



**Especial:**  
**TELÉFONOS MÓVILES**

# PLACA MEZCLADORA CONTROLADA POR $\mu$ P

**GENERADOR DE SEÑAL  
ALIMENTADO A BATERÍA**

**PROGRAMADOR DE  
EPROM**



## 40 placa mezcladora controlada por $\mu$ p



## 28 programador de EPROM

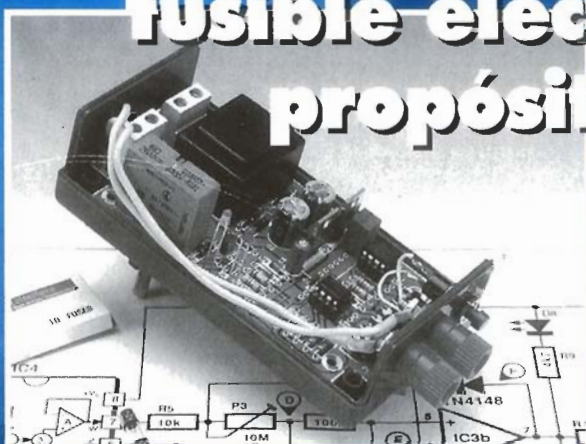


## 22 generador de señal alimentado a batería



## fusible electrónico de propósito general

# 52



### AUDIO/VIDEO

- 40 **PROYECTO:** Placa mezcladora  
☆☆ controlada por microprocesador  
Parte 1

Diseñado por T. Giesberts

### ORDENADORES Y MICROPROCESADORES

- 28 **PROYECTO:** Programador de  
☆☆ EPROM

Diseñado por A. Rijfkoel

### CURSO

- 34 **Manualidades electrónicas -**  
Parte 5 (final)

Por Owen Bishop

### ESPECIAL

- 46 **Teléfonos móviles**

Por nuestro equipo editorial

### DE INTERÉS GENERAL

- 60 **Pequeño banco de trabajo -**  
Parte 2 (final)

Por L. Lemmens

### FUENTES DE ALIMENTACIÓN

- 52 **PROYECTO:** Fusible electrónico  
☆☆ de propósito general

Diseñado por H. Bonekamp

### MEDIDA Y COMPROBACIÓN

- 22 **PROYECTO:** Generador de señal  
☆☆ a.f. alimentado a batería

Diseñado por F. Hueber

- 20 **PROYECTO:** Simulador de  
☆☆ batería

Diseñado por L. Lemmens

### INFORMACIÓN VARIA

- 3 Sumario
- 4 Editorial
- 5 Teletipo
- 17 Hojas de características
- 66 Anuncios Breves
- 67 Libros
- 70 Guía de Compras
- 72 EPS

sencillo

complicado





**Director**  
Eduardo Corral

**Colaboradores**  
Jose M<sup>o</sup> Villoch, Francisco Javier Granados,  
Pablo de la Muñoza, Andrés Ferrer.

**Redacción**  
VIDELEC, S.L.  
Santa Leonor, 61 4º -6  
28037 MADRID  
Tels.: 304 47 86 - 304 49 74  
Fax: 304 45 32

**Publicidad**  
Julio G. Lillo  
República del Ecuador, 2 1º A  
C.P. 28016 MADRID  
Tels.: (91) 457 91 91  
Fax: (91) 457 98 36  
Delegado Barcelona  
Isidro Iglesias  
C/ Casanova, 36 4º -3  
08011 BARCELONA  
Tels.: (93) 451 89 07  
Fax: (93) 451 83 23

**Suscripciones**  
Plaza República del Ecuador, 2-12 A  
28016 Madrid.  
Tels.: (91) 457 95 57 - Fax: (91) 457 98 36

**Edita**

**LAR**  
LARPRESS, S.A.

**Director Editor**  
Julio Rodríguez

**Director de Producción**  
Gregorio Goñi  
**Director Comercial**  
Alberto Izquierdo

**Distribuye**  
COEDIS, S.A.  
Ctra. Nacional II Km. 602,5  
08750 Molins de Rei - BARCELONA  
Tel.: (93) 680 03 60  
**Distribución América**  
Distribución en Argentina Capital:  
Ayerbe, Interior: DGP  
Distribución en Chile: EL MOLINO  
Importador para Chile: Iberoamericana de Ediciones, S.A.  
Calle Libertad, 517 Santiago de Chile  
Tels.: 075626811005 - 075626818240  
Fax: 075626811012  
Importador exclusivo Cono Sur: CEDE, S.A.  
Pasaje Sudamérica 1532.  
Buenos Aires (Argentina)  
Importador para México: CADE, S.A.  
C/ Lago Ladoga, 220. Colonia Anahuac  
Deleg. Miguel Hidalgo  
C.P. 11320 México D.F.  
Tels.: 301-2464 302-8506  
302-8511 302-8522  
Fax: (541) 11 13 58  
P.V.P. en Canarias, Ceuta y Melilla 550 Ptas.

**Imprime**  
Gráficas Reunidas C/ Alcalá, 476, Madrid  
Depósito legal: GU.3-1980  
ISSN 0211-397X  
1/97

**Preimpresión**  
Videlec, S.L.  
C/ Sta. Leonor, 61 -4º local 6

Reservados todos los derechos de edición.  
Se prohíbe la reproducción total o parcial  
del contenido de este número, ya sea por medio electrónico o mecá-  
nico de fotocopia,  
grabación u otro sistema de reproducción,  
sin la autorización expresa del editor.  
Las opiniones expresadas a lo largo de los distintos artículos, así  
como el contenido  
de los mismos, son responsabilidad exclusiva  
de los autores. Así mismo, del contenido  
de los mensajes publicitarios son responsables  
únicamente los anunciantes.  
Copyright=1996 Segment BV

## En nuestro próximo número:

- Medidor de campo magnético.
- Amplificador de audio alimentado con baterías.
- Regulador de velocidad para maquetas ferroviarias.

# Editorial

*Ésta es la época del año en que la mayoría de los mortales hacemos balance de los meses pasados y, recordando los objetivos que nos propusimos hace un año, comprobaremos que muchos han quedado relegados por las circunstancias del devenir diario, otros no han llegado a cumplirse completamente, algunos han resultado imposibles de realizar y una mínima parte de ellos han llegado a completarse.*

*El resultado del balance depende de lo ambiciosos que fueran los objetivos y de lo conformistas que seamos.*

*ELEKTOR no es una excepción. Aunque en el camino hemos modificado algunos objetivos y olvidado otros, el balance, por poco, nos resulta positivo, al menos en nuestra modesta opinión. Creemos que la evolución de nuestra revista ha conseguido adaptarla a las preferencias de una gran mayoría de los lectores. De todas formas, hemos de reconocer que también hemos fallado en algunas cosas, y debemos agradecer las cartas en las que se nos ha criticado. Para poder corregir las deficiencias hay que ser consciente de su existencia.*

*Nuestro propósito para la etapa que ahora comienza es continuar mejorando ésta vuestra revista, intentando satisfacer las demandas de nuestros lectores con nuevos y variados diseños, más información, más noticias y sobre todo aumentando nuestros esfuerzos para seguir evolucionando con el mismo ritmo con que lo hace la Electrónica.*

## OTRAS EDICIONES

**FRANCIA**  
Elektor sarl  
Les Trois Tilleuls  
B.P. 59; 59850 NIEPPE  
**Editor:** G.C.P. Raedersdorf

**ALEMANIA**  
Elektor Verlag GmbH  
Süsterfeldstr. 25  
52072 AACHEN  
**Editor:** E.J.A. Krempelsauer

**GRECIA**  
Elektor EPE  
Karaiskaki 14  
16673 Voula---ATHENA  
**Editor:** E. Xanthoulis

**INDIA**  
Elektor Electronics PVT Ltd  
Chhotani Building  
52C, Proctor Road, Grant Road (E)  
BOMBAY 400 007  
**Editor:** C.R. Chandarana

**ISRAEL**  
Elektorcal  
P O Box 41096  
TEL AVIV 61410  
**Editor:** M. Avraham

**HOLANDA**  
Segment BV  
Peter Treckpoelstraat 2-4  
6191 VK BEEK  
**Editor:** P.H.M. Baggen

**POLONIA**  
Elektor Elektronik  
02-777 Warszawa 130  
Skrytka Pocztoowa 271  
**Editor:** W. Marciniak

**PORTUGAL**  
Ferreira & Bento Lda.  
Campo Grande, 56 - 8º/9º  
1700 LISBOA  
**Editor:** F. Ferreira de Almeida

**ESPAÑA**  
LARPRESS, S.A.  
Plaza República del Ecuador, 2-1º A  
28016 MADRID  
**Editor:** Julio Rodríguez

**SUECIA**  
Electronic Press AB  
Box 5505  
14105 HUDDINGE  
**Editor:** Bill Cedrum

**INGLATERRA**  
Elektor Electronics  
P.O. Box 1414  
DORCHESTER DT2 8YH  
**Editor:** Len Seymour



#### MCS-48® Input/Output Expander

##### Manufacturer

Intel Corp., 3065 Bowers Avenue, Santa Clara, CA 95051, U.S.A. Mail Stop SC6-325. Internet: [www.intel.com](http://www.intel.com)



##### Application example

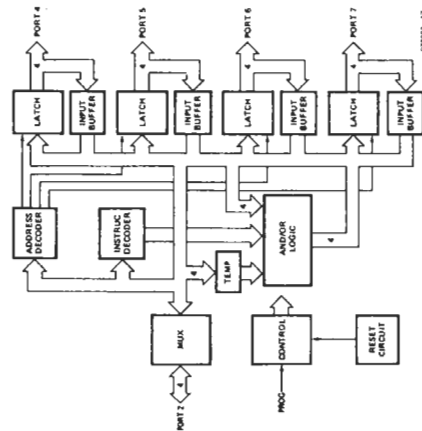
EPROM Programmer, *Elektor Electronics* March 1997.

##### Features

- Low Cost
- Simple Interface to MCS-48® Microcomputers
- Four 4-bit I/O Ports
- AND and OR Directly to Ports
- 24-pin DIP
- Single 5 V Supply
- High Output Drive
- Direct Extension of resident 8048 I/O Ports

##### Device description

The Intel® 8243 is an input/output expander designed specifically to provide a low cost means of I/O expansion for the MCS-48® family of single-chip microcomputers. Fabricated in 5 volts NMOS, the 8243 combines low cost, single supply voltage and



high drive current capability.

The 8243 consists of four 4-bit bidirectional static I/O ports and one 4-bit port which serves as an interface to the MCS-48 microcomputers. The 4-bit interface requires that only 4 I/O lines of the 8048 be used for I/O expansion and also allows multiple 8243's to be added to the same bus.

The I/O ports of the 8243 serve as a direct extension of the resident I/O facilities of the MCS-48 microcomputers and are accessed by their own MOV, ANL and ORL instructions.

##### Power-On Initialization

Initial application of power to the device forces input/output ports 4, 5, 6 and 7 to the tri-state and port 2 to the input mode. The PROG pin may be either high or low when power is applied. The first high to low transition of PROG causes the device to exit the power-on mode. The power-on sequence is initiated if Vcc drops below 1V.

##### Write Modes

The device has three write modes. MOV<sub>D</sub> P<sub>i</sub>A directly writes new data into the selected port and old data is lost. ORLD P<sub>i</sub>A takes new data, OR's it with the old data and then writes it to the port. ANLD P<sub>i</sub>A takes new data, AND's it with the old data and then writes it to the port. Operation code and port address are latched from the input port 2 on the high to low transition of the PROG pin. On the low to high transition of PROG, data on port 2 is transferred to the logic block of the specified output port.

After the logic manipulation is performed, the data is latched and outputted. The old data remains latched until new valid outputs are entered.

##### Read Mode

The device has one read mode. The operation code and port address are latched from the input port 2 on the high to low transition of the PROG pin. As soon as the read operation and port address are decoded, the appropriate outputs are tri-stated, and the input buffers switched on. The read operation is terminated by a low to high transition of the PROG pin. The port (4, 5, 6 or 7) that was selected is

#### Low Cost Analogue Multiplier

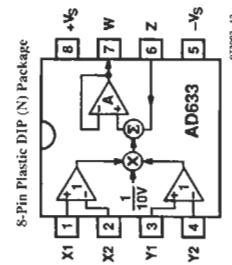
##### Manufacturer

Analog Devices, One technology Way,



P.O. Box 9106, Norwood, MA 020162-9106, U.S.A. Tel. (617) 329-4700, fax (617) 326-8703. Internet: [www.analog.com](http://www.analog.com).

#### Connection and Block Diagram (JN)



##### Functional Description

The AD633 is a low cost multiplier comprising a translinear core, a buried Zener reference, and a unity-gain connected output amplifier with an accessible summing diode. As shown in the Connection Diagram, the differential X and Y inputs are converted to differential currents by voltage-to-current converters. The product of these currents is generated by the multiplying core. The Zener reference provides an overall scale factor of 10 V. The sum of (X·Y)/10·Z is then applied to the output amplifier. The amplifier summing node Z allows the user to add two or more multiplier outputs, convert the output voltage to a current, and configure various analogue computational functions, including multiplication, squaring and frequency doubling, inverse functions, linear amplitude modulation, and low/high-pass filtering. Inspection of the block diagram shows the overall transfer function to be:

$$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z$$

##### Squaring and Frequency Doubling

As illustrated below, squaring of an input signal, E, is achieved simply by connecting the X and Y inputs in parallel to produce an output of E<sup>2</sup>/10 V. The input may have either polarity, but the output will be positive. However, the output polarity may be reversed by interchanging the X or Y inputs. The Z input may be used to add a further signal to the output.

##### Applications

Multiplication, Division, Squaring  
Modulation/Demodulation, Phase Detection  
Voltage-controlled Amplifiers/Attenuators/Filters

##### Application example

General-purpose electronic fuse, *Elektor Electronics* March 1997.

##### Device description

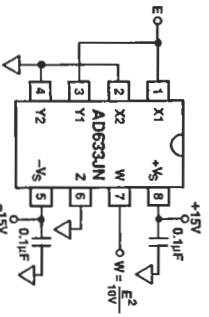
The AD633 is a functionally complete, four-quadrant, analogue multiplier. It includes high impedance, differential X and Y inputs and a high impedance summing input (Z). The low impedance output voltage is a nominal 10-V full scale provided by a buried Zener.

The AD633 is laser calibrated to a guaranteed total accuracy of 2% of full scale. Non-linearity is typically less than 0.1% and noise referred to the output is typically less than 100 µV<sub>rms</sub> in a 10 Hz to 10 kHz bandwidth. A 1 MHz bandwidth, 20 V/µs slew rate, and the ability to drive capacitive loads make the AD633 useful in a wide variety of applications where simplicity and cost are key concerns.

The AD633's versatility is not compromised by its simplicity. The Z-input provides access to the output buffer amplifier, enabling the user to sum the outputs of two or more multipliers, increase the multiplier gain, convert the output voltage to a current, and configure a variety of applications. The AD633 is available in an 8-pin plastic mini-DIP package (N) and 8-pin SOIC (R) and is specified to operate over the 0°C to +70°C commercial temperature range.



