similar al mostrado en la figura 8. La característica que liga Vo5 con Vo6 y Vo6 con Vo7 son las mostradas en la figura 12.

Cuando Vo7 = +15 v el diodo D de la figura 11 está cortado y el FET de la figura 5 está cerrado, generándose así una señal triangular (Vo1) y una escalera en sincronismo con ésta (Vo5) con unos escalones de altura aproximada de -1,76 v cada uno. Al séptimo escalón la escalera tiene la tensión total de  $-1,76 \times 7 = -12,32 \text{ V}$ . Cuando llegue el octavo escalón (tensión total:  $-12,32 - 1,76 = -14,08 \text{ V}$ , se habrá rebasado la característica Vo5, Vo7 de la figura 12, por la que Vo7 toma el valor Vo7 = -15 V.

En esta situación deja de generarse la señal triangular por apertura del FET que la controla. La escalera se pone a cero a través del diodo «D» como se refleja en la figura 13.

Siendo en la figura anterior k(Vo5) una función no lineal de la tensión Vo5 y que toma los valores: +1 cuando Vo5 < 0 y Av cuando Vo5 > 0 y Vo6 < 15 v, como se aprecia en el gráfico 13b.

Antes de que el diodo D empiece a conducir, transcurre un tiempo «tr» (figura 11) durante el cual el condensador «C2» cambia su tensión inicial para adaptarse a la nueva situación.

En la figura 13, considerando el diodo «D» ideal y el cortocircuito virtual presente a la entrada de AO5 se puede escribir:

$$(1) id + ic2 = \frac{15}{R}$$

$$(2) V_{o5} = \frac{1}{C1} \int_0^t i_d(t) dt + V_{o5}(0)$$

con  $V_{o5}(0) = -14,08v$

$$(3) i_{c2} = C2 \times K(V_{o5}) = \frac{dV_{o5}}{dt}$$

de (2) y de (3)

$$(4) i_{c2} = \frac{C2}{C1} = K(V_{o5}) = i_d$$

de (1) y (4)

$$i_d \left[ 1 + \frac{1}{K(V_{o5})} \right] = \frac{15}{R} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} V_{o5} < 0 \Rightarrow K(V_{o5}) = 1 \Rightarrow i_d = \frac{15}{R} \frac{1}{1 + C2/C1} \\ V_{o5} > 0 \Rightarrow K(V_{o5}) = A_v \gg 1; \\ i_d = \frac{15}{R} \frac{1}{1 + C2/C1 A_v} \end{cases}$$

Introduciendo esto en la ecuación (2) nos queda:

$$(5) V_{o5} < 0 \Rightarrow V_{o5} = \frac{15}{R} \times \frac{1}{(C2 + C1)t - 14,08} = 28600t - 14,08$$

$$(6) V_{o5} > 0 \Rightarrow V_{o5} = \frac{15}{R} \times \frac{1}{(C1 + C2 \times A_v)t} = 207t$$

con  $A_v = 300$

el tiempo que tarda  $V_{o5}$  en llegar a cero voltios es:

