

# elektor

N.º 130  
1991

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

electrónica: técnica y ocio

**El lenguaje C (III)**

**Monitor  
de la red  
eléctrica**

**Secráfono  
de bajo coste**

**Receptor  
de onda  
corta**

**Amplificador  
de audio  
de potencia**



# SUMARIO

## ARTICULOS

|  |       |
|--|-------|
| <b>El lenguaje C (III)</b> .....   | 03-12 |
| Un nuevo capítulo de esta interesante serie.   |       |
| <b>Termómetro multicanal (I)</b> .....   | 03-22 |
| Equipo experimental a base de un microprocesador Z80.                                  |       |
| <b>Secráfono de bajo coste</b> .....   | 03-30 |
| Para codificar las señales de audio y evitar que sean comprendidas por otras personas. |       |
| <b>Receptor de onda corta</b> .....  | 03-36 |
| Sencillo y económico receptor de elevada sensibilidad.                                 |       |
| <b>Amplificador de audio de potencia y alta fidelidad</b> .....                        | 03-50 |
| Un circuito diseñado a base de un nuevo circuito integrado de potencia.                |       |
| <b>Aplicaciones y usos de los relés (I)</b> .....                                      | 03-56 |
| Una descripción de todos los aspectos relacionados con estos componentes.              |       |
| <b>Monitor de la red eléctrica</b> .....   | 03-66 |
| Para detectar los cortes momentáneos del suministro eléctrico.                         |       |

## SECCIONES

|                                      |       |
|--------------------------------------|-------|
| Teletipo .....                       | 03-08 |
| Las placas de circuito impreso ..... | 03-37 |
| Mercado .....                        | 03-70 |
| Libros .....                         | 03-74 |
| Anuncios breves .....                | 03-76 |

### En nuestro próximo número:

- Aplicaciones y usos de relés (II).
- El lenguaje C (IV).
- Medidor de radiaciones (I).
- Trabajando con OTA<sup>®</sup>.
- Transmisión de audio por la red eléctrica (el receptor) (y II).

AÑO 11, NUM. 130 MARZO 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  
GERMAN ALVAREZ TEY

**Diseño gráfico:**  
P. DIAZ

**Publicidad Madrid:**  
**Delegada:**  
SILVIA MULET  
Videlec S. A.  
Riario 3-3.ª 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:**  
Cía Americana de Ediciones SRL.  
Sud América, 1532. 1290. BUENOS AIRES  
Teléf.: 21 24 64

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

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

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

*Estimado lector:*

**P**ara este ejemplar de la Revista ELEKTOR hemos seleccionado algunos temas realmente originales, tal como viene siendo nuestra tónica en los últimos meses. Mencionaremos en primer lugar un sencillo receptor de onda corta, con el que regresamos al campo de la Radio, técnica que no suele estar muy extendida en la actualidad entre los aficionados a la electrónica por las dificultades inherentes al tratamiento de las señales a frecuencias elevadas. No obstante, pensamos que nuestro circuito no va a presentar graves problemas y además, va a ofrecer un agradable entretenimiento con la escucha de emisoras de todo el mundo.

Otro circuito de indudable interés es, sin duda, el Monitor de la red eléctrica, con el que podremos descubrir cualquier tipo de interferencias o cortes momentáneos en el fluido eléctrico que generalmente suelen causar perturbaciones en el funcionamiento de equipos sensibles tales como ordenadores personales y otros aparatos electrónicos.

Por su originalidad mencionaremos el Secráfono de bajo coste, ya que resuelve el problema de garantizar el secreto en ciertas grabaciones de audio o comunicaciones vocales, de una forma sencilla y económica.

Ya desde la óptica de otros circuitos más experimentales mencionaremos el Termómetro multicanal, el cual supone un interesante diseño como aplicación del microprocesador Z80.

Por último, indicar también que continuamos con la serie dedicada al Lenguaje C con algunos ejemplos de aplicación que creemos realmente interesantes.



*Julio Goñi*

#### 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.

#### 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.    |
| <b>SUSCRIPCIONES</b>                       |              |
| 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.    |

## circuitos 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-<br>lo 1 ..... | *81035-1 | 675   |
| Medidor consumo carburante Módu-<br>lo 2 ..... | *81035-2 | 650   |
| Medidor consumo carburante Módu-<br>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

|                                     |          |       |
|-------------------------------------|----------|-------|
| Comprador 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-<br>dor ..... | *81101-1 | 1.500 |
| Programad. de procesos: Alimenta-<br>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 |
| Búffers entrada p/analizador lógico ..          | *81577 | 1.000 |
| Voltímetro digital universal .....              | *81575 | 1.900 |
| Sirena holofónica .....                         | *81525 | 1.250 |
| Ctrl. velocidad y direc. p/modelis-<br>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

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

### E30: NOVIEMBRE 1982

|                                |          |       |
|--------------------------------|----------|-------|
| Elición .....                  | *82066   | 800   |
| Módulo capacitivo .....        | *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-<br>mable ..... | *82142-3 | 950 |
|--|----------|-----|

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

### E34: MARZO 1983

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

### E35: ABRIL 1983

|                                |        |       |
|--------------------------------|--------|-------|
| Mili-ohmetro .....             | *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<br>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<br>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 |
| Pre-amplificador 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

|                         |          |       |
|-------------------------|----------|-------|
| Búffer 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 |
| Fonógrafo 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

# EPS

Sintetizador polifónico:  
Convertidor D/A ..... \*82112 1.300

## E48: MAYO 1984

Crono-Master:  
Circuito de medida ..... \*84005-1 1.700  
Visualización ..... \*84005-2 1.650  
Audioscopio espectral:  
Filtros ..... \*83071-1 1.600  
Control ..... \*83071-2 1.500  
Receptor para banda marítima ..... 83024 2.135

## E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:  
Módulo de retardo ..... \*83120-1 1.900  
Oscilador y control ..... \*83120-2 1.300  
Veleta electrónica ..... \*84001 2.400  
Capacimetro:  
Tarjeta de medida ..... 84012-1 1.960  
Tarjeta de memoria universal ..... \*83014 3.800

## E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Señalizaciones inter. en carretera ..... \*83503 895  
Amplificador PDM para automóvil ..... \*83584 1.200  
Termómetro p/disparadores de calor ..... \*83410 1.335  
Pretuldo 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 inter-  
grado ..... \*83551 750

## E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaberinto:  
Placa principal ..... \*84023-1 1.850  
Placa de control ..... \*84023-2 1.630  
Generador de impulsos:  
Placa frontal ..... \*84037-1 2.600  
Placa doble cara ..... \*84037-2 3.250  
Carátula adhesiva ..... \*84037-F 2.000

## E53: OCTUBRE 1984

Analizador tiempo real:  
Circuito entrada y alimentación ..... \*84024-2 1.800

## E54: NOVIEMBRE 1984

Interface p/máquinas escribir elect. \*84055  
Analizador tiempo real:  
Placa de visualización ..... \*84024-3 5.750  
Placa de base ..... \*84024-4 8.500

## E55: DICIEMBRE 1984

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

## E56: ENERO 1985

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

## E57: FEBRERO 1985

Sonda batimétrica:  
Placa principal ..... \*84062 2.305  
Convertidor RS 232 - Centro N/CS ..... \*84078 3.500

## E58: MARZO 1985

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

## E59: ABRIL 1985

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

## E60: MAYO 1985

Filtro activo ..... 84071 2.235  
Flashmetro ..... 84081 1.620  
Termorregulador para soldador ..... \*84112 1.090  
Frecuencimetro a  $\mu$ P:  
Circuito principal ..... \*85013 4.800  
Visualizador ..... \*85014 1.975  
Oscilador ..... 85015 925  
Panel frontal ..... \*84097-F 4.400  
Limpiador impulsos casete p/ZX-81 \*84075 1.680

## E61: JUNIO 1985

Autodim ..... \*84096 1.100  
Alimentación alterna ..... \*84035 1.180  
Etapa de entrada a 1,2 GHz ..... \*85006 1.900  
Amplificador híbrido de 30W ..... \*85001 1.450  
Fundido diapositiva UP/CP ..... \*84115-1 4.230  
Fundido diapositiva UP/placa potenc ..... \*84115-2 2.600  
Selector de Eproms ..... \*85007 1.600

## E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

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

## E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF ..... 85470-2 2.450  
Interface casete p/C-64 y VIC-20 ..... \*84029 1.340  
Contador Universal ..... \*85010 1.125  
Teléfono ..... \*85019 1.260  
Telefax ..... 84100 950

## E65: OCTUBRE 1985

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

## E66: NOVIEMBRE 1985

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

## E67: DICIEMBRE 1985

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

## E68: ENERO 1986

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

## E69: FEBRERO 1986

Automonitor ..... 85054 1.640  
Bus universal E/S ..... 85058 3.785  
Lesley ..... 85099 2.130  
Generador de salvas ..... \*85057 1.000

## E70: MARZO 1986

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

## E71: ABRIL 1986

Iluminador. C. Principal ..... 85097-1 2.295  
Iluminador. control lámpara ..... \*85097-2 2.375  
Central alarma interface ..... \*85089-2 950

## E72: MAYO 1986

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

## E73: JUNIO 1986

Tarjeta gráfica alta resolución ..... 85080-1 5.710  
Filtro activo para DX ..... 86001 4.515  
Interface RS 232 C ..... \*85073 2.300

## E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Medidor de audio ..... 85423 1.335  
Amplif. Hi-Fi para auriculares ..... \*85431 1.140  
Cargador pequeñas baterías ..... 85446 1.030  
Sonda lógica para  $\mu$ P ..... 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/V visualizador ..... \*85493 1.375  
Monitor maquetas trenes ..... \*85413-1 4.130  
Display gigante «8» ..... \*85413-2 1.825  
Display gigante «1» ..... \*85413-3 1.270  
Barrera infra-roja ..... \*85449 1.420

## E76: SEPTIEMBRE 1986

Tarjeta color alta resolución ..... \*85080-2 4.100  
Jumbo, reloj gigante ..... 85100 4.400  
Circuito protección altavoces ..... 85120 3.790  
Cartucho MSX ..... \*85130 2.150

## E77: OCTUBRE 1986

Megáfono ..... \*86004 1.150  
Altavoz satélite ..... \*86016 1.085  
Alimentación doble/PF ..... \*86018-F 1.605  
Alimentación doble:  
Pre regulador ..... \*86018-2 1.127

## E78: NOVIEMBRE 1986

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

## 397: DICIEMBRE 1986

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

## E80: ENERO 1987

Búfer para impresora/CP ..... 85114-1 4.400  
Búfer p/impres./display teclado ..... 85114-2 1.885  
Mezc. portátil/Frontal salida 2 ..... 86012-5F 1.770  
Mezc. portátil/Frontal vacío ..... 86012-6F 1.290  
Mezc. portátil/Frontal salida 1 ..... 86012-3F 1.880  
Reloj en tiempo real ..... 86017 1.440  
Amplificador 1.000 W ..... \*86031 6.040

## E81: FEBRERO 1987

Accesorios amplificador 1.000 W ..... \*86067 4.210  
Microprocesador: placa PIA ..... 86100 1.070

## E82: MARZO 1987

Microscopio ..... 86083 9.195  
Pluviómetro ..... 86068 1.345  
TV satélite módulo RF ..... \*86032 5.400

## E83: ABRIL 1987

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

## E84: MAYO 1987

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

## E85: JUNIO 1987

Circuito de reverberación ..... \*87015-E 480  
Amplificador de cascos ..... 86086 1.505  
Convertidor remoto/C.P ..... 86090-1 2.975  
Convertidor remoto/Placa A/D ..... 86090-2 1.110  
Preamplificador:  
Circuito principal ..... \*86111-2 8.900  
Frontal ..... \*86111-2F 2.000

## E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

Control motor paso a paso ..... 86451 960  
RAM extra de 16K (junto con la EPS  
86454) ..... \*86452 685  
Convertidor RMS ca/cc ..... 86462 635

## E88: SEPTIEMBRE 1987

Generador ruido VHF/UHF ..... \*86081 565  
Capacimetro de bolsillo ..... 86042 1.375  
Estudio de audio portátil ..... 86047 7.860

## E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para os-  
ciscopio ..... \*86135 1.787  
Ecuador para guitarra ..... 86051 1.980  
Vúmetro estéreo ..... \*87022 600

## E90: NOVIEMBRE 1987

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/bate-<br>rías .....                        | 87076     | 3.205 |
| <b>E98/99: JULIO/AGOSTO 1988</b>  |           |       |
| Amplif. corrector tonos monochip .....                                  | 87405     | 1.225 |
| Oscilador en puente de Wien va-<br>riable .....                         | 87441     | 570   |
| Analizador del factor de trabajo .....                                  | 87448     | 1.560 |
| Amplificador de auriculares .....                                       | 87512     | 2.375 |
| <b>E100: SEPTIEMBRE 1988</b>  |           |       |
| Preampif. 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<br>µP .....                           | 87142     | 1.930 |
| Filtro activo sustractivo para altavo-<br>ces .....                     | *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 estéreos en CMS .....                                       | 87023     | 870   |
| <b>E106: MARZO 1989</b>   |           |       |
| Fuente gobernada por µC (placa de<br>procesador) .....                  | 880016-1  | 6.050 |
| Fuente gobernada por µC (placa de<br>regulación) .....                  | 880016-2  | 3.940 |
| Fuente gobernada por µC (placa de<br>visualización) .....               | 880016-3  | 4.715 |
| Fuente gobernada p/µC (panel fron-<br>tal) .....                        | 880016-F  | 9.260 |
| Preamplificador bajo ruido para FM<br>(unidad de sintonía/alimentación) | 880042    | 1.345 |
| <b>E107: ABRIL 1989</b>   |           |       |
| Interruptor red controlado p/carga ...                                  | 86099     | 1.505 |

|  |            |       |          |     |
|--|------------|-------|----------|-----|
| Fuente alimentación gobernada por<br>microcontrolador (placa adapta-<br>ción) .....  |            |       | 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/µP ..  | 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<br>(circuito de protección) .....  | 880092-3   | 1.940 |          |     |
| LFA-150: Etapa rápida de potencia<br>(Alimentación auxiliar) .....   | 880092-4   | 1.960 |          |     |
| <b>E110/111: JULIO/AGOSTO 1989</b>   |            |       |          |     |
| Adaptador universal CMS-DIL .....  | 884025     | 725   |          |     |
| Tarjeta prototipo para µP .....  | 884013     | 2.865 |          |     |
| Comprobador de transistores .....  | 884015     | 1.245 |          |     |
| Amplificador BF 150W con 1 inte-<br>grado .....  | 884080     | 1.145 |          |     |
| Ecuador gráfico de 5 bandas .....  | 884049     | 2.190 |          |     |
| <b>E112: SEPTIEMBRE 1989</b>   |            |       |          |     |
| Fundido de diapositivas, ctrl. p/or-<br>denador .....  | 87259      | 3.595 |          |     |
| Interface fax para ATARI .....   | 880109     | 2.210 |          |     |
| Control digital de trenes. Decodifica-<br>dor 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 fluorescen-<br>tes .....   | 880085     | 2.304 |          |     |
| Medidor ultrasónico de distancias ...  | 880144     | 1.881 |          |     |
| EPROM para juego opcional de caracte-<br>res (Controlador para pantallas<br>LCD de alta resolución) .....  | 560 (2764) |       |          |     |
| <b>E114: NOVIEMBRE 1989</b>  |            |       |          |     |
| Adaptador birail (Tren digital -2) ....  | 87291-3    | 1.250 |          |     |
| Divisor de señal para receptores de<br>TV vía satélite .....   | 880067     | 1.253 |          |     |
| Q4: unidad de control MIDI (Placa<br>principal) .....  | 880178-1   | 2.478 |          |     |
| Q4: unidad de control MIDI (Dis-<br>play/teclado) .....  | 880178-2   | 1.821 |          |     |
| Controlador pantallas LCD alta re-<br>solución .....   | *880074    | 4.752 |          |     |
| Adaptador vídeo compuesto/TTL<br>para monitores monocromos .....   | *880098    | 1.500 |          |     |
| <b>E115: DICIEMBRE 1989</b>  |            |       |          |     |
| Módulos periféricos para el ordena-<br>dor BASIC: Decodificador direccio-<br>nes .....   | 880159     | 1.245 |          |     |
| Módulos periféricos para el ordena-<br>dor BASIC: Módulo de E/S digital  | 880163     | 1.339 |          |     |
| Regulador de velocidad para repro-<br>ductores de CD .....   | 880165     | 3.196 |          |     |
| Programa para MSX: decodificación<br>de RTTY (enviar un disco de 3½ pul-<br>gadas formateado y conteniendo el<br>MSXDOS.COM y el COM-<br>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 la-<br>boratorio: |                      |        |
| 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>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<br>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               |        |
| <b>E129: FEBRERO 1991</b>                          |                      |        |
| Tarjeta de memoria para Laser-Jet ...              | 90V125               | 3.773  |
| Laser de bolsillo .....                            | 90V126               | 850    |
| Conmutador de vídeo y audio .....                  | 90V123-1             | 915    |

## Este mes...

### Elektor núm. 130. Marzo 1991

|   | Referencia | P.V.P |
|---|------------|-------|
| Secráfono de bajo coste.....                          | EPS91V011  | 979   |
| Transmisión de audio por la red. Receptor AM .....    | EPS91V013  | 1.120 |
| Transmisión de audio por la red. Receptor FM .....    | EPS91V014  | 1.120 |
| Receptor de onda corta.....                           | EPS91V015  | 1.050 |
| Amplificador de audio HI-FI. Fuente 12 V .....        | EPS91V017  | 1.848 |
| Amplificador de audio HI-FI. Amplificador audio ..... | EPS91V018  | 1.848 |

NOTA: Estos precios incluyen IVA.

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

Continuamos con esta serie de artículos dedicados a la utilización del lenguaje C por los ingenieros y técnicos electrónicos, presentando los elementos transductores existentes dentro del software para la adquisición de datos.

# EL LENGUAJE C (III)

## Captura de datos utilizando gráficos CGA

Los adaptadores de gráficos de color (CGA, VGA y EGA) se encuentran muy accesibles desde el Microsoft C. El listado 14 muestra la forma de incorporar una línea gráfica en tiempo real al ejemplo de registro de datos y apunta el camino para las aplicaciones de proceso de señal

más complejas que veremos más tarde. La librería gráfica está contenida en el fichero de cabecera GRAPH.H; el programa debe incluir la directiva del compilador #include<graph.h>. Para entrar en la rutina de trazado gráfico se debe utilizar la función: -setvideomode, la cual selecciona el modo de pantalla adecuado para una combinación particular de adaptador (tarjeta de vídeo) y pantalla (monitor).

## Control de las coordenadas

Los ejes X e Y se dibujan utilizando las funciones \_moveto (x,y) y \_lineto (x,y). Utilizando la función -moveto(x,y) no se produce el dibujo de ninguna línea, esta función desplaza el cursor gráfico desde la posición actual hasta la posición de coordenadas (x,y). La función \_lineto() dibuja una línea desde la posición actual hasta la posición de coordenadas (x,y). Si se observa el listado 14 y la tabla 1 se puede ver que el modo llamado -MRES4COLOR, visualiza utilizando cuatro colores con una resolución de 320 x 200 pixels. En este modo la pantalla se encuentra dividida en 320 puntos horizontales (0 a 319) y en 200 puntos verticales (0 a 199).

Desafortunadamente, las «coordenadas físicas del sistema» del IBM PC ponen el origen de coordenadas (0,0) en la esquina superior izquierda de la pantalla. La mayoría de las aplicaciones de ingeniería se deberán trazar sobre el primer cuadrante, donde x e y son positivos. La colocación del origen en la esquina inferior izquierda necesita un poco de aritmética; como se ilustra con la construcción de los ejes X e Y, y con la modificación de la coordenada y de la función de la tensión analógica. En efecto, el modo de vídeo junto con el sistema de coordenadas asociado se resume en la Fig. 25.

Tabla 1. Constantes para la declaración de modo de pantalla.

| Modo          | Tipo                          | Tamaño  | Colores | Adaptador |
|---------------|-------------------------------|---------|---------|-----------|
| -DEFAULTMODE  | Modo por defecto del hardware |         |         |           |
| -TEXTBW40     | M/T                           | 40*25   | 16      | CGA       |
| -TEXTC40      | C/T                           | 40*25   | 16      | CGA       |
| -TEXTBW80     | M/T                           | 80*25   | 16      | CGA       |
| -TEXTC80      | C/T                           | 80*25   | 16      | CGA       |
| -MRES4COLOR   | C/G                           | 320*200 | 4       | CGA       |
| -MRESNCOLOR   | M/G                           | 320*200 | 4       | CGA       |
| -HRESBW       | M/G                           | 640*200 | 2       | CGA       |
| -TEXTMONO     | M/T                           | 80*25   | 1       | MA        |
| -MRES16COLOR  | C/G                           | 320*200 | 16      | EGA       |
| -HRES16COLOR  | C/G                           | 640*200 | 16      | EGA       |
| -ERESNCOLOR   | M/T                           | 640*350 | 1       | EGA       |
| -ERESCOLOR    | C/G                           | 640*350 | 64      | EGA       |
| -VRES2COLOR   | C/G                           | 640*480 | 2       | VGA       |
| -VRES16COLOR  | C/G                           | 640*480 | 16      | VGA       |
| -MRES256COLOR | C/G                           | 320*200 | 256     | VGA       |

### Notas

- (1) M indica monocromo, C indica color, T indica texto y G indica gráficos.
- (2) Para los modos de texto, el tamaño indica el número de columnas por el número de filas (columnas x filas). Para los modos gráficos, los tamaños vienen expresados en pixels (vertical x horizontal).
- (3) Para los visualizadores monocromos el número de colores son las escalas de gris.
- (4) Los adaptadores son los de IBM (y compatibles), adaptador monocromo MA, adaptador gráfico de color CGA, adaptador gráfico mejorado EGA y adaptador gráfico de vídeo VGA.

**Listado 14.** Programa que sincroniza el convertidor A-D (0-10 V) y visualiza de forma gráfica 320 puntos.

```

/.....
* CAPTURA DE 320 MUESTREOS Y
* VISUALIZACIÓN GRÁFICA EN
* MODO CGA
/.....
#include<stdio.h>
#include<graph.h>
#include<conio.h>
#define BASE 512
#define START 0
main()
{
int x,y;
float word;
unsigned int lower_bits,upper_bits,flag;
outp(BASE,0);
/.....
SELECCIONAR CANAL
-----*/
for(;;)
{
_setvideomode(_DEFAULTMODE);
_setvideomode(_MRES4COLOR);
_clearscreen(_GCLEARSCREEN);
/.....
ORGANIZA EL MODO DE VIDEO
-----*/
_moveto(0,199);
_lineto(319,199);
_moveto(0,199);
_lineto(0,0);
/.....
DIBUJA LOS EJES X E Y
-----*/
for(x = 0;x <= 319;x++)
{
outp(BASE + 1,START);
/.....
COMIENZA LA CONVERSION
-----*/
do
{
flag = inp(BASE + 3);
}
while(32 & flag);
lower_bits = inp(BASE + 2);
upper_bits = inp(BASE + 3);
word = 8815 & upper_bits) * 256 +
lower_bits;
y = (int)200 * (1 - (word / 4095));
_lineto(x,y);
}
getch();
/.....
PULSAR CUALQUIER TECLA PARA RE-
FRESCAR LA PANTALLA
-----*/
}
}

```

### Captura de datos con gráficos EGA

El listado modificado 14 para utilizarse con la pantalla EGA se logra simplemente cambiando la constante en la función `setvideomode()`, a `_HRES16COLOR`. Este modo proporciona 16 colores, como se muestra en la tabla 2, al tiempo que proporciona un tamaño de pantalla de 640 x 200 pixels. Viendo el sistema de coordenadas mostrado en la Fig. 25, se pueden observar las modificaciones necesarias para el eje horizontal y para la variable X para que

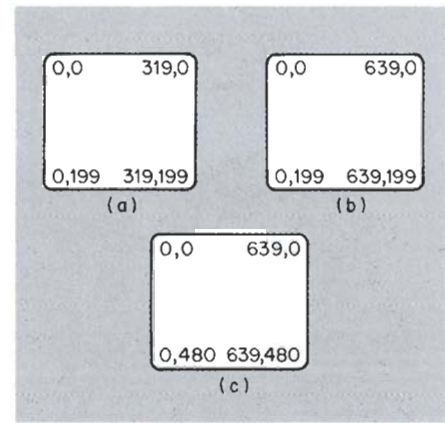
se realice la captura de 640 muestreos. Colocando la función `_moveto (x,y)` inmediatamente antes de `_lineto (x,y)` se modifica la visualización del gráfico a una serie de puntos. (Figs. 28 y 29).

La combinación de texto y gráficos es una posibilidad muy útil ya que permite al programador señalar los ejes y proporciona información, lo que mejora la claridad de los datos visualizados. El listado 15 se encuentra diseñado para trabajar con una pantalla EGA, muestra cómo se coloca el título del gráfico en la pantalla utilizando la función `_settextposition()`, escrita en el programa como `_settextposition (4,3)`. El texto para ser visualizado en esta posición se controla (en este ejemplo), mediante `_outtext («Tensión analógica (0-10V)»)`.

### Color de fondo y de primer plano

Para especificar el color del título, se utiliza la función `_settextcolor()`. El programa utiliza un color cian para el texto utilizando la función `_settextcolor(3)`. El coloreado del fondo en gris oscuro se logra mediante la función `_setbkcolor()`, escrita como `_setbkcolor (_GRAY)`. El gráfico se visualiza en amarillo claro utilizando la función `setcolor (14)`. Mirando en la tabla 2 junto al listado 15 se puede establecer la relación entre el color, número de modo del color del texto y constante de color. El C de Microsoft tiene sus propias preferencias en este aspecto, los colores del texto y del primer pla-

25



no se tienen que especificar indicando el número del color, pero permite que el texto del fondo se pueda seleccionar utilizando la constante de color.

Figura 25. Mapa de pixels para las funciones de modo de vídeo mostradas en la Tabla 1 a) CGA b) EGA c) VGA.

26

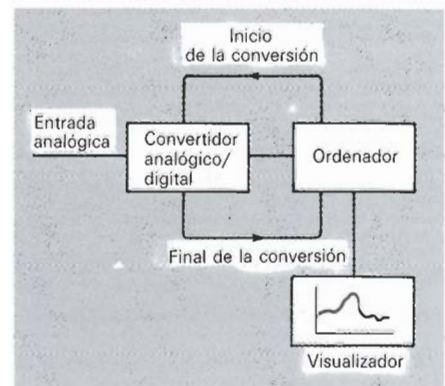


Figura 26. Diagrama de bloques del convertidor.

Tabla 2. Números de color de texto y constantes de color.

| Color            | Texto de color número de modo | Constante de color |
|------------------|-------------------------------|--------------------|
| Negro            | 0                             | -NEGRO             |
| Azul             | 1                             | -AZUL              |
| Verde            | 2                             | -VERDE             |
| Cian             | 3                             | -CIAN              |
| Rojo             | 4                             | -ROJO              |
| Magenta          | 5                             | -MAGENTA           |
| Marrón           | 6                             | -MARRON            |
| Blanco           | 7                             | -BLANCO            |
| Gris oscuro      | 8                             | -GRIS OSCURO       |
| Azul claro       | 9                             | -AZUL CLARO        |
| Verde claro      | 10                            | -VERDE CLARO       |
| Cian claro       | 11                            | -CIAN CLARO        |
| Rojo claro       | 12                            | -ROJO CLARO        |
| Magenta claro    | 13                            | -MAGENTA CLARO     |
| Amarillo claro   | 14                            | -AMARILLO CLARO    |
| Blanco brillante | 15                            | -BLANCO BRILLANTE  |

27

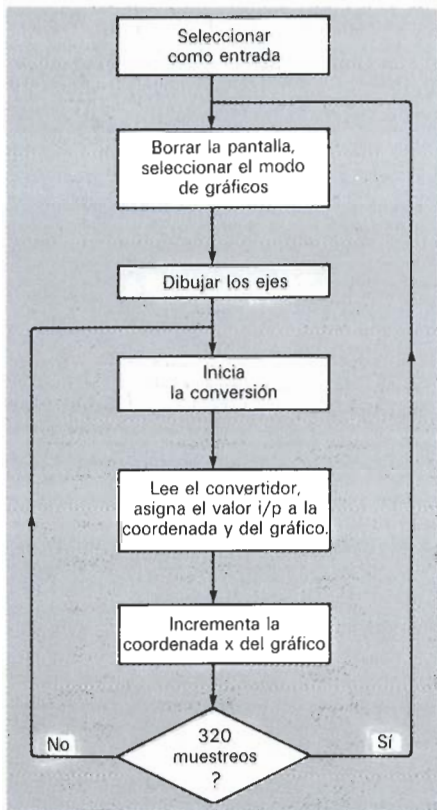


Figura 27. Organigrama del listado.

**Listado 15.** Programa que sincroniza el convertidor A-D (0.10 V) en el modo EGA.

```

/*.....
* CAPTURA DE 640 MUESTREOS Y*
* VISUALIZACIÓN GRÁFICA*
* UTILIZANDO EL MODO EGA
*.....*/

#include<stdio.h>
#include<graph.h>
#include<conio.h>
#define BASE 512
#define START 0
main()
{
  int x,y;
  float word;
  unsigned int lower _bits,upper _bits, flag;
  outp(BASE,0)
  /*.....
  SELECCIONAR CANAL
  .....*/
  for(;;)
  {
    _setvideomode(_DEFAULTMODE);
    _setvideomode(_HRES16COLOR);
    _clearscreen(_GCLEARSCREEN);
    _setbkcolor(_GRAY);
    _moveto(0,199);
    _lineto(639,199);
    _moveto(0,199);
    _lineto(0,0);
    /*.....
    DIBUJAR LOS EJES X E Y
    .....*/
    _settextposition(4,3);
    _settextcolor(3);
    _outtextt("Voltaje analógico (0-10V)");
    for(x = 0;x <= 639;x ++ )
  
```

```

    outp(BASE + 1,START);
    /*.....
    INICIA LA CONVERSIÓN
    .....*/
    do
    {
      flag = inp(BASE + 3);
    }
    while(32 & flag);
    lower _bits = inp(BASE + 2);
    upper _bits = inp(BASE + 3);
    word = ((15 & upper _bits) * 256) +
    lower _bits;
    y = (int)200 * (1 - (word/4095));
    _setcolor(14);
    /*.....
    COLOCA EL COLOR DE FONDO
    .....*/
    _moveto(x,y);
    _lineto(x,y);
    /*.....
    VISUALIZACIÓN POR PUNTOS
    .....*/
  }
  getch();
  /*.....
  PULSAR CUALQUIER TECLA PARA
  REFRESCAR LA PANTALLA
  .....*/
}

```

## Interface de transductores desde el C

La realización de interfaces entre el ordenador digital y los equipos de medida y dispositivos de control es una tarea atractiva desde el C. Este lenguaje permite a los ingenieros escribir un software adecuado en poco tiempo, el cual linearice y controle un proceso sin necesidad de verse inmerso o distraído por los detalles menudos de la programación en lenguaje ensamblador.

Tomemos un ejemplo: se desea conectar un transductor no lineal, en este caso un termistor, a un ordenador digital, Fig. 30. El programa procesará el voltaje de entrada y visualizará la temperatura en grados Celsius. El problema se reduce a lo siguiente: adaptar las características del transductor al mundo orientado al byte del ordenador digital, utilizando un software que linearice la respuesta y proporcione un acondicionamiento de la señal adecuado. Como este problema se resuelve casi exclusivamente por el software, se requiere una electrónica muy simple que es la mejor ventaja.

Esta también es una buena forma de aprender C.

La relación entre la resistencia R y la temperatura t viene dada por la expresión:

$$R = A \exp(B/T)$$

donde R se mide en ohmios

T se mide en grados Kelvin (273 + °C)

A y B son constantes.

28

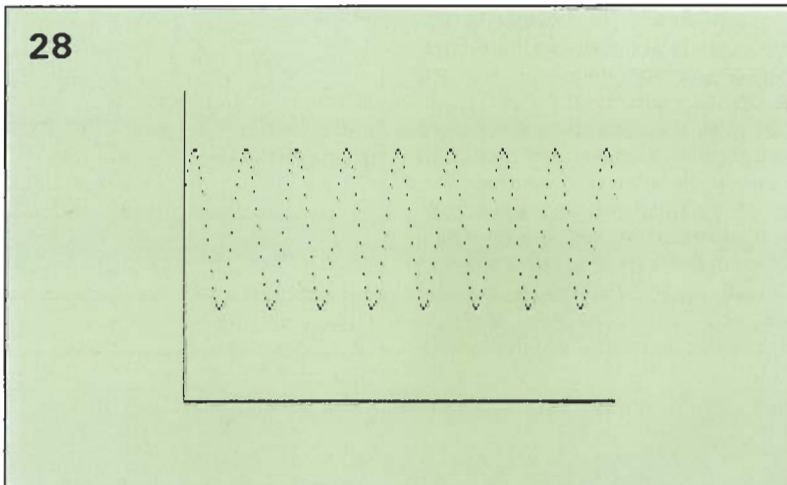


Figura 28. El efecto del listado 14: volcado en pantalla de una onda sinusoidal de 50 Hz de 4 V p-p utilizando el modo CGA.

29

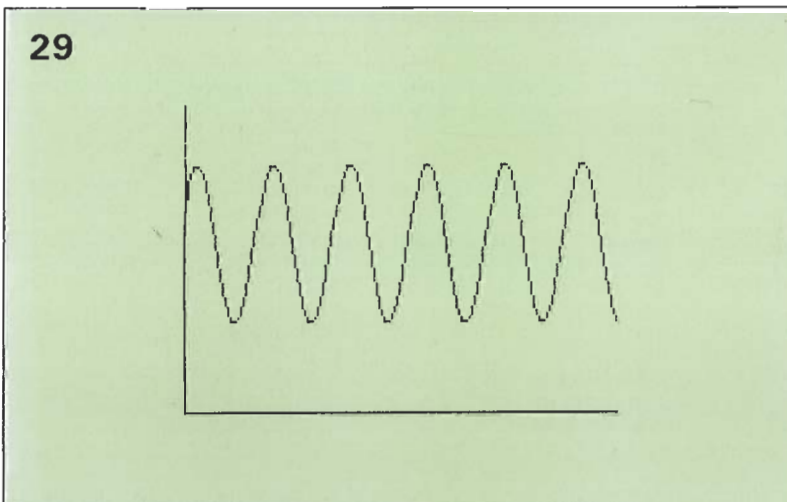


Figura 29. El efecto del listado 15: volcado de pantalla de una onda sinusoidal de 50 Hz de 4 V p-p utilizando el modo EGA.

Cuando la resistencia  $R_0$  es conocida a una temperatura particular  $T_0$ , se puede escribir:

$$R_0 = A \exp(B/T_0)$$

Dividiendo la primera ecuación por la segunda y simplificando se logra una forma de la ecuación más útil.

$$R(T) = R_0 \exp B(1/T - 1/T_0)$$

Esta forma de relación entre la resistencia y la temperatura es particularmente útil cuando la temperatura característica  $B$  se conoce, junto a los valores en curso para  $R_0$  y  $T_0$ . Se puede utilizar esta ecuación para predecir cómo variará la resistencia con la temperatura. En la columna 2 de la tabla 3 se encuentran los detalles.

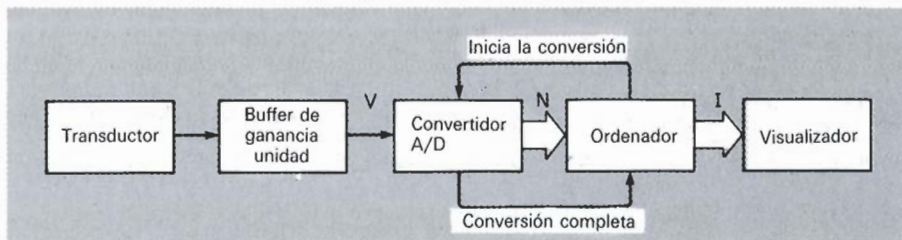
### Acondicionamiento de la señal de tensión

Conectando el termistor en serie con un generador de corriente constante ajustado a 2,246 mA se logra que la tensión máxima que se desarrolla a través del transductor se encuentre en el rango máximo de convertidor A-D. Esto evita que se pierden bits significativos. Multiplicando la corriente constante ( $I$ ) por la resistencia del termistor  $R(T)$  se obtienen los voltajes que se muestran en la columna (3). El voltaje analógico desarrollado a través del transductor ( $V$ ) se traduce a una palabra de 12 bits ( $N$ ) mediante el convertidor A-D. Como la característica de transferencia del convertidor A-D es lineal, se puede utilizar una relación de proporción simple para relacionar estas magnitudes.

$$N/4095 = V/10$$

La tabla 3 resume estos resultados, mostrando la relación entre la

30



palabra de datos capturada ( $N$ ) y la temperatura en el rango de  $0^\circ$  a  $100^\circ$  C.