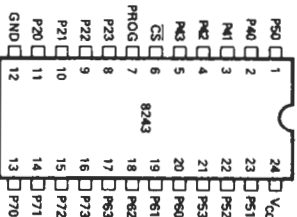
Model	AD633J	Specifications (T <sub>A</sub> = +25°C, V <sub>S</sub> = ±15V, R <sub>L</sub> = 2 kΩ)			
TRANSFER FUNCTION	$W = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{4V} + Z$				
Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Total Error	-10 V ≤ X, Y ≤ +10 V		±1	±2	% Full Scale
T <sub>min</sub> to T <sub>max</sub>			±3		% Full Scale
Scale Voltage Error	SF = 10.00 V Nominal		±0.25%		% Full Scale
Supply Rejection	V <sub>S</sub> = ±14 V to ±16 V		±0.01		% Full Scale
Non-linearity, X	X = ±10V, Y = +10 V		±0.4%	±1	% Full Scale
Non-linearity, Y	Y = ±10 V, X = +10 V		±0.1	±0.4	% Full Scale
X Feedthrough	Y nulled, X = ±10 V		±0.3	±1	% Full Scale
Y Feedthrough	X nulled, Y = ±10 V		±0.1	±0.4	% Full Scale
Output Offset Voltage			±5	±50	mV
DYNAMICS					
Small Signal BW	V <sub>O</sub> = 0.1 V <sub>rms</sub>		1		MHz
Slew Rate	V <sub>O</sub> = 20 V <sub>p-p</sub>		20		V/μs
Settling Time to 1%	ΔV <sub>O</sub> = 20 V		2		μs
OUTPUT NOISE					
Spectral Density	f = 10 Hz to 5 MHz		0.8		μV/√Hz
Wideband Noise	f = 10 Hz to 10 kHz		1		mV rms
			90		μV rms
OUTPUT					
Output Voltage Swing		±11			V
Short Circuit Current	R <sub>L</sub> = 0 Ω		30	40	mA
INPUT AMPLIFIERS					
Signal Voltage Range	Differential	±10			V
	Common Mode	±10			V
Offset Voltage X, Y			±5	±30	mV
CMRR X, Y	V <sub>CM</sub> = ±10 V, f = 50 Hz		60		dB
Bias Current X, Y, Z			0.8	2.0	μA
Differential Resistance			10		MΩ
POWER SUPPLY					
Supply Voltage			±15	±18	V
Rated Performance Operating Range			±8		V
Supply Current	Quiescent		4	6	mA



When the input is a sine wave  $E \sin \omega t$ , this squarer behaves as a frequency doubler, since

$$\frac{(E \sin \omega t)^2}{10V} = \frac{E^2}{20V} (1 - \cos 2\omega t)$$

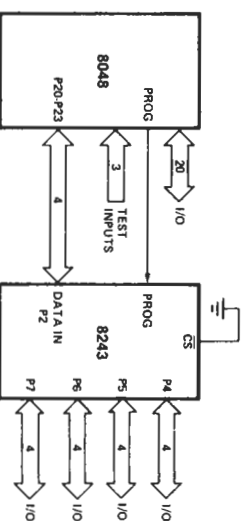
Pin Configuration		Pin Description	
Symbol	Pin No.	Function	
PROG	7	Clock input. A high to low transition on PROG signifies that address and control are available on P20-P23, and a low to high transition signifies that data is available on P20-P23.	
CS	6	Chip Select input. A high on CS inhibits any change of output or internal status.	
P20-P23	11-8	Four (4) bit bi-directional port contains the address and control bits on a high to low transition of PROG. During a low to high transition, it contains the data for a selected port if a write operation, or the data from a selected port before the low to high transition if a read operation.	
GND	12	0 volt supply	
P40-P43	2-5	Four (4) bit bi-directional port	
P50-P53	1, 23-21	May be programmed to be input	
P60-P63	20-17	(during read), low impedance	
P70-P73	13-16	latched output (after write), or a tri-state (after read). Data on pins P20-P23 may be directly written, ANDed and Ored with previous data.	
V <sub>CC</sub>	24	+5 volt supply	



switched to the tri-state mode while port 2 is returned to the input mode.

Normally, a port will be in an output (write mode) or an input (read mode). If modes are changed during operation, the first read following a write should be ignored; all following reads are valid. This is to allow the external driver on the port to settle and the first read instruction removes the low impedance drive from the 8243 output. A read of any port will leave that port in a high impedance state.

P21	P20	Addr. Code	P23	P22	Instr. Code
0	0	Port 4	0	0	Read
0	1	Port 5	0	1	Write
1	0	Port 6	1	0	ORLD
1	1	Port 7	1	1	ANLD





# software electrónico

## EDWIN NC

*completísimo paquete de software para  
diseño electrónico*

Vamos a echar un vistazo a EDWIN NC, el paquete de software que integra programas para dibujo de esquemas, simulación de circuitos y diseño de circuitos impresos, así como todas las herramientas auxiliares que podamos necesitar para el desarrollo de estas funciones.

EDWIN NC versión 1.46 ha aparecido recientemente en un atractivo formato (ver fotografía). La caja contiene un disquete y, por supuesto, un CD-ROM. También dispone de un manual de unas 50 páginas, el cual nos servirá para familiarizarnos con el software. La primera duda que se nos plantea es si esto nos permitirá obtener la información necesaria para utilizar el software en su máximo rendimiento. Pues bien, el CD-ROM contiene un subdirectorio con ficheros del manual, que tiene alrededor de 8 Mbytes, los cuales pueden imprimirse si se desea.

EDWIN NC dispone de un programa que realiza dibujos de circuitos y otro de diseño de circuitos impresos. Estos dos programas hacen uso común de la lista de componentes. A continuación podemos realizar la simulación por software.

Lo primero que nos sorprendió cuando ejecutamos el programa, con un doble clic sobre el icono, es la completa ventana de trabajo que apareció. Una vez aquí, decidimos echar un vistazo a algunos de los múltiples ejemplos disponibles en el subdirectorio /EDWIN, y que nos van a ser de gran utilidad para ilustrar-

nos y aprender.

Este subdirectorio contiene :  
EDWIN [nombre del proyecto], que contiene una especie de matriz en la cual se está desarrollando un proyecto.

EDWIN Capturador de Esquemas (dibujo del circuito).

EDWIN Diseño de pistas de circuito impreso.

EDWIN Postprocesamiento.

EDWIN Simulador de Circuitos.

EDWIN Generador de Diagramas.

EDWIN Editor de Componentes.

EDWIN Editor de Librerías y más...

Desgraciadamente, no nos es posible mencionar y comentar todas las excelentes posibilidades que nos brinda cada una de las distintas partes, porque nos llevaría mucho tiempo y espacio, y sobrepasaría nuestra pretensión, que no es otra que informar de este potente paquete.

El requerimiento mínimo para el programa es un procesador 386 y entorno Windows 3.x, un lector de CD-ROM y 8 Mbytes de memoria RAM. EDWIN NC funciona también bajo Windows95 o NT, usando un procesador Pentium o Cyrix a 150 ó 200 MHz.

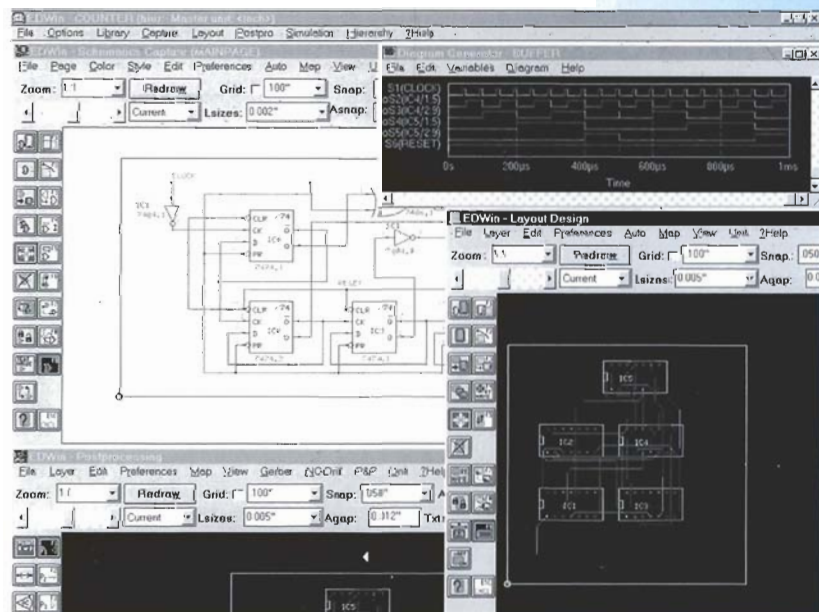
Como conclusión, nuestras impresiones son:

- x Un asombroso número de funciones.
- x Opciones de zoom, en varias dimensiones.
- x Posibilidad de redibujar, incluso cuando hayamos realizado complejas manipulaciones.
- x Un impresionante número de librerías.
- x Extensas librerías, en particular de microprocesadores. Entre las que se incluyen las familias Z80xx, 80xx y 68xx.
- x Increíbles posibilidades para modificaciones dentro del editor.

Debemos decir que estamos impresionados por la cantidad de complejas opciones que ofrece este paquete de software. Para más información, contactar con:

TECNOLOGIA TECOM S.L.  
Telf.: (91) 847 65 25  
Apdo. 172-28770 Colmenar Viejo (Madrid).

(975021)





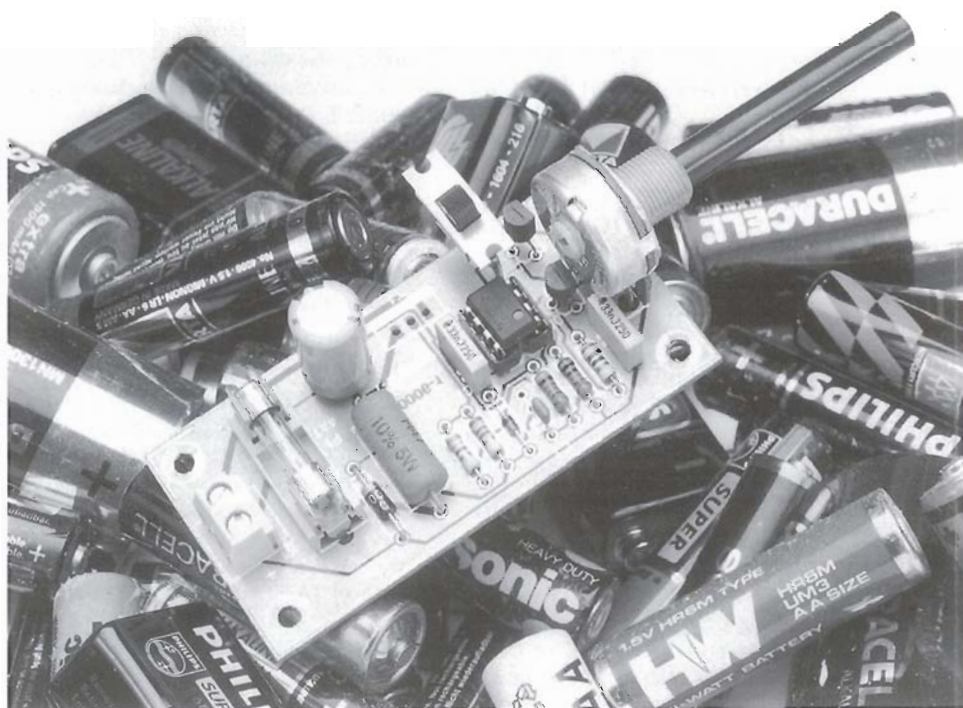


# simulador de batería

## *carga activa indicada para pruebas*

Para diseñar un cargador de baterías con reguladores conmutados, son indispensables algunas baterías descargadas y tener la paciencia de Job.

Cuando intentamos calibrar los circuitos con precisión, control y eficacia, necesitamos una carga constante. Desafortunadamente, la tensión del final de la vida de una batería nunca es demasiado estable. Además de esta dificultad, debemos tener cuidado de no sobrecargar tanto el cargador como la batería. El simulador que se describe en este artículo proporciona una carga que se mantiene constante durante largos periodos de tiempo.



El simulador de baterías es, de hecho, una carga activa para el cargador de baterías, y proporciona una tensión constante que es independiente de la carga de corriente. Puede simular un conjunto de baterías que tienen un determinado estado de carga. La carga presentada por el simulador es inferior a 0.5 ( para todas las frecuencias reales de la corriente de carga. Sin embargo, la propiedad más interesante de dicho simulador es la de permitirnos realizar largos procesos de prueba y búsqueda de fallos sobre el cargador, sin tener que preocuparnos de las sobrecargas (y posibles daños), de una o más baterías.

### DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

El diagrama eléctrico del simulador de baterías se puede ver en

la Figura 1. Su funcionamiento depende en gran medida del transistor Darlington de potencia,  $T_1$ , conectado entre los terminales de salida "+ve" y "-ve". Además, el transistor funciona como un regulador de "shunt", que mantiene la tensión de sus terminales constante: cualquier sobretensión es instantáneamente cortocircuitada.

La tensión de base del transistor PNP se controla por medio de un amplificador operacional rápido,  $IC_{1a}$ . Este amplificador de control se alimenta con dos tensiones asimétricas.

El amplificador compara la tensión en el terminal "+ve" con la tensión nominal de su entrada no inversora. La tensión cae, aproximadamente 2.5 V, entre los terminales de cada uno de los dos diodos zéner ( $D_3$  y  $D_4$ ). La corriente a través de dichos diodos está limitada por  $R_6$ , para que no



sobrepase el valor preestablecido. El potenciómetro  $P_1$  controla la tensión de la entrada positiva del amplificador operacional a un nivel entre 0 y 2.5 V, cuando el conmutador  $S_1$  está cerrado, y entre 2.5 y 5.0 V, cuando el conmutador está abierto.

Puesto que la ganancia en continua del amplificador es: " $\alpha = 1 + (R_3/R_4)$ ", la tensión de salida del simulador de batería puede regularse aproximadamente entre 3.5 y 20 V. Se puede trabajar con tensiones inferiores utilizando diodos zéner de 1.2 V y aumentando la ganancia del amplificador operacional, dándole a  $R_4$  un valor de 1.8 k $\Omega$ .

La tensión de alimentación del amplificador operacional se toma de la tensión de carga, a través del diodo  $D_1$ . Durante los cortos periodos de tiempo en que no hay corriente de carga, el amplificador operacional toma su alimentación de la tensión almacenada en  $C_2$ .

El resto de los componentes forman los circuitos de protección.

Los condensadores  $C_1$  y  $C_3$  desacoplan las tensiones de entrada del amplificador operacional.

Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  aseguran que la corriente de base de  $T_1$  no exceda de un valor determinado y que el transistor se active sin ningún tipo de retardo. Al mismo tiempo, suprimen cualquier oscilación de radiofrecuencia.

La resistencia  $R_5$  (que determina la impedancia de entrada del simulador), y el fusible  $F_1$ , protegen al transistor contra altas corrientes de carga, mientras que  $D_2$  lo hace contra inversiones de polaridad.

El condensador  $D_4$  se encarga de mantener la tensión constante en el emisor de  $T_1$ .

## CONSTRUCCIÓN

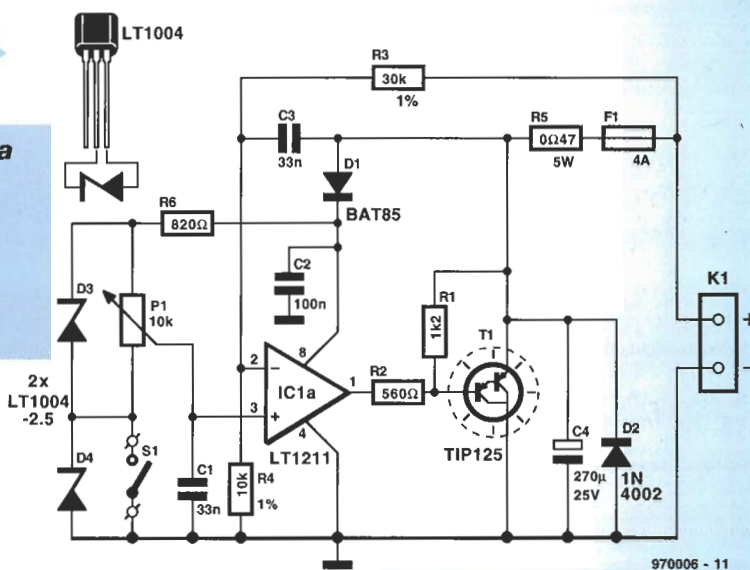
El simulador de batería se monta sobre la placa de circuito impreso según puede verse en la Figura 2. Este trabajo no debe de llevarnos demasiado tiempo, principalmente porque no es necesario meter el circuito en una caja.

Para conseguir una buena estabilidad contra sacudidas, se recomienda montar el potenciómetro en una pieza de aluminio con ángulo.

También es aconsejable (aunque no es estrictamente nece-

1

**Figura 1. Diagrama del circuito eléctrico del simulador de baterías, que está basado en un puente regulador.**



sario), montar el transistor con un pequeño radiador.

El cargador debe conectarse en  $K_1$ , y si se considera necesario, se le conectará un multímetro en paralelo.

Las pruebas realizadas sobre un prototipo muestran que se pueden mantener corrientes comprendidas entre 30 mA y 3 A sin que se produzcan variaciones en la tensión de salida.

Cuando se desea simular una batería en carga, podemos incrementar la tensión seleccionada, de manera que el cargador se comporte como si tuviese conectada una batería totalmente cargada, lo que se traduce en un incremento de la corriente a través del simulador. De manera inversa, si se disminuye la tensión de referencia en bornes de  $P_1$  o  $S_1$ , el cargador se comporta como si se tratase de una pila descargada, con lo cual aumenta el nivel de su corriente de carga.

