

# elektor

N.º 129  
1991

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

electrónica: técnica y ocio



**El lenguaje C (II)**

**Transmisión de audio  
por la red eléctrica**

**Conmutador  
de vídeo  
y audio (II)**

**Tarjeta de memoria  
para Laser Jet**

**Introducción  
a la tecnología  
de microondas (III)**

# SUMARIO

## ARTICULOS

<b>Osciladores con amplificadores operacionales</b> .....	02-12
Algunas ideas y conceptos bastante simples sobre estos circuitos.	
<b>Conmutador de vídeo y audio (y II)</b> .....	02-20
Descripción de un nuevo diseño de conmutador con algunas variantes respecto al primero.	
<b>Introducción a la teoría de microondas (III)</b> .....	02-28
Descripción de una nueva gama de dispositivos relacionados con esta tecnología.	
<b>Transmisión de audio por la red eléctrica (I)</b> .....	02-34
Primera parte de un interesante sistema de envío de señales de audio que evita engorrosas instalaciones.	
<b>Láser de bolsillo</b> .....	02-50
Un auténtico láser alimentado por baterías al que podremos encontrar numerosas aplicaciones.	
<b>Ampliación de memoria para impresora láser</b> .....	02-56
Destinada a ampliar la capacidad de memoria de la impresora HP Láser Jet II P.	
<b>El lenguaje C (II)</b> .....	02-60
Continuación de la descripción de este lenguaje y de su utilidad para el diseño de interfaces.	

## SECCIONES

Teletipo .....	02-08
Las placas de circuito impreso .....	02-37
Mercado .....	02-70
Libros .....	02-74
Anuncios breves .....	02-76

### En nuestro próximo número:

- Secráfono de bajo coste.
- El lenguaje C (III).
- Transmisión de audio por la red eléctrica (y II).
- Monitor de la red eléctrica.

AÑO 11, NUM. 129 FEBRERO 1991

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

**Edita:**  
F & G EDITORES, S. A.

**Director:**  
JULIO GOÑI

**Director de Producción:**  
JULIO RODRIGUEZ

**Director Ejecutivo:**  
RUFINO GONZALEZ GONZALEZ

**Cuerpo de redacción:**  
VIDELEC, S. A.

**Colaboradores:**  
JOSE M. VILLOCH  
FERNANDO ACERO MARTIN  
LH SERVICIOS INFORMATICOS  
DAVID LOPEZ APARICIO  
ELECTRONICS WORLD  
RADIO ELECTRONICS  
MIGUEL MENENDEZ  
LEONARDO MARTIN ANGULO

**Diseño gráfico:**  
P. DIAZ

**Publicidad Madrid:**  
**Delegada:**  
SILVIA MULET  
Videlec S. A.  
Riño 3-3.º Teléf.: 329 29 23 - FAX 747 37 10

**Suscripciones y pedidos:**  
APARTADO 61294  
MADRID  
Teléf.: 457 94 24

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

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

**Composición:**  
Pérez-Díaz  
Santa Leonor, 48

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

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

#### DERECHOS DE AUTOR

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

Copyright=1990.F & G EDITORES, 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.

## Estimado lector:

Para el número de este mes hemos preparado un conjunto de artículos con los que pretendemos continuar tanto las descripciones de tecnologías o temas de actualidad, como los circuitos de inmediata aplicación práctica para que puedan ser construidos por los lectores.

De entre los primeros mencionaremos lo referente al diseño de osciladores con amplificadores operacionales por su interés práctico, así como la serie que estamos dedicando al Lenguaje C, en su vertiente de valiosa herramienta para el diseño de circuitos de interfaz.

Para aquellos lectores que desean montarse sus propios circuitos, hemos incluido cuatro diseños que pensamos van a contar con una buena acogida por su variedad. Comenzaremos por el Láser de bolsillo, el cual constituye sin duda una novedad. Sin embargo, debemos recomendar que únicamente sea montado por personas con suficiente experiencia, debido a las precauciones que hay que tener con su manipulación. Otro tema de interés práctico es la tarjeta de ampliación de memoria para Impresora Láser, con la que podremos abaratar de forma sensible nuestra compra de este tipo de impresoras.

Para terminar, mencionaremos el sistema de transmisión de audio a través de la red, del que aquí se describe el transmisor, dejando el receptor para el próximo ejemplar de la revista y la segunda y última parte de nuestro Conmutador de vídeo y audio, con un nuevo diseño que supone una alternativa distinta al anterior circuito.



#### 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 DE N.ºS ATRASADOS

Ejemplar sencillo	500 ptas.
Ejemplar doble	800 ptas.

#### SUSCRIPCIONES

España	5.000 ptas.
España certificada	6.500 ptas.
Europa	6.400 ptas.
Europa certificada	7.500 ptas.
Resto países correo aéreo	10.000 ptas.
	11.000 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

<b>Canarias, Ceuta y Melilla</b>	
Ejemplar sencillo	475 ptas.
Ejemplar doble	755 ptas.

## circuítos impresos

### E1: ENERO/FEBRERO 1980

Cámara Kirlian: Generador alta tensión .....	*9523	1.000
Generador de funciones: Placa .....	*9453	1.600
Generador de señales .....	*79077	1.400
Silbato tren de vapor .....	*1471	1.050
Tren de vapor .....	*1473	1.050

### E2: MARZO/ABRIL 1980

Exposímetro logarítmico .....	*9797	1.000
Medidor de picos .....		800
Minifrecuencímetro .....	*9927	631
Modulador .....	*80054	800

### E4/5: JULIO/AGOSTO 1980

Frecuencímetro para sintetizadores ..	*79114	800
---------------------------------------	--------	-----

### E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980

Junior Computer:		
Circuito principal .....	*80089-1	6.000
Fuente de alimentación .....	*80089-3	1.264
Quinielista electrónico .....	*79053	1.100
Sistema centralizado de alarma:		
Estación principal .....	*9950-1	1.000
Estación subordinada .....	*9950-2	1.000
Termómetro digital .....	*80045	1.500

### E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980

Amplificador telefónico:		
Circuito captador .....	*9987-1	800
Circuito principal .....	*9987-1	850
Golf de bolsillo .....	*9988	1.000
Ordenador para juegos de TV:		
Circuito principal .....	*79073-1	5.570
Fuente de alimentación .....	*79073-2	840
Circuito del teclado .....	*79073-2	1.260
Grillo eléctrico .....	*80016	500
Mida su fuerza .....	*79006	650

### E8: ENERO 1981

Juego del Tula .....	*79007	650
----------------------	--------	-----

### E9: FEBRERO 1981

Tarjeta de memoria RAM y EPROM*	80120	6.230
Medidor consumo carburante Módu- lo 1 .....	*81035-1	675
Medidor consumo carburante Módu- lo 2 .....	*81035-2	650
Medidor consumo carburante Módu- lo 3 .....	*81035-3	650
Med. cons. carb. Display/Placa Pral.	*81035-4	1.000

### E10: MARZO 1981

Top Amp .....	*80023	500
Top Reamp .....	*80031	1.200

### E11: ABRIL 1981

El genio de la lata .....	*81042	500
Latómetro: Circuito principal .....	*81043-1	550
Latómetro: Display .....	*81043-2	450
Electro-multijuegos .....	*81044	1.500
Termómetro de baño .....	*81047	1.100
Gaita electrónica .....	*81048	1.000
Xilófono .....	*81051	750

### E12: MAYO 1981

Encendido electrónico .....	*80084	2.000
Anti-robó .....	*80097	900
Indicador de tensión de batería .....	*80101	750
Protección para la batería .....	*80109	750
Medidor de temperatura de aceite ..	*80102	700

### E13: JUNIO 1981

Comprobador de transistores .....	*80077	1.750
Fuente de alimentación de precisión	*80514	900
Sensor escaparate .....	*80515-1	1.100
" .....	*80515-2	1.100

### E14/15: JULIO/AGOSTO 1981

Termómetro lineal .....	*80127	850
Fte. alimentación 0-50V/0-2A .....	*80516	1.050
Sensor escaparate/M1 .....	*80515-1	700
Sensor escaparate/M2 .....	*80515-2	1.100
Micro-amplificador .....	*80543	750
Amplificador de potencia con V-FET	*80505	1.300

### E16: SEPTIEMBRE 1981

Digiparad .....	*79088	500
Gate Dip .....	*79514	800

### E17: OCTUBRE 1981

Imitador electrónico .....	*81112	1.000
Interface para Junior Computer:		
Fuente alimentación .....	*81033-2	1.000
Tarjeta adaptación .....	*81033-3	1.450

### E18: NOVIEMBRE 1981

Analizador lógico. Circuito de entrada	*81094-2	1.500
Gong DQL .....	*81135	850

### E19: DICIEMBRE 1981

Locomotor a vapor .....	*80019	1.000
Criptófono .....	*81142	1.300
Timbre sensorial .....	*81005	650

### E20: ENERO 1982

Interfono .....	*80069	1.400
Paristor .....	*81123	850

### E21: FEBRERO 1982

Ampliación ordenador Juegos TV ..	*81143	5.000
Medidor de continuidad .....	*81151	850
Voltímetro + Frecuencímetro .....	*81156	1.700

### E23: ABRIL 1982

Extens. memor. Elekterminal .....	*79038	2.100
Oscilador senoidal .....	*82006	1.050
Lecturas de mapas por ordenador ..	*81032	950
Mini-órgano .....	*82020	1.500
Ionizador .....	*9823	1.700

### E24: MAYO 1982

Termostato para fotografía .....	*82069	1.000
Bucle de escucha: circuito emisor ..	*82039-1	1.300
Bucle de escucha: circuito receptor ..	*82039-2	1.150
Antena Omega:		
Alimentación .....	*80076-1	1.300
Amplificador .....	*80076-2	1.100

### E25: JUNIO 1982

Detector de humedad .....	*81567	800
Programad. de procesos: Visualiza- dor .....	*81101-1	1.500
Programad. de procesos: Alimenta- dor .....	*81101-2	1.400
Tarjeta de RAM dinámica .....	*82017	4.000

### E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Indicador de pico para altavoces ..	*81515	750
Generador de números aleatorios ..	*81523	1.350
Buffers entrada p/analizador lógico	*81577	1.000
Voltímetro digital universal .....	*81575	1.900
Sirena holofónica .....	*81525	1.250
Ctrl. velocidad y direc. p/modelis- mo .....	*81506	950
Diapasón electrónico .....	*81541	1.000

### E28: SEPTIEMBRE 1982

Generador de prueba RF .....	*81150	800
Construya su propio DNR .....	*82080	1.800
Minitarjeta de EPROM .....	*82093	800
Cronoprosesor universal:		
Circuito principal .....	*81170-1	2.500
Display - Teclado .....	*81170-2	1.900

### E29: OCTUBRE 1982

Comprobador de RAMs 2114 .....	*82090	1.000
Mini-téster .....	*82092	950
Frecuencímetro a cristal líquido ..	*82026	950
Anti-robó activo .....	*82091	950

### E30: NOVIEMBRE 1982

Eolición .....	*82066	800
Módulo capacitmetro .....	*82040	1.000
Squelch automático .....	*82077	1.000
Artist. adhesivo frontal .....	*82014-F	1.000

### E31: DICIEMBRE 1982

Intermitente electrónico .....	*82038	1.000
Sist. telefonía int. placa alimentación	*82147-2	900
Detector de gas .....	*82146	1.200

### E32: ENERO 1983

Cronoprosesor universal C. pral. ..	*81170-1	2.200
Cronoproc. univ. C. Display/teclado	*81170-2	1.500
Foto Computer-Interface-Teclado ..	*82141-2	1.100
Foto Computer-Display .....	*82141-3	1.200
Silbato ultrasónico .....	*82133	750
Antenas colectivas:		
Placa R.F. .....	*82144-1	1.100
Fuente alimentación .....	*82144-2	1.100

### E33: FEBRERO 1983

Foto Com. 2.-Temporizador progra- mable .....	*82142-3	950
--	----------	-----

Convertidores para BLU. Conversor BF	*82161-1	950
Convertidores para BLU. Conversor AF	*82161-2	1.000
Crescendo .....	82180	2.260

### E34: MARZO 1983

El nuevo sintetizador de Elektor .....	*82027	2.200
Accesorios para el crescendo .....	83008	1.480
Cancerbero .....	*82172	1.100

### E35: ABRIL 1983

Mili-óhmetro .....	*83006	925
Módulo combinado VCF/VCA .....	*82031	1.800

### E36: MAYO 1983

Mód. LFO/NOISE/doble ADSR.		
Doble ADSR .....	*82032	1.800
Mód. LFO/NOISE/doble		
ADSR.LFO/NOISE .....	*82033	1.700
Super-eco .....	*82175	1.200
Lucipeto .....	*82179	1.150
Preludio:		
Alimentación .....	*83022-8	1.830
Placa de conexión .....	*83022-9	2.925
Amplificador para cascos .....	*83022-7	1.550

### E37: JUNIO 1983

Curtis/Alimentación .....	*82078	2.050
Regulador para faros .....	*83028	750
Preludio:		
Amplificador lineal .....	*83022-6	2.500
Protector de fusibles .....	*83010	750
Tarjeta BUS .....	*83022-1	4.500
Nuevo sintetizador:		
Alimentación .....	*82078	2.500
Regulador para faros .....	*83028	1.000

### E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Generador de efectos sonoros .....	*82543	1.150
Flash-esclavo .....	*82549	575
Juegos TV en EPROM. Bus .....	*82558-1	1.300
Juegos TV en EPROM. Tarjeta		
EPROM .....	*82558-2	700
Super fuente de 5V .....	*82570	800

### E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:		
Corrector de tonos .....	83022-5	1.875
Semáforo de audio .....	83022-10	1.020
Diapasón para guitarra .....	*82167	1.000

### E41: OCTUBRE 1983

Semáforo:		
Emisor .....	*83069-1	1.400
Receptor .....	*83069-2	1.350
Reloj programable. Carátula .....	83041-F	4.500
Preamplificador MC/MM:		
Placa MC .....	*83022-2	2.300

### E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio .....	*83022-4	1.900
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada .....	*82107	2.300
Desplazador de sintonía .....	*82108	1.500
Supresor rebotes .....	*82106	1.200
Vatímetro .....	*83052	1.300
Teclado ASCII .....	*83058	8.300

### E43: DICIEMBRE 1983

Carátula adhesiva .....	83051-F	1.820
Auto-test .....	*83083	1.850
Iluminación tren eléctrico .....	*82157	1.700
Personal FM .....	*83087	800
Iluminación para tren eléctrico ..	*82157	1.900

### Maestro:

Transmisor .....	*83051-1	1.000
Frontal adhesivo .....	*83051-F	1.820

### E44: ENERO 1984

Búfer Preludio .....	*83562	950
Maestro: Receptor .....	*83051-2	6.400
Adaptador de red .....	*83098	750

### E45: FEBRERO 1984

Poli-bus .....	*82110	1.350
Elektrómetro .....	*83067	1.300
Decodificador RTTY .....	*83044	1.300
Detector de heladas .....	*83123	700

### E46: MARZO 1984

Pseudo-estéreo .....	*83114	950
Fonóforo a flash .....	*83104	950

### E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico unid. salida ..	*82111	2.650
Sintetizador polifónico convert. D/A	*82112	1.000

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

Sintetizador polifónico:		
Convertidor D/A .....	*82112	1.300
<b>E48: MAYO 1984</b>		
Crono-Master:		
Circuito de medida .....	*84005-1	1.700
Visualización .....	*84005-2	1.650
Audioscopio espectral:		
Filtros .....	*83071-1	1.600
Control .....	*83071-2	1.500
Receptor para banda marítima .....	83024	2.135
<b>E49: JUNIO 1984</b>		
Desfasador de audio:		
Módulo de retardo .....	*83120-1	1.900
Oscilador y control .....	*83120-2	1.300
Veleta electrónica .....	*84001	2.400
Capacimetro:		
Tarjeta de medida .....	84012-1	1.960
Tarjeta de memoria universal .....	*83014	3.800
<b>E50/51: JULIO/AGOSTO 1984</b>		
Señalizaciones inter. en carretera .....	*83503	895
Amplificador PDM para automóvil .....	*83584	1.200
Termómetro p/disparadores de calor .....	*83410	1.335
Preludio Buffer .....	*83562	1.100
Indicador térmico para radiadores .....	*83563	770
Fuente de luz constante .....	*83553	1.050
Convertidor D/A sin pretensiones .....	*83558	915
Generador de miras B/N con inte- grado .....	*83551	750
<b>E52: SEPTIEMBRE 1984</b>		
Elaberinto:		
Placa principal .....	*84023-1	1.850
Placa de control .....	*84023-2	1.630
Generador de impulsos:		
Placa frontal .....	*84037-1	2.600
Placa doble cara .....	*84037-2	3.250
Carátula adhesiva .....	*84037-F	2.000
<b>E53: OCTUBRE 1984</b>		
Analizador tiempo real:		
Circuito entrada y alimentación .....	*84024-2	1.800
<b>E54: NOVIEMBRE 1984</b>		
Interface p/máquinas escribir elect. ....	*84055	
Analizador tiempo real:		
Placa de visualización .....	*84024-3	5.750
Placa de base .....	*84024-4	8.500
<b>E55: DICIEMBRE 1984</b>		
Analizador en tiempo real:		
Carátula adhesiva frontal .....	84024-F	2.760
Supervisualizador de vídeo .....	84024-6	2.825
Mini-crescendo .....	84041	2.310
Analizador tiempo real:		
Generador ruido rosa .....	*84024-5	2.000
<b>E56: ENERO 1985</b>		
Fuente de alimentación conmutada .....	84049	1.425
Amplificadores p/ZX-81 y Spectrum .....	*84054	1.300
<b>E57: FEBRERO 1985</b>		
Sonda batimétrica:		
Placa principal .....	*84062	2.305
Convertidor RS 232 - Centro N/CS .....	*84078	3.500
<b>E58: MARZO 1985</b>		
Simulador de estéreo .....	83133-3	1.375
Preamplificador dinámico .....	*84089	1.080
Tacómetro digital .....	84079-1	1.265
Tacómetro digital .....	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas .....	*84095	2.410
<b>E59: ABRIL 1985</b>		
Falsa alarma .....	*84088	1.150
Generador de funciones:		
Adaptador SCART .....	*84072	1.350
Controlador de mini-car .....	*84130	1.520
Harpagón. Versión 1 .....	*84073	960
Harpagón. Versión 2 .....	*84083	890
Mini-impresora .....	*84106	2.775
<b>E60: MAYO 1985</b>		
Filtro activo .....	84071	2.235
Fláshmetro .....	84081	1.620
Termorregulador para soldador .....	*84112	1.090
Frecuencímetro a µP:		
Circuito principal .....	*85013	4.800
Visualizador .....	*85014	1.975
Oscilador .....	85015	925
Panel frontal .....	*84097-F	4.400
Limpiador impulsos casete p/ZX-81 .....	*84075	1.680

<b>E61: JUNIO 1985</b>		
Autodim .....	*84096	1.100
Alimentación alterna .....	*84035	1.180
Etapa de entrada a 1,2 GHz .....	*85006	1.900
Amplificador híbrido de 30W .....	*85001	1.450
Fundido diapositiva UP/CP .....	*84115-1	4.230
Fundido diapositiva UP/placa potenc .....	*84115-2	2.600
Selector de Eproms .....	*85007	1.600
<b>E62/63: JULIO/AGOSTO 1985</b>		
Protector de alimentación .....	84408	920
Frecuencímetro .....	84462	2.055
Alimentación para microordenador .....	84477	2.230
Alarma para frigorífico .....	*84437	1.050
Convertidor VHF/AIR .....	*84438	1.470
Analizador línea RS-232 .....	84452	1.370
Timbre musical .....	84457	1.135
<b>E64: SEPTIEMBRE 1985</b>	85470-2	2.450
Modulador UHF .....	*84029	1.340
Interface casete p/C-64 y VIC-20 .....	85019	1.125
Contador Universal .....	*85019	1.260
Telefase .....	84100	950
<b>E65: OCTUBRE 1985</b>		
Metronomo electrónico:		
Placa Principal .....	83107-1	1.355
Alimentación .....	83107-2	765
Interruptor crepuscular .....	85021	1.050
Radio solar .....	85042	1.120
Medidor RLC .....	*84102	3.125
<b>E66: NOVIEMBRE 1985</b>		
Medidor RLC .....	*84102	2.825
Temporizador Universal .....	*84107	1.150
Plóter gráfico X-Y .....	*85020	5.350
Cuentarrevoluciones .....	*85043	2.845
Detector de infrarrojos .....	*85064	3.120
<b>E67: DICIEMBRE 1985</b>		
Subsonikator .....	*84109	1.185
Pseudo 2732 .....	85065	1.050
Indicador mantenimiento p/coche .....	*85072	3.300
<b>E68: ENERO 1986</b>		
Modulador UHF/VHF .....	*85002	835
Preamplificador microfónico .....	*85009	1.020
Modulador de bujías .....	*85053	1.160
<b>E69: FEBRERO 1986</b>		
Automonitor .....	85054	1.640
Bus universal E/S .....	85058	3.785
Lesley .....	85099	2.130
Generador de salvas .....	*85057	1.000
<b>E70: MARZO 1986</b>		
Relé de estado sólido .....	85081	805
Generador de frecuencias patrón .....	85092	1.495
Anemómetro portátil .....	85093	3.635
Vobulador de audio/p. frontal .....	*85103-F	1.760
<b>E71: ABRIL 1986</b>		
Iluminator, C. Principal .....	85097-1	2.295
Iluminator, control lámpara .....	*85097-2	2.375
Central alarma interface .....	*85089-2	950
<b>E72: MAYO 1986</b>		
Interface E/S de 8 bits .....	85079	1.550
Flipper, circuito principal .....	85090-1	2.425
Flipper, visualizador .....	85090-2	1.740
Iluminador Alim y filtros .....	*85097-3	1.720
<b>E73: JUNIO 1986</b>		
Tarjeta gráfica alta resolución .....	85080-1	5.710
Filtro activo para DX .....	86001	4.515
Interface RS 232 C .....	*85073	2.300
<b>E74/75: JULIO/AGOSTO 1986</b>		
Medidor de audio .....	85423	1.335
Amplif. HI-FI para auriculares .....	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías .....	85446	1.030
Sonda lógica para µP .....	85447	935
Preamp. microf. con silenciador:		
Versión simétrica .....	*85450-1	790
Versión asimétrica .....	85450-2	1.100
Mezclador de audio .....	85463	4.430
Trazador 6502 .....	85466	1.070
Vúmetro para discoteca/CP .....	*85470-1	1.225
Vúmetro para disc/Visualizador .....		
Monitor maquetas trenes .....	85493	1.375
Display gigante «8» .....	*85413-1	4.130
Display gigante «1» .....	85413-2	1.825
Display gigante «0» .....	*85413-3	1.270
Barrera infra-roja .....	*85449	1.420

<b>E76: SEPTIEMBRE 1986</b>		
Tarjeta color alta resolución .....	*85080-2	4.100
Jumbo, reloj gigante .....	85100	4.400
Circuito protección altavoces .....	85120	3.790
Cartucho MSX .....	*85130	2.150
<b>E77: OCTUBRE 1986</b>		
Megáfono .....	*86004	1.150
Altavoz satélite .....	*86016	1.085
Alimentación doble/PF .....	*86018-F	1.605
Alimentación doble:		
Pre regulador .....	*86018-2	1.127
<b>E78: NOVIEMBRE 1986</b>		
Interruptor automático IR .....	86006	1.295
Mezclador portátil/alimentación .....	86012-4	2.240
Interface C64/C128 .....	86035	1.320
Mezclador portátil:		
Frontal MIC line .....	*86012-1F	1.200
Módulo Estéreo .....	*86012-2B	1.900
Frontal módulo estéreo .....	*86012-2F	1.300
Frontal Alimentación .....	*86012-4F	2.300
<b>397: DICIEMBRE 1986</b>		
Placa de experimentación RF .....	*85000	595
Amplificador para autorradio .....	*85102	1.530
Doblador de tensión .....	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida 1a .....	86012-3A	1.980
Mezclador portátil mod salida 1b .....	86012-3B	1.765
<b>E80: ENERO 1987</b>		
Búffer para impresora/CP .....	85114-1	4.400
Búffer p/impres./display teclado .....	85114-2	1.885
Mezcl. portátil/Frontal salida 2 .....	86012-5F	1.770
Mezcl. portátil/Frontal vacío .....	86012-6F	1.290
Mezcl. portátil/Frontal salida 1 .....	86012-3F	1.880
Reloj en tiempo real .....	86017	1.440
Amplificador 1.000 W .....	*86031	6.040
<b>E81: FEBRERO 1987</b>		
Accesorios amplificador 1.000 W .....	*86067	4.210
Microprocesador: placa PIA .....	86100	1.070
<b>E82: MARZO 1987</b>		
Microscopio .....	86083	9.195
Pluviómetro .....	86068	1.345
TV satélite módulo RF .....	*86032	5.400
<b>E83: ABRIL 1987</b>		
Medidor de impedancias .....	86041	2.525
Medidas de impedancias/Frontal .....	86041-F	2.330
Preamplificador/F.A. y control .....	86111-1	3.900
Convertidor D/A para bus E/S .....	86312	1.355
TV satélite:		
Módulo audio/vídeo .....	*86082-2	3.800
Frontal .....	*86082-F	1.500
<b>E84: MAYO 1987</b>		
TV sat., accesorios .....	86082-3	2.585
Preamplificador/Trasera .....	86111-F2	1.655
Medidor valor eficaz real .....	*86120	3.345
Medidor valor eficaz real/Frontal .....	86120-F	2.375
<b>E85: JUNIO 1987</b>		
Circuito de reverberación .....	*87015-E	480
Amplificador de cascos .....	86086	1.505
Convertidor remoto/C.P. .....	86090-1	2.975
Convertidor remoto/Placa A/D .....	86090-2	1.110
Preamplificador:		
Circuito principal .....	*86111-2	8.900
Frontal .....	*86111-2F	2.000
<b>E86/87: JULIO/AGOSTO 1987</b>		
Control motor paso a paso .....	86451	960
RAM extra de 16K (junto con la EPS 86454) .....	*86452	685
Convertidor RMS ca/cc .....	86462	635
<b>E88: SEPTIEMBRE 1987</b>		
Generador ruido VHF/UHF .....	*86081	665
Capacimetro de bolsillo .....	86042	1.375
Estudio de audio portátil .....	86047	7.860
<b>E89: OCTUBRE 1987</b>		
Módulo de memorización para os- ciloscopio .....	*86135	1.787
Equalizador para guitarra .....	86051	1.980
Vúmetro estéreo .....	*87022	600
<b>E90: NOVIEMBRE 1987</b>		
Gerador. senoidal digitalizado/CP .....	87001	2.805
Gerador. senoidal digitalizado/PF .....	87001-F	2.040
Preamplificador de válvulas:		
Circuito principal .....	*87006-1	2.445

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

# EPS

<b>E91: DICIEMBRE 1987</b>		
Distribuidor MIDI .....	87012	2.770
ARGUS, mini-detector de metales .....	*86069	1.225
Preamplificador a válvulas:		
Alimentación control de reles .....	*87006-2	3.800
Telemando:		
Emisor .....	*86115-1	1.200
Receptor .....	*86115-2	1.350
<b>E92: ENERO 1988</b>		
16K RAM CMOS para C64 .....	87082	1.090
Filtros de Linkwitz .....	*84071	2.300
<b>E93: FEBRERO 1988</b>		
Telecanguro .....	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits .....	87160	2.420
<b>E94: MARZO 1988</b>		
Interface para facsimil .....	87038	2.715
Bifase, efectos sonoros .....	*87026	3.785
<b>E95: ABRIL 1988</b>		
Receptor para BLU en 20 y 80 m .....	87051	3.920
<b>E96: MAYO 1988</b>		
Autobomba .....	86085	2.676
Polímetro digital auto-rango .....	87099	1.755
<b>E97: JUNIO</b>		
Bus de expansión para MSX .....	86003	6.795
Cargador baterías aliment. p/baterías .....	87076	3.205
<b>E98/99: JULIO/AGOSTO 1988</b>		
Amplif. corrector tonos monochip .....	87405	1.225
Oscilador en puente de Wien variable .....	87441	570
Analizador del factor de trabajo .....	87448	1.560
Amplificador de auriculares .....	87512	2.375
<b>E100: SEPTIEMBRE 1988</b>		
Preamplif. alta calidad p/microfono .....	87058	915
Detector pasivo de infrarrojos .....	87067	1.210
Limitador estéreo .....	87168	1.920
Transmisor equilibrado p/línea BF .....	87197	2.780
Frecuencímetro multifunción .....	87286	3.350
<b>E102: NOVIEMBRE 1988</b>		
Generador de sonidos estéreo para $\mu$ P .....	87142	1.930
Filtro activo sustractivo para altavoces .....	*87109	4.411
Generador de sonidos estéreo para .....	*87142	2.122
<b>E104: ENERO 1989</b>		
«Link» el preamplificador .....	880132-1	1.890
«Link» el preamplificador .....	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores .....	880039	5.875
Antena activa para O.C. .....	*880043-1	2.000
	*880043-2	1.750
<b>E105: FEBRERO 1989</b>		
Receptor FM estéreo en CMS .....	87023	870
<b>E106: MARZO 1989</b>		
Fuente gobernada por $\mu$ C (placa de procesador) .....	880016-1	6.050
Fuente gobernada por $\mu$ C (placa de regulación) .....	880016-2	3.940
Fuente gobernada por $\mu$ C (placa de visualización) .....	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/ $\mu$ C (panel frontal) .....	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación) .....	880042	1.345
<b>E107: ABRIL 1989</b>		
Interruptor red controlado p/carga .....	86099	1.505

Fuente alimentación gobernada por microcontrolador (placa adaptación) .....			880016-4	210
<b>E108: MAYO 1989</b>				
LFA-150, amplificador de tensión .....	880092-1	2.300		
LFA-150, amplificador de corriente .....	880092-2	2.095		
Sintetizador radio controlado p/ $\mu$ P) .....	880120-1	3.850		
	880120-2/3	2.685		
<b>E109: JUNIO 1989</b>				
Teclado MIDI portátil .....	880168	2.140		
Reforzador de armónicos .....	880167	1.705		
LFA-150: Etapa rápida de potencia (circuito de protección) .....	880092-3	1.940		
LFA-150: Etapa rápida de potencia (Alimentación auxiliar) .....	880092-4	1.960		
<b>E110/111: JULIO/AGOSTO 1989</b>				
Adaptador universal CMS-DIL .....	884025	725		
Tarjeta prototipo para $\mu$ P .....	884013	2.865		
Comprobador de transistores .....	884015	1.245		
Amplificador BF 150W con 1 <sup>o</sup> grado .....	884080	1.145		
Ecuilibrador gráfico de 5 bandas .....	884049	2.190		
<b>E112: SEPTIEMBRE 1989</b>				
Fundido de diapositivas, ctrl. p/or-denador .....	87259	3.595		
Interface fax para ATARI .....	880109	2.210		
Control digital de trenes. Decodificador de locomotora .....	87291-1	1.325		
Reforzador de armónicos .....	880167	1.705		
Interruptor red controlado por carga .....	86099	1.505		
<b>E113: OCTUBRE 1989</b>				
Convertidor VLF .....	880029	1.175		
Regulador AF para tubos fluorescentes .....	880085	2.304		
Medidor ultrasónico de distancias .....	880144	1.881		
EPROM para juego opcional de caracteres (Controlador para pantallas LCD de alta resolución) .....	560 (2764)			
<b>E114: NOVIEMBRE 1989</b>				
Adaptador bi-rail (Tren digital -2) .....	87291-3	1.250		
Divisor de señal para receptores de TV vía satélite .....	880067	1.253		
Q4: unidad de control MIDI (Placa principal) .....	880178-1	2.478		
Q4: unidad de control MIDI (Display/teclado) .....	880178-2	1.821		
Controlador pantallas LCD alta resolución .....	*880074	4.752		
Adaptador video compuesto/TTL para monitores monocromos .....	*880098	1.500		
<b>E115: DICIEMBRE 1989</b>				
Módulos periféricos para el ordenador BASIC: Decodificador direcciones .....	880159	1.245		
Módulos periféricos para el ordenador BASIC: Módulo de E/S digital .....	880163	1.339		
Regulador de velocidad para reproductores de CD .....	880165	3.196		
Programa para MSX: decodificación de RTTY (enviar un disco de 3 1/2 pulgadas formateado y conteniendo el MSXDOS.COM y el COM-MAND.COM a nuestra redacción) .....	XSS100	2.239		
<b>E117: FEBRERO 1990</b>				
Fuente de alimentación regulable .....	TE016/85	2.341		
Iluminación espectacular .....	TE025/85	1.927		
Telemando vía red/emisor .....	TE049A	1.648		
Telemando vía red/receptor .....	TE049B	1.705		
Temporizador fotográfico .....	TE057/85	858		

<b>E118: MARZO 1990</b>		
Intercomunicador para motoristas .....	058/86	633
Sonda lógica de tensión .....	048/86	523
Reactancia para fluorescente .....	047/86	518
Robot riegamacetas .....	043/86	1.565
Regulador de luz por tacto .....	029/86	1.676
<b>E119: ABRIL 1990</b>		
Percusión electrónica .....	TDE 060/86	3.265
Lotería primitiva .....	TDE 033/86	1.163
Convertidor estático de tensión .....	TDE 030/85	1.122
Amplificador Booster .....	TDE 006/85	2.168
Fuente de alimentación universal .....	TDE 031/85	659
Termómetro para polímetro .....	TDE 018/85	1.510
<b>E120: MAYO 1990</b>		
Generador de campo acústico .....	90V045	3.097
Frecuencímetro (doble cara) .....	90V044	3.339
Conmutador RS232 .....	90V041	3.516
<b>E121: JUNIO 1990</b>		
Medidor de ionización .....	90V051	1.488
Silenciador de audio .....	90V054	1.568
Comprobador VCR .....	90V043	1.328
Analizador E/S:		
Tarjeta de doble cara .....	*90V052	6.050
<b>E122/123: JULIO/AGOSTO 1990</b>		
Analizador E/S:		
Circuito principal .....	*90V053	5.600
Fuente alimentación universal de laboratorio:		
2 placas .....	*90V061	5.300
Detector MORSE RTTY:		
Placa grande .....	*90V063	10.450
Placa pequeña .....	*90V064	2.400
Limitador de volumen .....	*90V062	2.910
<b>E124: SEPTIEMBRE 1990</b>		
Generador de impulsos:		
Conmutador Dip .....	90V081	950
Conmutadores Rotativos .....	90V082	1.275
Preamp. para G. Eléctrico:		
Tarjeta principal .....	90V083/3	4.250
Etapa reverberación .....	90V083/2	3.780
Placa conmutadores .....	90V083/1	2.068
<b>E125: OCTUBRE 1990</b>		
Detector de MORSE/RTTY .....	90V063	
Preamplificador para guitarra eléctrica .....	90V083/3	
Etapa reverberación .....	90V083/2	
Placa conmutadores .....	90V083/1	
<b>E126: NOVIEMBRE 1990</b>		
Disco estado sólido para PC .....	EPS90V091	12.870
<b>E127: DICIEMBRE 1990</b>		
Indicadores digitales para el automóvil:		
Medidor combustible (doble cara) .....	90V103	2.025
Indicador dos dígitos (doble cara) .....	90V102	2.025
Medidor de vacío .....	90V104	950
Medidor tensión, temperatura y aceite .....	90V105	950
Indicador 3 dígitos (doble cara) ... ..	90V101 Incl. en rev.	
Frecuencímetro digital con Z-80:		
Placa principal (doble cara) .....	90V117	6.500
Amplificador (doble cara) .....	90V116	2.500
Prescaler (doble cara) .....	90V115	1.800
Display .....	90V118	3.525
Manómetro digital:		
Manómetros .....	90V119	1.450
Filtro vocal efectos sonoros .....	90V120	1.600
<b>E128: ENERO 1991</b>		
Contador prescaler de 1,6 GHz .....	90V121	
Filtro vocal para efectos sonoros .....	90V120	
Medidor de capacidad .....	90V122	

## Este mes...

	Referencia	P.V.P
Tarjeta de memoria para Laser-Jet .....	EPS90V125	3.773
Laser de bolsillo .....	EPS90V126	850
Conmutador de video y audio .....	EPS90V123-1	915

NOTA: Estos precios incluyen IVA.

## Software

Tarjeta E/S para IBM PC (PAL6R4) .....	ESS561	2.370
Sintet. radio controlado p/ $\mu$ P (27C64) .....	ESS564	3.300
Teclado MIDI portátil (2764) .....	ESS567	3.460
Emulador de EPROM *8748) .....	ESS701	1.952
Fuente de alimentación gobernada por microcontrolador ( $\mu$ P Intel 8751) .....	ESS702	11.714

NOTA: Sólo se enviarán memorias de nuestro servicio ESS.

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

Los amplificadores operacionales pueden utilizarse para generar señales con formas de onda senoidales, triangulares o cuadradas. Aquí comenzaremos por el diseño de osciladores utilizando amplificadores operacionales, para continuar con los métodos para estabilizar estos circuitos utilizando termistores, diodos, y lámparas incandescentes. Al final se incluyen también los circuitos bi-estables con amplificadores operacionales.

# OSCILACIONES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Figura 1. Oscilación senoidal estable. El desfase entre la entrada y la salida debe ser cero, y la ganancia del lazo 1.

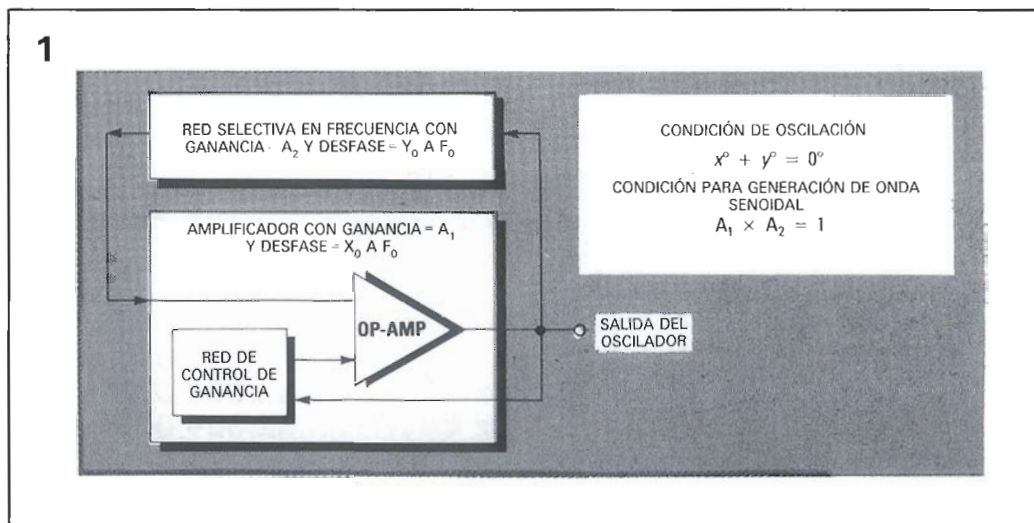
Un amplificador realizado con amplificadores operacionales puede hacerse oscilar realimentando una porción de la señal de salida hacia la entrada, a través de una red selectiva en frecuencia, y controlando la ganancia en tensión del conjunto.