### Desarrollo simplificado de programas

Los grandes programas suelen necesitar un desarrollo considerable que se puede simplificar con un diseño de abajo hacia arriba. Este suele implicar la construcción de módulos de programa de códigos bien probados que se ponen juntos para lograr el programa final. El ejemplo muestra felizmente cómo el programa de visualización de la temperatura se puede construir a partir de otros fragmentos más pequeños. Se considerará útil porque el código de conversión era una parte no probada de la estructura del programa. Las rutinas de control del convertidor A-D y de trazado ya se habían utilizado anteriormente con éxito.

Si se mira la tabla 3 se puede relacionar la temperatura del termistor ( $T$ ) con el entero en base diez ( $N$ ), procesado por el programa. Esto significa que se puede simular la salida del convertidor A-D utilizando la función `scanf()`. También se puede comprobar la construcción el programa

sin la complicación del hardware externo, simplemente leyendo números introducidos desde el teclado. De esta forma se pueden reducir las posibles fuentes de error y se puede probar rápidamente la estructura del programa. Para establecer la relación entre la temperatura ( $T$ ) y la salida del convertidor A-D ( $N$ ) se necesita una aproximación sistemática, seguida de un poco de álgebra. Primeramente se tendrá que establecer la ecuación para el termistor.

$$R(T) = R_0 \exp B(1/T - 1/T_0)$$

Esta ecuación expresa la temperatura ( $T$ ) en términos de la resistencia variable  $R(T)$ . Reconociendo que el ordenador no lee resistencias en el puerto de entrada, se debe expresar la temperatura  $R(T)$  en términos de ( $N$ ) utilizando:

$$I \cdot R(T) / 10 = N / 4095$$

Le dejamos como ejercicio la deducción de esta fórmula y en este punto preferimos presentar el programa en C que hace este trabajo por nosotros. Para que la compilación sea correcta es necesario incluir el fichero de cabecera `math.h`, el cual contiene la librería de las funciones matemáticas más comunes incluyendo `log()`, la función para el logaritmo natural. Hay que señalar que la función denominada `R` se debe declarar como doble.

Figura 30. Diagrama del sistema de interfaz del transductor.

Tabla 3: Visualización de la forma en la que varía la salida del convertidor A-D con la temperatura.

| Temp. | Resist. del termistor en ohmios | Voltaje analógico V | Valor digital N |
|-------|---------------------------------|---------------------|-----------------|
| 0     | 4451                            | 10,0                | 4095            |
| 10    | 2942                            | 6,61                | 2706            |
| 20    | 2000                            | 4,49                | 1838            |
| 30    | 1395                            | 3,13                | 1281            |
| 40    | 995                             | 2,23                | 913             |
| 50    | 725                             | 1,63                | 667             |
| 60    | 539                             | 1,21                | 495             |
| 70    | 407                             | 0,91                | 372             |
| 80    | 312                             | 0,70                | 286             |
| 90    | 243                             | 0,54                | 221             |
| 100   | 192                             | 0,43                | 176             |

31

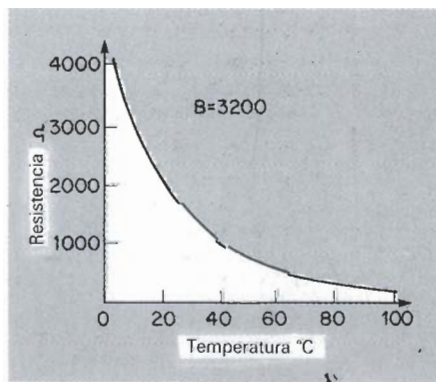


Figura 31. Características del termistor GL23.

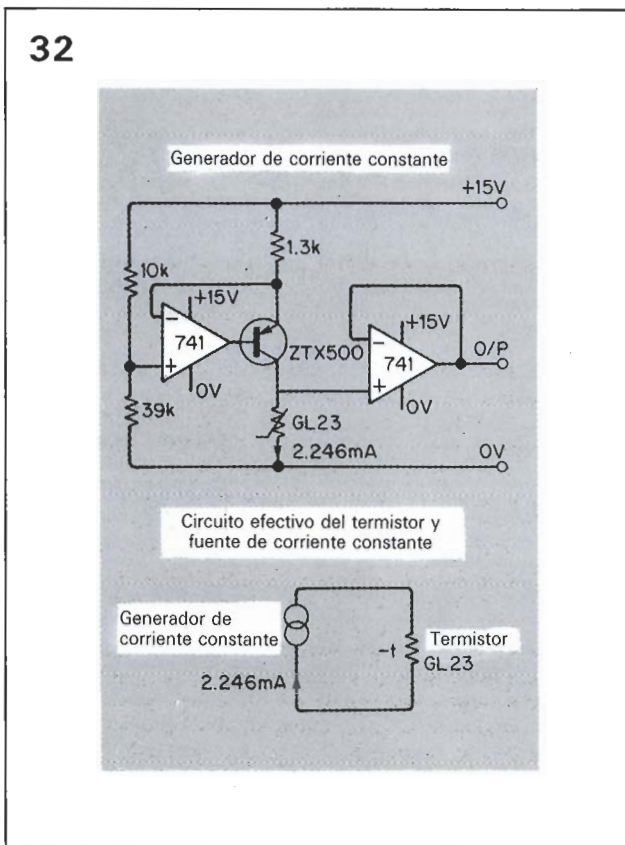


Figura 32. Generador de corriente constante para el termistor GL23.

Listado 16. Conversión de la característica del termistor utilizando software.

```

/.....
* LINEALIZANDO GL23 Y*
* SIMULANDO UN CONVERTIDOR A/D DE 12 BIT*
/.....
#include<stdio.h>
#include<math.h>
#define To 273
#define B 3200
#define Ro 2000
main()
{
int n;
double R,T;
for(;;)
{
scanf(("%d",&n);
/*
SIMULANDO UN CONVERTIDOR A/D DE 12 BIT
*/
R = 1.0869 * n / Ro;
T = 1 / (log(R) / B + 0.003413) - To;
printf ("temperatura:%f/n", T);
}
}

```

### Visualización de la temperatura utilizando los gráficos EGA

El listado 17 realiza la conversión lineal de la respuesta del termistor GL23 y visualiza la temperatura en forma gráfica utilizando 640 mues-

treos, en el rango de 0 a 100° C. La calibración del sistema es muy sencilla: simplemente hay que sustituir el termistor por una caja de resistencia a décadas. La tabla 3 relaciona la resistencia con la temperatura sobre el rango de interés.

Listado 17. Visualización de la temperatura en el rango de 0 a 100 °C utilizando el modo EGA.

```

...../
* TERMOMETRO DIGITAL*
* DE VISUALIZACION GRAFICA DE LA TEMPERATURA ENTRE 0-100 ° CELSIUS GL23*
...../
#include<stdio.h>
#include<graph.h>
#include<conio.h>
#include<math.h>
#define BASE 512
#define START 0
#define To 273
#define B 3200
#define Ro 2000
main()
{
int x,y,word;
double R, T;
unsigned int lower_bits,upper_bits, flag;
outp(BASE,2);
/*
SELECCIONAR CANAL
*/
for(;;)
{
_setvideomode(_DEFAULTMODE);
_setvideomode(_HRES16COLOR);
/*
MODO EGA
*/
_clearscreen(_GCLEARSCREEN);
_setbkcolor(_GRAY);
_moveto(0,199);
_lineto(639,199);
_moveto(0,199);
_lineto(0,0);
/*
DIBUJAR LOS EJES X E Y
*/
_settextcolor(3);
_settextposition(4,3);
_outtext(«Temperatura (0-100) Celsius»);
/*
COLOR Y POSICIÓN DEL TEXTO
*/
for(x = 0;x <= 639;x++)
{
outp(BASE + 1,START);
/*
INICIA LA CONVERSIÓN
*/
do
{
flag = inp(BASE + 3);
}
while(32 & flag);
lower_bits = inp(BASE + 2);
upper_bits = inp(BASE + 3);
word = ((15 & upper_bits) * 256) + lower_bits;
R = 1.0869 * word / Ro;
T = 1 / (log(R) / B + 0.003413) - To;
y = 2 * (100 - T);
/*
ESCALA Y COORDENADAS
*/
_setcolor(14);
_moveto(x,y);
_lineto(x,y);
}
getch();
}
}

```

PULSAR CUALQUIER TECLA PARA REFRESCAR LA PANTALLA

### Cómo realizar un software más inteligente

La flexibilidad de un ordenador personal permite la introducción de un mecanismo de promediado en el programa para reducir los efectos del ruido aleatorio. Este filtro digital simple es muy fácil de comprobar, y cuando se incorpora al sistema de termómetro digital proporciona un método experimental útil para demostrar sus principios.

El promedio de la señal es un método muy atractivo para recuperar los datos deseados cuando se encuentran enmascarados por el ruido. En la Fig. 33 se muestra una representación gráfica del sistema de proceso de la señal.

Las ventajas de mantener el convertidor A-D bajo el control del software aparecerá como evidente. Como el proceso de conversión se encuentra sincronizado con el programa principal, se traduce en una forma simple de organizar el software de forma que la entrada en curso se convierta en la entrada previa, un muestreo después. Añadiendo la entrada de corriente  $x(n)$  a la entrada previa  $x(n-1)$  y dividiendo esta expresión por dos se completa el procesamiento de la señal  $y(n)$ . La respuesta del termistor es relativamente lenta comparada con la velocidad de muestreo, lo cual significa que la señal deseada se encuentra virtualmente estacionaria en comparación con ella. La adición de muestreos secuenciales permite que la característica de la señal emerja del ruido según lo vamos minimizando de forma efectiva.

Listado 18. Promediado de la señal  $y(n) = 0,5 \times (y(n) + x(n-1))$ .

```

/.....
* PROMEDIADOR DE 2 TÉRMINOS POR DESPLAZAMIENTO*
/.....
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
#define BASE 512
/*
DIRECCIÓN DE BASE MAPEANDO POR PUERTO MULTIPLEXADO A a D.
*/
#define START 0
main()
{

```

```

outp(BASES,0);
/*
SELECCIONAR EL CANAL N.º 0-23
*/
outp(BASE + 1,START);
/*
INICIAR LA CONVERSIÓN
*/
do
{
flag = inp(BASE + 3);
}
while(32 & flag);
/*
¿EL FLAG ESTÁ PUESTO?
*/
lower_bits = inp(BASE + 2);
upper_bits = inp(BASE + 3); new_inpu
t = ((15 & upper_bits) * 256) +
lower_bits;
/*
CONDICIÓN DE PALABRA DE 12 BITS
*/
average = 0.5 * (new_input + old_input);
printf («Media o/p: %f\n», average);
old_input = new_input;
/*
DATOS DE SALIDA
*/
}

```

## Introduciendo ruido aleatorio

La demostración de las características del proceso de la señal mostrado en la Fig. 33 requiere la adición de ruido aleatorio a la señal de entrada. En la Fig. 34 se muestra un circuito adecuado para este cometido. El generador de ruido digital 5837 genera pulsos de una amplitud de 10 V, con una duración que es un entero aleatorio múltiplo de 20 microsegundos. Alimentando la señal de salida aleatoria a través de un potenciómetro de 10 Kohmios se permite la atenuación del ruido antes de añadirlo a la salida del transductor de temperatura en el filtro sumador amplificador/pasabajos.

No hay necesidad de restringir el diseño del módulo de promediado a dos términos. La Fig. 35 y el listado 19 muestran un promediador de movimiento de cinco términos.

Comenzando por el extremo izquierdo, la entrada en curso desde el convertidor A-D  $x(n)$  va pasando progresivamente a lo largo de la «línea de retardo», un intervalo de muestreo por cada vez. Sumando los términos secuenciales e incluyendo el quinto término:  $x(n-4)$  antes de dividir por cinco se completa el procesamiento de la señal.

$$y(n) = 0.2 \cdot (x(n) + x(n-1) + x(n-2) + x(n-3) + x(n-4))$$

Con un cuidadoso diseño, este algoritmo se puede construir como un filtro digital en tiempo real y se puede utilizar para suavizar la salida compuesta por el termómetro digital

33

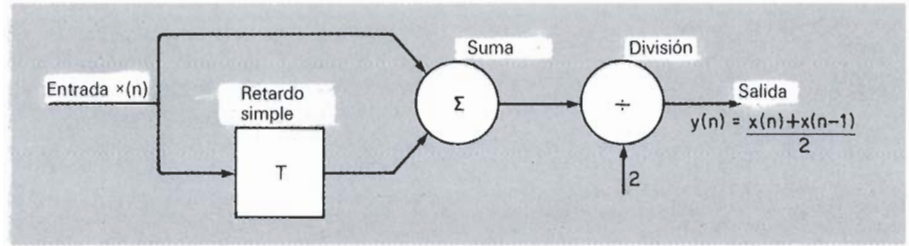
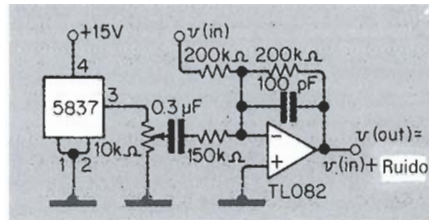


Figura 33. Diagrama del sistema para un promediador de desplazamiento en 2 términos. Figura 34. Generador de ruido aleatorio y amplificador sumador.

34



y el generador aleatorio, como se muestra en el listado 19. Si se examina la Fig. 36 se puede ver el efecto del promediador antes y después de procesar una señal equivalente a 30° C.

### Listado 19

```

/*
.....
* PROMEDIADOR DE 5 TERMINOS
* POR DESPLAZAMIENTO
.....
*/
#include<stdio.h>
#include<graph.h>
#include<conio.h>
#include<math.h>
#define BASE 512
#define START 0
#define To 273
#define B 3200
#define Ro 2000
main()
{
int x,y,word;
double R,T,input_0,input_1,input_
double input_3,input_4;average;
unsigned int lower_bits,upper_bits,flag;
outp(BASE,0);
/*
SELECCIONAR EL NÚMERO DE CANAL
*/
for(;;)
{
_setvideomode(_DEFAULTMODE);
_setvideomode(_HRES16COLOR);
/*

```

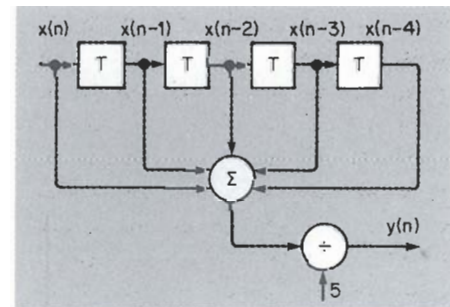
```

MODO EGA
.....
_clearscreen(_GCLEARSCREEN);
_setbkcolor(_GRAY);
_moveto(0,199);
_lineto(639,199);
_moveto(0,199);
_lineto(0,0);
.....
DIBUJAR LOS EJES X E Y
.....
_settextcolor(3);
_settextposition(4,3);
_outtext («Temperatura (0-100) Celsius»);
/*
COLOR Y POSICIÓN DEL TEXTO
.....
for(;;)
{

```

Figura 35. Esquema de un promediador de desplazamiento de cinco términos. Figura 36. Trazado superior: el efecto del ruido en un transductor con la salida sin filtrado.

35



36

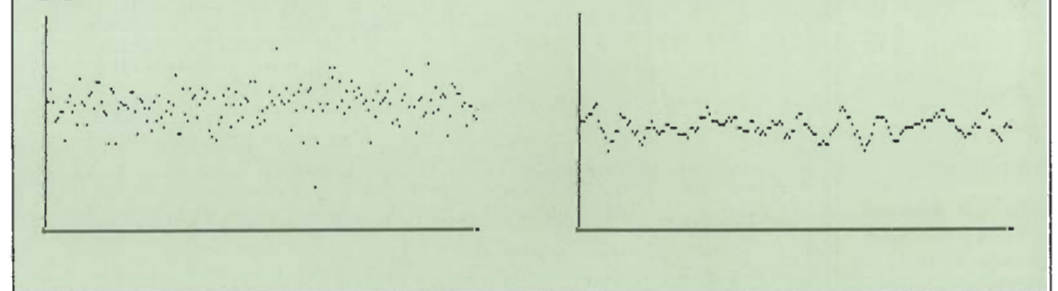
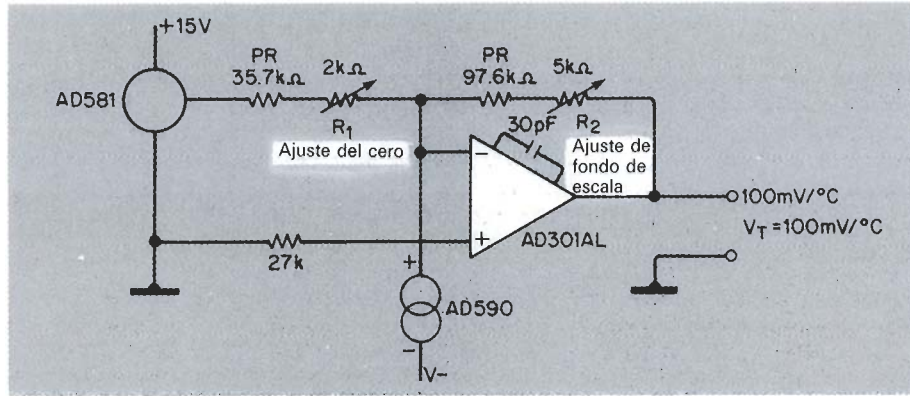


Figura 37. Medida de la temperatura utilizando el AD590. R1 se encuentra ajustada para 0 °C, R2 para 100 °C. PR = resistencia de precisión.

37



```

outp(BASE + 1,START);
/*_____
INICIO DE LA CONVERSIÓN
_____*/
do
{
flag = inp(BASE + 3);
}
while(32 & flag);

```

```

lower_bits = inp(BASE + 2);
upper_bits = inp(BASE + 3);
input_0 = ((15 & upper_bits) * 256) +
lower_bits;
average = 2.0 *
(input_0 + input_1 + input_2 + input_3 +
input_4);
R = 1.0869 * average / Ro;
T = 1 / (log(R) / R + 0.003413) - To;

```

```

y = 2 * (100 - T);
/*_____
ESCALA Y EJES
_____*/
_setcolor(14);
_moveto(x,y);
_lineto(x,y);
input_4 = input_3;
input_3 = input_2;
input_2 = input_1;
input_1 = input_0;
}
getch();
/*_____
PULSAR CUALQUIER TECLA PARA
REFRESCAR LA PANTALLA
_____*/
}

```

Tabla 4: Figuras típicas de iluminación.

| Fuente de luz             | Iluminación aproximada en lux |
|---------------------------|-------------------------------|
| Brillo del sol            | 30.000                        |
| Luz fluorescente          | 500                           |
| Lámpara de 60 W a 1 metro | 50                            |
| Luz de la luna            | 0,1                           |

### Un transductor lineal

La medida de temperatura utilizando el GL23 es una útil introducción a la realización de interfaces. El

38

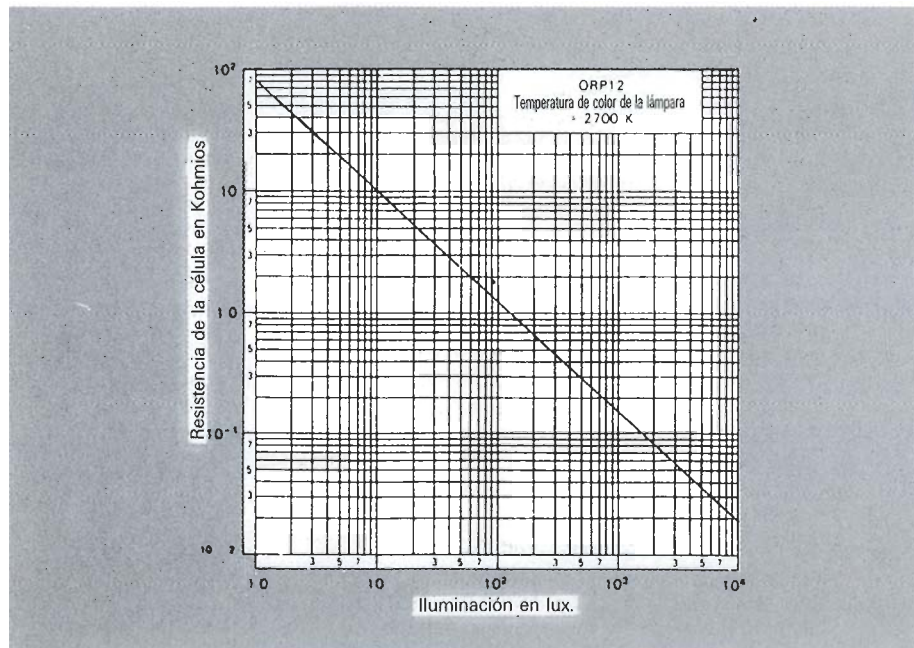


Figura 38. Relación entre la intensidad de la luz I y la resistencia R.

ejemplo identifica la relación entre el transductor y la salida de la señal procesada utilizando el C. Desafortunadamente las variaciones entre los termistores hacen que la calibración sea muy problemática y en el mundo real se necesitan soluciones con una ingeniería más robusta.

El dispositivo AD590KH de Analog Devices es un transductor que proporciona 1 microamperio/°K en el rango de -50° C a 150° C. Su linealidad es bastante buena, y utilizando el circuito que se muestra en la Fig. 37, se necesitan únicamente dos puntos de calibración, produciendo una salida de 10 milivoltios/° C en el rango de 0-100° C. Evidentemente esta aproximación es un compromiso, intentando una solución completamente basada en el software en lugar de recurrir a un hardware elaborado y un software rudimentario.

## Medida de la intensidad de la luz

La oscuridad cae, una sombra pasa por la ventana «PELIGRO ALERTA DE INTRUSO» imprime el ordenador, la alarma suena. ¿Cómo se hace esto? Los principios que se han explicado en los párrafos precedentes se pueden incorporar al diseño de un sistema para la mediación de la intensidad luminosa. La luminancia es una medida del brillo o de la iluminación de una superficie, medida en lumens por metro cuadrado de lux.

Una célula fotoconductor de sulfuro de cadmio ORP12 tiene una respuesta espectral muy parecida a la del ojo humano, siendo ideal para los circuitos sensores en el espectro visible.

## Planteamiento del problema

Se desea realizar el interfaz entre la resistencia dependiente de la luz y el ordenador, de forma que la luz que incide sobre el transductor se refleje en la pantalla del ordenador medida en lux. Como se pretende visualizar la intensidad luminosa de forma continua, el programa deberá correr en tiempo real.

Para mantener la electrónica necesaria tan simple como sea posible,

se utilizará el software para linealizar la respuesta del transductor. En la Fig. 38 se muestra la relación entre la resistencia en Kohmios y la iluminación en lux. Utilizando el gráfico se puede deducir que:

$I = 125.1 R$  elevado a (-1,097) lux.

donde R es la resistencia de la célula en Kohmios.

El circuito transductor es simplemente un ORP12 en serie con una resistencia de 200 ohmios. Según muestra la Fig. 39 esta combinación en serie se conecta a una fuente de 10 V de corriente continua, la tensión a través de R, se procesa en forma digital por el convertidor A-D. Para computar la intensidad luminosa monitorizada, primero hace falta establecer la relación entre N (la salida del convertidor A-D) y la intensidad luminosa I. La tensión procesada por el convertidor A-D es simplemente:

$$V_o = \frac{10 \times 200}{200 + R} \text{ Voltios.}$$

Despejando en la ecuación de la intensidad luminosa y sustituyendo R, queda:

$$V_o = \frac{10 \times 200}{200 + 1000(125.1/I)} \text{ Voltios elev. } 0,9115$$

La tensión analógica  $V_o$  se traduce a una palabra de 12 bits N y utilizando una relación y una proporción se concluye que:

$$N/4095 = V_o/10$$

La iluminación I está dada en términos de la palabra de datos N por la expresión:

$$I = \frac{125,1}{(819/N - 0,2) \text{ elevado a } 1,097}$$

El C maneja este tipo de expresiones con facilidad, efectivamente realiza la conversión lineal de la respuesta a una línea simple. La tabla 2.5 visualiza la relación entre la iluminación I y la palabra de datos N en el rango entre 0,1 y 5000 lux.

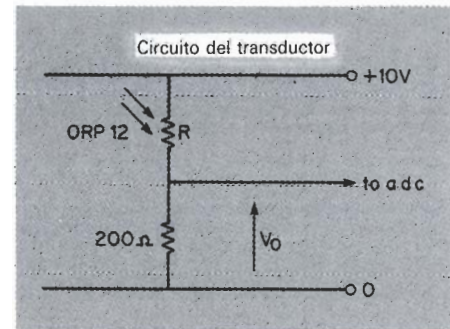
Adoptando el diagrama del sistema que se puede ver en la Fig. 30 junto al apropiado software de control A-D hace que la descripción completa del software sea innecesaria.

Es preferible en su lugar mostrar la parte del software que realiza la conversión lineal de la respuesta del transductor con los datos generados de forma sintética utilizando el teclado como dispositivo de entrada, listado 20. ■

Tabla 5: Visualización de forma en la que varía la salida del convertidor A-D con la intensidad de la luz.

| Ilumin. en lux | Resist. de la célula en Kohmios | Voltaje analógico en voltios | Valor digital. |
|----------------|---------------------------------|------------------------------|----------------|
| 0,1            | 665,5                           | 0,003                        | 1              |
| 10             | 10,003                          | 0,196                        | 80             |
| 50             | 2,3069                          | 0,7976                       | 326            |
| 100            | 1,2264                          | 1,402                        | 574            |
| 500            | 0,2828                          | 4,142                        | 1969           |
| 1000           | 0,1503                          | 5,709                        | 2337           |
| 2000           | 0,0799                          | 7,145                        | 2926           |
| 5000           | 0,0274                          | 8,793                        | 2600           |

39



### Listado 20.

```

/.....
* CONVERSION LINEAL DE ORP12 Y*
* SIMULACION DE LA ENTRADA DE 12 BITS*
* MEDIANTE EL TECLADO*
...../
#include<stdio.h>
.....*/
parameter = (double) 819/n-0.2;
denominator = pow (parameter, 1.097);
/*_____
ALCANZAR EL PARÁMETRO DE LA
ALIMENTACIÓN
_____*/
I = 125.1/denominator;
printf("Lux = %f\n,I);
}
#include<math.h>
main()
{
int n;
double I, parameter, denominator;
for(;;)
{
scanf("%d",&n);
/*_____
SIMULACIÓN DE UNA ENTRADA DE 12
BITS CORRIENTE ALTERNA MEDIANTE EL
TECLADO

```

Figura 39. Circuito transductor.

*Puede resultar particularmente necesario en diversos procesos de carácter industrial la utilización de un equipo de medición de temperatura multicanal. Este equipo se va a encargar, a través de un número determinado de canales, de medir la temperatura en distintos puntos en función del proceso concreto de que se trate, recogiendo los resultados en una única unidad receptora.*

# TERMÓMETRO MULTICANAL (I)

El instrumento de medida que vamos a desarrollar presenta esta particularidad, para lo cual hemos dispuesto de un total de 6 canales. Además, el prototipo diseñado posee otras interesantes características, las cuales lo hacen diferir notablemente de un termómetro digital convencional.

Cada uno de los 6 canales de que consta el dispositivo puede ser calibrado directa e individualmente por el usuario. La resolución para un determinado valor de temperatura medido es de  $0,1^{\circ}\text{C}$ , siendo la precisión de  $0,1^{\circ}\text{C}$  para el rango de medida establecido, el cual varía desde  $-50^{\circ}\text{C}$  a  $+150^{\circ}\text{C}$ . Según las características técnicas del transductor de temperatura utilizado, éste resultará particularmente útil en aplicaciones sensoras a larga distancia desde la circuitería receptora. Por consiguiente, será posible la medición simultánea de distintos puntos que se encuentren separados a gran distancia.

Este equipo de medición multicanal será capaz de memorizar valores de temperaturas máximas y mínimas, así como el correspondiente canal donde se producen cada uno de estos valores. El conocimiento de estos valores de temperaturas memorizados puede resultar fundamental para actuar convenientemente sobre el determinado proceso que esté siendo analizado.

En función de las necesidades de

trabajo, este instrumento de medida opera tanto en la escala Celsius como en la escala Fahrenheit. Cuando se desee obtener los resultados de las mediciones en una de estas dos escalas, será preciso establecer inicialmente un interruptor de conversión de escala en una posición concreta de las dos posibles. Una simple conmutación del mismo supondrá la transformación inmediata de la escala de medida en la que se operaba inicialmente a la otra.

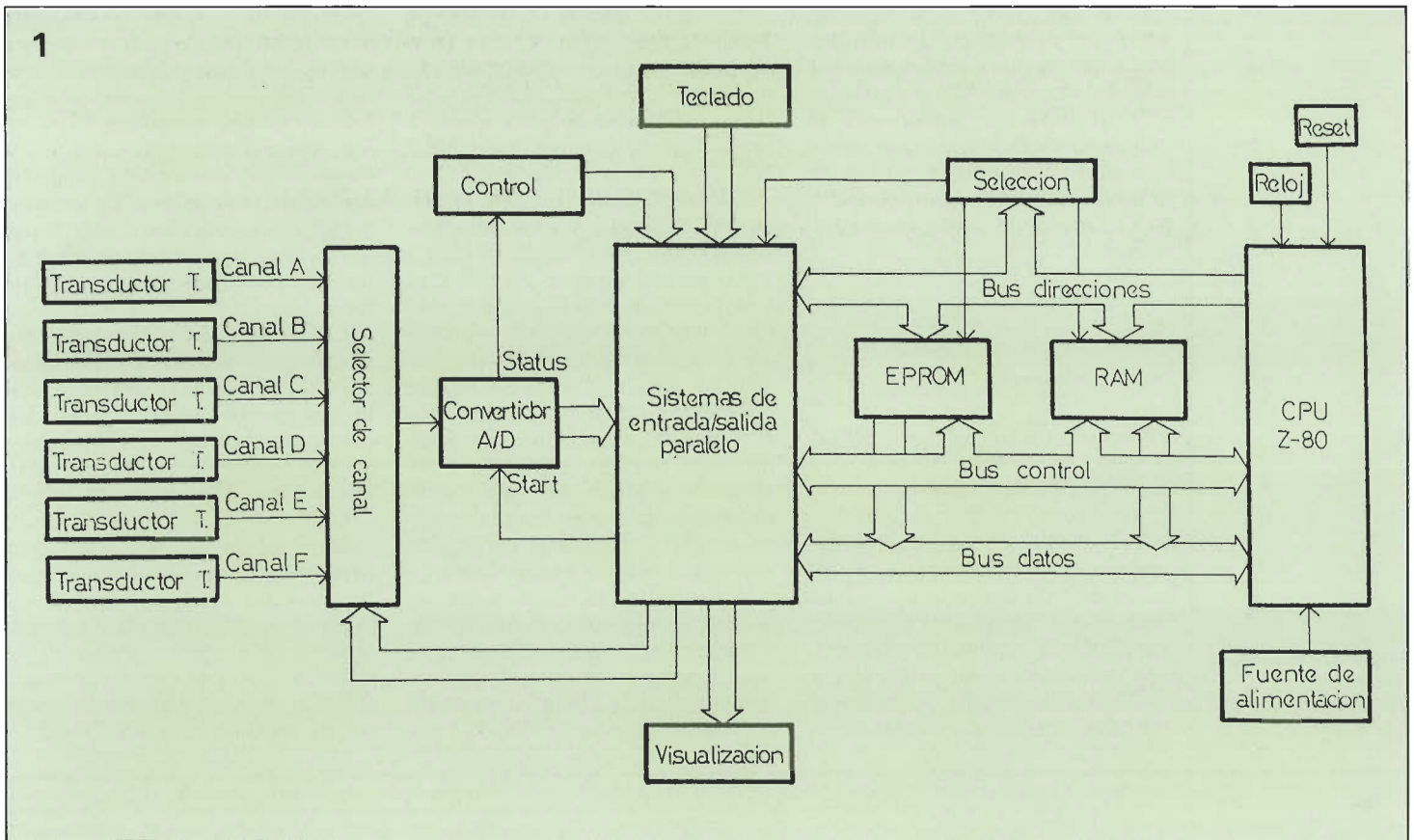
Reseñemos que la escala de temperatura utilizada en la mayoría de los trabajos científicos y de uso corriente en muchos países, es la escala Celsius, en la cual se toma  $0^{\circ}\text{C}$  para el punto de fusión del hielo y  $100^{\circ}\text{C}$  para el punto de ebullición del agua. Esta escala se llama así en recuerdo de *Ander Celsius* (1701-1744), astrónomo sueco que fue uno de los que la propusieron primeramente. También se llama, particularmente en los países de habla inglesa, escala centígrada. La escala corriente Fahrenheit fue ideada en 1714 por *Gabriel Daniel Fahrenheit*, que fue un fabricante de instrumentos científicos en *Danzing* y *Amsterdam*. En esta escala, comúnmente empleada en los países de habla inglesa, se toma  $32^{\circ}\text{F}$  como el punto de fusión del hielo y  $212^{\circ}\text{F}$  para el punto de ebullición del agua. Fahrenheit llegó a estos curiosos números, tomando  $0^{\circ}$  como la tempe-

ratura de una mezcla congelante de hielo y sal en su laboratorio, y escogiendo  $96^{\circ}$  por alguna razón inexplicable para representar la temperatura del cuerpo humano. En la fig. 2 se comparan ambas escalas de temperatura.

## Diagrama de bloques

El diagrama de bloques del equipo medidor de temperatura que vamos a diseñar es mostrado en la figura. Se observa una estructura de bloques que coincide con el de un microordenador. Podemos distinguir tres tipos distintos de subsistemas en el conjunto: La Unidad Central de Procesos (CPU), el área de memoria y los dispositivos externos de entrada/salida o periféricos.

La interconexión de estos subsistemas constituyentes se realiza por medio de buses compartidos. El denominado «Bus de direcciones» (16 bits) está definido únicamente por la CPU, es de sentido único y permite a ésta acceder a las distintas posiciones de memoria o registros de entrada/salida. El llamado «Bus de datos» (8 bits) es bidireccional y su contenido puede ser definido tanto por la CPU como por otros elementos que lo usen. el tercer bus, denominado «de control», está formado por un conjunto de líneas de control las



cuales individualmente poseen un significado concreto.

Para la realización hemos empleado como CPU a un microprocesador Z80. Una microprogramación adecuada definirá a la CPU Z80 determinando su comportamiento elemental ante determinadas excitaciones. Estas excitaciones, perfectamente definidas en el tiempo y denominadas «códigos de operación», conducen al micro a evolucionar según ciertas secuencias predeterminadas, llamadas «ciclos de máquina», que permiten a la CPU ejercer el control e intercambiar información con los demás dispositivos a los que está asociada. Por tanto, el Z80 ejecutará continuamente instrucciones, las cuales constituyen un programa almacenado en memoria EPROM. El desarrollo de la ejecución del programa dependerá en cierta medida de los requerimientos que el usuario realice en cada momento.

El área de memoria está formada por una memoria EPROM de 2 Kbytes y por una memoria RAM de 1 Kbyte. La memoria RAM es utilizada para almacenar datos y como área de pila. En la memoria EPROM se almacena el programa monitor.

El bloque de «Selección» o decodificación puede imaginarse en principio como la circuitería que completa el acceso a los elementos de los buses y gestiona las operaciones básicas de lectura y escritura.

Dispone el aparato de un teclado

formado por 8 teclas, así como de 5 visualizadores hexadecimales tal y como se observa en la figura. El teclado y los visualizadores forman dos dispositivos externos, siendo el 1.º de entrada y el 2.º de salida. Estos dispositivos se comunicarán con el sistema a través de los puertos de entrada/salida paralelo correspondientes. A partir del teclado, el usuario comunicará al procesador central que realice una determinada operación. Esta operación, según la tecla pulsada, podrá ser de lectura de la temperatura actual en un determinado canal, o de lectura de los valores críticos memorizados. A partir de los visualizadores o displays se obtendrá el resultado correspondiente de la operación realizada.

La denominación de cada uno de los 6 canales se corresponde respectivamente con las 6 primeras letras del abecedario, es decir A, B, C, D, E y F, dada la posibilidad de poder representar cada una de ellas en un display hexadecimal. Cada uno de los 6 bloques «Transductores de temperatura», uno por canal, está destinado a producir una corriente de salida cuyo valor sea proporcional a la temperatura absoluta medida.

El bloque «Selector de Canal» se va a encargar de seleccionar uno de los 6 canales disponibles a partir de la orden dictada por el procesador central. En este bloque, la corriente de salida del canal previamente se-

leccionado es convertida a tensión según un factor de escala. Esta tensión, representativa del valor de temperatura medido en un determinado canal, será transformada a codificación digital con la intervención del convertidor A/D. Accediendo a los puertos de entrada correspondientes la CPU conocerá este código digital para su posterior procesamiento.