[970006]

### Parts list

#### Resistencias:

$R_1 = 1.2 \text{ k}\Omega$   
 $R_2 = 560 \Omega$   
 $R_3 = 30.1 \text{ k}\Omega$ , 1%  
 $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ , 1%  
 $R_5 = 0.47 \Omega$ , 5 W  
 $R_6 = 820 \Omega$   
 $P_1 = 10 \text{ k}\Omega$  lineal

#### Condensadores:

$C_1, C_3 = 33 \text{ nF}$   
 $C_2 = 100 \text{ nF}$   
 $C_4 = 220 \mu\text{F}$ , 25 V, radial

#### Semiconductores:

$D_1 = \text{BAT85}$   
 $D_2 = 1\text{N}4002$   
 $D_3, D_4 = \text{LT1004-2.5}$   
 $T_1 = \text{TIP125}$

#### Circuitos integrados:

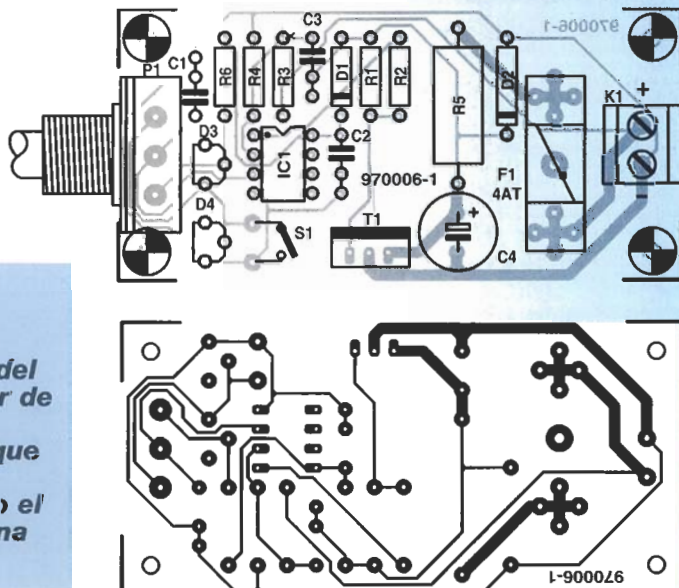
$\text{IC}_1 = \text{LT1211}$

#### Varios:

$K_1 =$  Conector para PCB de 2 hilos.  
 $S_1 =$  Conmutador de un solo circuito dos posiciones  
 $F_1 =$  Fusible lento de 4A, porta fusibles para PCB.

2

**Figura 2. Placa de circuito impreso del simulador de baterías (para el que no es necesario el uso de una caja).**





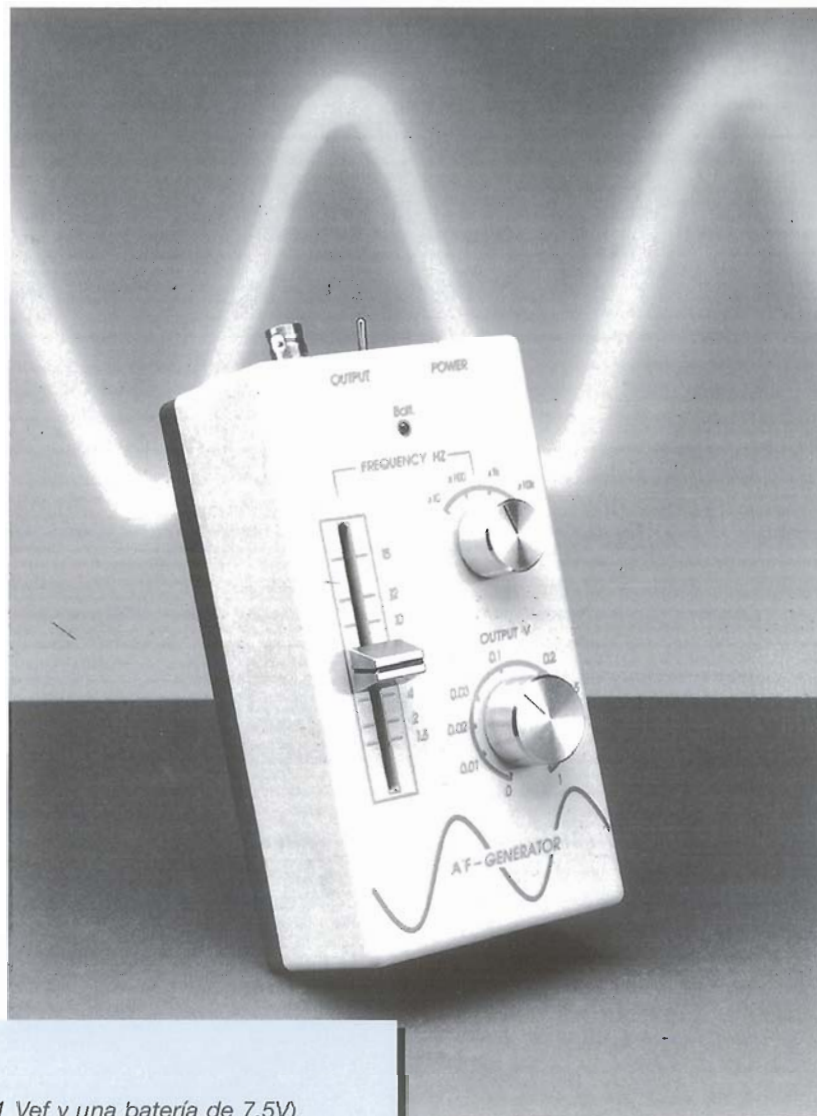


# generador de señal a.f. alimentado a batería

Revisar y localizar averías en un equipo de audio y baja frecuencia es imposible sin un buen generador de señal.

El generador de funciones utilizado en muchos pequeños talleres de reparación tiene una onda senoidal con gran distorsión, lo cual no es muy adecuado para estos casos. En este artículo se describe un generador de onda senoidal cuya señal de salida tiene muy baja distorsión, y en el cual la mayor parte de los lazos de realimentación se deben a que su alimentación procede de una batería.

Diseñado por F. Hueber



## Parámetros

(Medidos con una f.e.m. de salida de 1 Vef y una batería de 7.5V)

Rango de frecuencias

15Hz - 150Hz en cuatro bandas

Forma de onda en la salida

Sinusoidal

Tensión de salida

Variable entre 0.01V y 1 Vef

Error tensión de salida

$\leq \pm 0.2$  dB

Impedancia de salida

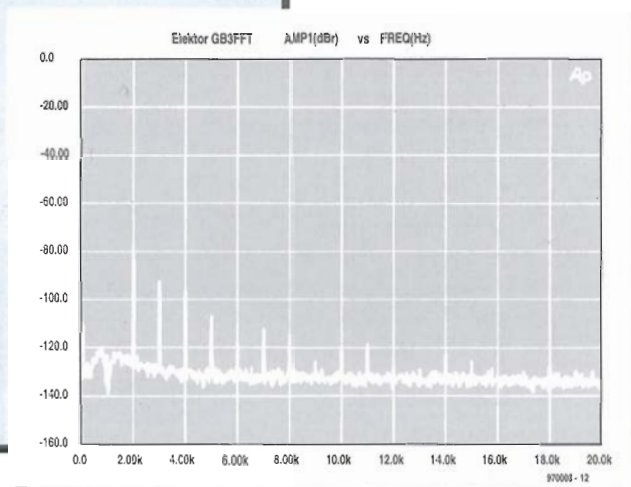
50  $\Omega$

Distorsión (THD+N)

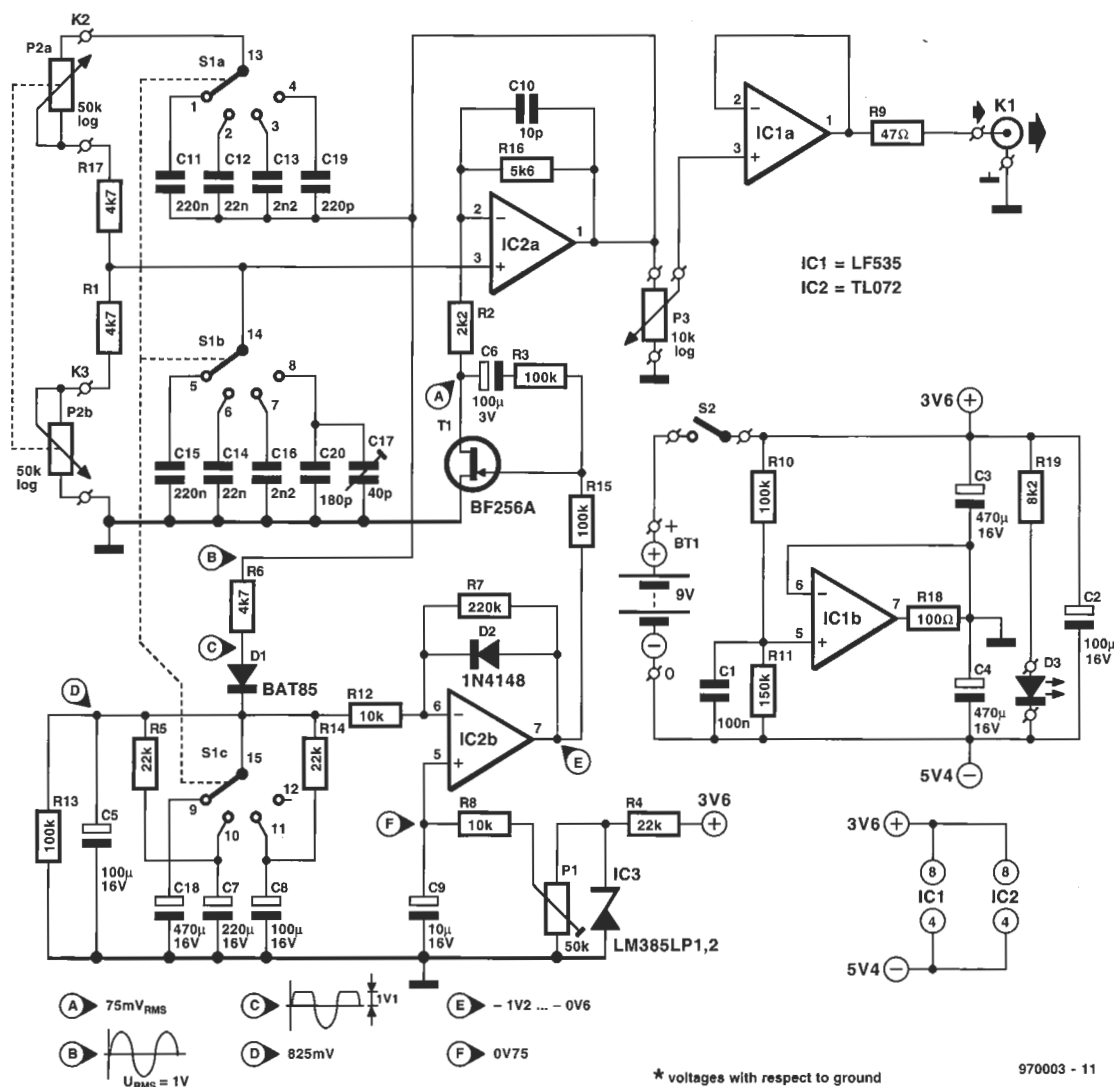
15 Hz - 150 kHz:	$\leq 0.25\%$
30 Hz - 15 kHz:	$\leq 0.1\%$
40 Hz - 10 kHz:	$\leq 0.05\%$
60 Hz - 1.5 kHz:	$\leq 0.03\%$
100 Hz:	$\leq 0.045\%$
1 kHz:	$\leq 0.015\%$
10 kHz:	$\leq 0.035\%$
100 kHz:	$\leq 0.158\%$

Alimentación  
Consumo

Batería de 9V  
Alrededor de 7.5 mA







**Figura 1. Diagrama del generador de señal a.f. basado en un oscilador en puente Wien.**

La unidad que presentamos es un ligero generador de onda senoidal cuya alimentación es una pila de 9V. Debido al bajo consumo de corriente, la vida de la batería es bastante larga. La distorsión a 1 Vef. de la señal de salida es baja (menor de 0.25%).

## DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

Tal y como podemos ver en el esquema de la Figura 1, el diseño está basado en un clásico oscilador en puente de Wien. La frecuencia es continuamente variable en cada uno de los cuatro 1:10 rangos con un potenciómetro doble (P2). El rango de frecuencia está determinado por los condensadores C11-C17, C19 y C20, y se selecciona con el conmutador S1.

En el rango de frecuencias superiores, de 15-150KHz, las capacidades parásitas de los integrados y pistas de circuito impreso provocan una distorsión mayor que en cualquiera de las otras escalas.

El oscilador está basado en

el amplificador operacional IC2a. Como todos los osciladores RC, es necesario controlar el puente Wien para asegurar que la amplitud de las oscilaciones no sobrepase unos márgenes. Esta operación se puede realizar de varias formas.

Es posible, por ejemplo, incluir una resistencia con coeficiente positivo de temperatura (PTC) o una pequeña bombilla en el lazo de realimentación de IC2a, lo cual no es factible en este circuito debido al excesivo consumo de corriente.

Otro método consiste en colocar dos diodos en antiparalelo conectados en el lazo de realimentación, pero esto no es aceptable aquí porque incrementaría la distorsión de forma considerable.

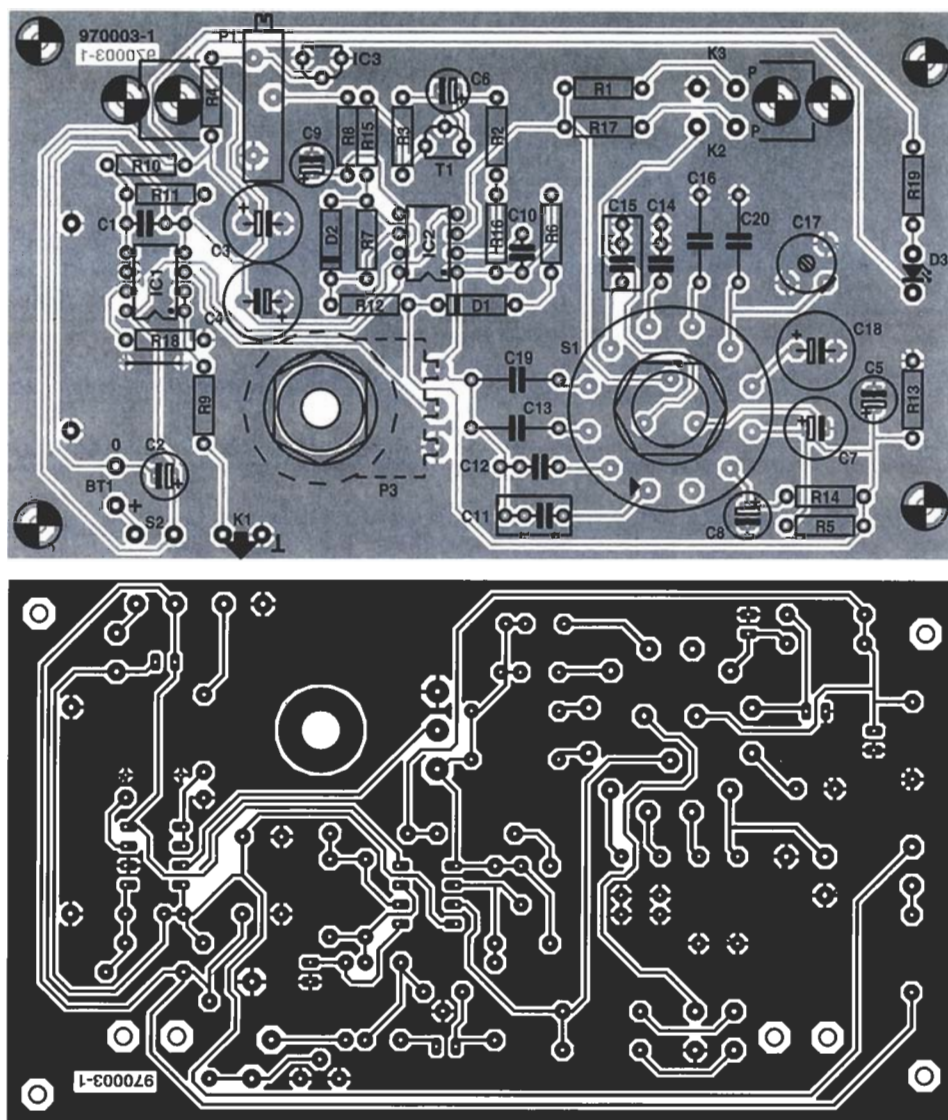
En nuestro diseño hemos optado por un lazo de control con un FET, T1, que se coloca como una resistencia controlada por tensión. La tensión de salida del oscilador se toma de la resistencia R6, rectificada por D1 y filtrada por C5. La tensión continua

resultante es comparada en el amplificador de control IC2b con una tensión de referencia suministrada por IC3. Como este integrado es un diodo estabilizador, la tensión permanecerá fija incluso en condiciones adversas. La tensión de referencia se aplica a un potenciómetro (P1), de manera que parte de ella se utiliza en la entrada no inversora (+ve) de IC2b. La salida del amplificador de control se aplica a la resistencia controlada por tensión, T1, que controla el factor de amplificación de IC2a. Esta característica asegura que la salida del generador de señal es independiente de la tensión de alimentación.

El diodo D1 debe ser tipo Schottky, para que el pequeño nivel de señal de salida no se vea afectado sobremedida por la tensión umbral del diodo.