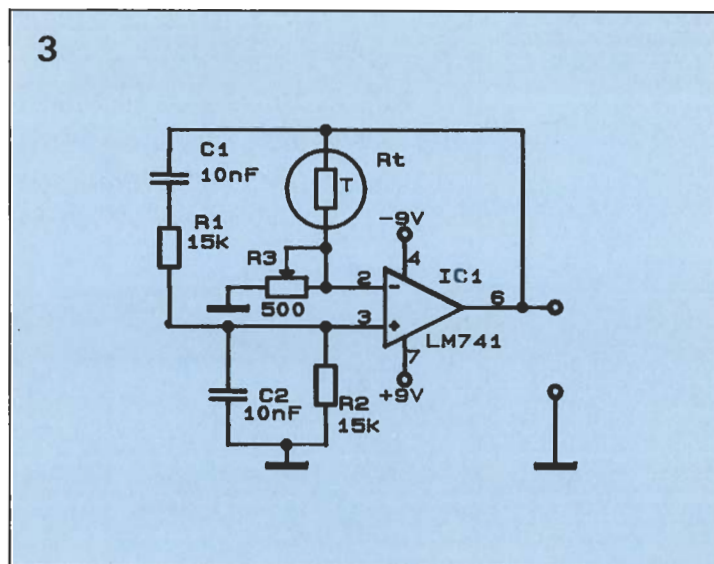
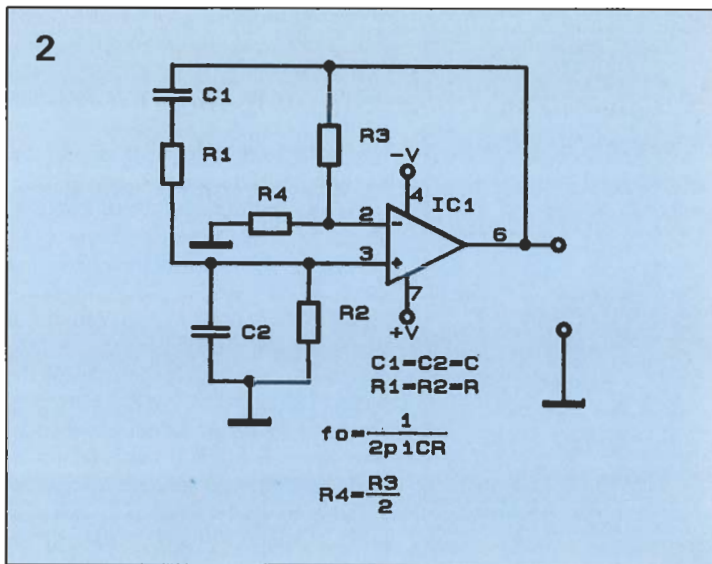
La señal realimentada a través de la red selectiva en frecuencia debe tener un desfase de cero grados y la ganancia a la frecuencia de oscilación debe ser la unidad, para que la generación de la onda senoidal sea óptima. La ganancia de la red desfa-

sadora suele ser negativa, y por tanto debe ser compensada por una amplificación adicional en un amplificador operacional para que la ganancia total resultante sea la unidad. Si ésta fuese menor que la unidad, el circuito no oscilaría y si la ganancia fuese mayor que la unidad, la forma de onda de salida se distorsionaría.

Uno de los osciladores de onda senoidal más utilizados en la práctica es el «puente de Wien» cuyo esquema básico puede observarse en la figura 2. La red desfasadora está formada por las redes R1-C1 y R2-C2. Normalmente es simétrica, o sea  $C1 = C2 = C$  y  $R1 = R2 = R$ . Cuando se cumplen estas condiciones, la relación de fase entre la entrada y la salida varía de  $-90^\circ$  a  $+90^\circ$  y es exactamente de  $0^\circ$  a la frecuencia central  $f_o$ , que puede ser calculada mediante la relación siguiente:

$$f_o = \frac{1}{2\pi CR}$$





La red desfasadora del oscilador en puente de Wien se conecta entre la salida del amplificador operacional y la entrada no inversora, de manera que el desfase total del circuito a  $f_0$  sea cero, su ganancia en tensión es 0,33, por tanto la ganancia en tensión del amplificador, determinada por la red de control de ganancia R3-R4, debe ser 3, para que la ganancia total del conjunto sea la unidad. En general, cuando la ganancia del conjunto supera la unidad, el circuito entra en oscilación, pero en la práctica debe ajustarse con precisión la relación de resistencias R3-R4 para que la ganancia sea precisamente la unidad y que la distorsión de la onda senoidal sea mínima.

Los amplificadores operacionales son sensibles a las variaciones de temperatura, fluctuaciones de la alimentación, y otras causas que hacen que la tensión de salida varíe. Estas fluctuaciones de tensión influyen en los componentes R3 y R4 y hacen que varíe la ganancia de tensión. Puede modificarse la red de realimentación para obtener un ajuste automático de ganancia, con lo que se incrementa la estabilidad del amplificador. Se sustituye el juego de resistencias que determinan la ganancia (R3 y R4) en las figuras 3 a la 7. Son versiones prácticas del oscilador en puente de Wien con estabilización automática de amplitud.

### Estabilización por termistor

El esquema de la figura 3 corresponde a un oscilador de frecuencia fija de 1 kHz. La amplitud de salida es estabilizada por un termistor  $R_t$ , resistencia con coeficiente de temperatura negativo (NTC), el cual, junto con R3 forma la red de control de

ganancia del amplificador operacional. La temperatura del termistor depende de la potencia media de salida del amplificador operacional. El valor único del termistor debe ser el triple que el de la resistencia R3 ya que la ganancia es 3. Multiplicando esta ganancia por la de la red desfasadora, que es 0,33, se obtiene la ganancia total que debe de ser la unidad. Si la amplitud de la tensión de salida comienza a subir, provocará un calentamiento del termistor, con lo cual su resistencia disminuye, reduciendo automáticamente la ganancia del circuito, con lo que se estabiliza la amplitud de la señal de salida.

Un método alternativo consiste en utilizar una lámpara incandescente de baja corriente aprovechando que la resistencia de su filamento tiene coeficiente de temperatura positivo (PTC), y, en este caso, sustituye a la resistencia R3. Si la amplitud de la señal de salida se incrementa, la lámpara se calienta y su resistencia aumenta, con lo que se incrementa,

la ganancia del amplificador, consiguiéndose de ese modo una estabilización automática de la amplitud. En el circuito de la figura 4 se ha incorporado también una modificación consistente en incluir un potenciómetro doble para poder variar a voluntad la frecuencia del oscilador. La amplitud de la onda senoidal se varía actuando sobre el mando único que mueve simultáneamente los dos potenciómetros de 10 K, referenciados como R5-a, R5-b.

Los circuitos estabilizados con termistor tienen una característica un poco molesta, su amplitud tiende a parpadear cuando el potenciómetro de control está subiendo o bajando.

### Estabilización por diodo

El problema del parpadeo de los circuitos de frecuencia variable puede ser minimizado utilizando los circuitos de las figuras 5 ó 6, los cua-

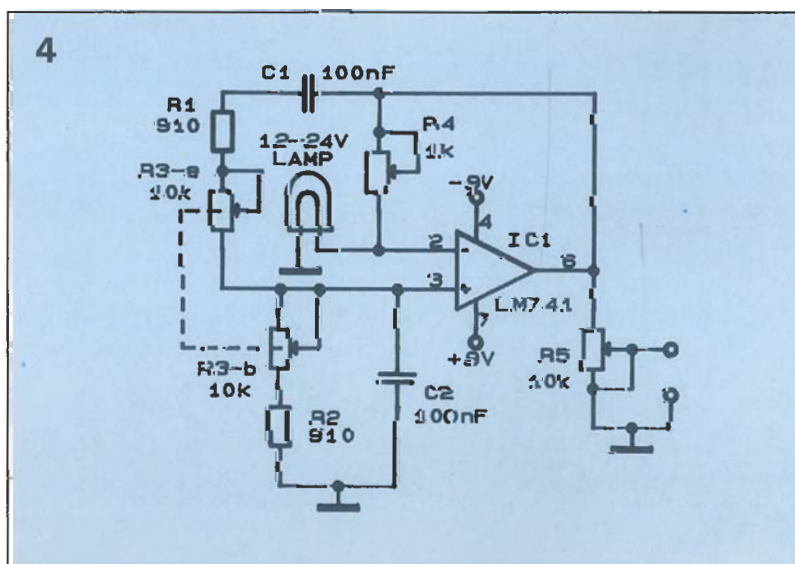


Figura 2. Oscilador senoidal básico con puente de Wien.

Figura 3. Oscilador en puente de Wien de 1 kHz estabilizado por termistor.

Figura 4. Oscilador en puente de Wien estabilizado con lámpara incandescente.

Figura 5. Puente de Wien con el nivel de salida estabilizado por diodo.

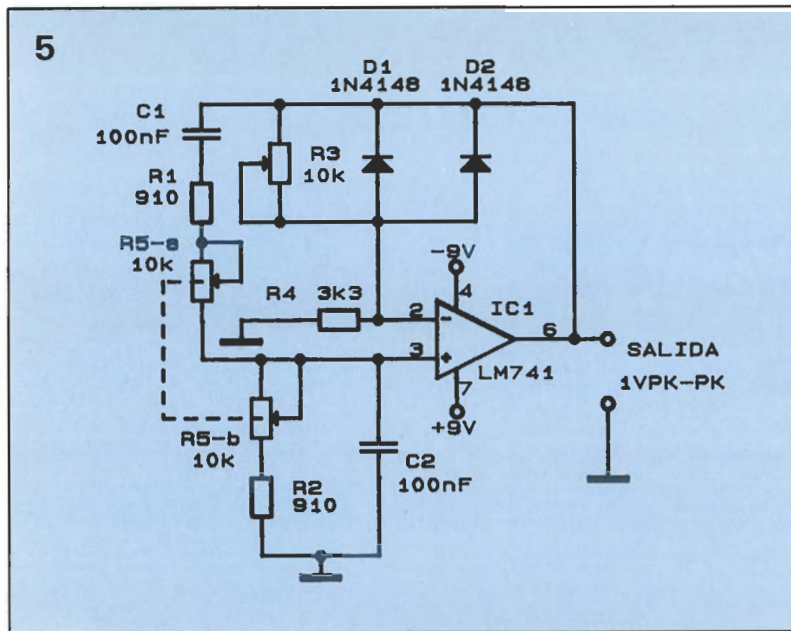


Figura 6. Puente de Wien con del nivel de salida estabilizado por diodo zéner.

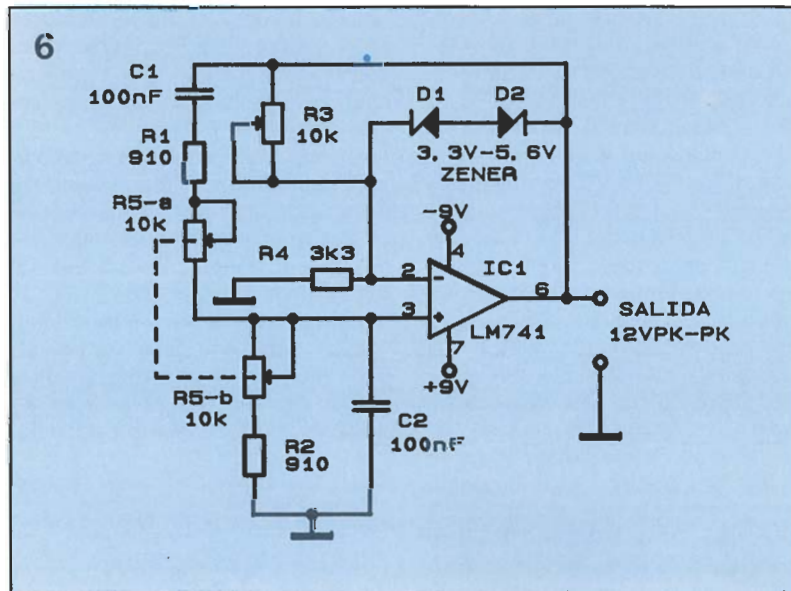
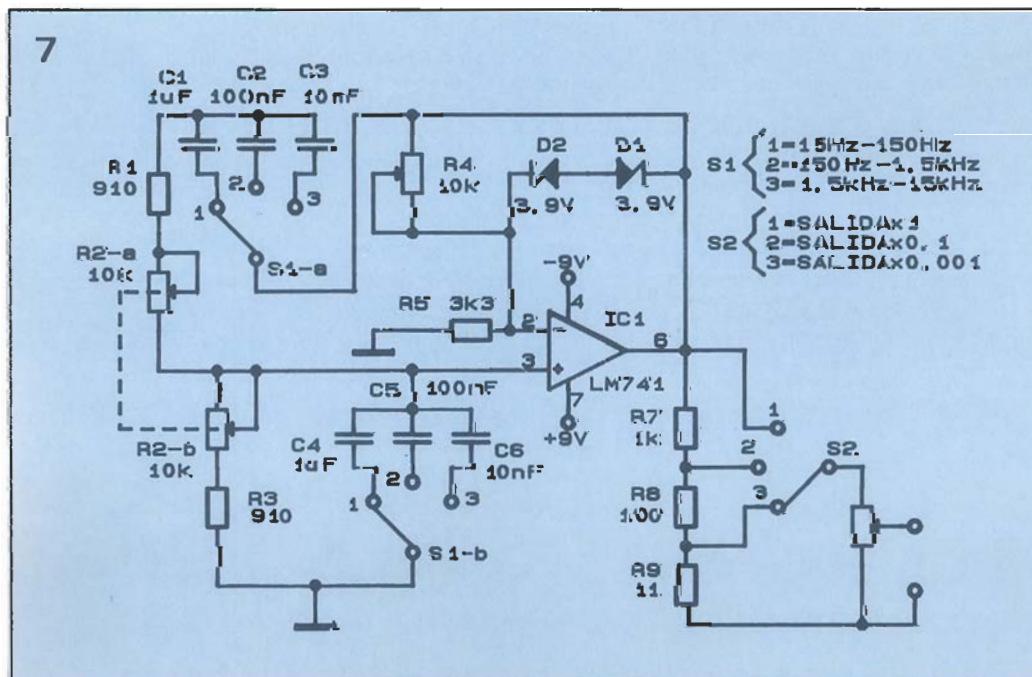


Figura 7. Oscilador en puente de Wien de tres décadas, 15 Hz a 15 kHz.



les están basados en la conducción del diodo o en su característica zéner, para control automático de ganancia. En resumen, R3 se calcula para que la ganancia del circuito sea ligeramente superior a la unidad cuando la salida sea cercana al cero, haciendo que de ese modo el circuito oscile. Cuando cada medio ciclo la salida se acerca al valor de pico deseado, uno de los diodos comienza a conducir, con lo cual reduce la ganancia del circuito, estabilizando automáticamente la amplitud de pico de la señal de salida. Esta técnica de limitación causa una distorsión típica del 1 o 2 por 100 en la onda senoidal de salida. La máxima salida pico a pico de cada circuito es, aproximadamente, doble del voltaje de ruptura del diodo regulador.

En la figura 5 los diodos comienzan a conducir a unos 500 mV, y el circuito tiene una salida de aproximadamente 1 voltio pico a pico. En la figura 6 los diodos zéner D1 y D2 se conectan en serie y en oposición y pueden ser de una tensión zéner de 5 ó 6 voltios, con lo que puede obtenerse una salida pico a pico de unos 12 voltios. Cada circuito se ajusta eligiendo R3 del máximo valor (manteniendo la distorsión mínima) que permita mantener la oscilación en la banda de frecuencias de utilización.

La banda de frecuencia de trabajo de los osciladores en puente de Wien puede variarse cambiando los valores de los condensadores C1 y C2. Incrementando C1 y C2 en una década, se reduce la frecuencia de salida en el mismo valor. La figura 7 muestra el circuito de un oscilador en puente de Wien de frecuencia variable que cubre la banda de 15 Hz a 15 kHz en tres subbandas de una década. El circuito tiene regulación de amplitud por diodos zéner, y su salida se ajusta, con un potenciómetro, entre cero y el valor máximo elegido de una de las tres posiciones del conmutador de salida. La frecuencia máxima de trabajo viene determinada por las limitaciones del amplificador operacional utilizando (slew-rate). Así para el LM741 es de, aproximadamente, 25 kHz y para el CA3140 es de, aproximadamente, 70 kHz.

### Osciladores en doble T

Otra manera de realizar osciladores senoidales es conectar una red en doble T simétrica entre la salida y la entrada inversora de un amplificador operacional, tal como se indica en la figura 8. La red en doble T está formada por R1, R2, R3, R4 y

por C1, C2, C3. En un circuito balanceado, los componentes cumplen la relación  $R1 = 2 = 2(R3 + R4)$  y  $C1 = C2 = C3/2$ . Cuando la red está perfectamente equilibrada, actúa como un filtro de banda eliminada que da salida cero a la frecuencia central  $f_0$  y una salida finita para las demás frecuencias con una fase de  $180^\circ$ . Cuando la red está ligeramente desequilibrada ajustando R4, la red puede tomar la salida mínima a  $f_0$ .

Ajustando críticamente R4 para desequilibrar ligeramente la red, la doble T produce un desfase de  $180^\circ$  con una pequeña señal a  $f_0$ . El amplificador operacional también origina un desfase de  $180^\circ$  entre la entrada y la salida, con lo que el desfase general resultante es cero en la entrada inversora del amplificador operacional con lo que el circuito oscila a la frecuencia central de 1 kHz. En la práctica, R4 se ajusta para que la oscilación sea apenas mantenida con el fin de que la distorsión de la onda senoidal se mantenga por debajo del 1 por 100.

La figura 9 muestra un método alternativo de control de amplitud, con el que se obtiene una distorsión ligeramente menor. En este circuito D1 envía una señal de realimentación desde el potenciómetro R5. Este diodo reduce la ganancia del circuito cuando su tensión directa sobre pasa los 500 mV. Para poner a punto el circuito, en primer lugar se ajusta R5 a la máxima resistencia respecto a masa, después se ajusta R4 para que se mantenga la oscilación. Bajo estas condiciones la señal de salida tiene una amplitud de, aproximadamente, 500 mV. Ajustes adicionales de R5 permiten variar la señal de salida entre 170 mV y 300 mV RMS.

Es conveniente indicar que esta configuración en doble T es muy buena para construir osciladores de frecuencia fija pero no es aconsejable su utilización para osciladores de frecuencia variable debido a las dificultades para variar de manera simultánea tres o cuatro componentes de la red.

## Generador de onda cuadrada

Puede utilizarse un amplificador operacional para generar ondas cuadradas utilizando el oscilador de relajación de la figura 10. El circuito utiliza alimentación simétrica y el amplificador operacional conmuta alternativamente entre los niveles de saturación positivo y negativo. Cuando la salida es alta, C1 se carga a tra-

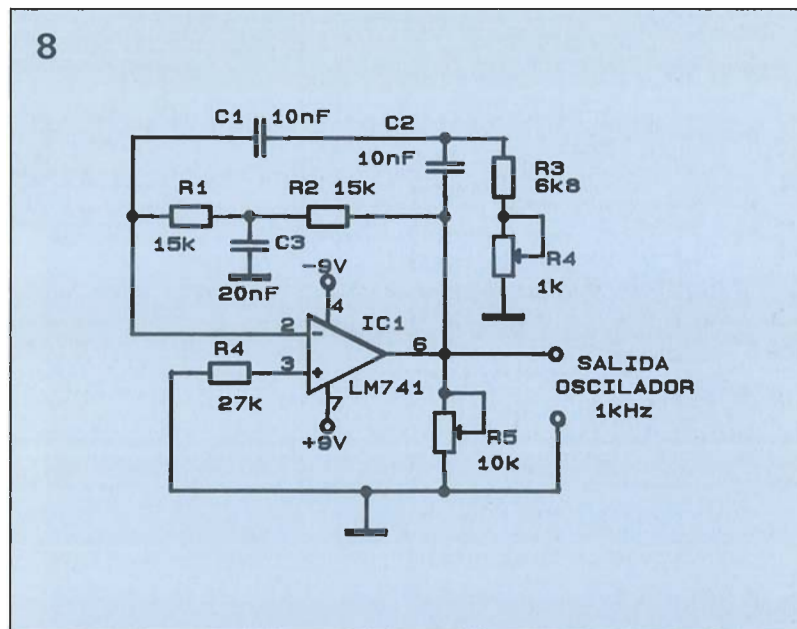


Figura 8. Oscilador en doble T de 1 kHz.

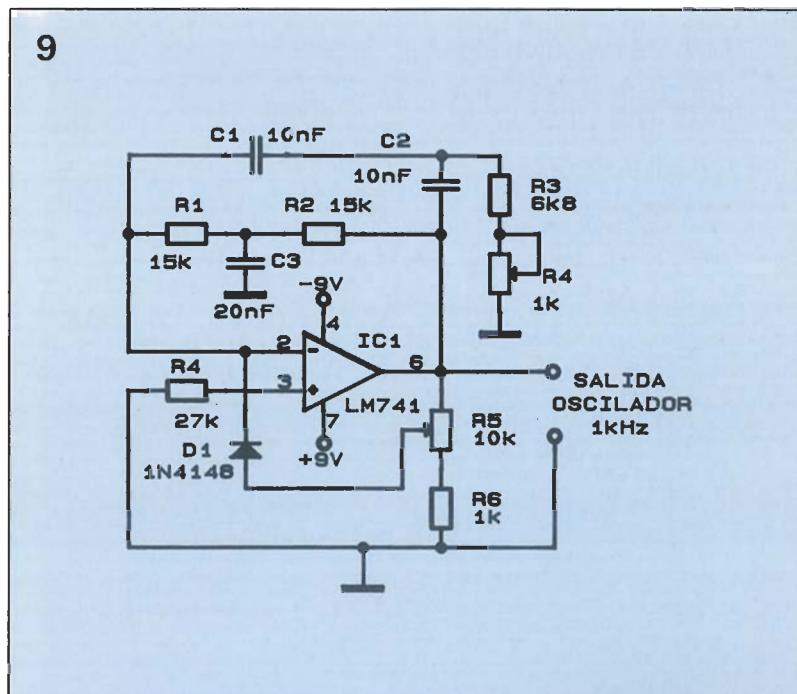


Figura 9. Oscilador en doble T con salida estabilizada.

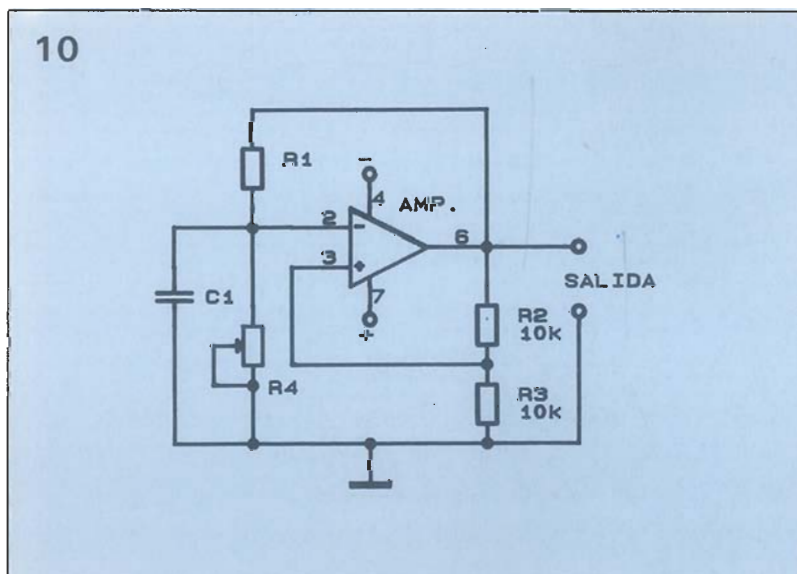


Figura 10. Oscilador de relajación. Onda cuadrada.

11

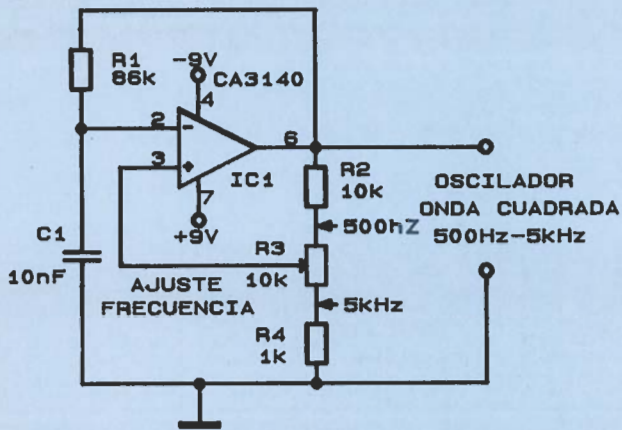
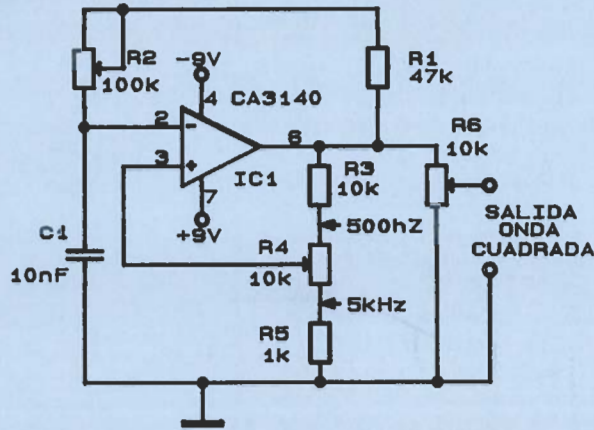


Figura 11. Oscilador de onda cuadrada de 500 Hz a 5 kHz.

Figura 12. Oscilador de onda cuadrada de 500 Hz a 5 kHz mejorado.

12



13

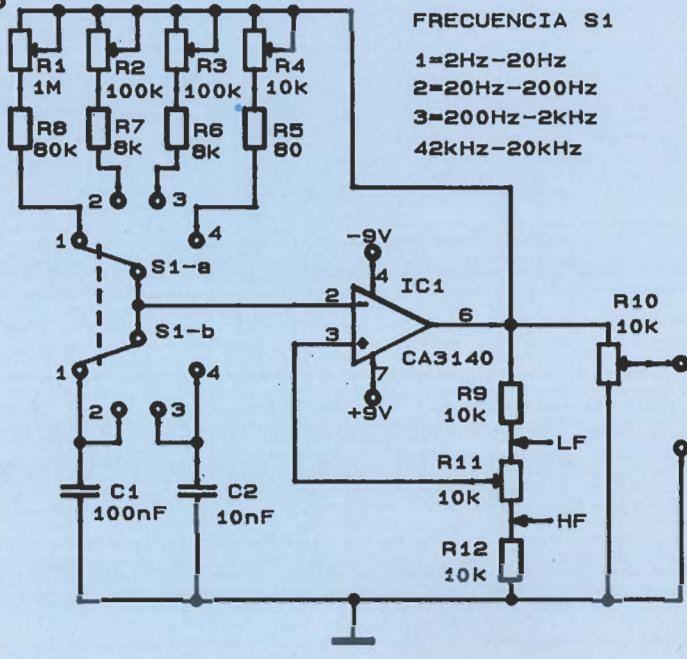


Figura 13. Generador de onda cuadrada de 4 décadas. 2 Hz a 20 kHz.

14

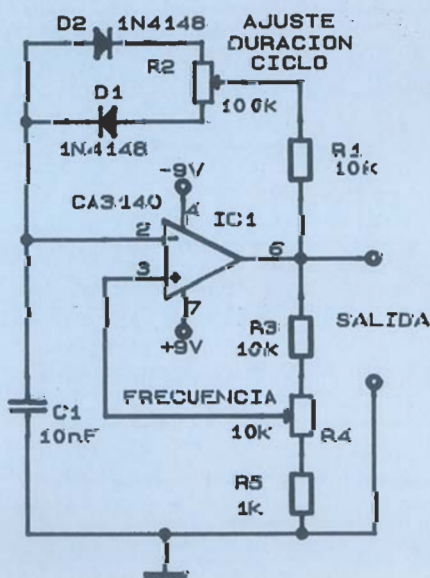


Figura 14. Generador de onda cuadrada con ciclo de trabajo y frecuencia variables.

vés de R1 hasta que la tensión almacenada sea más positiva que el valor en la entrada no inversora determinado por R2-R3. La salida conmuta de nuevo a positivo y la secuencia se repite indefinidamente.

En la salida se obtiene una onda cuadrada y una forma de onda triangular no lineal en bornas de C1. Estas formas de onda son simétricas respecto a la línea de masa. La frecuencia de trabajo puede cambiarse alterando los valores de R1 o de C1, o la relación R2/R3, lo que hace que el circuito sea bastante versátil.

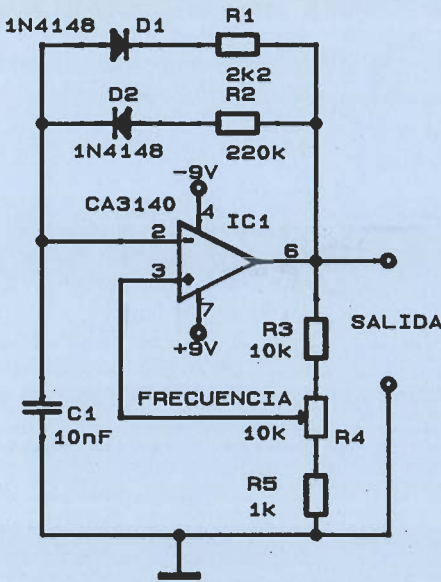
En la figura 11 se presenta un generador de onda cuadrada práctico de 500 Hz a 5 kHz con variación de frecuencia obtenida cambiando la relación de atenuación de R2/R3/R4. En la figura 12 se muestra una mejora del circuito anterior utilizando R2 para preseleccionar el rango de frecuencia controlado por R4. Utiliza R6 para controlar la amplitud de la señal de salida.

La figura 13 corresponde a un generador de onda cuadrada para usos generales que cubre las frecuencias desde 2 Hz hasta 20 kHz en cuatro subbandas de una década. Los potenciómetros R1 a R4 se utilizan para variar la frecuencia dentro de cada rango; 2Hz a 20 Hz, 20 Hz a 200 Hz, 200 Hz a 2 kHz y 2 kHz a 20 kHz respectivamente.

### Ciclo de trabajo variable

Volviendo al esquema de la figura 10, el condensador C1 se carga y descarga alternativamente a través de la resistencia R1, y el circuito genera una onda cuadrada simétrica de salida. Este circuito puede ser modificado para obtener un ciclo de

15



16

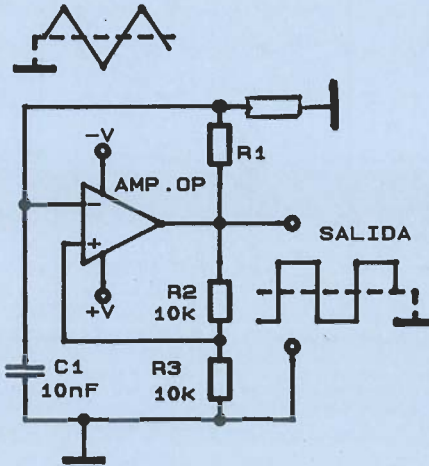


Figura 15. Generador de pulsos estrechos de frecuencia variable.

Figura 16. Oscilador de relajación activado por resistencia.

trabajo variable en la salida, separando los caminos de carga y de descarga del condensador C1.

En el esquema de la figura 14 el ciclo de trabajo es modificable desde 11:1 hasta 1:11 con el potenciómetro R2. La frecuencia es variable entre 650 Hz y 6,5 kHz utilizando R4. El circuito actúa de manera que el condensador C1 se carga alternativamente a través de R1-D1 y se descarga a través de R1-D2 y el resto de R2. Las actuaciones sobre el potenciómetro R2 apenas tienen efecto en la frecuencia de trabajo del circuito.

En el circuito de la figura 15 el ciclo de trabajo es fijo y está determinado por los valores de C1, D1, R1, y por C1, D2, R2. La frecuencia del pulso puede situarse entre 300 Hz y 32 kHz con el potenciómetro R4.

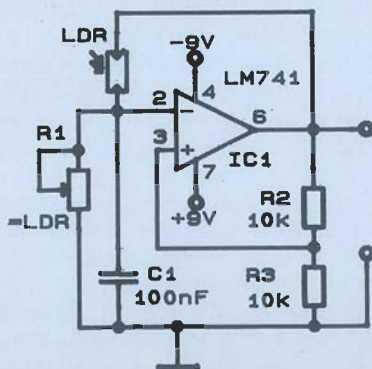
### Activación por resistencia

En el oscilador de la figura 10, la salida cambia de estado cada medio ciclo, cuando el voltaje del condensador C1 alcanza el umbral determinado por el divisor de tensión R2-R3. Si la tensión en el condensador C1 no alcanza este valor es evidente que el circuito no entra en oscilación. El circuito de la figura 16 es un oscilador activado por resistencia, que oscilará cuando R4, en paralelo con C1, tenga un valor mayor que R1. La relación R2:R3 debe ser 1:1. El hecho de que R4 sea un potenciómetro es sólo para ilustración. La gran mayoría de los osciladores utilizan termistores o LDRs (resistencias activadas por luz).

La figura 17 corresponde al esquema de un oscilador (o alarma) activado por luz, y utiliza una LDR como elemento resistivo de activación. El circuito puede ser modificado fácilmente para que la activación sea por «oscuridad» intercambiando entre sí las posiciones de las resistencias R1 y LDR. El circuito de la figura 8 está basado en el mismo principio, pero en este caso el elemento de resistencia variable es una resistencia NTC, y es utilizable como una alarma de sobretemperatura. El circuito, al igual que el anterior puede modificarse para que la activación sea por baja temperatura, intercambiando las resistencias R1 y LDR.

La resistencia LDR y NTC pueden tener valores en el rango de 2.000 Ω a 2 M siempre que se consiga el nivel de disparo exigido, R1 debe te-

17



18

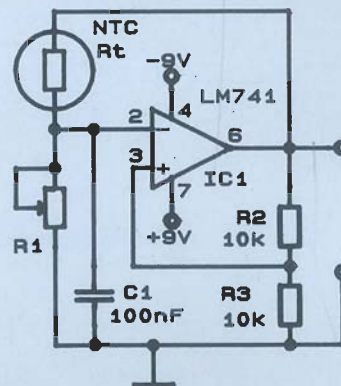
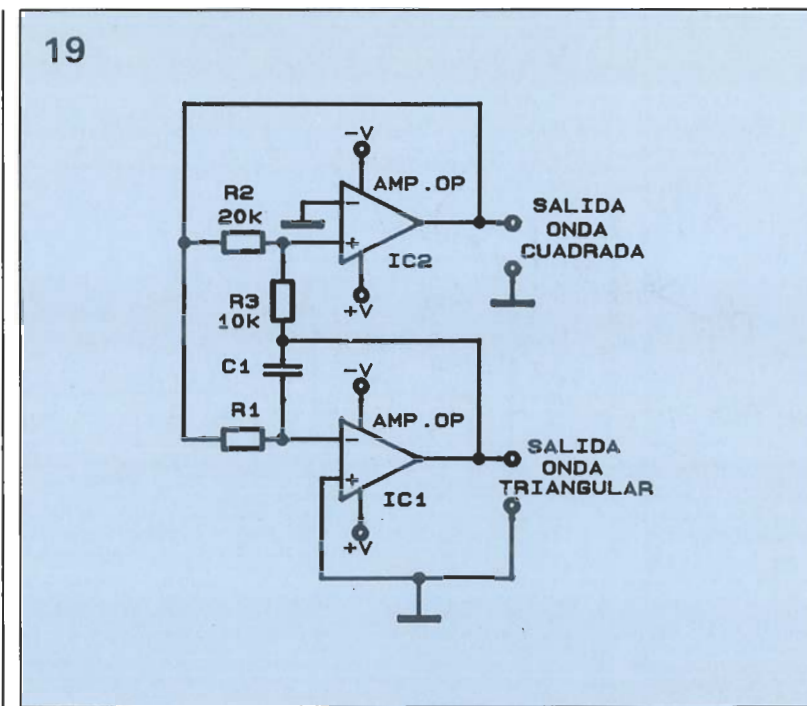


Figura 17. Oscilador-alarma activado por exceso de luz.

Figura 18. Oscilador-alarma activado por exceso de temperatura.

Figura 19.  
Generador de  
funciones básico  
para onda triangular  
y cuadrada.



la salida de IC1 se va hacia un valor negativo hasta que la tensión en el punto de unión entre R2 y R3 caiga a cero voltios, punto en el cual IC2 entra en una conmutación de fase regenerativa cuando su salida cambia abruptamente hacia el nivel de saturación negativa. Esto invierte las entradas de IC1 e IC2 y la salida de IC1 comienza a subir linealmente hasta que alcanza un valor positivo que haga que la unión R2-R3 alcance el valor de referencia de cero voltios, con lo cual comienza otro ciclo de conmutación.

La relación R2-R3 controla la amplitud pico a pico de la onda triangular. La frecuencia puede ser alterada de varias maneras: cambiando las relaciones R2-R3, cambiando los valores de R1 o C1, o alimentando R1 desde la salida de IC2 a través de un divisor de tensión, en lugar de hacerlo directamente desde la salida del amplificador operacional IC2.