Por medio de las señales de «Start» y de «Status» será posible controlar el comienzo y la duración respectivamente de la conversión analógico/digital.

Hemos previsto que el usuario no tenga porqué hacer uso de la totalidad de los canales para una medición específica. Para ello, hemos dispuesto de 6 interruptores accesibles en el panel frontal, los cuales serán establecidos individualmente en posición ON si se desea la activación o puesta en servicio del canal. La CPU necesita conocer la identidad de estos canales puestos en servicio para así evitar un posible error, pues se podría memorizar la temperatura (t. ambiente) de los canales no utilizados. El bloque «Control» tiene la función de comunicar a la CPU esta información, así como la concerniente de la escala de medida en la que se opera.

El bloque «Sistemas de entrada/salida paralelo», tal y como se habrá podido intuir, va a decodificar a los puertos de entrada/salida de ma-

Figura 1. Diagrama de Bloques del Termómetro.

nera que se produzca permanentemente un «diálogo» secuencial preciso entre cada uno de los dispositivos externos y el resto del sistema. Este «diálogo» se produce por la transferencia de información desde o hacia el bus de datos según se trate de comunicar con un dispositivo de entrada o de salida respectivamente.

### Circuito transductor de temperatura multicanal

Hemos recurrido al sensor AD590L de Analog Devices para cada uno de los canales de que consta nuestro medidor de temperatura. El AD590 es un circuito integrado de tres terminales (+, -, M) transductor de temperatura, el cual produce una corriente de salida proporcional a la temperatura absoluta. Para una alimentación entre +4V y +30V el componente actúa como una alta impedancia, atravesando

una corriente regulada constante de  $1\mu\text{A}/^\circ\text{K}$ . Mediante técnica de láser actuando sobre el chip de resistores de «THIN-FILM» (película delgada) el fabricante calibra el componente a una salida de  $298\mu\text{A}$  para  $298^\circ\text{K}$  ( $25^\circ\text{C}$ ) y +5V de alimentación.

El AD590 podrá ser utilizado en cualquier aplicación sensora de temperatura siempre y cuando el valor a medir no sea superior a  $+150^\circ\text{C}$  ni inferior a  $-55^\circ\text{C}$ . El bajo coste inherente del circuito integrado monolítico, en combinación con la eliminación de circuitería de apoyo, hacen del AD590 una atractiva alternativa para muchas situaciones de medida de temperatura. En la aplicación más simple una resistencia, una fuente de alimentación y cualquier voltímetro pueden ser utilizados para medir temperaturas en la escala Kelvin.

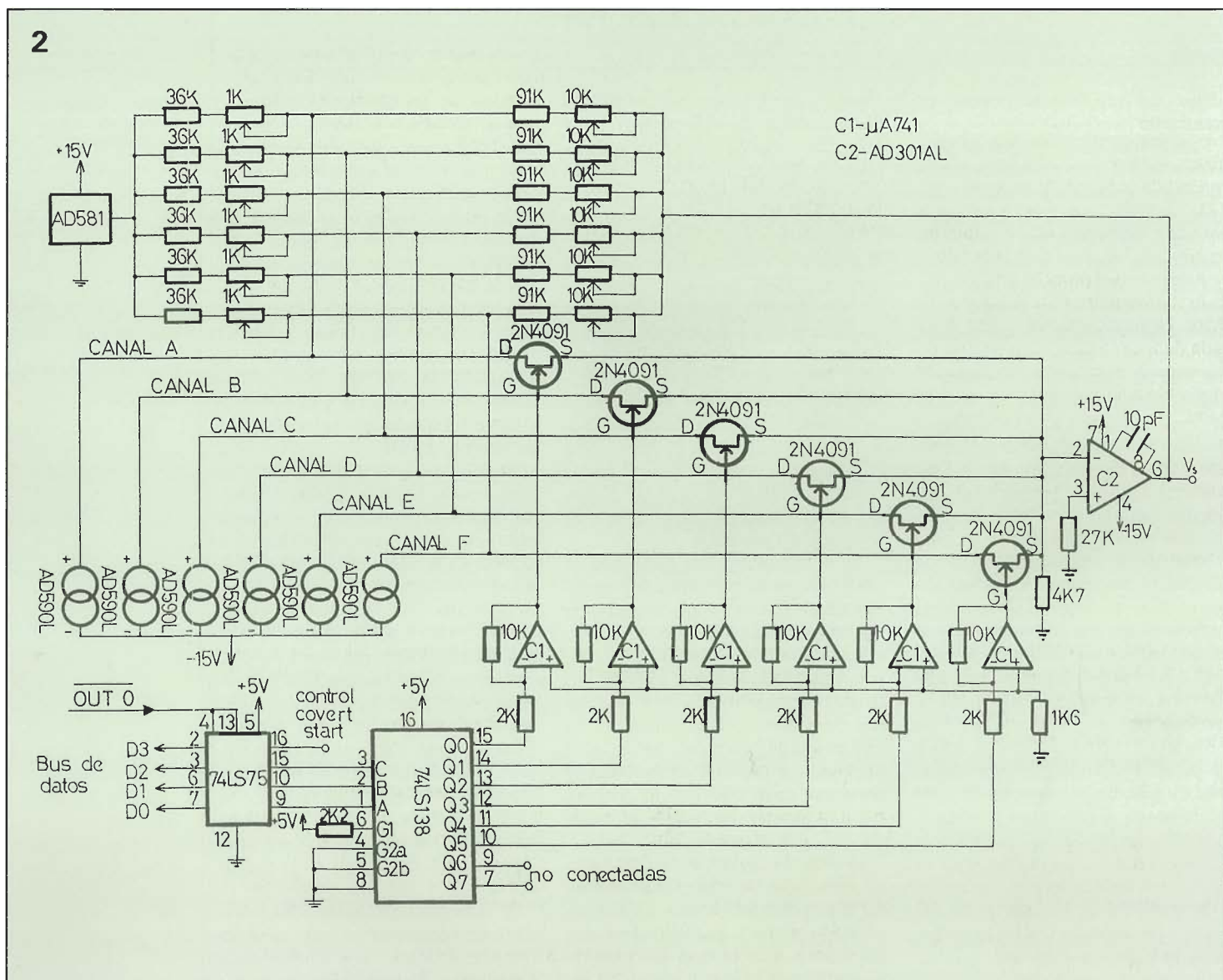
El AD590 es particularmente útil en aplicaciones sensoras a distancia. El dispositivo no es sensible a las caídas de tensión sobre las líneas largas debido a su corriente de salida en alta impedancia ( $>10\text{M}\Omega$ ). Cual-

quier par de hilos convenientemente aislados resulta suficiente para operaciones a varios cientos de metros desde la unidad receptora. En nuestro caso, el transductor está conectado a la circuitería receptora a través de un cable bifilar simétrico apantallado que le permite conducir corrientes muy débiles sin que sobre las mismas se produzca ninguna alteración por ruidos eléctricos del exterior.

La alta impedancia de salida suministra un excelente rechazo a la variación de la alimentación y al rizado. Por ejemplo, el cambio de la alimentación de +5V a +15V produce sólo un cambio de la corriente máxima de  $1\mu\text{A}$ , o error equivalente a  $1^\circ\text{C}$ .

El tiempo de respuesta del sensor dependerá del medio térmico en que trabaja y deberá ser tenido en cuenta por el usuario. Además, los requerimientos de consumo son bajos ( $1,5\text{mW}$  @  $+5\text{V}$  @  $+25^\circ\text{C}$ ). El dispositivo se encuentra herméticamente sellado en el encapsulado TO-52.

Figura 2. Esquema eléctrico del transductor multicanal.



El sensor AD590 utiliza una propiedad fundamental de los transistores de silicio desde la cual se hace comprender su característica proporcional a la temperatura. Cuando dos transistores de silicio idénticos son operados a una relación constante de densidades de corriente de colector (d), entonces la diferencia en sus tensiones base-emisor ( $AV_{BE}$ ) será:

$$AV_{BE} = \frac{K \cdot T}{q} \ln \cdot d$$

Puesto que la constante de Boltzman (K) y la carga del electrón (q) son constantes, la tensión resultante es directamente proporcional a la temperatura absoluta. En el AD590, esta tensión es convertida a corriente igualmente proporcional a la temperatura absoluta dado el bajo coeficiente de temperatura de las resistencias. La corriente total del dispositivo está entonces obligada a ser un múltiplo de esta corriente proporcional a la temperatura absoluta.

### Circuito transductor de temperatura básico

La precisión absoluta del sensor utilizado está en relación directa con la capacidad de medir la corriente exacta que se genera para una determinada temperatura. Plantearemos un circuito en el que la tensión de salida varíe proporcionalmente con la temperatura detectada por el sensor. Eligiendo una variación adecuada de esta tensión respecto de la temperatura podremos asegurar la exactitud en la medición de la corriente.

Partiremos para el análisis del circuito ideal mostrado en la figura, que es la forma más básica del resultado final. La corriente generada por el sensor está en función de la temperatura en °C según la relación:

$$i(T) = 273 \cdot 10^{-6} + T$$

El objetivo a conseguir primeramente es obligar a que la tensión de salida  $V_s$  varíe proporcionalmente en función de la temperatura. Aplicando una ecuación nodal en la patilla inversora del amplificador operacional resulta:

$$\frac{10}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} = 273 \cdot 10^{-6} + T$$

Despejando  $V_s$ :

$$V_s = 273 \cdot 10^{-6} \cdot R_2 + R_2 \cdot T - 10 \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Deberá de cumplirse la siguiente condición deducida de la expresión anterior para conseguir nuestro objetivo:

$$273 \cdot 10^{-6} \cdot R_2 - \frac{10}{R_1} \cdot R_2 = 0$$

$$R_1 = 36630 \text{ ohmios}$$

Por tanto, cuando la resistencia  $R_1$  tenga este valor la tensión de salida  $V_s$  dependerá proporcionalmente de la temperatura T de la siguiente manera:

$$V_s = R_2 \cdot T$$

Eligiendo un valor adecuado para la resistencia  $R_2$  conseguiremos que  $V_s$  respecto de T varíe en la forma que deseemos.

$$\text{Para } V_s = 100 \text{ mV}/^\circ\text{C} \quad R_2 = 100\text{K}$$

Las resistencias comerciales seleccionadas poseen una tolerancia del 1 por 100 ya que necesitamos componentes de muy alta precisión. No obstante, dispondremos de unos potenciómetros para no desvirtuar el valor de la medida lo cual iría en detrimento de la precisión absoluta. Para la resistencia  $R_1$  tomaremos el componente comercial de 36K junto con un potenciómetro de 1K. Para la resistencia  $R_2$  tomaremos el valor comercial de 91K junto con un potenciómetro de 10K. De esta forma será posible ajustar el circuito y compensar las tolerancias de los componentes.

Con objeto de anular el efecto indeseable que produciría la corriente de polarización sobre la salida, y puesto que ésta ha de depender únicamente del calor de la temperatura, hemos dispuesto una resistencia  $R_3$  en la patilla no inversora del operacional. Suponiendo que las corrientes de polarización son iguales, aunque realmente se diferencian en una despreciable corriente offset, resultará que el valor de  $R_3$  será:

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}; R_3 = 26810 \text{ ohmios}$$

Normalizando tomaremos un valor comercial para la resistencia  $R_3$  de 27K.

Es importante reseñar que el sensor AD590 deberá ser conectado de forma que el terminal - se asocie con la fuente de -15V, y el terminal + con el pin inversor del operacional. El terminal M, en contacto eléctrico con el cuerpo metálico de la sonda, se conectará a masa.

Como referencia de tensión de +10V, para el circuito básico de la figura, utilizamos el circuito integrado

AD581. El AD581 suministra una tensión de salida de referencia de +10V a partir de una tensión de entrada no regulada de 12 a 40V. En nuestro caso se aprovechará la fuente de alimentación diseñada de +15V.

Utilizamos como amplificador operacional monolítico de alta resolución el AD301AL. Este operacional está protegido plenamente del corto y posee una nula tensión offset externa. La compensación de la frecuencia es realizada externamente mediante un único condensador que para esta aplicación específica, según la fórmula dada por el fabricante, tendrá un valor de 10pF. El AD301AL suministra sustancialmente un incremento de la precisión por la reducción de los errores debido a la tensión offset (0,5mV máx.), tensión offset causada por la temperatura (5uV/°C máx.), corriente bias (30nA máx.) y corriente offset (5nA máx.).

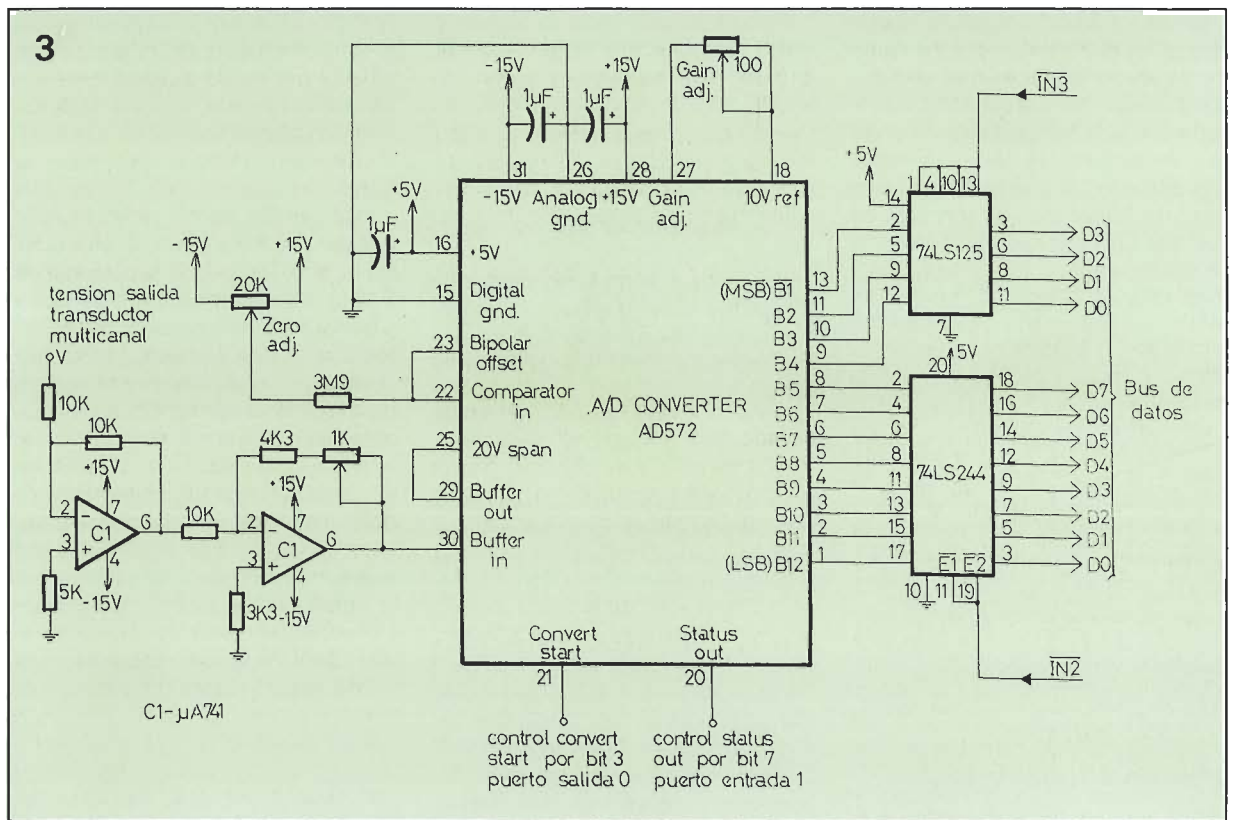
### Circuito selector de canal

Con objeto de que el sistema pueda proceder a la lectura de la temperatura de un canal determinado para procesarla adecuadamente hemos diseñado un circuito selector de canal.

Básicamente el objetivo es establecer un multiplexado analógico controlado con niveles TTL. Hemos adoptado como solución la utilización de transistores JFET de canal N para los distintos interruptores analógicos necesarios. Para controlar estos interruptores de tipo electrónico, a partir de niveles TTL de salida, intercalaremos una etapa amplificadora inversora de voltaje con la ganancia adecuada; el control se establece por tensión de graduador  $V_G$ .

La situación de los interruptores es la mostrada en la figura en la que las resistencias  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  han sido previamente calculadas. Resultará que cuando el interruptor está cerrado, se asegurarán 0V en el nudo de conexión siendo entonces la tensión de salida  $V_s$  dependiente de la temperatura medida. Cuando el interruptor está abierto, la tensión en el nudo variará en función de la  $V_s$  inducida por otro sensor. En un momento determinado sólo podrá estar cerrado un interruptor de cualquiera de los 6 presentes, uno por canal, o ninguno. Esto justifica la presencia de un solo operacional AD301AL como se muestra en el plano correspondiente de la figura, cuya tensión en la salida  $V_s$  representará el valor de la temperatura en aquel canal donde el interruptor esté cerrado.

Figura 3. Esquema del Convertidor Analógico/Digital y sus conexiones externas.



El motivo de este diseño a base de transistores JFET de canal N, en vez de un multiplexor analógico integrado se basa en la no existencia en el mercado de multiplexores analógicos de 6 canales, así como en la facilidad de sustituir un solo componente en vez del chip completo en caso de ruptura de cualquiera de los interruptores. Esta ruptura se podría producir en una medición realizada por encima del rango de medida establecido, es decir cuando se sobrepasen los  $+150^{\circ}\text{C}$ .

Idealmente cuando el transistor JFET se encuentra al corte funciona como un interruptor abierto, mientras que cuando está en la zona de saturación se comporta como un interruptor cerrado. Ambas situaciones se muestran en la curva de drenador de la figura. Hemos seleccionado por tanteo el transistor JFET del canal N 2N4091 en función de

la ganancia elegida del amplificador y de las características del componente suministradas por el fabricante.

Para adecuarnos a las necesidades del 2N4091 elegimos como valores para las resistencias  $R_4$  y  $R_5$  a 10K y 2K respectivamente, de forma que la ganancia del amplificador inversor sea de 5. Anulando el efecto indeseable que produciría la corriente de polarización sobre la salida,  $R_6$  debe ser igual a  $R_4 \cdot IIR_S$ , por corte cuando la tensión puerta-fuente sea igual o inferior a  $V_{GS}(\text{off}) = -12\text{V}$ , por otro lado se garantiza que el JFET trabaja en la zona de saturación cuando  $V_{GS}$  sea igual o próximo a 0V.

Teniendo el inversor de voltaje una ganancia de 5 resultará que frente a un nivel lógico «1» de salida en TTL (2,4V a 5V), la tensión en el graduador variará entre los límites  $-12\text{V}$  y  $-15\text{V}$  (los amplificadores están alimentados a  $\pm 15\text{V}$  aprovechándose las fuentes de tensión diseñadas). Por tanto, la tensión  $V_{GS}$  siempre será igual o inferior a  $V_{GS}(\text{off}) = -12\text{V}$  cuando se presente un «1» lógico en control, estando el JFET al corte y comportándose como un interruptor abierto tal como se pretendía. En ningún momento se rebasará la tensión de ruptura puerta-fuente  $BV_{GSS}$  que es de  $-40\text{V}$  según el fabricante. La corriente máxima de drenador en estas condiciones será  $I_o = 0,2\text{nA}$ , la cual puede ser considerada despreciable.

Frente a un nivel lógico «0» de sa-

lida en TTL (0V a 0,4V) la tensión en el graduador variará entre los límites 0V y  $-2\text{V}$ , variando  $V_{GS}$  entre los mismos límites. De esta forma y según las características se asegura que el transistor trabaja en la zona de saturación comportándose como se deseaba. En estas condiciones, la resistencia en conducción  $r_{ds}(\text{on})$  máxima será según el fabricante de 10 ohmios y la corriente de drenador inferior a 1mA. Esta pequeña corriente será absorbida por la resistencia  $R_7$ , cuyo valor de 4K7 se justifica al ser mucho mayor que el de  $r_{ds}(\text{on})$ , por lo que la totalidad de la señal llegará a la salida.

Para garantizar que solo un interruptor está cerrado como máximo en un momento determinado las entradas de los amplificadores inversores son controladas por un decodificador 74LS138 de 3 a 8, el cual asegura sólo un «0» lógico de su salida. Mediante el código adecuado transmitido a partir del puerto de salida se seleccionará el canal deseado, haciéndose corresponder la selección de los distintos canales según la siguiente codificación (tabla 1).

Reseñar que el tiempo máximo de encendido y apagado de estos interruptores es de 25ns y 40ns respectivamente según las características suministradas por el fabricante. Estos tiempos deberán ser tenidos en cuenta en el retardo total de lectura de temperatura.

En el plano de la figura podemos observar el resultado final del dise-

Tabla 1

|                           | Código |
|---------------------------|--------|
| Selección canal A         | 000    |
| Selección canal B         | 001    |
| Selección canal C         | 010    |
| Selección canal D         | 011    |
| Selección canal E         | 100    |
| Selección canal F         | 101    |
| Ningún canal seleccionado | 110    |
| Ningún canal seleccionado | 111    |

ño realizado para este circuito transductor de temperatura multicanal.

## Convertidor A/D, conexiones y calibración

Puesto que el rango de medida de nuestro instrumento medidor de temperatura multicanal lo hemos establecido entre  $-50^{\circ}\text{C}$  y  $+150^{\circ}\text{C}$ , y dado que la resolución es de  $0,1^{\circ}\text{C}$  necesitaremos poder diferenciar entre un mínimo de 2.000 valores distintos para especificar un valor de temperatura determinado. Necesitaremos por tanto un convertidor A/D de 12 bits en el cual el número de combinaciones a la salida satisfaga los requerimientos. Para que la adquisición de datos pueda ser tratada de forma exacta y eficaz recurriremos a la técnica de conversión de aproximaciones sucesivas.

Se consiguen los objetivos marcados, junto con otras prestaciones interesantes, con el convertidor A/D de 12 bits AD572 de Analog Devices.

El AD572 es un completo convertidor A/D de 12 bits de aproximaciones sucesivas, el cual incluye internamente entre otros elementos un reloj, referencia de tensión de +10V, comparador y buffer amplificador. Su diseño de circuito integrado híbrido utiliza chips monolíticos lineales y digitales MSI, junto con ajuste mediante técnica láser de resistores «THIN-FILM» para suministrar realización modular, flexibilidad y facilidad de uso.

Entre las características fundamentales de funcionamiento del AD572 se incluyen un error de linealidad máxima a  $25^{\circ}\text{C}$  de 0,012 por 100, ganancia del coeficiente de temperatura por debajo de  $15\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ , disipación de potencia típica de 900mW, y tiempo de conversión inferior a  $25\mu\text{s}$ . La operación acompasada de realimentación del convertidor D/A interno garantiza la no pérdida de códigos de salida sobre los rangos de temperatura de trabajo establecidos. El AD572 posee internamente un buffer seguidor que podrá ser conectado, entre la señal analógica y el terminal de entrada directa correspondiente, cuando se requiera una alta impedancia de entrada.

El diseño de este convertidor incluye resistencias de escalonamiento que permiten elegir entre señales de entrada analógica de rangos unipolares o bipolares, según lo que interese en cada momento. Para rangos unipolares, los márgenes posibles a elegir serán de 0 a +5V o 0 a

+10V, mientras que para rangos bipolares los márgenes serán de  $\pm 2,5\text{V}$ ,  $\pm 5\text{V}$  o  $\pm 10\text{V}$ . Los distintos rangos de entrada analógica unipolar y bipolar podrán ser seleccionados por el cambio de las conexiones a los pines terminales del dispositivo.

Todas las señales digitales son totalmente compatibles TTL estando el dato de salida en lógica positiva y utilizable ya sea en forma serie o paralelo.

El AD572 está encapsulado en un sellado hermético totalmente metálico, esta construcción suministra una excelente protección frente a una fortuita radiación electromagnética y/o electrostática que provocaría la salida de códigos incorrectos.

La conversión de la señal analógica de entrada a un número binario equivalente de 12 bits comienza después de que el pin 21 de «Convert Start» es activo a nivel alto durante un mínimo de 200ns. Durante el desarrollo de la conversión el flag de «Status», pin 20, es estable a nivel alto; internamente el reloj está inhibido cuanto el Status está a nivel bajo. El tiempo de conversión como máximo durará  $25\mu\text{s}$ .

El número de salidas binarias del AD572 está relacionado con la tensión de entrada analógica  $E_{\text{IN}}$  para todos los rangos unipolares y bipolares por las expresiones:

$$\frac{B_1}{2} + \frac{B_2}{4} + \frac{B_3}{8} + \dots + \frac{B_{12}}{4096}$$

$$\cdot \text{FSR} = E_{\text{IN}} \text{ Rango unipolar}$$

$$\frac{B_1}{2} + \frac{B_2}{4} + \frac{B_3}{8} + \dots + \frac{B_{12}}{4096}$$

$$\cdot \text{FSR} - \frac{2}{\text{FSR}} = E_{\text{IN}} \text{ Rango bipolar}$$

Donde  $B_1$  es el bit más significativo,  $B_{12}$  el bit menos significativo y FSR el rango de escala completo. Para rangos bipolares, utilizando a la salida el complementario del bit más significativo  $B_1$ , disponible directamente desde el pin 13, resultará que la codificación binaria a la salida estará en complemento a dos. Esto facilitará el tratamiento de datos con signo de tal forma que podremos diferenciar entre valores de temperatura positivos y negativos.

## Conexiones de consumo y entrada analógica

El pin 23 de offset bipolar estará en circuito abierto para todos los

rangos de entrada unipolar, y conectado el pin 22 de entrada del comparador para todos los rangos de entrada bipolar.

El circuito de ajuste del cero consiste en un potenciómetro de 20K conectado por medio de las tensiones de +15V y -15V, con su cursor unido a través de una resistencia de 3,9M, al pin 22 de entrada del comparador para todos los rangos. El potenciómetro de 20K deberá ser multivuelta y de bajo coeficiente de temperatura; los tipos de CERMET (película de cerámica metalizada) son recomendados. La resistencia de 3,9M se situará al extremo del terminal 22 dado que la entrada del comparador es sensible a picos altos de ruidos exteriores.

El circuito de ajuste de la ganancia consistirá en un potenciómetro de 100 ohmios, conectado entre la salida de referencia de +10V del pin 18 y la entrada de ajuste de la ganancia del pin 27, para todos los rangos. Al igual que anteriormente el potenciómetro de 100 ohmios deberá ser multivuelta y de tipo CERMET.

Las señales de tierra digital y analógica, correspondientes a los pines 15 y 26 respectivamente, son mantenidas separadas en el interior del convertidor. Esto es así con objeto de prevenir las señales digitales del flujo en el circuito de tierra analógica y de la inducción de fluido de la señal analógica. Los pines antes citados deben ser conectados externamente para que el dispositivo opere apropiadamente. Preferiblemente, esta conexión se realizará a un solo punto y tan cercano al dispositivo como sea posible. La cápsula está internamente conectada al pin 15 para suministrar una buena protección electrostática.

Las fuentes de alimentación de  $\pm 15\text{V}$  y +5V deberán estar convenientemente reguladas para la óptima realización del dispositivo. Los condensadores del tipo de tántalo de  $1\mu\text{F}$  son recomendados para suministrar un desacoplamiento de la fuente de tensión a altas frecuencias.

## Calibración del cero y de la ganancia

Los potenciómetros externos de ajuste de la ganancia y ajuste del cero, conectados como se muestran en el plano correspondiente de la figura, son usados para la calibración del dispositivo. Para prevenir la interacción de estos dos ajustes, el cero es siempre ajustado primero y después la ganancia. El cero se ajusta

con la entrada analógica próxima al extremo más inferior del rango analógico, 0 para rangos de entrada unipolar y  $-1/2$  FSR para bipolar. La ganancia es ajustada con la entrada analógica próxima al extremo superior del rango analógico.

Por ejemplo, para rango bipolar de  $\pm 10V$  que es el que utilizamos se procederá de la siguiente manera:

Fijar la entrada analógica a  $-9,9951V$ ; ajustar el cero para el código de salida digital (binario en codificación complemento a dos) 100000000001. Fijar la entrada analógica a  $+9,9920V$ ; ajustar la ganancia para el código de salida digital en complemento a dos 011111111110.

Para verificación de la calibración a media escala: fijar la entrada analógica a  $0,000V$ ; el código de salida digital será 000000000000.

Reseñar que el código de salida digital está en complemento a dos, sólo para rangos bipolares, cuando se utiliza a la salida el complementario de MSB, o sea  $B_1$ , disponible directamente en el pin 13.

## Escalado de tensión

Con objeto de adaptar la salida del circuito transductor multicanal con la entrada del convertidor A/D hemos de realizar un escalado de tensión, de manera que obtengamos a la salida del convertidor la codificación digital en binario que nos interese en función de la excitación producida.

Como se vio anteriormente la tensión de salida del circuito transductor multicanal variaba  $100mV/^{\circ}C$  según la expresión siguiente en la que  $V_s$  y  $T$  estarán en voltios y grados centígrados respectivamente:

$$V_s = 100 \cdot 10^{-3} \cdot T \quad (1)$$

Según el rango de medida establecido de  $-50^{\circ}C$  a  $+150^{\circ}C$  implicará que  $V_s$  variará entre los márgenes de  $-5V$  y  $+15V$  en función del valor de temperatura medido. Teniendo

nuestro instrumento de medida una resolución de  $0,1^{\circ}C$ , y según el rango de medida, resultará que tendremos que diferenciar entre 2.000 valores distintos, de los cuales 1.500 serán positivos y 500 negativos.

Dado que hemos elegido el rango bipolar de  $\pm 10V$  para el convertidor A/D interesará que obtengamos a la salida del convertidor el correspondiente código binario en complemento a dos según la temperatura medida. Por ejemplo, para  $T=+150^{\circ}C$  tal que  $V_s = +15V$  interesará obtener el código binario en complemento a dos correspondiente a 1.500 en decimal. Para  $T=-14,3^{\circ}C$  tal que  $V_s = -1,43V$  interesará obtener el código binario en complemento a dos correspondiente a  $-143$  en decimal, y así sucesivamente en toda la escala completa. Procediendo de esta manera se facilitará el trabajo en el programa monitor.

Tendremos que buscar por tanto una expresión que relacione la tensión de entrada del convertidor  $E_{IN}$  y la temperatura medida.

En la siguiente tabla se relacionan diversos valores de temperatura, el código digital binario en complemento a dos que se desea obtener y su equivalente en decimal (tabla 2).

Como vimos, el número de salida binaria del AD572 está relacionado con la tensión de entrada analógica  $E_{IN}$  para los rangos bipolares por la expresión:

$$\frac{B_1}{2} + \frac{B_2}{4} + \frac{B_3}{8} + \dots + \frac{B_{12}}{4096} \cdot FSR - \frac{2}{FSR} = E_{IN}$$

Aplicando esta expresión a los códigos digitales de la anterior tabla, obtendremos los distintos valores de tensión que deberán ser aplicados a la entrada del convertidor para diferentes temperaturas:

|                   |                     |
|-------------------|---------------------|
| $+150,0^{\circ}C$ | $E_{IN} = 7,3242V$  |
| $+100,0^{\circ}C$ | $E_{IN} = 4,8828V$  |
| $+73,8^{\circ}C$  | $E_{IN} = 3,6035V$  |
| $+50,0^{\circ}C$  | $E_{IN} = 2,4414V$  |
| $0,0^{\circ}C$    | $E_{IN} = V$        |
| $-14,3^{\circ}C$  | $E_{IN} = -0,6982V$ |
| $-50,0^{\circ}C$  | $E_{IN} = -2,4414V$ |

La relación entre  $E_{IN}$  y  $T$  será gráficamente representada en la figura. Matemáticamente se puede expresar:

$$E_{IN} = 0,048828 \cdot T$$

Sustituyendo  $T$  en la expresión (1) resulta:

$$V_s = 2,048 \cdot E_{IN} \text{ o } E_{IN} = 0,48828 \cdot V_s$$

Para escalar esta tensión físicamente utilizaremos dos amplificadores inversores, de los cuales el primero invertirá el signo de  $V_s$  y el segundo adecuará la señal a los requerimientos. Esta posición para el escalado de tensión es mostrada en la figura. Donde para  $R_2 = 10K$  resultará que la resistencia  $R_1$  deberá valer teóricamente  $4882,8$  ohmios. Teniendo los valores comerciales elegidos una tolerancia del 5 por 100 tomaremos para la resistencia  $R_1$  el valor de  $4K3$  junto con un potenciómetro de  $1K$ , para  $R_2$  tomaremos el valor de  $10K$ . Con el ajuste del potenciómetro de  $1K$  se compensarán las tolerancias de los componentes de tal manera que la relación entre  $E_{IN}$  y  $V_s$  no difiera de los calculado teóricamente.

La resistencia  $R_3$  se conecta a la pata no inversora del operacional con objeto de anular el efecto indeseable que produciría la corriente de polarización sobre la salida. La resistencia  $R_3$  deberá tener un valor de  $R_1 \parallel R_2$ . Tomaremos el valor comercial de  $3K3$ .

Puesto que la precedencia de la señal analógica tiene una baja impedancia utilizaremos el buffer seguidor, el cual está disponible directamente en el interior del convertidor.

## Microprocesador Z80 y sus conexiones

El  $\mu P$  Z80 se va a encargar, como dijimos anteriormente, de ejercer el control e intercambiar información con los demás dispositivos a los que esté asociado. El Z80 se suministra en un encapsulado normalizado DIL de 40 terminales.

Las funciones de los terminales que hemos utilizado en esta aplicación concreta de «Equipo Medidor de Temperatura Multicanal» serán las siguientes:

— Las líneas A0-A15 constituyen un bus de direcciones de 16 bits, son salidas triestado activas a nivel alto. Estas señales proporcionan la dirección correspondiente a intercambios de datos de memoria (hasta 64 Kbytes) y a los intercambios de datos de dispositivos de E/S. En el direccionamiento de E/S se utilizan los ocho bits de dirección inferiores para permitir seleccionar directamente hasta 256 puertos de entrada o de salida. A0 es el bit de dirección menos significativo.

— Las líneas D0-D7 constituyen un bus de datos bidireccional de 8 bits, representan entradas/salidas triestado activas a nivel alto. ■

Tabla 2

| Temp.             | Codificación binaria | Núm. decimal |
|-------------------|----------------------|--------------|
| $+150,0^{\circ}C$ | 010111011100         | +1.500       |
| $+100,0^{\circ}C$ | 001111101000         | +1.000       |
| $+73,8^{\circ}C$  | 001011100010         | +738         |
| $+50,0^{\circ}C$  | 000111110100         | +500         |
| $0,0^{\circ}C$    | 000000000000         | 0            |
| $-14,3^{\circ}C$  | 111101110001         | -143         |
| $-50,0^{\circ}C$  | 111000001100         | -500         |

Quizás, el problema más serio con cualquier tipo de transmisión de radioteléfono es su inherente falta de intimidad. Cualquiera puede captar la señal, usando un escáner o un receptor convencional, y escuchar las dos partes de la conversación.

# SECRÁFONO DE BAJO COSTE

Figura 1. La modulación se plegará sobre sí misma si la frecuencia de portadora está contenida en la banda de modulación. En (a) vemos cómo la modulación se invierte y desplaza a una frecuencia superior en el caso de que la portadora esté situada por encima de dicha modulación. En (b) la portadora está justo encima de la banda de audio con lo que la modulación se invierte, pero las frecuencias originadas saturan el ancho de banda. La figura (c) muestra cómo la portadora está contenida en la banda de audio, lo que causa que parte de las frecuencias moduladas se plieguen hacia dentro de la banda de audio.

Aunque pueda haber consideraciones legales que limitarían o prevenirían la recepción de ciertas señales de radioteléfonos de forma desautorizada, la realidad es que existen escuchas ilegales que no siguen normas, reglas ni regulaciones y éstas continuarán existiendo.

Para evitar las escuchas y el uso indebido de la información que se pueda conseguir, muchos sistemas de comunicación codifican la señal

antes de emitirla con algún tipo de secráfono, de forma que sólo estos receptores especialmente equipados con circuitos de codificación pueden recibir correctamente la señal.