La elección de las constantes de tiempo debe ser necesariamente un compromiso. Éste se debe a que, por un lado, el rizado de la tensión continua aplicada al





**Figura 2. Vista de la cara de pistas y de componentes en la placa de circuito impreso.**

amplificador de control debe ser lo más pequeño posible (como es un fenómeno no lineal, constituye distorsión), y esto requiere una gran constante de tiempo (C5-R12). Por otro lado, el circuito ha de tener una reacción rápida a las condiciones de sobresaturación, que también incrementa la distorsión, y requiere una pequeña constante de tiempo. La solución es encontrar, en función del valor de la capacidad, la constante de tiempo: debido a esto, los condensadores C7, C8 o C18 dependen del rango de frecuencias seleccionado y se conectan en paralelo con C5. La menor frecuencia de trabajo se obtiene a partir de la mayor capacidad y la reacción más lenta del circuito de control. Las resistencias R5 y R14 aseguran que los condensadores están siempre cargados para habilitar el control, cuando se selecciona otro rango de frecuencias.

El elemento de control T1 no tiene características lineales, lo que afectará de forma adversa a la distorsión. Para mantener este

efecto al mínimo, la tensión en el FET se mantiene tan baja como es posible añadiéndole R2. De esa forma, sólo utilizamos la parte lineal de la característica.

La red de realimentación R3-R15 mejora la linealidad en conjunto, para lo cual mantiene el nivel de la tensión de la puerta sólo a la mitad de la tensión del drenador. El condensador C6 evita que el divisor de tensión divida en dos partes la tensión del amplificador de control.

La tensión en el terminal central de P3 nos da la tensión de la señal de salida, que aplicamos a un seguidor de emisor IC1a. La característica logarítmica del potenciómetro habilita la posibilidad de realizar un ajuste fino del nivel, incluso para pequeñas amplitudes de señal.

La compensación del offset de IC1 no es necesaria, ya que se trata de unos pocos milivoltios.

El amplificador operacional IC1b suministra un potencial de tierra estable, el cual, obviando la relación R10/R11 en el diseño

actual, no se pone a  $U_b/2$  sino a  $2U_b/3$ . De esta forma prolongamos la vida de la batería. C1 desacopla cualquier interferencia de alta frecuencia en la elevada impedancia del divisor de tensión.

## CONSTRUCCIÓN

Para la perfecta realización de nuestro montaje hemos diseñado la placa de circuito impreso que podemos ver en la Figura 2. El ensamblado de los componentes no debe suponer ningún tipo de dificultad, ni llevarnos mucho tiempo.

Principalmente hemos de fijarnos en la correcta polaridad de los componentes y no olvidarnos del cable que hace un puente cerca de R18. El potenciómetro (P3) y el conmutador rotativo se monta directamente sobre la placa, pero el potenciómetro deslizante, el LED, la BNC hembra, la pila y el interruptor de encendido, los conectaremos a la placa por medio de pines. Si P3 tiene carcasa metálica, la uniremos a masa.



**Figura 3. Fotografía del prototipo montado sobre la caja -sin carátula-.**

3

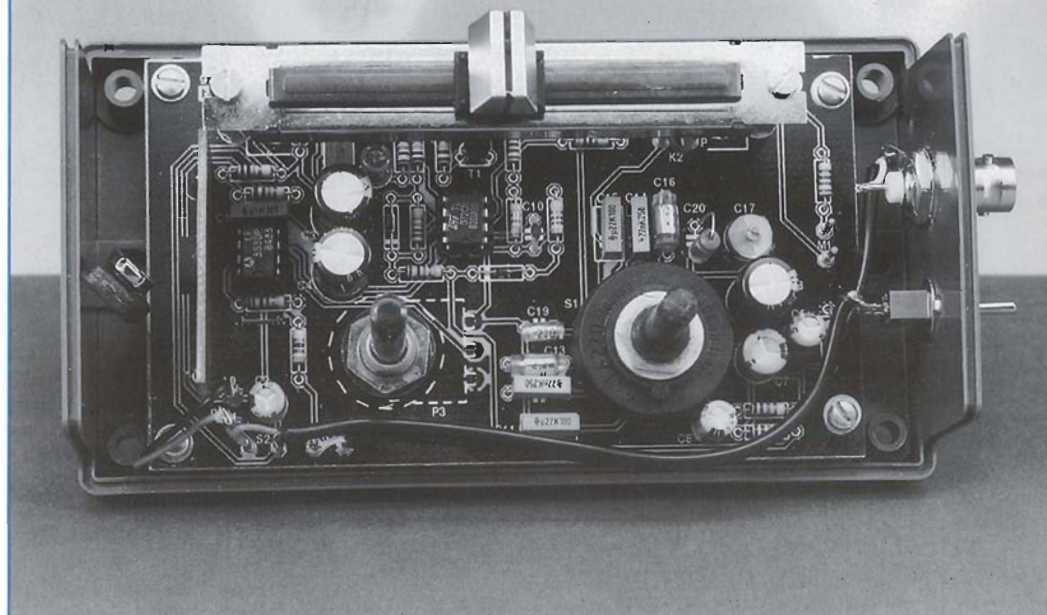
La pila está colocada en un pequeño trozo de placa y soldada con dos pines al lado de C1 y BT1, en la parte izquierda de la placa -Figuras 2 y 3-. Para evitar que la batería se mueva pegamos el clip de sujeción de la misma a la placa.

Tenemos un espacio de 30mm para colocar el potenciómetro deslizante. Si su carcasa fuera metálica la uniremos a tierra, atornillándola a la placa.

Después de que hemos colocado todos los componentes en su lugar debemos revisar cuidadosamente todas las conexiones y la polaridad de los componentes principales.

Colocaremos la placa terminada en una caja metálica que previamente habremos taladrado para instalar el interruptor on/off, la hembra BNC y el conmutador rotativo; el potenciómetro deslizante requiere una ranura. Por

último, pegaremos la carátula en la caja (Figura 4). Ya tenemos el generador listo, si ahora conectamos un cable apantallado con una BNC podemos empezar a trabajar.



## CALIBRACIÓN

Para revisar y calibrar el generador necesitaremos: un osciloscopio, un voltímetro a.f. y un polímetro digital.

## HM1507 Osciloscopio Analógico/Digital de 150MHz / 200MS/s con Autoset, Save/Recall, Readout/Cursores, y RS232



incl. 2 sondas  
2 años de garantía

Precio: Pts. 289.000,— (+I.V.A.)

### Analógico:

2 canales DC-150MHz, máx. 1mV, línea de retardo, calibrador 1MHz, modo XY, canal 1 y 2 invertibles. Base de tiempos A con disparo a partir de 5mm de altura de imagen DC-250MHz, Base de tiempos B con 2ª disp. hasta 250MHz, separador de sincronismos TV.

### Digital:

Modos Refresh, Single, Roll, Envolvente, Promedio, Frecuencia de muestreo 200MS/s, memoria de 4x2048x8bit, Pre/Post disparo 25-50-75-100%, Frecuencia de repetición 180/s, 2 Memorias de referencia (posicionables), Dot Joiner (lineal)

**Solicite información ampliada a:**

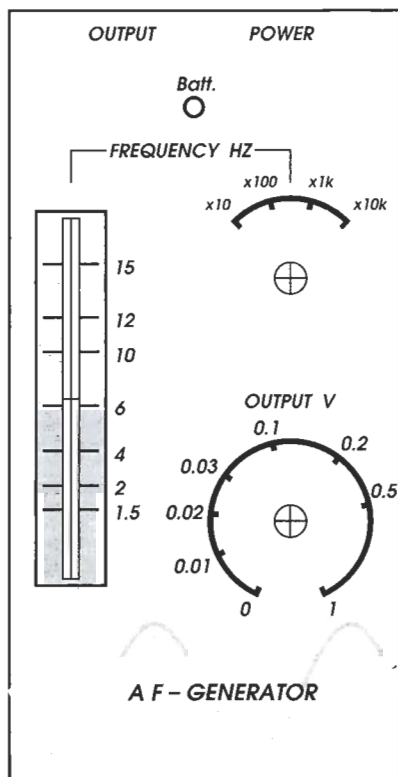
**HAMEG®**  
Instruments

c. Villarreal 172-174 (93) 430 15 97  
08036 BARCELONA (93) 321 22 01



**Figura 4. Atractiva carátula para la parte superior de la caja (el tamaño es el 70% del real).**

4



970003-F

El osciloscopio y el voltímetro a.f. debemos conectarlos en paralelo con los terminales de salida del generador y el polímetro entre la salida del amplificador IC2b y masa.

Ponemos la frecuencia a media escala en el rango 150-1500Hz, P3 completamente abierto, y P2 en el centro de su recorri-

do. Esperamos unos pocos segundos para que los condensadores estén completamente cargados y la tensión de salida sea estable. Después, cuando ajustemos P2 o seleccionemos otra escala diferente, esperamos de nuevo unos segundos para que el circuito se estabilice.

Gradualmente, ajustamos P1 hasta que la tensión de salida sea de 1Veficaz. Revisamos que el oscilador funcione dentro de los límites del rango de frecuencia. Si todo está bien, realizaremos la misma operación en las escalas de 15-150Hz y 1.5-15KHz.

Durante este procedimiento debemos fijarnos en la tensión de salida del amplificador de control, que debería ser de -0.9V con respecto a tierra, pero puede variar entre -0.6V y -1.2V. En el peor de los casos no debe exceder -1.4 o ser positiva. Si ocurre lo primero (-1.4V), reduciremos el valor de R2 en 50-100 ohmios; en el otro caso (es positiva), incrementaremos R2 en esos márgenes.

Durante la calibración la tensión de salida no debe desviarse más de 0.2dB de 1Vef. Si está fuera del rango 0.977-1.023V, el puente de condensadores no será igual al indicado. Si es demasiado alto, C11-C13 son de valor alto, o C14-C16 son bajos.

Durante la calibración de la escala más alta, ajustaremos C17 hasta que la tensión de salida del generador a 150KHz sea la misma que en las otras escalas.

Sin embargo, puede ocu-

#### Lista de componentes:

##### Resistencias:

R<sub>1</sub>, R<sub>6</sub>, R<sub>17</sub> = 4K7  
R<sub>2</sub> = 2K2 (ver texto)  
R<sub>3</sub>, R<sub>10</sub>, R<sub>13</sub>, R<sub>15</sub> = 100 k  
R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>, R<sub>14</sub> = 22 k  
R<sub>7</sub> = 220 k  
R<sub>8</sub>, R<sub>12</sub> = 10 k  
R<sub>9</sub> = 47 Ω  
R<sub>11</sub> = 150 k  
R<sub>16</sub> = 5K6  
R<sub>18</sub> = 100 Ω  
P<sub>1</sub> = potenciómetro multivuelta horizontal, 50K  
P<sub>2</sub> = potenciómetro estéreo deslizante, 50K logarítmico  
P<sub>3</sub> = potenciómetro 10K logarítmico

##### Condensadores:

C<sub>1</sub> = 100 nF  
C<sub>2</sub>, C<sub>8</sub> = 100 μF, 16 V  
C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> = 470 μF, 16 V  
C<sub>5</sub> = 100 μF, 16 V  
C<sub>6</sub> = 100 μF, 3 V  
C<sub>7</sub> = 220 μF, 16 V  
C<sub>9</sub> = 10 μF, 16 V  
C<sub>10</sub> = 10 pF  
C<sub>11</sub>, C<sub>15</sub> = 220 nF  
C<sub>12</sub>, C<sub>14</sub> = 2n2F  
C<sub>17</sub> = 40 pF variable  
C<sub>18</sub> = 470 μF, 16 V  
C<sub>19</sub> = 220 pF, poliestireno  
C<sub>20</sub> = 180 pF, poliestireno

##### Semiconductores:

D<sub>1</sub> = BAT85  
D<sub>2</sub> = 1N4148  
D<sub>3</sub> = LED  
T<sub>1</sub> = BF256A

##### Integrados:

IC<sub>1</sub> = LF353  
IC<sub>2</sub> = TL072CN  
IC<sub>3</sub> = LM385LP1.2

##### Varios:

K<sub>1</sub> = BNC hembra  
K<sub>2</sub>, K<sub>3</sub> = espáñines PCB  
Bt<sub>1</sub> = batería con clip  
S<sub>1</sub> = conmutador rotativo, 3 polos, 4 contactos  
S<sub>2</sub> = interruptor SPST

## Elección de componentes

Para un circuito con unas determinadas demandas como baja tensión de alimentación, baja distorsión y bajo consumo de corriente, es necesario elegir sus componentes con cuidado. Esto no significa que deban ser caros o componentes fuera de lo normal. Por ejemplo, los amplificadores operacionales utilizados son del tipo TL072 y LF353. Estos dos dispositivos combinan un bajo consumo de corriente y una buena respuesta dinámica y su 'lew rate' tiene poca distorsión, además son de bajo coste y se encuentran con facilidad. El dieléctrico de los condensadores del puente Wien es muy importante para la distorsión. Dichos condensadores serán preferentemente de polipropileno (MKP) o poliestireno; los de gran valor serán de policarbonato (MKC). Si no los hay, podemos utilizar de poliéster (MKT), pero nunca cerámicos. Debemos de tener en cuenta también que la tolerancia de los condensadores, dos a dos, no exceda del 5%.

Para asegurar una escala con frecuencia lineal, el potenciómetro P2 debe tener características logarítmicas. Es vital en el circuito que el valor de este potenciómetro no sea menor de 50K. La tolerancia de los potenciómetros está alrededor del 20%, lo que podría causar que el valor cayese por debajo de 45K. Si eso es así, los valores de R1 y R17 se deben reducir a 4K o incluso 3K9.

rrir que la capacidad parásita de P2 provoque que los valores de la escala límite sean bastante diferentes de sus valores nominales.

[970003]



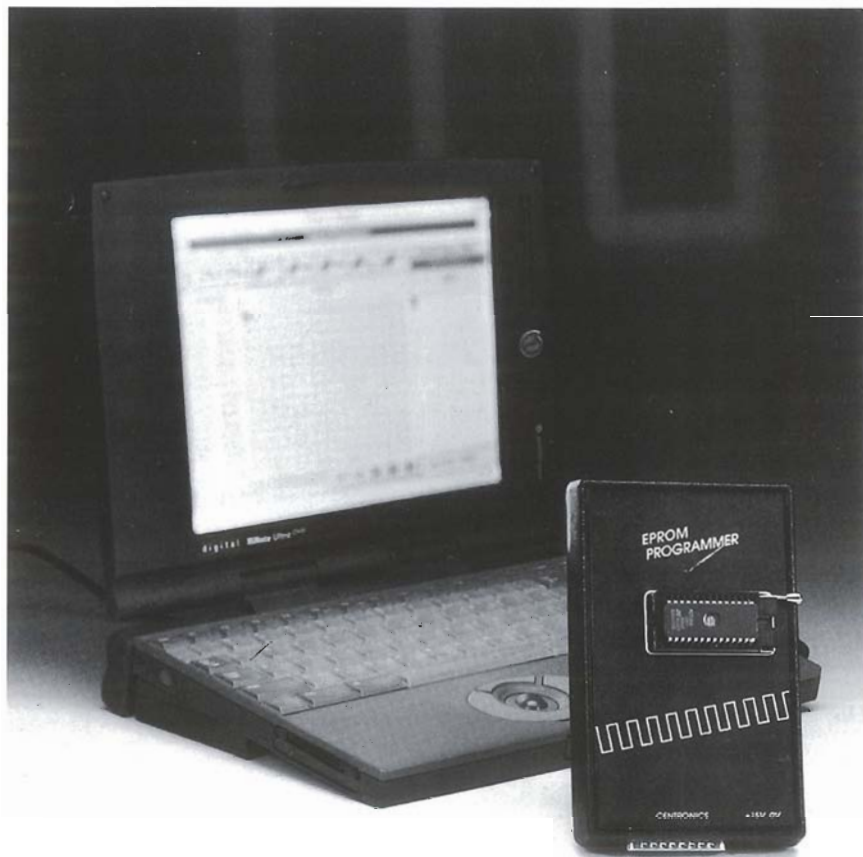


# programador de EPROM

**sistema de grabación asequible**

El versátil programador de EPROM que aquí describimos fue uno de los mejores circuitos con software que entraron en nuestro laboratorio. Conjuntamente con el autor realizamos algunas mejoras, sobre todo de software, de manera que el circuito pueda conectarse al puerto de la impresora de cualquier PC moderno y poder así programar las EPROM de la popular serie 27(C)64, 27(C)128, 27(C)256 y 27(C)512.

Diseñado por A. Rijfkgel



A pesar de los rápidos avances que se producen en el campo de la tecnología, en la actualidad las memorias EPROM todavía se utilizan ampliamente en ordenadores y sistemas de microprocesador. Estas memorias permiten almacenar tanto datos como programas, de forma prácticamente permanente, durante al menos diez años. Después de programada, podemos leer la memoria como si se tratara de una memoria ROM. Si necesitamos modifi-

car el código de la EPROM, y añadir, por ejemplo, nuevas características al sistema, el dispositivo puede borrarse exponiéndolo a una intensa luz ultravioleta durante alrededor de media hora. A continuación, la EPROM puede ser reprogramada.