En el circuito de la figura 20, la corriente que atraviesa C1 (que procede de R3-R4) puede ser variada en la relación de 10 a 1 con R1. La frecuencia puede variarse entre 100 Hz y 1kHz. Con R3 se ajusta el fondo de escala a 1kHz. La amplitud de la onda triangular se controla con R5, y la de la onda cuadrada con R8. Las ondas de salida son simétricas pues el condensador C1 se carga y descarga a través del mismo camino, las resistencias R3 y R4.

El circuito anterior puede modificarse tal como se indica en la figura 21 para obtener simetría variable, ya que el condensador C1 se carga a través de R3, D1 y del tramo elegido de R4, o bien a través R3, D2 y el tramo restante de R4.

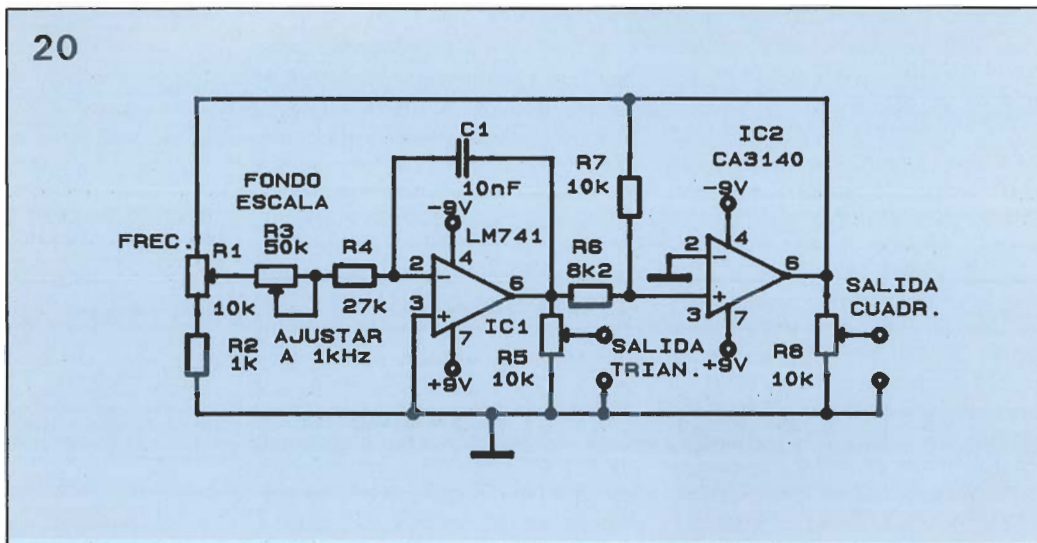


Figura 20.  
Generador de  
funciones para onda  
cuadrada y  
triangular que opera  
entre 100 Hz y 1  
kHz.

ner el mismo valor que tenga el elemento de activación al nivel del disparo. Utilizando un potenciómetro para R1 se facilita el ajuste de este nivel. El valor de C1 puede alterarse para cambiar la frecuencia de oscilación.

### Generadores de onda cuadrada y triangular

En la figura 19 se muestra el esquema de un generador de funciones que entrega ondas triangulares y cuadradas en sendas salidas, con dos amplificadores operacionales. El integrador IC1 es controlado por la salida de IC2 y está configurado como un comparador de tensión que es controlado por la salida de IC2, previamente dividida en el divi-

por R2-R3. La salida de onda cuadrada de IC2 conmuta alternativamente entre los niveles de saturación positivo y negativo.

Suponiendo que inicialmente la salida de IC1 sea positiva, y que la salida de IC2 haya cambiado en ese momento al nivel de saturación positiva, la entrada inversora de IC1 es una masa virtual y la corriente  $I_{R1}$  iguala a  $+V_{SAT}$ . Como R1 y C1 están en serie.  $I_{R1}$  e  $I_{C1}$  son iguales. Para que la corriente a través del condensador se mantenga constante, su tensión debe cambiar linealmente. Entonces aparece una tensión en C1 en rampa lineal, obligando que la salida de IC1 comience a bajar linealmente con una pendiente de  $1/C1$  voltios por segundo. Esta salida se conecta a través del divisor R2-R3 a la entrada no inversora de IC2.

Como consecuencia de todo esto,

### Circuitos de conmutación

El circuito de la figura 22 es un circuito biestable de disparo manual. La entrada inversora del amplificador operacional se conecta a masa a través de la resistencia R1, y la entrada no inversora se conecta directamente a la salida. Los interruptores S1 y S2 están normalmente abiertos. Si se cierra brevemente S1, la entrada inversora del amplificador operacional se pone momentáneamente a nivel alto, y la salida se pone al nivel de saturación negativo; cuando se suelta S1, la entrada inversora vuelve a ser cero, pero la salida y la entrada no inversora permanecen en el nivel de saturación negativo. Este estado se mantiene hasta que se pulsa brevemente S2, con lo que la salida pasa a saturación po-

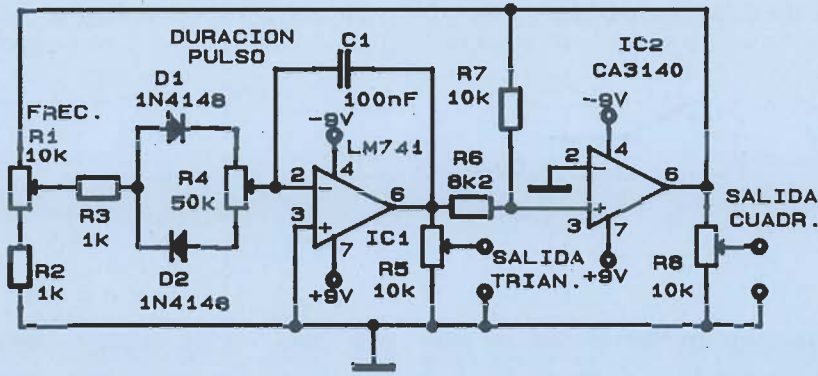


Figura 21. Generador de funciones entre 100 Hz y 1 kHz con pendiente y ciclo de trabajo variables.

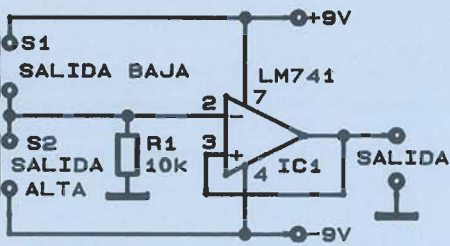
sitiva hasta que S1 sea pulsado de nuevo. El circuito puede modificarse para que funcione con una fuente de alimentación única, en la figura 23 puede observarse que el terminal 4 se conecta directamente a masa, y que la entrada no inversora tiene una tensión de referencia de aproximadamente la mitad de la tensión de alimentación.

En la figura 24 se presenta el esquema de un *Trigger Schmitt* que

puede ser utilizado para convertir una onda senoidal en una onda cuadrada. Supongamos que inicialmente la salida del amplificador operacional está al nivel de saturación positivo, de unos 8 voltios. Bajo esta condición el divisor R1-R2 realimenta una tensión de referencia positiva de unos 80 mV en la entrada no inversora. La salida permanece en este estado hasta que la entrada alcanza un valor igual a 80 mV. Enton-

ces la salida del amplificador operacional cambia al nivel de saturación negativa de unos -8 voltios, realimentando en este caso una referencia de tensión de -80 mV en la entrada no inversora. La salida permanece en este estado hasta que la entrada cae a -80 mV, llegado a este punto la salida cambia de nuevo al nivel de saturación positivo. Los niveles de conmutación pueden variarse cambiando el valor de R1.

22



23

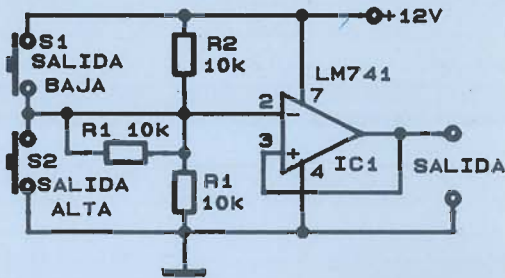


Figura 22. Bistable con disparo manual simple.

Figura 23. Bistable con alimentación simple.

24

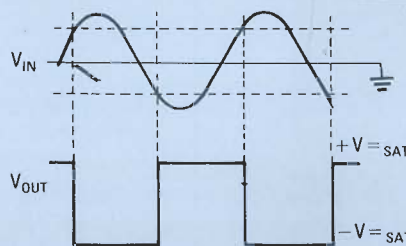
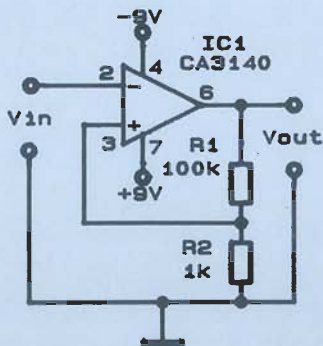


Figura 24. *Trigger Schmitt*, puede utilizarse para obtener una onda cuadrada de salida a partir de una senoidal aplicada a su entrada.

Seguidamente presentamos una segunda variante de conmutador doméstico y de vídeo y audio, que supondrá una nueva opción para aquellos lectores que decidan construirse su propio equipo.

# CONMUTADOR DE VÍDEO Y AUDIO (Y II)

Figura 1. Señal de prueba de vídeo compuesta por varias ráfagas de diferentes frecuencias (*multiburst*). Esta señal tiene impulsos de las frecuencias 0,5 MHz; 1,0 MHz; 2,0 MHz; 3,0 MHz; 3,58 MHz y 4,0 MHz. Podemos observar que la amplitud de la señal disminuye ligeramente desde la señal de baja frecuencia (0,5 MHz) hasta la señal de alta frecuencia (4,0 MHz).

Cuando comenzaron las emisiones de televisión, era imposible prever la gran variedad de fuentes de vídeo que algún día estarían disponibles para el consumidor, tales como por ejemplo convertidores de televisión por cable de aparición en un futuro inmediato o grabadores/reproductores de vídeo. De este modo los

fabricantes de TV no vieron adecuado dotar a sus receptores (excepto los más recientes aparatos) con posibilidades de entradas múltiples y por ello hoy sufrimos las consecuencias de esta desafortunada decisión.

Para compensar este descuido, todos los dispositivos de vídeo posteriores optaron por una solución bastante precaria: modular la señal en un canal de TV no utilizado y usar un conmutador de RF para seleccionar la fuente de vídeo que queremos ver.

¿Por qué un conmutador de frecuencia directa? Para ilustrar la torpeza de un sistema de modulación y demodulación, imaginemos un equipo HI-FI en el que las fuentes de audio (plato, cassette, CD, etc.) se modulan en FM antes de enviarlas a un receptor, donde seleccionamos el programa que queremos escuchar.

Aparte del obvio incremento del precio, que podría llegar a ser considerable, cualquier audiófobo consideraría totalmente degradada la salida de alta calidad de un reproductor CD por la modulación de la señal y su posterior demodulación, que produciría una salida de CD totalmente diferente (con limitaciones del ancho de banda y rango dinámico, ruido, distorsión, etc.).

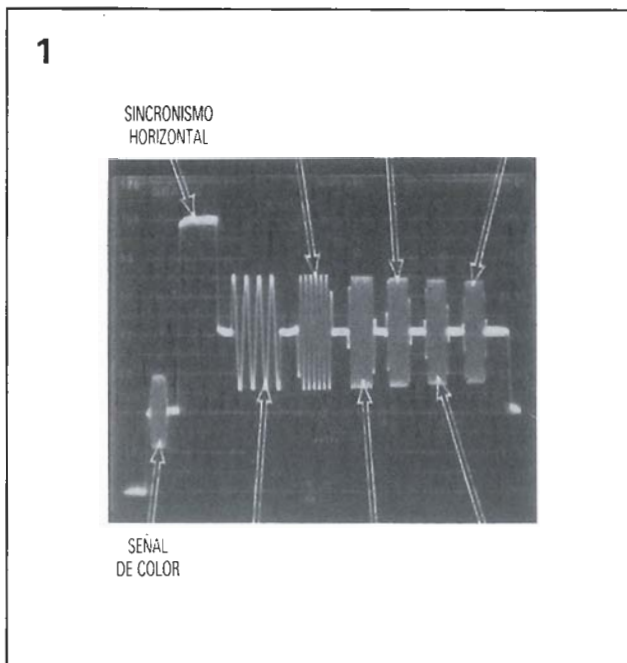
Lo mismo ocurre con la señal

de vídeo. ¿Por qué modular la señal de vídeo y después someterla a otro degradante proceso de demodulación?

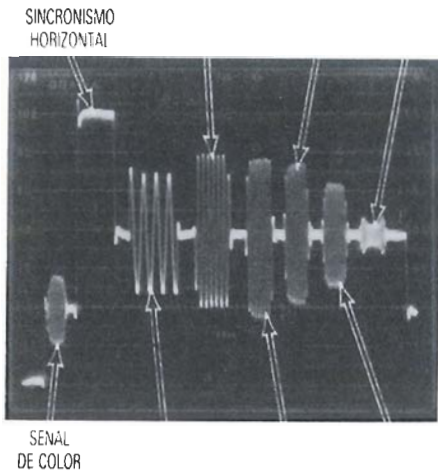
Afortunadamente, la mayoría de los modernos equipos de vídeo están dotados con conexiones de entrada y salida de señales de frecuencia directa. Sólo los receptores de TV más baratos están provistos únicamente con una entrada de RF. Actualmente las entradas y salidas de audio, que sólo se encontraban en receptores muy caros, las podemos encontrar en aparatos de precio medio. Aunque la conmutación de las fuentes de señal se debe hacer externamente de forma manual, la capacidad de manejar estas señales nos permite conmutar señales de vídeo de la misma forma que lo hacemos en un sistema de audio HI-FI.

## Comparaciones de señal

Como una imagen vale más que mil palabras, vamos a comparar las formas de onda tomadas de un buen modulador y demodulador con las tomadas del conmutador de vídeo descrito en este artículo. La figura 1 muestra una señal de prueba de vídeo



2



deo compuesta por varias ráfagas de diferentes frecuencias (*multiburst*). Esta señal tiene impulsos de las frecuencias 0,5 MHz; 1,0 MHz; 2,0 MHz; 3,0 MHz; 3,58 MHz y 4,0 MHz. Podemos observar que la amplitud disminuye ligeramente desde la señal de baja frecuencia (0,5 MHz) hasta la señal de alta frecuencia (4,0 MHz). Si vemos la figura 2, que contiene la misma señal después de un proceso de modulación y demodulación de RF, podemos observar cómo las diferencias de amplitud son más apreciables. Se puede comprobar que la señal de 4,0 MHz casi ha desaparecido. Muchos pensarán que las señales de televisión actuales no contienen información significativa por encima de estas frecuencias, por tanto es inútil preocuparse por ellas. Esto es cierto sólo en parte. Para explicarlo volveremos a la analogía de

audio. Aunque incluso la música de *rock and roll* rara vez tiene alguna señal que merezca la pena por encima de 15 KHz, algunos estudios han demostrado que se requiere un ancho de banda mucho mayor para reproducir la señal con precisión. Los fabricantes de equipos de audio se esfuerzan en construir sus equipos con una respuesta de, al menos, 20 KHz.

La figura 3 muestra otra señal de prueba conocida como una señal de vídeo compuesto. Esta señal incluye la modulación de una escalera de color, un pulso de subida rápida y una señal de ráfaga 2T. Se puede observar el rápido tiempo de subida e insignificante sobreelongación en al forma de onda a través del dispositivo de conmutación de banda ancha.

En la figura 4 tenemos la misma

señal después de hacerla pasar a través de un proceso de modulación y demodulación. Se puede comprobar la distorsión de las señales. En particular, la señal de ráfaga 2T muestra una deformación curva en el fondo, indicando un retardo croma/luminancia. Podríamos mostrar otras señales de prueba, pero por ahora, esto debería ser suficiente para creer lo que estamos explicando. Es mejor realizar la prueba más crítica, viendo una imagen de TV, para ver que es lo que se ha perdido.

### Descripción general del circuito

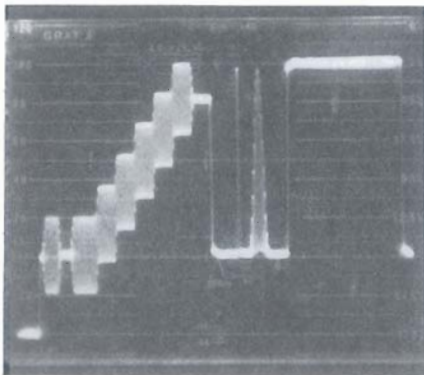
La figura 5 muestra el esquema general del conmutador de vídeo y audio para la versión de dos canales (se pueden añadir más canales si se desea). En un primer vistazo, el circuito puede parecer complicado, pero no debemos preocuparnos, la mayor parte del circuito son cables y elementos de conmutación.

El circuito nos proporciona puertos de entrada y salida sobre una impedancia de 75  $\Omega$ , entradas y salidas compatibles de audio estéreo, y la posibilidad de grabar una fuente de señal mientras se está viendo otra. La conmutación de las señales de vídeo se hace con los relés DIP (K1 a K3). La conmutación de audio se consigue con un par de multiplexores y demultiplexores analógicos 4.053 (U7 y U8). Se usan relés para las señales de vídeo debido a la baja impedancia que se utiliza en esta banda, la resistencia interna de los integrados de conmutación analógica podría crear una atenuación no deseada.

Cada fuente de audio y vídeo se divide en tres señales individuales:

Figura 2. Aquí está otra muestra de la misma señal de prueba después de un proceso de modulación y demodulación de RF, podemos observar cómo las diferencias de amplitud son más apreciables. Se puede comprobar que la señal de 4,0 MHz casi ha desaparecido.

3



4

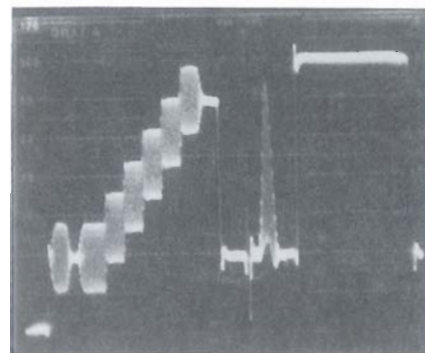


Figura 3. Señal de prueba conocida como una señal de vídeo compuesto. Esta señal incluye la modulación de una escalera de color, un pulso de subida rápida y una señal de ráfaga 2T. Se puede observar el rápido tiempo de subida e insignificante sobreelongación en la forma de onda a través del dispositivo de conmutación de banda ancha.

Figura 4. Esta es la misma señal después de hacerla pasar a través de un proceso de modulación y demodulación. Se puede comprobar la distorsión de las señales. En particular, la señal de ráfaga 2T muestra una deformación curva en el fondo, indicando un retardo croma/luminancia.

Figura 5. Esquema general del conmutador de vídeo y audio para la versión de dos canales (se pueden añadir más canales si se desea). El circuito nos proporciona puertos de entrada y salida sobre una impedancia de 75 Ω, entradas y salidas compatibles de audio estéreo, y la posibilidad de grabar una fuente de señal mientras se está viendo otra.

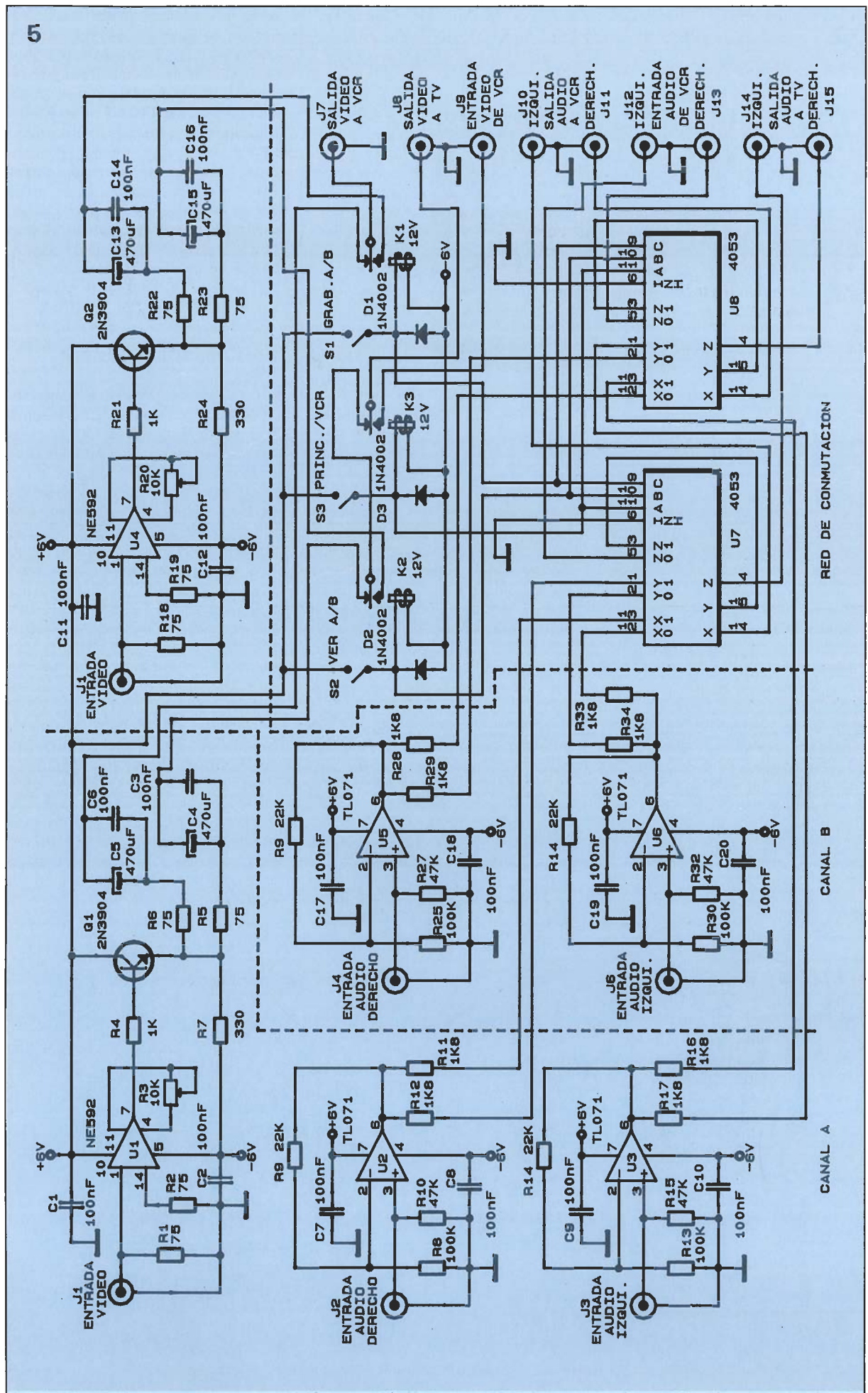
### Lista de componentes

**Semiconductores**  
 U1, U4 = NE592 circuito integrado amplificador de vídeo  
 U2, U3, U5, U6 = TL071 circuito integrado amplificador operacional bi-FET de bajo ruido  
 U7, U8 = CD4053 circuito integrado triple multiplexor y demultiplexor analógico de dos canales  
 U9 = 7806  
 U10 = 7906  
 Q1, Q2 = transistor 2N3904  
 D1-D7 = diodo 1N4002  
 LED1 = diodo LED miniatura

**Resistencias**  
 R1, R2, R5, R6, R18, R19, R22, R23 = 75Ω  
 R3, R20 = 10KΩ potenciómetro ajustable  
 R4, R21 = 1KΩ  
 R7, R24 = 330Ω  
 R8, R13, R25, R30 = 100KΩ  
 R9, R14, R26, R31 = 22KΩ  
 R10, R15, R27, R32 = 47KΩ  
 R11, R12, R16, R17, R28, R29, R33, R34 = 1KΩ  
 R35 = 2K2, 1/2 W-5%

**Condensadores**  
 C1-C3, C6-C13, C16-C20 = 100nF, disco cerámico  
 C4, C5, C14, C15 = 470µF, 16 voltios, electrolítico  
 C21, C22 = 330µF, 16 voltios, electrolítico  
 C23, C24 = 220nF, 50 voltios, disco cerámico

**Varios**  
 S1, S2, S3 = conmutadores miniatura  
 K1, K2, K3 = relés DIP 12 voltios  
 J1-J15 = jack RCA  
 T1 = transformador 18 voltios 100mA con toma central



vídeo, audio derecho y audio izquierdo. Antes de hacer cualquier conmutación, cada señal alimenta a un circuito amplificador en cada canal en que se conecta. El circuito muestra dos canales (llamados Canal A y Canal B) compuestos por U1 a U3 y U4 a U6, respectivamente.

Cada circuito amplificador tiene dos salidas. Las dos salidas de los amplificadores de audio alimentan a la pareja de multiplexores y demultiplexores analógicos U7 y U8, que se controlan con S1 a S3. Las salidas de vídeo se conmutan a través de K1 a K3 y también se controlan con S1 a S3.

Siempre que el conmutador S1 está abierto, K1, U7 y U8 conducen la señal del Canal A a la salida para VCR. Antes de llevar la señal a la salida de monitor para TV, tenemos otra posibilidad de conmutación manejada por K3, U7 y U8, y controlada por el conmutador S3 (PRINCIPAL/VCR). Esta conmutación nos permite ver la fuente de señal principal (la señal entregada por el circuito amplificador) o la señal procedente de un VCR.

## Circuito amplificador

Ahora vamos a concentrar nuestra atención en parte de los circuitos del Canal A, vamos a analizar más profundamente los circuitos amplificadores. La señal de audio derecho alimenta a la entrada no inversora de U2, un amplificador operacional bi-FET de bajo ruido TL071, que nos proporciona una ligera ganancia de señal para compensar las pérdidas que se producen al paso por R11 y R12, encargadas de proteger a U2 contra posibles cortocircuitos. La entrada de audio izquierdo del Canal A se maneja de forma idéntica por U3 y sus componentes asociados. Además de proteger U2, R11 y R12 dividen de forma pasiva la salida de

U2 en dos caminos y previenen las interferencias entre las dos salidas. Las salidas de los amplificadores derecho e izquierdo, alimentan a U7 y U8.

La amplificación de las señales de vídeo la realiza U1, el amplificador de 75  $\Omega$ .

Debido a que la componente continua de la señal es muy alta, no se puede hacer un acoplamiento directo. Por esto se incluyen los condensadores C4 y C5 en el circuito para bloquear la componente continua de la señal de vídeo. Como el valor de los condensadores electrolíticos es bastante alto, se conecta en paralelo con C4 y C5 la pareja de condensadores cerámicos de 100 nF, C3 y C6 para mantener una buena respuesta en frecuencia del circuito.

## Conmutación de vídeo y audio

La conmutación de las señales de vídeo y audio se consigue mediante redes diferentes. La conmutación de audio, como se mencionó anteriormente, la realiza un par de 4.053, un triple multiplexor y demultiplexor analógico de dos entradas, U7 y U8. El 4.053 se puede ver como un poco más que tres conmutadores, controlados electrónicamente, de un circuito y dos posiciones. Cada conmutador tiene un terminal conectado al Canal A y otro al Canal B. La entrada de audio derecha del Canal A alimenta por las patillas 1 y 13 a U8, mientras que la entrada de audio izquierda alimenta por las patillas 1 y 13 a U7. Debemos recordar que los canales A y B realizan las mismas operaciones, de modo que cualquier descripción del funcionamiento del Canal A también es aplicable al Canal B.

Los terminales de control, patillas 9, 10 y 11 de U7 y U8, se conectan

a los conmutadores S1, S2 y S3, que también controlan las salidas de vídeo. Cuando S1 y S2 están abiertos, no se aplica la señal de disparo de 6 voltios a las patillas de control de entrada 9 y 10 de U7 y U8, de modo que las señales derecha e izquierda del Canal A se conducen a la etapa final de salida. Sin embargo, cuando S1 y S2 están cerrados, es la entrada del Canal B la que se conduce a la etapa final de salida.

La conmutación de las señales de vídeo se realiza de una forma muy parecida, excepto que en lugar de con un multiplexor y demultiplexor, se hace mediante tres relés DIP de un circuito y dos posiciones. Como con la selección de audio, la fuente de señal se selecciona mediante S1, S2 y S3, y permite la misma secuencia que en la selección de audio. Esto es, cuando S1 y S2 están abiertos, la fuente de vídeo del Canal A alimenta a la etapa final de salida, con estos conmutadores cerrados, la fuente del Canal B se conduce a la etapa final de salida. Podemos observar que independientemente de qué Canal (A o B) está seleccionado, su señal siempre estará presente en J7.

La salida de K2 se conduce a K3, que determina cuál de las fuentes de vídeo será mostrada en la pantalla de televisión. El conmutador S3 determina qué fuente de señal se selecciona, la principal (amplificada) o la salida de VCR, para llevarla al receptor de televisión. Con S3 abierto se selecciona la señal amplificada para verla en el televisor; si está cerrado se selecciona la salida de VCR.

## La fuente de alimentación

La figura 6 es el esquema de la parte de la alimentación del circuito conmutador de vídeo y audio. La

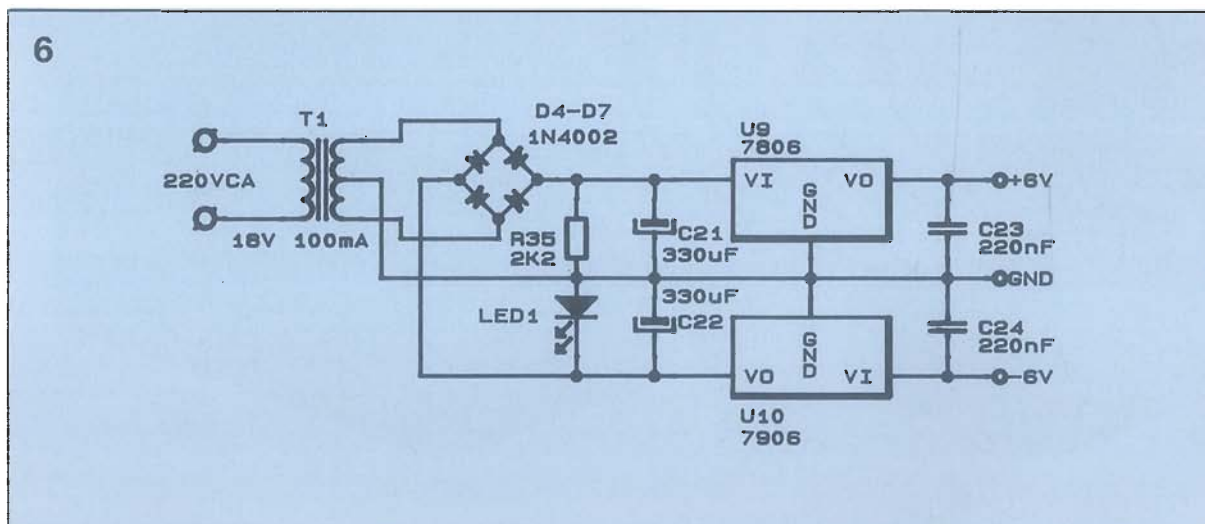
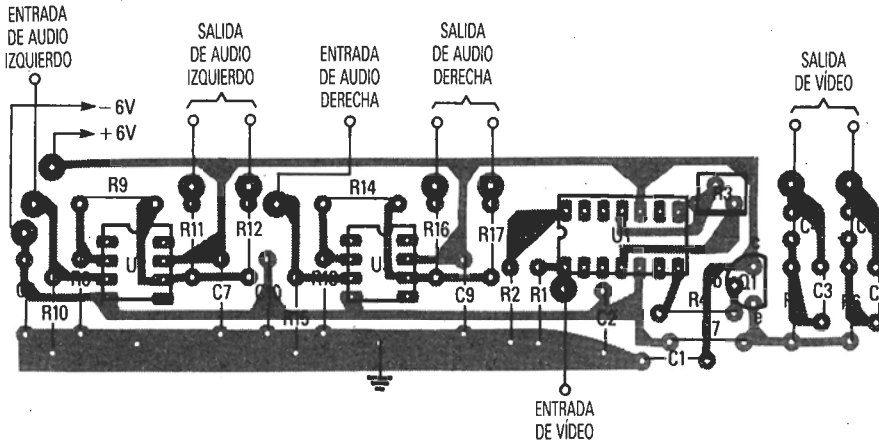


Figura 6. La energía del circuito la proporciona una fuente de alimentación simétrica de  $\pm 6$  voltios. El circuito no tiene interruptor de encendido debido a que el consumo de energía es muy pequeño, pero se puede incluir un conmutador en serie con cualquiera de las entradas de AC del transformador.

7



energía del circuito la proporciona una fuente de alimentación simétrica de  $\pm 6$  voltios, compuesta por un transformador, T1, un puente rectificador, formado por D4 a D7, un par de reguladores de voltaje, y cuatro condensadores, C21 a C24. La com-

binación serie de resistencia y led, R35 y LED1, que se conecta entre las líneas de alimentación positiva y negativa, se incluye como indicador de encendido. No hay nada crítico sobre la alimentación del circuito, de hecho cualquier fuente de alimenta-

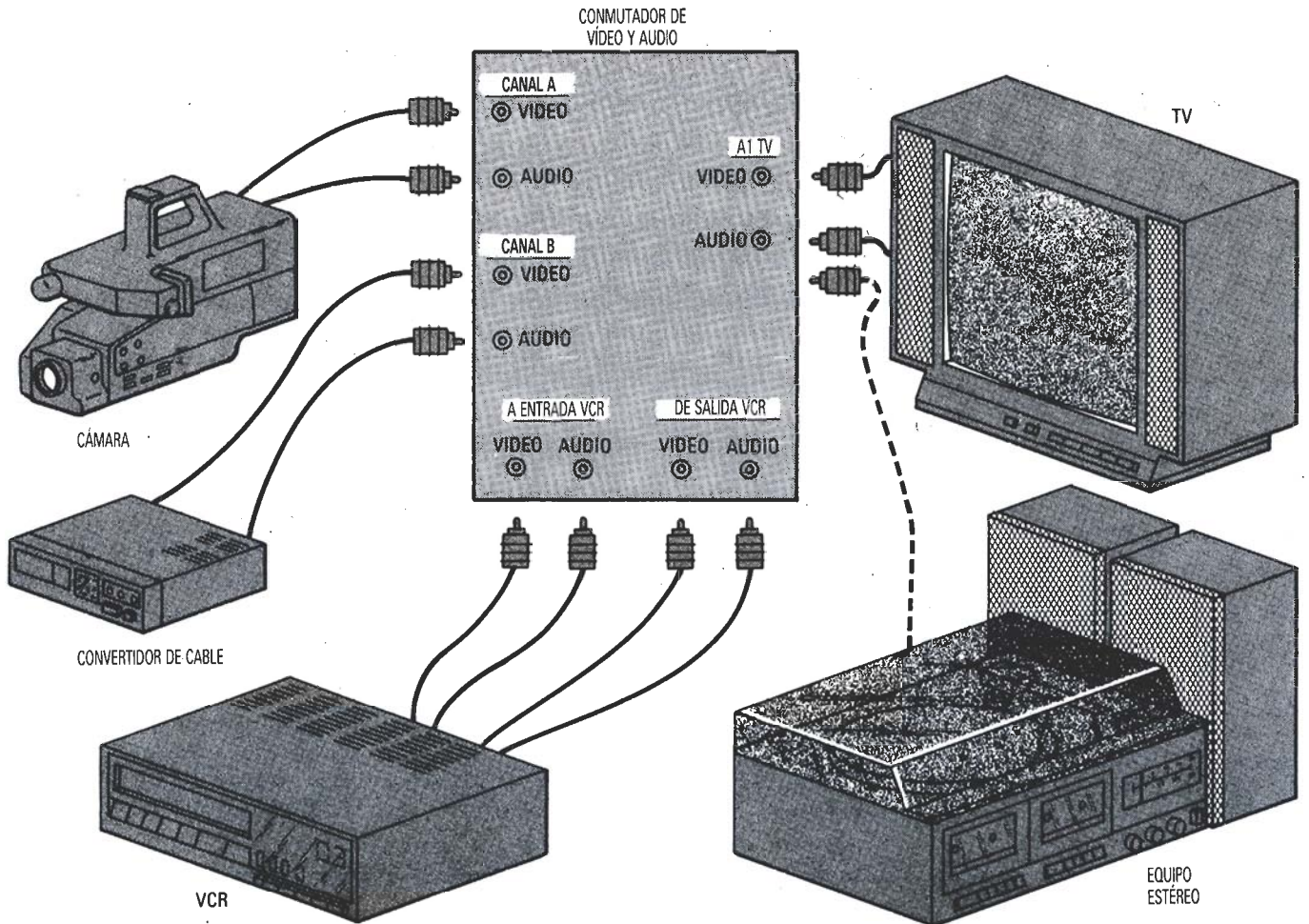
ción capaz de proporcionar  $\pm 6$  voltios razonablemente limpios de rizado, será suficiente. También es posible la sustitución de los componentes de la alimentación. Por ejemplo, los cuatro diodos que componen el puente rectificador de onda completa de 1 amperio y 50 voltios o algún otro mejor. Y el transformador T1 se puede sustituir por cualquiera con toma central que sea capaz de entregar 18 voltios pico a pico (quizás uno de 24 V) con una corriente de al menos 100 mA.

El circuito no tiene interruptor de encendido debido a que el consumo de energía es muy pequeño, pero se puede incluir uno si se desea. Para añadir un interruptor de encendido bastará con conectar un conmutador en serie con cualquiera de las entradas de AC del transformador.

### Montaje

Tampoco hay nada crítico sobre la construcción del conmutador. Se puede elegir entre el método de ca-

8



blear punto por punto o el de circuito impreso. Pero cualquier método que elijamos, debemos tener en cuenta que las señales de alta frecuencia pueden plantear algunos problemas de acoplamiento. Por lo tanto, es recomendable que las señales de entrada se mantengan separadas, por ejemplo, no se pueden colocar los cables juntos. Además, éstos deben ser lo más cortos que sea posible y se debe utilizar cable coaxial.

El prototipo del autor se construyó totalmente en una placa para prototipos, pero en las páginas centrales tenemos el diseño de la placa de circuito impreso para la sección amplificadora. Para un sistema de dos canales como el que aparece en el esquema de la figura 5 será necesario utilizar dos placas como la mostrada. El propósito de hacer ésto es que permite una mayor libertad en la configuración del sistema. Por ejemplo, es posible que queramos usar más fuentes de señal que las dos que hay en el esquema. Esto es muy fácil de hacer, sólo necesitaremos usar el número apropiado de relés y conmutadores analógicos y amplificar cada señal con la tarjeta amplificadora.