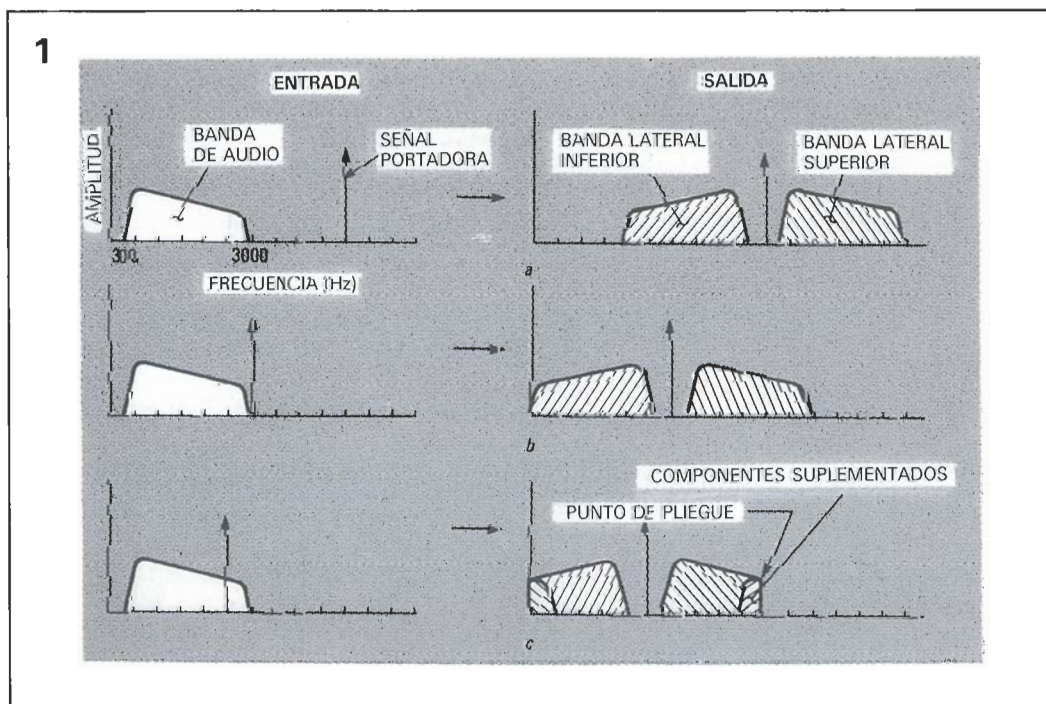
Una técnica relativamente simple pero efectiva, que se usa para la transmisión de señales codificadas se conoce como «inversión de frecuencia». Para explicarlo en pocas palabras, en inversión de frecuencia

se mezcla una frecuencia fija de codificación, la portadora, con la señal de audio, de forma que el espectro de audio se transforma en un espectro diferente, y la modulación resultante transmitida se parece al sonido de un pato. De hecho, el sonido codificado se conoce a menudo como «Pato Donald». Incluso si la señal codificada se decodifica devolviéndola a un espectro próximo pero no el mismo de la frecuencia original, el audio seguirá siendo ininteligible.

La codificación por inversión de frecuencia la utiliza normalmente la policía en comunicaciones de radio para evitar las escuchas accidentales de curiosos en mensajes o transmisiones importantes. Algunas empresas particulares también usan métodos similares para codificar comunicaciones telefónicas e impedir la interceptación de información delicada o secreta.

## Nuestro codificador

Si tenemos la necesidad de codificar y decodificar algún tipo de mensaje de audio para radio o teléfono, o incluso un casete para enviarlo por correo, podremos hacerlo de una forma rápida y barata con el circuito propuesto en este artículo, consistente en un sistema de codificación y decodificación.



La salida del codificador, ya sea por audio, teléfono o cinta, suena de forma similar al gangueo que se produce cuando se capta con un receptor de AM, la transmisión de radio de banda lateral única.

El codificador y decodificador utiliza un dispositivo llamado modulador equilibrado para producir la codificación por inversión de frecuencia. Un modulador equilibrado es una clase especial de mezclador que produce una salida compuesta por las bandas laterales, cuando se le aplica una frecuencia portadora y una moduladora. La banda lateral superior contiene la suma de la frecuencia portadora y la moduladora, mientras que la banda lateral inferior está compuesta por la diferencia de dos frecuencias. Es precisamente la diferencia de las frecuencias de la banda lateral inferior la que se utiliza para la codificación.

## El modulador equilibrado

La misión inherente del modulador equilibrado es intentar anular las dos frecuencias de entrada originales para crear una nueva señal en su salida. Si las ondas portadora y moduladora son de la forma:

$$A_{pp} \sin(\omega t) \quad (1)$$

Donde, A = amplitud,  $\omega = (2\pi f)$ , f = frecuencia, y t = tiempo, entonces, multiplicando dos ondas de este tipo obtenemos:

$$A_{OUT} = (A_c)(A_m)(\sin \omega_c)(\sin \omega_m) \quad (2)$$

donde, m = frecuencia moduladora, y c = frecuencia portadora.

Recordando la fórmula trigonométrica:

$$(\sin A)(\sin B) = \frac{1}{2}[\cos(A-B) - \cos(A+B)] \quad (3)$$

sustituyendo la ecuación (3) en la (2) se obtiene la siguiente ecuación, que muestra claramente las bandas laterales:

$$A_{OUT} = (A_c A_m / 2) [\cos 2\pi(f_c - f_m)t - \cos 2\pi(f_c + f_m)t] \quad (4)$$

donde  $\cos 2\pi(f_c - f_m)t$  es la banda lateral inferior y

$\cos 2\pi(f_c + f_m)t$  es la banda lateral superior

Si la portadora no es mayor que la señal de audio a invertir, tiene lugar una distorsión conocida como suplementación donde las frecuencias de audio parecen plegarse sobre sí mismas.

La figura 1 nos muestra cómo el efecto de suplementación puede afectar a la codificación y decodificación. La figura 1-2 podría considerarse como la posición normal de la modulación/portadora. Mientras la

frecuencia se acerca a la banda de audio (figura 1-b) disminuye el espectro en las bandas laterales. Cuando la portadora está contenida en la gama de audio (figura 1-c) se produce una salida incorrecta, o suplementada, con zonas plegadas en torno a la frecuencia portadora.

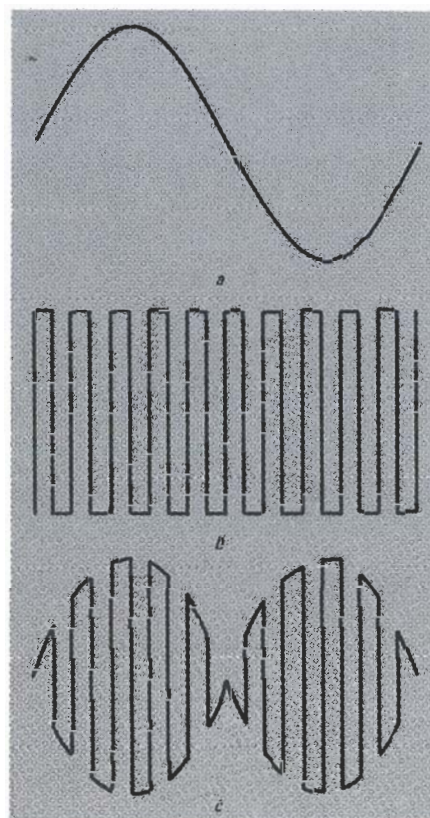
Hay dos maneras simples de implementar un modulador equilibrado. El primer método se basa en el uso de componentes que tienen características no lineales, tales como la relación voltaje/corriente de un diodo. Este método requiere una meticulosa selección de componentes para asegurarnos un resultado óptimo. El segundo método, usado en nuestro secráfono, utiliza circuitos bi-estado (on-off). El sistema bi-estado puede usarse para abrir o cerrar el paso de una señal a través de un circuito o de parte de éste. Si esta señal puede ser conmutada entre un par de conmutadores cuyas salidas se suman de forma equilibrada (por ejemplo con igual amplitud y signo opuesto), el resultado será la señal multiplexada en el tiempo a la frecuencia de conmutación.

Nuestro modulador equilibrado utiliza un C.I. (FET) que contiene cuatro conmutadores encapsulados en una sola pastilla (lo que reduce problemas de espacio). El circuito también usa un amplificador operacional para realizar la adición equilibrada. Los conmutadores se controlan con un circuito de reloj. La rápida actuación de los conmutadores genera la portadora de onda cuadrada constante en frecuencia y amplitud para el modulador equilibrado.

## Funcionamiento

La figura 2 nos muestra cómo trabaja el secráfono en función del tiempo. La figura 2-a es la típica entrada sinusoidal de audio. En la figura 2-b vemos la portadora de onda cuadrada. La figura 2-c corresponde a la salida resultante que vemos en un osciloscopio si la portadora trocea la señal de entrada en pequeñas partes e invierte su fase en cada intervalo. Como podemos observar en la figura 3-a, la portadora produce señales no deseadas tales como armónicos y bandas laterales, las cuales se suman a la distorsión, por lo que deben filtrarse para poder restaurar la señal original.

La mezcla de la portadora con la señal de entrada origina una salida cuyas bandas laterales están centradas sobre cada uno de los armónicos de la onda cuadrada portadora. La figura 3-b nos muestra cómo el espectro de frecuencias resultante



tiene sus componentes localizadas encima y debajo de los armónicos citados.

El filtrado de la banda lateral inferior, la cual está debajo de la portadora, produce la salida codificada de audio.

Mientras mantenemos la conmutación de portadora atenuada, la señal codificada será audible, pero pequeños tonos de entrada originan elevados tonos de salida, y viceversa, haciendo que la salida resultante sea distorsionada e ininteligible. Si se usa un método idéntico para demodular el sonido codificado, la señal se restaura a su forma original.

En la figura 3-b vemos gráficamente cómo afecta el secráfono a la señal normal de audio. La portadora, o frecuencia de conmutación, se sitúa en los 3.500 Hz. La entrada de audio en este instante es de 500 Hz. Fíjese en las bandas laterales producidas. La banda superior, también llamada frecuencia suma, es igual a la suma de la portadora y la frecuencia de audio, lo que en nuestro ejemplo nos da 4.000 Hz (3.500 + 500). La banda inferior, o frecuencia diferencia, es de 3.000 Hz (3.500 - 500).

Figura 2. Cómo trabaja la modulación del codificador. Si usamos la señal (a) para modular la portadora de onda cuadrada (b), la resultante es la señal (c); la señal original troceada por la portadora.

3

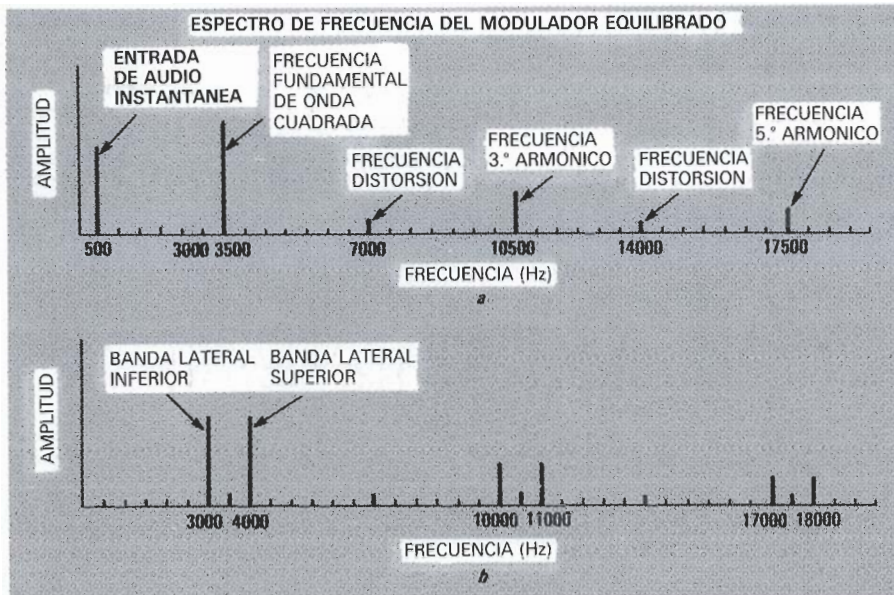


Figura 3. La portadora origina señales no deseadas, tales como armónicos o bandas laterales, como vemos en (a). Estas señales se deben filtrar posteriormente. En la figura (b) vemos el espectro de frecuencias resultante, donde las frecuencias de modulación se colocan por encima y debajo de cada armónico de la portadora.

## Codificación resultante

Una vez seleccionada la banda lateral inferior como audio codificado, una señal de 500 Hz puesta en la entrada del secrófono, es convertida en otra de 3.000 Hz. De igual manera un pulso de entrada de 3.000 Hz nos da a la salida otro de 500 Hz. Aplicando este proceso a todo el espectro de la gama de audio obtenemos la codificación resultante. Siguiendo un razonamiento inverso conseguimos decodificar la señal. Podemos escuchar el sonido de la portadora en ausencia de modulación, aunque en un nivel bastante más inferior al de la señal codificada. Esta filtración se debe al hecho de que nuestra portadora está con-

tenida en la gama de audio y a que el modulador equilibrado no está tan perfectamente equilibrado.

## Descripción de componentes

La figura 4 nos muestra el esquema por bloques de las cinco partes más importantes del circuito. El generador de portadora es un circuito de reloj (R-C) y un contador-divisor por cuatro que produce los pulsos de control para el modulador equilibrado.

El filtro pasabanda antisuplemtación recorta la entrada de audio de manera que sólo las frecuencias de la gama 300-3.000 Hz puedan llegar al modulador, con lo que reduci-

mos las componentes de alta frecuencia que podrían ocasionar las distorsiones mencionadas. Sin este filtro el modulador aceptaría información errónea que luego generaría una distorsión de la señal de salida.

El modulador equilibrado es el corazón del secrófono. Su misión es alimentar alternativamente las entradas invertida y no invertida de un amplificador diferencial, a la frecuencia generada por el reloj. Este proceso relaciona la entrada de audio con los pulsos del generador, creando una señal de salida compuesta que contiene varios armónicos y bandas laterales.

El filtro pasabajos elimina todo, excepto la primera banda lateral inferior del modulador. La salida del filtro es «audio inverso».

El amplificador de salida ataca a un altavoz interno. Cuando usamos el equipo como codificador, el altavoz reproduce la señal proveniente del filtro pasabajos, mientras que cuando es usado como decodificador el altavoz se usa para oír el sonido decodificado. Además, podemos sacar sonido del equipo a través del conector *TAPE OUTPUT* para alimentar un altavoz, amplificador, grabador, etc.

## Descripción del circuito

La figura 5 nos muestra el esquema eléctrico del secrófono. El circuito IC1 es un oscilador 7555 funcionando a unos 14 KHz. La frecuencia de oscilación está determinada por R1, R2 y C2. Podemos realizar un ajuste fino de frecuencia con la resistencia ajustable R1, del tipo multivuelta. La salida de IC1 ataca a la entrada de reloj de IC2, doble flip-

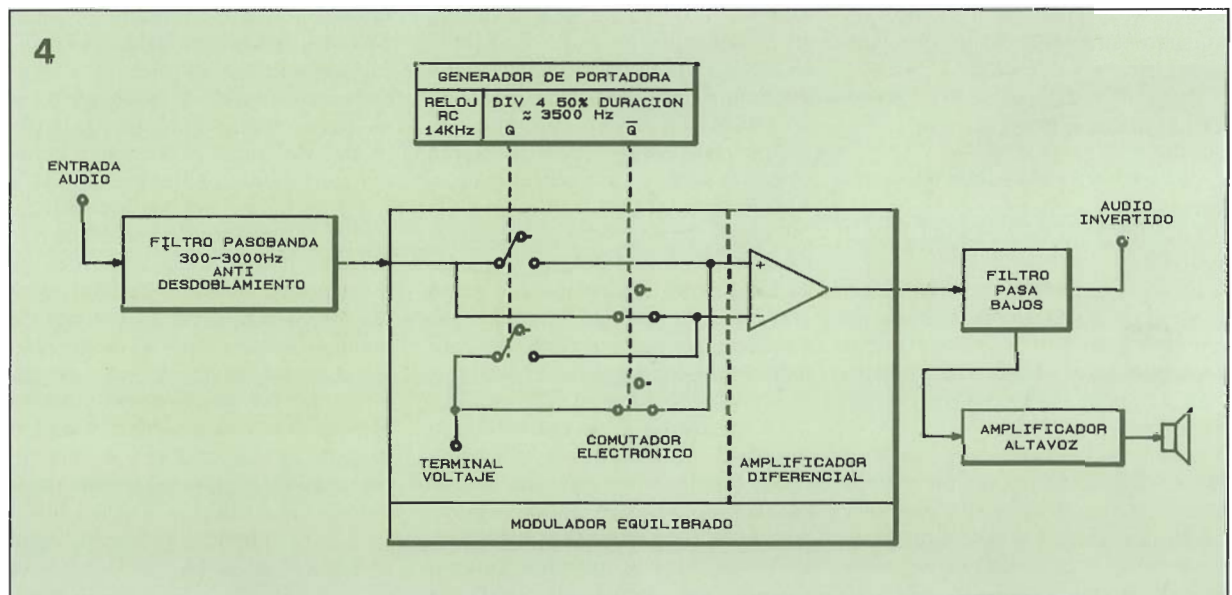


Figura 4. Diagrama de bloques del secrófono. La conmutación se lleva a cabo por un modulador equilibrado gobernado por el generador de portadora.

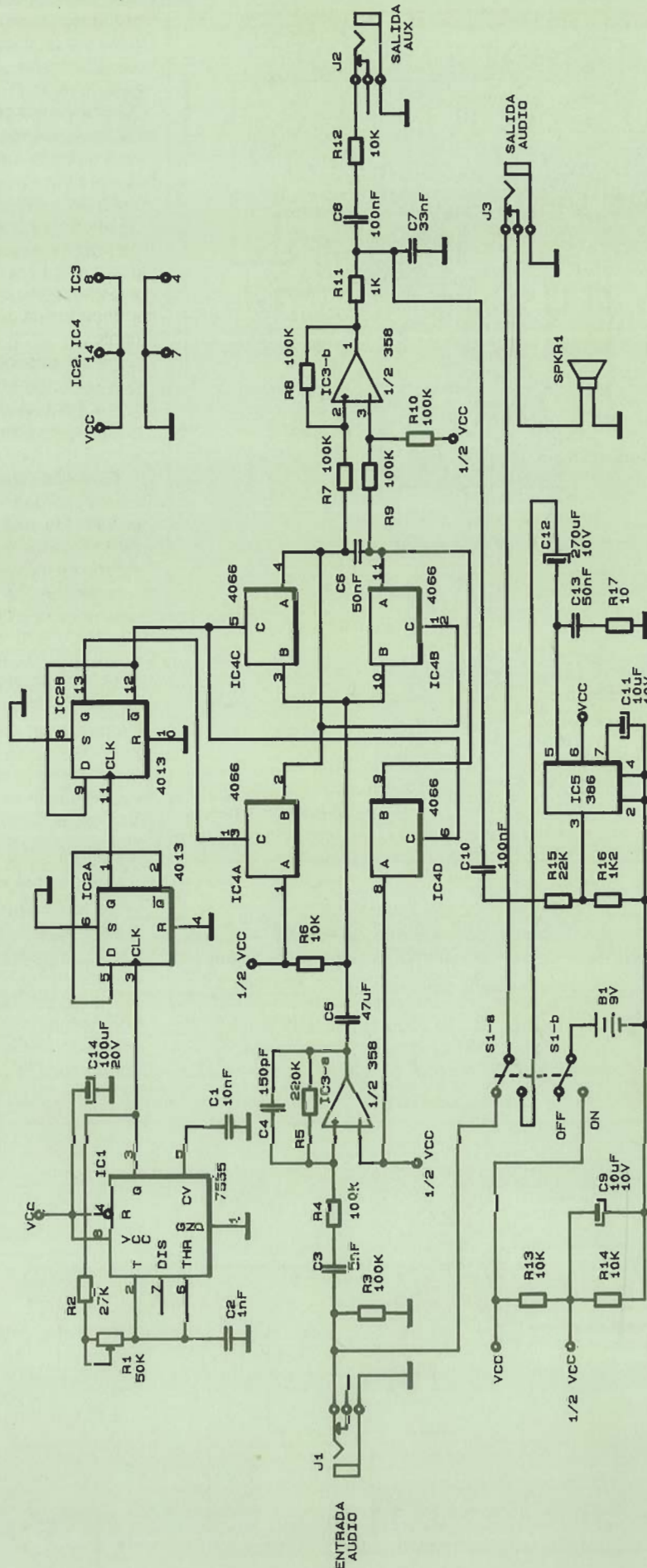


Figura 5. Conmutación codificador/decodificador. El conmutador S1 enciende el equipo a través de uno de sus circuitos y activa o desactiva el paso de la señal de audio a través del secráfono.

**Lista de componentes**

**Sistema de secráfono para audio.**

- Resistencias**  
 R1: 50 K, potenciómetro tipo multivuelta  
 R2: 27 K  
 R3, R4, R7, R10: 100 K  
 R5: 200 K  
 R6, R12, R14: 10 K  
 R11: 1 K  
 R15: 22 K  
 R16: 1K2 Ω  
 R17: 10 Ω

- Condensadores**  
 C1: 10 nF, 100 V, cerámico  
 C2: 1 nF, 100 V, mica  
 C3: 5 nF, 100 V, cerámico  
 C4: 150 pF, 100 V, cerámico  
 C5, C6, C13: 50 nF, 100 V, cerámico  
 C7: 3 nF, 100 V, cerámico  
 C8, C10: 100 nF, 100 V, cerámico  
 C9, C11: 10 μF, 10 V, electrolítico  
 C12: 200 μF, 10 V, electrolítico  
 C14: 100 μF, 20 V, electrolítico

- Semiconductores**  
 IC1: 7555  
 IC2: 4013  
 IC3: LM358  
 IC4: 4066  
 IC5: LM386

- Varios**  
 B1: Pila de 9 V  
 J1, J2: jacks de audio tipo miniatura  
 J3: conector miniatura audio de dos circuitos  
 S1: conmutador tipo palanca miniatura  
 SPKR1: altavoz (2 1/8")  
 Conector de pila

6

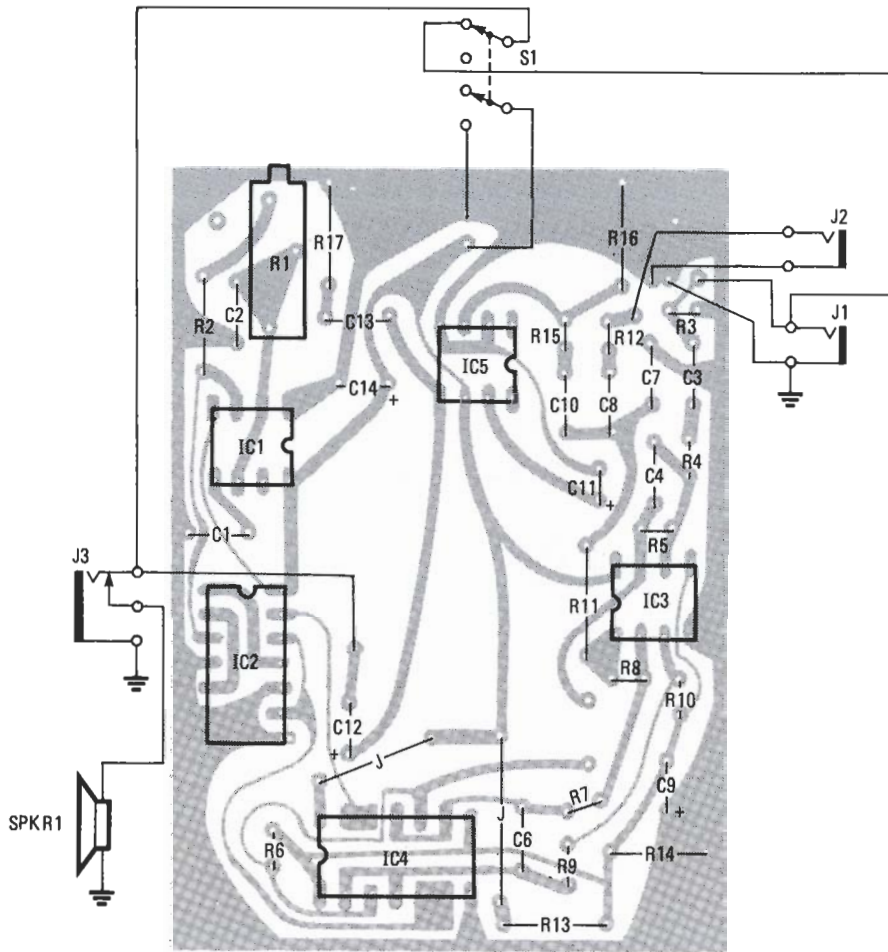


Figura 6. Vista del diseño del circuito impreso desde el lado de los componentes. Se ha dejado espacio en el centro al objeto de colocar el altavoz.

flop D, el cual divide los 14 KHz por cuatro ( $\div 2 + \div 2$ ). La división proporciona una onda cuadrada de 3,5 KHz en el pin 13 de IC2 y la misma señal invertida en el pin 12 del mismo circuito. Ambas señales se utilizan luego como portadoras para controlar IC4, un cuádruple conmutador

analógico que constituirá la red de conmutación de nuestro modulador equilibrado. La otra señal de entrada del modulador es la de audio a codificar. Dicha señal se habrá obtenido de una fuente de baja impedancia, tal como una salida para cascos o un conector de altavoces. No se reco-

mienda el uso de una toma AUX para este fin, ya que la entrada de audio del secráfono alimenta directamente al altavoz interno cuando el módulo codificador no está actuando, y la baja impedancia de éste anularía la respuesta de la salida AUX. La gama de frecuencias de entrada está limitada entre 300 y 3.000 Hz por el filtro pasabanda IC3-a.

En un periodo cualquiera a analizar de la portadora de onda cuadrada, están activados bien IC4-a e IC4-d o IC4-b e IC4-c al régimen de 3,5 KHz. Cuando están activos IC4-a e IC4-d, IC4-d se encarga de alimentar la entrada no inversora de IC3-b, e IC4-a completa la entrada inversora. Los circuitos de conmutación IC4 e IC4-d trabajan de forma similar sobre la otra mitad de la onda portadora.

El amplificador diferencial de ganancia unidad, IC3-b, multiplica la entrada de audio por un factor de más o menos uno, dependiendo del estado de los conmutadores IC4. Las resistencias R7 y R8 ajustan la ganancia de la entrada inversora mientras R9 y R10 hacen lo propio con la entrada no inversora.

La salida del modulador se obtiene del pin 1 de IC3, a través del filtro pasabajos R11 y C7, el cual sólo permite el paso de la señal codificada al conector J2 (TAPE OUT). El nivel de salida del equipo depende a su vez de la entrada suministrada. Una parte de la señal que alimenta J2 se deriva al amplificador de audio IC5. La salida de este circuito ataca al altavoz SPKR1. El conmutador S1 activa y desactiva el codificador. Cuando S1 está en OFF, el circuito S1-a conecta la entrada de audio directamente al altavoz, con lo que evitamos la sección codificadora y podemos así monitorizar una señal no codificada.

7

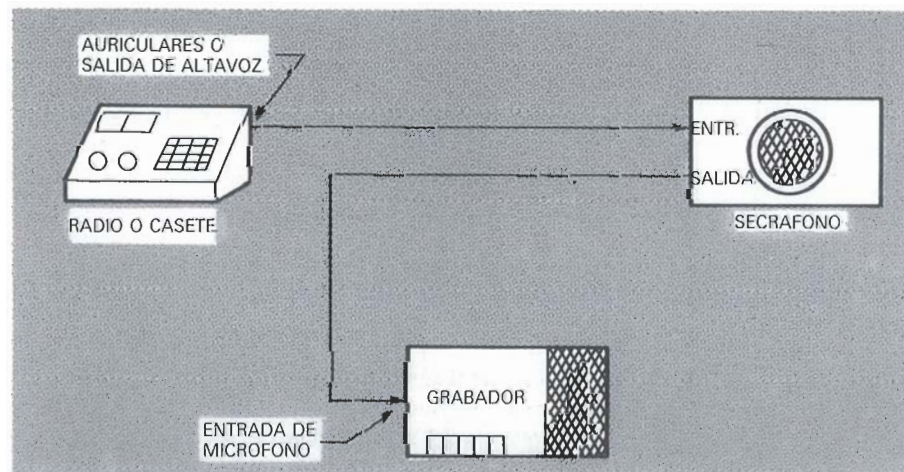


Figura 7. Disposición que permite codificar o decodificar una señal procedente de una radio o casete.

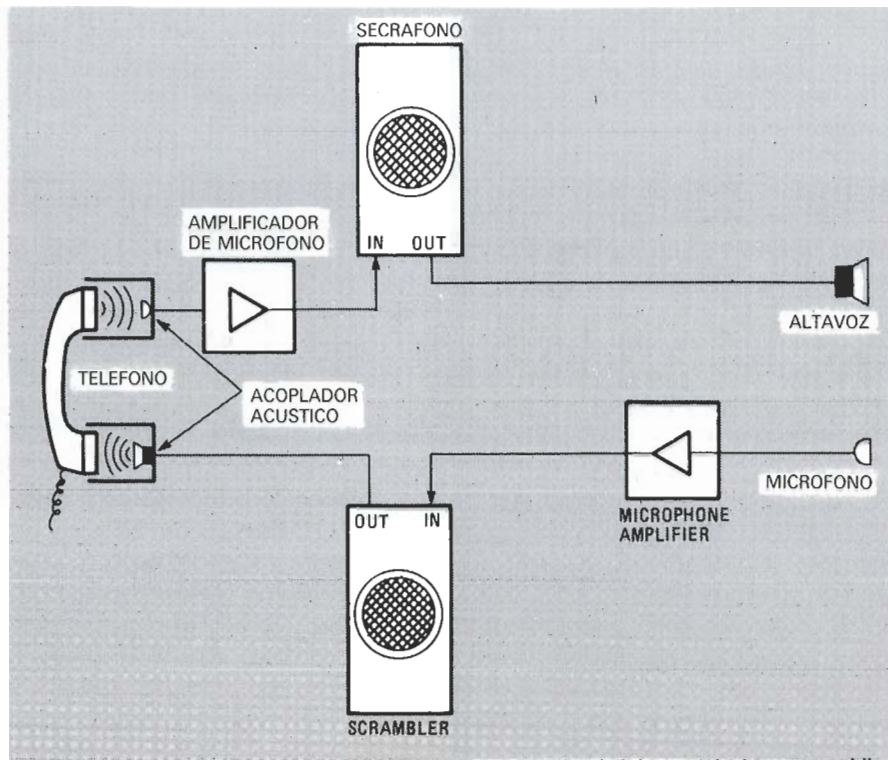


Figura 8. Son necesarios dos equipos para realizar una cod/decodificación en modo full-duplex.

## Montaje

A pesar de no haber nada fuera de lo común en este montaje, se deberán observar las precauciones habituales a fin de no dañar los circuitos CMOS con descargas estáticas. Tanto si usamos una caja grande o pequeña para la instalación, la colocación del conmutador y los conectores es más sencilla si los cableamos en la placa antes de montarlos en su caja.

Si intentamos decodificar mensajes de varias procedencias y codificaciones diferentes, es posible que tengamos que reajustar R1 para cada uno de ellos, por lo que, para evitar posteriores quebraderos de cabeza, R1 debe instalarse de forma que esté accesible desde fuera de la caja.

## Sintonización y ajuste

El potenciómetro ajustable R1, usado para sintonizar la portadora de codificación y decodificación, debe estar a la mitad de su recorrido. Si hemos usado el mismo equipo para codificar y para decodificar es posible que no sean necesarios reajustes posteriores. En el caso del uso de dos equipos secráfonos,

como por ejemplo en una comunicación bicanal, el potenciómetro R1 de la unidad receptora tendrá que ser retocado a fin de hallar el punto de máxima inteligibilidad.

## Aplicaciones

Este equipo puede usarse en muchas y variadas aplicaciones, aunque su uso puede estar restringido por legislaciones locales. Su conexión a la línea telefónica debe hacerse en los supuestos permitidos por la ley. La figura 7 nos muestra el secráfono conectado a una radio o casete. En esta aplicación el secráfono puede bien codificar una señal proveniente de la radio o bien decodificar una transmisión codificada. La salida de audio puede monitorizarse en el altavoz interno del equipo y/o mandarla a un equipo grabador.

## Protección de grabaciones...

El secráfono también puede intercalarse entre un grabador de cintas y la fuente sonora a grabar, al objeto de crear cintas codificadas. Podemos usar el equipo como codificador y decodificador de dos vías en con-

versaciones telefónicas. Esto significa que, con un solo equipo, el uso puede ser «medio duplex» (half duplex), lo que significa que sólo una persona puede hablar a la vez pues la conexión del equipo deben variarse. Este proceso puede automatizarse con el uso de un conmutador TX/RX. De todas formas lo ideal es la instalación de dos equipos. En la figura 8 vemos la forma de interconectar los equipos en el modo duplex, con lo que evitamos la citada conmutación vía interruptor (un teléfono normal opera también en modo duplex). Además de la eliminación del interruptor RX/TX PTT del equipo, la conexión duplex nos brinda un entorno más seguro. La decodificación a ambos lados de la línea se convierte en algo más dificultoso ya que cada secráfono transmisor podría estar sintonizado con ligeras diferencias por cada usuario.

## Protección del envío de datos del ordenador...

El equipo también nos puede ayudar a proteger el envío de datos de ordenador. Para esto último se deberá conectar el equipo en modo duplex a un modem de 300 baudios.

Sintonice cualquier parte del mundo. Si está buscando un proyecto divertido y que no le desequilibre el presupuesto, aquí tenemos un receptor de onda corta que no resulta corto en prestaciones.

# RECEPTOR DE ONDA CORTA

Puede que alguna vez nos hayamos preguntado qué tipo de emisiones se pueden oír en una radio de onda corta, pero nunca hemos tenido tiempo o dinero para abordar el proyecto. Este simple y barato receptor de onda corta puede ser el proyecto perfecto para iniciarnos en este apasionante campo de la radio. Con él podremos sintonizar perfectamente cualquier estación de onda corta, desde el mismo momento que terminemos el montaje; de hecho, la primera noche después de terminar de construir el prototipo pudimos recibir estaciones de Alemania, Inglaterra, Cuba, Canadá, Francia y Estados Unidos.

El receptor es un montaje sin cristal y con un amplificador de audio. Es realmente un receptor superheterodino que sintoniza de 8,5 a 11 MHz en dos bandas e incluye un filtro de FI de 455 KHz, control auto-

mático de ganancia (CAG), alineamiento de sintonía de RF, y un detector muy sensible. Tiene una sensibilidad por debajo de  $1\mu\text{V}$ , que le sitúa a la altura de algunos receptores de altas prestaciones.

## Teoría de funcionamiento

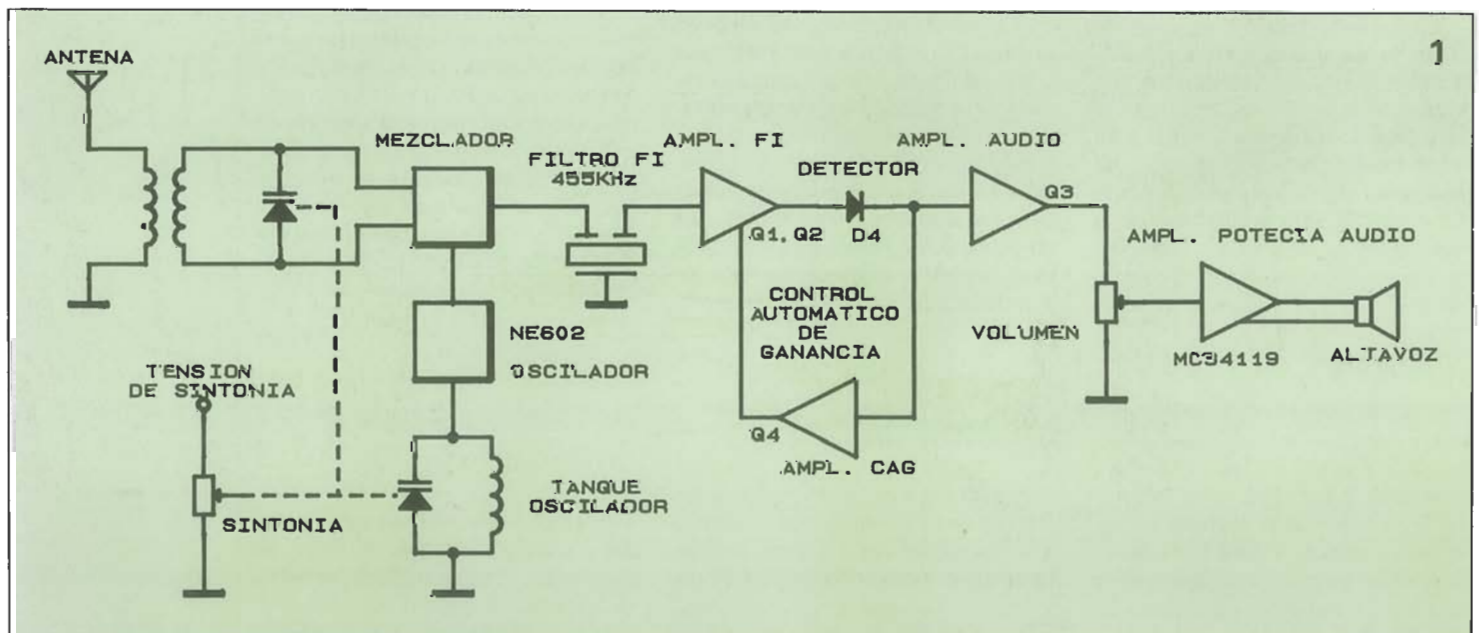
El receptor de onda corta es una sencilla aproximación al clásico receptor superheterodino. El diagrama de bloques básico de nuestro superheterodino se muestra en la figura 1, y el esquema en la figura 2. El tanque de RF de entrada, a diferencia de muchos diseños sencillos, proporciona alineamiento de frecuencia, así, la entrada sintonizada del circuito cambia la frecuencia cuando se

sintoniza el oscilador. La sintonía de RF se consigue mediante D1, y la sintonía del oscilador, mediante D5. Ambos diodos son los varicap de Motorola MV209, y actúan como condensadores variables por tensión. La señal de radiofrecuencia se entrega a las patillas 1 y 2 de IC1, el doble mezclador balanceado de Signetics NE602.