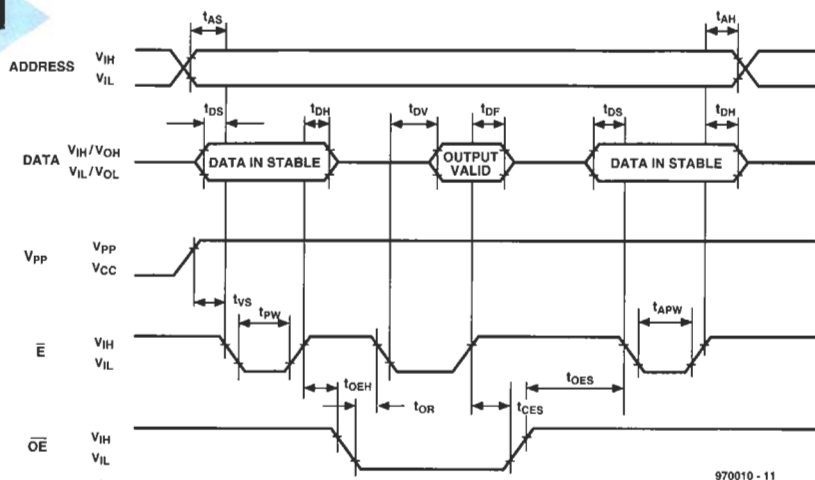
En el mercado existen sistemas de programación de este tipo de memorias. Estos equipos, además del hardware de programación, disponen de un editor que permite modificar el contenido. Desgraciadamente, el coste de este equipo excede a menudo las posibilidades de un aficionado y hasta de una pequeña empresa.

Afortunadamente, hay una alternativa, el programador descrito en este artículo. Este circuito nos permite, junto con el software del que dispone, tener nuestro propio sistema de programación de memorias. El sistema funciona de forma muy satisfactoria en un ordenador con 486 o Pentium, pudiendo realizar la programación

## Especificaciones principales

- Programa EPROMs 2764, 27128, 27256 y 27512.
- Las memorias pueden ser leídas para comparar con los ficheros de datos de otras memorias EPROM.
- Alimentación simple por medio de un adaptador externo.
- Software de control a través del puerto paralelo.
- Software disponible para Windows 3.1/95.
- El editor HEX/ASCII permite modificar los datos de la EPROM





970010 - 11

desde el puerto paralelo. Este puerto, nos permite la comunicación externa de forma bidireccional y simple entre el ordenador y el dispositivo conectado a él.

El software desarrollado por el programador corre bajo Windows 3.1, Windows 3.11 o Windows 95, y dispone además de los algoritmos de programación, del software para editar texto y datos.

## HABLEMOS DE LAS EPROMS

Una EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory = Memoria de sólo lectura borrable/programable) es una memoria que permite almacenar la información digital de forma casi permanente, con la ayuda de un algoritmo de programación y la tensión de programación. El diagrama de tiempos utilizado para programar la EPROM pertenece a la estructura elemental de una rutina de programación inteligente (ver Figura 1). En primer lugar colocamos la dirección en el bus, y activamos la tensión de programación,  $V_{pp}$  (12.5V). A continuación ponemos los datos que vamos a programar en el bus de datos. La programación comienza cuando aplicamos un pulso de 1ms a la entrada de la EPROM/E (Enable).

Después de leer los datos de la memoria activamos /OE y /E, y los comparamos con los que queríamos programar. Si las dos palabras de datos son diferentes, volvemos a aplicar otro pulso de 1ms al dispositivo. Este proceso podemos repetirlo hasta 20 veces. Cuando la EPROM tiene el dato correcto, aplicamos otros pulsos

**Figura 1. El diagrama de tiempos nos muestra las distintas señales necesarias para realizar una operación de escritura de datos en la EPROM.**

adicionales. El número de pulsos adicionales es igual a los que han sido aplicados anteriormente (ver diagrama de flujo de la Figura 2).

Existen distintas variantes de este método de programación básico. Algunos fabricantes, por ejemplo, utilizan una tensión de alimentación de 6V, en lugar de 5V, durante la programación, mientras que otros recomiendan un número máximo de 25 pulsos de 1ms. Otros emplean pulsos de programación de longitud 0.1ms. En la práctica, el algoritmo de programación será menos crítico que el recomendado por los fabricantes, aunque, por supuesto, el correcto funcionamiento de una EPROM sólo está garantizado si, cualquiera que sea el algoritmo utilizado, lo aplicamos de forma estricta.

En la práctica, las cosas no son tan estrictas como sugieren los datos de los fabricantes, por ejemplo, los tiempos mayores de 50ms, pueden programarse con pulsos sucesivos de 1ms. En cualquier caso, no se produce daño alguno.

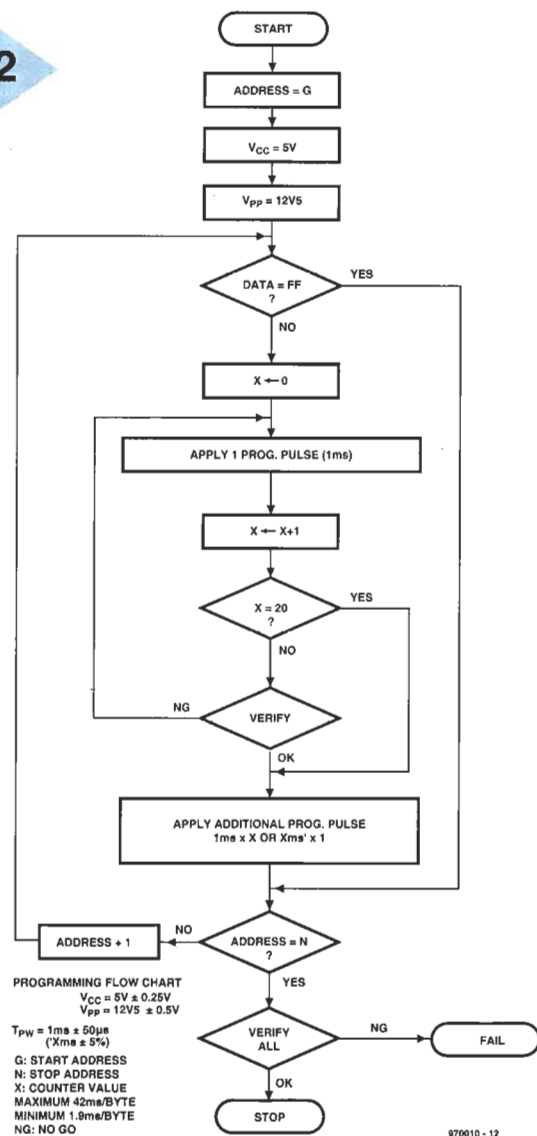
La diferencia más importante entre un algoritmo de programación inteligente y uno convencional es la longitud de los pulsos de programación. Con las EPROM más antiguas se generaba un pulso de 50ms, para ase-

**Figura 2. Diagrama de flujo del algoritmo de programación inteligente para memorias EPROM.**

gurar que el dato era almacenado de forma adecuada en el chip. Posteriormente, como las EPROM tienen mayor capacidad de almacenamiento, aparecen los algoritmos de programación inteligente, que permiten reducir de forma drástica los tiempos de programación.

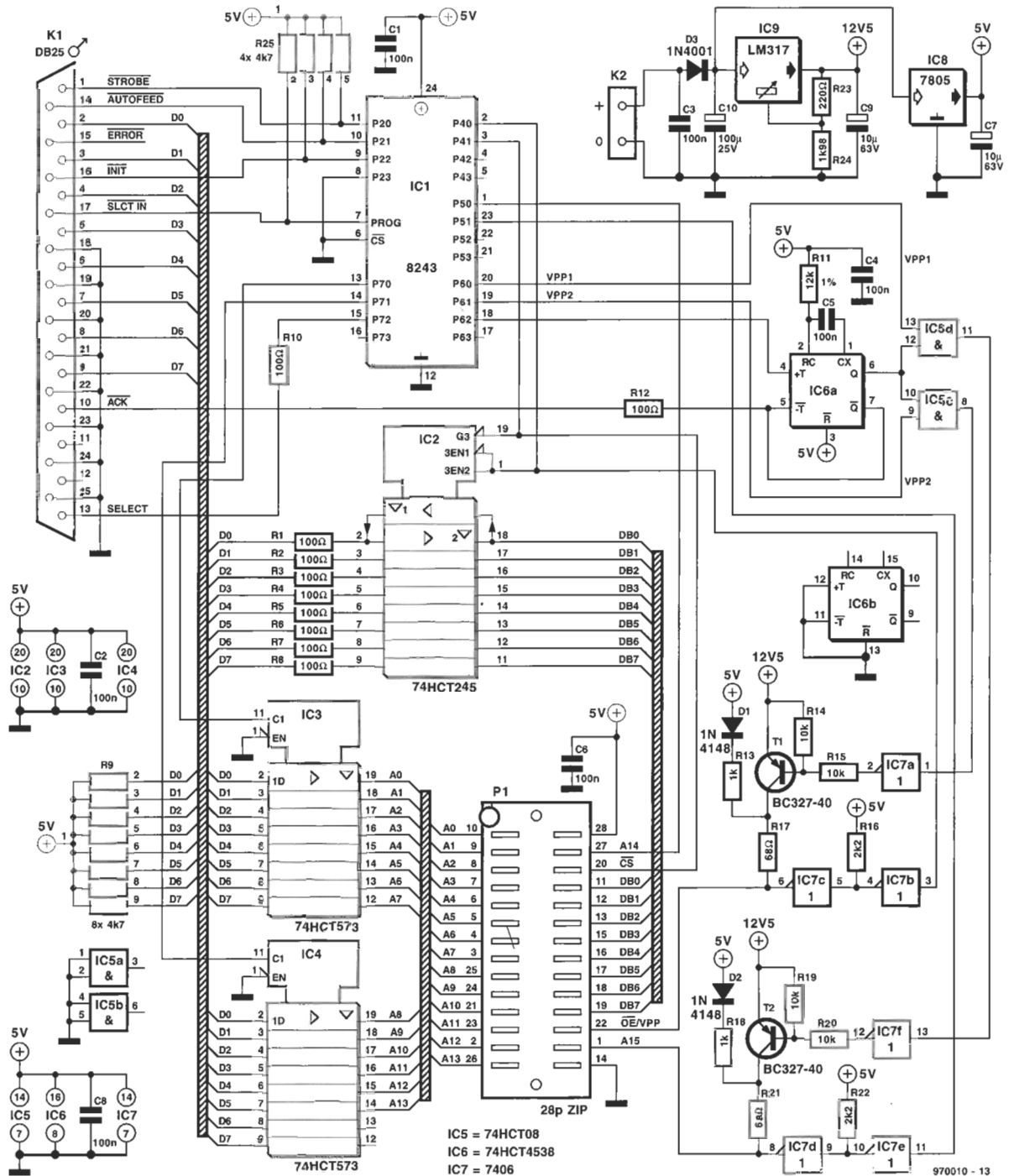
## DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

En la Figura 3 podemos ver el diagrama del circuito del programador de EPROM. El integrado 8243 es un chip que nunca hemos utilizado en esta revista. El 8243 (de Intel) es un circuito para expansiones de Entrada/Salida de la familia de microcontroladores MCS-48. El integrado, cuyo diagrama interno podemos ver en la Figura 4, tiene disponibles puertos I/O de 4-bit. El control del integrado se hace a través de los 4-bit del puerto 2, con: read, write, ORLD y ANLD. El código de esos comandos y las direcciones pueden verse en la Tabla 1.



970010 - 12





**Figura 3. Esquema del circuito del programador de memorias EPROM. La transferencia de datos entre la placa y el ordenador se realiza a través del conector del puerto paralelo.**

El pin P23 está conectado a masa, por lo que los registros de IC1 sólo pueden ser leídos y escritos. No utilizaremos los comandos para operaciones lógicas ORLD y ANLD. La línea /INIT del Centronics selecciona entre lectura y escritura, mientras que

/Strobe y /Autofeed se encargan de la elección del registro. Las entradas P20-P23 tienen una doble función. El modo funcional se determina por el nivel de la entrada PROG. El código de la instrucción y la dirección del puerto se almacenan en el chip, en una transición de alto a bajo aplicada a la entrada PROG. Una transición de nivel bajo a alto en este pin hace que se copien los datos aplicados a los pines P20-P23.

Mediante una instrucción de lectura se memoriza internamente, y posteriormente se ejecuta, el comando aplicado sobre los

pines P20-P23. El puerto de salida seleccionado (P4, P5, P6 o P7) pasa a tri-estado, y se leen los datos aplicados en los pines. Estos datos reaparecen en los pines P20-P23, los cuales están programados para actuar como salidas, mientras que PROG permanezca a bajo. El comando de lectura acaba cuando la entrada PROG pasa a nivel alto.

En el mejor de los casos, sólo utilizamos 3 bits de los 4 puertos: P4, P5, P6 y P7. Estas salidas realizan diferentes tareas en el circuito.

Los buffers IC2, IC3 e IC4 se conectan al puerto de la



impresora para los datos de entrada. Debido a que los datos presentes en IC2 pueden cambiar de dirección y producir un pequeño retardo, que no está garantizado cuando encendemos la alimentación, conectamos 8 resistencias de 100 ohmios en serie con los pines A de este circuito integrado. La entrada de datos tiene resistencias pull-up. Los buffers de 8 bits, IC3 e IC4, se usan para almacenar la dirección de la EPROM. Los buffers de 8 bits de IC2 sirven

para intercambiar los datos entre el programador y el PC. Las salidas del buffer son conectadas directamente a la EPROM a programar. Las señales de control para el almacenamiento de las direcciones se obtienen de P70 y P71, mientras que la dirección de I/O es manejada por la línea de salida P40. Por tanto, P40 controla la habilitación de la señal /OE (read/write) para la EPROM. La habilitación de IC2 la realiza la línea P41.

## Nuevos puertos, nuevos caminos

Ésta es la primera vez que trabajamos con el nuevo puerto paralelo del PC a pleno rendimiento. La conexión normal para este puerto de impresora es como puerto Centronics. De esta forma hacemos uso de 8 líneas de datos unidireccionales y un número de señales de control. En teoría, las líneas de datos son en colector abierto. Debido a la cada vez mayor utilización del puerto paralelo como puerto de comunicaciones rápido, los fabricantes de ordenadores le han añadido funcionalidad, lo que podemos ver a continuación:

### Localización de registros

Nombre del puerto	offset	modo	R/W	Descripción
Puerto de datos SPP	+0	SPP/EPP	W	puerto estándar EPP
Puerto de estado SPP	+1	SPP/EPP	R	lee estado de líneas
Puerto de control SPP	+2	SPP/EPP	W	control de salidas
Dir. del puerto EPP	+3	EPP	R/W	genera R/W para Dir.
Puerto de datos EPP	+4	EPP	R/W	gen. R/W para datos
No definido	+5...+7	EPP	-	Mis. 16/32 bits I/O

El puerto clásico de impresora (SPP o Puerto Paralelo Standard) consta de tres registros. La dirección base (registro 1), utilizada para escribir 8 bits de datos a la salida. La dirección base+1 (registro 2) dispone de 5 bits que se pueden leer y, por último, la dirección base+2 (registro 3) que ofrece la posibilidad de escribir 4 bits de datos a la palabra de salida.

La nueva generación de puertos de impresoras soporta esta configuración y ofrecen, además, nuevas posibilidades funcionales. El concepto fue desarrollado por renombrados fabricantes como Intel, Xircom y Zenith Data Systems. Su intención era introducir un diseño avanzado que pudiera reemplazar el puerto de impresora existente. Basado en este concepto, Intel desarrolló el integrado 82360. Por otro lado, lo referente a la estandarización se ha llevado a cabo por el comité IEEE-1284.

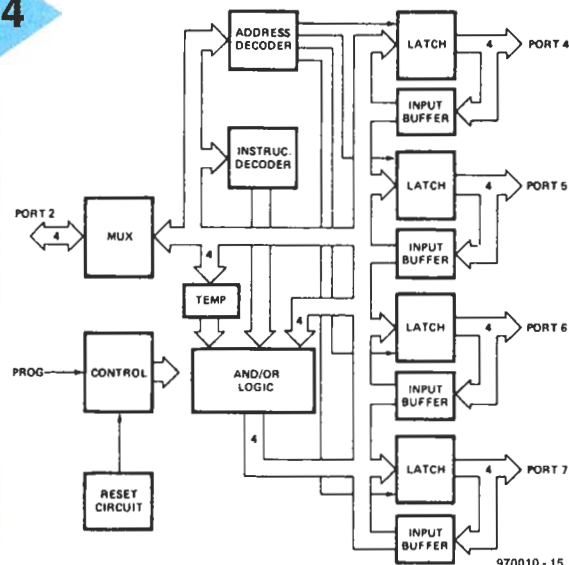
En nuestro proyecto utilizamos sólo una pequeña parte de las nuevas opciones para el puerto de la impresora, que son explicadas a lo largo de nuestro artículo. Si se desea más información sobre las posibilidades de EPP, podemos consultar en Internet <http://www.fapo.com>, donde se discute la especificación IEEE-1284 con gran detalle.