En la figura 7 podemos observar la situación de los componentes de la placa amplificadora del conmutador de vídeo y audio. Cuando tengamos todos los elementos de la lista de componentes y construidas las placas, empezaremos el montaje

como siempre, primero instalando los zócalos para los circuitos integrados en los puntos adecuados de la placa. Estos zócalos nos servirán de puntos de referencia para localizar la posición correcta de los otros componentes sobre el circuito.

## Ajuste

El conmutador de vídeo y audio es un circuito muy estable, cualquier ruido u oscilación espúrea será debido principalmente a una masa inadecuada o un cableado deficiente. Podemos observar que cada amplificador tiene un par de salidas por cada señal de entrada, estas salidas son idénticas y se pueden intercambiar.

La única calibración que se necesita es ajustar el amplificador de vídeo para una ganancia uno (U1 y U3 en el esquema). El mejor método para realizar ésto es alimentar el amplificador con una señal de prueba de vídeo que tenga un campo de blanco saturado, y ajustar R3, y su equivalente en cada amplificador, para un voltio pico a pico de salida con una resistencia de carga de  $75 \Omega$ . Si no se tiene un generador de señales de vídeo para prueba, se puede usar una señal de vídeo viva y un osciloscopio de doble trazo. Se ajustan ambos canales en 5 voltios por división y se ajusta R3 o su equivalente, de forma que la amplitud

del trazo de salida sea idéntica a la amplitud del trazo de entrada.

Para los canales de audio sólo es necesario comprobar que se obtiene aproximadamente el 10 por 100 de ganancia en la salida con una resistencia de carga de  $10 K\Omega$ .

Después de terminar el proceso de ajuste, podemos instalar nuestro diseño en un alojamiento adecuado y prepararnos para disfrutar de todas sus posibilidades.

## Conexión

En la figura 8 se puede ver una forma adecuada de conexión. Para una mayor sencillez y claridad del circuito, sólo se muestra un canal de audio. Hasta este momento hemos supuesto que el televisor está equipado con entrada de señal de vídeo directa; si ésto no es así, hemos estado perdiendo el tiempo. Como se puede ver, no es imprescindible conectar la salida de audio al televisor, también es posible conectarla a la entrada auxiliar del equipo HI-FI para conseguir un sonido mucho más rico en tonos y un espectro audible mayor.

En relación con el tema de audio, puede presentarse un problema en el caso de tener una fuente monofónica y otra estéreo. En este caso, lo mejor que se puede hacer es dividir la señal a través de un adaptador en 'Y', y alimentar los dos canales con la señal monofónica. ◀

Figura 7. No debemos dejarnos engañar por este diagrama. Aquí sólo está la mitad de los componentes listados en la lista de componentes de la placa amplificadora. Una segunda placa, idéntica a ésta, contiene el resto de los componentes del amplificador. La fuente de alimentación y la red de conmutación se cablean con el circuito.

Figura 8. Para una mayor sencillez y claridad del circuito, sólo se muestra un canal de audio. Hemos supuesto que el televisor está equipado con entrada de señal de vídeo directa. No es imprescindible conectar la salida de audio al televisor, también es posible conectarla a la entrada auxiliar del equipo HI-FI para conseguir un sonido mucho más rico en tonos y un espectro audible mayor.

9

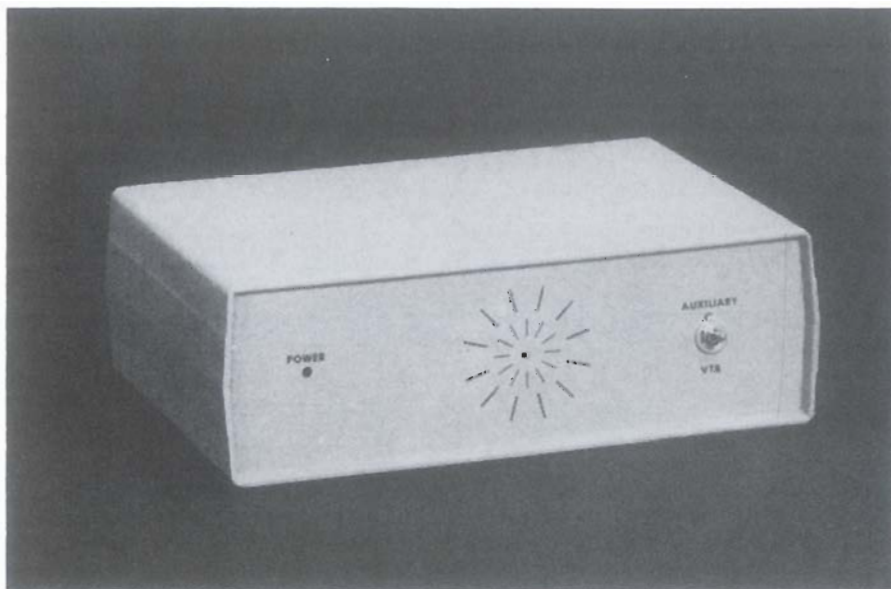


Figura 9. Este es el prototipo completo del autor. El tipo de caja no es importante, pero un diseño elegante quedaría mejor para colocarlo cerca del televisor.

Después de haber estudiado los problemas que tenían los tubos de vacío clásicos para generar microondas: capacidad interelectrónica, inductancia de los terminales, producto ganancia ancho de banda y tiempo de tránsito de los electrones, llega el momento de comenzar con los dispositivos específicos para la generación de microondas.

# INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA DE MICROONDAS (III)

Figura 1. Magnetron cilíndrico convencional. Las cámaras individuales situadas entre los radios son cavidades reentrantes, conectadas a las ranuras entre las paredes de las cavidades. Son resonadores de cavidad, recintos metálicos que confinan la energía de RF.

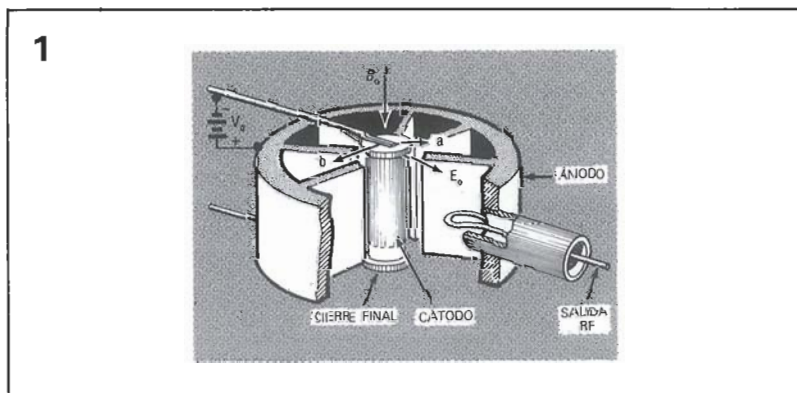
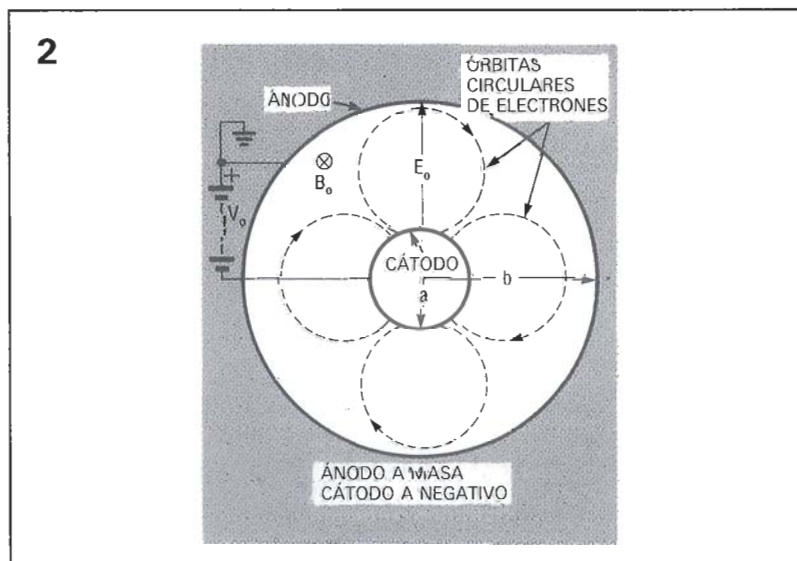


Figura 2. Trayectoria de los electrones dentro de un magnetron convencional. Cuando un electrón se inyecta dentro del campo eléctrico  $E_0$  entre cátodo y ánodo, se acelera linealmente. Si las líneas de densidad de flujo magnético  $B_0$  tienen sentido entrante hacia el papel. Si ambos campos están debidamente ajustados, los electrones se mueven cicloidalmente.



Los esfuerzos realizados durante los años treinta y cuarenta se centran en salvar estas limitaciones, o en utilizarlas de manera ventajosa. En el magnetron, los electrones acelerados se dirigen hacia el ánodo, tal como en un tubo de vacío, pero un campo magnético los devuelve hacia el cátodo incrementando su velocidad. Si una onda de la frecuencia correcta aparece dentro de la cavidad cuando el campo magnético devuelve los electrones, y los electrones se mueven a la velocidad correcta (velocidad de fase) su energía cinética se transfiere por resonancia a la onda de RF.

Los electrones vuelven a bombardear el cátodo y el proceso se repite. Sólo los electrones que transfieren suficiente energía a la onda de RF en resonancia alcanzan el ánodo y únicamente si se acercan bastante para ser atraídos por él. El objeto básico del magnetron no es generar la corriente de ánodo, pues si el electrón alcanza a este electrodo no puede volver a excitarse para generar más energía cinética y transferirla a la onda de RF mediante resonancia. El magnetron de tipo M es bastante eficiente, pues sólo unos pocos electrones alcanzan el ánodo. La energía de RF se capta con una sonda de RF situada en la zona de interacción entre el ánodo y el cátodo, y se condu-

ce a una guionda de salida. Es importante insistir que la salida es la onda de RF, no la corriente de ánodo.

## Campo eléctrico y campo magnético

Realmente hay cuatro magnitudes relevantes en el electromagnetismo. La intensidad de campo eléctrico  $E_0$ , la intensidad de campo magnético  $H_0$ , la densidad de flujo eléctrico  $D_0$  y la densidad de flujo magnético  $B_0$ . El físico británico James Clerk Maxwell encontró, ya en el siglo XIX, las complejas ecuaciones que relacionan estas magnitudes.

La unidad de intensidad de campo eléctrico es el voltio por metro, o V/m. La unidad de intensidad de campo magnético es el amperio por metro, o A/m. La unidad de densidad de flujo eléctrico es el culombio por metro cuadrado, o culombio/m<sup>2</sup>, donde un culombio es igual a la carga de  $6,25 \times 10^{18}$  electrones. La unidad de densidad de flujo magnético es la Tesla, donde 1 Tesla = 1 weber/m<sup>2</sup>. El weber es la unidad métrica de flujo magnético (no de densidad de flujo), y es la analogía magnética del culombio. O sea:

1 culombio = 1 amperio  $\times$  segundo para el caso eléctrico, y:

1 weber = 1 voltio  $\times$  segundo

para el caso magnético.

En la mayor parte de los materiales simples y en el vacío, la densidad de flujo es linealmente proporcional a la intensidad de campo. En el caso eléctrico:

$$D_0 = \epsilon \times E_0$$

y en el caso magnético:

$$B_0 = \mu \times H_0$$

La permitividad en el espacio libre es  $\epsilon_0$ , y la permeabilidad del espacio libre es  $\mu_0$ . En otros medios, diferentes del espacio libre o del vacío, la permitividad y la permeabilidad se calculan mediante las expresiones:

$$\epsilon = \epsilon_r \times \epsilon_0$$

$$\mu = \mu_r \times \mu_0$$

Donde:

$\epsilon_r$  es la permitividad relativa del medio.

$\epsilon_0 = 10^{-5} / (36\pi)$  faradios/m = 8,85 pF/m es la permitividad del espacio libre.

$\mu_r$  es la permeabilidad relativa del medio.

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$  henrios/m = 1,26  $\mu$ H/m es la permeabilidad del espacio libre.

## Magnetron tipo M

En la figura 1 se muestra un dibujo simplificado de un magnetron básico convencional. Las cámaras son resonadores, que confinan la energía de RF entre sus paredes. El número de modos de oscilación es infinito. Cuando se produce la resonancia, se igualan los picos de campo eléctrico y magnético, y se genera una onda estable.

La tensión de trabajo  $V_0$  se aplica entre el cátodo y el ánodo, mientras que la densidad de flujo magnético tiene la dirección del eje +Z, entrando hacia el papel, ver figura 2. El ánodo se pone a tierra, y el cátodo a una tensión negativa muy alta. Si el ánodo fuese positivo, éste y la guionda de salida necesitarían aislamiento, y su utilización podría ser peligrosa.

En la figura 2 se observan las trayectorias de los electrones dentro de un magnetron convencional, cuando los electrones se inyectan dentro del campo magnético situado entre el ánodo y el cátodo, son acelerados linealmente.

Si el campo magnético es entrante al papel, y los campos magnético y eléctrico son los adecuados, los electrones se moverán cicloidalmente.

Si el campo magnético es entrante al papel, y los campos magnético y eléctrico son los adecuados, los electrones se moverán cicloidalmente.

## Condición de corte Hull

En la figura 3 se muestran tres vistas de un magnetron convencional. Las líneas de campo eléctrico van desde el ánodo hacia el cátodo, y las líneas de campo magnético son entrantes hacia el papel. Para un campo magnético constante, la operación está controlada por el criterio de corte magnético de Hull. Las fórmulas siguientes relacionan el

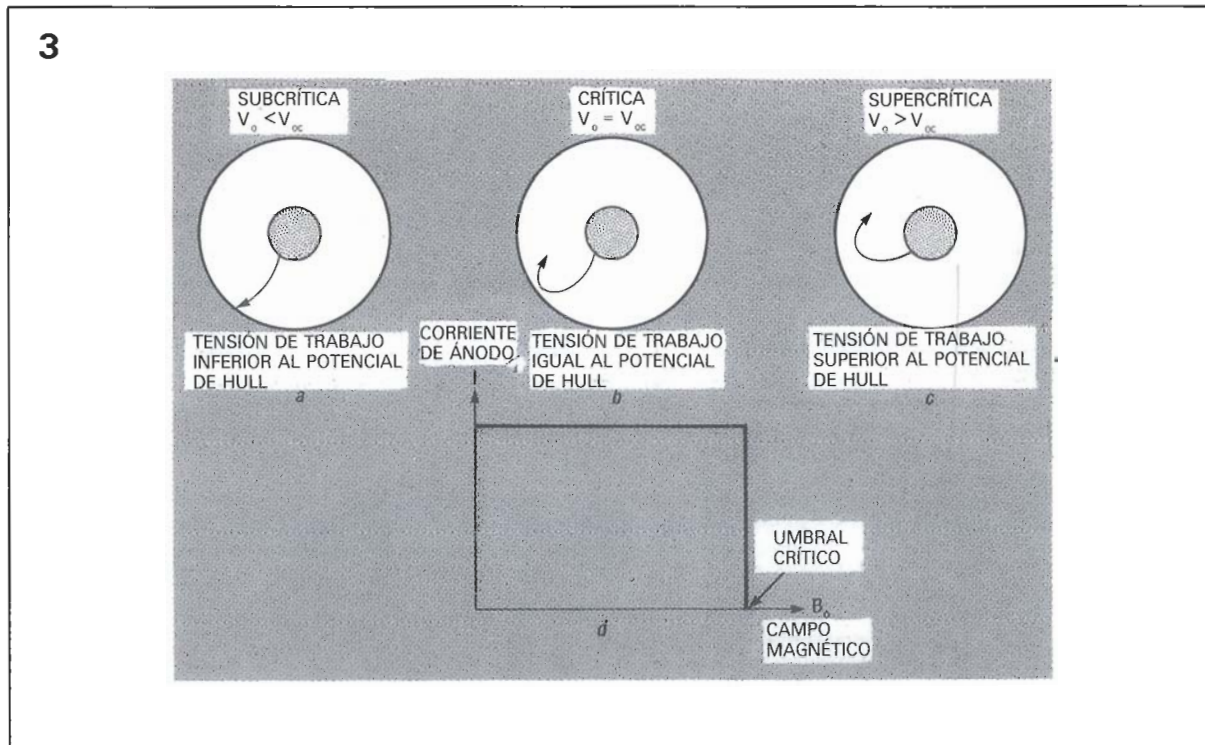


Figura 3. Las trayectorias posibles de un electrón dentro de un magnetron convencional son tres. Las líneas de campo eléctrico  $E_0$  van desde el ánodo hacia el cátodo, mientras que las líneas de densidad de flujo magnético  $B_0$  son entrantes hacia el papel. En el caso subcrítico (a) se produce corriente de ánodo. En el caso crítico (b) los electrones rozan el ánodo, y en el caso supercrítico (c) nunca lo alcanzan. En (d) se muestra el diagrama de la corriente de ánodo en función de  $B_0$ .

potencial de corte de Hull con la densidad de flujo magnético, y la densidad de flujo magnético a la que se produce el corte de Hull, con la tensión de trabajo. La primera fórmula es:

$$V_{oc} = \left[ \frac{e}{8m} \right] B_0^2 \cdot b^2 \left[ 1 - \frac{a^2}{b^2} \right]^2$$

y la segunda:

$$B_{oc} = \frac{\left[ \frac{8V_{om}}{e} \right]^{1/2}}{b \left[ 1 - \frac{a^2}{b^2} \right]}$$

Donde:

$V_0$  es la tensión de trabajo, y  $V_{oc}$  es la tensión de corte de Hull expresado en voltios,  $a$  es el radio de cátodo en metros,  $d$  es el radio del ánodo en metros,  $e$  es la carga del electrón =  $1,6 \cdot 10^{-19}$  culombios,  $m$  es la masa del electrón =  $9,11 \cdot 10^{-31}$  kilogramos,  $B_0$  es la densidad de flujo magnético en weber por metro cuadrado ( $Wb/m^2$ ),  $B_{oc}$  es la densidad de flujo magnético de corte de Hull en weber por metro cuadrado ( $Wb/m^2$ ).

La operación del magnetrón está controlada por los valores relativos de la tensión de trabajo y de la densidad de flujo magnético. Según la primera fórmula cuando la densidad de flujo magnético está por encima del corte para un potencial determinado, los electrones no alcanzan el ánodo. El caso opuesto, utilizando la segunda fórmula, corresponde a que si, para una densidad de flujo magnético determinada, la tensión de trabajo está por debajo del potencial de corte de Hull, los electrones tampoco alcanzan el ánodo.

En la figura 3 se contemplan las tres condiciones posibles correspondientes a la segunda fórmula del criterio de corte de Hull. La figura 3-a corresponde al caso subcrítico cuan-

do la tensión de trabajo está por debajo del potencial de corte de Hull, y hay una corriente anódica importante. La figura 2-b corresponde al caso crítico, donde la tensión de trabajo es igual al potencial de corte y los electrones rozan el ánodo antes de volver. La figura 3-c ilustra el caso supercrítico, donde la tensión de trabajo es superior al potencial de corte y los electrones son devueltos por el ánodo; en la figura 3-d se representa la corriente de ánodo en función de la densidad de flujo magnético  $B_0$ .

## El ánodo del magnetrón

Los ánodos circulares tienen un número de modos infinito y no son utilizables en la práctica. Los magnetrones utilizados tienen cavidades resonantes tales como el modelo de la figura 1, cada una de ellas es un circuito tanque resonante L-C tal como se detalla en la figura 4. Las paredes de la cavidad determinan la inductancia, y su conductividad fija la resistencia. En la figura 5 se ilustran algunas variantes consistentes en un bloque de metal mecanizado, cuya densidad de flujo magnético se representa en la figura 5-d.

Cuando los ánodos no están cortocircuitados, los circuitos tanque están dispuestos en serie, figura 6-a. Sin embargo, si se cortocircuitan las cavidades alternas, el ánodo pasa a ser un array de tanques L-C en paralelo. Esto es normal en la mayoría de los magnetrones. Debido a este conexionado de cavidades alternas, los resonadores adyacentes están desfasados  $180^\circ$ .

## Operación en modo $\pi$

Casi todos los magnetrones trabajan en modo  $\pi$ , donde el desplazamiento de fase entre canales adyacentes es  $\pi$  radianes, o sea  $180^\circ$ . El radián es una unidad angular y 1 radián =  $57,3^\circ$ . Cuando el magnetrón se pone en funcionamiento, se forma dentro de las cavidades una nube de electrones excitados, estableciendo un campo eléctrico variable en el tiempo y en el espacio en la zona de interacción ánodo-cátodo. Esto es provocado por la tensión de trabajo  $V_0$  de la que depende la aceleración de los electrones, cuya velocidad modula, creando un modelo de agrupamiento.

La figura 7-a presenta el campo eléctrico debido a la tensión de trabajo para un bloque hueco-ranura y para un bloque trapezoidal, figu-

ra 7-b, en ambos casos operando en modo  $\pi$ . Para que se produzca oscilación, es necesario que la velocidad de fase de la onda de RF, y entonces la energía cinética se transforma en energía de RF. Cuando esto sucede la nube de electrones se mantiene resonando en las cavidades, generando ondas de RF. La velocidad del electrón es la relación entre el campo eléctrico creado por la tensión de trabajo y la densidad de flujo magnético, o sea:

$$V_0 = \frac{E_0}{B_0}$$

A esta velocidad, los electrones ceden energía a la onda de RF, se retardan lentamente, y vuelven. Durante la oscilación, no hay corriente de ánodo, tal como se muestra en la figura 3-d. El campo magnético es perpendicular al movimiento de los electrones y la aceleración centrípeta interna producida por el campo magnético iguala la radial producida por el campo eléctrico.

Un resonador de cavidad reentrante es una estructura «retardante de onda», su finalidad es retardar la velocidad de fase de la onda de RF, cuando actúa sobre un haz de electrones. Las cavidades se diseñan para que se produzca oscilación si el desplazamiento de fase total en torno al ánodo es un múltiplo de  $360^\circ$  o sea  $2\pi$  radianes, creando una onda estacionaria. Para un ánodo con cavidades tipo N, el desplazamiento de fase entre resonadores adyacentes es:

$$\Phi_p = (2 \cdot \pi \cdot n)/N$$

donde  $n$  es el modo de oscilación.

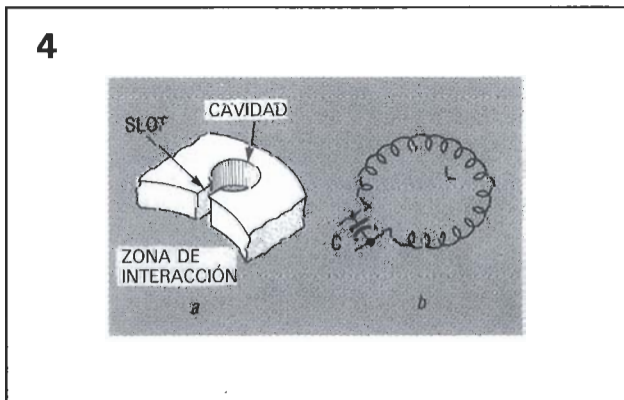
Una onda de RF tiene velocidad de grupo y velocidad de fase. La velocidad de grupo  $V_g$  es la velocidad de propagación de la energía, es igual a la velocidad de propagación de la luz en el espacio libre dividida por el índice de refracción del medio que atraviesa la onda de RF.

La velocidad de fase  $V_p$  es la velocidad de propagación de la fase, que varía con la distancia y es igual a la velocidad de la luz multiplicada por el índice de refracción del medio. El índice de refracción del medio es la raíz cuadrada del producto de su permeabilidad relativa por su permitividad relativa. Las velocidades de grupo y de fase son:

$$V_g = \frac{C}{[\mu_r \cdot \epsilon_r]^{1/2}}$$

$$V_p = C \cdot [\mu_r \cdot \epsilon_r]^{1/2}$$

Figura 4. Los resonadores a cavidad de la figura 2 actúan como circuitos tanque resonantes L-C. Las paredes contribuyen principalmente a la inductancia de la cavidad, mientras que la separación entre las paredes de la abertura y la base de la cavidad contribuye principalmente a la parte capacitiva.



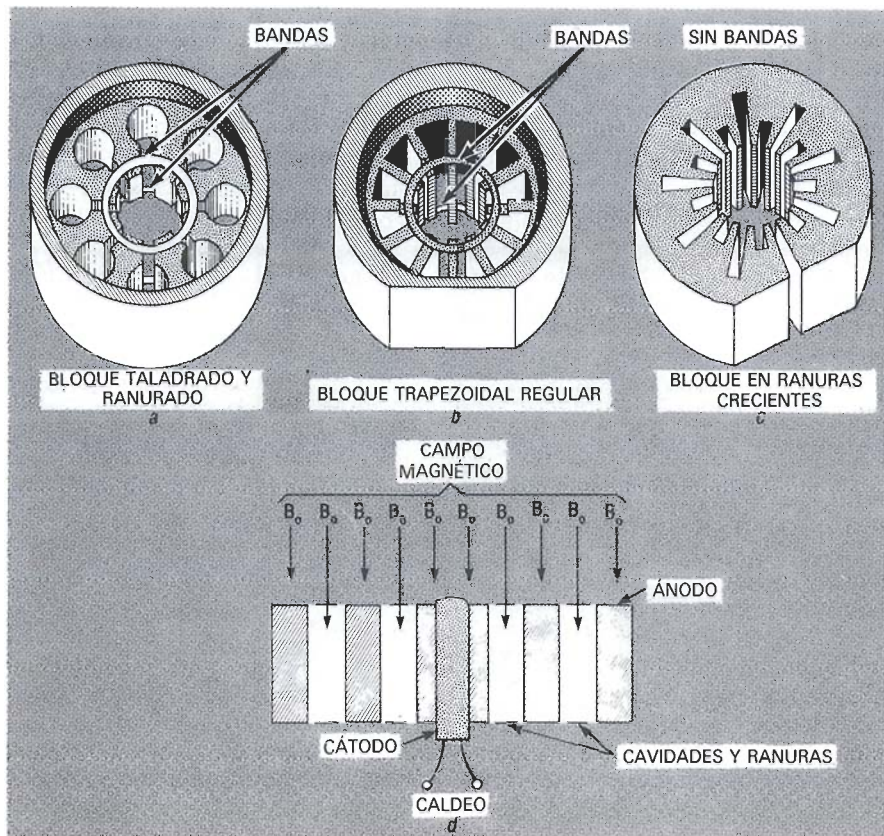


Figura 5. Ánodos de magnetrón de diferentes tipos. (a) Bloque hueco-ranura. (b) bloque trapezoidal regular. (c) bloque en estrella. En todos los tipos, el ánodo y las cavidades están realizados sobre un bloque de metal. En (d) se representa la disposición de  $B_0$ .

Donde  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s, es la velocidad de la luz en el espacio libre. Dentro de un magnetrón, donde se ha hecho el vacío, ambas velocidades son iguales a  $c$ .

Otra forma de comprender qué significan estas velocidades es la de considerar que la velocidad de grupo indica «cuántos julios de energía por metro cuadrado pasan por un punto en la unidad de tiempo», mientras que la velocidad de fase indica «cuántos radianes de una onda pasan por un punto en la unidad de tiempo». Para que un magnetrón oscile, la velocidad tangencial de los electrones debe ser igual a la velocidad de fase.

En la figura 7 se representa el campo eléctrico para dos modelos diferentes de bloque de ocho cavidades, el modo puede encontrarse utilizando la siguiente fórmula:

$$E_N = (2 \cdot \mu \cdot n) / 8 = \mu$$

Por tanto estos bloques tienen modos de cuarto orden, es decir  $n = 4$ . Las cavidades adyacentes crean una onda progresiva de RF a lo largo de la superficie de la estructura de retardo de onda. Los rayos

de la figura 7-b son segmentos de la nube de carga espacio y sus retornos.

Para un magnetrón operando en modo  $\pi$ , el número de cavidades debe ser par, o sea  $N = 2, 4, 6, \dots$  Puesto que el desplazamiento de fase entre cavidades adyacentes es  $180^\circ$ , el desfase entre cada par de

cavidades es  $360^\circ$ , o sea un ciclo completo, manteniendo la onda estacionaria. La frecuencia de trabajo de un magnetrón es la velocidad de la luz dividida por el producto del número de cavidades  $N$  y la distancia media entre ellas, es decir:

$$f = c / (N \cdot L)$$

6

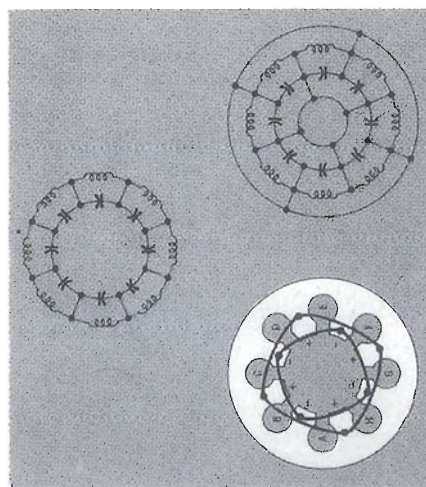


Figura 6. Cada conjunto hueco ranura de la cavidad es un circuito tanque resonante L-C paralelo. Cuando el ánodo no está cortocircuitado, los circuitos tanque están dispuestos en serie. Si las cavidades alternas están cortocircuitadas, el magnetrón actúa como un array de circuitos tanque L-C en paralelo. En los magnetrones el ánodo está normalmente cortocircuitado, y los resonadores adyacentes están desfasados  $180^\circ$ .

Figura 7. Funcionamiento en modo  $\mu$ . Campo eléctrico para un bloque cavidad-ranura (a) y para un bloque trapezoidal en ambos casos con  $N = 8$ . Esto causa una aceleración no uniforme de los electrones causando una modulación de velocidad y densidad, provocando el agrupamiento de electrones.

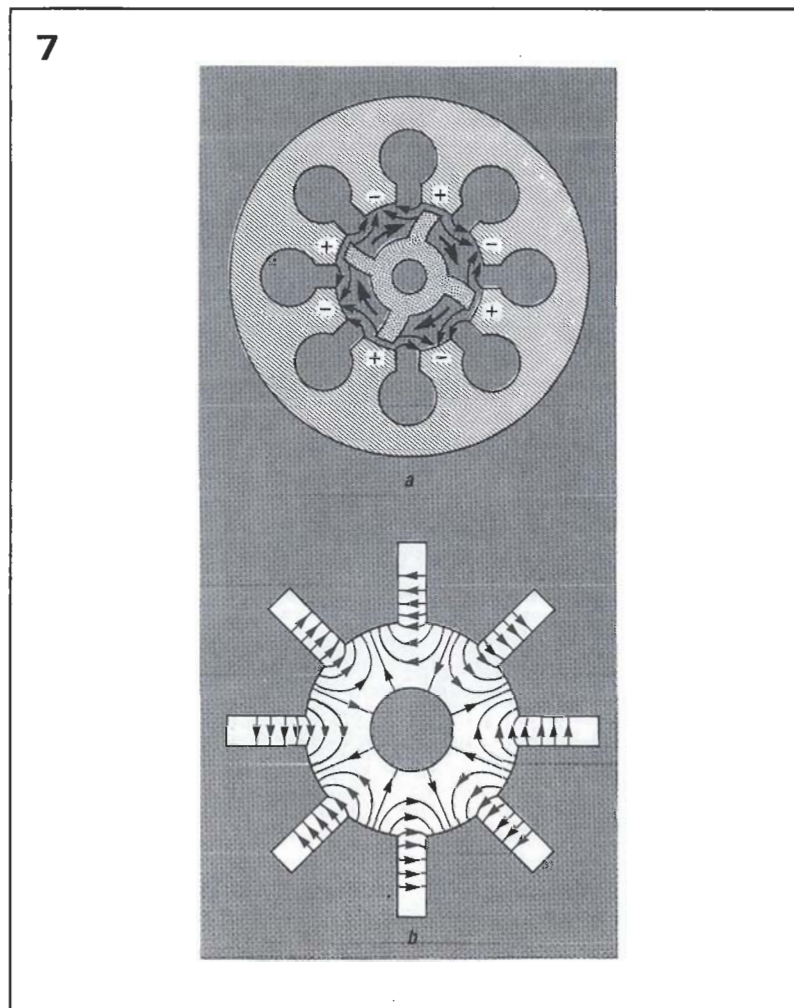


Figura 8. Comparación de los criterios de Hull y de Hartree, relacionando el campo eléctrico  $E_0$  y la densidad de flujo magnético  $B_0$ . El campo eléctrico es directamente proporcional al potencial de trabajo  $V_0$ , pues la separación cátodo-ánodo es fija. Para que se produzca oscilación es necesario que  $V_0 > V_{01}$  y  $B_0 > B_{01}$ . En el caso contrario se corta la energía de RF.

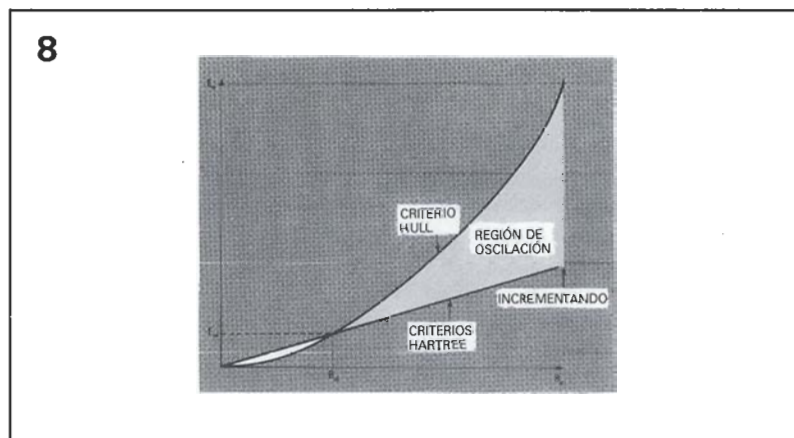


Figura 9. Magnetron convencional VARIAN SFD-352. La salida es por guíaonda y está situada en la zona superior de su parte frontal. Puede sintonizarse desde 8,5 a 9,6 GHz. La potencia de pico es de 220 kilovatios, la tensión nominal de ánodo es de 22 kilovatios, y la corriente de pico de ánodo es de 28 amperios.



## Condición de corte de Hartree

La condición de corte de Hull expresa el potencial de corte en función de la densidad de flujo magnético, o viceversa. Una relación más compleja relaciona la densidad de flujo magnético en la zona entre el cátodo y el ánodo y la tensión de trabajo. Para un magnetron convencional resulta la expresión siguiente:

$$V_{ON} = \frac{2\pi f B_0}{Nc} (b^2 - a^2)$$

En esta expresión,  $V_{ON}$  es el potencial de Hartree expresado en voltios,  $B_0$  es la densidad de flujo magnético en webers por metro cuadrado ( $\text{Wb}/\text{m}^2$ ),  $f$  es la frecuencia en Hz,  $N$  es el número de resonadores,  $b$  es el radio del ánodo en metros,  $a$  es el radio del cátodo en metros.

En la figura 8 se representan de manera simultánea los potenciales según los criterios de Hull y de Hartree para un magnetron convencional, donde el campo eléctrico  $E_0$  es función de la densidad de flujo magnético  $B_0$ .

El campo eléctrico entre dos superficies conductoras es siempre la tensión de trabajo dividida por la distancia entre ellas. La geometría del magnetron es fija, y la separación ánodo-cátodo constante, por tanto esta proporcionalidad puede aplicarse. La curva superior corresponde al criterio de Hull, y la de abajo la de Hartree. Coinciden en dos puntos, en el origen y donde los potenciales de Hull y Hartree son iguales, lo cual realmente significa que  $E_{0c}$  y  $E_{0N}$  son iguales.

Si  $V_0$  es mayor que  $V_{01}$ ,  $B_0$  es mayor que  $B_{01}$  la corriente de ánodo se corta y el magnetron oscila, en caso contrario, hay corriente anódica y la oscilación se corta.

## Ejemplo

La fotografía de la figura 9 corresponde a un modelo típico de magnetron, el SFD-352 sintonizable, versión coaxial de Varian Associated. La versión coaxial difiere de la convencional por una cavidad de estabilización de Q alta que rodea el ánodo. La guíaonda de salida está situada en la parte superior del frontal, y tiene un margen de sintonía de 8,5 a 9,6 GHz mediante el mando de ajuste correspondiente. ◀

*Este transmisor forma parte de un sistema de transmisión de señales de audio a través de la red. Se conecta a un enchufe de red normal, y el receptor a otro. No se necesita instalar ningún cable adicional entre el transmisor y el receptor, pues los hilos de la red son el medio de transmisión para la portadora de RF modulada. En el próximo número se estudiarán dos tipos diferentes de receptores.*

# TRANSMISIÓN DE AUDIO POR LA RED ELECTRICA (EL TRANSMISOR)

Este transmisor puede utilizarse para el envío de señales de audio a través de la red de energía eléctrica de una vivienda, mediante la transmisión de una portadora de RF en la banda de 100 a 500 KHz, modulada en frecuencia o en amplitud. Esta técnica puede utilizarse también en grandes edificios o quizás entre edificaciones diferentes, aunque en estos casos debe probarse antes, sobre todo si las distancias son grandes, ya que la red de distribución de energía eléctrica puede ser muy diferente de un caso a otro. Algunas de sus aplicaciones son las siguientes: ampliación del número de altavoces, auriculares, intercomunicadores, altavoces de sistemas de megafonía, etc.

## Obstáculos

Hay que tener en cuenta los problemas que se pueden presentar antes de utilizar esta técnica. El sistema de distribución de energía eléctrica de una vivienda puede tener muchas variantes. Pero lo que es más importante, en un momento

dado puede haber un número indeterminado de aparatos conectados simultáneamente, o sea, que la carga del sistema de energía eléctrica está variando continuamente. Además debe tenerse en cuenta que se está transmitiendo RF por unas líneas cuya impedancia no está definida, y para más complicación algunas cargas son casi un cortocircuito para la RF, especialmente si éstas tienen filtros para la RF. Otro problema es la presencia de tensiones de ruido generadas por aparatos conectados a la red. Desgraciadamente, estas tensiones de ruido están dentro de la banda que estamos utilizando de 100 a 500 KHz, y pueden interferir en mayor o menor medida con la portadora del sistema. Suelen tener su origen en motores, lámparas fluorescentes, anuncios luminosos, contactos de relés, triacs y tiristores, diodos rectificadores, etc. En resumen, las líneas de red de la vivienda son un semillero de ruido y de interferencias.