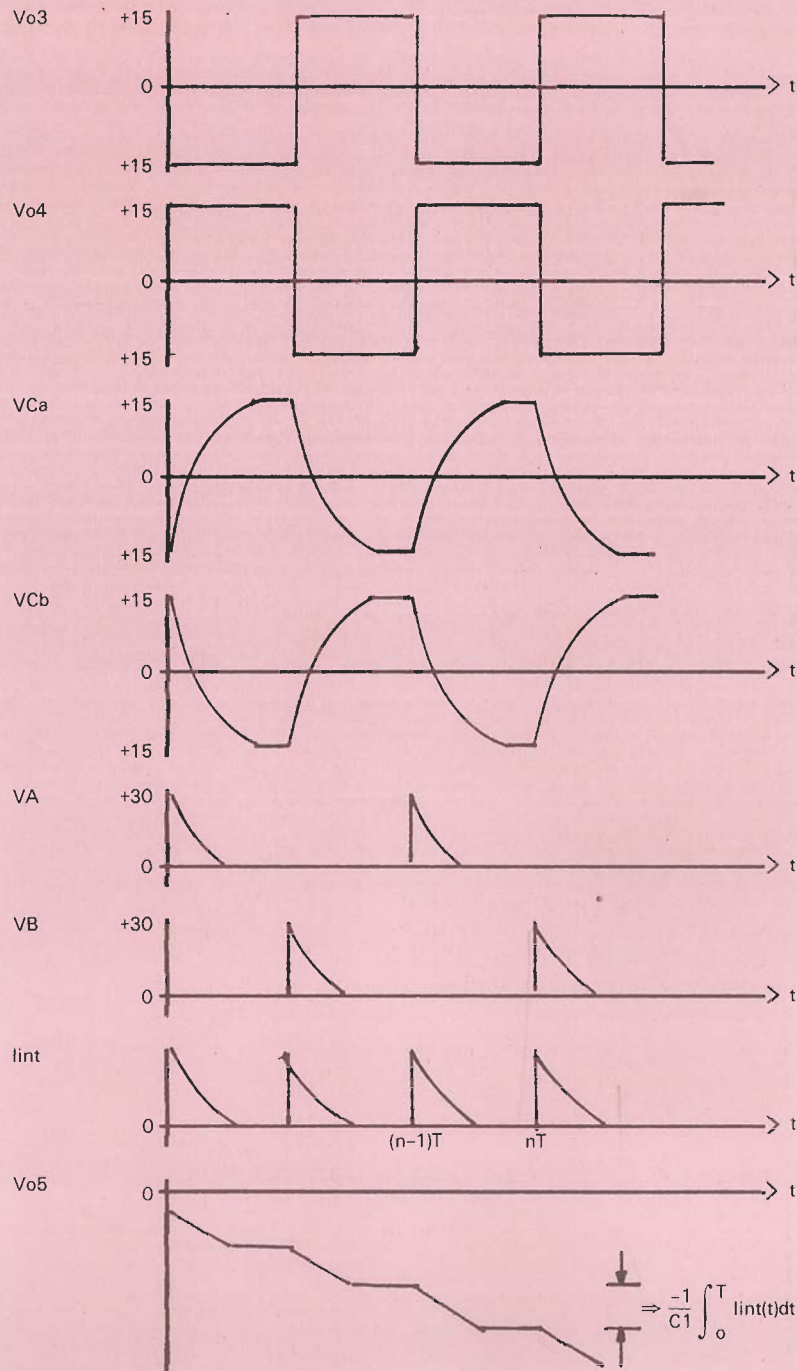
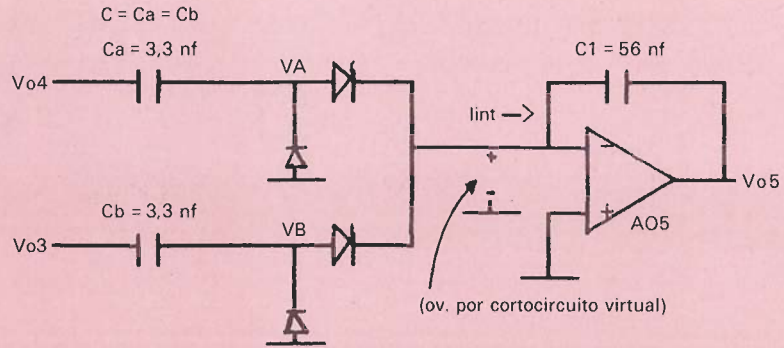
$$t_c = \frac{14,08}{15} R(C1 + C2) = 0,49 \text{ mseg.}$$

Al llegar  $V_{o5}$  a cero voltios, la característica  $V_{o5}$ ,  $V_{o7}$  de la figura 12 indica que  $V_{o7}$  pasará a valer +15 voltios, con lo cual se acabará la puesta a cero de la escalera.

Sin embargo, esta característica no tiene en cuenta el retardo ( ) que se presenta en el biestable formado con AO7. Durante este corto intervalo,  $V_{o5}$  será positivo y su evolución viene dada por la ecuación (6); así el offset del primer peldaño respecto a «0 volt.» es:

$$V_{o5} = 207 \times \gamma \quad \gamma = 20 \mu\text{seg} = 4,2 \text{ mV}$$

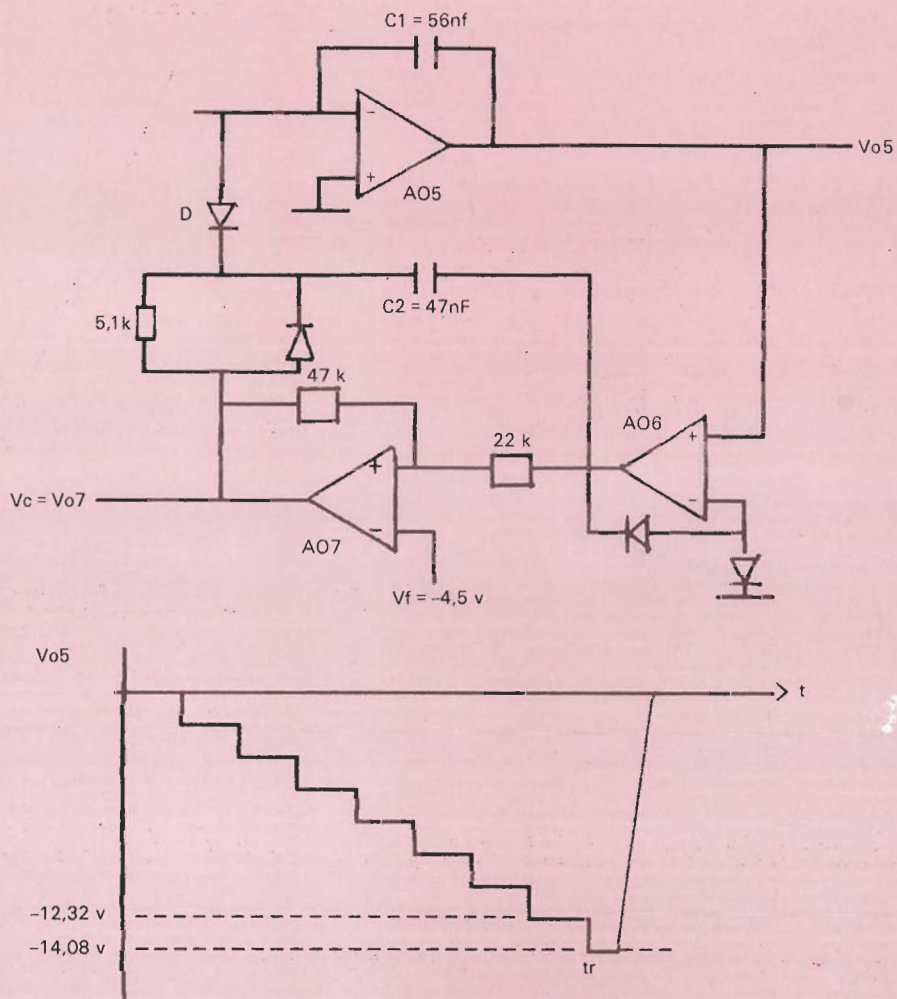
si hubiera seguido evolucionando según la ecuación (5) el error habría sido mucho mayor:





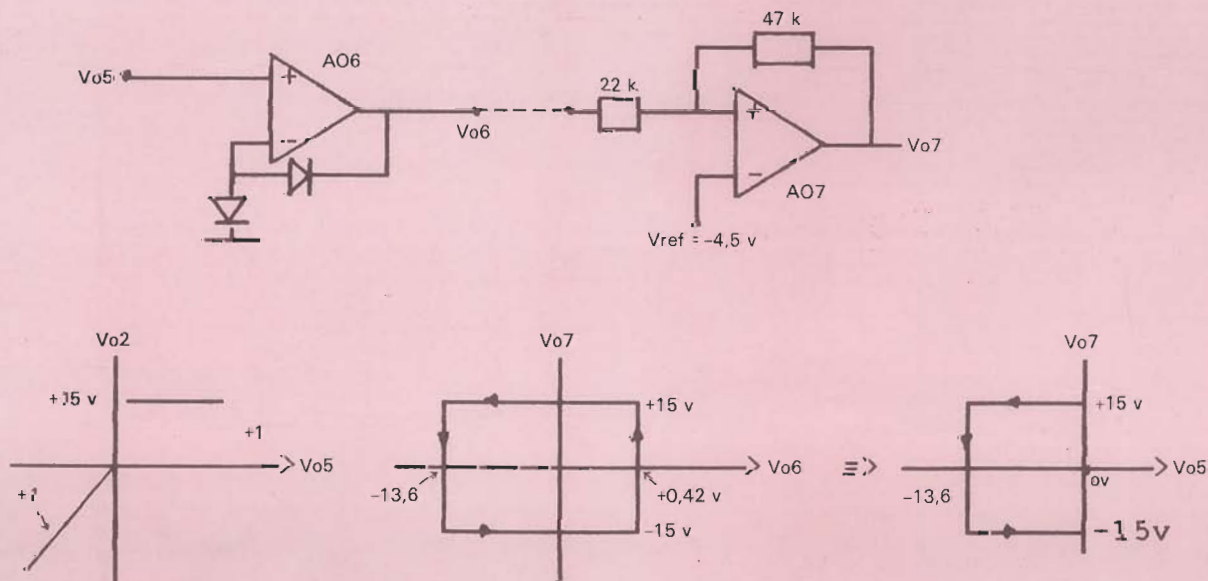
**Figura 11. Circuito de puesta a cero del generador de escalera.**