El mezclador combina la señal de RF con la que llega del oscilador local y produce una frecuencia intermedia o FI de 455 KHz. Ambas funciones, la de mezclador y oscilador, las proporciona IC1. En la tabla 1 podemos ver sus especificaciones.

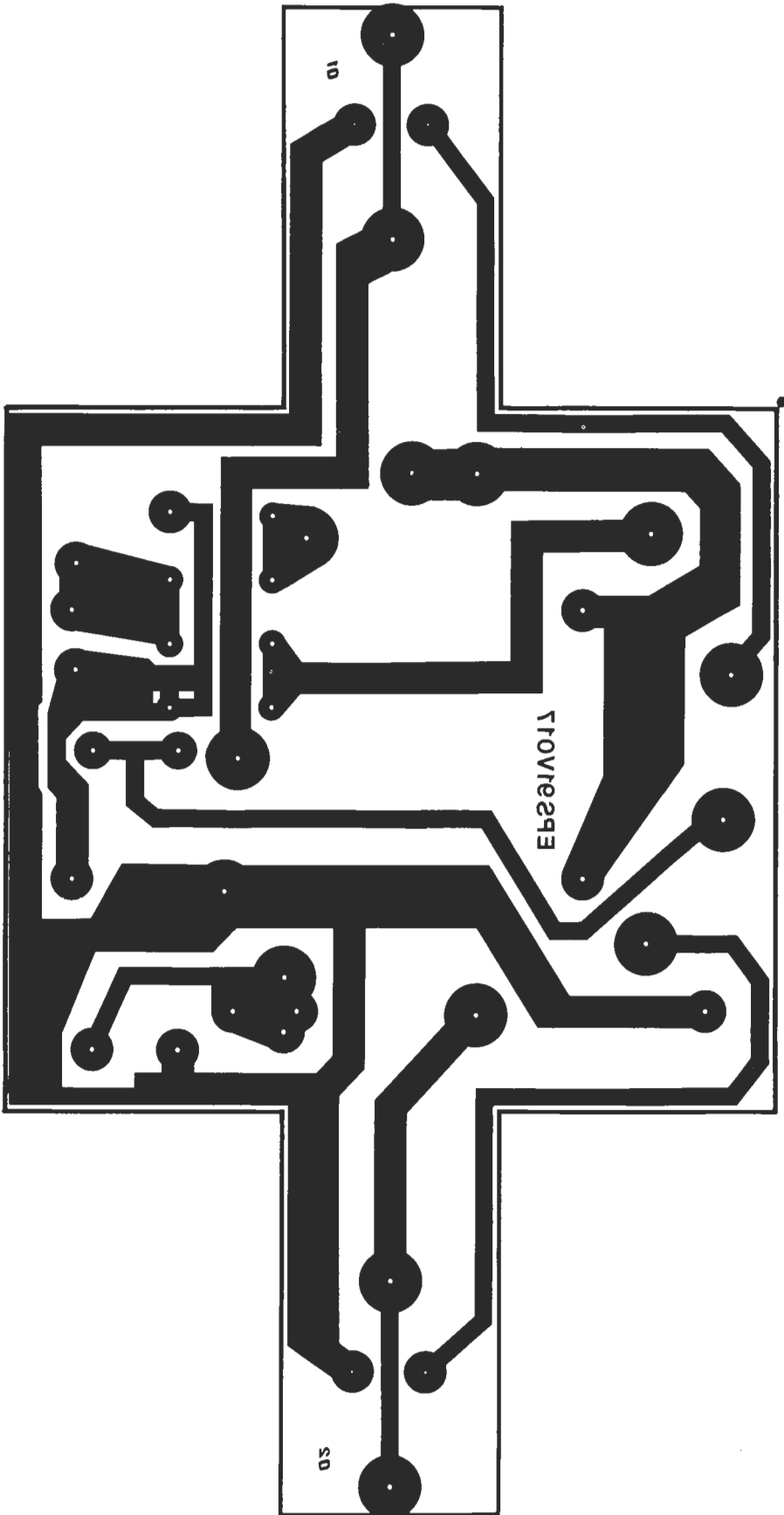
Para simplificar el montaje y mejorar las prestaciones, se utiliza un filtro cerámico de FI (FL1) en lugar de usar los más comunes transformadores sintonizables. Esto da como resultado una FI muy limpia que no necesita sintonizarse.

Figura 1. Diagrama de bloques básico de nuestro receptor de onda corta superheterodino. Es un verdadero superheterodino diseñado para sintonizar de 8,5 a 11 MHz en dos bandas.

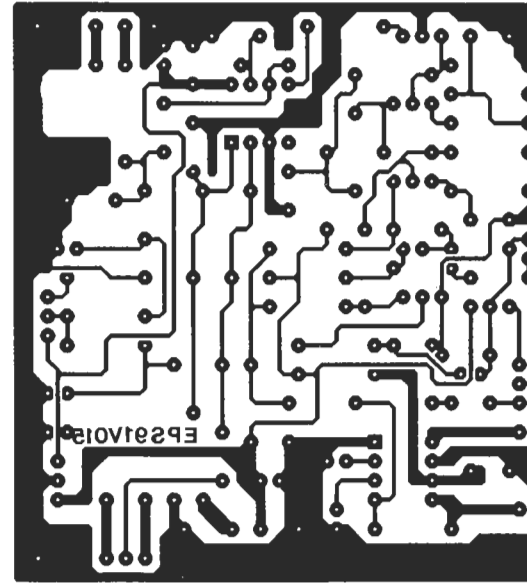


# EPS

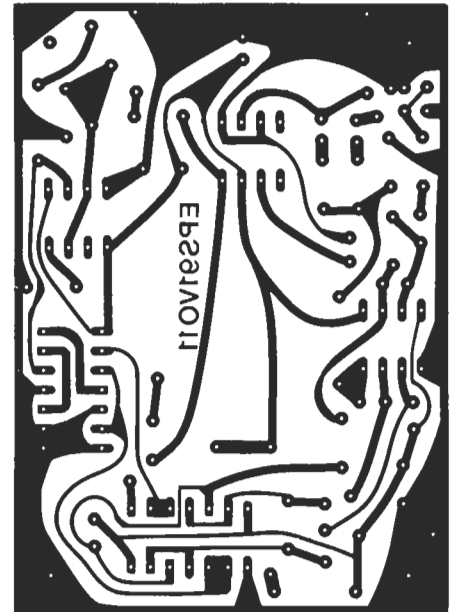
Para la realización de los circuitos impresos de ELEKTOR se pueden emplear los productos INE-LECK-KF (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



EPS91V017 Amplificador de Audio (Fuente de alimentación)

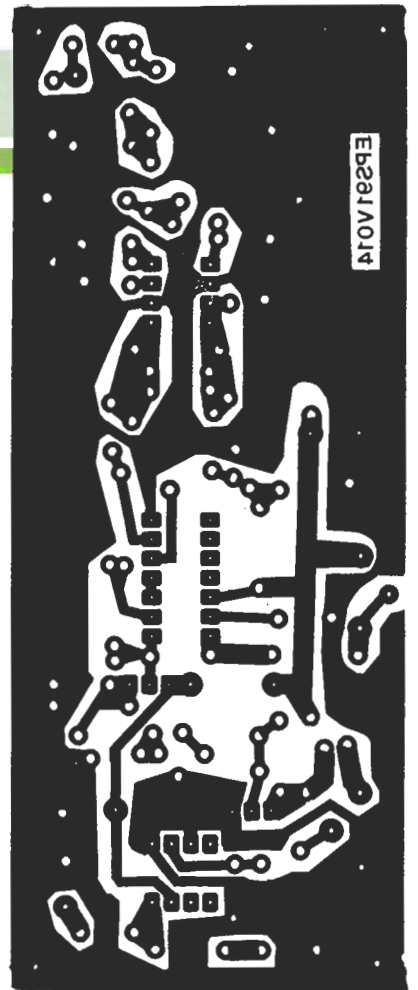


EPS91V015 Receptor de onda corta



EPS91V011 Secráfono

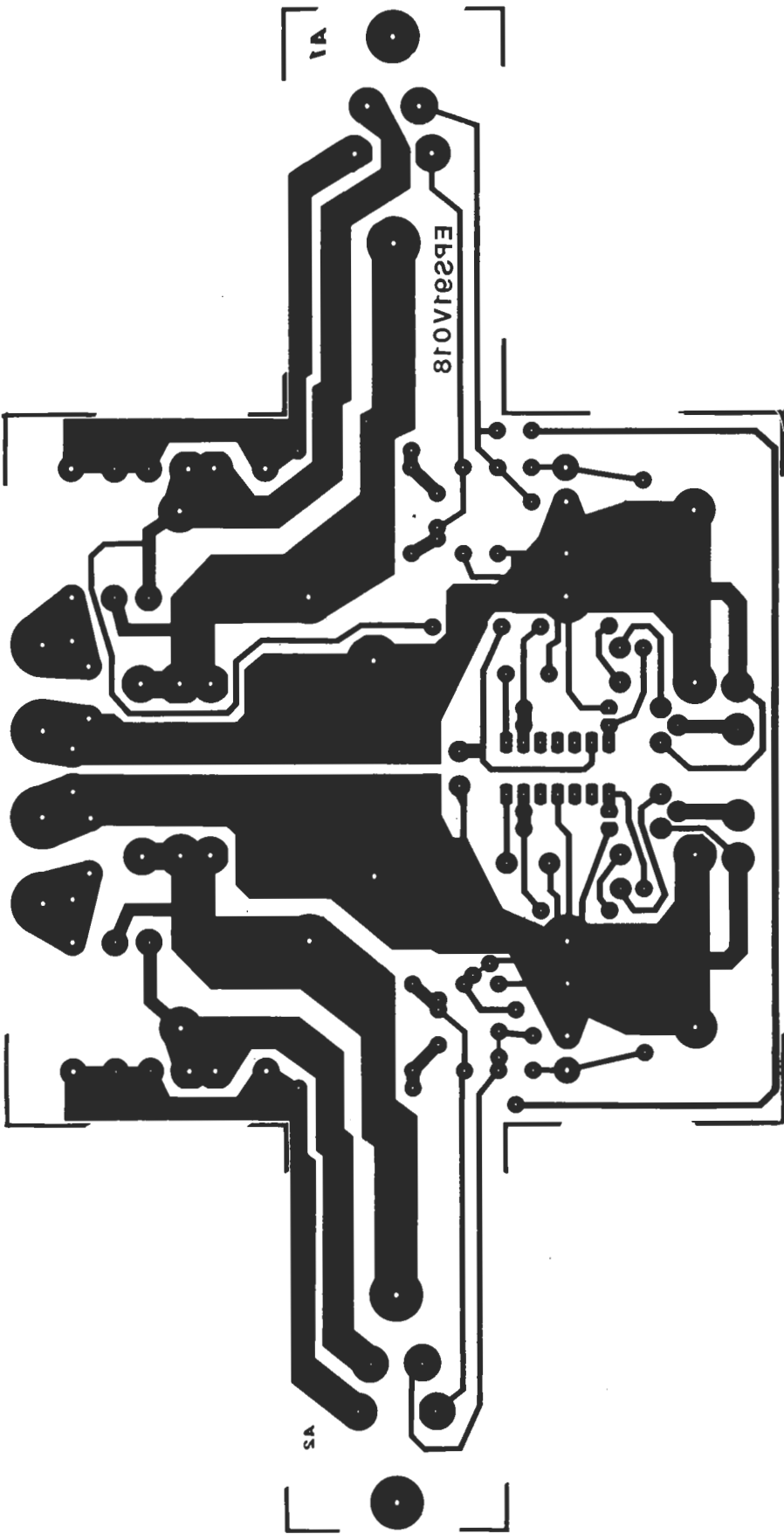
# EPS



EPS91V014 Transmisor de audio por la red (raptor AM)



EPS91V013 Transmisi3n de audio por la red (receptor FM)



EPS91V018 Amplificador de audio



#### Otros componentes

L1: 3 vueltas de hilo de 0,25 mm de diámetro sobre un núcleo toroidal L2

L2: 21 vueltas de hilo de 0,25 mm de diámetro con toma central en la vuelta 17 sobre núcleo toroidal T-37-2

L3: 23 vueltas de hilo de 0,25 mm de diámetro con toma central en la vuelta 19 sobre núcleo toroidal T-37-2

S1: conmutador DPDT  
S2, S3: conmutador SPST

Altavoz de 8 a 64  $\Omega$   
J1: conector BNC

TABLA 1.— ESPECIFICACIONES BÁSICAS DEL NE602

|                                      |                |                   |
|--------------------------------------|----------------|-------------------|
| Tensión de alimentación              | 4,5 V-8 V      | (típico)          |
| Consumo de corriente                 | 2,4 mA         | (típico)          |
| Máxima frecuencia del mezclador      | 500 MHz        | (típico)          |
| Máxima frecuencia del oscilador      | 200 MHz        | (típico)          |
| Ruido                                | 5 dB           | (típico a 45 MHz) |
| Ganancia del mezclador               | 15 dB          | (típico a 45 MHz) |
| Resistencia de entrada del mezclador | 1,5 K $\Omega$ | (típico)          |
| Capacidad de entrada del mezclador   | 3 pF           | (típico)          |
| Resistencia de salida del mezclador  | 1,5 K $\Omega$ | (típico)          |
| Capacidad de salida del mezclador    | 3 pF           | (típico)          |

Los filtros están disponibles con un ancho de banda desde 4 a 12 KHz según convenga a las necesidades individuales. El receptor de onda corta acepta filtros con una impedancia de entrada y salida de 2 K $\Omega$ .

Volviendo al circuito detector, D2 y D3 proporcionan 1,2 V de polarización para el diodo D4 y Q3. La polarización mantiene ambos D4 y Q3 conduciendo ligeramente, de modo que para la detección se necesita sólo una pequeña señal, reduciéndose la ganancia que se precisa antes del detector y mejorando la sensibilidad.

La señal en la base de Q3 contiene 2 componentes. La componente AC es el audio demodulado y la componente DC es proporcional a la potencia de la señal de entrada. La componente DC se filtra con R20 y C17, y se usa para proporcionar una señal de CAG a Q2 a través del amplificador de CAG, Q4. Esto ayuda a reducir la atenuación, que es muy común en la banda de onda corta.

La etapa de salida de audio, IC2, es el amplificador de audio de Motorola MC34119. Nos proporciona aproximadamente 1/4 de vatio de audio en altavoces de 8 a 64  $\Omega$ . No son necesarios grandes condensadores de acoplamiento de salida, pero unos elevados condensadores de desacoplo en la fuente de alimentación proporcionan una excelente estabilidad.

El prototipo trabaja con una batería de 9 V y si se escucha con un volumen moderado nos proporcionará un razonable tiempo de escucha. Para una mayor duración, debemos utilizar un paquete de 6 u 8 pilas tipo AA o una fuente de alimentación de AC.

## Modificaciones y arreglos

Todos los diseñadores aprenden pronto que diseñar es modificar. Normalmente las prestaciones se sacrifican en favor de un precio menor. Este diseño no es la excepción. La fi-

losofía básica del diseño fue conseguir un receptor razonable a un precio razonable. En ese aspecto, estamos muy contentos con el resultado. Sin embargo, en el resultado final omitimos algunas características.

Los receptores de onda corta más modernos incluyen un oscilador de batido de frecuencia, BFO. El propósito del BFO es exactamente como su nombre indica, batir la señal del oscilador local (OL) con la señal de entrada RF para producir una frecuencia heterodina, y poder sintonizar el código Morse (CW) o de banda lateral única (SSB), esto se puede hacer en RF o en FI, aunque son mucho más comunes los BFO en FI.

La red de acoplamiento de entrada del receptor de onda corta nos proporciona la adaptación de impedancia desde los 50  $\Omega$  de entrada de antena hasta los 1.500  $\Omega$  de entrada del NE602.

Un buen receptor de verdad utilizaría aquí una doble, o incluso triple sintonía, para un mejor rechazo de imagen y rendimiento de sobrecarga.

Las imágenes que se producen en la mezcla de las dos señales son muy difíciles de eliminar. Debemos recordar que la salida de un mezclador es la suma y la diferencia de las dos frecuencias. Por ejemplo, supongamos que queremos recibir WWV en 10 MHz usando una FI de 455 KHz. Usando una frecuencia de inyección inferior, podríamos generar un oscilador local de 10 MHz menos 455 KHz, que son 9,545 MHz.

Sin embargo, si tenemos presente a la entrada del mezclador una frecuencia de 9,09 MHz, también tendremos una frecuencia de salida de 455 KHz, porque 9,545 MHz menos 9,09 MHz es igual a 455 KHz. La otra frecuencia no deseada (9,09 MHz) se llama frecuencia imagen. Es posible utilizar algunas técnicas sofisticadas para evitar estas frecuencias, tales como mezcladores con rechazo de imagen o receptores con convertidor elevador (en el que la frecuencia de salida tiene que ser mayor que a la entrada), pero casi todos los receptores rechazan la fre-

cuencia de 9,09 MHz en el tanque de entrada. El tanque de sintonía de RF en nuestro receptor de onda corta ayuda mucho, pero no elimina el problema.

La sobrecarga o saturación es otro aspecto importante en relación con los receptores de onda corta. Si se sintoniza el tanque de RF a 10 MHz, dejará pasar las señales de 10 MHz y atenuará, pero no eliminará, las señales de otras frecuencias diferentes. Si cerca del tanque hay una emisora de AM con una potencia de 50.000 vatios, algunas de las señales conseguirán pasar y si esto ocurre, oiremos la estación de AM tan bien como las de onda corta.

Probado con nuestra antena activa (Elektor N.º 104, enero de 1989), se comprobó que era necesario un filtro de rechazo de AM para eliminar la emisora local de 50 Kw. En la figura 3 se puede ver un filtro pasaaltos que atenuará la emisión en 40 dB, el corte de frecuencia inferior es aproximadamente 2,2 MHz. El filtro se puede montar en una placa para prototipos y cablear punto por punto.

## Montaje

Aunque el circuito trabaja con bajas frecuencias, es recomendable utilizar una placa de circuito impreso. El diseño de la placa se puede encontrar en las páginas centrales de la revista, o se puede adquirir la placa a través del servicio EPS de Elektor. En la figura 4 podemos encontrar la distribución de componentes sobre la placa.

Las bobinas L1, L2 y L3 están devanadas sobre núcleos toroidales, de modo que son mucho más pequeñas que las bobinas con núcleos de aire, y se pueden sintonizar estirando o comprimiendo las espiras sobre el toroide. Recordemos que se cuenta una vuelta cada vez que el hilo pasa por el centro del toroide. Después de sintonizar las bobinas se puede fijar el hilo con resina epoxy.

Con el MC34119 puede funcionar correctamente cualquier altavoz de 8 a 64  $\Omega$ . Tendremos una salida de audio ligeramente menor con altavoces de más alta impedancia. Los cables de los altavoces se deberían retorcer y dejar lo más cortos posible.

Si se usan auriculares estéreo no se debe conectar la masa. Es necesario conectar unas resistencias en la salida de altavoz (será necesario experimentar con el valor) para alimentar los canales derecho e izquierdo. Se puede observar que el MC34119 no da la salida de altavoz con respecto a masa.

Todos los receptores necesitan una buena antena, y éste no es una excepción. Aunque la primera prueba la hicimos en un parque con 10 m. de cable sobre la rama de un árbol, una buena antena mejorará notablemente los resultados del receptor. Un dipolo nos dará buenos resultados. En caso de tener limitaciones de espacio, una buena solución puede ser una antena activa (como la aparecida en Elektor N.º 104, enero de 1989). Una buena masa también ayuda a la hora de eliminar ruidos. Se debería instalar el receptor en una caja metálica para reducir las capacidades parásitas producidas por las manos, y a la vez para proporcionar un blindaje frente a una posible emisora de AM potente. En la figura 5 se puede ver el prototipo del receptor. Observamos que en el prototipo se utilizan la antena activa y el filtro pasaaltos de 2,2 MHz, aunque no son imprescindibles. Los agujeros del altavoz se hicieron con un ingenioso truco: se dibujan las líneas exteriores sobre una placa de circuito impreso perforada (las que se utilizan para prototipos) y se coloca la placa sobre la caja, usando los agujeros de la caja como guía para la taladradora.

En la tabla 2 podemos ver la relación entre condensadores y frecuencias, que nos permite modificar el circuito para recibir otras frecuencias diferentes a las usadas en el prototipo, de 8,5 a 11,5 MHz (actualmente de 8,5 a 10 MHz para la banda 1 y de 10 a 11,5 MHz para la banda 2). No se debe pensar en L2 y L3 como bobinas con toma central, sino más bien como bobinas «seleccionables». Por ejemplo, L3 está especificada como una bobina de 24 vueltas con una toma en la vuelta 19. Lo que esto significa es que se puede conmutar a la bobina de 19 vueltas, o a la de 24. Se puede incluso devanar para L3 una bobina de 45 vueltas con toma en las vueltas 14, 15, 17, 19, 24, 29 y 34. Con el conmutador adecuado (si es posible encontrarlo), se podría sintonizar de 5 a 16 MHz en 8 bandas. Debemos recordar que también es necesario conmutar los condensadores. Como las bobinas se deben devanar a mano, habrá algunas variaciones. El tamaño del cable se ha calculado para un hilo del número 30. Se puede utilizar otro cable diferente, pero puede resultar muy difícil bobinar 45 vueltas sobre un núcleo T-37-2 con un hilo de mayor tamaño. La separación del hilo en el núcleo también cambiará la frecuencia de sintonía. Se dan los valores como un punto de partida razonable. Para construir un receptor que responda

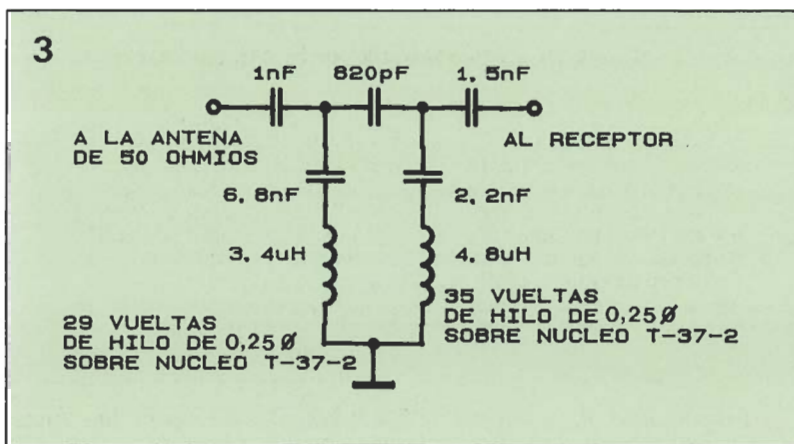


Figura 3. Este filtro pasaaltos atenuará las estaciones de AM en 40 dB. Su frecuencia de corte inferior está sobre los 2,2 MHz.

a unas frecuencias diferentes de las del prototipo, deberemos seguir los pasos explicados a continuación: 1.— Montar totalmente el circuito, excepto las dos bobinas.

2.— Devanar la bobina del oscilador usando la tabla 2. Colocar la bobina en el circuito, entre la masa y la unión de los condensadores C20, C22 y C23 (de esta forma no se necesitará el conmutador).

3.— Conectar a la patilla 7 del IC1 un frecuencímetro con una entrada de alta impedancia. Sabemos que el NE602 no permite la entrada de 50 Ω sin un buffer, por lo tanto es re-

comendable un condensador en serie de 10 pF.

4.— Girar la sintonía y la sintonía final completamente en sentido contrario a las agujas del reloj y medir la frecuencia. Después, girar la sintonía y la sintonía final totalmente en el sentido de las agujas del reloj, midiendo la nueva frecuencia. Si ésta es más pequeña que la primera, es que los potenciómetros están conectados al revés.

5.— Añadir 0,455 MHz a las dos frecuencias que se acaban de medir. Este es el rango de sintonía.

Si se está construyendo el recep-

Figura 4. Diagrama de distribución de componentes. Debemos asegurarnos de instalar el circuito en una caja metálica para ayudar a reducir las interferencias.

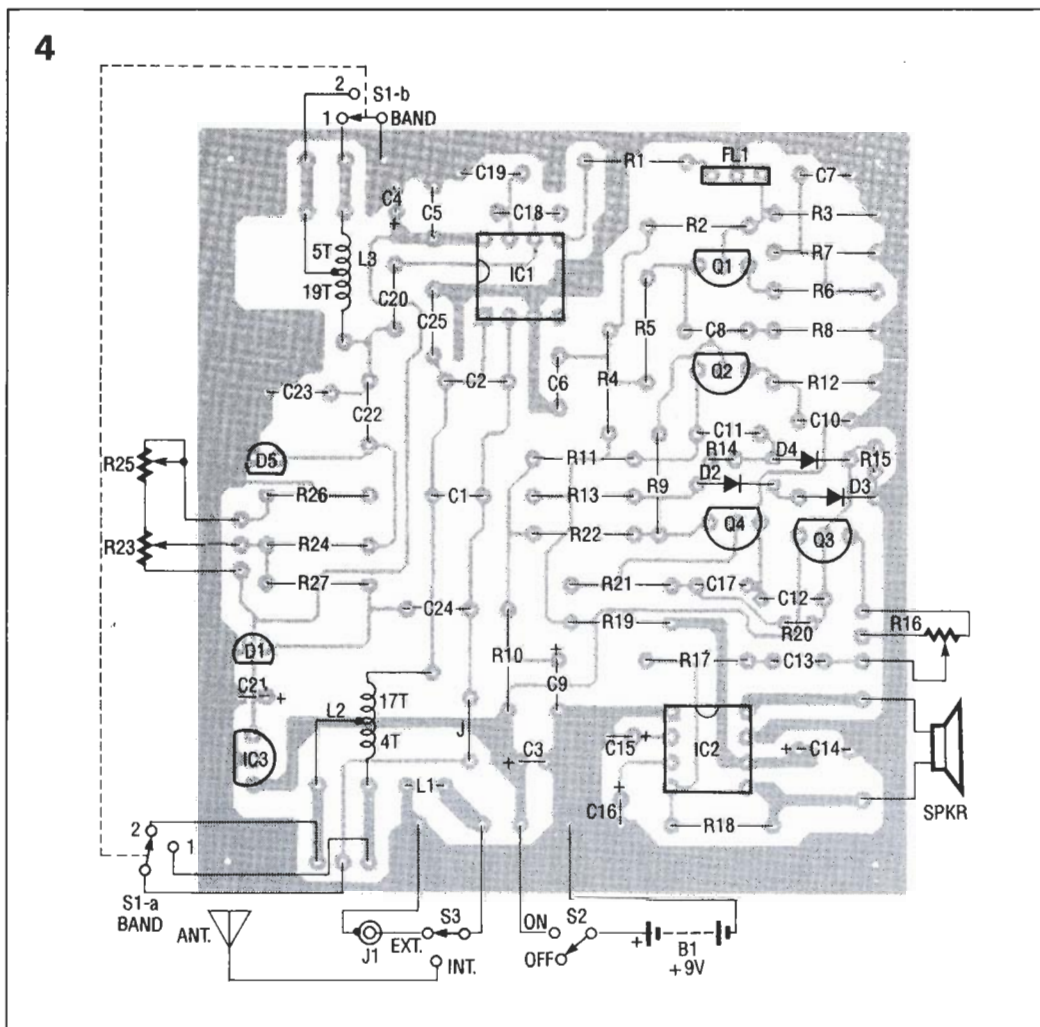


TABLA 2

| Frecuencia (MHz) | C2 (pF) | C18, C19 (pF) | C23 (pF) | (L1, L2 (Ant) (N.º de vueltas sobre núcleo T-37-2) | L3 (Osc) |
|------------------|---------|---------------|----------|--|----------|
| 5                | 100     | 120           | 68       | 5,41   | 45       |
| 6                | 100     | 120           | 68       | 4,30   | 34       |
| 7                | 82      | 100           | 47       | 4,26   | 29       |
| 8                | 82      | 100           | 47       | 3,22   | 24       |
| 10               | 82      | 100           | 47       | 3,17   | 19       |
| 12               | 82      | 100           | 47       | 2,15   | 17       |
| 14               | 68      | 82            | 33       | 2,14   | 15       |
| 15               | 68      | 82            | 33       | 2,13   | 14       |

TABLA 3

|          | NE602  | MC34119 |        |        |
|----------|--------|---------|--------|--------|
|          | Pin 1  | 1,27 V  | 0V     |        |
|          | Pin 2  | 1,27 V  | 4,15 V |        |
|          | Pin 3  | 0V      | 4,11 V |        |
|          | Pin 4  | 3,64 V  | 3,97 V |        |
|          | Pin 5  | 3,59 V  | 4,14 V |        |
|          | Pin 6  | 3,59 V  | 9,09 V |        |
|          | Pin 7  | 4,99 V  | 0V     |        |
|          | Pin 8  | 4,33 V  | 4,20 V |        |
|          |        | 5,05 V  |        |        |
|          | Q1     | Q2      | Q3     | Q4     |
| Emisor   | 0,95 V | 0,80 V  | 0,27 V | 0V     |
| Base     | 1,61 V | 1,45 V  | 0,82 V | 0,58 V |
| Colector | 2,56 V | 3,30 V  | 9,17 V | 7,41 V |

tor para un rango de frecuencia más alto, en torno a los 14 a 15 MHz, el rango de sintonía será del orden de los 2 ó 3 MHz. Por otro lado, los receptores para 3 ó 4 MHz sintonizarán sólo sobre los 0,5 MHz. Esto es debido a que la variación de capacidad de los MV209 es demasiado pequeña. La variación de capacidad con el voltaje típica de un MV209 es: 40 pF a 1V, 26 pF

a 5V, 14 pF a 10V y 9 pF a 20V.

Los circuitos sintonizados de baja frecuencia necesitan más capacidad que los circuitos sintonizados de alta frecuencia. Como la variación de capacidad del MV209 es fija, el porcentaje de variación con tanques de baja frecuencia es mejor que con tanques de alta frecuencia. Y es mejor olvidarse de las combinaciones serie o paralelo de los MV209, el

porcentaje de variación es el mismo que para uno solo. Si se necesita un mayor rango de sintonía, el mejor método es proporcionar una tensión de sintonía de 20 V estable y separada. Como la corriente consumida por los diodos es del orden de microamperios se puede usar una batería separada de 9V. Sólo hay que recordar que el rango de sintonía variará cuando envejezca la batería.

6.— Cuando estemos satisfechos con el rango de sintonía se devana la bobina de antena con una o dos vueltas menos que la del oscilador local. Esto es necesario porque el circuito sintonizado de entrada trabaja a 0,455 MHz por encima de la frecuencia del oscilador local.

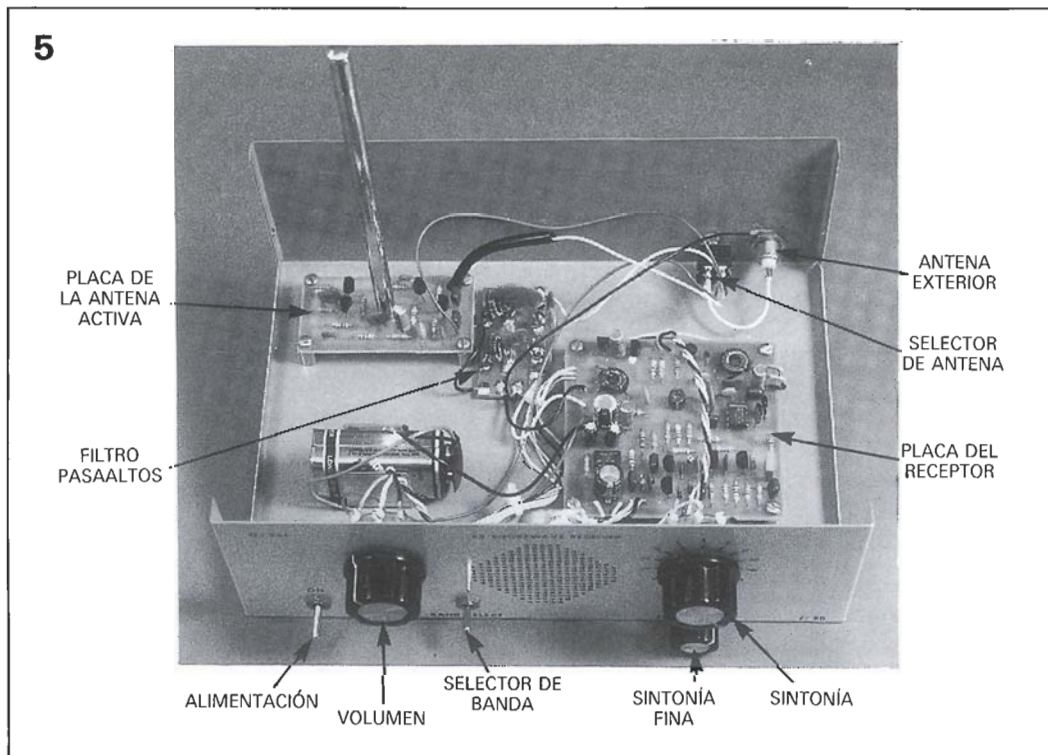
Los varicap utilizados en este receptor sólo necesitan variar en 15 pF, o de 0 a 15 pF; o cualquier otra combinación que dé una variación de aproximadamente 15 pF. Cuando se varía el voltaje de polarización de 1 a 5 voltios, la capacidad varía en realidad de, aproximadamente, 40 a 26 pF. Para incrementar el rango de sintonía se puede utilizar una buena fuente de alimentación regulada de más de 5 V de tensión y menos de 20 V. Como el aparato está funcionando con una batería de 9 V, hemos decidido regular la tensión a 5 V. Si se decide hacer trabajar el varicap con un voltaje más alto hay que recordar que el NE602 puede trabajar hasta un máximo de 8 V. Se puede conectar el potenciómetro a la parte de más alto voltaje, mientras que la conexión de la placa de circuito impreso al potenciómetro se deja desconectada.

Sintonizar 1.500 KHz con un potenciómetro sencillo puede ser muy delicado. Se puede construir una mala imitación de un potenciómetro multivuelta, poniendo uno de 10K en serie con otro de 50K, para una sintonía fina. Hay que tener cuidado con los cables que van al potenciómetro, cualquier señal de AC modulará al oscilador con desastrosos resultados. Como la sintonía de un varicap no es lineal con el voltaje, se puede experimentar con diferentes potenciómetros, como lineajes, logarítmicos, o de audio.

### Seguimiento de averías

Si existe algún problema, los voltajes de DC que se muestran en la tabla 2 pueden servir de ayuda. Todos los voltajes se tomaron alimentando el circuito del receptor, con una batería alcalina nueva de 9 V y con el control de volumen aproximadamente en 1/3 sin señal de entrada. La corriente total es de 22 mA.

Figura 5. Interior del prototipo del receptor. Se puede observar la antena activa y el filtro pasaaltos de 2,2 MHz que se utilizan en el prototipo, aunque no son imprescindibles.



*Presentamos un interesante diseño de amplificador de audio que puede utilizarse en la casa o en el automóvil.*

# AMPLIFICADOR DE AUDIO DE POTENCIA Y ALTA FIDELIDAD

Cada vez que aparece un nuevo circuito integrado en el mercado, se activa la imaginación de los diseñadores con objeto de desarrollar todo tipo de posibilidades. Uno de estos circuitos es el LM12 de National Semiconductor, que es un amplificador operacional de potencia; y cuando se dice potencia, se quiere decir ¡potencia! Este simple circuito integrado puede proporcionar 100 vatios RMS de audio sobre 4 ohmios y si se ponen dos LM12 en una configuración en puente, se puede conseguir el doble de potencia. En la actualidad, sobre todo en el audio con discos compactos, y con su elevado rango dinámico (incluso con niveles moderados de reproducción de sonido), se necesita un amplificador de sonido que no recorte los picos de entrada. El LM12 puede con estas necesidades de potencia de pico de entrada y por ello, el diseño del amplificador parte de este principio. Se han diseñado dos fuentes de alimentación distintas: una para que el amplificador pueda trabajar en casa con 220 V CA, y otro para que pueda trabajar con los 12 V y CC del coche.