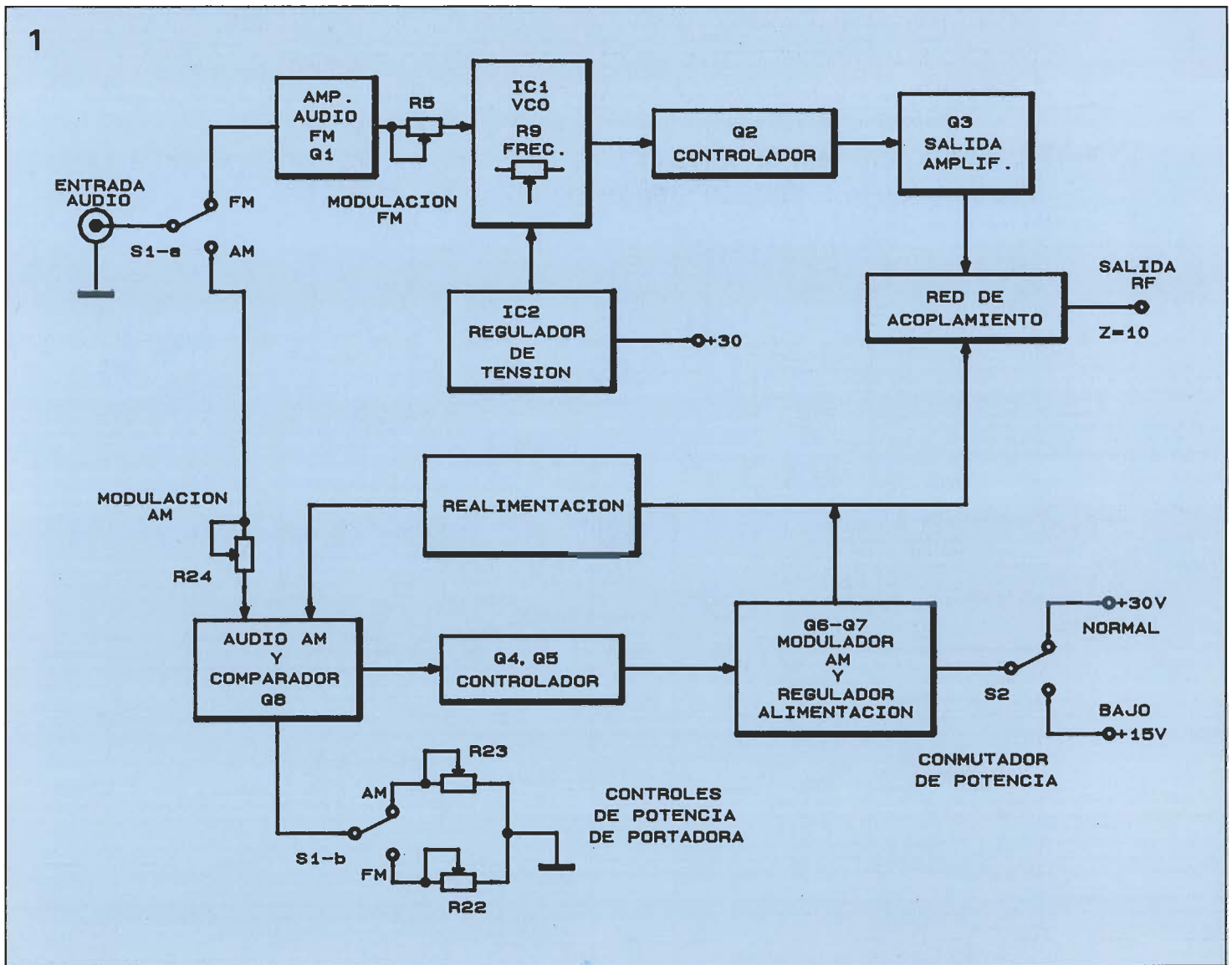
Sin embargo la situación no es desesperada aunque pudiese parecerlo. El problema puede ser superado con un diseño flexible del transmi-

tor, con lo que se podrá adaptar para muchas aplicaciones.

## Transmisor

Cada aplicación va a determinar si se va a utilizar AM, FM de banda estrecha (menos de 15 kHz de desviación) o de banda ancha más de 30 kHz de desviación. Por ejemplo, para la transmisión de música es mejor utilizar la FM pues tiene más inmunidad al ruido que la AM que, sin embargo, puede ser utilizada para transmisión de voz o aplicaciones menos críticas. El transmisor puede trabajar en AM o en FM, seleccionable mediante un conmutador.

Para comprender mejor el funcionamiento es conveniente observar el diagrama de bloques de la figura 1. La señal de audio entra al transmisor por el conmutador S1, y se aplica al circuito de AM o al de FM, según la posición del mencionado conmutador. Comenzaremos por la sección de FM, la etapa amplificadora del transistor Q1 acepta señales de audio en la banda de 10 Hz a 20 kHz y de unos 0,5 voltios pico a pico. La



ganancia de audio se ajusta con R5 con el que se obtiene una desviación de 60 kHz en el VCO (oscilador controlado por tensión) IC1, cuya frecuencia nominal es en este caso de 280 kHz. El regulador integrado IC2 alimenta IC1 y Q1. La señal de onda cuadrada de salida de la patilla 3 de IC1 excita al transistor Q2, y este último excita al amplificador de salida Q3. Se utiliza una red de adaptación para adaptar los 45  $\Omega$  nominales de impedancia de salida de Q3 a los 10  $\Omega$  de impedancia que se supone que tiene la línea.

En el modo AM, la señal de audio se aplica a Q8 a través de la resistencia R24 y se amplifica en los transistores Q4 a Q7. La tensión normalmente continua en el punto de prueba A se hace de este modo variable con la señal de audio de entrada, porque la tensión de alimentación de Q2 y Q3 se toma del punto A, con lo que la entrada de portadora del VCO a Q2 es modulada en amplitud por las variaciones de dicha tensión de alimentación. Esto hace que la se-

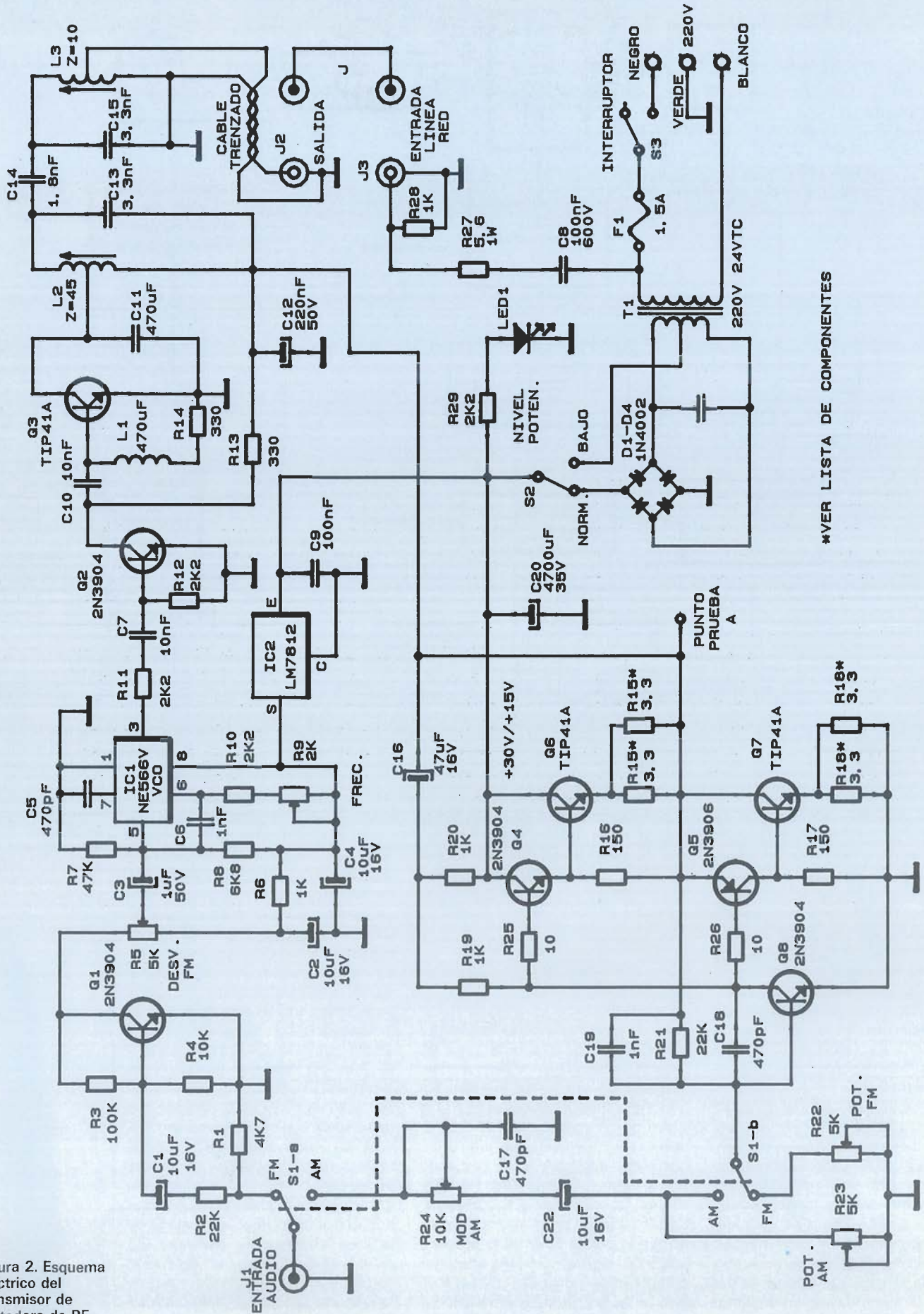
ñal de salida del transmisor esté modulada en amplitud. Para obtener una modulación del 100 por 100 es necesario ajustar el nivel de portadora con R23 y el nivel de audio con R24.

### El circuito

La entrada de audio se realiza por el conector J1, esta señal será de unos 0,5 voltios pico a pico. El conmutador S1 encamina la señal según que el modo elegido sea FM o AM. Para la modulación de FM se aplica a la resistencia R1 que se utiliza como impedancia de carga de 5K, y luego a la base de Q1. La salida de Q1 se aplica a IC1 después de ser dividida en el potenciómetro R5. En la patilla 5 del VCO aparece una señal de audio de una amplitud comprendida entre 0,5 y 1 voltios pico a pico y modula la portadora cuya frecuencia puede seleccionarse dentro de la banda de 200 a 350

kHz mediante el potenciómetro R9. La componente alterna de la señal se acopla a la base del excitador Q2 a través de la resistencia R11 y del condensador C7, R12 proporciona un camino a masa para la base de Q2 y permite que Q2 genere su propia polarización de base. En el colector de Q2 aparece una onda cuadrada de aproximadamente 8 voltios pico a pico, y C10 acopla la señal a la base de Q3. El transistor Q3 es el amplificador de potencia de la señal de 280 kHz que entrega Q2. El colector de Q3 se conecta a la toma intermedia de L2 y queda cargado con unos 45  $\Omega$ . Los condensadores C13, C14, C15 y las bobinas L2 y L3 forman un filtro pasobanda para la banda de 200 a 350 kHz, y adaptan la impedancia del circuito de colector de Q3 a la impedancia de 10  $\Omega$  de la línea eléctrica. El transistor Q3 debe instalarse sobre un disipador, con su colector aislado de masa intercalando una arandela de mica sobre la que previamente se haya aplicado una ligera capa de pasta de si-

Figura 1. Diagrama de bloques. El equipo puede modular la portadora transmitida en AM o en FM.

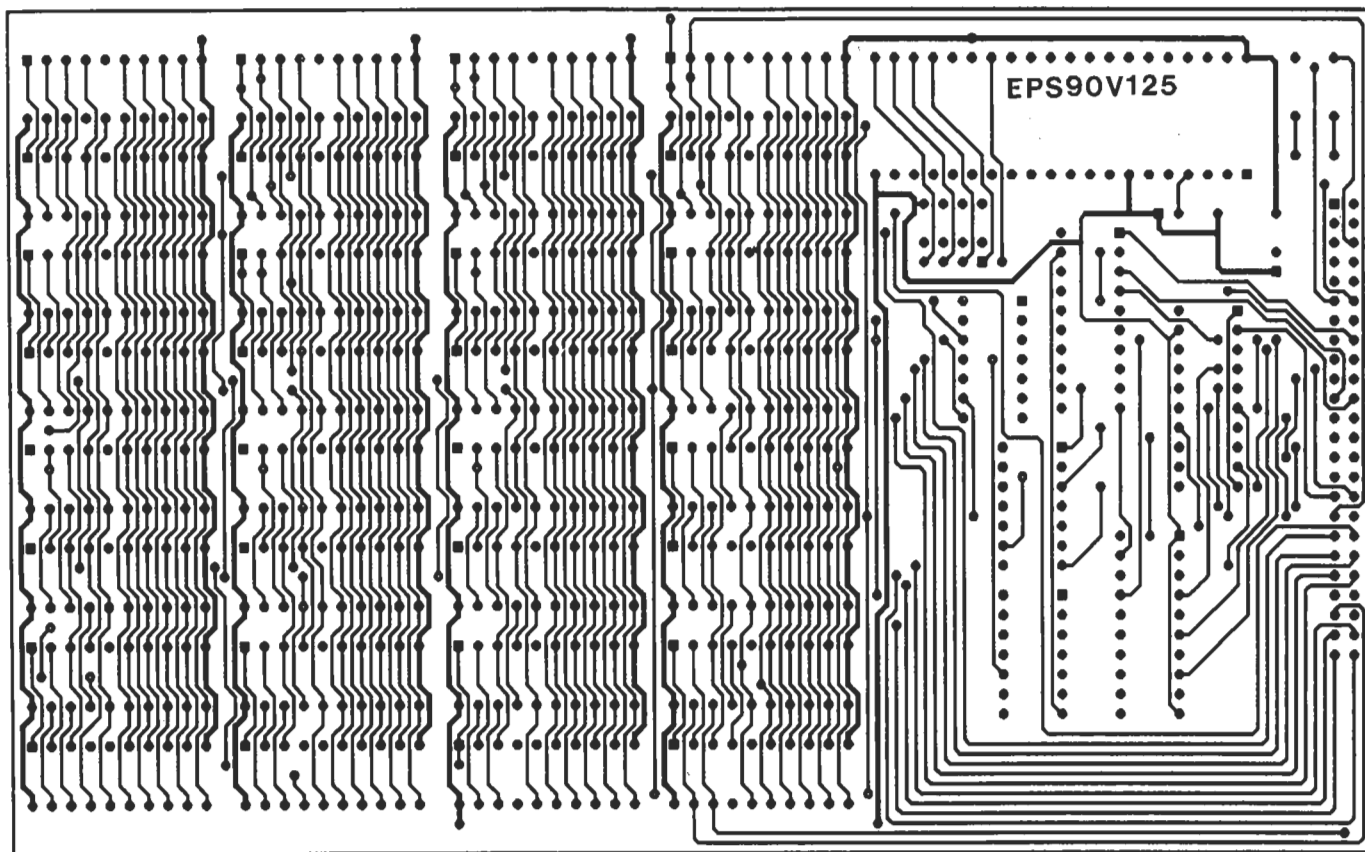


\*VER LISTA DE COMPONENTES

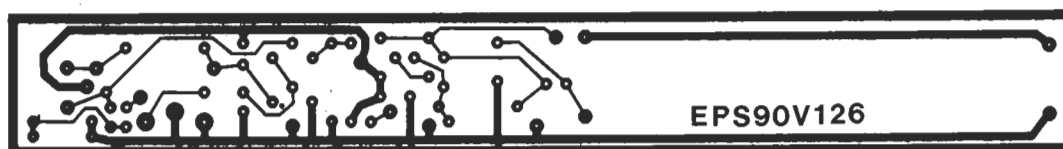
Figura 2. Esquema eléctrico del transmisor de portadora de RF.

# 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.).

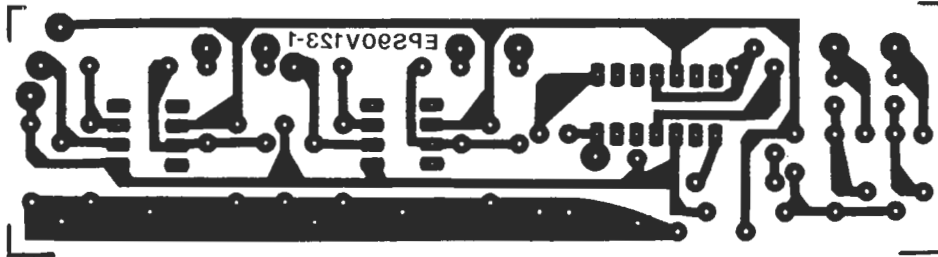


EPS90V125: Tarjeta de memoria para Laser Set.

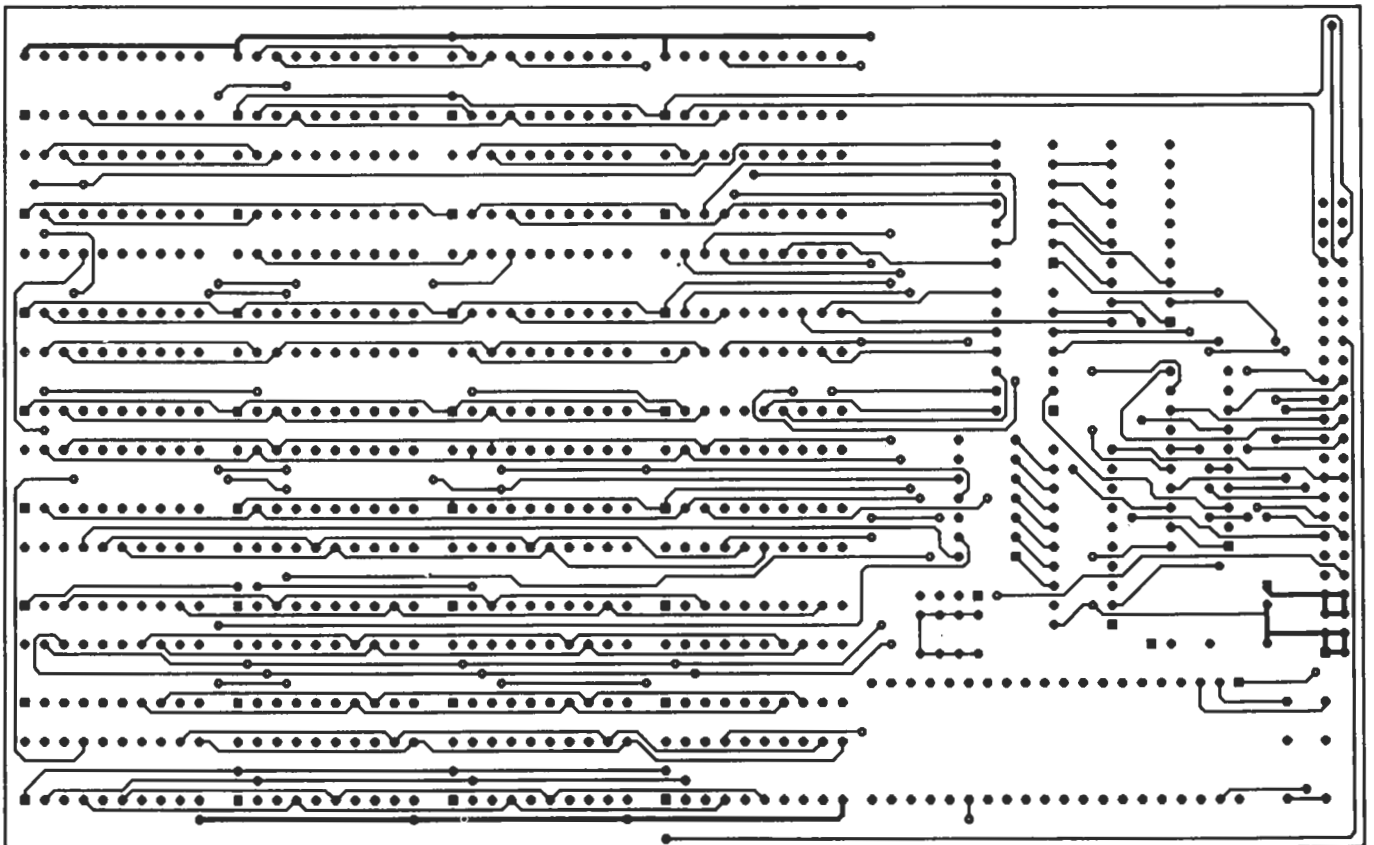


EPS90V126: Láser de bolsillo.

# EPS



EPS90V123-1 Conmutador de vídeo y audio.



EPS90V125 Tarjeta de memoria para Laser Jet.

3

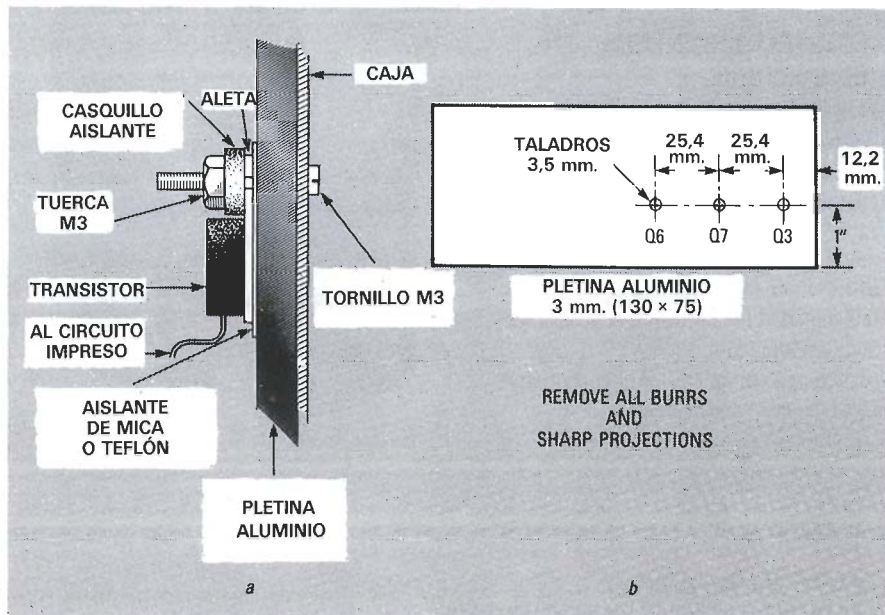


Figura 3. Aprovechamiento de la caja como ampliación del disipador.

licona termoconductor para facilitar la transferencia de calor. En el modo FM, los transistores Q6 y Q7 actúan como transistores de paso, alimentando a Q2 y a Q3. La tensión en el punto de prueba A se mantiene estable mediante la acción de un circuito de realimentación negativa cuando el equipo funciona en modo

FM. El transistor Q8 es un amplificador en configuración de emisor común polarizado con R21, que está conectada al emisor de Q6 y al colector de Q7, el cual es a su vez la fuente de alimentación para Q2 y Q3. Si la tensión en el punto de prueba A sube, intenta hacer conducir aún más a Q8, que extraerá más co-

rriente de R20 y de R19, reduciendo la corriente de excitación de Q4 e incrementando la de Q5. Esto hace que Q6 conduzca menos y Q7 más, bajando la tensión en el punto A. El efecto opuesto se produce cuando la tensión en el punto A comienza a descender. En este caso Q8 intenta conducir menos, Q4 y Q6 más, y Q5

4

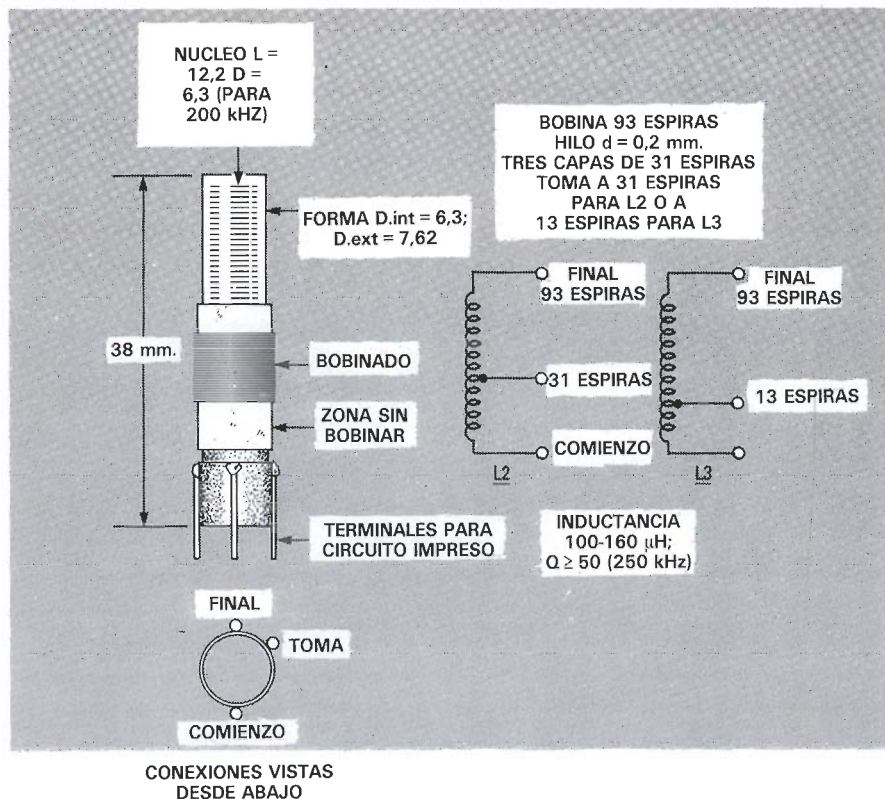


Figura 4. Detalles de fabricación de las bobinas L2 y L3. Puede ser muy útil utilizar la forma y el núcleo de una bobina de barrido de un televisor antiguo. No conviene olvidarse de retirar el esmalte de los extremos de la bobina antes de soldarlos.

Figura 5. Disposición de componentes sobre el circuito impreso.

### Lista de componentes

#### Resistencias

R1 = 47K  
 R2, R21 = 22K  
 R3 = 100K  
 R4 = 10K  
 R6, R19, R20, R28 = 1K  
 R7 = 47K  
 R8 = 68K  
 R9 = 2K  
 R10 a R12, R29 = 22K  
 R13, R14 = 330 Ω  
 R15, R18 = 1,65 Ω (2 de 3,3 Ω en paralelo)  
 R16, R17 = 150 Ω  
 R25, R26 = 10 Ω  
 R27 = 5,6 Ω  
 R5, R22, R23 = 5K potenciómetro  
 R24 = 10K potenciómetro

#### Condensadores

C1, C2, C4, C22 = 10 μF 16 V electrolítico  
 C3 = 1 μF 50 V electrolítico  
 C5 = 470 pF Mica plateada 5 por 100  
 C6, C19 = 1 nF Mylar  
 C8 = 100 nF 600 V DC  
 C9 = 100 nF 50 V Mylar  
 C7, C10, C21 = 10 nF 50 V cerámico  
 C11, C17, C18 = 470 pF cerámico  
 C12 = 0,22 μF 50 V tantalito  
 C13, C15 = 3,3 nF 250 V 10 por 100 Mylar  
 C14 = 1,8 nF 250 V 10 por 100 Mylar  
 C16 = 47 μF 16 V electrolítico  
 C20 = 4700 μ 35 V electrolítico

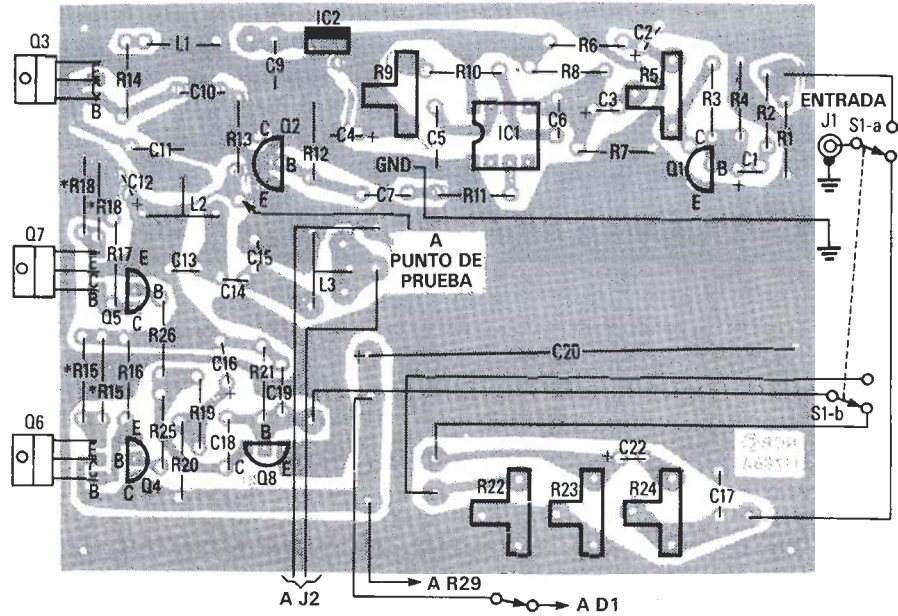
#### Bobinas

L1 = 470 μH Choque  
 L2 = 100-160 μH (ver texto)  
 L3 = 100-160 μH (ver texto)

#### Semiconductores

IC1 = NE566  
 IC2 = LM7812  
 Q1, Q2, Q4, Q8 = Transistor 2N3904  
 Q3, Q6, Q7 = Transistor TIP41A  
 Q5 = Transistor 2N3906  
 D1 a D4 = Diodo 1N4002  
 LED1 = Diodo led rojo  
 T1 = Transformador 220V/12+12V 1A

5



y Q7 menos, elevando la tensión en el punto A. La tensión exacta del punto A depende de las relaciones entre R21 y R23 para AM y R21 y R24 para la FM, y de la tensión base emisor umbral de Q8, unos 0,6 voltios, por tanto R23 y R24 determinan el nivel de tensión continua en el punto A (de 10 a 20 voltios para FM y de 12 a 14 voltios para AM).

Cuando se utiliza modulación de amplitud AM, la entrada de la señal

de audio se realiza a través de R24 y de C17, y se acopla a la base de Q8 a través de C22, cuando el conmutador S1-b está en la posición AM. R23 determina el punto de reposo de los transistores Q6 y de Q7 y el punto de trabajo estático (sin señal) de Q2 y Q3. En este caso Q8, Q4, Q5, Q6 y Q7 funcionan como un amplificador de audio, produciendo en el punto A una tensión continua, con una tensión alterna superpuesta

que varía según el contenido de la señal de audio. Esta señal de audio puede hacer que la tensión en el punto A varíe entre 0 y 27 voltios. Esta tensión modula en amplitud la portadora que entrega el VCO a Q2 y Q3.

La resistencia R29 y el diodo led pueden omitirse, o bien ser ambos sustituidos por una lámpara incandescente de 30 a 36 voltios.

La salida del transmisor se conec-

6

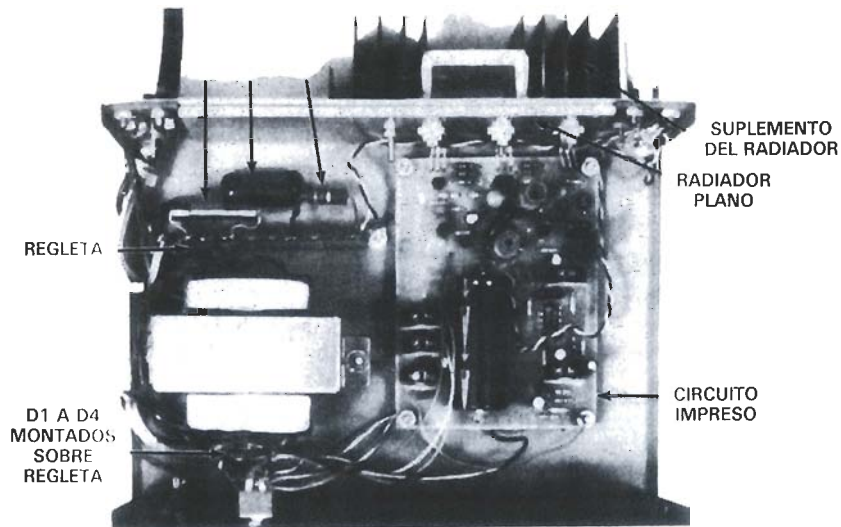


Figura 6. Fotografía de un prototipo del transmisor.

Figura 7. Formas de onda observadas en diferentes puntos del circuito.

ta a J2 con un par de hilos trenzados entre sí de unos 15 cm de longitud, para evitar una radiación excesiva. La señal de RF se pasa de J2 a J3 con un pequeño cable terminado con conectores RCA, sólo se utiliza el conductor central, J3 se conecta al cable correspondiente a la fase de la línea a través de R27, R28 y C8, después del fusible, R28 limita la tensión en C8 hasta unos 5 voltios, de otro modo se recibiría una pequeña, pero molesta, descarga si se tocara la patilla central de J3. La resistencia R27 de  $5,6 \Omega$  mantiene un efecto estabilizante de la impedancia vista por el transmisor y también limita la corriente de línea en caso de que se cortocircuitase el condensador C8; no obstante, si se

produjese esta circunstancia se fundiría el fusible de protección. Para evitar esto es conveniente que el condensador C8 soporte una tensión entre terminales de al menos 600 voltios.

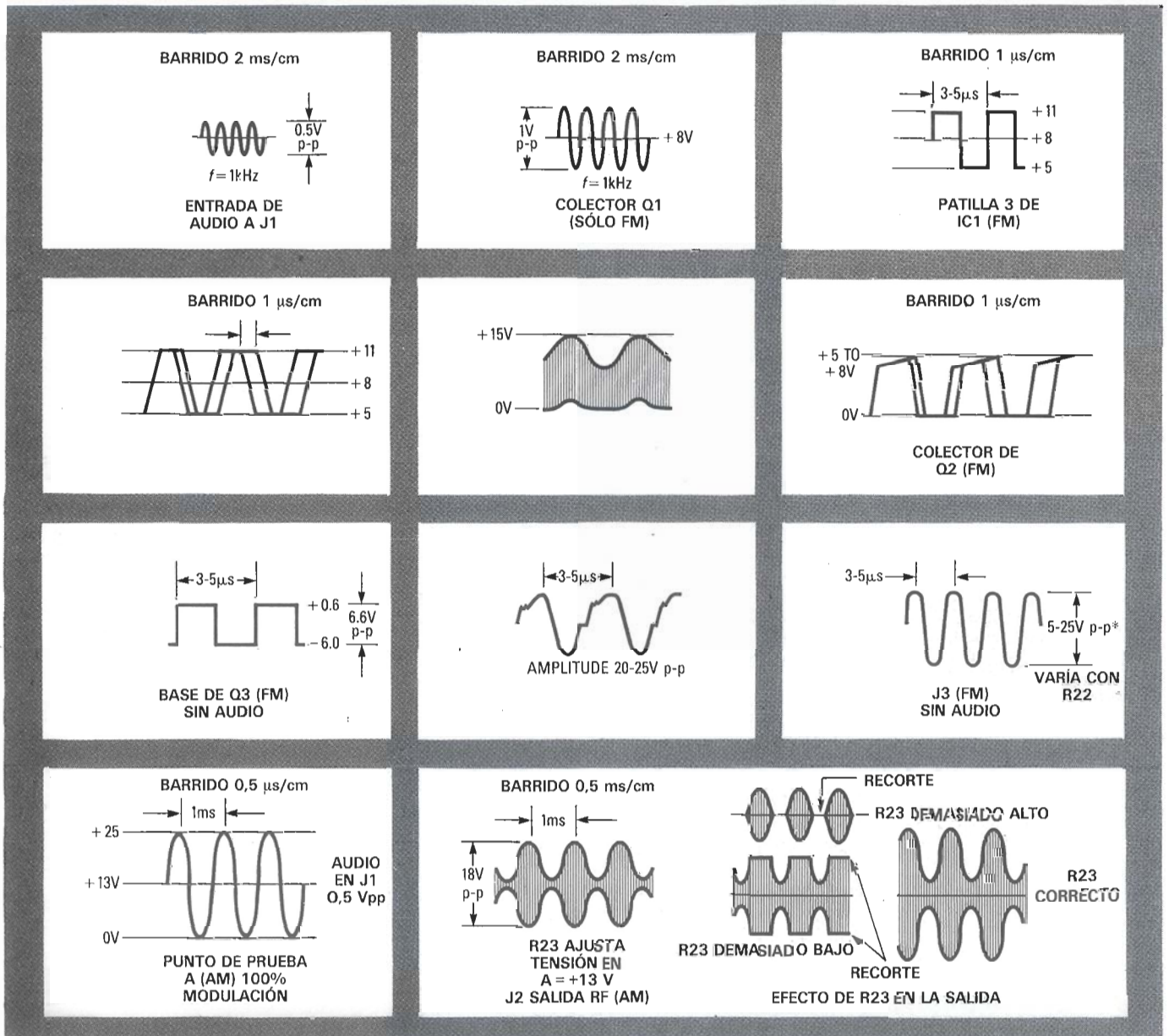
**Nota:** No utilizar este equipo en enchufes desprovistos de toma de tierra porque es necesario conectar a tierra la caja del transmisor.

El conmutador S2 permite aplicar la máxima tensión de alimentación, o la mitad de ella. Normalmente se utiliza la tensión máxima; durante la prueba es conveniente utilizar la tensión mitad, para reducir el riesgo de daños al circuito. También puede utilizarse para reducir la potencia de salida del transmisor, cuando se está operando en el modo AM.

## Montaje

El circuito impreso y los demás componentes adicionales deben ser instalados en el interior de una caja metálica de tamaño adecuado. Los transistores Q3, Q6 y Q7 se atornillan a la caja utilizando casquillos aislantes e intercalando una pieza de aluminio, entre estos y la pieza de aluminio se incluirá una arandela de mica y entre la pieza de aluminio y la caja se aplicará también una ligera capa de compuesto termoconductor para facilitar la disipación de calor. Las conexiones a los conectores J1, J2 y J3 se realizarán con cable axial, o en su defecto con dos cables trenzados entre sí. Las bobinas L2 y

7



L3 se pueden construir fácilmente utilizando la forma y el núcleo de una bobina de barrido de un televisor antiguo. Cuando el equipo se utilice de un modo continuado, o la temperatura ambiente sea elevada, es conveniente utilizar un disipador adicional, basta atornillarlo en el exterior de la caja en la zona donde por el interior se han instalado los transistores de potencia.