### Uso limitado

¿Qué hace que el puerto avanzado de impresora sea tan excepcional en nuestro circuito? En principio, sólo la opción de comunicación bidireccional. Esto se hace poniendo a uno el quinto bit del registro número tres. Este bit, llamado PCD, determina la dirección del flujo de datos.

Antes de hacer esto debemos preparar el puerto para trabajar en modo EPP o SPP, escribiendo una palabra de configuración en el registro ECR, que está situado con un offset de 402H respecto a la dirección de I/O del puerto. En los ordenadores antiguos esta dirección no existe, por lo que no ocurrirá nada cuando escribamos en ella.

4



**Figura 4.**  
Arquitectura del  
integrado Intel  
8243, para  
expansión de I/O.

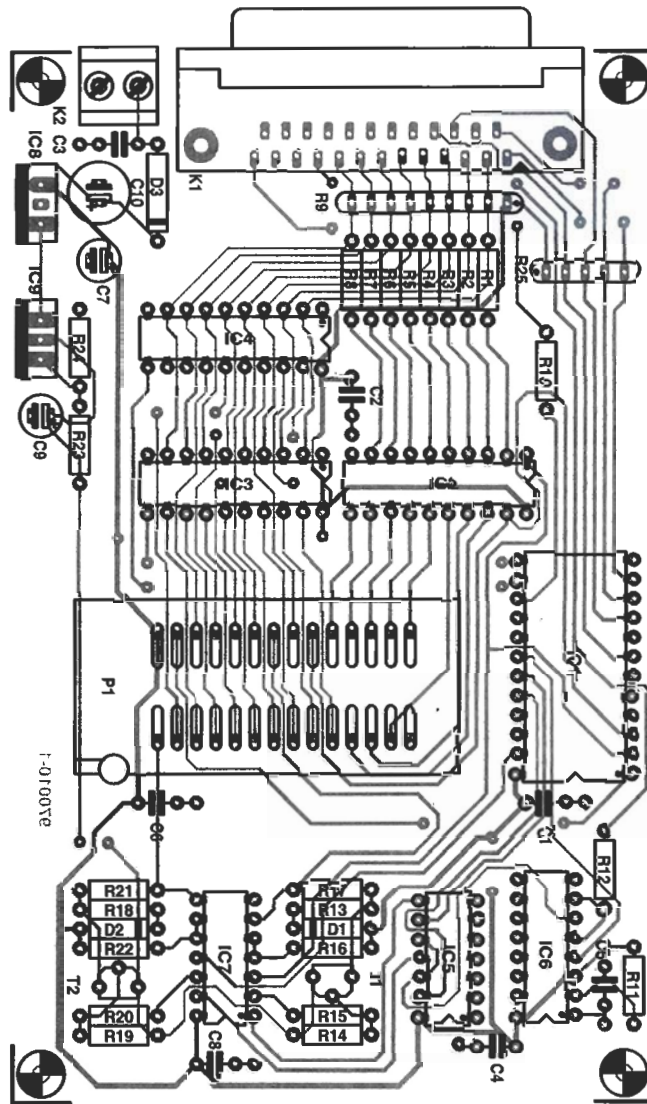
**Tabla 1.** 8243 comandos y  
descodificación de direcciones

P21	P20	Código de dirección
0	0	Port 4
0	1	Port 5
1	0	Port 6
1	1	Port 7
P23	P22	Código de instrucción
0	0	Read
0	1	Write
1	0	ORLD
1	1	ANLD

La programación del pulso de 1ms se genera por IC6a, un multivibrador monoestable integrado. Este integrado está puesto en modo no redispensible (/Q conectada a -T). Por medio de la línea /ACK el ordenador comprueba si el pulso ha pasado. El inicio del pulso, que asegura la generación del pulso de programación, se origina en el pin P62 de IC1. Las otras dos entradas del puerto 6: P60 y P61, determinan el nivel de tensión (GND, Vcc o 12.5V) aplicado al pin 22 de la EPROM. Esta conmutación se realiza por medio de buffers en colector abierto, que pertenecen a IC7, los transistores T1 y T2 y un número de resistencias.

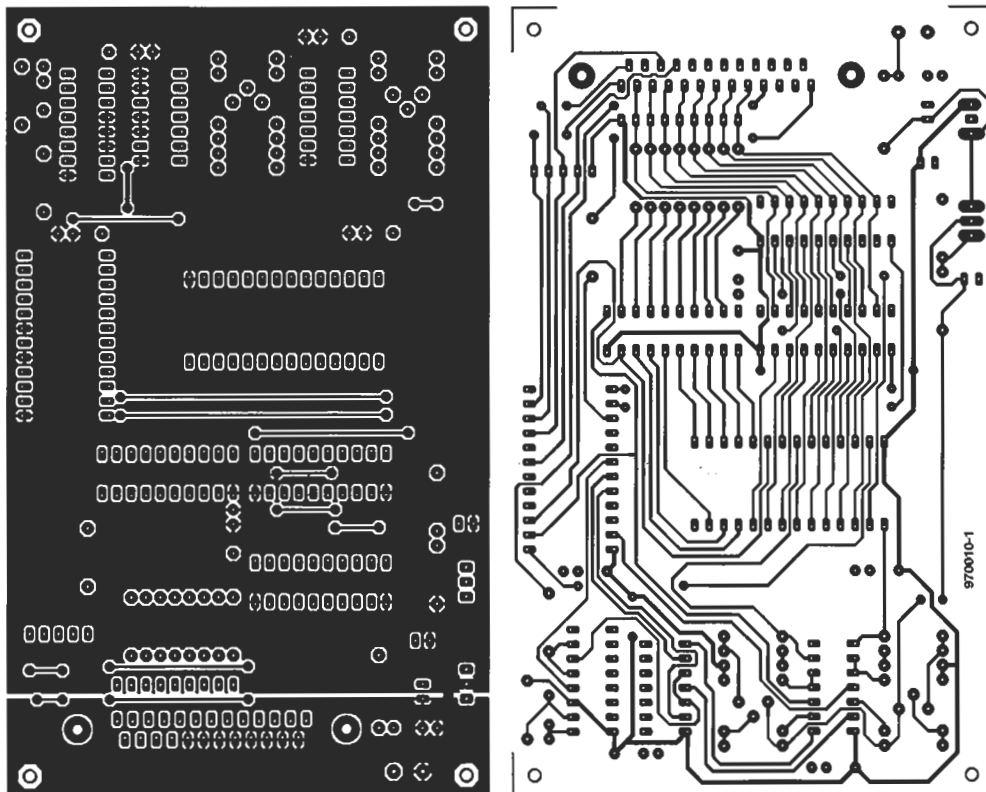
La siguiente sección que vamos a tratar es la alimentación. Está basada en un circuito adaptador que nos proporciona una tensión continua nominal de





**Figura 5. Placa de circuito impreso a doble cara. En el centro de la placa colocamos un zócalo tipo ZIF para insertar la EPROM que vamos a programar.**

**Track layouts shown at 75% of actual size**



## LISTA DE COMPONENTES

**Resistencias:**

R1-R8,R10,R12 = 100Ω  
R9 = 8 × 4k7 encapsulado SIL  
R11 = 12k  
R13,R18 = 1k  
R14,R15,R19,R20 = 10k  
R16,R22 = 2k2  
R17,R21 = 68Ω  
R23 = 220Ω  
R24 = 1k98  
R25 = 4 × 4k7 encapsulado SIL

**Condensadores:**

C1-C6,C8 = 100nF  
C7,C9 = 10μF 63V  
C10 = 100μF 25V

### Semiconductores:

D1,D2 = 1N4148  
D3 = 1N4001  
T1,T2 = BC327-40  
IC1 = 82(C)43  
IC2 = 74HCT245  
IC3,IC4 = 74HCT573  
IC5 = 74HCT08  
IC6 = HC(T)4538  
IC7 = 74(LS)06  
IC8 = 7805  
IC9 = LM317T

**Varios:**

K1 = conector Centronics 25 pines para PCB, en ángulo  
K2 = Regleta para placa

salida de 12V. En la práctica, el adaptador se alimentará fácilmente con 15V. El diodo D3 realiza la función de protección contra inversión de la polaridad, mientras que IC9, un LM317, baja la tensión estabilizada a 12.5V. Seguidamente, IC8 baja la tensión a 5V para los integrados.

## CONSTRUCCIÓN DEL PROGRAMADOR

En la Figura 5 se muestra la placa de circuito impreso de doble cara diseñada para la realización del circuito. El tamaño de la placa es adecuado para una caja tipo HP-BC de PacTec. Las cuatro esquinas, con los orificios para los separadores, se han cortado casi por completo, para poder encajar perfectamente la placa en la caja. A la izquierda debemos dejar parte de estos agujeros para poder asegurar la placa adecuadamente.

Comenzaremos el montaje soldando el conector Centronics K1 en la posición indicada. A continuación, montaremos el terminal K2 y haremos los taladros para estos dos conectores en la caja. Para K2 bastará con dos orificios para pasar los dos cables que sujetaremos en la regleta.

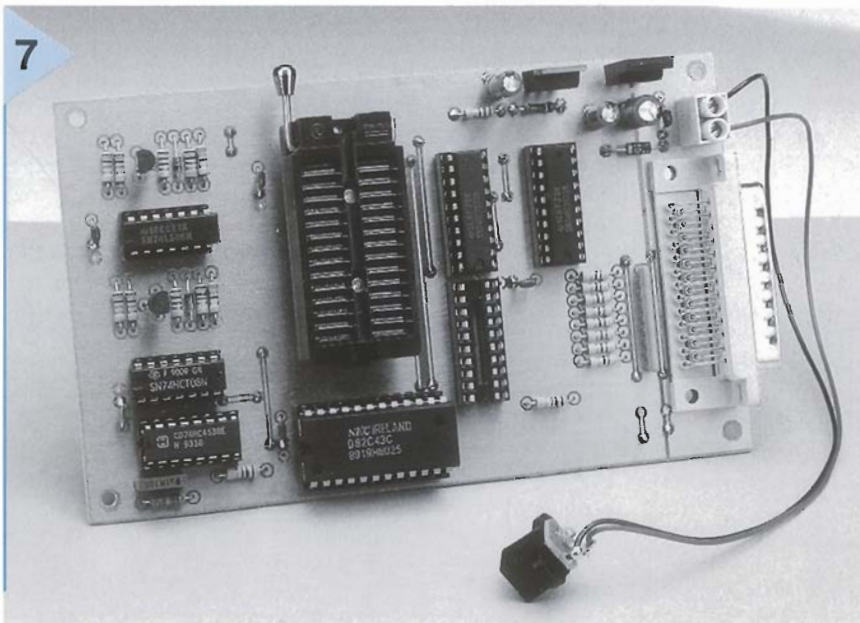


Eprom Programmer		
Data	Eprom	Info
Current Type: 2764		
DATA LOADED		
ADDRESS	DATA	ASCII
DEC	HEX	
00000	\$0000	3A 31 30 30 33 39 46 30 30 34 33 34 43 34 46 34
00016	\$0010	33 34 42 32 30 33 32 33 31 32 46 33 31 33 31 32
00032	\$0020	46 33 39 33 36 34 44 34 31 41 32 0D 0A 3A 31 30
00048	\$0030	30 33 41 46 30 30 34 31 34 45 34 34 34 31 34 37
00064	\$0040	32 30 32 30 32 31 34 34 39 34 45 35 33 34 34
00080	\$0050	34 31 34 37 32 30 36 38 0D 0A 3A 30 32 30 33 42
00096	\$0060	46 30 30 32 30 32 31 46 42 0D 0A 3A 31 30 30 30
00112	\$0070	30 45 30 30 43 32 38 43 38 35 38 41 31 45 38 35
00128	\$0080	38 43 31 44 41 45 31 44 41 46 31 45 37 43 31 30
00144	\$0090	37 44 31 42 37 44 0D 0A 3A 31 30 30 30 31 45 30
00160	\$00A0	30 45 46 32 44 46 44 45 45 33 43 46 43 38 43 31
00176	\$00B0	44 38 44 31 45 38 35 31 45 38 41 38 35 31 44 38
00192	\$00C0	43 45 34 0D 0A 3A 31 30 30 30 32 45 30 30 44 32
00208	\$00D0	38 43 45 35 31 37 43 33 39 34 30 46 35 30 30 34
00224	\$00E0	30 35 31 37 38 30 32 44 37 35 31 37 30 30 35 39
00240	\$00F0	0D 0A 3A 31 30 30 30 33 45 30 45 35 31 38 43
Bidirectional mode		
Data size: 3018		

**Figura 6. Pantalla del programa bajo entorno Windows 3.1, 3.11 y 95.**

Seguidamente soldaremos todos los componentes sobre la placa, dejando los integrados para el final, excepto IC8 e IC9. Conectaremos el adaptador principal y comprobaremos que en C10 hay una tensión de al menos 15V. Después mediremos la tensión en C9 (ésta debería ser de 12.5V), y en C7 (5V). Esas dos tensiones deberían tener una precisión de 0.25V. Si es necesario podemos cambiar un poco la tensión de 12.5V, modificando el valor de R24. Si las tensiones son correctas, podemos poner los integrados en la placa, excepto, por supuesto, la EPROM que va a ser programada.

**Figura 7. Vista de nuestro prototipo de programador de EPROM.**



Utilizaremos un cable de expansión Centronics (1xD25 macho, 1xD25 hembra) para conectar el programador de EPROM al puerto de la impresora de nuestro PC. LPT1, será la dirección base - 378H.

### SOFTWARE DE CONTROL

El software de control escrito para el programador puede encontrarse en el CD-ROM denominado Software Electrónico 96-97, en el subdirectorio NL\01. El nombre del software de control es prommer.exe, y está disponible en nuestro servicio de lectores.

Antes de usar el software, nos aseguraremos, en la BIOS, de que tenemos habilitado el puerto paralelo en la dirección 378H. Si no fuera así, cambiaremos a esa dirección utilizando el programa de configuración de la BIOS del ordenador. Si tenemos un ordenador antiguo que no permite

cambiar la dirección, tendremos que insertar una tarjeta de puerto paralelo para poder trabajar.

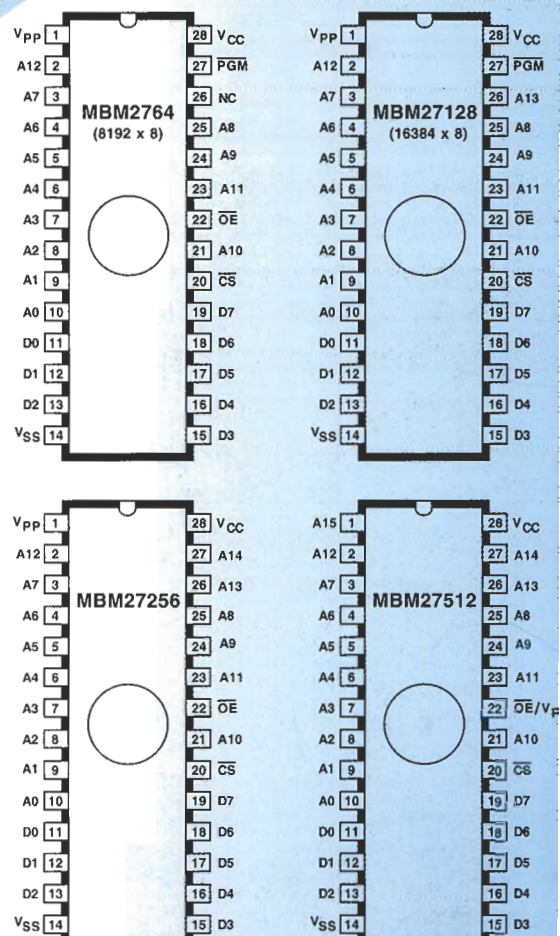
Seguidamente podemos copiar el programa en el disco duro y ejecutarlo. Lo primero que hace el software es chequear si su hardware está disponible en el ordenador.

Para verificar la presencia y el correcto funcionamiento de éste, el software envía primero un corto pulso al puerto Centronics, a través de IC1 y la resistencia R10. Si no se detecta la placa del programador, aparecerá un mensaje de error 'no hardware'. Si todo está bien, aparecerá el mensaje 'modo bidireccional'. Esto significa que el circuito está listo para utilizarlo. Decimos modo bidireccional, porque el software también es adecuado para una versión unidireccional del programador con una pequeña modificación del hardware. El esquema de este circuito podemos encontrarlo, junto con la placa de circuito impreso, en el CD-ROM.