11



**Figura 12.**  
**Diagrama**  
**simplificado y**  
**curvas de**  
**funcionamiento del**  
**circuito de puesta a**  
**cero. Observe la**  
**similitud con el**  
**circuito de la figura**  
**8.**

12



$$Vo5 = 28.600 \times \gamma = 572 \text{ mV}$$

$$\gamma = 20 \mu\text{seg}$$

### Circuito de excitación de colector (C), drenador (D) y ánodo (A)

El circuito de excitación de colector (o drenador o ánodo) está realizado con AO10 al cual se le ha añadido los transistores T1 y T2 con objeto de aumentar la corriente que es capaz de dar el operacional (figura 4).

En una posición del conmutador «A», el circuito queda como amplificador no inversor, y en la otra posición como amplificador inversor, como se ve en la figura 14, a y b, respectivamente.

La primera posición se emplea en dispositivos: bipolares (NPN), FET (canal N) y la característica directa de diodos. La segunda posición es para dispositivos: bipolares (PNP), FET (canal P) y la característica inversa de diodos.

### Circuito de excitación de base (B) y de puerta (G)

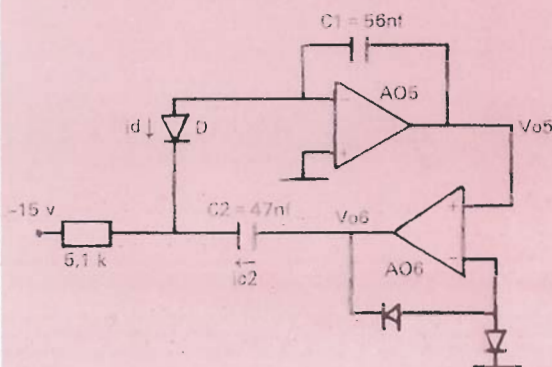
Está compuesto de dos secciones, la primera formada por el operacional AO8 (amplificador inversor de ganancia unidad) y el conmutador «D». Así, en una posición de este conmutador se selecciona la tensión Vo5 (escalera original, con polaridad negativa) y en la otra posición se tiene la misma escalera pero con polaridad positiva (figura 4).

La segunda sección está formada por AO9 y los conmutadores «B» y «C». El conmutador «B» hace el cambio de escala, mientras el «C» cambia la configuración del circuito. En una posición de «C» el circuito es un convertidor tensión corriente que se empleará para forzar la corriente de base en los dispositivos bipolares a medir (figura 15a). En la otra posición es un amplificador inversor (figura 15b) apto para proporcionar la tensión de puerta en dispositivos FET.

### Circuito de medida

Ya que en el osciloscopio se quiere representar: a) tensión en bornas del dispositivo en el eje horizontal, b) y corriente del mismo en el eje vertical, habrá que convertir esta corriente en una tensión. Para esto se emplea la caída de tensión habida en una resistencia de  $100 \Omega$  puesta en serie con el dispositivo a medir.