## Ajuste y puesta en marcha

Después de haber realizado el montaje de todos los elementos del equipo se realizará una breve inspección visual por si hay algún error de montaje, prestando especial atención a los transistores de potencia pues sus aletas no deben hacer contacto eléctrico con la caja.

Para comenzar se pone S1 en posición FM, S2 en tensión mitad y S3 en OFF. Se mide la tensión en el punto de unión de D1 y D2 y se obtendrá una lectura de unos 25 VDC. La tensión en bornas de C20 debe ser de 15 voltios. Desconectar el equipo, y conectar el voltímetro al punto

de prueba A, ajustar R22, R23 y R24 a la máxima resistencia, y R5 y R9 a su posición central. Se conecta una bombilla de 6 voltios a J2, quitar el puente entre J2 y J3 y cortocircuitar J3 a masa. La tensión en el punto A debe ser menor de 5 voltios. Ajustar entonces R22 (S1 debe estar en posición FM) para obtener unos 8 voltios en el punto A y comprobar que hay 12 voltios en la patilla 8 de IC1.

Realizar después las siguientes comprobaciones:

Colector de Q1	8 voltios aprox.
Colector de Q2	de 4 a 8 voltios.
Colector de Q3	8 voltios aprox.
Colector de Q5	entre 0 y 0,5 voltios.
Colector de Q4	entre 1,0 y 1,5 V por encima de la tensión en el punto A.

Si todo resulta correcto, conectar un frecuencímetro al colector de Q2 y comprobar que R9 puede ajustarse entre 200 y 350 kHz. Ajustar R9 para obtener 280 kHz, o para un período de 3,57  $\mu$ s en el osciloscopio. En la figura 8 se representan varias formas de onda que deben obtenerse en diferentes puntos del circuito. Conectar un osciloscopio a J2 utili-

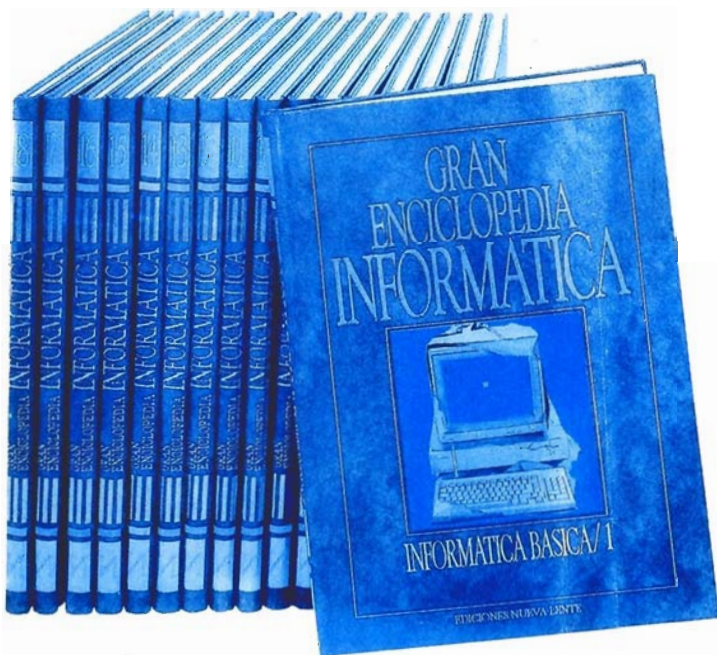
zando una resistencia de 10  $\Omega$  y 2W y ajustar L2 y L3 para obtener la máxima salida. A continuación variar R9 para conseguir variar la frecuencia entre 200 y 350 kHz, debe obtenerse un nivel de salida constante entre 200 y 340 kHz. La bombilla conectada se iluminará débilmente, y puede utilizarse como indicador de salida cuando no se dispone de osciloscopio.

Colocar S2 en posición normal y ajustar R22 para obtener 30 voltios en el punto A. La lámpara de 6 voltios debe iluminarse fuertemente. Poner S1 en la posición AM y ajustar R23 para obtener 14 voltios en el punto A; la lámpara todavía brillará intensamente. Aplicar una señal sinusoidal de 1 kHz y de 0,5 voltios de amplitud a J1 y ajustar R24 hasta obtener una modulación del 100 por 100. Ahora se ajustará R23 para obtener la máxima simetría en la modulación.

Cambiar a FM y comprobar las formas de onda de la figura 7, ajustando R5 si fuese necesario. Finalmente, dejar funcionando el transmisor durante una hora con la lámpara conectada, o la resistencia de 10  $\Omega$  para comprobar si el disipador es suficiente. El siguiente paso será construir los receptores. M

GRAN  
ENCICLOPEDIA

INFORMATICA



BOLETIN DE PEDIDO

**18 TOMOS** Precio obra completa: 13.500 ptas.  
Precio por ejemplar: 995 ptas.

Deseo recibir los siguientes títulos (indicar obra completa o título):

---



---



---



---



---



---

La forma de pago será la siguiente:

- Cheque bancario adjunto a este boletín de NUEVA LENTE, S.A.  
 Contrarreembolso.

NOMBRE: \_\_\_\_\_

APELLIDOS: \_\_\_\_\_

DIRECCION: \_\_\_\_\_

POBLACION: \_\_\_\_\_ TELF: \_\_\_\_\_

CODIGO POSTAL: \_\_\_\_\_ PROVINCIA: \_\_\_\_\_

PRECIOS CON IVA INCLUIDO. OFERTA VALIDA UNICAMENTE EN ESPAÑA.

**EDICIONES NUEVA LENTE, S. A.**  
**C/BENITO CASTRO, 12-BIS (28028 MADRID)**

Desde su introducción en 1963, la tecnología láser ha propiciado algunos cambios en nuestras vidas, desde los lectores automáticos de código de barras incorporados a las cajas de los supermercados, hasta el armamento utilizado en «la guerra de las galaxias». Pocos desarrollos científicos han tenido un impacto tan simultáneo en la vida cotidiana y en el mundo tecnológico.

# LÁSER DE BOLSILLO

«LÁSER» es el acrónimo de Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation. La tecnología LÁSER se utiliza en muchas aplicaciones, entre las que se pueden mencionar: miras para armas de fuego, punteros, impresoras, ayudas a la construcción y a la topografía, reproductores de compact-disc, lectores de código de barras, espectáculos, etc. El LÁSER de gas Helio-Neón, con su rayo de luz direccional de color rojo, es uno de los más utilizados. Ha sido el caballo de batalla durante años, a pesar de su frágil tubo de vidrio y de necesitar una costosa fuente de alimentación de alta tensión. Con la aparición de los diodos láser se abre el camino para una

nueva gama de aplicaciones. Para demostrar esto vamos a utilizar uno de ellos para desarrollar un láser manual, que incorpora cuatro baterías recargables. Estas se cargan por inducción utilizando un cargador especial, con lo que se evita la utilización de conectores. En la figura 1 se muestra un prototipo.

Este equipo utiliza el diodo LÁSER CQL90/D de Philips, que emite un rayo de luz coherente en el espectro visible, y no necesita una fuente de alta tensión para el funcionamiento.

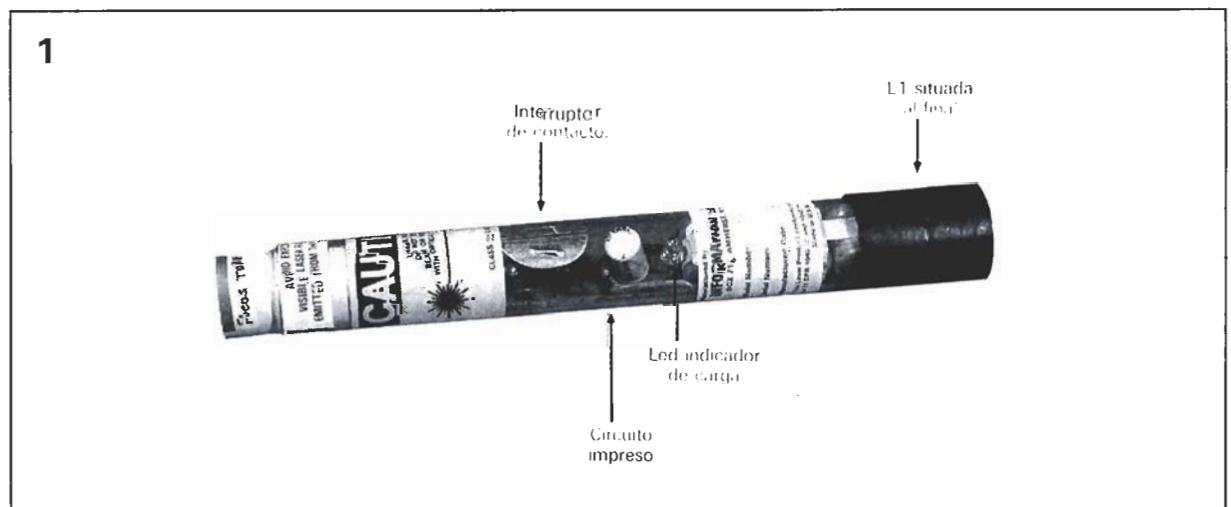
El tamaño y coste reducidos, y una cierta robustez hacen que los diodos láser sean apreciados en multitud de aplicaciones.

Antes de ir más lejos es conve-

niente repasar la teoría básica del LÁSER, previamente hablaremos un poco de la luz regular. Cuando se enciende una bombilla, la energía es emitida de manera espontánea. Es una integración de varios cambios de nivel de energía en los átomos, cada uno de los cuales produce su pequeña porción, o fotón de energía luminosa, y cada fotón tiene una fase diferente.

En el caso de la bombilla, la energía extrae electrones del filamento, electrones de átomos con niveles de energía superiores al normal. Los fotones se emiten cuando los electrones vuelven a su estado inicial y ceden energía en forma de luz. La frecuencia de la radiación luminosa de-

Figura 1. Prototipo de láser de bolsillo de mano alimentado con cuatro baterías NiCd recargables.



pende de la diferencia entre el nivel de excitación y el nivel normal de energía, cuanto más grande sea la diferencia entre estos niveles más baja será la longitud de onda de la luz emitida. La luz generada en este proceso de emisión espontánea es incoherente o aleatoria. A diferencia de la luz espontánea, la luz láser es altamente direccional. La energía radiante es liberada paso a paso, es decir de manera sincrónica, con lo cual se produce luz coherente reforzada, donde todas las ondas están en fase. En otras palabras, los rayos son paralelos y de la misma longitud de onda. Para conseguir esto es necesario que el número de átomos excitados en el estado de alta energía exceda al número de los que están en estado inicial, o sea los restantes. Esta condición, explicada de manera simple, no sucede de manera natural y debe ser forzada. Siguiendo la explicación de manera simplificada, cada átomo excitado es «forzado» a volver al estado de baja energía por la emisión de energía, o la luz incidente de un átomo adyacente. El resultado son ondas de luz coherente tal como se muestra en la figura 5. Normalmente se necesita una cavidad óptica con paredes reflectantes para alcanzar la cantidad de energía necesaria para la luz láser. En la figura 6 se observa que la luz se refleja hacia un lado y hacia otro hasta que se forma un rayo con suficiente energía para abandonar la cavidad en forma de rayo láser utilizable.

Un diodo láser es similar a un diodo led ordinario, en cuanto a que ambos consisten en una unión PN. Un potencial eléctrico origina un flujo de electrones y huecos, y al producirse la recombinación se emite luz.

El diodo led genera luz espontánea, mientras que el diodo láser emite luz por emisión forzada. El diodo láser contiene dos espejos formando una cavidad Fabry-Perot, logrando que la emisión de luz sea altamente direccional, propiedad muy importante del rayo láser.

A pesar de todo, los diodos láser que aparentemente pueden parecer físicamente robustos, son muy sensibles a los cambios de temperatura,

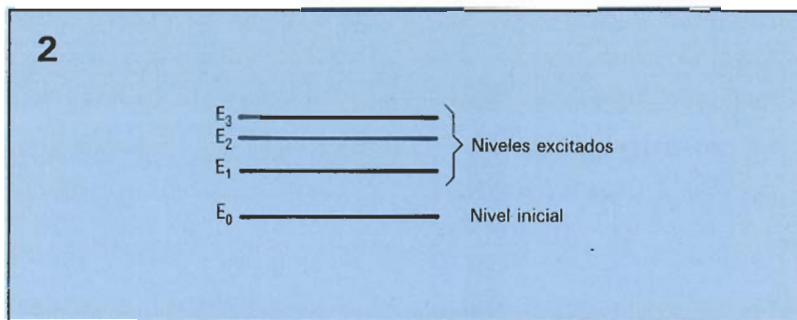


Figura 2. La luz es el resultado de la radiación producida dentro de un átomo individual por un electrón excitado a un nivel de energía más alto de lo normal por una fuente exterior de energía.

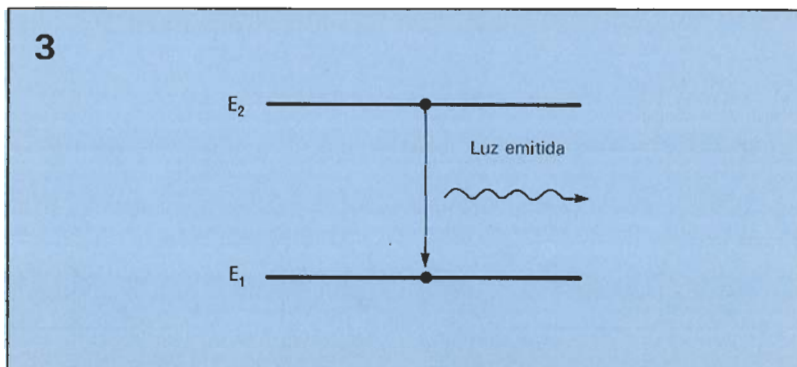


Figura 3. Una bombilla emite luz espontánea y no permite la creación de «paquetes» de energía para reforzarse unos a otros en fase o en posición.

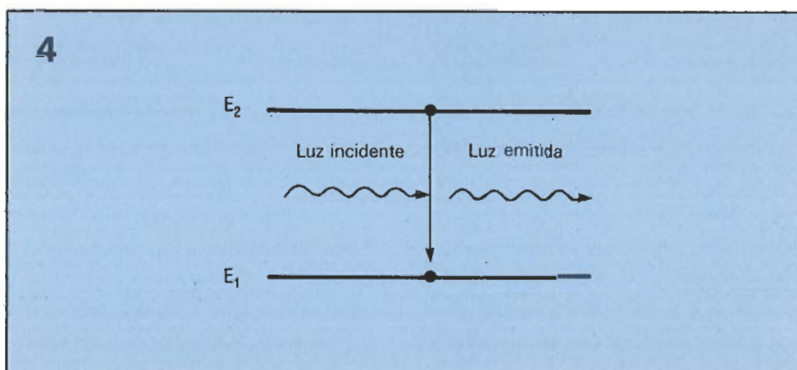


Figura 4. Cuando el número de átomos excitados a un nivel de energía superior supera al resto, cada átomo activado es forzado a volver a su estado de baja energía liberando energía, o luz incidente, sobre un átomo adyacente.

a los transitorios eléctricos, y a los parámetros de trabajo. Son totalmente implacables con los errores, de manera que se deben tener en cuenta estos inconvenientes en el diseño de la circuitería adicional y durante el proceso constructivo.

### La seguridad ante todo

Antes de continuar, es conveniente y necesario estar enterado de los posibles peligros de los láser. Los diodos láser pueden generar una potencia continua de más de 3 miliva-

tios. ¡¡¡Esta energía, cuando está colimada, o está dentro del campo de visión próximo, puede causar daños en la retina, por tanto el ojo nunca debe situarse en la trayectoria del rayo láser, ni mirar a través de cualquier lente cuando el sistema está activado!!! El equipo que describimos es un dispositivo de clase IIIa, y debe tener una etiqueta que lo identifique como tal, también una etiqueta del fabricante en la que certifica que está construido conforme a las especificaciones de su clasificación. En un lugar próximo a la abertura de salida debe tener una etiqueta que diga «Protegerse del rayo de luz láser visible emitida por esta abertu-

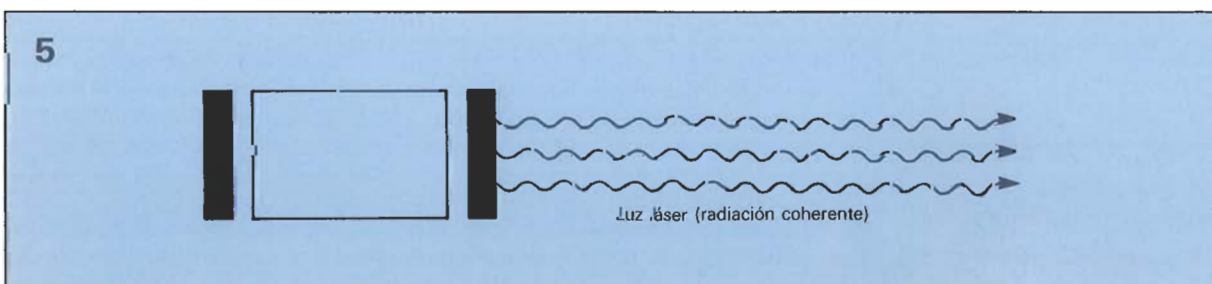


Figura 5. El rayo láser es el resultado de un tren de ondas de luz coherente.

Figura 6. En una cavidad óptica terminada en espejos se genera la cantidad de energía necesaria para generar luz láser. La luz es reflejada hacia un lado y otro hasta que se crea un rayo de luz con suficiente energía para abandonar la cavidad como radiación láser utilizable.

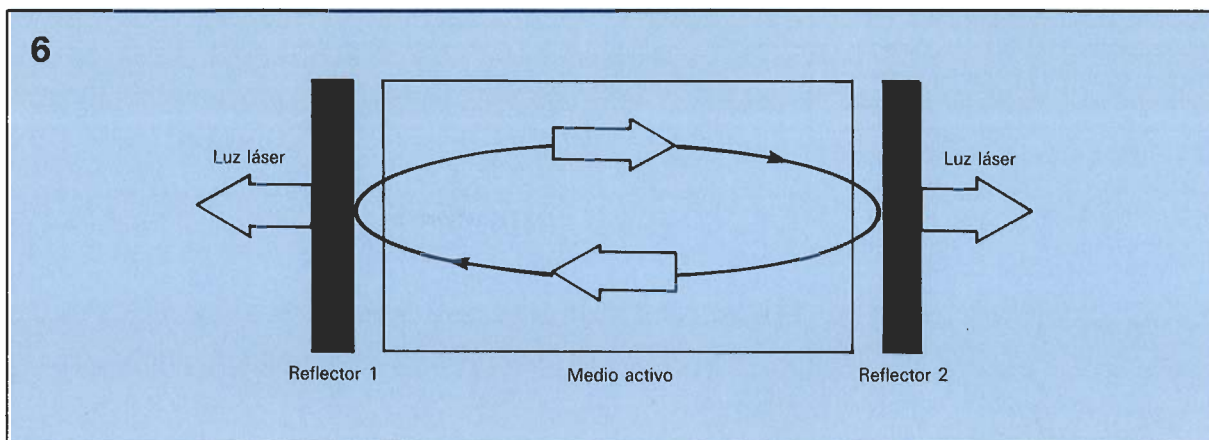
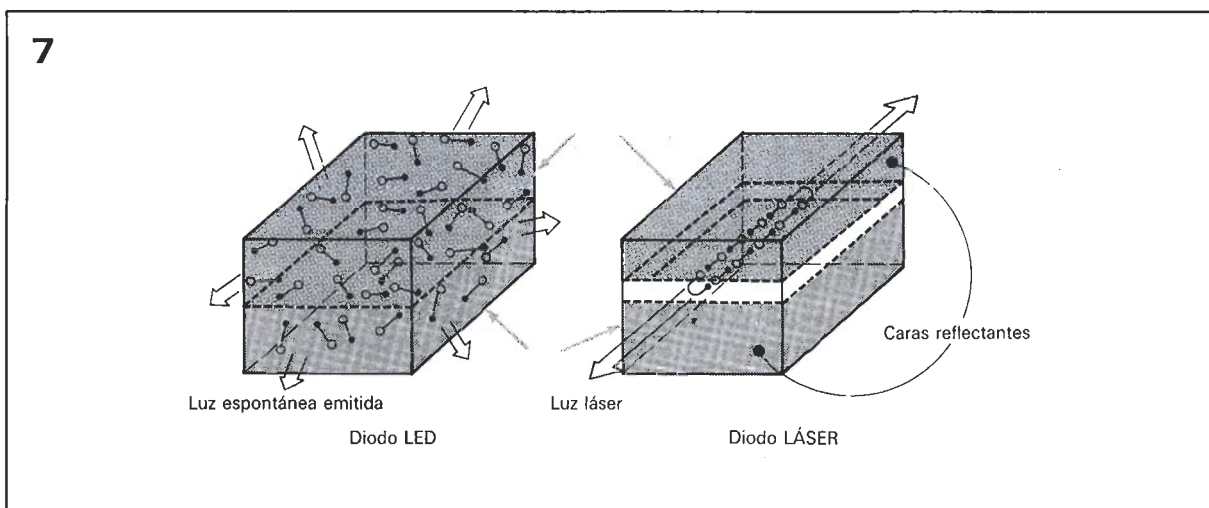


Figura 7. Un diodo láser es similar a un diodo led ordinario, excepto que el led produce luz espontánea, mientras que el láser emite luz por emisión forzada, donde la longitud de onda y la relación temporal son coherentes. Un diodo láser contiene dos espejos que forman una cavidad y permiten que la luz emitida sea altamente direccional.



ra». Deben utilizarse pantallas protectoras de vidrio especial cuando se trabaja con dispositivos de este tipo.

No deben sobrepasarse los valores máximos recomendados por el fabricante, incluso de manera momentánea, porque se podría destruir el diodo. Los transitorios o picos producidos durante la conexión o desconexión también pueden dañar el dispositivo.

Deben evitarse las descargas electrostáticas cuando se manipulan los diodos láser. Para el montaje se utilizan normalmente bancos de trabajo puestos a tierra, pulseras con co-

nexión eléctrica al citado banco, alfombras antiestáticas, etc... El aficionado podría suplir en parte estas medidas trabajando en días de alto grado de humedad, o elevando el grado de humedad de la habitación con un vaporizador o un humidificador con lo que se reduce la carga electrostática.

Este equipo no debe operar cerca de campos de alta frecuencia o de circuitería de pulsos de alta potencia, tales como campos de RF, descarga magnética, etc. Tampoco se debe forzar las patillas ni el encapsulado hermético. Nunca debe tocarse la ventana porque los arañazos y la suciedad pueden deformar y disminuir la salida de luz. Esta ventana puede limpiarse con un algodón ligeramente humedecido en alcohol etílico.

### El circuito

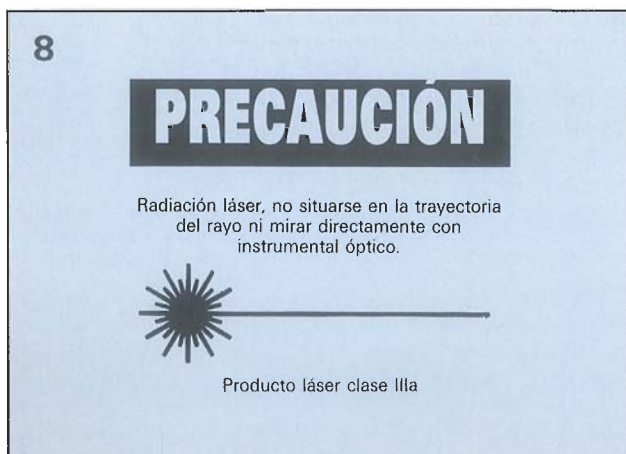
El diodo funciona como un diodo normal polarizado en directo, su curva de trabajo se muestra en la figura 9. El eje vertical corresponde a la salida de la luz, mientras en el eje horizontal se representa la corriente directa del diodo.  $I_{op}$  es la corriente de trabajo, que determina la salida óp-

tica. El láser arranca al sobrepasar el valor umbral  $I_{th}$ . Nunca se debe sobrepasar la corriente máxima permitida. Sin embargo los valores de corriente inferiores al umbral producen el efecto de un diodo led normal. La curva presenta una pendiente muy abrupta cuando el diodo funciona como un diodo láser y por tanto el margen de variación de corriente, en el eje horizontal, es muy estrecho, y el circuito de excitación debe trabajar dentro de este margen para obtener un buen resultado, además de no destruir el diodo.

El esquema de este pequeño láser de mano se presenta en la figura 10. El dispositivo identificado como D3 contiene el diodo láser LD y un fotodiodo PD. El fotodiodo se utiliza para monitorizar la salida del diodo láser y establecer la realimentación necesaria para controlar el circuito y proteger el diodo de voltajes transitorios.

El diodo láser se conecta en serie con la resistencia limitadora de corriente R4 y el colector del transistor Q4. La corriente a través de Q4 se controla por Q3. El diodo zéner D2 mantiene la tensión de emisor de Q3 y R3 limita la corriente del diodo zéner. La corriente de colector de Q3 que es también la corriente base de

Figura 8. Cualquier dispositivo láser debe contener etiquetas identificativas que indiquen el tipo de dispositivo, además de la etiqueta que indica la zona de la abertura y las precauciones a tomar.



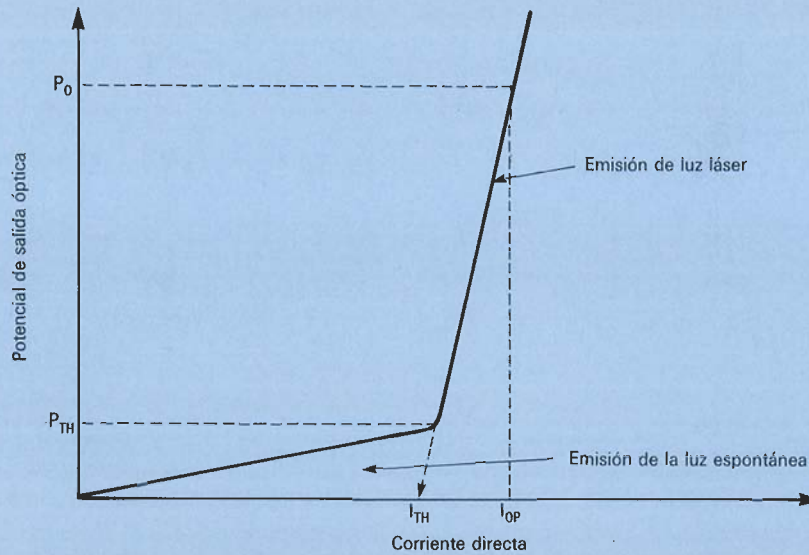


Figura 9. El funcionamiento de un diodo láser es similar al de un diodo polarizado en directo. El eje vertical corresponde a la salida de luz mientras que el horizontal corresponde a la corriente directa del diodo.  $I_{op}$  es la corriente de trabajo, por debajo del umbral  $I_{th}$  se produce una radiación similar a un diodo led.

Q4, se controla por su corriente de base, que a su vez depende de la posición del cursor del potenciómetro R6. La corriente del fotodiodo provoca una caída de tensión en R5 y R6 que es proporcional a la energía luminosa que recibe. Esta tensión es la que se utiliza para la realimentación necesaria que permite estabilizar la salida. Cuando se produce un incremento en la salida Q3 disminuye la corriente de base de Q4 con lo cual la corriente que circula por el diodo láser disminuye. El potenciómetro R6 preselecciona el valor de la corriente de reposo. El condensador C5 limita los transitorios en la base de Q4 mientras que C4 realiza

la misma función para la alimentación.

El sistema entra en funcionamiento cuando el transistor Q2 entra en conducción y se satura. El interruptor táctil S1 consiste en dos piezas de cinta metálica, que cuando son puenteadas con un dedo originan una pequeña corriente de base en Q1, suficiente para originar una corriente de colector que excita la base del transistor Q2 haciéndole entrar en saturación, con lo cual la batería alimenta el diodo láser y entra en funcionamiento. R2 limita la corriente de base de Q1, R1 y C2 reducen la sensibilidad del circuito para evitar activaciones innecesarias.

En la figura 11 puede contemplarse el esquema del cargador, mientras que en la figura 12 puede verse la fotografía de un prototipo. Utiliza un transformador de red con entrada a 220 V y salida a 12 V, la salida es rectificada por los diodos D4 a D7 y filtrada con el condensador C6. El interruptor S2 desconecta el circuito cuando no se utiliza, el diodo led2 indica cuando el cargador está conectado. El hilo de tierra del cable de red se conecta a la caja metálica del cargador.

La tensión rectificada, que es de unos 12 o 14 voltios alimenta directamente a un circuito oscilador que consiste básicamente en el transis-

Figura 10. Esquema eléctrico del láser de bolsillo. El dispositivo láser D3 consiste básicamente en un diodo láser LD y en un fotodiodo PD. Este último permite monitorizar la energía de salida y establecer la realimentación necesaria para controlar el circuito.

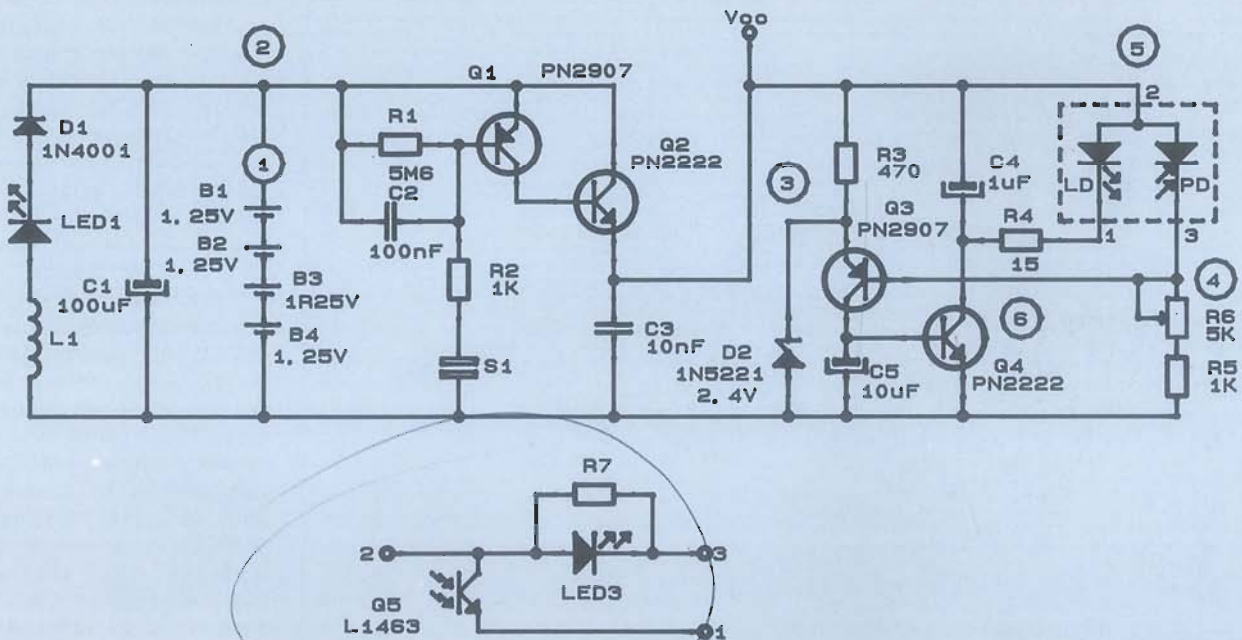


Figura 11. Esquema del cargador. La carga de las baterías se realiza por acoplamiento inductivo.

## Lista de componentes

### MÓDULO LÁSER

#### Resistencias

R1 = tM6  
R2, R5 = 1 K  
R3 = 470 Ω  
R4 = 15 Ω  
R6 = 5 K, potenciómetro

#### Condensadores

C1 = 100 μF 16V electrolítico  
C2 = 100 nF 16V cerámico  
C3 = 10 nF 16V cerámico  
C4 = 1 μF 16V electrolítico  
C5 = 10 μF 16V electrolítico

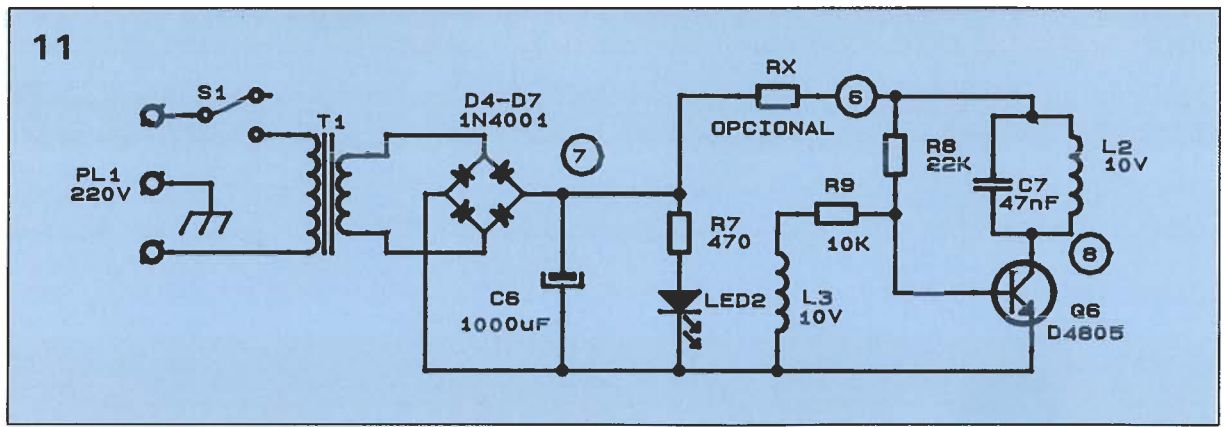
#### Semiconductores

D1 = Diodo 1N4001  
D2 = Diodo zéner 2,4 V 400 mW  
D3 = Dispositivo láser CQL90/D Philips  
LED1 = Diodo led amarillo  
LED3 = Diodo led rojo (\*)  
Q1, Q3 = Transistor 2N2907  
Q2, Q4 = Transistor 2N2222  
Q5 = Fototransistor L14G3, ECG3036 o similar

#### Varios

4 Baterías NiCd VARTA 100R.S

Figura 12. Fotografía de un prototipo del cargador. No tiene conexión por contactos eléctricos con el equipo láser.



tor Q5 en serie con la bobina L2. Este bobinado induce energía en la bobina L1 del módulo que contiene el láser. Para cargar las baterías es suficiente deslizar la sección láser dentro del módulo cargador, no siendo necesario realizar conexiones eléctricas. La bobina L3 está arrollada sobre el mismo núcleo de ferrita que L2 y junto a la resistencia R9 produce la realimentación necesaria para mantener la oscilación. La resistencia R8 provoca el arranque del oscilador al hacer conducir al transistor Q5 y el condensador C7 permite ajustar la frecuencia de resonancia a unos 250 kHz aproximadamente.

## Montaje

Contrariamente a lo que es habitual en esta publicación recomendamos encarecidamente a los aficionados con poca experiencia práctica que se abstengan de construir este dispositivo, ya que estos materiales deben ser utilizados solamente por

personal cualificado. Los motivos son dos; en primer lugar los riesgos para la vista y en segundo lugar, que los diodos láser son relativamente caros para el clásico aficionado a la electrónica y de manipulación delicada.

Tampoco pretendemos asustar, pero es conveniente conocer los peligros para protegerse de ellos convenientemente; en el curso de dispositivos de este tipo es suficiente el empleo del sentido común y no alinear el ojo con el rayo láser, y contener la curiosidad y no mirar por el agujero de salida de luz, aunque esté apagado, ¡¡¡por si acaso!!!

No podemos privar al aficionado de conocer cómo funciona, e incluso como se construye fácilmente un láser de bolsillo, aunque por lo dicho anteriormente no podemos hacernos responsables de cualquier daño o perjuicio causado por utilizar esta información.

El montaje del circuito es simple, debe tenerse especial precaución en la manipulación del diodo láser y protegerlo de descargas electrostáti-

cas. Para su conexión puede utilizarse un zócalo para transistor pero es necesario que sea de buena calidad. Se instalará cuando se haya comprobado el funcionamiento del circuito.

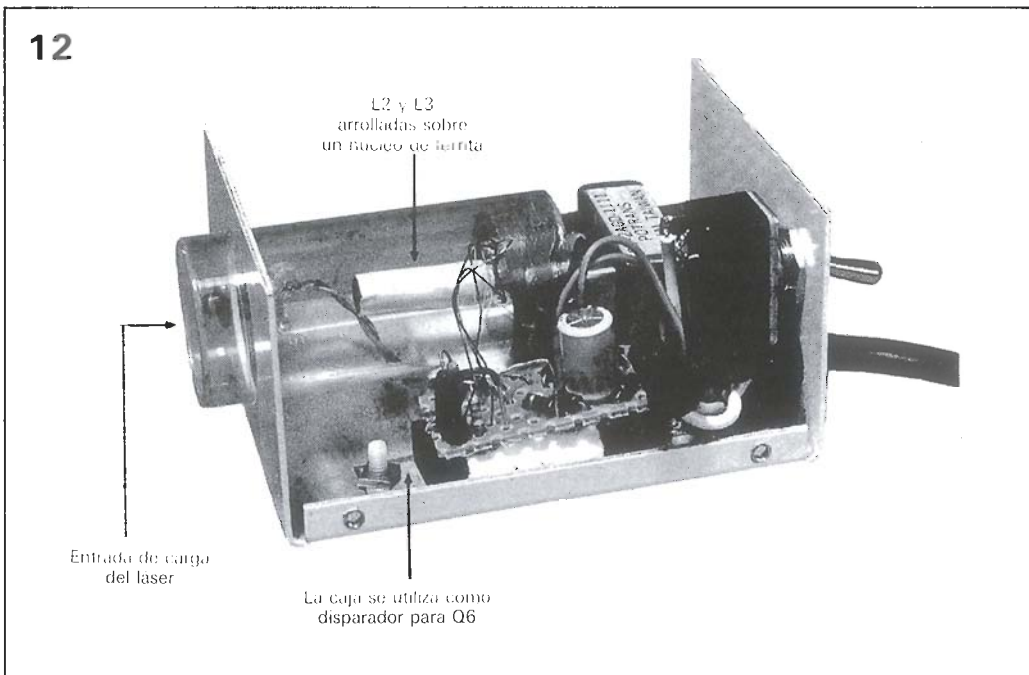
La bobina L1 se construye arrollando 10 vueltas de hilo 18 AWG (0,82 mm<sup>2</sup>) sobre una forma con hueco interior de unos 12,5 mm de diámetro. Debe posicionarse de manera que al ser instalada en el cargador quede rodeado a las bobinas L2/L3. Las bobinas L2 y L3 se arrollan directamente sobre un extremo del núcleo de ferrita (25,4 mm de longitud, 6,5 mm de diámetro) 10 vueltas de hilo 24 AWG (0,22 mm<sup>2</sup>) para L2 y 10 vueltas de hilo AWG 30 (0,051 mm<sup>2</sup>).