(970010)

**Figura 8. Patillaje de las memorias 27(C)64, 27(C)128, 27(C)256 y 27(C)512.**

8

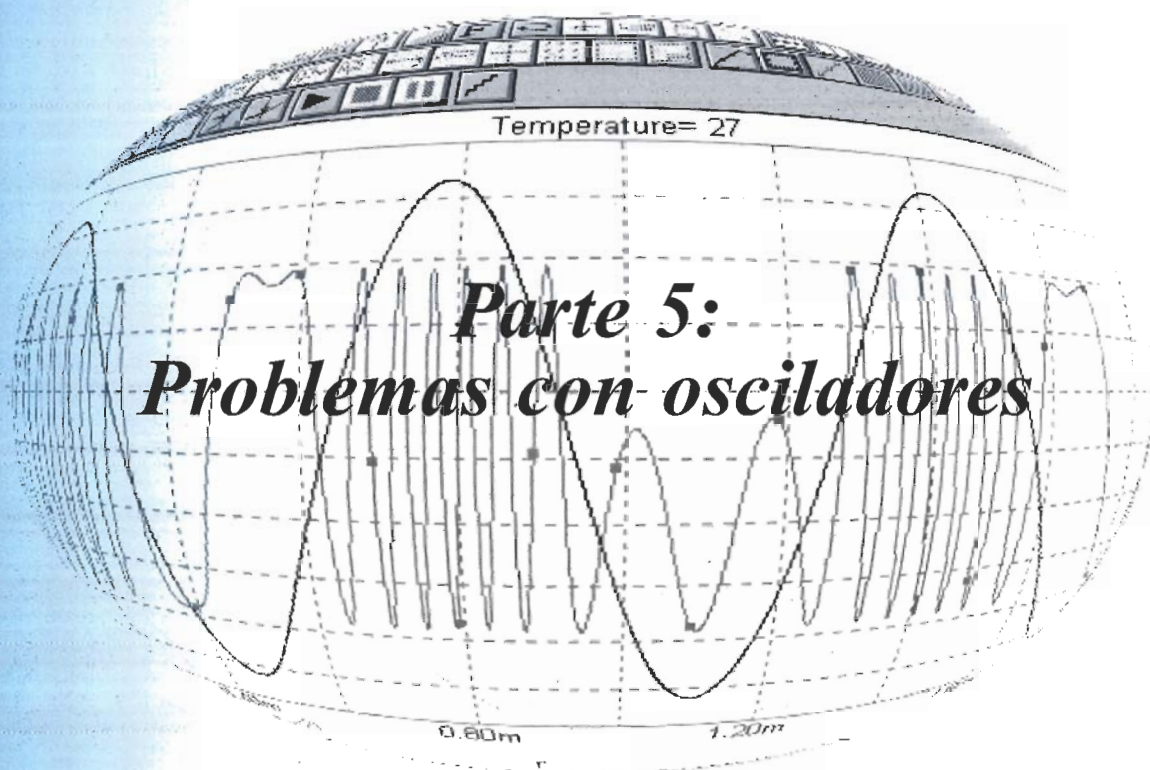


970010 - 14



# MANUALIDADES ELECTRÓNICAS

## pequeño curso de simulación de circuitos



### Parte 5: Problemas con osciladores

La quinta y última parte de este pequeño curso investiga los problemas que pueden encontrarse con toda clase de osciladores y nos mostrará cómo tratarlos.

El primer circuito elegido este mes para investigar es un oscilador de relajación basado en un npn BJT y un pnp BJT (Figura 39). Puede emplearse para producir parpadeo en un LED o como señal de audio-frecuencia. La velocidad de oscilación depende del valor de C1 y la relación de R1 y R2.

Uniremos el circuito eligiendo un par de transistores de los mostrados en la ventana de selección de componentes. Para ello seleccionaremos Analysis -> Transient Analysis, dentro de esta ventana de análisis transitorio, elegiremos los límites e introduciremos Time Range=0.3s, Maximum Time Step=1m y seleccionaremos Auto Scale Ranges. Pondremos visualizar las tensiones V(1), V(2) y V(5)-V(1) (que es la tensión en C1) en el tiempo T.

Si ejecutamos el análisis seguramente nos llevaremos un gran chasco. En lugar de tres formas de onda, tenemos tres líneas horizontales en la pantalla:

V(1) con valor constante de 4.1V, V(2) con valor de 0.9V y V(5)-V(1) con valor de 4.2V. El oscilador no oscila.

Pulsemos sobre el botón Numeric Output para encontrar la causa. La pantalla Numeric Output nos muestra los resultados del análisis DC Operating Point antes de un análisis transitorio. Es el punto de inicio para el análisis transitorio. La Salida Numérica nos muestra que las tensiones en los nudos son:

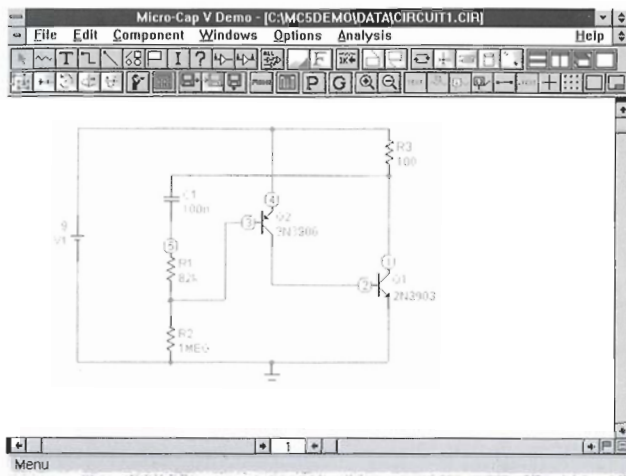
V(1) = 4.14V	V(2) = 0.882V
V(3) = 8.33V	V(4) = 9V
V(5) = 8.33V	

Si hubiese una señal nula en C1 seguramente no sucedería nada. La ventana también nos informa de las condiciones de operación de los transistores:

Q(1) (nnp): vBE = 0.0882V e
iC = 4.9mA
Q(2) (pnp): vBE = -0.669V e
iC = 0.9mA



39



**Figura 39. Oscilador de relajación basado en un n-p-n BJT y p-n-p BJT.**

Los niveles de tensión en el circuito son tales que casi está listo para oscilar.

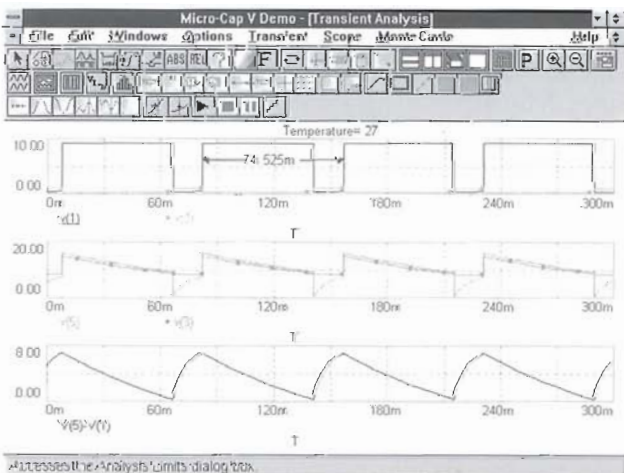
Estas situaciones se dan a menudo cuando SPICE analiza circuitos osciladores, sobre todo si estos son de relajación. También puede ocurrir en circuitos con varias clases de realimentación.

El análisis Operating Point toma un estado estable del circuito, puede ser una estabilidad un tanto dudosa, pero no por eso deja de ser estable, por lo que el Análisis Transitorio nunca comenzará oscilando.

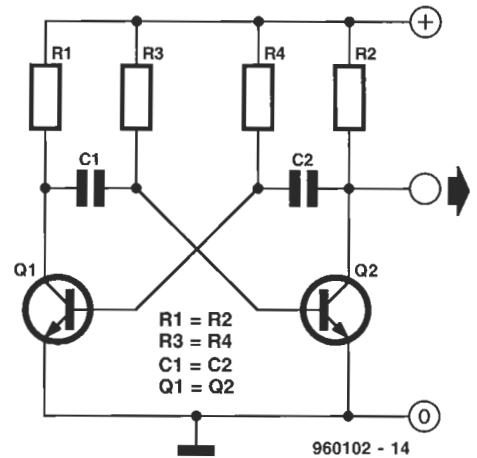
En un circuito real esto puede ocurrir por pequeñas pérdidas de corriente o variaciones de corriente, quizás resulte del calentamiento de algún compo-

**Figura 41. En estos cronogramas podemos ver cómo trabaja el oscilador de relajación de la Figura 39.**

41



40



**Figura 40. Montaje básico de un oscilador astable.**

Una buena práctica podría consistir en montar este circuito y variar uno de los componentes. No siempre es fácil encontrar un valor que inicie la oscilación.

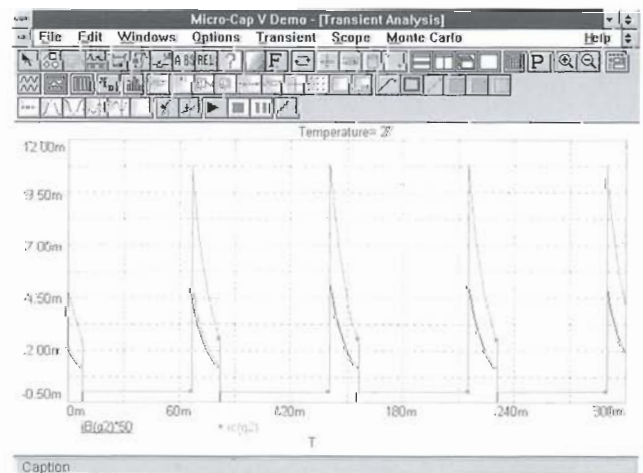
### CONDICIONES INICIALES

Alterando los valores de las resistencias de la Figura 39 podemos provocar el arranque del oscilador. Dejamos esta operación a todo el que se atreva a indagar en ello.

La principal desventaja de esta técnica es que una de las resistencias u otros valores son incorrectos, lo que afectará a la frecuencia, factor de trabajo y otras características.

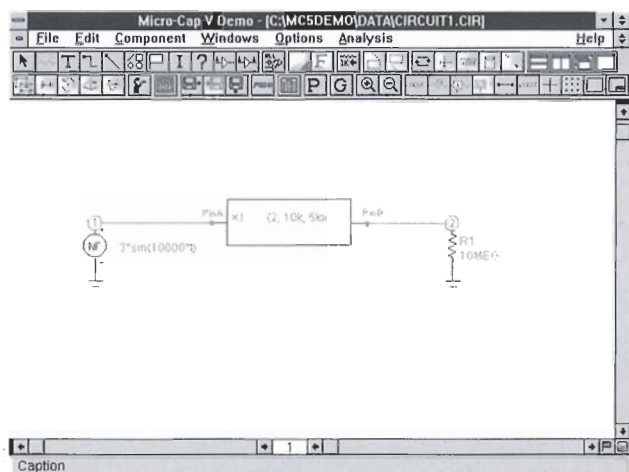
**Figura 42. Representación de las corrientes de base y colector de Q2 del montaje de la Figura 39.**

42





43



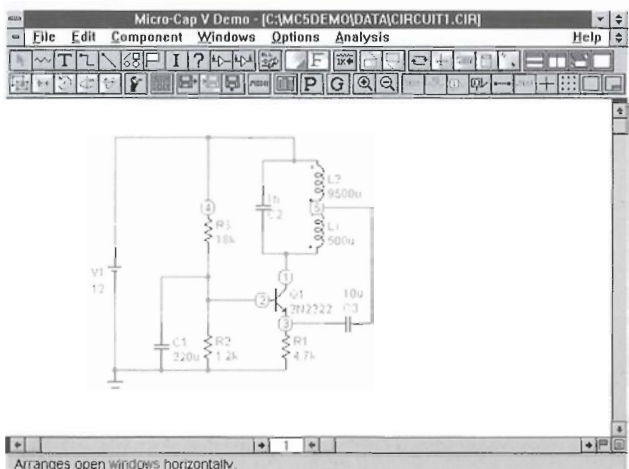
**Figura 43. Circuito básico de cómo podemos insertar una macro.**

Afortunadamente SPICE dispone de otras formas de asegurar que el circuito comience la oscilación. Esto se hace estipulando ciertas condiciones iniciales que tengan lugar antes del comienzo del Análisis Transitorio. Por razonamiento o conocimiento del circuito, nosotros ponemos una o más tensiones de nudos a los valores que nosotros pensamos que harán oscilar el circuito.

En este circuito, podríamos poner Q2 completamente saturado, lo que supone que la tensión de base (nudo 3) será inferior a los 8.33V del reposo. Si ponemos 7V lo lograremos, consiguiendo una corriente de colector que sature a Q2 y que llegue a la base de Q1 saturándolo completamente también.

Las condiciones iniciales

**Figura 45. Montaje típico de un oscilador Hartley.**



se utilizan con el comando .IC. Salga del análisis y visualice la Ventana de Texto pulsando sobre el pequeño cuadro de la esquina inferior derecha de la ventana del esquema. Allí veremos los modelos para los transistores. Debajo de estos escriba:

.IC V(3) = 7.

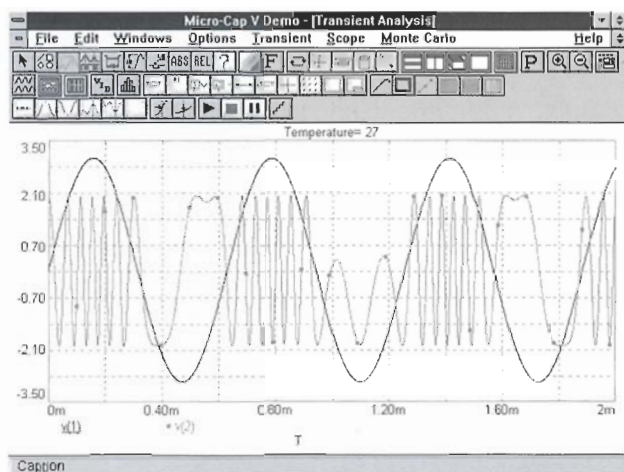
Cuando ejecute el análisis, la tensión en el nudo 3 estará puesta a 7V para el Operating Point y las tensiones de los otros nudos se habrán calculado correctamente.

Para encontrar las diferencias respecto a lo anterior, iremos a la ventana de Transient Analysis Limits y revisaremos los Operating Point Only, después ejecutaremos. Si pulsamos sobre el botón de Numeric Output nos dará los siguientes resultados:

V(1) = 2.07V V(2) = 2.89V  
V(3) = 7.00V V(4) = 9V  
V(5) = 7.00V

Q2 está claramente saturado, como podemos ver en su tensión Vbe, la cual es de 2V, y en su corriente de colector que es 1.27A.

44



**Figura 44. Visualización de las señales en la entrada y salida de X1 -figura 43-.**

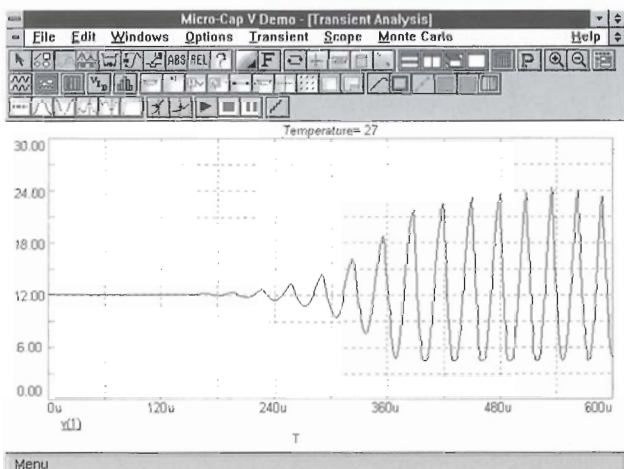
Esto provocará un aviso de precaución, ya que para esta gran corriente, será necesario un 2N3906.

Esto nos demuestra porqué es mucho más seguro trabajar con un simulador. Aplicando 7V a un circuito real podríamos quemar instantáneamente los dos transistores. Por tanto será necesario revisar esas corrientes para evitarlas cuando el circuito esté oscilando con normalidad.

Para ver si hemos manejado el circuito oscilante, iremos a la ventana de Transient Analysis Limits, deseccionamos las Operating Conditions Only y ejecutamos. El resultado nos muestra el oscilador trabajando.

Las curvas más importantes para entender el funcionamiento del oscilador están representadas en las tres gráficas (Fi-

**Figura 46. Señal de salida del oscilador Hartley y su valor máximo.**



45

46



gura 41), en función del tiempo.