El amplificador de potencia LM12

tiene muchas características que lo hacen ideal para utilizarlo como amplificador de audio. Lo primero que hay que notar es los realmente pocos componentes externos que necesita, lo que le permite utilizar poco espacio, mejorar la fiabilidad, y facilidad de montaje. Cuenta con todo tipo de circuitos incluidos en el LM12: encendido controlado, limitación de temperatura, desconexión en sobretensión, limitación de corriente de salida, y una completa protección contra sobrecargas, incluyendo el corto en la alimentación!

La Tabla 1 muestra las especificaciones completas del amplificador. Hay que señalar la excelente característica de distorsión (THD menor que 0,01 por 100, pendiente de subida tan elevada como 9V/microsegundo), lo cual puede encajar en buenos equipos de audio y sonido profesional. Las aplicaciones posibles de nuestro amplificador estéreo para coche, amplificador de graves, sistema para megafonía, amplificador estéreo para yate, amplificador para etapa monitora o amplificador para realizar prácticas con la guitarra.

## *Cómo trabaja*

El amplificador dispone de dos canales idénticos (para estéreo), por ello solamente se analizará al detalle el canal derecho. El preamplificador LM381 (IC3) tiene un rango de entrada de tensión de 0,75 a 1 voltio, con una ganancia en tensión de aproximadamente 10. Los amplificadores de potencia LM12 (IC1 e IC2) pueden proporcionar una ganancia en tensión de aproximadamente 4 cada uno. Para mantener la meta de diseño de mantener pocos componentes externos, el LM381 es una elección ideal. Es fácil controlar y solamente necesita una fuente positiva simple con un filtro sencillo formado por R9 y C9. La señal de audio pasa a la entrada inversora, mientras que la entrada no inversora se encuentra conectada a la masa de CA a través de C10. Las resistencias R6 y R3 determinan la ganancia, mientras que R5 proporciona la polarización. El condensador de acoplamiento C11 aísla la entrada de audio de la polarización del amplificador.

Las salida del preamplificador se encuentra acoplada en AC mediante C12 a IC2, el cual se encuentra configurado con un amplificador no inversor. La ganancia es igual a  $(R14+15)/R14$ . Los diodos D3 y D4 son necesarios para fijar la salida de las líneas de alimentación en el caso de utilizar altavoces (que son cargas inductivas) con retroalimentación. La bobina L2 y la resistencia R6 proporcionan el aislamiento de la salida permitiendo que el amplificador alimente cargas capacitivas, lo que debe ser capaz de hacer un amplificador de audio. El condensador C3 se encuentra en el bucle de realimentación para lograr la estabilidad de frecuencia. Cerca del integrado se encuentran unos grandes condensadores de alimentación, C1 y C2 para evitar cambios en la corriente de carga por la respuesta a la entrada del amplificador, precaución que también reduce las necesidades de filtrado de la fuente de alimentación.

Examinando el trazado de la placa de circuito impreso se pueden apreciar algunas características de diseño que no se ven en el esquema. Por ejemplo, todas las masas se devuelven a un punto en común para cada amplificador, y las alimentaciones V+ y V- se mantienen separadas para cada circuito integrado amplificador.

### Puente para mono

El amplificador es capaz de pasar a proporcionar el doble de potencia, para aplicaciones monoaurales.

Para convertir el amplificador de estéreo a funcionamiento monoaural (puente), se tienen que realizar algunas modificaciones sobre la placa de circuito impreso, tales como mover puentes y cortar pistas de cobre. Esto es debido a que IC2 se encuentra colocado en la configuración no inversora, mientras que IC3 se en-

cuentra como amplificador inversor. Las dos salidas de los amplificadores tienen la misma amplitud, pero se encuentran opuestas en fase. Cualquier altavoz conectado entre las dos salidas dispondrá de una señal con el doble de amplitud que la que obtendría de cualquiera de los amplificadores con respecto a masa. (Cuando dos amplificadores se encuentran en puente a través de un altavoz, la masa de entrada de cada amplificador no se utiliza para el retorno de audio de los altavoces).

Pero hay más: los valores de las

Figura 1. El amplificador suele configurarse para trabajar en estéreo, pero se puede reconfigurar para que trabaje en modo monoaural con el doble de potencia.

TABLA 1: ESPECIFICACIONES DEL AMPLIFICADOR

#### RÉGIMEN DE POTENCIA: CONTINUO

ESTEREO: 60 VATIOS RMS POR CANAL CONTINUOS SOBRE 8 OHMIOS  
100 VATIOS RMS POR CANAL CONTINUOS SOBRE 4 OHMIOS

EN PUENTE: 120 VATIOS RMS SOBRE 8 OHMIOS  
200 VATIOS RMS SOBRE 4 OHMIOS

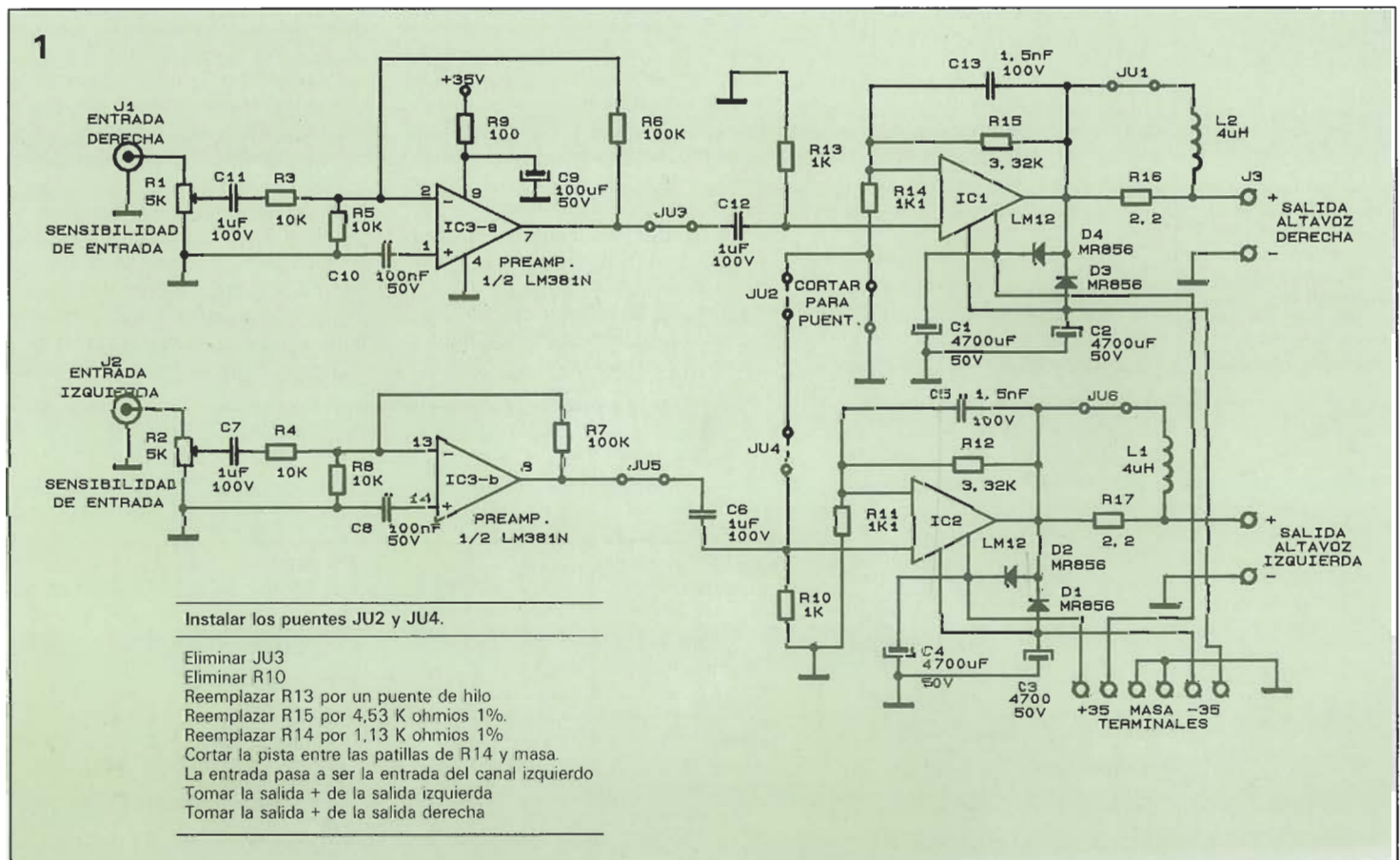
PODRA ALIMENTAR UNA CARGA DE 2 OHMIOS POR CANAL LIMITANDO LA POTENCIA A 15 VATIOS POR CANAL  
LA POTENCIA TOTAL DISIPADA ES DE 150 VATIOS MÁXIMOS POR CADA CANAL

DISTORSIÓN: TDH MENOR DL .01%

RÉGIMEN DE SUBIDA: 9V/MICROSEGUNDO

TAMAÑO: 10,2 x 2,6 x 5 PULGADAS.

ENTRADA: LÍNEA DE ENTRADA CON NIVEL AJUSTABLE POR SENSIBILIDAD.



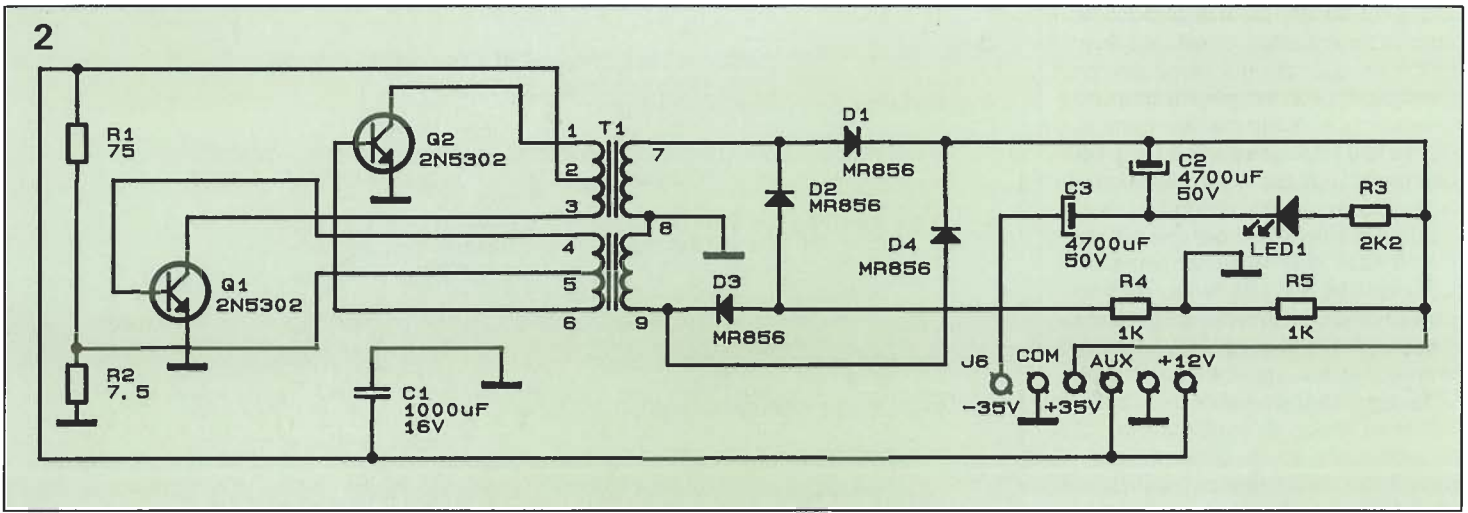


Figura 2. La fuente de alimentación de 12 voltios es perfecta para hacer funcionar el amplificador con la batería de un coche o de un barco.

### Lista de componentes

- Amplificador**  
 R1, R2: Potenciómetro de ajuste de 5K  
 R3, R4, R5, R8: 10 K  
 R6, R7: 100 K  
 R10, R13: 1 K 1%  
 R11, R14: 1,1 K 1%  
 R12, R15: 3320 Ω 1%  
 R16, R17: 2,2 Ω 2 W

Figura 3. La fuente de alimentación de 220 voltios es perfecta para hacer funcionar el amplificador en casa con la tensión alterna doméstica.

resistencias de ganancia de IC2 se deben cambiar, ya que la ganancia para un amplificador inversor es R15/R14, sin conectar a masa el extremo de R14. El preamplificador de la entrada izquierda ya no será necesario, por ello, habrá que eliminar JU3.

La entrada de IC2 se realiza a través del preamplificador izquierdo, por ello, habrá que instalar JU4 y JU2. La entrada positiva de IC2 se conectará a masa, sustituyendo R13 por un puente. Consultar la nota de la Fig. 1 para la conversión en puente.

### Las fuentes de alimentación

Hay dos fuentes de alimentación distintas dependiendo de donde piense utilizarse el amplificador: una para utilizarlo en casa con 220 V CA, y otra para utilizarlo en el coche o barco a 12 V CC.

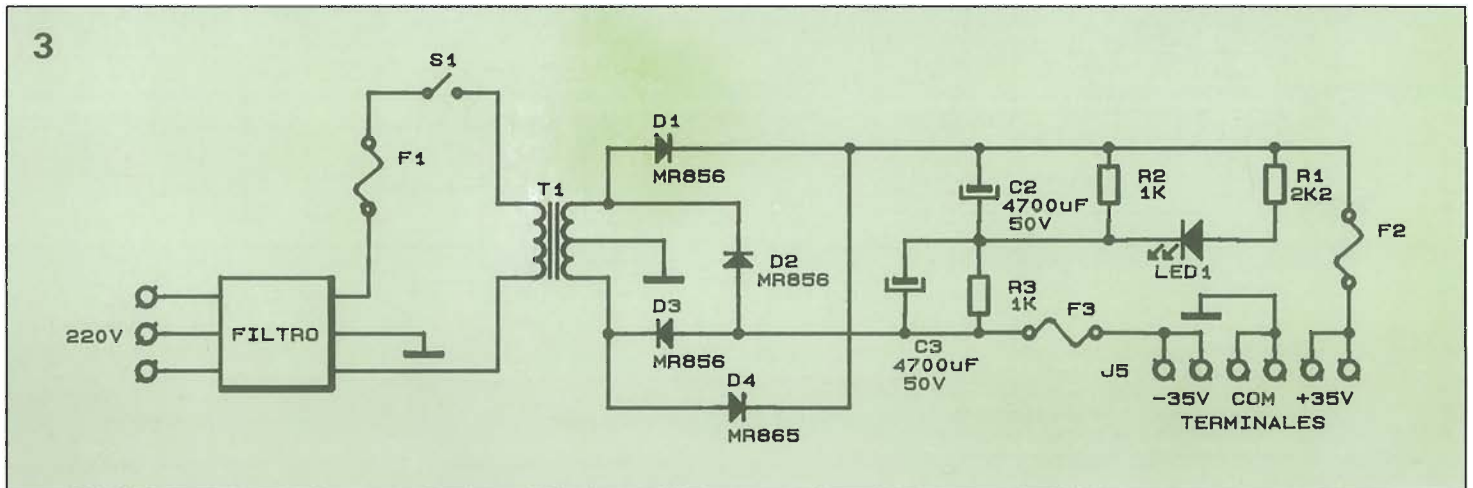
La Fig. 2 muestra la fuente de alimentación de 12 voltios que se puede utilizar para hacer funcionar el amplificador en el coche o en el barco. El convertidor de 12 a 70 voltios

(±35 voltios) utiliza un transformador con el núcleo toroidal (T1) que tiene dos bobinados primarios con toma central. Los bobinados N.º 1 y N.º 3. La toma central del bobinado N.º 2 se encuentra conectada a 12 voltios, mientras que los bobinados N.º 4, N.º 5, y N.º 6 son los bobinados de control de base de Q1 y Q2. Las resistencias de potencia R1 y R2 proporcionan la polarización. Los bobinados de control de fase se encuentran conectados fuera de fase con los bobinados primarios principales, de forma que Q1 y Q2 conmutan conduciendo y no conduciendo alternando la corriente en el bobinado primario. El bobinado secundario tiene una relación de vueltas de aproximadamente 5 veces el primario, lo cual proporciona, después del rectificado y el filtrado, una tensión de salida de ±35 voltios para una entrada de 12 voltios.

La fuente de alimentación es muy simple y fiable. Puede suministrar unos 2 amperios sin carga y 5 amperios con la tensión de salida cayendo a ±30 voltios cuando tiene la carga al máximo.

La Fig. 3 muestra la fuente de alimentación de 220 voltios CA que utiliza un transformador toroidal de potencia para suministrar 70 voltios (± 35 voltios) a 5 amperios; también se pueden utilizar transformadores laminados tradicionales. La ventaja principal de utilizar transformadores toroidales es la de que se encuentran auto-apatallados, ya que las líneas de flujo se mantienen dentro del núcleo. La entrada de corriente alterna utiliza un filtro RFI/EMI, un conmutador encendido/apagado y un fusible de línea. (Una buena posibilidad es la de utilizar un cable de alimentación de CA desmontable con una clavija estándar que se acople al módulo de filtro EMI). El secundario del transformador es rectificado por los diodos D1-D4 y filtrado mediante C2 y C3 para proporcionar dos tensiones de salida (± 35 voltios) con una masa común. Cada salida dispone de un fusible de 5 amperios.

Hay que señalar que las salidas de la alimentación no se encuentran reguladas. Las resistencias divisoras de tensión R2 y R1 tienen dos misiones. La primera, los divisores de tensión mantienen una carga mínima para evitar que se produzca un gran incremento de la tensión de salida

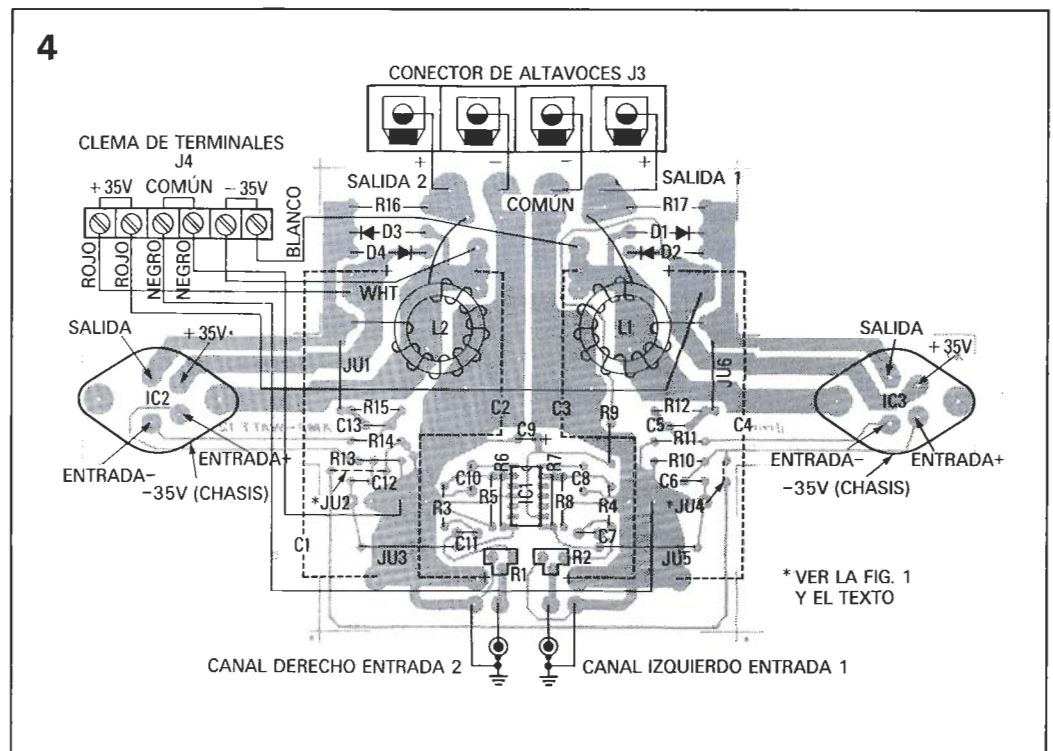


cuando se desconecta el amplificador. La segunda, cuando se desconecta el amplificador las resistencias disipan la corriente de los condensadores de filtro, por lo que eliminan la posibilidad de recibir una descarga eléctrica a causa de la carga de los condensadores. El LED1 funciona como un indicador de encendido/apagado y trabaja con la tensión del secundario. La polaridad es crítica para los condensadores electrolíticos y los diodos, por ello hay que asegurarse de que se ha comprobado la polaridad antes de proceder a su soldadura.

### Sugerencias para la construcción

Como se puede ver en la Fig. 4, las bobinas L1 y L2 son muy sencillas de bobinar a mano, devanando 10 espiras de hilo conductor sobre un núcleo de ferrita. Este núcleo de ferrita no es crítico, realmente, se puede utilizar cualquier núcleo de ferrita con un diámetro de 25 mm. Se pueden utilizar precintos de nylon de 10 cm. para sujetar las bobinas al circuito impreso. Antes de soldar el hilo magnético a la placa, hay que raspar el barniz y estañar el extremo descubierto del cobre mediante un soldador.

Hay que poner un cuidado especial al colocar los circuitos integrados de los amplificadores en los grandes disipadores de calor. Se deberán modificar los aisladores para circuito integrado con una cuchilla para poder utilizarlos con las dos patillas extra del LM12, y se eliminará cualquier sobrante o rebaba del disipador de calor. Se aplicará pasta de silicona a las dos partes del aislador para facilitar la transferencia de calor a través de él. Cuando se instale el LM12 en el disipador de calor, se deberán apretar los tornillos de fijación antes de soldar las patillas del circuito impreso a la placa. CUIDADO: Hay que señalar que el disipador de calor se encuentra a la tensión de masa y el circuito LM12 está a -35 voltios, no estando ninguna de sus patillas a potencial de masa; por ello hay que tener la precaución especial de comprobar de colocación del circuito integrado con un multimetro o téster.



Las entradas y salidas del amplificador se encuentran perfectamente señaladas en las ilustraciones. Los cables de alimentación y de masa se encuentran conectados a una clema de terminales JU4. Finalmente, se instalarán los condensadores C1-C4 aproximadamente a unos 6 mm. por encima de la placa de circuito impreso por la cara de las soldaduras, con la polaridad como se indica en las ilustraciones.

La Fig. 5 muestra la disposición de los componentes para la fuente de alimentación de 12 voltios. Se montarán los transistores de potencia 2N5301 utilizando disipadores

Figura 4. Diagrama de disposición de los componentes para el amplificador. Las bobinas se deben bobinar exactamente como se muestra en la figura.

**Condensadores**  
C1-C4: 4.700  $\mu$ F, 50 voltios, axial electrolítico  
C5, C13: 1,5 nF cerámico  
C6, C7, C11, C12: 1  $\mu$ F cerámico  
C8, C10: 0,1  $\mu$ F cerámico, axial

**Semiconductores**  
IC1, IC2: LM12CL  
IC3: LM381N  
D1-D4: Diodo MR856 (3 amperios, 300 voltios)

**Bobinas**  
L1, L2: Bobinas de 4  $\mu$ H

**Varios**  
Disipador de calor. Conectores para altavoz. Clema para potencia. Cable de conexión. Cable magnético. Zócalo de 14 patillas

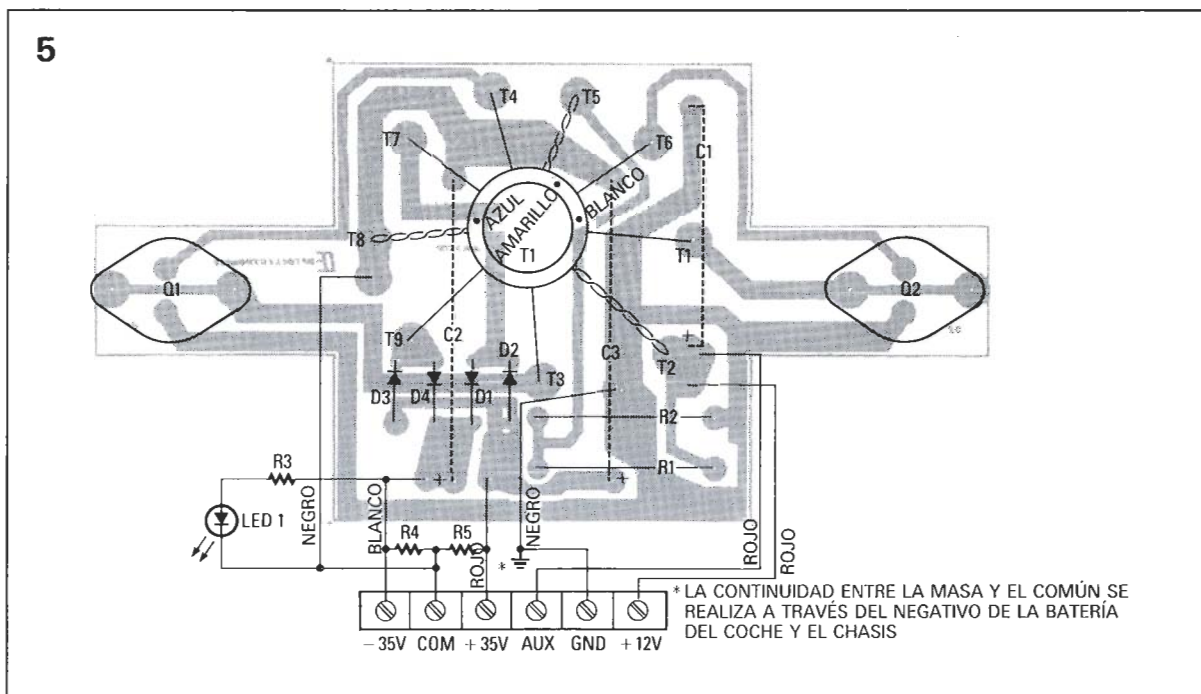


Figura 5. Diagrama de disposición de los componentes para la fuente de alimentación de 12 voltios. Hay que señalar la disposición del transformador toroidal T1.

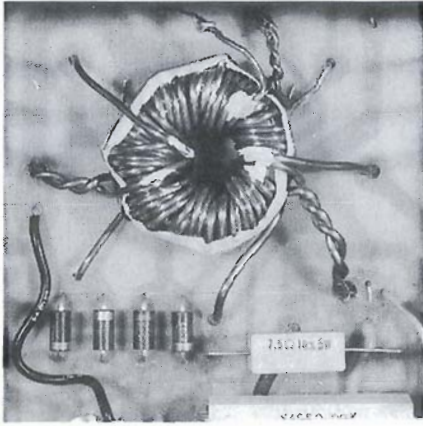


Figura 6. Aquí se puede ver el transformador toroidal utilizado en la fuente de alimentación de 12 voltios de CC a  $\pm 36$  voltios de CC.

#### FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE 12 VOLTIOS

##### Semiconductores

Q1, Q2: Transistor 2N5301

LED1: Diodo LED de luz verde con soporte para panel

D1 a D4: Diodo MR856 (3 amperios, 300 voltios)

##### Resistencias

R1: 75  $\Omega$ , 10 vatios

R2: 7,5  $\Omega$  5 vatios

R3: 2 K

R4: 1 K

R5: 1 K

##### Condensadores

C1: 1.000  $\mu$ F, 16 voltios, axial electrolítico

C2, C3: 4.700  $\mu$ F, 50 voltios, axial electrolítico

##### Varios

T1: Transformador toroidal especial

Clema para potencia de 6 conexiones

Figura 7. Diagrama de disposición de componentes para la fuente de alimentación de 220 voltios de CA.

mitadora de corriente de 2 K (R3). La clema de terminales JU4 dispone de las salidas para +V, -V, y las conexiones comunes. El terminal AUX se encuentra conectado a +12 voltios para alimentar un ventilador de refrigeración, y los dos terminales restantes son los de la entrada de 12 voltios CC y masa GND.

La Fig. 6 muestra el transformador especial (T) para la fuente de alimentación de 12 voltios CC. Si se desea construir uno mismo el transformador la información que se necesita es la siguiente:

- Descripción: 12 voltios de entrada, 64 voltios de salida con toma central. Con un bobinado de 6,8 voltios para control de base con toma central.

- Núcleo: formado por cinta magnética bobinada de 0,025 mm de espesor, con unas dimensiones de 37 x 23 x 8,7 mm.

- Bobinados: Primario 14 espiras con toma central, control de base 7 espiras con toma central, secundario 19 espiras con toma central.

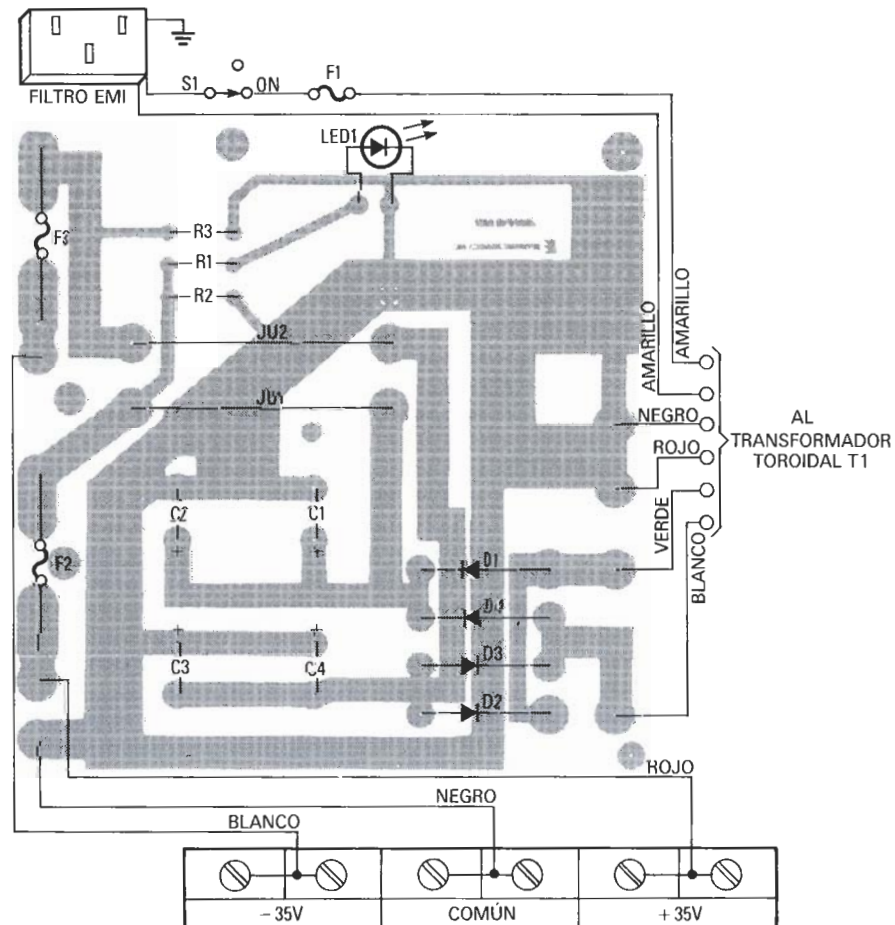
- Hilo: Para el primario y el secundario se utilizará hilo de 2 mm. de diámetro y para el control de base el diámetro de 1 mm.

Se debe unir el transformador al

chásis utilizando precintos de plástico con el transformador descansando sobre soportes del mismo material. La placa de circuito impreso se sujetará al chásis utilizando separadores de 5 mm. y tornillos.

Hay que asegurarse de que no hay cortos con el chásis bajo la placa de circuito impreso. El terminal de salida se encuentra cableado tal como se indica en la leyenda del chasis, con dos terminales para +V, dos para -V y dos para masa. De nuevo se utilizarán cables de 1,3 mm. o más para el cableado de salida. Se pondrá un fusible de 3 amperios y 250 voltios en el soporte del fusible de la línea de alimentación, y de 5 amperios en las salidas.

La Fig. 7 muestra la fuente de alimentación de 220 voltios a +35. Se montará la placa con la seguridad de que la polaridad de los condensadores de filtro y de los diodos es la correcta. Se implantarán todos los elementos en el chásis y se cableará el secundario del transformador a la placa del circuito impreso como se indica en el esquema. Se soldará uno de los cables del primario como se indica en el esquema. Se soldará uno de los cables del primario directamente sobre uno de los terminales



aislados en el filtro EMI. (Se debe utilizar macarrón termorretráctil para evitar descargas eléctricas mientras se manipule). Se conectará el otro cable del primario a la conexión central del conmutador. El terminal inferior del conmutador se cableará en el terminal inferior del soporte para fusibles de montaje sobre placa, mientras que el terminal central del soporte para fusibles se cableará a otro terminal aislado del filtro EMI.

## Comprobación

Se utilizará un medidor de resistencias para comprobar que no hay cortos entre el LM12 y el disipador de calor. Se comprobará la polaridad correcta de todos los diodos, condensadores y circuitos integrados. La colocación de los componentes con la polaridad invertida es el error más frecuente en la construcción de circuitos y puede ser un error fatal, por ello se deberá revisar cuidadosamente. El siguiente paso es comprobar que la fuente de alimentación proporciona la tensión correcta. Hay que tener presente que sin la carga, la tensión puede ser de un 100 por 100 a un 15 por 100 superior al valor nominal.

Ahora se podrá conectar el amplificador a la fuente de alimentación, pero sin todavía conectar altavoces o entradas de audio. Ninguno de los componentes deberá ponerse demasiado caliente y los fusibles no debe-

rán fundirse. Se deberán centrar los potenciómetros de sensibilidad (R1 y R2) en la placa de circuito impreso. Después se conectarán los altavoces. Se utilizará una fuente de sonido con control de volumen para evitar que se dañen los altavoces o los oídos.

Para trabajar con 12 voltios, el grosor del cable que va a la batería deberá ser como mínimo de 2 mm. de diámetro para una longitud de 2,5 m. y de un calibre superior para una longitud mayor. se deberá colocar un fusible de 30 amperios lo más cerca posible de la fuente de energía (batería); después de todo, se está trabajando con unas cantidades considerables de energía, que pueden provocar grandes daños al sistema eléctrico del coche, a la fuente de alimentación del amplificador o incluso se puede producir un fuego si la línea de alimentación no dispone del fusible adecuado.

Se deberá utilizar un relé de 30 amperios para conmutar la alimentación entre el encendido y el apagado. Se puede montar el conmutador bajo el arranque, o utilizar la alimentación para la antena de la radio de coche para activar el amplificador. Es probable que se prefiera que el relé no se pueda activar a menos de que el motor del coche se encuentre en marcha para evitar que se descargue por completo la batería del coche. A toda potencia, la carga para el sistema eléctrico del coche

es la misma que si se dejan encendidas las luces del vehículo.

Tanto el amplificador como la fuente de alimentación son lo suficientemente compactos como para poder colocarlos en cualquier espacio disponible. Si no hay flujo de aire, como en el maletero del coche, se deberá utilizar un ventilador de refrigeración de 12 voltios para mover el aire sobre los disipadores de calor del amplificador y la fuente de alimentación.

• Nota final sobre el montaje en puente: Si se piensa montar dos amplificadores en puente en el coche, se necesitarán, al menos, dos fuentes de alimentación.

La utilización de fuente de alimentación de 220 voltios de CA es muy sencilla. Hay que tener presente que no debe haber nada que impida el movimiento de aire sobre el amplificador. Si hay alguna duda sobre la posibilidad del sobrecalentamiento, entonces se deberá montar un ventilador silencioso. El amplificador se puede montar aparte de su fuente de alimentación o junto a ella. Se pueden montar varios amplificadores y colocarlos en un rack. Se puede utilizar un amplificador configurado en puente con una única fuente de alimentación, pero los fusibles deberán fundirse si se sobrepasa el límite de los 5 amperios; para prevenir esta eventualidad, se deberán utilizar dos fuentes de alimentación para tener una potencia extra. ■

## FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE 220 VOLTIOS CA

**Semiconductores**  
D1- D4: Diodo MR856 (3 amperios, 300 voltios)  
LED1: Diodo LED de luz verde con soporte para panel

**Resistencias**  
R1: 2,2 K  
R2, R3: 1 K

**Condensadores**  
C1-C4: 4.700 µF, 500 voltios, radial electrolítico

### Varios

T1: Transformador toroidal con primario de 220 voltios y secundario de 70, con toma central, Filtro de línea EMI, Cable de alimentación de 3 polos (2 + masa) para corriente alterna. Conmutador SPDT. Soporte para fusibles de montaje sobre placa. Fusibles de 3 amperios, 250 voltios. Clema para potencia de 6 conexiones

# INFORMATICA



**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: \_\_\_\_\_

POBLACIÓN: \_\_\_\_\_ 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)**

*El relé es uno de los componentes más antiguos que se conoce. Por su importancia a lo largo del tiempo, se describe seguidamente la forma en la que han sobrevivido con el paso de los años desde la era de las lámparas hasta la época del transistor.*

# APLICACIONES Y USOS DE LOS RELÉS (I)

En el año 1836, Joseph Henry transmitió una pequeña corriente eléctrica a través de un cable para alimentar una bobina remota. La bobina operaba sobre una serie de contactos que completaban un circuito de baja resistencia que hacía sonar un timbre, naciendo de esta forma el relé.