Es muy útil y conveniente construir un simulador de diodo láser, que lo sustituya durante el proceso de ajuste y prueba de funcionamiento.

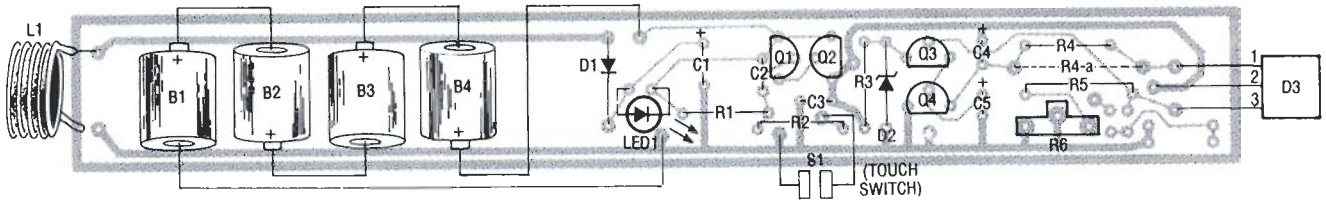
La forma del circuito impreso permite instalar el dispositivo óptico que contiene el diodo láser, las baterías y el resto de la circuitería en el interior de un tubo de plástico de diámetro reducido. En un lateral se practicarán dos perforaciones de diámetro suficiente para los dos cablecillos de conexión de las dos placas del interruptor táctil.

Para comprobar el circuito del cargador, en el punto de prueba 8 debe obtenerse una onda senoidal de una frecuencia entre 250 y 300 kHz y de una amplitud de aproximadamente 25 a 30 V pico a pico.

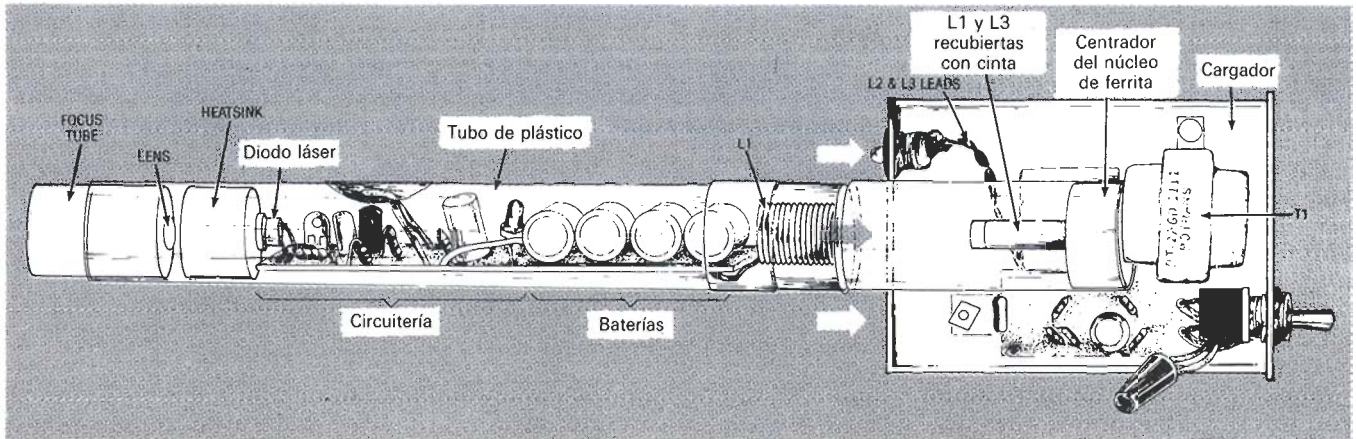
Situando el circuito del láser sobre el cargador e intercalando un amperímetro entre el diodo led1 y el diodo D1, debe obtenerse una lectura de 10 a 25 miliamperios, y el led1 indicador de carga debe iluminarse. La carga rápida se realiza a 20 mA durante 6 a 8 horas, o a 10 mA en unas 14 horas. Antes de continuar con el ajuste debe comprobarse que las baterías estén totalmente cargadas, y se retirará el cargador. El amperímetro debe indicar cero, si esto no sucede así comprobar el circuito. La tensión de batería será de 5,6 vol-



13



14

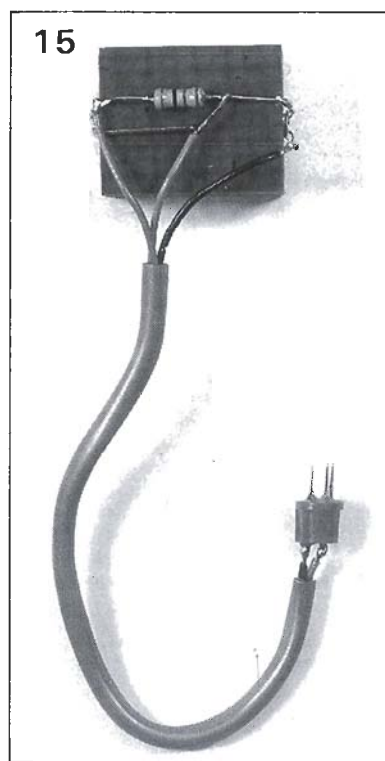


tios, se ajustará R6 a su máximo valor de resistencia.

Para comprobar el circuito de control de activación se cortocircuitan las dos placas del interruptor con lo que el consumo será de unos 10 a 15 mA (los terminales de conexión del diodo láser están aún sin conectar), al quitar el cortocircuito y utilizar el dedo para la misma operación la corriente será ligeramente inferior.

A continuación se conecta el circuito simulador de diodo láser, al activar el interruptor debe medirse una corriente de unos 75 a 85 mA. El led debe iluminarse fuertemente, ajustando R6 hasta su punto medio la corriente se incrementa hasta 100 mA. Pruebe la suavidad del potenciómetro ya que cualquier salto puede provocar un desastre, especialmente al final del recorrido del cursor. Unir momentáneamente a masa la sección del fototransistor a través de una resistencia de 470 Ω, se debe apreciar un fuerte incremento de la corriente. Este incremento se debe producir también cuando se impide que la luz del led incida sobre el fototransistor. Con todas estas pruebas se garantiza que el circuito de realimentación funciona adecuadamente. ¡¡¡AVISO!!! No olvidarse de reajustar R6 a la máxima resistencia. Este ajuste debe realizarse con las baterías totalmente cargadas. A con-

tinuación se retira el simulador de diodo láser y se cortocircuitan las conexiones del zócalo para el diodo láser. Para instalar éste deben tomarse las mismas precauciones cuando se trabaja con material sensible a la electricidad estática, o bien esperar a un día muy húmedo o humedecer el ambiente de trabajo de manera forzada. Es conveniente cubrir los contactos del interruptor con un protector aislante para evitar tocarlos accidentalmente durante la instalación del diodo láser. Una vez instalado se tocará con un dedo el interruptor y el diodo láser comenzará a funcionar y el consumo será de unos 70 a 80 mA. Al dejar de tocar el interruptor, la corriente descende lentamente. La potencia de salida estará comprendida entre 0,5 y 0,7 mW. La corriente del láser es la medida, menos los 10 a 20 mA consumidos por el interruptor táctil, la corriente umbral de funcionamiento es de unos 65 mA, y la de trabajo recomendada es de 70 mA. La potencia de salida puede ser medida utilizando instrumentos que dan lectura directa de la potencia luminosa emitida. Los dispositivos láser se clasifican según su seguridad en clase 2 si la potencia de salida es inferior a 1 mW, en clase 3A si la potencia de salida es menor que 5 mW, o en clase 3B si esta potencia supera los 5



mW. La indicación de esta clasificación y demás avisos de precaución debe ser fijados en forma de etiqueta en una zona bien visible del equipo. ■

Figura 13. Disposición de componentes de láser de bolsillo, el dispositivo láser no se instala hasta que el resto del circuito ha sido probado totalmente.

Figura 14. La bobina L1 capta la energía inducida por L2/L3.

Figura 15. Prototipo de simulador de diodo láser. El bloque tiene una perforación de modo que en un extremo de la misma se coloca el fototransistor y en el otro el diodo led.

MÓDULO CARGADOR

Resistencias  
R7 = 470 Ω  
R8 = 22 K  
R9 = 10 K

Condensadores  
C6 = 1000 µF 16V electrolítico  
C7 = 47 nF 50V Mylar

Semiconductores  
D4 a D7 = Diodo 1N4001  
LED2 = Diodo led verde  
O6 = Transformador red 220/12V 100mA 50 Hz.

Las impresoras láser se están aproximando al mercado de los PC desde hace algún tiempo, pero hasta ahora han sido muy caras. Hace un año aproximadamente, Hewlett Packard introdujo su Láser Jet IIP, la primera de bajo precio que entró en el mercado. Su precio asequible la convirtió en la primera impresora realmente personal.

# AMPLIACIÓN DE MEMORIA PARA IMPRESORA LÁSER

El Modelo IIP tiene muchas de las características de la más nueva de HP, y substancialmente más cara, el Modelo III. El Modelo IIP dispone de 512 K de memoria incorporada, pero esta cifra ni siquiera nos permitirá imprimir una página completa de gráficos en la resolución de 300 dpi (puntos por pulgada). Actualmente, las impresoras láser tienen una gran aplicación en terrenos tales como publicaciones para oficina, y para imprimir la salida de *software* CAD y CAM (el diseño de la placa de este prototipo se imprimió con una Láser Jet IIP), además de como impresora para el trabajo diario. Pero teniendo sólo 512K de memoria se limita la potencia de forma importante.

Se puede expandir la memoria en la impresora, por supuesto, pero el precio de una ampliación de 4 Megabytes de memoria de Hewlett Packard puede ser bastante desorbitado. El precio de las impresoras láser ha bajado y ahora se han incorporado al mercado de los ordenadores personales, pero el precio de la expansión de memoria ha mantenido el coste global de este tipo de impresoras por encima de lo que se considera razonable.

El proyecto de ampliación de memoria que vamos a explicar en este artículo nos permitirá añadir hasta 4 Megabytes de memoria adicional a la Láser Jet IIP, y también trabajar con la más nueva impresora láser de Hewlett Packard, el Modelo III. El kit

de este montaje se puede adquirir a un precio bastante razonable con la ventaja adicional de que se pueden comprar únicamente los circuitos de memoria que realmente necesitamos, e ir ampliándolo en función de nuestras necesidades hasta llegar a los 4 Megabytes.

## El circuito

El circuito, mostrado en la figura 1, es muy simple, debido a que el refresco de la memoria RAM dinámica y el multiplexado de direcciones se realiza en el interior de la impresora láser. La conexión con la impre-

TABLA 1  
TABLA DE VERDAD PARA EL DECODIFICADOR 011273

Entradas				Salidas								
1	2	3	4	12	13	14	15	16	17	18	19	
1	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H	
0	0	0	0	L	H	H	H	H	H	H	H	
0	1	0	0	H	L	H	H	H	H	H	H	
0	0	1	0	H	H	L	H	H	H	H	H	
0	1	1	0	H	H	H	L	H	H	H	H	
0	0	0	1	H	H	H	H	L	H	H	H	
0	1	0	1	H	H	H	H	H	L	H	H	
0	0	1	1	H	H	H	H	H	H	L	H	
0	1	1	1	H	H	H	H	H	H	H	L	

"X" = Indistinto

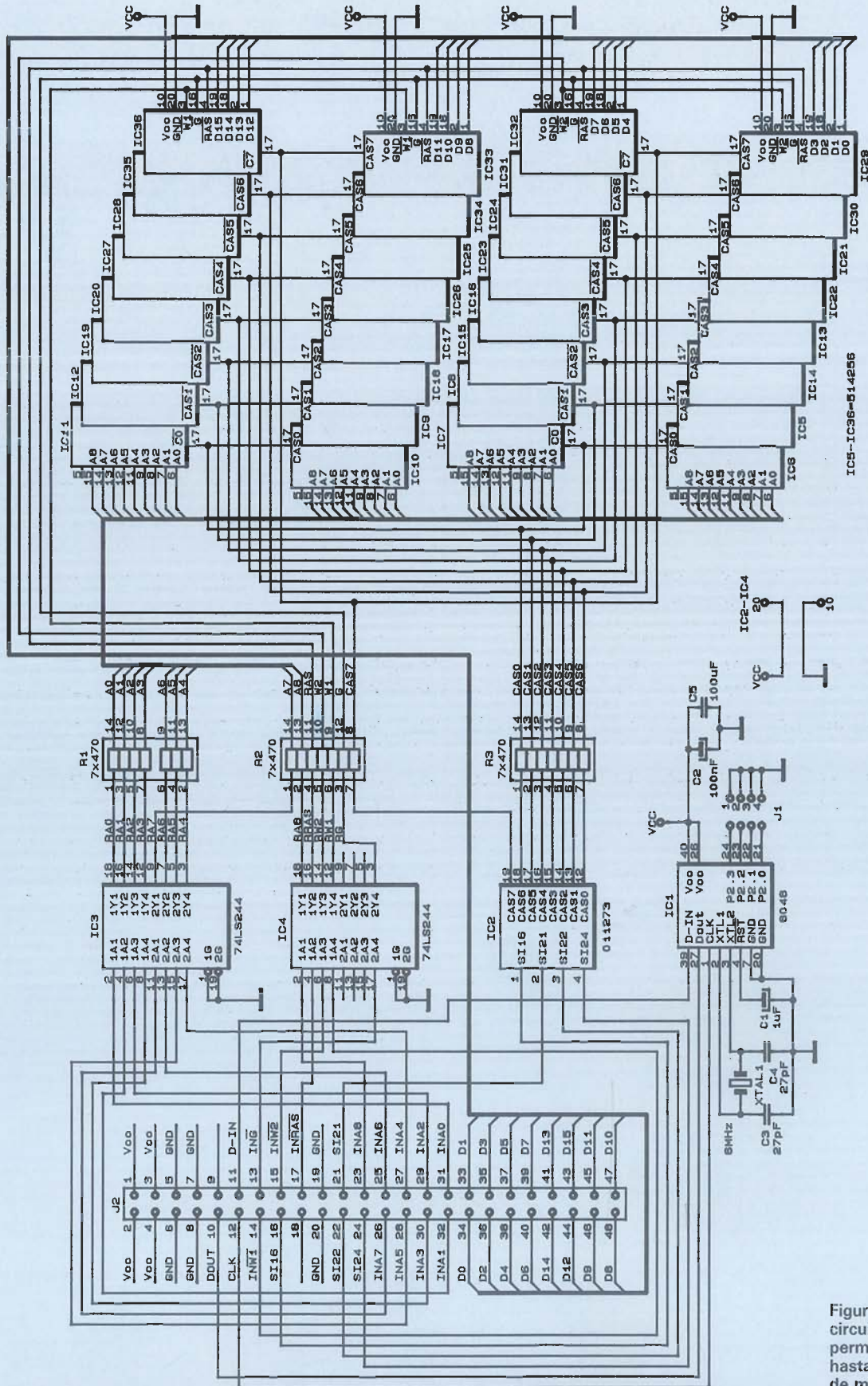


Figura 1. Este circuito nos permitirá añadir hasta 4 Megabytes de memoria extra a la Hewlett Packard Láser Jet IIP o a la más cara Modelo III.



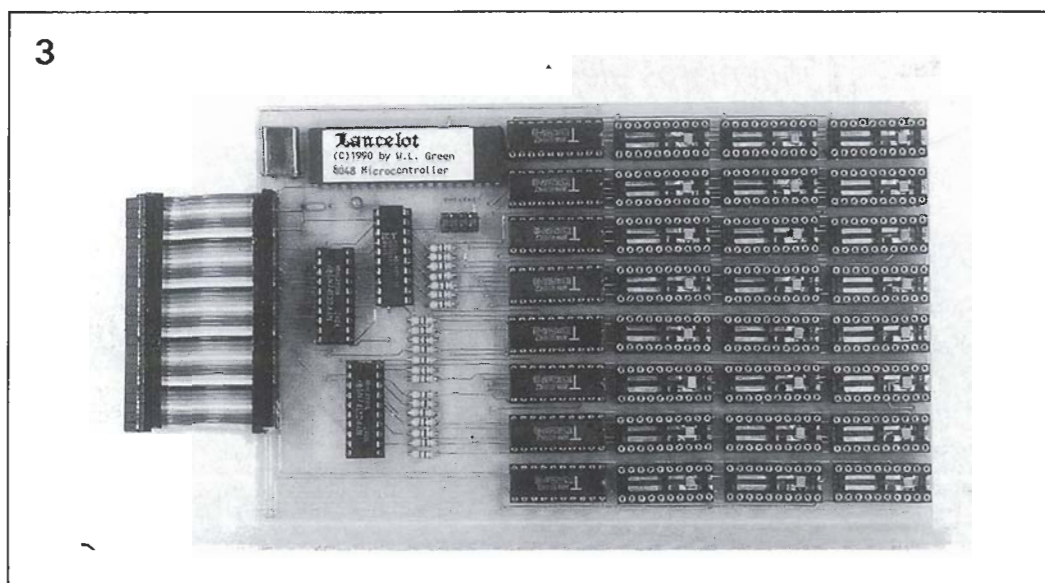
de ver la tabla de verdad de IC2 en la tabla 1.

Las direcciones y las señales de control para la RAM se amplifican con IC3 e IC4. Para seleccionar la cantidad de memoria que vamos a usar en la placa y si la impresora es el Modelo IIP o III, se utiliza un puente de cuatro posiciones, J1. El microcontrolador 8048 está programado para comunicar a la impresora información tal como «Estoy aquí» o «Tengo 1 Megabyte de memoria», etc. Su código hexadecimal se puede ver en el listado 1.

## Montaje

Aunque el circuito es simple, la necesidad de incorporar 4 Megabytes de memoria (32 ICs) en la placa, lo hacen más bien complicado. En las páginas centrales de la revista podemos encontrar el diseño del circuito impreso, pero si queremos construir la placa nosotros mismos, tendremos que hacer 945 taladros para terminarla correctamente.

Referente al diagrama de situación de componentes de la figura 2, debemos montar los elementos en el siguiente orden: Comenzaremos instalando y soldando los zócalos de los circuitos integrados. La patilla 20 de los zócalos debe tener incorporado un condensador de desacoplo de 100 nF, la figura 3 muestra una foto de la placa terminada, donde podemos ver los zócalos con el condensador de desacoplo en su interior. La orientación de estos zócalos es importante, ya que los condensadores deben estar en la placa en paralelo con las patillas 10 y 20. Sin embargo se pueden usar zócalos convencionales y montar los condensadores en el fondo o debajo de los mismos. Como no es necesario instalar en la placa los 4 Megabytes de memoria completos, es posible montar únicamente los zócalos que necesitamos para la configuración de memoria que vayamos a usar. Se instalarán ocho zócalos por fila y por megabyte, comenzando por la fila más próxima a IC1. Instalaremos los condensadores C1 a C5. Debemos ase-



gurarnos de colocar los condensadores C1 y C5 con la polaridad adecuada.

Ahora montaremos el bloque de puentes J1, que puede ser o un condensador macho de ocho patillas de doble fila o un conmutador DIP de 4 posiciones. También instalaremos y soldaremos J2, un conector recto de doble fila de 48 patillas macho.

Para conectar la placa de memoria a la impresora debemos hacer o comprar un cable apropiado. El cable debe ser paralelo de 48 hilos, de aproximadamente 5 centímetros con un conector hembra de 48 patillas en cada extremo. A continuación montaremos el cristal de 6 MHz, XTAL1, de modo que quede tumbado sobre los condensadores C3 y C4, paralelo a la placa de circuito impreso. Una gota de resina evitará que pueda romperse más tarde.

El siguiente paso es comprobar cuidadosamente las soldaduras y asegurarnos de que el estaño no puentea ninguna pista.

Para terminar, colocaremos los circuitos integrados en sus zócalos. Necesitaremos ocho RAM dinámicas de 256 x 4bit (de velocidad no inferior a 120 ns) por cada megabyte de memoria que queramos instalar, comenzando por la fila más próxima a IC1 y continuando hacia el

borde trasero de la placa. La tabla 1 indica cómo ajustar J1 (conmutador DIP o puentes) para la cantidad de memoria y tipo de impresora. Una «X» indica un conmutador cerrado o que el puente está instalado. Una «O» indica lo opuesto. J1 se ve con la patilla 1 a la izquierda.

## Instalación y comprobación

Se conecta el cable de 48 hilos en J2 de modo que salga hacia la parte externa de la placa. Después se desconecta la alimentación y se desenchufa el cable correspondiente, así como la placa de expansión de memoria de la impresora (ver el manual suministrado con la impresora). Se coloca la placa de memoria en las guías para tarjeta que hay en el interior de la impresora y se conecta el extremo libre del cable en el conector de 48 patillas.

Se conecta la alimentación de la impresora y se hace una prueba de la memoria tal como se describe en el manual de la impresora. Debemos comprobar que la cantidad de memoria reportada es la correcta. Si hay algún problema debemos consultar el manual y comprobar el trabajo realizado.

Figura 3. La tarjeta prototipo usa zócalos para integrados como condensador de desacoplo incorporado. La orientación de estos zócalos es importante, ya que el condensador tiene que estar conectado entre las patillas 10 y 20. También se pueden utilizar zócalos normales y montar el condensador debajo o soldarlo en la placa por el lado de las soldaduras.

Varios  
 J1 = conector macho de 8 patillas o conmutador DIP 4 posiciones  
 J2 = conector macho de 48 patillas  
 XTAL1 = cristal 6 MHz HC-18  
 5 centímetros de cable paralelo de 48 conductores, con un conector hembra de 48 patillas en cada extremo  
 35 zócalos de 20 patillas con condensador de desacoplo de 100 nF incorporado o zócalos estándar de 20 patillas de condensadores de 100 nF soldados sobre la placa, 1 zócalo de 40 patillas, placa de circuito impreso, etc.

TABLA 2

	MODELO IIP				MODELO III			
	Pat. 1	Pat. 2	Pat. 3	Pat. 4	Pat. 1	Pat. 2	Pat. 3	Pat. 4
1 MEG	O	O	O	O	O	X	O	O
2 MEG	O	O	O	X	O	X	O	X
3 MEG	O	O	X	O	O	X	X	O
4 MEG	O	O	X	X	O	X	X	X

En esta segunda parte del artículo de Howard Hutching sobre C para ingenieros electrónicos se tratará sobre el software de conversión y los bucles.

# EL LENGUAJE C (II)

## Repetición: bucles incondicionales

La repetición aparece de forma frecuente en muchas de las aplicaciones programadas: el lenguaje C proporciona un número considerable de construcciones particularmente atractivas y elegantes. En la figura se ve que lo que se desea es que el cuerpo principal del programa (el cual está hecho en su mayor parte por los fragmentos de programa previos) sea repetido indefinidamente. Una de las construcciones posi-

bles que evita la utilización del poco deseado «goto» es:

```
for (;;)
{
/*-----
CÓDIGO C PARA SER EJECUTADO
DENTRO DEL BUCLE INFINITO
-----*/
}
```

El programa del listado 6 está diseñado para leer un número desde el teclado, y enviar el valor binario a los LEDs conectados al puerto A y leer/visualizar el contenido del puerto A. La repetición está ilustrada por el diagrama de flujo de la figura 8.

DECLARA VARIABLES E INICIALIZA EL PUERTO A

```
-----*/
for (;;)
{
/*-----
BUCLE INFINITO
-----*/
printf("Introduzca un n.º");
scanf ("%d",&x);
/*-----
INTRODUCE NUMERO DESDE
TECLADO
-----*/
outp(port- A,x);
}
```

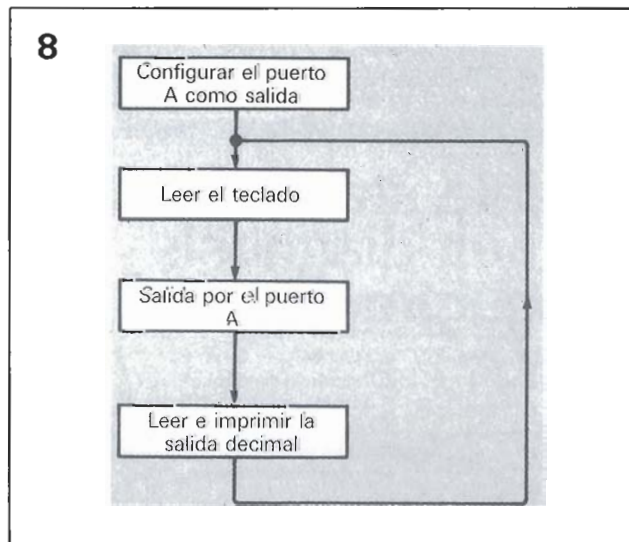
### Listado 6

```
*****
**
* BUCLE DE-ESCRITURA
VISUALIZACIÓN REPETITIVO*
**
*****
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
main()
{
int port-A = 768;
int control-reg = 771'
intx;
int word = 139;
outp(control-reg, word);
/*-----
```

Conectando el circuito de visualización de datos mostrado en la figura 7 se demuestra el efecto del programa. De forma alternativa esta construcción del programa controla perfectamente la velocidad de un pequeño motor de CC. En la figura 9 se muestra un posible circuito.

Unos números enteros del 0 al 15 introducidos por el teclado son leídos y procesados a través del convertidor d/a y un amplificador de potencia para proporcionar 16 velocidades únicas. Este sistema de bucle abierto de control unidireccional proporciona los fundamentos para otros bucles de control cerrados más avanzados.

Figura 8. Un bucle simple en el listado 1.6.



## Nombre de constantes # define

El listado 7 genera una onda cuadrada de unos 5 V pp. a una frecuencia de 500 kHz, haciendo que PAo vaya de forma repetida de nivel alto a bajo.

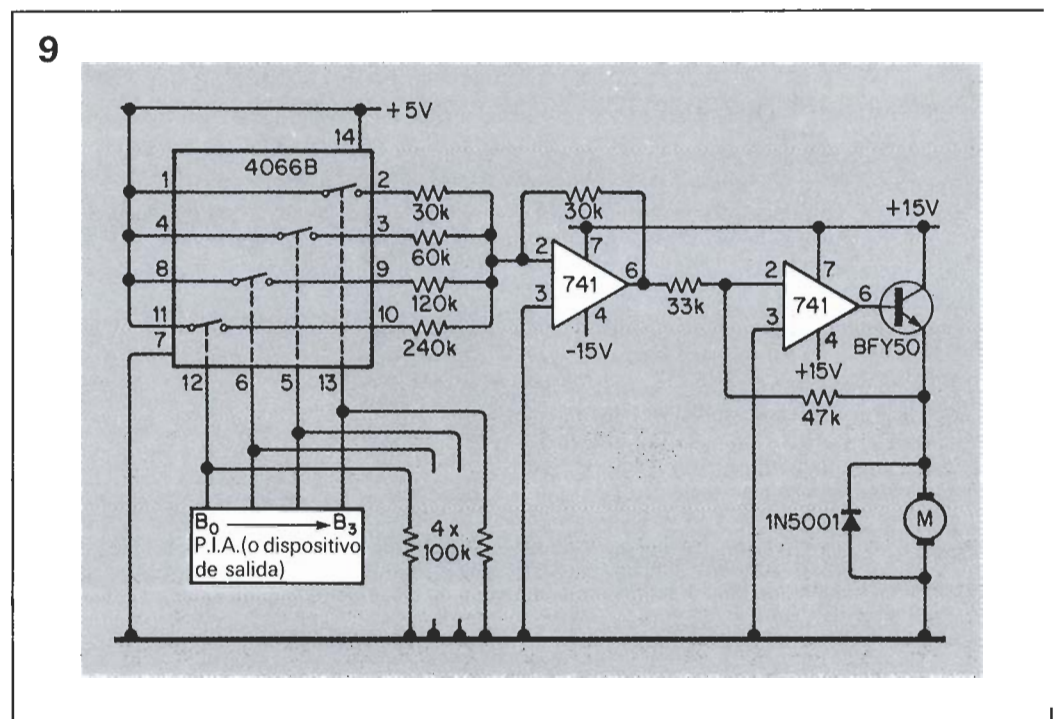
### Listado 7

```
.....  
/*  
**  
* GENERADOR DE ONDA  
CUADRADA*  
**  
...../  
#include<stdio.h>  
#include<conio.h>  
#define ON 1  
#define OFF 0  
main ()  
{  
int port-A = 768;  
int control-reg = 771;  
int word = 139;  
outp(control-reg, word);  
start;outp(port-A, ON);  
outp(port-A, OFF);  
/*-----  
DEFINICION DE CONSTANTES  
-----*/  
goto start;  
}
```

Como ejercicio de programación muestra cómo colocar los nombres de las constantes, mejorando la legibilidad del programa. La mayoría de los programadores de C utilizan letras mayúsculas cuando nombran una constante «# define» constante: esto ayuda a distinguir las variables de las constantes definidas. Hay que notar que las constantes se encuentran definidas exteriormente al programa principal y no se encuentran terminadas con un punto y coma.

## El impopular goto

La naturaleza primitiva de repetitividad de este programa proporciona una excusa para mostrar un salto incondicional, utilizando la sentencia «goto». Muchos de los libros escritos más leídos sobre C insisten en que se debe evitar, o al menos utilizar con mucho cuidado. Ésta es una buena advertencia, ya que anima a la programación no estructurada y a hacer menos legibles los programas. No deseando entrar en polémica: se muestra aquí cómo puede reemplazarse un bucle infinito «for», mediante el no estructurado «goto», sin una pérdida de la legibilidad del código (en este ejemplo). Cuando se ejecuta la sentencia GOTO, se transfiere el control al código C que hay des-



pués de la etiqueta (en este caso start). La etiqueta acaba siempre en un punto y coma.

## Bucles for en mayor detalle - Un contador binario

Desde el punto de vista educacional, el listado 8 es particularmente interesante, ya que muestra un número de distintas construcciones en un programa simple. Conectando el circuito de indicación de datos Fig. 7 al puerto A configurado como una salida, proporciona una representación binaria del estado en curso del contador. El estado decimal se visualiza en el monitor utilizando la función print. La cuenta de 0 a 255 se logra utilizando el operador de post-incremento (i++), una versátil construcción que significa  $i = i + 1$ .

### Listado 8

```
.....  
/*  
* CONTADOR BINARIO*  
...../  
#include<stdio.h>  
#include<conio.h>  
main()  
{  
int portA = 768;  
int controlreg = 771;  
int word = 139;  
int i,k;  
outp(control_reg,word);  
for(;;)  
{  
i = 0;  
while(i++<= 255)
```

```
/*-----  
COMPRUEBA i Y AÑADE 1  
-----*/  
{  
outp(port_A,i - );  
printf("%dn",i - );  
for(k = 0;k <= 1000;k++)  
{  
/*-----  
TRES PARTES DE UN BUCLE INI-  
CIALIZACION:COMPARACION:IN-  
CREMENTO  
-----*/  
}  
}  
}  
  
La inspección de la estructura mues-  
tra que el programa consiste en un  
número de bucles anidados; el bucle  
exterior  
  
for (;;)  
{
```

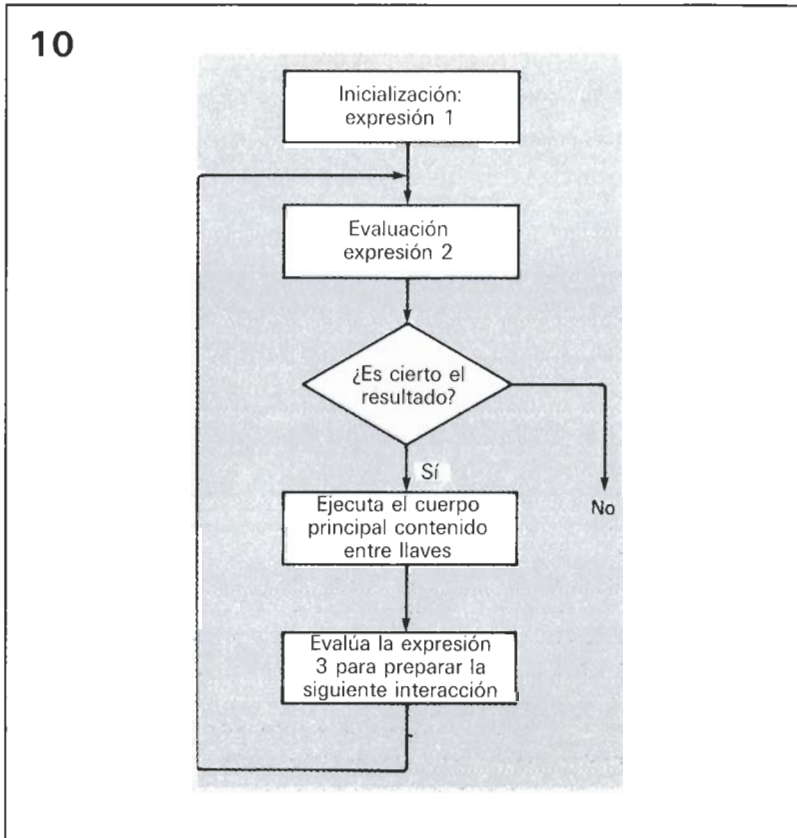
asegura que el procedimiento continúa de forma indefinida. La cuenta actual se controla mediante la construcción:

```
while (expresión)  
{  
/* CÓDIGO C A SER EJECUTADO  
MIENTRAS QUE LA EXPRESIÓN EN  
LA SENTENCIA WHILE SEA CIER-  
TA*/  
}
```

La naturaleza concisa de la expresión:  $i++ \leq 255$  merece una explicación posterior. Esta expresión comprueba que «i» es menor o igual

Figura 9. El hardware para control computerizado de velocidad es simple: la mayoría del trabajo es realizado por software.

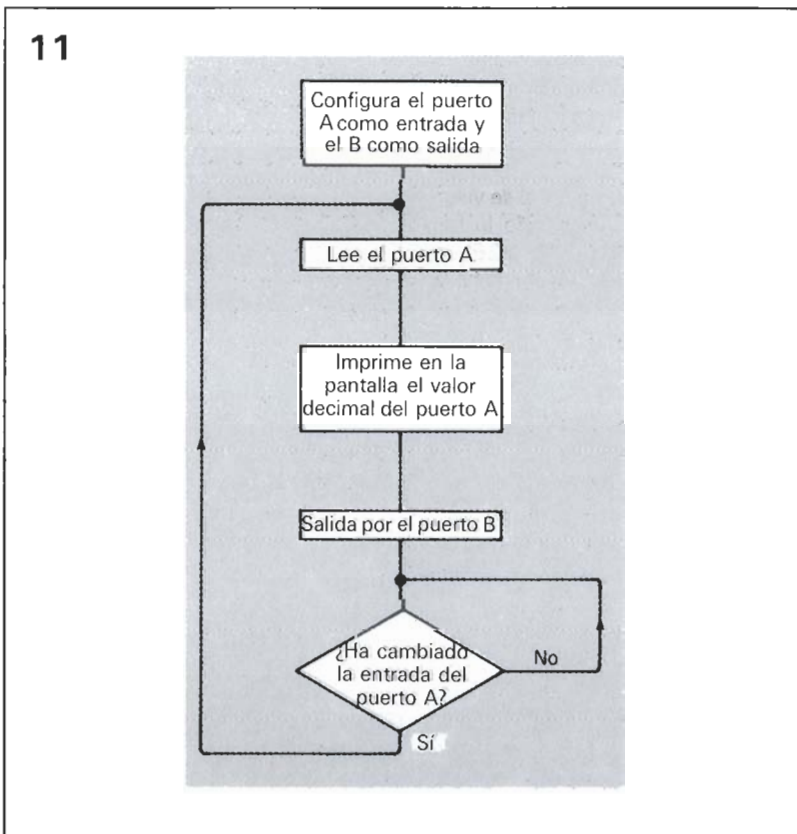
Figura 10. Diagrama de flujo para bucle For.



que 255 y la añade 1. Dos características interesantes del C son el operador de incremento y de decremento, es decir  $i = i + 1$  e  $i = i - 1$ . La versatilidad del C permite la comprobación del valor de «i» y después añadirle 1, que es el operador de postin-

cremento  $i++$ . O añadir 1 y después comprobar el valor, el operador de pre-incremento  $++i$ . Se dispone de construcciones similares para el decremento. Para producir una visualización observable, es necesario añadir un cierto retardo en el tiempo

Figura 11. Diagrama de flujo del listado 9.



dentro del bucle. Esto es explotado para mostrar la construcción «for» en mayor detalle.

```

for(expresión 1; expresión 2; expresión 3)
{
/*CÓDIGO C A SER EJECUTADO MIENTRAS QUE LA EXPRESIÓN 2 SEA CIERTA*/
}
  
```

La construcción del bucle «for» es particularmente elegante en C, de forma abreviada combina los tres parámetros del bucle (inicialización, comprobación e incremento) en un simple término entre paréntesis. La expresión 1 inicializa el contador. La expresión 2 indica la condición para que la cuenta continúe y la expresión 3 indica lo que se tiene que hacer al final del bucle. Refiriéndonos al programa del ejemplo hay que señalar que k se incrementa después de que ha sido ejecutado el cuerpo principal del bucle.

### Monitorización del puerto A con una construcción do-while

En el ejemplo del listado 9 el programa monitoriza los conmutadores del puerto A y visualiza el valor decimal en la pantalla, antes de enviar el valor binario a los LEDs del puerto B. La inclusión del bucle condicional «do-while» asegura que el cuerpo de la instrucción se ejecuta al menos una vez. Con eso, el bucle continúa hasta que el resultado de la prueba es falso. Hay que observar cómo la prueba monitoriza al puerto de entrada y compara el contenido actual (denominado «new\_contents» en el programa) con el «old\_contents». Cuando esta expresión es falsa (el doble signo == significa igual en C) transfiere el control a la instrucción siguiente a la de la sentencia «while».