13

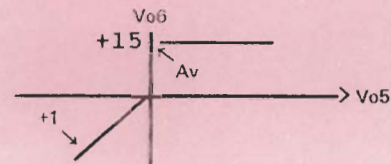


$$Vo6 = K(Vo5) \times Vo5$$

$$Vo5 < 0 \Rightarrow Vo6 = 1 \times Vo5 \Rightarrow K(Vo5) = 1$$

$$Vo5 > 0 \Rightarrow Vo6 = Av \times Vo5 \Rightarrow K(Vo5) = Av \gg 1$$

a



b

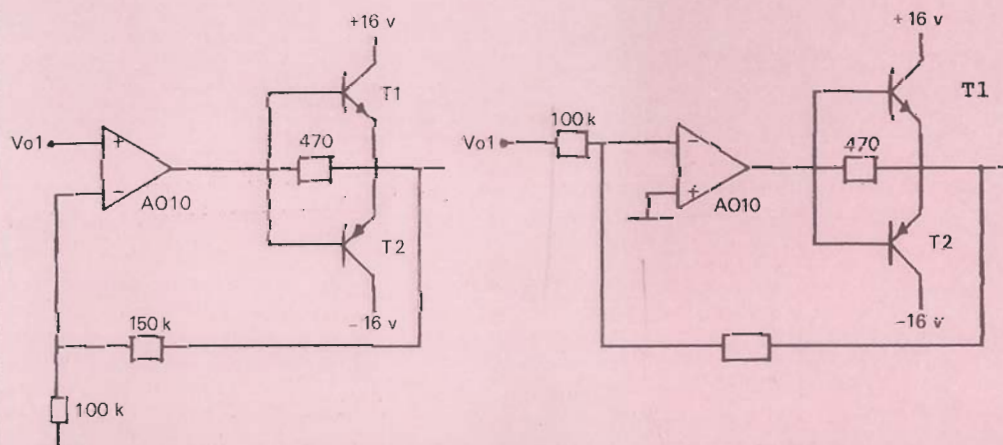
El circuito (figura 16) para medir la tensión en bornas de esta resistencia de  $100 \Omega$  está formado con el AO11 que funciona como amplificador diferencial de ganancia unidad, por lo cual la tensión en su salida tiene la siguiente expresión:

$$Vo11 = I \times 100 \quad (7)$$

El potenciómetro de  $1 \text{ k}\Omega$  presente en el circuito anterior tiene como misión maximizar el C.M.R.R. («Common Mode Rejection Ratio» relación de rechazo en modo común) del diferencial. Para

Figura 13. Puesta a cero de la escalera, a través del diodo D.

14



a

b

Figura 14. La etapa excitadora de colector (drenador o ánodo) en configuración no inversora a), e inversora b).



Figura 15. Circuito de excitación de base para transistores (a), o FET (b).