Desde ese día, hace 150 años, el relé ha tenido una gran evolución posterior y los modernos relés son bastante distintos de los toscos modelos de la época de Henry. En la actualidad, se utilizan circuitos de conmutación que generan señales de control en lugar de utilizar los conmutadores mecánicos; esto significa que los dispositivos denominados relés son necesarios para permitir que estas señales de baja tensión puedan operar sobre dispositivos de elevado consumo de potencia. En el presente artículo, se hablará de los descendientes actuales de la siempre presente familia de estos dispositivos denominados relés.

## Relé de armadura

Básicamente un relé es un conmutador controlado electrónicamente. El relé hace posible la conmutación remota y permite un control seguro de las cargas mediante señales de bajo nivel, que realizan peligrosas conmutaciones en circuitos de alta tensión. Este hecho también permite que una simple señal de tensión controle muchas cargas o corrientes individuales.

Los relés se pueden dividir en tres tipos fundamentales: electromecánicos, de estado sólido e híbridos, estos últimos son una combinación de los dos primeros. Hay algunos relés especializados que no encajan en ninguna de las categorías anteriores, éstos se tratarán más adelante de forma individual. Primero se hablará de los relés electromecánicos, éstos se pueden dividir a su vez en tres tipos básicos: los de armadura, los de núcleo móvil y los relés reed. Los de

armadura son los más antiguos del grupo, por este motivo, trataremos primero sobre ellos.

En la figura 1 se puede ver el relé básico de armadura SPST (actuador simple, contacto simple) utilizado durante años. Una gran cantidad de espiras de un hilo de cobre aislado y fino se bobinan en torno a un núcleo de hierro para formar un electroimán. La armadura móvil de metal dispone de un contacto eléctrico que se posiciona sobre un contacto fijo que se encuentra sujeto al armazón del relé. Un muelle mantiene la armadura en su posición superior de forma que el contacto móvil y el contacto fijo se encuentren normalmente separados (abiertos). Cuando la bobina es alimentada, atrae y hace bascular la armadura y la lleva hacia abajo, lo que cierra (realiza) el contacto y completa el circuito de potencia.

Si el contacto fijo se encuentra colocado de forma de que toque el contacto móvil solamente cuando la



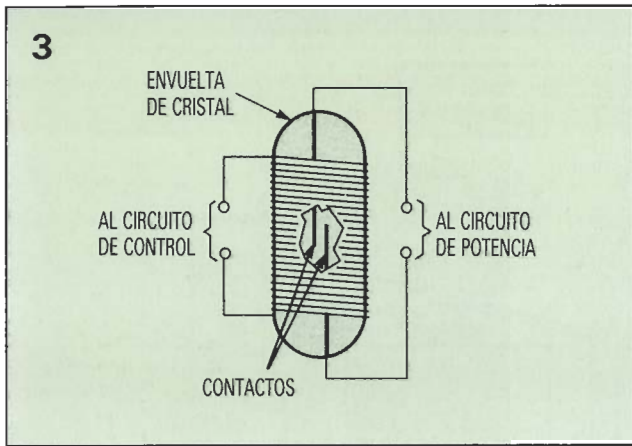


Figura 3. El relé reed es un interesante relé electromagnético en el que los contactos se realizan mediante la atracción de dos láminas metálicas por el efecto de un campo magnético.

Una de las grandes ventajas de los relés reed en comparación con los otros relés electromagnéticos, es la relativa facilidad con la que se pueden fabricar en la versión de contactos múltiples. Como ocurre con los relés de bobina-armadura y de bobina-émbolo, los mecanismos de contacto se pueden agrupar para poder realizar aperturas o cierres de varios circuitos al mismo tiempo, o realizar una combinación de las dos acciones, todas ellas controladas por una bobina simple. En los relés reed, se pueden colocar en tubos individuales contactos múltiples y controlar todo el conjunto mediante una única bobina y ocupando un volumen muy reducido. Esta posibilidad no la tienen los relés de estado sólido.

### Relés de estado sólido

Como los relés de estado sólido (normalmente denominados SSR) en la mayoría de los casos, no se encuentran agrupados para funcionar bajo un mando único, suelen ir montados de forma individual, con disipadores de calor separados y dispuestos para funcionar con señales de control independientes para cada una de las unidades. Pero incluso de esta forma, los relés de este tipo tienen una serie de ventajas únicas sobre los otros tipos de relés electromagnéticos. Por ejemplo, los relés de este tipo no tienen partes móviles, no tienen contactos que se des-

gasten con el tiempo, formen arcos o se quemen y tienen la posibilidad de trabajar a muy altas velocidades sin golpes, rebotes ni ruido.

La razón de este, estriba en que los relés de estado sólido, utilizan las ventajas de la conmutación (activación y desactivación) de los transistores y de los rectificadores controlados de silicio (SCR) para abrir o cerrar circuitos de CC, y de los triacs para conmutar los circuitos de CA. Cuando se habla de relés de estado sólido, normalmente se utilizan las salidas a través de triac como ejemplo, las cuales suelen utilizarse para controlar cargas de CA. Sin embargo, hay que tener presente que existen versiones para CC de estos relés (utilizando los dispositivos de salida apropiados).

### Acoplamiento óptico

Algunos relés de estado sólido disponen de una posibilidad única denominada acoplamiento óptico. Este sistema está compuesto por un diodo emisor de luz (denominado LED) y un fototransistor u otro tipo de dispositivo semiconductor sensible a la luz en un empaquetamiento «estanco a la luz». El LED, el cual se encuentra conectado al circuito de control, alumbra sobre el dispositivo sensible a la luz, y funciona como dispositivo de actuación para el circuito de potencia. Cuando luce el LED, activa el dispositivo semiconductor sensible a la luz, completando el circuito de potencia.

En algunos diseños el empaquetamiento del fotoacoplador dispone de una ranura abierta (slot) entre el relé y el fototransistor, y el LED luce de forma continua. El control del dispositivo se realiza mediante un brazo móvil, placa opaca u otro dispositivo que se introduce en la ranura e interrumpe el paso de la luz, en función de algún movimiento mecánico externo.

En la figura 4 se puede ver un relé acoplado ópticamente. Cuando el LED, activa el dispositivo semicon-

ductor sensible a la luz, completando el circuito de potencia.

En algunos diseños el empaquetamiento del fotoacoplador dispone de una ranura abierta (slot) entre el relé y el fototransistor, y el LED luce de forma continua. El control del dispositivo se realiza mediante un brazo móvil, placa opaca u otro dispositivo que se introduce en la ranura e interrumpe el paso de la luz, en función de algún movimiento mecánico externo.

En la figura 4 se puede ver un relé acoplado ópticamente. Cuando el LED luce, su luz ilumina y activa el fototransistor, que es un semiconductor cuya corriente entre el emisor y el colector es controlada por la cantidad de luz que ilumina sobre la región de la base. Éste a su vez, activa el circuito de disparo para triac, el cual pone en funcionamiento el triac de conmutación.

Esta disposición es capaz de proporcionar el máximo aislamiento entre los circuitos de control y de potencia.

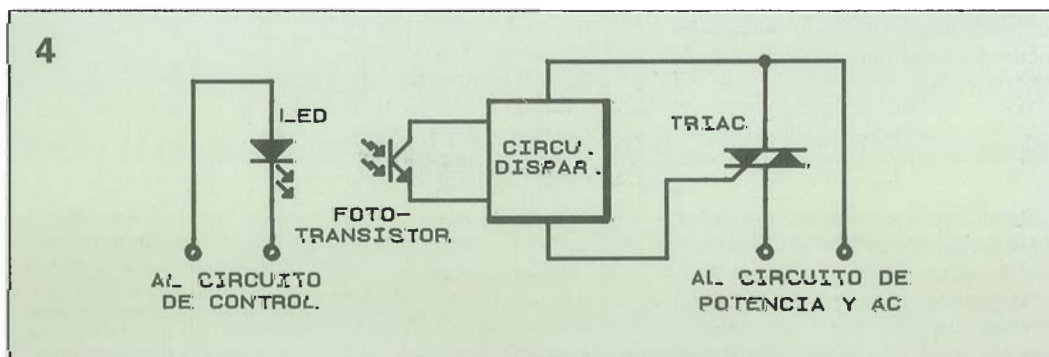
Normalmente un LED necesita unos 1,5 voltios para lucir con la máxima intensidad, y responde de forma casi instantánea cuando se le aplica la señal de control, como ocurre con un fototransistor o triac. Este tipo de relés tienen tiempos muy cortos de desactivación, que hacen que sean capaces de realizar una activación muy rápida y que tengan un funcionamiento repetitivo a muy alta velocidad.

### Otros SSR

Hay otros métodos para realizar el aislamiento además del acoplamiento óptico. El relé de estado sólido acoplado por transformador de la figura 5, es otro método para conseguir este fin. En este circuito, un pulso de control de CC se pasa a CA mediante un circuito convertidor, la salida del cual se encuentra acoplada magnéticamente al circuito de disparo por triac, es decir mediante un transformador. Como no existe una conexión directa entre el primario y el secundario, el aislamiento entre el circuito de control y el de potencia será igual al límite de tensión que proporcione el aislamiento del bobinado del transformador. La conversión de CC a CA es necesaria para utilizar la capacidad de transformador para aislar los relés.

Este grado de aislamiento suele ser innecesario en la mayoría de las aplicaciones. La complejidad del circuito y su gran tamaño no hacen de éstos unos diseños atractivos. El circuito que se puede ver en la figura 6A es conocido como circuito Dar-

Figura 4. El mayor grado de aislamiento que se puede obtener entre los circuitos de control y de potencia se consigue mediante los dispositivos de acoplamiento óptico. Estos son también casi los más rápidos a la hora de realizar la conmutación.



lington y proporciona un aislamiento moderado. En éste, hay dos transistores de potencia colocados en cascada: uno de ellos recibe la señal de control y el otro activa el circuito de potencia. El primer transistor separa la señal de control proporcionando algo de aislamiento, a pesar de que se utilice parte de la corriente de la señal de control. Este tipo de relés SSR se utilizan en muchos circuitos de CC para obtener una elevada ganancia de potencia (de 1.000 a 10.000 y en algunos casos superior).

Desde el punto de vista eléctrico esta unidad es similar a la que se puede ver en la figura 6B, pero esta última tiene una ganancia de potencia muy inferior. El circuito de la figura 6B se puede utilizar en un circuito de CC en la misma forma en la que se utilizaba el circuito de la figura 6A, pero en este caso, se proporciona un aislamiento inferior a causa de que no dispone de una etapa de separación (buffer). Ninguno de estos dos sistemas se puede utilizar en circuitos de potencia para CA.

### Relés híbridos

Como indica su mismo nombre, los relés híbridos están formados por una combinación de relés reed y de estado sólido como los que se han descrito anteriormente. Los relés reed se suelen situar en paquetes de bajo coste, también denominados relés de «estado sólido», ya que los relés reed se pueden utilizar fácilmente como dispositivos miniatura, de acoplamiento y como elemento de aislamiento dentro de este tipo de encapsulado. El relé reed que se utiliza, funciona con señales de control de muy baja potencia. Las combinaciones de relé reed y de estado sólido que se muestran en las figuras 7 y 8 ofrecen un aislamiento excelente entre la bobina de control alimentada y sus láminas de contacto. La configuración de la figura 7 se utiliza para el control de CA, mientras que la de la figura 8 se utiliza para el control de CC. los dos circuitos necesitan de una señal de control de CC de unos 5 voltios y 8 mA., y pueden controlarse mediante CA si se añade un rectificador y un condensador de filtro, como se puede ver en la figura 9.

Los relés híbridos, se pueden fabricar para que sean compatibles directamente con los ordenadores para su utilización en circuitos denominados controladores. Los controladores deben ser capaces de trabajar con salidas de nivel lógico de los ordenadores. El relé realmente funciona como un interfaz entre el mun-

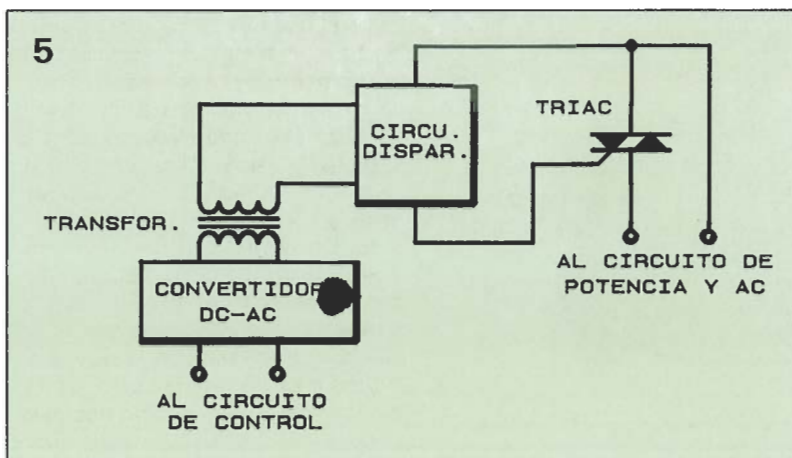


Figura 5. El convertidor de CC a CA del circuito no es necesario para controlar una señal de CA. Sin embargo, el transformador puede ser un dispositivo de aislamiento útil.

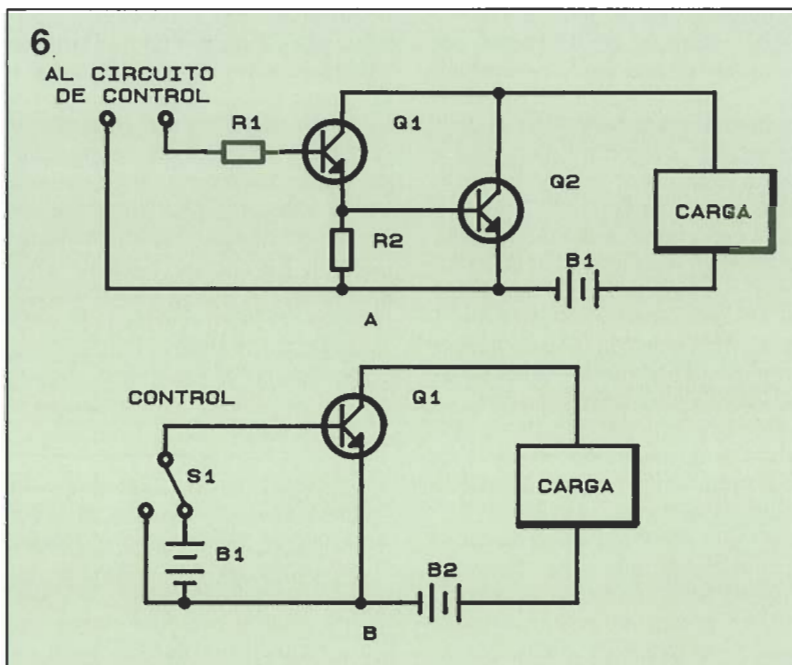


Figura 6. Separando la señal de control de los componentes de conmutación de potencia, como se muestra en A, se obtiene cierto grado de aislamiento. Por supuesto, algunas aplicaciones requieren un pequeño aislamiento, por ello, el conmutador por transistor simple de la figura B puede funcionar bien con señales de CC.

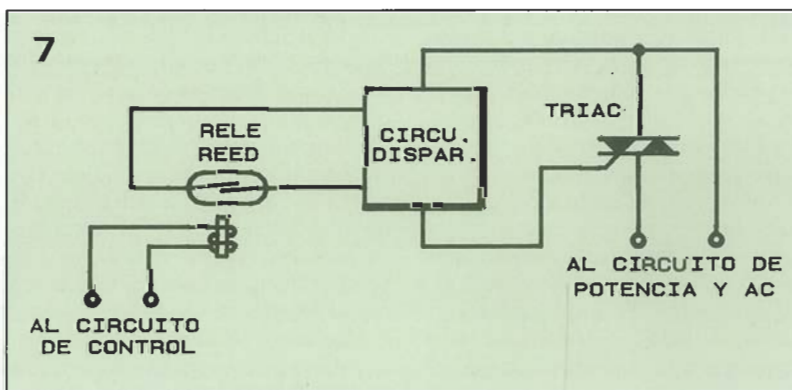


Figura 7. El pequeño tamaño de los relés reed hace que sean unos buenos dispositivos de aislamiento para relés de estado sólido.

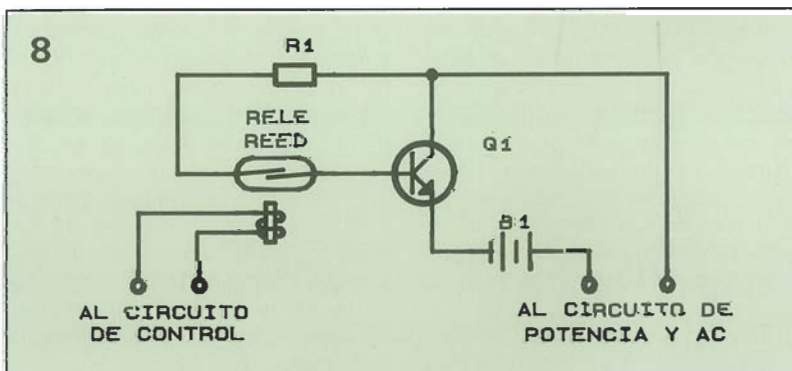
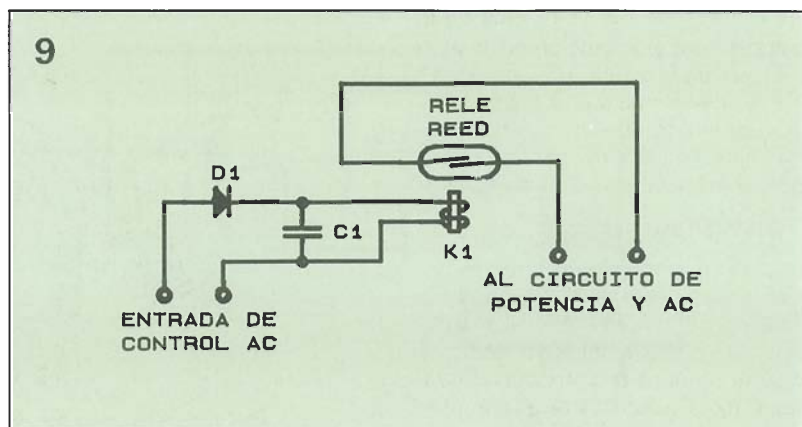


Figura 8. Para el control de potencia en CC es interesante la utilización de una combinación de relé reed-transistor como un eficaz dispositivo de conmutación.

Figura 9. Mediante el rectificado y el filtrado de una señal de control de CA, se puede utilizar una tensión para controlar un relé reed CC haciendo que C1 pueda cargarse suficiente durante cualquier medio ciclo.



do de la electrónica digital y el mundo de los sistemas de potencia.

Sin embargo, como ocurre con cualquier dispositivo de conmutación, existen unos límites de potencia mínimos que tienen que superar las señales de control para que se pueda controlar el relé de una forma adecuada y consistente. Cuando la señal de control de la que se dispone tiene un nivel inferior al límite mínimo establecido (como suele ocurrir en las aplicaciones con ordenadores), una solución muy común, es la de incluir una o más etapas de estado sólido para amplificar estas señales. Este tipo de circuitos puede ayudar a que unos pocos milivatios de control actúen sobre varios kilovatios de potencia de salida.

Un amplificador para la señal de control puede tener una etapa simple a transistor-transistor, un circuito Darlington, o incluso una combinación compleja de rectificadores, amplificadores de nivel, filtros y otra circuitería adicional, dependiendo de las características de la señal de control disponible y las necesidades para la señal de control del relé. Algunos relés estándar disponen de amplificadores incorporados que han sido diseñados con varios propósitos. Por ejemplo, algunos circuitos incorporan amplificadores operacionales para acondicionar previamente la señal de control. El amplificador simplemente debe amplificar una señal de pequeño voltaje de CC, o funcionar como un comparador o báscula, haciendo que el relé se active cuando la señal de control se encuentre por encima de un determinado nivel seleccionado con anterioridad, y se desactive cuando la tensión se encuentre por debajo de dicho nivel.

Una forma de relé híbrido que se suele encontrar con bastante frecuencia es un modelo que está diseñado para trabajar en un amplio rango de tensiones de entrada; esto es, con una fuente de control cuyo valor de señal puede fluctuar de forma considerable. Esta fluctuación puede

producir que el relé funcione de forma inestable. En este caso, se interpone una simple fuente de corriente constante entre la fuente de señal y el relé, proporcionando una corriente para la señal de alimentación de la bobina del relé consistente, a pesar de las variaciones que tenga la señal aplicada. Teóricamente, se puede utilizar cualquier señal de control para controlar cualquier relé de forma adecuada y segura, empleando un interfaz adecuado para la señal que se utilice.

## Relés con retardo

Un relé «retardado» interpone un intervalo de «espera» conocido entre la aplicación de la señal de control y la actuación de los contactos del relé. El intervalo de tiempo de los relés de retardo estándar puede ser fijo o regulable, y pueden tener un período que varía entre la fracción de segundo y las 120 horas.

La función de un relé con retardo debe ser la de la apertura o cierre de un circuito después de un intervalo de tiempo, o una combinación de estas dos funciones mediante la utilización de contactos múltiples. Los relés con retardo tienen tres modos de operación: activación lenta/desactivación rápida, activación lenta/desactivación lenta y activación rápida/desactivación lenta.

Hay varias técnicas para controlar el tiempo y obtener el funcionamiento retardado del relé. Estas técnicas incluyen sistemas mecánicos, hidráulicos/neumáticos, térmicos, eléctricos y electrónicos. Uno de los primeros dispositivos que emplearon era el de relojería, que se denomina normalmente temporizador. Alimentando el solenoide de este tipo de relés, se cierran una serie de contactos y se comprime un muelle, entonces un mecanismo de relojería o escape dispone de un tiempo determinado para la descarga del muelle, después del cual, el contacto del relé se abre o se cierra.

## Sistemas hidráulicos/neumáticos

Algunos relés de émbolo están equipados con «amortiguadores» neumáticos o hidráulicos que proporcionan un retardo para el cierre de sus contactos. En el retardador, un pistón fuerza a un fluido a que salga por un pequeño orificio, en el extremo de un cilindro, a una velocidad conocida. Cuando se alimenta el solenoide de un relé hidráulico, atrae su émbolo hacia la bobina, y éste empuja el extremo del pistón del amortiguador. El fluido hidráulico (o aire) es forzado lentamente a salir del cilindro del amortiguador a través de un pequeño orificio al tiempo que el pistón va penetrando en él, hasta que los contactos del relé se cierran al final del recorrido del pistón.

Algunos relés de armadura también disponen de amortiguadores para funcionar con retardos. En éstos, los amortiguadores se accionan mediante la extensión de un brazo móvil de palanca montado en la armadura. Para controlar los circuitos de potencia, se utilizan contactos con una disposición estándar del tipo instantáneo o actuados mediante palanca.

Normalmente, se incluye una válvula de retención en el mecanismo, de forma que los contactos se puedan desactivar de forma rápida cuando el relé deja de recibir la alimentación, sin necesidad de esperar que el fluido (o el aire en los sistemas neumáticos) vuelva a introducirse a través del mismo orificio. Algunos modelos comerciales son sensibles a la posición en la que se instalen y requieren una orientación particular cuando se colocan en un circuito para que funcionen de forma correcta.

Es interesante destacar que las velocidades de contacto para algunos elementos de esta familia de relés pueden variar; la corriente que pueden manejar decrece con el aumento del intervalo de retardo ya que el contacto se realiza muy lentamente. Si no es conveniente utilizar un relé «de contacto lento», se puede utilizar un relé que disponga de acción retardada pero con cierre de contactos instantáneo.

También hay que señalar que hay relés hidráulicos de mercurio en los que el metal fluido actúa como medio de retardo hidráulico y como medio de contacto eléctrico.

## Térmico

Hay varias formas de relés de retardo térmico, pero todos ellos ha-

cen uso del calor generado por una resistencia eléctrica montada en su mecanismo de funcionamiento. Los modelos más normales que se pueden encontrar contienen un elemento bimetalico —una unión «sandwich» realizada con dos tiras metálicas que tienen coeficientes de dilatación distintos. Una de las tiras se encuentra anclada por uno de sus extremos y la otra lleva los contactos móviles del par de contactos. Un sistema de calentamiento por hilo resistivo calefactor se bobina alrededor del cuerpo de la lámina y se mantiene aislado de ésta utilizando tiras de mica.

El calor del elemento resistivo, provoca la dilatación de las láminas metálicas; así una de ellas se dilatará más que la otra, por ello el elemento de contacto se doblará hacia el lado de la lámina que se dilata menos (aquella que tiene un menor coeficiente de dilatación). Después de un pequeño intervalo de tiempo, el desplazamiento del contacto móvil alcanzará al contacto fijo próximo, completando de esta forma el circuito de conexión externo. El tiempo que se necesita para realizar el cierre del contacto depende de las dimensiones y composición de las láminas bimetalicas, la cantidad de calor que pueda suministrar la resistencia y de la cantidad de corriente que se suministre a la resistencia.

Después de que se cierran los contactos, permanecerán en esta situación durante todo el tiempo que reciba alimentación la resistencia térmica, y además durante un período de tiempo adicional, después de que se elimine la alimentación ya que la lámina bimetalica se debe enfriar lo suficiente para que vuelva a tener su forma original. La precisión del intervalo de tiempo puede variar entre un  $\pm 10$  por 100 y un  $\pm 30$  por 100, dependiendo del diseño particular, y de forma más importante de la temperatura ambiente.

Otro tipo de relé térmico, denominado de «hilo caliente» utiliza un simple hilo como elemento de expansión que produce el cierre de los contactos. La corriente aplicada al hilo provoca que éste se dilate, produciendo el movimiento que abre o cierra el circuito de potencia. La precisión y el rango de temperatura ambiente de funcionamiento es casi el mismo que para los relés de tipo bimetalico.

El relé del tipo de expansión lineal aprovecha el cambio en las dimensiones de materiales que se calientan, pero también disponen de un calentador independiente, como en el caso de los relés bimetalicos. Pero a diferencia de éstos, tienen un dise-

ño que compensa los efectos de la temperatura ambiente como se pueden ver en la figura 10. Dos partes rígidas del mismo material y tamaño, se montan como «un puente térmico» que soporta un brazo con un contacto móvil en el extremo libre del mismo.

El bobinado de calentamiento se encuentra enrollado en torno a uno de los elementos de expansión. Cuando se calienta este elemento, desplaza el brazo del contacto hasta que se produce el cierre con el contacto fijo. Cuando cambia la temperatura ambiente, se produce una dilatación o contracción idéntica en los dos elementos de dilatación del puente, lo que cancela de forma mecánica los efectos de la temperatura ambiente, y solamente afectará el calor del elemento resistivo para la deflexión del brazo del contacto móvil.

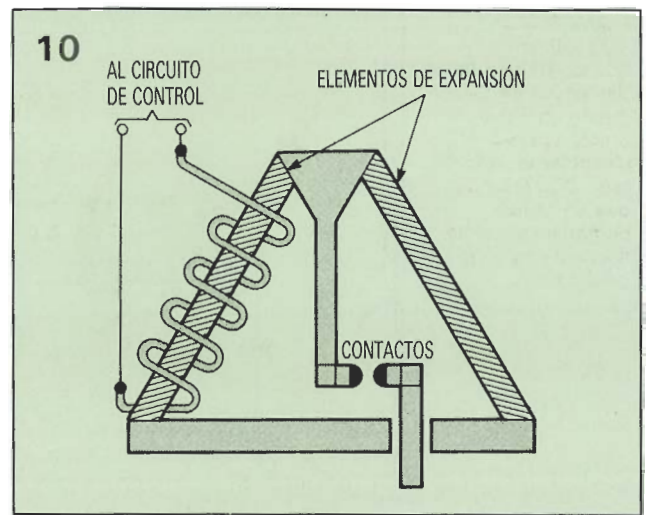
Existe un retraso de tiempo apreciable después de que se elimina la corriente del elemento de calefacción hasta que el elemento que se dilata con el calor recupera su forma original (fría) (y se puede ofrecer de nuevo un retraso en el tiempo completo para el siguiente ciclo de operación).

Un relé de retardo térmico se suele utilizar asociado a un relé auxiliar que realiza la conmutación real del circuito de potencia. Cuando se alimenta la bobina del relé térmico, sus contactos se cierran y activan la alimentación de la bobina del relé auxiliar, el cual incluye un contacto extra para mantener alimentada la bobina del mismo y, al mismo tiempo, desconecta la resistencia de caldeo del relé térmico.

Al desconectarse la bobina de caldeo, se enfría y contrae a su posición inicial (fría), entonces cada vez que se desconecte la alimentación del sistema, el relé auxiliar se abre y el circuito de retardo está de nuevo listo para proporcionar su retardo de tiempo completo. Este sistema evita que se produzca la apertura o cierre de contactos con grandes corrientes o voltajes, utilizando los delicados contactos del relé térmico. En algunos casos, el relé auxiliar se encuentra separado del relé térmico, pero la mayoría de las veces se encuentran juntos.

### El disco metálico

Las técnicas de retardo de tiempo son muy numerosas y se han utilizado durante décadas. Una técnica electromagnética para CC utiliza un disco de cobre (denominado slug) colocado en el final de la armadura del núcleo de la bobina, bajo el bo-



binado del inducido. Este disco actúa como una espira en corto que retrasa la formación del flujo magnético en el momento en el que se alimenta la bobina, y ralentiza la caída del campo magnético cuando se retira la alimentación a la bobina.

Este hecho produce un retardo en el desplazamiento de la armadura hacia adelante y hacia atrás. Cuando el disco se coloca en el extremo inferior del núcleo se retrasa el desplazamiento hacia atrás de la armadura. El retardo máximo que se puede conseguir de esta forma va desde los 120 milisegundos cuando la armadura va hacia adelante, a los 500 milisegundos cuando la armadura va hacia atrás.

Se pueden conseguir pequeños retardos de unos pocos segundos o inferiores utilizando relés de CC, mediante la adición al circuito de control de una red formada por una resistencia y un condensador (además de un rectificador si la tensión de alimentación de la bobina es de CA). La resistencia y el condensador se deben colocar en serie una con el otro y conectarse a las líneas de masa y señal. La bobina del relé se deberá conectar a través del condensador. Cualquier señal de control que llegue cargará el condensador a través de la resistencia, a una velocidad que vendrá determinada por los valores de los componentes utilizados. Cuando la tensión del condensador sea lo suficientemente elevada para activar la bobina, el relé actuará. Cuando se elimina la señal del control, el condensador se descargará a través de la bobina del relé, manteniendo los contactos del relé cerrados durante unos segundos.

Este método se suele utilizar con cierta frecuencia en el control de motores. Por supuesto, que otros métodos electrónicos más complejos y eficaces han venido a reemplazar las toscas redes RC y un mejor ejemplo de relés con retardo regula-

Figura 10. Mediante la utilización de dos elementos de expansión para mantener el contacto móvil, se puede compensar el efecto de la temperatura ambiente.

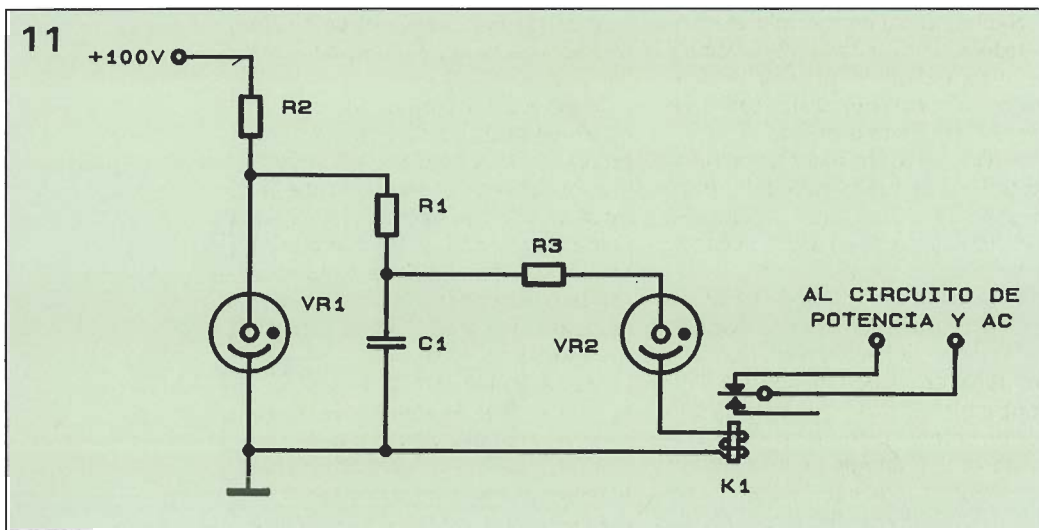


Figura 11. Los tubos de descarga de gas se pueden utilizar para comprobar las tensiones sobre cierto nivel para proporcionar el control de conmutación del relé.

do de forma electrónica lo podemos encontrar en los relés de tipo de regulador de gas. Los tubos reguladores de gas tienen la característica de no conducir hasta que la tensión a través del tubo llegue a un valor determinado. En este punto, el gas se ioniza y se convierte en conductor. Cuando se utilizan en redes de retardo RC, como se puede ver en la figura 11, proporcionan la tensión de alimentación de control al relé, justamente en un instante determinado después de la aplicación de la tensión de control.

Como los tubos reguladores también tienen la característica de mantener una tensión constante a través de sus terminales (90 a 105 voltios de CC) después de que se ionizan, se puede utilizar un segundo tubo (como VR1 en la figura 11) para proporcionar una tensión de trabajo constante a pesar de las fluctuaciones en la tensión de control aplicada, esto mejora además, la precisión en el funcionamiento del relé.

Los relés con retardo de este tipo se encuentran todavía en uso, aunque de forma más reciente, han aparecido los diodos zener y los tiristores que, utilizados en el lugar de los tubos de gas, ofrecen una mayor

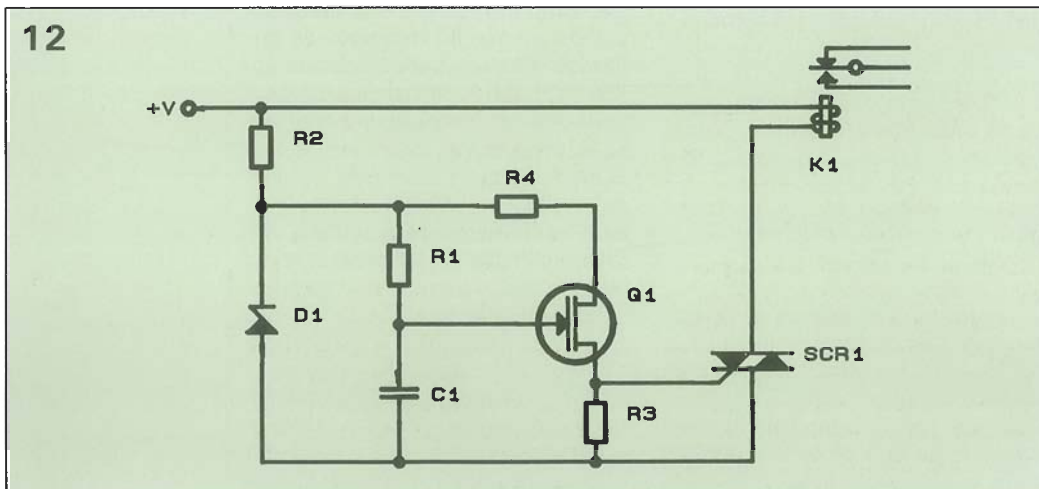
gama de tensiones de funcionamiento, desde 2,2 V hasta cientos de voltios.

Los circuitos de retardo puramente de estado sólido como el que se muestra en la figura 12, se utilizan para actuar relés electromecánicos. El diodo zener, D1, proporciona un nivel estable de CC para la red RC de tiempo compuesta por R1 y C1.

El transistor uniunión, Q1 no conduce inicialmente, y C1 se carga a través de R1 y R2. Cuando la tensión del emisor alcanza el potencial de disparo del transistor, Q1 conduce. Esto produce una caída de tensión a través de R3 que pone a SCR1 en conducción, alimentando el relé del circuito de potencia, K1. En la actualidad, hay muchos esquemas para lograr retardos de tiempo ajustables de forma precisa para los relés de control industrial mediante la utilización de técnicas de estado sólido. Cada fabricante tiene sus propios esquemas, pero todos utilizan algún tipo de circuito de tiempo, de red de amplificación, de dispositivo de disparo, y de dispositivo de conmutación.

La razón por la que estos relés han sobrevivido durante tanto tiempo, y a través de los cambios tecno-

Figura 12. Los dispositivos de estado sólido para conmutación pueden incorporar más circuitos de los que se muestran en los ejemplos. Este circuito le puede proporcionar una buena idea de las interioridades de estos dispositivos.



lógicos, es porque se han adaptado a las necesidades durante estos años. Posiblemente estarán con nosotros durante mucho tiempo, y esto será así hasta que no existan equipos de alta potencia que controlan o hasta que aparezca un sistema nuevo y mejor para hacer este trabajo.