#### Listado 9

```

/*****
CONTROLA EL ESTADO DEL
PUERTO A: IMPRIME EL VALOR
DECIMAL: ESCRIBE EN EL PUERTO
B
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
main()
{
int port_A = 768;
int port_B = 769;
int control_reg = 771;
int word = 153;
unsigned int old_contents;
unsigned int new_contents;
  
```

```

/*-----
DECLARA VARIABLES Y
DIRECCIONES
-----*/
outp(control_reg,word);
for(;;)
{
old_contents = inp(portA);
/*-----
LEE EL PUERTO A
-----*/
print (El puerto A contiene %d\n",
old_contents);
outp(port_B,old_contents);
do
{
new_contents = inp(port_A);
/*-----
MONITORIZA EL PUERTO A
-----*/
}
while(new_contents == old_con-
tents);
/*-----
¿Ha cambiado la entrada?
-----*/
}
}

```

La versatilidad del C proporciona una construcción «while-do» alternativa, la cual comprueba una expresión, y si es cierta permite que el bucle continúe hasta que el resultado de la comparación no sea cierto. En este punto de control pasa a la instrucción siguiente en el programa. Los diagramas de flujo de estas dos construcciones se muestran en la Fig. 12.

### Efecto de luces en persecución - Escriba sus propias funciones en C

El programa del listado 10 se encuentra diseñado para producir el efecto de una luz que corre repetidamente a lo largo de los LEDs conectados al puerto A, el cual está configurado como de salida. Trabaja realizando potencias de 2 y escribiendo el resultado en el puerto. Aunque parece un programa algo frívolo, tiene un lado serio, el de demostrar la forma de escribir las funciones propias en C. Hay que observar que la estructura está compuesta por la función «main» que controla el flujo del programa, junto con una función externa denominada «power(x, n)» que puede invocarse y ser ejecutada como una sentencia simple en el programa principal. Se pueden encontrar más detalles sobre el origen de este programa en el libro *The C programming language*, por D. W.

#### Listado 10

```

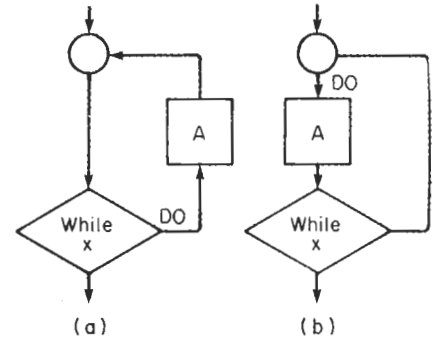
/*-----
*LUCES EN PERSECUCIÓN
ESCRIBA SUS PROPIAS
FUNCIONES EN C*
-----*/
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
main()
{
int port_A = 768;
int control_reg = 771;
int word = 139;
unsigned int contents;
inti,k;
outp(control_reg,word);
for(;;)
{
for(i= 0;i <= 7;i++)
{
contents = power(2,i);
/*-----
LLAMANDO LA FUNCION
-----*/
outp(port_A,contents);
for(k= 0;k <= 6000;k++)
{
/*-----
EL RETARDO DE TIEMPO MEJORA
EL EFECTO VISUAL
-----*/
}
}
}
/*-----
AUMENTA X HASTA N EN
POTENCIAS DE DOS: N 0
-----*/
power(x,n)
int x,n;
{
int i,p;
p = 1;
for(i= 1;i<= n;i++)
p = p*x;
return(p);
}
}

```

### Comunicaciones con periféricos

El lenguaje C no dispone de sentencias diseñadas a propósito para realizar las operaciones de entrada o salida. Las funciones para comunicarse con los periféricos externos se tienen que escribir. Ya se ha hecho un uso extensivo de la función «scanf» para leer datos desde el teclado y «printf» para visualizarlos en el monitor. Cuando se complica un programa y se encuentran estas funciones la parte enlazadora del compilador (linker) buscará esta defini-

12



ción en la librería de funciones. Por esto aparece la necesidad de incluir el fichero de cabecera estándar de entrada/salida «stdio.h» en la mayoría de los programas.

Cuando Microsoft escribió el compilador de C para ser utilizado con el IBM PC (o con cualquier sistema del tipo 8088) reconoció claramente las necesidades adicionales para el acceso mapeado a los puertos I/O y se esforzó en proporcionar las funciones adecuadas. Como es improbable que los usuarios sean diestros en el manejo del lenguaje ensamblador, la importancia de este software no puede ser exagerada.

La mayoría de los programas del capítulo han utilizado las funciones «inp» y «outp», contenidas en el fichero de cabecera «conio.h» para acceder a los dispositivos de entrada/salida.

Asociando una dirección con un dispositivo en un sistema de memoria mapeada, utilizando C, se necesita un operador de dirección. La construcción en conjunto se encuentra realizada sobre un puntero, junto con un operador de indirección. El listado 1, el cual lee y visualiza el contenido de una posición de memoria específica, utiliza una estructura de este tipo. Para comprender

Figura 12. Anatomía de la estructura de control.

13

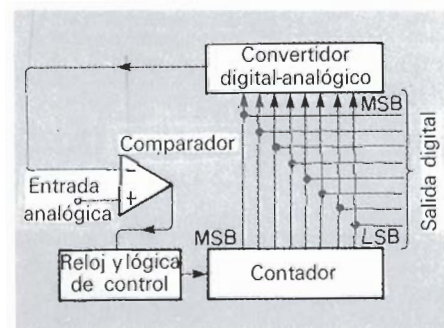


Figura 13. Diagrama de sistema de un convertidor A/D de contador-rampa.

Figura 14. El tiempo de conversión del convertidor de contador-rampa depende de la amplitud de la señal de entrada.

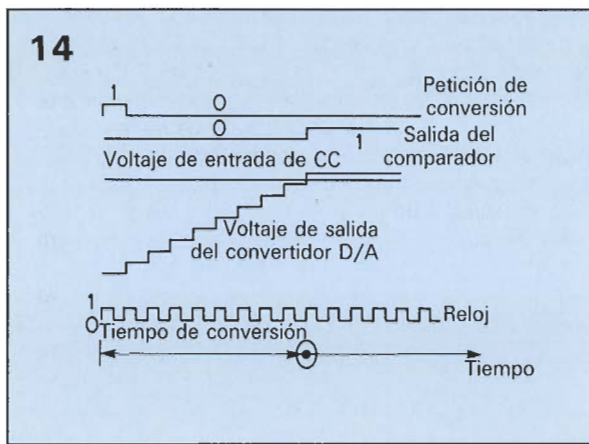
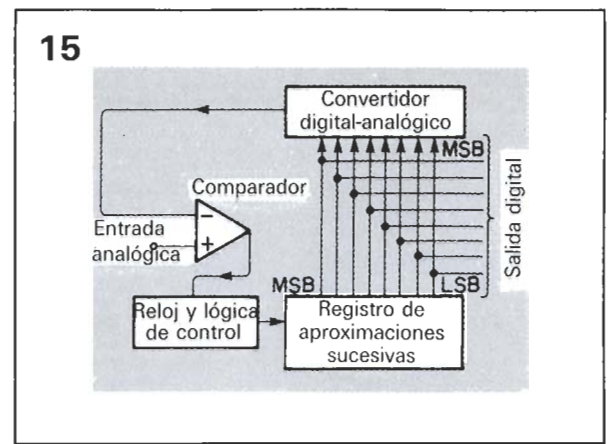


Figura 15. Diagrama de sistema de un convertidor A/D de aproximaciones sucesivas.



la anatomía del programa hay que estudiar el fragmento del listado 11.

```

Listado 11
/.....
* OPERADOR DE DIRECCIÓN
UTILIZANDO PUNTEROS*
...../
int*port_x;
unsigned char contents;
/*-----
* port_x ES UN PUNTERO
DECLARADO COMO ENTERO. LA
VARIABLE contents ES UN
CARACTER SIN SIGNO
-----*/
port_x = (int*)768;
/*-----
ESTA CONSTRUCCION ESTABLECE
LA DIRECCION DEL PUNTERO
-----*/
* port_x = 255;
/*-----
CUANDO SE UTILIZA UN
ASTERISCO * COMO EL PREFIJO

```

PARA EL NOMBRE DE UNA VARIABLE ENTERA SE COMPORTA COMO UN OPERADOR DE INDIRECCION  
 -----\*/  
 contents = \*port\_x;  
 /\*-----  
 UTILIZANDO EL OPERADOR DE INDIRECCION \* SE RECUPERA EL VALOR DE ESA DIRECCION  
 -----\*/

Refiriéndonos al programa, se debe notar que «int \*portx»; es un puntero declarado como un entero. Los punteros siempre apuntan a algo, en este caso a la dirección de memoria 768 (decimal). La construcción necesaria es «portx = (int\*)768». Cuando se utiliza un asterisco como el prefijo de un nombre de variable entera se comporta como un operador de indirección. De esto se sigue que la expresión «\*portx = 255» cargará 255 en la di-

rección 768. En Basic la sentencia equivalente sería «POKE 768,255». La lectura del dato contenido en esta dirección es simplemente logrado asignando la variable «contenido» «a portx» por ejemplo, «contenido = \*portx». La sentencia Basic equivalente sería «CONTENIDO = PEEK(768)».

### Sistemas analógicos digitales y circuitos

La interface de un convertidor analógico digital no requiere necesariamente un conocimiento del funcionamiento del circuito. De hecho, si la interface se configura cuidadosamente, será virtualmente transparente al usuario.

Sin embargo, una conversión de datos efectiva requiere algo más que una simple conexión de un converti-

Figura 16. En las aproximaciones sucesivas, el tiempo de conversión es menor con velocidades de conversión de 400 ns a 25 ns. El número de pasos de conversión necesarios es igual al número de bits de la palabra de datos más uno.

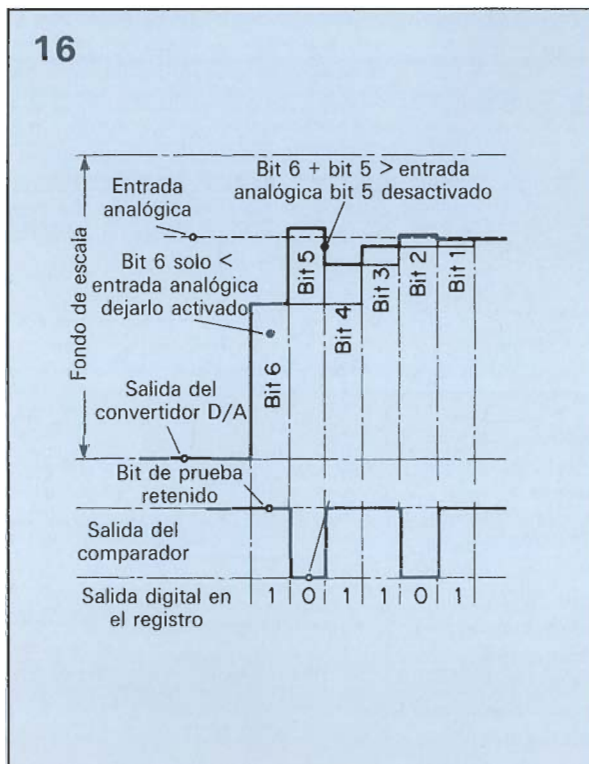
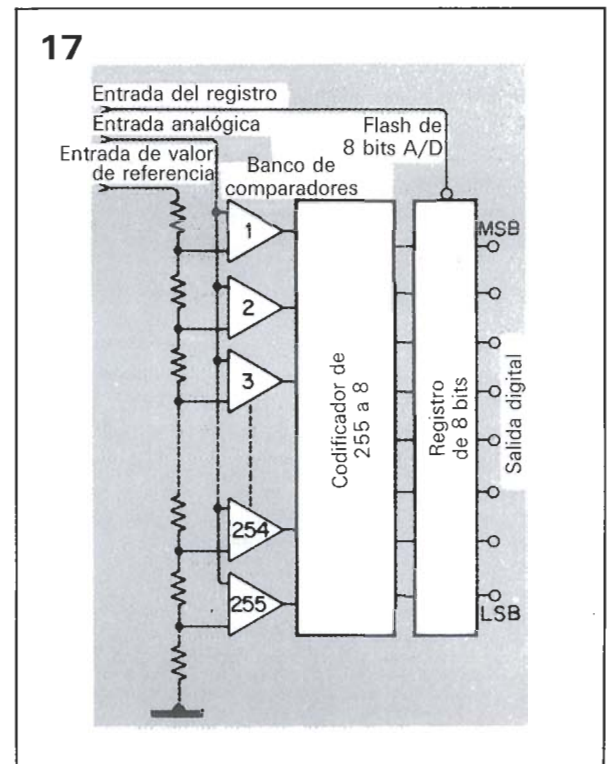


Figura 17. Conversión de 8 bits en un ciclo.



analógico digital al «pbus» del PC. Se deberá conocer un cierto número mínimo de criterios de diseño: notable pérdida de bits significativos, resolución y velocidad de muestreo. Los usuarios potenciales se deberían cuestionar las limitaciones que la conversión de datos impondrá a la precisión y a la utilidad de la señal de salida digital. En resumen, no ignorar lo que es evidente.

Muchos fabricantes de placas I/O especifican el voltaje de entrada a fondo de escala de sus placas en el rango de 0-10,0 voltios, 0-5,0 voltios, 0-10,0 voltios o sus equivalentes bipolares. Evite las pérdidas de bits significativos ajustando (en la medida de lo posible) el voltaje de entrada máximo con la tensión máxima de entrada del convertidor analógico-digital.

Esto está relacionado lógicamente con la resolución necesaria. ¿Será suficiente una resolución de 8 bits o de 12 o 14 o incluso se deberá utilizar una resolución de 16 bits? ¿Qué limitaciones impondrá la longitud de la palabra en un bus de datos de 8 bits? Hay que considerar cuidadosamente las implicaciones del acceso del contenido del convertidor en dos fases, en particular en el contexto de las aplicaciones en tiempo real y a alta velocidad.

La velocidad de muestreo se encuentra determinada por la arquitectura del chip del sistema convertidor y es por lo tanto un factor importante a la hora de elegir un convertidor. La mayoría de los convertidores con chips de bajo coste utilizan un generador de rampa o el método de la aproximación sucesiva. Los convertidores rápidos pueden realizar una conversión de 8 bits en 50 ns.

## Convertidor analógico digital de contador-rampa

En la Fig. 13 se muestra el diagrama del sistema de un convertidor analógico digital contador-rampa. Cuando se conecta a un ordenador, un pulso de conversión inicia la conversión reseteando el contador a cero. La salida analógica de un convertidor D/A, conectado a la entrada inversora de un comparador, también es cero. Cada ciclo de reloj siguiente, incrementa el contador. La señal digital es procesada por el convertidor D/A generando una señal en escalera. Cuando la amplitud de esta señal es mayor o igual que la señal de entrada, la salida del comparador cambia de estado, generando un pulso de final de la conversión

que para el reloj. El equivalente digital de la señal analógica se encuentra disponible de forma paralela a la salida del contador.

La limitación fundamental de este sistema es el tiempo de proceso relativamente elevado, en particular para las señales de gran amplitud. El tiempo de conversión T es directamente proporcional a la amplitud de la señal de entrada V.

El tiempo de conversión viene dado por la fórmula:

$$T_c = \frac{V_i 2^n}{V_{max} F_{clk}}$$

Donde n es el número de bits, V<sub>i</sub> es la amplitud de la señal de entrada, V<sub>max</sub> es el voltaje máximo a fondo de escala y F<sub>clk</sub> es la frecuencia de reloj.

## Aproximación sucesiva

Reemplazando el contador en el bucle de realimentación por un registro de aproximación sucesiva, SAR (Fig. 15) se logran unas velocidades de conversión mucho mayores. Inicialmente el pulso de inicio de la conversión pone el contenido del SAR a cero. El siguiente pulso activa el bit más significativo permitiendo que la salida del convertidor D/A cambie a la mitad de su valor máximo. Si esta tensión es menor o igual que la señal de entrada, la salida del comparador genera una señal lógica provocando que el bit más significativo mantenga el 1 lógico. Por el contrario si una salida D/A es mayor

que la señal de entrada, el circuito pone el bit correspondiente a 0 lógico. En cada pulso de reloj siguiente se repite este proceso con los bits que quedan, hasta que se han comprobado todos los bits del registro.

En resumen, en una aproximación de n-bits el convertidor A/D necesita únicamente un ciclo de reloj para borrar el registro, seguido por n ciclos de reloj para comprobar cada bit. Por lo tanto, la conversión total requiere solamente (n+1) ciclos de reloj, y es independiente de la amplitud de la señal de entrada.

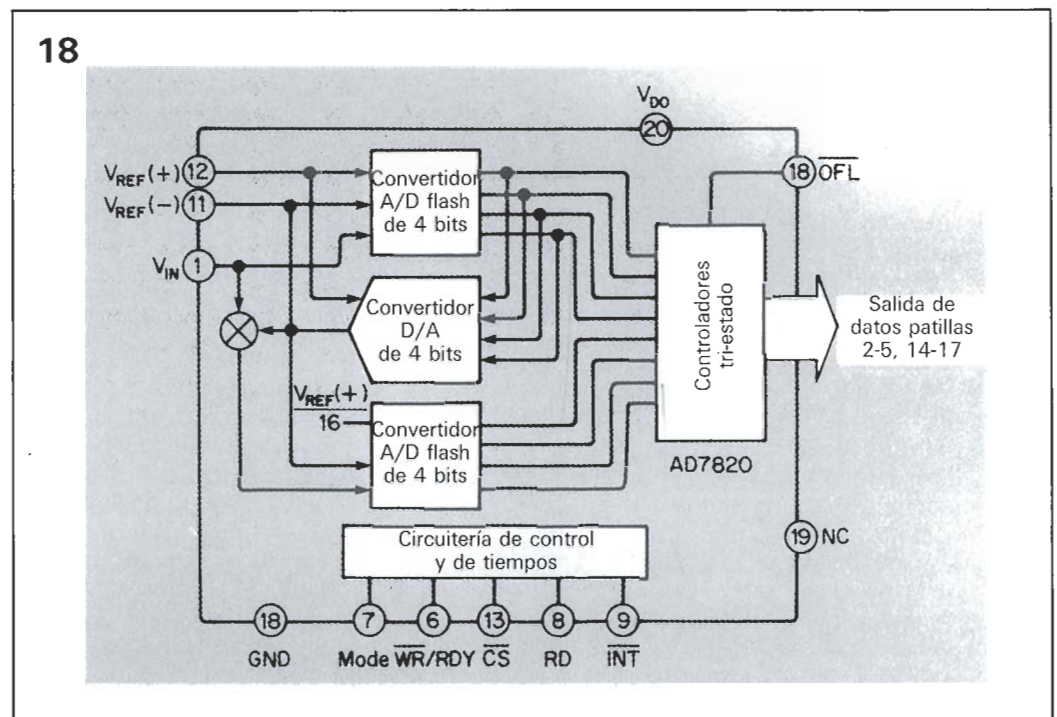
## Conversión flash

Como se muestra en la Fig. 17 este método de conversión A/D abandona todo lo dicho utilizando un conjunto de 2 elevado a n-1 comparadores para digitalizar directamente la señal en una palabra de n bits. Como solamente es necesario uno de estos pasos para completar la conversión, este procedimiento es mucho más rápido que los métodos de contador-rampa o de aproximaciones sucesivas.

La conversión «half-flash» ofrece un compromiso. La arquitectura se muestra en la Fig. 18 empleando solamente 31 comparadores. La entrada analógica se digitaliza primero a nivel de 4 bits mediante el convertidor de 4 bits MSB flash.

Mientras que la salida del convertidor A/D se encuentra enclavada, la señal digital es reconvertida a analógica por un segundo convertidor con una red con un peso de 1/16 para

Figura 18. Conversión half-flash. Diagrama de bloques funcional del AD7820.



obtener los bits menos significativos de la palabra de salida de 8 bits.

## Conversión A/D de 12 bits

Lo más normal es la conversión de 12 bits mediante las tarjetas disponibles en el mercado para los PGs. Por ejemplo, esta serie de artículos utiliza la tarjeta de adquisición de datos AIP-24 de Blue Chip Technology de convertidores A/D multiplexados. La arquitectura se muestra en la Fig. 19. La tarjeta se puede colocar en cualquier ranura de expansión, pero se debe configurar para que aparezca en una determinada dirección en el mapa de puertos. Como es corriente se evita el bloqueo del bus haciendo que se pueda seleccionar la dirección de base.

Los multiplexores controlados por software situados en esta tarjeta permiten que se conecten hasta 24 señales analógicas a la tarjeta. El canal apropiado queda definido por el estado de los cinco bits inferiores del puerto 0 del selector del multiplexador, situado en la dirección de base. La señal diferencial seleccionada, se aplica a un amplificador de instrumentación, el cual convierte la señal en un amplificador simple, antes de aplicarla a un amplificador de ganancia variable PGA102. La ganancia es controlada por los bits 5 y 6 del puerto 0 del selector de canales del multiplexor. La Fig. 20 contiene los detalles necesarios. La salida es enviada a un amplificador de muestreo y retención AD585, el cual retiene la señal durante la conversión. La con-

versión se completa en 25 ns, utilizando el convertidor industrial estándar de aproximaciones sucesivas AD574A de 12 bits.

## Interface AD574A-PC

El convertidor A/D AD574A de aproximaciones sucesivas realiza la interface con el bus del PC como se muestra en la Fig. 22. Diseñado para ser mapeado por puerto, su dirección es decodificada de las líneas de direcciones A0-A9. La dirección deberá ser controlada con AEN para enmascarar los ciclos internos de DMA que utilizan el mismo espacio de entrada/salida. Esta señal, activa a nivel bajo, se aplica a CS (activa a nivel bajo). IOR (activa a nivel bajo) e IOW (activa a nivel bajo) se utilizan para iniciar la conversión y para la lectura de los datos en el momento adecuado mediante el control adecuado de CE. A0 selecciona dos posiciones de memoria contiguas las cuales almacenan los ocho MSB (bits más significativos) y los cuatro LSB (bits menos significativos) del dato justificado a la izquierda.

## Conversión A/D sincronizada de 12 bits utilizando el AD574A

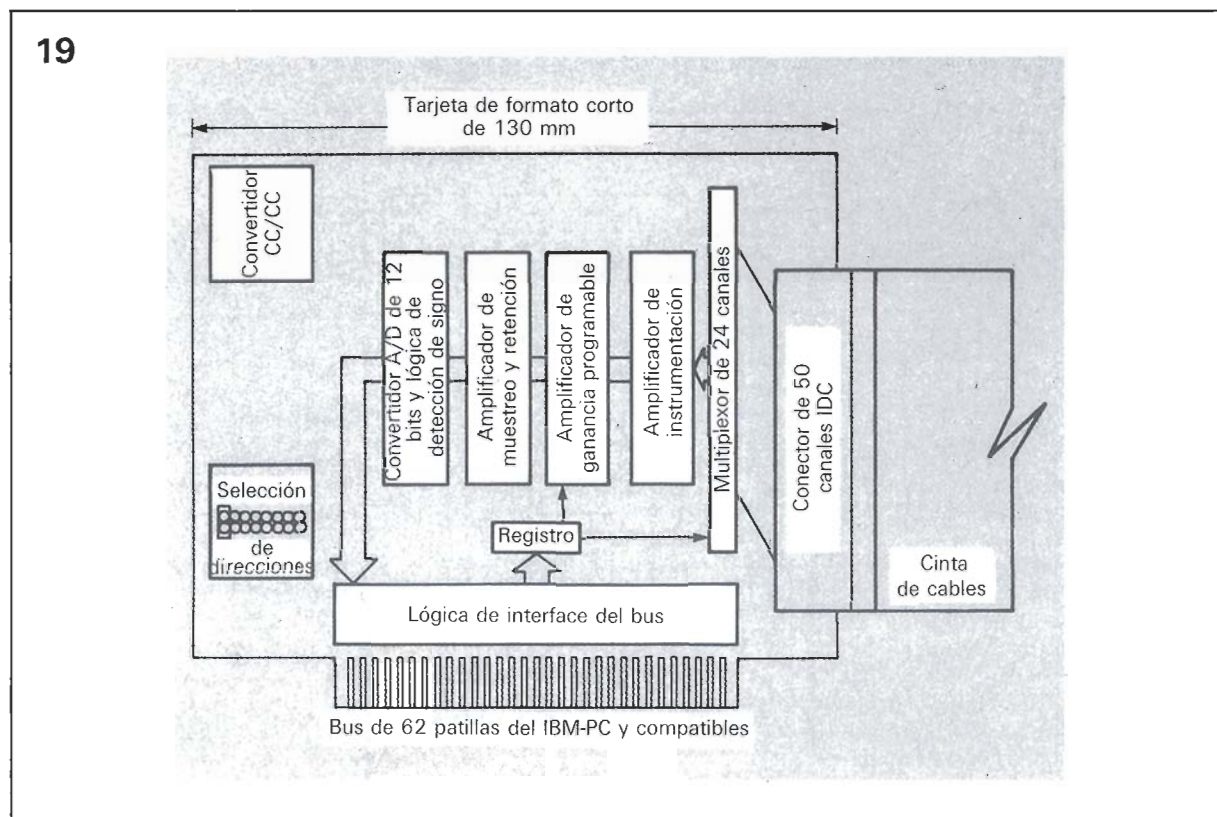
El programa del listado 12 sincroniza el funcionamiento de un conver-

## Sincronización y control por software

La sincronización es la clave para el diseño digital. Los sistemas cableados suelen confiar en los osciladores para producir el «adhesivo» digital que una los periféricos asíncronos. Los sistemas de proceso de señal para tiempo real suelen necesitar que el intervalo de tiempo entre muestreos permanezca constante y que se realicen los suficientes muestreos para que se satisfaga el teorema de Shannon para el muestreo de señal. Como los convertidores A/D necesitan de pulsos externos para el inicio de la conversión y ellos mismos generan los pulsos de final de la conversión cuando han terminado, se necesita de un software ingenioso para que se mantengan estos periféricos sincronizados con el programa del ordenador. Estas operaciones domésticas requieren de un buen trabajo de estudio de las características tanto del convertidor A/D como de la interface programable del bus del PC.

Es más, el proceso de selección de la señal del convertidor A/D, seguido de un bucle de interrogación, se toma su tiempo. Esto limita el tiempo de muestreo y reduce la utilidad del procesador de señal digital.

Figura 19. Diagrama de bloques funcional del AIP-24.



tidor A/D unipolar, condicionando el proceso de señales en el rango de 0 a 10 voltios con rutina de captura de datos y de visualización. Como el AD574A genera una palabra de datos de 12 bits, se debe tener mucho cuidado cuando la lectura de aquellos a los que se quiere acceder se tiene que realizar en dos partes. El ordenador se puede utilizar para reconstruir el dato utilizando el algoritmo:

palabra = (15 & bits superiores) \* 256 + bits inferiores

El protocolo completo se explica en el programa. Cuando se escribió éste por primera vez la intención inicial fue el de hacerlo sencillo. Por lo tanto, se ha intentado restringir el software de control del convertidor A/D a la selección de la señal, seguido de dos etapas de lectura de la señal procesada. Sin embargo, el C es rápido y el programa lee los datos antes de que se realice la conversión, con consecuencias desastrosas. En lugar de gastar tiempo simplemente hasta que aparezca la señal de final de conversión, se ha optado por utilizar una rutina de interrogación para controlar el estado del bit 5 (para final de conversión) localizado en la dirección (base + 3). Realizando un AND lógico con la

bandera de estado con la máscara 32 (en decimal), dentro del bucle «do-while», se asegura la comprobación de que la lectura se realiza al final. Cuando la bandera se encuentra activada, se sale del bucle y se puede realizar la lectura del dato.

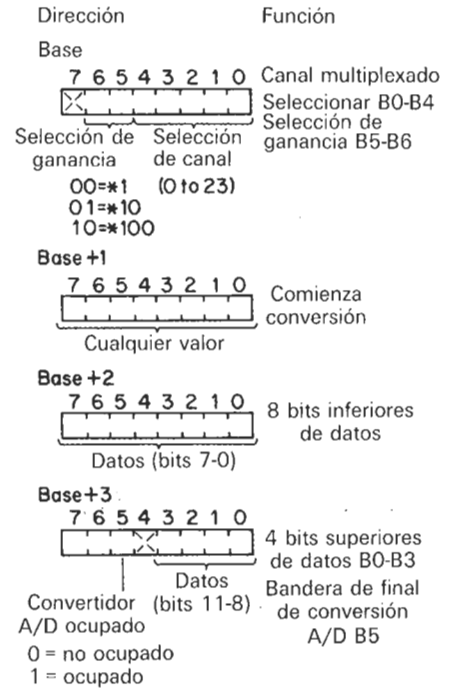
### Listado 12

```

/*****
 * ONVERSION A/D
 * SINCRONIZADA DE 12 BITS
 * MEDIANTE EL AD574A
 *****/
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
#define BASE 512
/-----
DIRECCION DE BASE
MULTIPLEXADA MAPEADA POR
PUERTO A/D
/-----*/
#define START 0
/-----
VARIABLE DE CARGA:
INICIALMENTE PUEDE SER
CUALQUIER VALOR: REFERENCIA
EN FIG. 8
/-----*/
main()
{
  unsigned int
  lower_bits,upper_bits,word,flag;

```

## 20



## 21

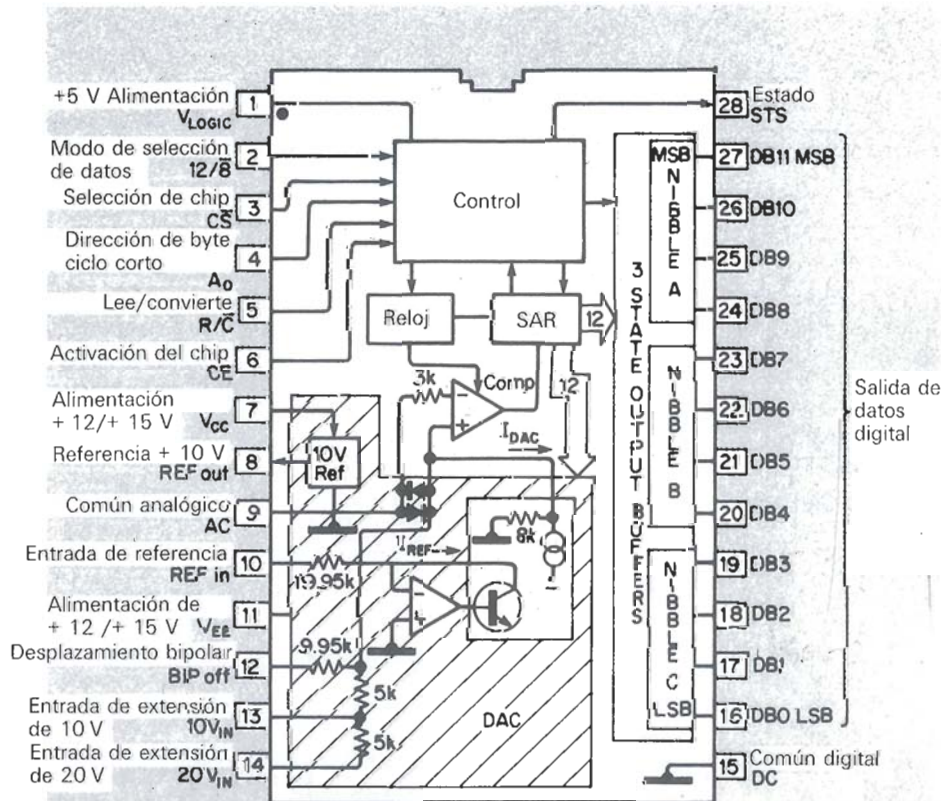
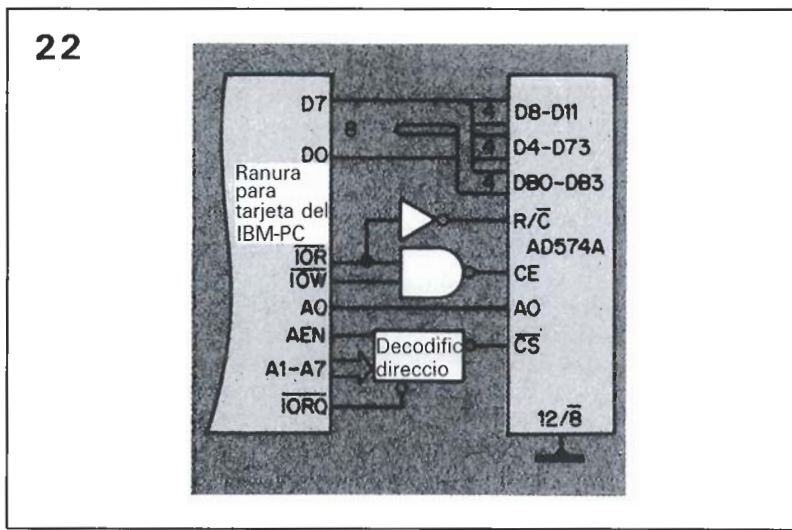


Figura 20. Diagrama de bloques y configuración del patillaje del AD574A.

Figura 21. Diagrama de bloques y configuración del patillaje del AD574A.

Figura 22. Interface para el IBM-PC del AD574A.



```

for(;;)
{
outp(BASE,0);
/*-----*/
SELECCIONA CANAL 0-23
/*-----*/
outp(BASE+1,START);
/*-----*/
INICIA LA CONVERSION
/*-----*/
do
{
flag = inp(BASE+3);
}
while(32 & flag);
/*-----*/
¿ESTADO DE LA BANDERA?
/*-----*/
lower_bits = inp(BASE+2);
upper_bits = inp(BASE+3);
word = ((15 & upper_bits) * 256) +
lower_bits;
/*-----*/
PALABRA DE CONDICION DE 12

```

```

BITS, ACCESO EN DOS PARTES
/*-----*/
printf ("Valor digital: %d\n", word);
}

```

Los programas suelen existir para ser reescritos. Por ejemplo, en lugar de imprimir simplemente el valor decimal del entero equivalente (0 a 4095) de la entrada analógica, podría ser más constructivo visualizar la tensión actual. Simplemente modificando el formato de la función «printf()» como sigue:

```

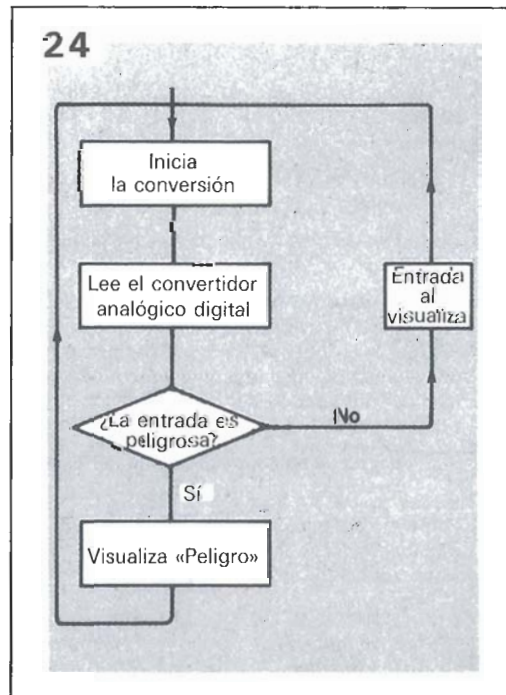
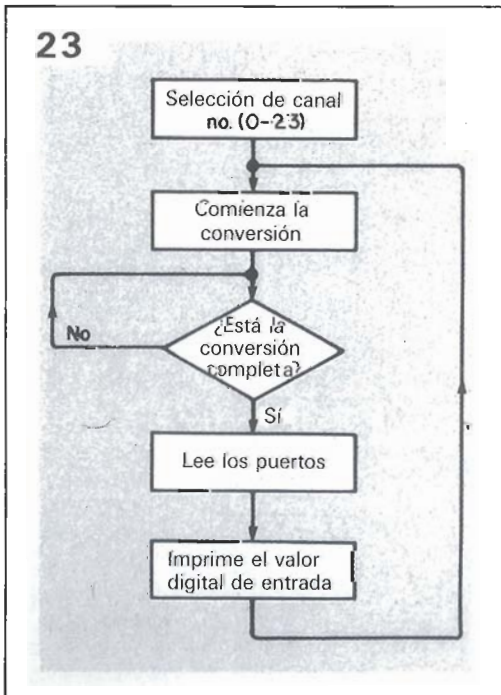
printf («Voltios = %f\n», (float) 10 *
palabra / 4095);

```

Una interesante modificación del programa del convertidor A/D es añadir un mensaje de peligro para ser visualizado en la pantalla cuando exceda de cierto valor la señal analógica de entrada. Observe el listado

Figura 23. Diagrama de flujo del listado 12.

Figura 24. Diagrama de flujo del listado 13.



13, en este ejemplo el umbral está en +2,0 voltios.

```
#define PELIGRO 2.0
```

Listado 13

```

/*****
* SOFTWARE COMPARADOR
UTILIZANDO EL AD574A*
*****/
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
#define BASE 512
#define START 0
#define DANGER 2.0
main()
{
unsigned int lower_bits;
unsigned int upper_bits,word,flag;
float volts;
outp(BASE,0);
/*-----*/
SELECCION DE CANAL 0-23
/*-----*/
for(;;)
{
outp(BASE+1,START);
/*-----*/
INICIA LA CONVERSION
/*-----*/
do
{
flag = inp(BASE+3);
}
while(32 & flag);
/*-----*/
¿ESTADO DE LA BANDERA?
/*-----*/
lower_bits = (BASE+2);
upper_bits = (BASE+3);
word = ((15 & upper_bits) * 256) +
lower_bits;
volts = (float)10 * word / 4095;
/*-----*/
PESO ENTRADA: TENSION (0-10 V)
/*-----*/
if(volts <= DANGER)
/*-----*/
COMPRUEBA SI LA ENTRADA
SUPERA LOS 2.0 V
/*-----*/
{
printf ("Peligro\n");
}
else
{
printf («Tensión = f\n», volts);
}
}
}

```

La estructura de salto condicional se logra simplemente mediante la construcción:

```

if (contenido >= PELIGRO)
{
printf («PELIGRO\n»);
}
else
{
printf («Voltios = %f\n, voltios);
}

```