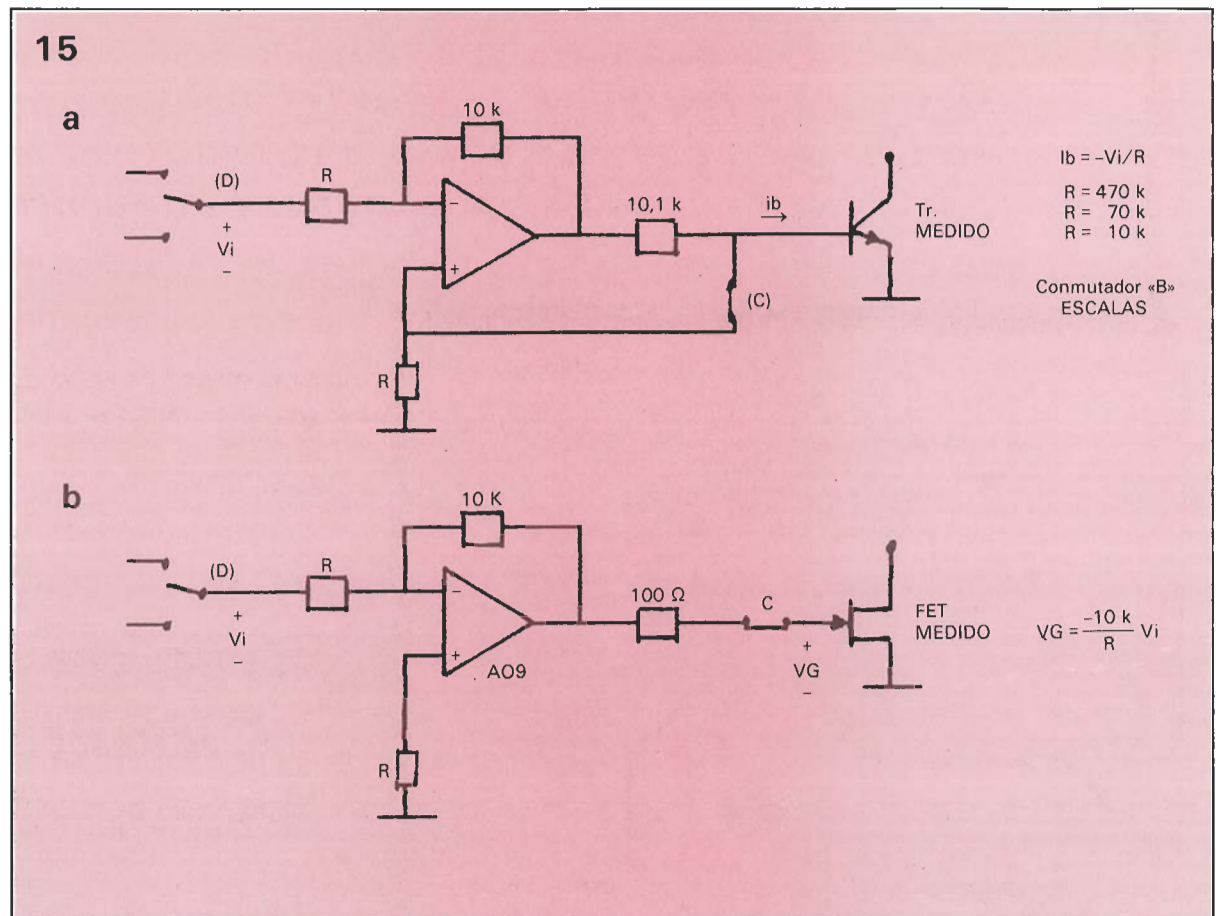
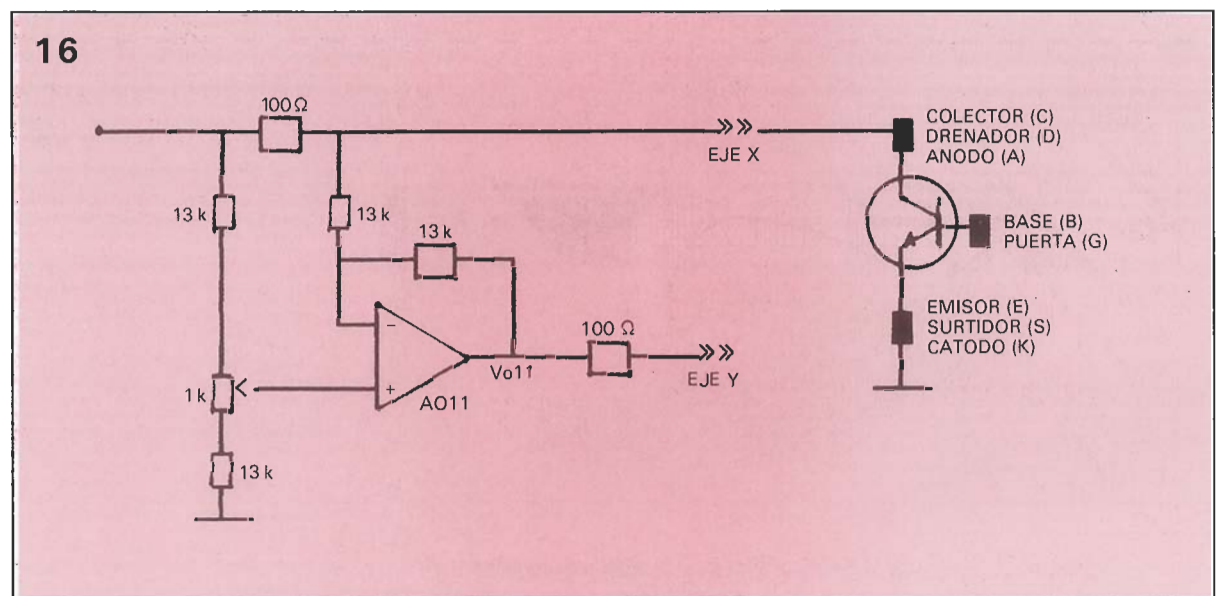


Figura 16. Circuito de medida.



su ajuste se procede de la siguiente manera: sin tener ningún dispositivo a medir conectado, se visualizará en el osciloscopio la tensión Vo11 ajustándose el potenciómetro hasta que esta tensión sea lo más pequeña posible.

El montaje puede realizarse sobre una placa de prototipos; el empleo de operacionales cuádruples, tipo LM324 o TL084, proporciona una forma compacta de realizar el circuito. Los valores de los componentes activos se indican

en la parte superior de la figura 4, mientras que el valor de resistencias y condensadores se indica sobre el propio esquema de la figura 4.

#### Autores

SALVADOR PERDOMO GONZÁLEZ. Ingeniero de Telecomunicación. Profesor del Departamento de Electrónica y Telecomunica-

ción de la Universidad Politécnica de Canarias.

JAIME GONZÁLEZ HERNÁNDEZ. Ingeniero Industrial. Profesor del Departamento de Electrónica y Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Canarias.

MIGUEL PEÑATE SUÁREZ. Ingeniero Técnico de Telecomunicación. Profesor del Departamento de Electrónica y Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Canarias.