## Diccionario y glosario de referencia para los tipos de relé

**Add-subtract.** Ver «bidireccional».  
**Annunciator.** Dispara un indicador del estado actual o anterior de uno o más circuitos.

**Antenna-switching.** Ver «RF».

**Armature.** Ver «electromagnetic».

**Automatic-reset.** Ver «homing» y «overload».

**Auxiliary.** Ver «slave».

**Bidireccional.** Un relé paso a paso en el que un contacto móvil se puede desplazar en cualquier dirección.

**Bi-metal.** Un relé térmico en el cual el extremo libre del elemento bimetalico se curva cuando se calienta para cerrar uno o más contactos.

**Circuit-board.** Relé miniatura equipado con conexiones para ser insertado en una placa de circuito impreso.

**Clapper-type.** Un relé electromagnético en el que la armadura se desplaza o pivota en torno a un elemento fijo.

**Close-differential.** Un relé en el que los valores de activación y desactivación se encuentran cercanos uno al otro.

**Coaxial.** Ver «RF». Llamado de esta forma porque se diseñó en un principio para ser utilizado con cables coaxiales o para conmutar tipos de cargas que suelen alimentar los cables coaxiales.

**Continuous duty.** Un relé de trabajo pesado que puede estar alimentado de forma indefinida al máximo de potencia indicada, pero en el que la temperatura permanece dentro de los límites de las especificaciones.

**Crystal can.** Un relé microminiatura encapsulado en un tipo de cobertura hermética utilizada originalmente para contener un cristal de cuarzo.

**Current-balance.** Funciona cuando el valor de la corriente excede de otro valor específico.

**Dashpot.** Un relé con retardo que utiliza la presión del aire, gas o líquido de viscosidad seleccionada para ralentizar el movimiento de un brazo, un pistón, o la armadura para cerrar o abrir los contactos.

**Delay.** Ver «time-delay».

**Differential.** Un relé con dos o más bobinados que funciona cuando la diferencia de tensión, corrien-

te o potencia a través de los bobinados alcanza un determinado valor. El diferencial puede ser monoestable, biestable o desactivado en el centro (de tres posiciones) polarizado o no polarizado.

**Double-arm.** Relé con dos sistemas de contactos activados por brazos de armadura separados.

**Dry-circuit.** Ver «low level».

**Dry reed.** Ver «reed». Llamado de este modo para distinguirlo de los sistemas «húmedos» de mercurio.

**Dual coil.** Un relé que tiene dos bobinas, una en cada parte de un núcleo magnético en U.

**Electrical interlock.** Ver «interlock».

**Electrical reset.** En un relé con enclavamiento, utiliza una bobina auxiliar, la cual, cuando recibe alimentación durante un momento, coloca el relé en el estado de no enclavamiento.

**Electromagnetic (EMR).** Un relé que utiliza un electroimán para producir el movimiento mecánico, y por lo tanto, realizar el cierre o apertura de los contactos.

**Electrostatic.** Un relé con unos electrodos adyacentes, los cuales, cuando se encuentran cargados eléctricamente, desarrollan una fuerza de atracción o de oposición entre ellos (dependiendo de la polaridad de las cargas), los cuales se encuentran acoplados de forma mecánica próximos a los contactos de los relés; funcionan como un condensador con armaduras móviles que trabaja a altas tensiones.

**Electrostrictive.** Es un relé de CC en el que las dimensiones de un elemento dieléctrico son modificadas por un campo eléctrico. El desplazamiento que esto produce se encuentra acoplado mecánicamente para hacer que funcionen los contactos del relé. Por lo tanto, realiza el efecto de un condensador que hace contacto cuando se encuentra cargado, y que rompe los contactos cuando se encuentra descargado. Este tipo de relé suele funcionar a tensiones muy bajas.

**Fereed.** Ver «reed».

**Flasher.** Un relé autointerrupción que suele ser del tipo térmico.

**Frecuency-sensitive.** Ver «resonant reed» y «RF».

**High-voltage.** Funciona a un determinado voltaje máximo, o está diseñado para trabajar a altas tensiones en la bobina, contactos o ambos, ver «vacuum».

**Homing.** Un relé de paso a paso que después de su ciclo operacional se para próximo o detrás de la posición inicial.

**Hot-wire.** Ver «thermal», «lineal expansión».

**Hybrid.** Combina un relé electromecánico con componentes electrónicos para producir un acondicionamiento o conversión de las señales de control, corriente o potencia.

**Hybrid SSR.** Un relé reed acoplado SSR en el que la señal de control es aplicada a la bobina, el cierre de los contactos del relé activa el circuito y dispara un tiristor.

**Impulse.** Un relé que de forma alternativa asume una o dos posiciones cuando la bobina recibe un pulso (también denominado relé flip-flop); o un relé que sigue y repite pulsos de corriente (como un marcador telefónico); o un relé que discrimina entre pulsos largos (o fuertes) y cortos (o débiles) y funciona con uno de estos tipos únicamente.

**Impulse-transmitting.** Actúa los contactos durante un corto período de tiempo cuando se activa o desactiva.

**Inertia.** Un relé modificado para incrementar el momento de inercia de las partes móviles y por lo tanto retrasar o continuar el movimiento después de que desaparezca la señal de activación.

**Instrument.** Ver «meter type».

**Integrating.** Funciona con la energía almacenada en un pulso largo o de una serie de pulsos.

**Interlock.** Es un relé que tiene dos o más armaduras que se encuentran diseñadas de tal forma que la posición de una de ellas permite, provoca o impide el movimiento de la otra. La unión puede ser mecánica, eléctrica, o de ambos tipos (denominado relé de combination-interlock o de bloqueo combinado).

**Intermittent-duty.** Es un relé que se debe mantener sin trabajo durante ciertos períodos de tiempo para evitar que alcance una temperatura excesiva (es lo opuesto a continuous duty), o uno que opera a intervalos, o pulsante.

**Latch-in.** Es un relé que se encuentra bloqueado en una posición mediante un sistema magnético o eléctrico, después de que la bobina haya sido activada. En cualquier caso, el reset del bloqueo deberá ser mecánico o eléctrico.

**Locking.** Ver «latching» también «lock-up».

**Lock-out.** Un relé de bloqueo en el que la posición de una armadura impide el movimiento de la otra.

**Lock-up.** Es un relé que permanece bloqueado en la posición de trabajo después de que se retire la alimentación de la bobina, mediante magnetismo permanente o mediante una serie de contactos auxiliares que alimentan la bobina electrónicamente.

**Low-level switching.** Un relé que conmuta circuitos secos o con co-

rrientes de bajo nivel del orden de microamperios o de unos pocos miliamperios.

**Magnetic contact.** Un relé con un muelle de contactos que funciona mediante la atracción magnética cuando la bobina se encuentra alimentada. Un relé reed por ejemplo.

**Magnetostrictive.** Un relé que es puesto en funcionamiento por el cambio dimensional de materiales magnéticos dentro de un campo magnético.

**Manual-reset.** Un relé con bloqueo que debe ser puesto de forma manual en la posición inactiva.

**Memory.** Un relé con dos o más bobinas, que operan de forma independiente un grupo de contactos cada una de ellas, con otro conjunto de contactos que mantienen el estado producido por la bobina que se alimentó en último lugar.

**Mercury contact.** Uno entre varios tipos de relés en los que el flujo del mercurio en una cápsula estanca realiza el contacto entre electrodos que mantienen el estado producido por la bobina que se alimentó en último lugar.

**Mercury contact.** Uno entre varios tipos de relés en los que el flujo del mercurio en una cápsula estanca realiza el contacto entre electrodos estáticos. Por ejemplo, uno en el que el flujo del metal líquido es producido cuando la cápsula oscila mediante una armadura electromagnética.

**Mercury plunger.** Un relé en el que un brazo móvil magnético es introducido o sacado de un recipiente con mercurio por medio de una bobina, ya sea subiendo o bajando el nivel del mercurio para realizar o deshacer los contactos.

**Mercury-wetted contact.** Es un relé reed encapsulado en el cual la base de una lámina simple se encuentra fija en un recipiente con mercurio, en la parte inferior de la cápsula. El mercurio sube a través de las láminas por efecto capilar, humedeciendo tanto el extremo libre de la lámina como los contactos estacionarios que toca cuando se encuentra activado.

**Meter.** Es un relé de alta sensibilidad en el cual el movimiento de un medidor como el de D'Arsonval o similar realiza la conmutación. Un brazo de contactos móviles reemplaza a la aguja indicadora y un segundo brazo ajustable sostiene los contactos fijos. Este relé también se denomina de instrumento.

**Motor-driven.** Este es un relé que dispone de un pequeño motor eléctrico que actúa sobre un conjunto de engranajes y un mecanismo que realiza el contacto.

**Multi-position.** Es un relé que po-

see más de una posición de contacto y de no contacto, como un relé de paso a paso.

**Neutral.** Es un relé que trabaja con corriente de cualquier polaridad.

**Overcurrent.** Es un relé que activa una alarma o desconecta la alimentación cuando la corriente de su bobina sobrepasa cierto valor específico peligroso. Ver también «current-sensing».

**Overvoltage.** Es un relé de protección que activa una alarma o desconecta la alimentación cuando la tensión en su bobina alcanza cierto valor específico o peligroso.

**Phase-sensitive.** Es un relé que funciona solamente por el cambio en la relación de fase entre dos corrientes o tensiones de CA.

**Phase-sensitive.** Es un relé que funciona solamente por el cambio en la relación de fase entre dos corrientes o tensiones de CA.

**Photo-coupled o photo-isolated SSR.** Este es un relé de estado sólido en el que la señal de control activa el circuito de carga mediante una fuente de luz y un semiconductor fotosensitivo.

**Plunger.** Es un relé cuyos contactos se abren o se cierran mediante un brazo o émbolo móvil que es actuado por un solenoide.

**Polarized.** Es un relé que funciona con una única polaridad de la corriente. Es lo opuesto al relé neutral.

**Power.** Es cualquiera de los varios tipos de relés que disponen de contactos para trabajo pesado de 15 amperios o superiores, o de 115/230 voltios de CA o más.

**Pulse repeating.** Ver «impulse».

**RF.** Este relé está diseñado para conmutar corrientes de radiofrecuencia con unas pérdidas mínimas. Ver «antena» y «coaxial».

**Reed.** Es un relé en el que dos láminas delgadas de metal magnético (reeds) se encuentran fijadas a los extremos opuestos de una cápsula sellada con sus contactos en los extremos libres separados. Cuando la bobina situada en torno a la cápsula recibe alimentación, los dos extremos libres se atraen y se tocan para establecer el contacto, la tensión de las láminas hace que se separen cuando se retira la alimentación. Un relé «ferred» combina un relé reed seco con uno o más elementos de magnetismo permanente que mantienen los contactos juntos después de un pulso muy corto de control que pase a través de la bobina, hasta que se produzca un pulso de desactivación, el cual deberá cambiar la orientación magnética. Ver también «mercury wetted contact».

**Reed-relay-coupled SSR.** Ver «hybrid SSR».

**Resonant reed.** Este es un relé en el cual una lámina vibrante con un contacto en su extremo libre responde únicamente a una corriente de bobina de una determinada frecuencia. Ver «vibrating reed».

**Rotary.** Es un relé en el que una bobina con tensor provoca la rotación de un eje que tiene los contactos móviles.

**Sensing.** Es un relé que responde a una determinada condición o grado de excitación. Ver «current sensing», «overcurrent», «overvoltage», «resonant reed», «thermal» y «undercurrent».

**Sensitive.** Es cualquiera de los tipos de relés que requieren una señal de control muy pequeña para poder funcionar, normalmente con una duración de 100 milisegundos o inferior.

**Sequential.** Es un relé que controla los dos o más contactos en una determinada secuencia.

**Series.** Ver «current».

**Slave.** Es un relé de cualquiera de los tipos utilizados para aumentar la capacidad de conmutación de potencia o para poder hacer funcionar otras salidas secundarias como alarmas o indicadores, etc.

**Slow-operate.** Es un relé diseñado para un tiempo de operación largo, pero no necesariamente con un tiempo de vuelta a la posición de reposo largo.

**Snap-action contact.** Este es un relé en el que la armadura actúa sobre un mecanismo de actuación inmediata para la conmutación.

**Solenoid.** Ver «plunger».

**Solid-state (SSR).** Este es un relé en el que la corriente de la carga es conducida por uno o más semiconductores como SCR, transistor de potencia o triac.

**Stepping.** Es un relé que conmuta un contacto móvil a través de una serie de contactos fijos en una disposición semicircular (array). Cada vez que se alimenta la bobina de control, los contactos avanzan un paso. Frecuentemente, los contactos se vuelven a colocar de forma automática en su punto inicial después del último paso. El relé suele disponer de una serie de este tipo de contactos o brazos que se actúan de forma simultánea.

**Telephone.** Es un relé del tipo que se utilizaba originalmente en los sistemas de conmutación telefónicos. Consiste en un conjunto de contactos montados en paralelo, que son como dedos de metal flexible, algunos de los cuales incluyen extensiones en los que se incluyen separadores aislantes. Un brazo móvil (parte de la armadura del relé) se encuentra conectado a las extensiones, y produce la apertura o cierre

de los contactos cuando la bobina del relé recibe la alimentación.

**Thermal.** En esta categoría se incluye cualquier relé en el que se cambian las dimensiones de un material, por el efecto de un cambio de temperatura, produciendo el movimiento mecánico para abrir o cerrar los contactos. En un relé de «medio hilo», el elemento que se dilata es un hilo que se calienta. Ver «metal» y «linear expansion».

**Thermal time delay.** Este es un relé que emplea el tiempo que tarda en calentar el material que se dilata como intervalo de retardo entre el momento en el que se alimenta el elemento resistivo de caldeo y la operación de los contactos.

**Time delay.** Es un relé térmico o electromagnético que proporciona un determinado intervalo entre la alimentación de la bobina o elemento de calefacción y el cierre de los contactos. Ver «bimetal», «dashpot», «linear expansion», «mercury plunger» y «thermal time delay».

**Timer.** Es un primitivo temporizador mecánico o mecanismo de reloj. Alimentando el bobinado de un solenoide en este tipo de relé, se cierran una serie de contactos y se bobina un muelle; un sistema de escape como el de un reloj proporciona un tiempo de distensión del muelle, después del cual los contactos se abren o se cierran.

**Transformer-coupled SSR.** Es un relé de estado sólido en el que las señales de control se aplican al primario de un transformador de baja potencia y la tensión resultante en el secundario controla a un tiristor de conmutación en el circuito de la carga.

**Undercurrent o undervoltage.** Son relés de protección que se encuentran diseñados para disparar una alarma o desconectar la alimentación cuando la corriente o la tensión de alimentación de la bobina cae por debajo de cierto valor.

**Vacuum.** Estos son cualquiera de los tipos de relés que se encuentran encerrados en el interior de una ampolla al vacío; normalmente son capaces de manejar unas corrientes muy elevadas en un tamaño muy pequeño.

**Vane-type.** Es un relé para CA en el que los cambios de corriente modifican el movimiento de una placa o de un delgado disco de metal.

**Vibrating reed.** Es un relé en el que una corriente alterna o un voltaje con auto-interrupciones aplicado a la bobina provoca un campo magnético pulsante que hace que vibre la lámina y cierre los contactos.

**Wire spring.** Es un relé en el que un muelle helicoidal es el que hace que se desplacen los contactos, en lugar de ser una lámina flexible. ■

*Hasta hace unos pocos años la calidad del suministro de corriente eléctrica tenía relativamente poca importancia. Pero el mundo avanza, y también las exigencias de los equipos electrónicos. El ruido y las fluctuaciones de la tensión de red no suelen afectar a las lámparas, a las planchas y a otros equipos similares, pero pueden hacer estragos en algunos dispositivos electrónicos sensibles tales como los ordenadores personales.*

# MONITOR DE LA RED ELECTRICA

Si alguna vez ha perdido algún dato o se le ha inutilizado algún programa que estaba corriendo en su ordenador, es posible que, sin advertirlo, haya sido víctima de un pico de tensión en la alimentación o de un ruido de línea excesivo. Normalmente esto nos conduce a perder tiempo en intentar reparar el equipo, pensando que se trata de una avería intermitente, cuando el problema está realmente en la línea de alimentación.

Los monitores de red permiten comprobar las condiciones de la línea de alimentación. Al mismo tiempo que se mide la tensión del suministro, puede comprobarse la existencia de picos o fluctuaciones perjudiciales para los equipos conectados. Incluso puede monitorizarse el nivel de ruido relativo en la línea, una característica que ayuda a encontrar las condiciones de ruido elevado que causan problemas al equipo. También puede utilizarse para comprobar rápida y fácilmente el funcionamiento de los filtros de línea. Los monitores de línea profesionales, que tienen excelentes prestaciones son caros, sin embargo puede construirse un sencillo aparato utilizable para comprobar la tensión y el nivel de ruido relativo en la red.

La lectura de la tensión de red puede obtenerse con una precisión del  $\pm 0,5$  por 100, utilizando resistencias de alta calidad que sean estables, para que el circuito, una vez calibrado mantenga su calibración el máximo de tiempo posible; da buenos resultados utilizar resistencias de película metálica. Se utiliza un display de diodos LED de 7 segmentos para que la lectura sea fácil y rápida.

## Funcionamiento

Observando el esquema eléctrico es fácil comprender el funcionamiento del circuito. Los componentes representados fuera de las líneas de trazo discontinuo están ubicados fuera del circuito impreso.

El monitor de alimentación resulta sencillo, pues utiliza el circuito integrado ICM 7107, voltímetro digital de Intersil, que está configurado para lecturas de 0 a 1,999 voltios C.C. Para realizar medidas en alterna debe rectificarse la tensión aplicada, y atenuarse para que entre dentro de la escala, y además filtrarse. Para la lectura del nivel de ruido se utiliza un filtro paso alto y un rectificador.

La tensión de referencia necesaria para el funcionamiento del circuito integrado IC2 se obtiene con el regulador integrado IC1.

El circuito básico del voltímetro digital está en torno a IC1 e IC2. La entrada de medida, tanto para la tensión de red como para el nivel de ruido relativo se realiza a través de la resistencia R8 y del condensador C9. Esta resistencia forma parte del atenuador, y el condensador filtra la señal de entrada al circuito integrado IC2, que se realiza por la patilla 31 intercalando una resistencia de 1 M y un condensador de 10 nF como protección contra sobrecargas. La salida del convertidor analógico digital se aplica a los drivers internos que excitan directamente los displays DSP1 y DSP2.

La tensión de referencia determina la precisión de la unidad pues el circuito IC2 realiza medidas por comparación con una referencia de tensión conocida. Se utiliza un regulador ajustable de bajo costo y un potenciómetro (R6) para ajustar la tensión aplicada a la patilla 36 de IC2. Es necesario cargar la salida del regulador IC1 con una resistencia de 470  $\Omega$  para conseguir que circule por el mismo la corriente mínima de

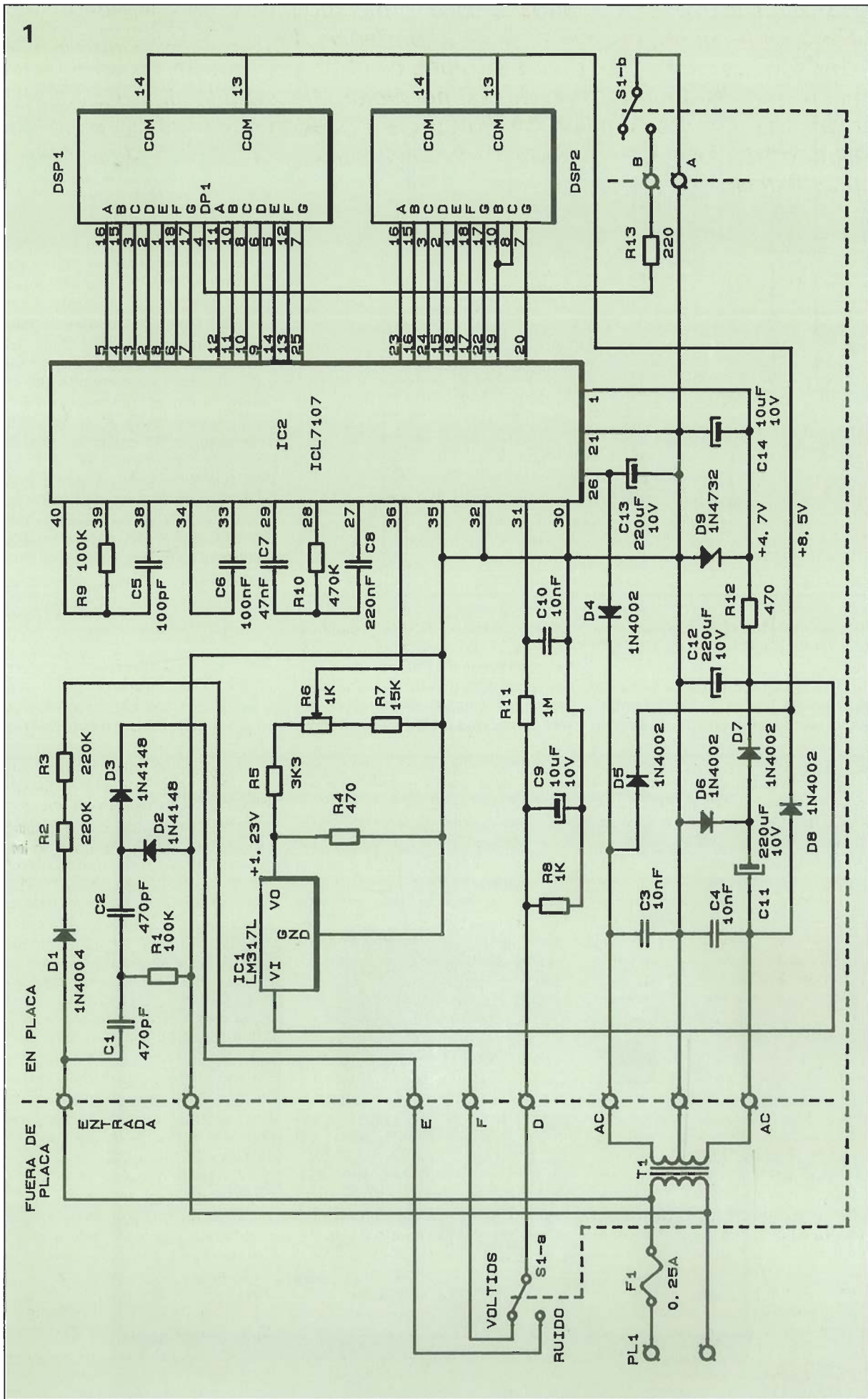


Figura 1. Esquema eléctrico del monitor de red. El nivel de ruido se determina a partir de la señal que atraviesa el filtro paso alto formado por C1, R1 y C2.

**Lista de componentes**

- Resistencias**  
 R1 = 100 K  
 R2, R3 = 220 K  
 R4, R12 = 470 Ω  
 R5 = 3K3  
 R7 = 15 K  
 R8 = 1 K  
 R9 = 100 K  
 R10 = 470 K  
 R11 = 1 M  
 R13 = 220 Ω  
 R6 = Potenciómetro de ajuste 1 K

- Condensadores**  
 C1, C2 = 470 pF 1.000 V, cerámico  
 C3, C4, C10 = 10 nF, 50 V, cerámico  
 C5 = 100 pF 500 V, cerámico  
 C6 = 100 nF 50 V, políester  
 C7 = 47 nF 50 V, políester  
 C8 = 220 nF 50 V, políester  
 C9, C14 = 10 μF 16 V, tántalo  
 C11, C13 = 220 μF 10 V, electrolítico

- Semiconductores**  
 IC1 = LM317L  
 IC2 = ICL7107CPL  
 DSP1, DSP2 = Display doble 7 segmentos, ánodo común, tipo Dig-Key P337ND o similar  
 D1 = Diodo 1N4004  
 D2, D3 = Diodo 1N4148  
 D4 a D8 = Diodo 1N4002  
 D9 = Diodo zener 4,7 V 1W

- Varios**  
 F1 = Fusible 250 mA  
 S1 = Conmutador 2p 3c  
 T1 = Transformador 220 V/6 V 600 mA

2

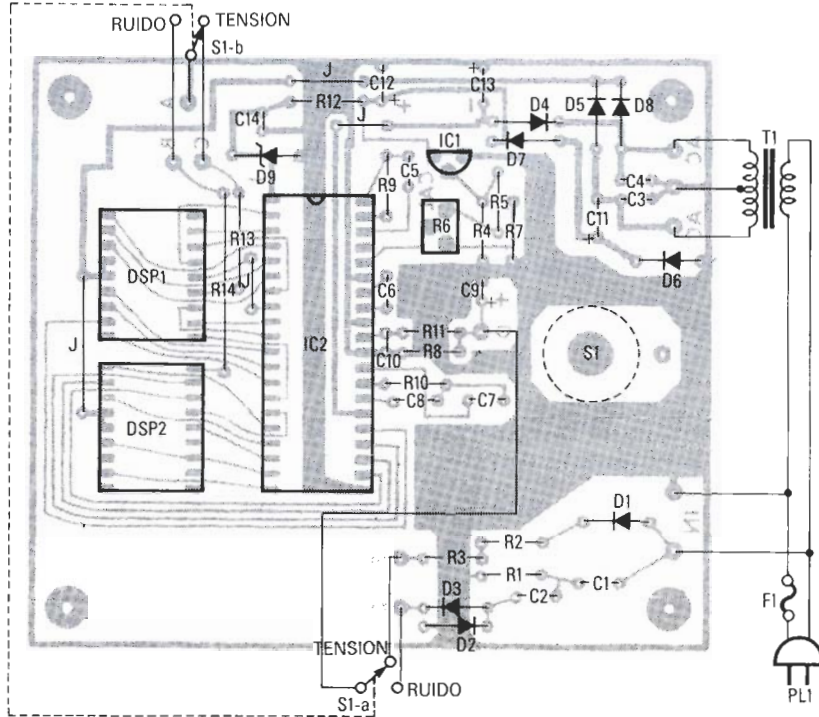


Figura 2. Diagrama de conexionado de los diferentes elementos que componen el monitor de red.

funcionamiento, obteniéndose una tensión de salida constante de 1,23 voltios.

El circuito de entrada de señal es muy simple. Los terminales de entrada IN se conectan directamente a la

tensión de red, el diodo D1 rectifica la señal, las dos resistencias R2, R3 y la resistencia R8 forman un divisor de tensión que reduce la tensión dentro de la escala de los «voltios», y el condensador C9 realiza el filtra-

do de la señal. Se utilizan dos resistencias R2 y R3 en serie, porque la tensión máxima de trabajo de las resistencias de uso corriente es de 250 voltios, y estaríamos cerca de este límite en el caso de utilizar una sola resistencia cuyo valor fuese la suma de ambos.

### Medidas de ruido

El circuito utilizado en la medida de ruido consiste en un filtro paso alto y en un circuito paso alto doblador de tensión. Los condensadores C1 y C2 filtran las señales de baja frecuencia, como son los 50 Hz de la frecuencia de red. Los diodos D2 y D3 rectifican las componentes de ruido y cargan el condensador C8 al nivel de pico de la señal de ruido. Esta medida de ruido es relativa pues está determinada por la duración, forma de onda y valor de pico de los pulsos de ruido. Sin embargo es de gran utilidad, pues cuanto más alto sea el pico del ruido y cuanto mayor sea su duración más fácil será de detectar.

### Circuito de alimentación

Se utilizan tensiones reguladas y no reguladas. Con el diodo D4 y el

3

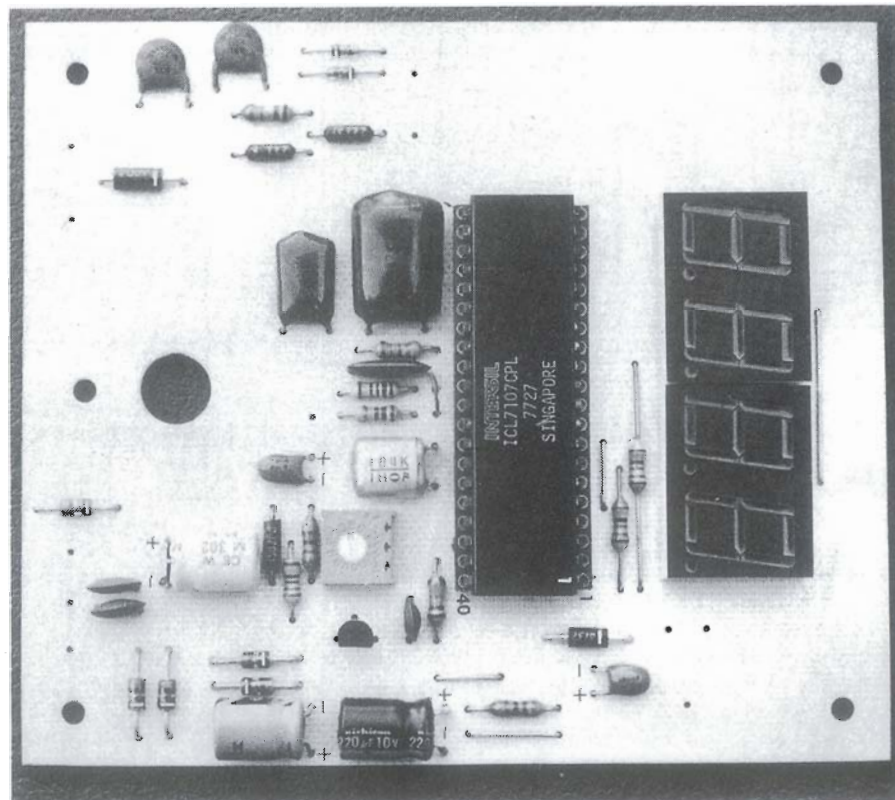


Figura 3. En este circuito la altura de los componentes no debe sobrepasar la altura de los displays. Será necesario conformar las patillas e insertarlos acostados sobre el circuito impreso.

condensador C13 se obtienen -4,7 voltios para alimentación de los circuitos analógicos internos de IC2. Los diodos D5 y D8 dan tensión pulsante para DSP1 y DSP2. Al utilizar tensión pulsante para los displays en lugar de una tensión continua, se reduce el calor que tiene que disipar el circuito IC2. La tensión de alimentación regulada se obtiene con D9, diodo zener de 4,7 voltios.

## Montaje

El montaje del circuito es simple, pero deben tenerse en cuenta algunos detalles, es conveniente utilizar un zócalo para la inserción del circuito integrado IC2. Los condensadores electrolíticos de algunos fabricantes tienen un tamaño excesivo para este montaje, en el caso de tener que utilizarlos basta realizar su montaje por el lado de soldadura, sin olvidarse que son componentes cuya polaridad hay que respetar. El potenciómetro de ajuste debe ser de buena calidad para evitar que pueda moverse fácilmente durante el transporte o utilización del equipo, es conveniente que una vez realizada la calibración se fije el mando del cursor con una pequeña gota de pintura, teniendo cuidado de que ésta no penetre en el interior. Los puntos de los displays deben situarse hacia el circuito integrado IC2. Es recomendable utilizar una caja de material plástico, como medida adicional de seguridad, y desconectar el equipo de la red, retirando la clavija del enchufe, cuando se manipule en su interior. Antes de conectar el aparato a la red es conveniente comprobar que cada componente está instalado en su lugar correcto y repasar el conexionado.

## Calibración

El circuito integrado ICL7107 tiene un convertidor analógico-digital interno que no necesita ajuste exterior, con lo cual la puesta a punto de este circuito es realmente fácil pues sólo tiene un elemento de ajuste, el potenciómetro R6. Para calibrar este equipo se necesita un voltímetro que esté preparado para medir tensiones alternas a 50 Hz. Los polímetros digitales normales suelen tener una escala en alterna de 2.000 V para realizar esta medida. Se conectará nuestro equipo y el que se utilice para la calibración a la misma base de enchufe de 220 V. El display debe iluminarse y mostrar una lectura más o menos cercana a los 220

voltios. Utilizando un útil de ajuste o un atornillador con mango aislante, se retocará el potenciómetro R6 hasta que la lectura sea igual a la del otro voltímetro. Tenga en cuenta que la tensión de red puede oscilar alrededor de un 10 por 100 sobre su valor nominal, sobre todo en instalaciones sobrecargadas. Sería conveniente disponer de un Variac para poder variar la tensión de red un 10 por 100 por encima y por debajo de su valor nominal, con el fin de comprobar la linealidad del instrumento y que éste sigue las variaciones indicadas por el otro aparato utilizado como patrón. Debe tenerse en cuenta que la precisión del aparato será siempre inferior a la del que se utiliza como patrón para calibrar, por lo que se aconseja intentar conseguir uno que tenga una precisión buena. Si se desea utilizar este equipo para comprobar suministros a 125 voltios, puede sustituirse el transformador de alimentación por uno con primario a 125 voltios, no siendo necesario repetir la calibración ya que no se toca el resto del circuito. También puede optarse por utilizar un transformador de alimentación de 220 voltios, con toma a 125 voltios y utilizar un conmutador para selección de la tensión de utilización.

## Utilización

El monitor de red es muy simple de instalar, basta retirar de su base la clavija del aparato cuya línea de alimentación queremos comprobar, conectando en su lugar una base adaptadora con varias tomas, volver a conectar el aparato, y en una de las tomas restantes conectar nuestro equipo.

Normalmente, los equipos aceptan variaciones lentas de la tensión de red de  $\pm 10$  por 100, algunos de ellos indican en su panel posterior el margen de tensiones de entrada, aunque es conveniente que el equipo no trabaje en estos extremos.

En cuanto al ruido es difícil determinar qué nivel y qué tipo de ruido es más o menos perjudicial para un determinado aparato, ya que equipos que desempeñan la misma función tienen protecciones diferentes según el fabricante de que se trate. Recordando que lo que estamos haciendo es una medida de ruido relativa, cuando el display marque 20 voltios de pico (el conmutador estará en la posición ruido), ya es un nivel bastante elevado, aunque como hemos dicho el que afecte a un equipo o a otro depende del modelo de que se trate.

Hay que tener en cuenta que la

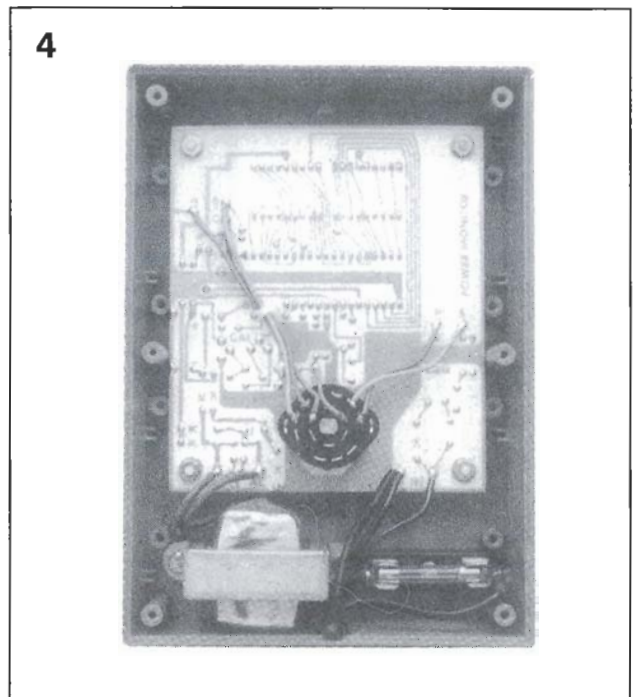


Figura 4. Vista interior de un prototipo del monitor de red.

entrada del circuito de ruido es a través de un condensador, y por tanto el ruido de alta frecuencia es captado fácilmente. De este modo pueden recibirse las portadoras de los interfonos que utilizan la red como medio de transmisión, o de los transmisores de datos de algunos ordenadores que utilizan esta vía; sin embargo, este tipo de señales son fácilmente eliminables con los filtros de desacoplo que incorporan las fuentes de alimentación. En este caso se recomienda desactivar estos sistemas durante el proceso de medición para comprobar el nivel de ruido que pueden estar enmascarando.

Otra aplicación es el comprobar el efecto de la instalación de un filtro de red. El filtro se utiliza normalmente para evitar tanto el ruido entrante a la red como el saliente. Si el equipo alimentado es un ordenador personal, es normal que queramos protegerlo del ruido procedente de la red. Deben realizarse tres medidas, la primera sin el filtro instalado, y las dos siguientes con el filtro ya instalado, a la entrada y a la salida del mismo; estos filtros suelen tener un condensador a la entrada y por el simple hecho de estar conectado el nivel de ruido medido a su entrada suele reducirse.

Otro caso es que queramos evitar que el ruido eléctrico producido por motores pase a la red, como el caso de un aspirador o de un taladro, por citar algún ejemplo. Los filtros de red son normalmente bidireccionales, o sea, impiden que el ruido de red pase hacia el equipo alimentado, y, al contrario, impiden que el ruido generado por el equipo propio pase a la red. ■