Para marcar los puntos sobre la gráfica en negro pulsaremos el 4º botón desde la derecha de la fila central. La gráfica 1 muestra V(1) y V(2), de lo cual puede deducirse que tanto Q1 como Q2 están en OFF al mismo tiempo; esto se produce cuando V(1) está en alto y V(2) está cayendo lentamente por el flujo de corriente de Q2 a Q1. Cuando Q1 pasa a corte, hay un flanco en V(1) y la tensión en V(5) alcanza los 16V. R1 y R2 actúan como un divisor de tensión, por lo que V(3) también aumenta en la misma proporción y Q2 está en corte. Esto corta la base de Q1, manteniéndolo cortado. Éste es uno de los estados estables. Después V(5) cae gradualmente a través de R1 y R2 a masa. Eventualmente V(5) y V(3) caen a un nivel al cual Q2 se activa de nuevo. La corriente de base que alimenta Q1 lo activa, por tanto, Q1 y Q2 están ambos activados al mismo tiempo, siendo éste el otro estado estable. La puesta de Q1 en funcionamiento provoca una aguda caída de V(1), y una puesta a cero de V(5). Pero V(3), permanece alrededor de 8.4V (la tensión de

un diodo por debajo de los 9V), por lo que C1 es cargado gradualmente de nuevo. Eventualmente cuando V(3) cae a 8.4V, Q2 pasa a corte y por tanto Q1 también. El ciclo se ha completado.

Utilizando el modo de medida sobre la Gráfica 1, podemos determinar el periodo de oscilación como 74.525ms, o 13.4Hz.

La tercera gráfica, Figura 41, nos muestra los cambios en el condensador, cómo se carga y descarga alternativamente de forma exponencial.

En la Figura 41 podemos ver la utilidad de un simulador para descubrir cómo opera un circuito. También nos puede servir para investigar si las tensiones y corrientes tienen siempre niveles aceptables.

Hay una pregunta pendiente sobre la gran corriente a través de Q2: ¿son normales estos niveles en una oscilación corriente? Para contestar a la pregunta vamos a repetir el análisis representando  $i_B(Q2)$  e  $i_C(Q2)$ , que son respectivamente las corrientes de base y colector de Q2 (Figura 42).

Las gráficas muestran que los picos de la corriente de colec-

tor son 10.75mA, lo cual está dentro de los márgenes de un 2N3906. En cuanto a la corriente de base es tan pequeña que tenemos que multiplicarla,  $i_B(Q2)*50$ , para poder leer el valor máximo que es de 0.1mA. De la misma forma podemos visualizar, por ejemplo, la potencia disipada en R3:  $i(R3)*(V(1)-V(4))$ . Esto nos permitirá ver la máxima potencia que podrá disipar la carga del circuito, aquí representada por R3.

## PULSO FUENTE

Su uso incrementa instantáneamente la tensión de alimentación del oscilador de 0 a 9V. Esto nos servirá para ver si realmente oscilará cuando encendamos la alimentación, sin necesidad de utilizar inicialmente los 7V.

Seleccionaremos con el cursor la batería V1, después presionaremos la tecla de borrar para eliminarlo del circuito. Desde el menú de Component seleccionaremos Pulse Source y colocaremos éste en el lugar de la batería. En la parte derecha de la ventana escogeremos el modelo de PULSE. En el área de texto encontraremos el modelo incompleto:

### PROGRAMADOR UNIVERSAL ALL07 (sobre PC)



Dos modelos disponibles:  
1º Con tarjeta en el PC  
2º Por puerto paralelo  
El ALL07 graba EPROM - EEPROM - PROM - PAL - Flash EPROM - MONOCHIP, etc.

### ROM-IT



Emulador de EPROM

Módulos para EPROM de 2764 a 8 Mo  
Módulos para 1 a 8 EPROM.

### DESARROLLO de tarjetas con chips



**Hardware**  
Lector, programador de tarjetas F BUS para toda versión de tarjeta.

**Software**  
Compilador - Debugger C bajo PC-MDOS

Herramientas para tarjetas PCMCIA disponible

### Handyprobe (1KHz):

Osciloscopio + Voltímetro

+ Analizador de espectro

+ Grabador

### Handyscope (40KHz):

Osciloscopio + Voltímetro

+ Analizador de espectro

+ Grabador

### TP208 (20 MHz):

Osciloscopio + Voltímetro + Analizador de espectro + Grabador



### CONVERTIDORES



1º Para programadores  
Con su programador, posibilidad de programar PGA, SOT, QFP, CCI

2º Para emulación y test  
Posibilidad de convertir todo tipo de de sonda en otro tipo, o todo tipo de socket (PGA, ...)

### EZ-ROUTE DOS:

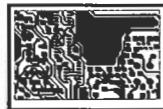
Esquema y autotrazado de circuitos impresos

### EZ-ROUTE WDS:

Versión windows de EZ-ROUTE

### EASY-PC:

Esquema y trazado manual de circuitos



### PC Interface Protector



- Permite conectar tarjetas 8 y 16 bits sobre el PC sin necesidad de abrirlo
- Permite el test y el mantenimiento
- Protegido por fusibles

### EMULADOR FAMILIA 8031/51

Disponible para:

8031/32 - 8051/52 - 8751/C51/52/C52

80C552/C652/C562 - 87C751/C752



### EMULADOR UNIVERSAL ICE V



Para:

Z80 - Z180 - 64180 - 68000 - 68010 - 6809 - 6802 - 8088 - 8086 - 80188 - 80C188 - 68HC11 - 8031 - 8051, ect...

otros modelos: PIC16, DSP XXX

### PROGRAMADORES de EPROM

Modelo DATAMAN: portátil

Modelo EPROMAE copia por unidad hasta 7 Mo

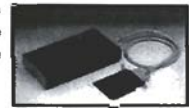
Modelo EPROMAE copia por 4 filista 2 Mo

Modelo SEPBIAE copia por 1 hasta 8 Mo

Modelo SEPBIAE copia por 4 hasta 8 Mo

Modelo NP100: puerto serie, universal

Modelo RGM: PC, 16xxx



### ANALIZADOR LOGICO



#### HS 1611

16 vias hasta 100 MHz

#### HS 3211

32 vias hasta 100 MHz

#### LA 4240

40 vias hasta 200 MHz

#### LA 4540

40 vias hasta 400 MHz

### TARJETAS DE APLICACION



Modelo para 80C196KB

Modelo para Z180

Modelo para 80188

Modelo para 80C552

Modelo para 68HC11

Modelo para 68HC16

Modelo para 80535

Modelo para 8031/51/52

Modelo para 68332

### EMULADOR

•

### COMPILADOR

•

### TARJETAS

de

aplicacion

•

### SIMULADOR

•

### Ensamblador

•

### PARA:

8031/51

8751/52

87xxx

68HC11

68HC16

6800

6809

68xxx

6502

65816

6805

68705

68HC05

Z80

Z180

H8/300

H8/500

TMSxxx

y otros

UNIVERSAL  
DEVELOPERS

C/Consejo de Ciento, 254 - 08011 BARCELONA - Tél. (93) 454 52 46 - Fax: (93) 323 25 45



UNIVERSAL  
DEVELOPERS



## MODEL PULSE PUL()

En primer lugar borraremos el comando .IC de la línea para eliminar la condición inicial, después pondremos esos parámetros en los paréntesis en el Pulse Model:

```
VZERO = 0  VONE = 9
P1 = 100m  P2 = 100m
P3 = 300m  P4 = 300m
P5 = 300m
```

La pantalla de ayuda nos dará la medida de los parámetros debajo de 'Pulse Source'. Como resultado se encenderá el oscilador después de unos 100ms de retardo.

Representemos la transición para comprobar si realmente comienza de forma normal cuando lo alimentamos. La realidad es que el condensador comienza desde cero debido al flujo inicial de corriente que produce la oscilación inicial.

## MACROS

En la tercera parte vimos cómo podíamos modelar con SPICE dispositivos como un amplificador operacional, a partir de elementos primitivos como resistencias, condensadores, transistores, etc., definiéndolo como un subcircuito.

El subcircuito necesita ser definido sólo una vez, pero puede ser referenciado por el nombre en la lista de componentes tantas veces como lo necesitemos. Los subcircuitos, son parte de SPICE y, cuando los definimos, todos ellos operan de acuerdo a los mismos parámetros. Si necesitamos que el mismo subcircuito opere con diferentes parámetros, debemos definir cada uno con un nombre diferente y sus propios parámetros.

El concepto de una macro es similar, aunque no está incluido en SPICE. La lista de componentes de una macro está definida una vez y para todos, después de lo cual nosotros definiremos los parámetros cada vez que se use. En este sentido, una macro es más como un elemento primitivo, tal como una resistencia. Cada vez que nosotros colocamos una resistencia en un esquema podemos poner además de su valor óhmico su coeficiente de temperatura. Nosotros hacemos lo mismo para las macros.

Las macros, como los subcircuitos, son construidas desde varias e incluso muchas primitivas, y MC5 suministra un adecuado rango de ellas, pudiendo

referenciarlas como bloques analógicos.

Algunas de éstas, tal como los amplificadores AMP y los osciladores controlados VCO, se aplican a la mayoría de los circuitos analógicos. Otras, tales como DIV, son el resultado de dividir una señal analógica por otra, o SLIP, cuyos modelos de histéresis, son más adecuados para el modelado de sistemas.

La forma exacta en que las funciones se realizan en términos de componentes electrónicos se deja sin establecer. Es una caja negra para el modelado de sistemas.

Como ejemplo de macro tomaremos un VCO, el cual está en consonancia con el circuito de este mes.

Podemos examinar su estructura pulsando: File -> Open -> VCO.CIR. El VCO consta de una fuente de tensión controlada, entrada en PinA; la salida aparecerá en la resistencia. El condensador actúa como un integrador y una fuente de tensión controlada produce en la salida PinB una onda coseno modificada en frecuencia en función de la tensión en el condensador.

Hay tres parámetros: la amplitud de la señal de salida en voltios de pico (vp), la frecuencia central en hertzios (f0) y la sensibilidad de la frecuencia en hertzios por voltio (Kf).

Para introducir esta macro en un circuito (Figura 43), pulsamos en: Component -> Analog Primitives -> Macros -> VCO. Después de colocar el VCO, la ventana del componente pedirá VALUE (valor). Tendremos así el primer elemento VCO completado. Después escribiremos (2,10K,5K) que son los parámetros que definen la amplitud 2V, la frecuencia central 10KHz y la sensibilidad 5KHz/V.

E1 es una función fuente tipo NFV. Después de colocar ésta, tecleamos en VALUE, 3\*sin(10000\*t). Esto produce una onda senoidal, de amplitud 3V, frecuencia 10000/2PI = 1592Hz, para modular la frecuencia de salida del VCO. R1 es una resistencia de carga.

Para ver la salida del VCO, ejecutamos análisis transitorio. Las características son: Time Range = 2m, Maximum Time Step = 1u (para obtener curvas suavizadas), Auto Scale Ranges revisado. Representaremos V(1) y V(2) en función del tiempo. Los resultados obtenidos son los de la Figura 44, en la que V(1) es la

salida sinusoidal de E1 y V(2) es el efecto que tiene sobre la frecuencia de salida de X1.

Como siempre, sería muy interesante experimentar, variando la frecuencia y amplitud de la señal modulada y los parámetros del VCO.

## OSCILADOR HARTLEY

Este oscilador es uno de los tradicionalmente conocidos por su circuito de bobina-condensador. Este circuito forma una red resonante (Figura 45), la cual está provista de realimentación y mantiene el circuito en oscilación. La tensión de base se conserva de forma segura por el condensador C1. La realimentación a través de C3 al emisor afecta la tensión de base-emisor. El circuito requiere de un pequeño empuje para arrancar (éste normalmente se produce al encender la propia alimentación). Esto es porque el circuito cuenta con la realimentación a través de C3 desde la red de resonancia, un proceso dinámico, del cual no dispone el Operating Point Analysis. Por ello, lo primero que haremos será darle el empuje:

.IC V(2) = 5

Esto activa completamente el transistor, provocando resonancia en el lazo. La salida es tomada del colector, nudo 1. En la ventana de Transient Analysis Limits ponemos el Time Range = 0.6m y Maximum Time Step a 1u.

Si ahora ejecutamos tendremos el resultado de la Figura 46, en la cual podemos ver las oscilaciones sinusoidales hasta su máxima amplitud. Normalmente, la salida de este oscilador la tomamos de una toma intermedia de una bobina, que guarda una relación L1/L2.

Es interesante investigar sobre el circuito, particularmente modificando el valor de C2 y de L1/L2. El efecto que puede producir el cambio del condensador de realimentación C3 es impredecible, porque puede variar hasta la frecuencia de resonancia. Si disminuimos su valor, puede suministrar insuficiente realimentación para sostener la oscilación, aunque es posible que oscile sin necesidad de 'empuje' (.IC).

Para manejar y desenvolvernos correctamente con MC5, debemos investigar en todo aquello que hagamos.

[96/02-7]





# placa mezcladora controlada por microprocesador (1)

## No más ruido en los controles

El mezclador de audio que presentamos en este artículo no puede compararse con ningún otro publicado en esta revista. De alguna forma, es un preludio de una nueva era en ingeniería de audio. Todos los controles se realizan por amplificadores integrados, controlados digitalmente (DCAs). Un microprocesador convierte la posición de los potenciómetros deslizantes en una señal de control para los DCAs. Incluso es posible que el control de los potenciómetros y del microprocesador se lleve a cabo con el mismo PC, lo que será un futuro objetivo para nosotros.

Diseñado por T. Giesberts



### Parámetros

- ▶ 8 entradas de audio controladas
- ▶ todas las señales de entrada pueden ser directamente conducidas a los canales izquierdo y derecho
- ▶ atenuación máxima 63 dB en pasos de 1 dB
- ▶ función de enmudecer
- ▶ líneas de entrada y salida aisladas; no se necesitan amplificadores externos
- ▶ relación señal/ruido 82 dB
- ▶ Distorsión (THD+N) 0.007%
- ▶ interface estándar serie a través de 3 cables
- ▶ standard 3-wire serial interface
- ▶ se puede ampliar el número de canales
- ▶ amplio rango de aplicaciones: sistemas multimedia, tarjetas de sonido para PC, mezclador de estudio, instrumentos musicales, y muchos más...

Si se produjese una batalla entre tecnologías analógicas y digitales, el triunfo sería, casi seguro, para la digital. Por supuesto la analógica viviría, aunque sólo en algunos usos especiales. Así tenemos, grabaciones digitales, control digital, televisión digital, teléfonos móviles digitales y muchas más aplicaciones.

A pesar de todo, seguramente a muchos les habrá sorprendido encontrar el diseño de un mezclador digital, terreno que parece ser una franquicia de la ingeniería de audio analógica.

\*\*\*La verdad, encontrarnos un número de potenciómetros deslizantes que trabajan sólo con tensiones continuas, no con señales de audio.\*\*\*

El circuito consta de dos circuitos integrados, uno que es completamente digital y el otro que es un híbrido: parte digital y parte analógica. No hay transistores ni operacionales, ni casi nada más, su funcionamiento es como un sueño.

### INTRODUCCIÓN

El circuito está basado en un mezclador de audio 8x2 controlado



digitalmente, el SSM2163 de Analog Devices. Cada una de las ocho entradas se puede mezclar bajo control digital y producir una salida estéreo.

En la Figura 1 mostramos un diagrama de bloques simplificado del dispositivo. Cada canal de entrada se puede atenuar hasta 63 dB en intervalos de 1 dB, y anularlo completamente (enmudecido). Por otro lado, es posible asignar cualquier entrada a cada una o a ambas salidas. Dispone también de un adaptador estándar de 3 cables como terminal de salida de datos, para facilitar la conexión de varios circuitos mezcladores.

La señal de control para el mezclador la suministra el microcontrolador ST62T25. Este dispositivo escanea rápidamente la tensión de los potenciómetros y la convierte en un código de 8 bit. El controlador también maneja la

posición de los conmutadores en cada entrada, de forma que puede dirigir la señal al canal izquierdo, al derecho o a ambos. Esta información está contenida en el código de control.

## EL SSM2163

Este integrado consta de una señal analógica, para procesar la señal y una digital, para control. El nivel de atenuación del canal y las funciones de mezcla se controlan por registros digitales, los cuales se cargan vía serie. Se incluye una entrada hardware asíncrona para dejar todas las entradas en estado 'enmudecido'.

## SECCIÓN ANALÓGICA

En la Figura 2 podemos ver el camino de la señal analógica. Cada entrada tiene una impedancia nominal de entrada de 10K. Por tanto, cada entrada aparece como un potenciómetro programable digitalmente y de valor 10K. Su

impedancia de entrada permanece constante cuando el nivel de atenuación cambia, así, las fuentes que manejan el dispositivo no tienen operaciones complejas ni impedancias variables.

La entrada atenuada se aplica a los canales de entrada derecho e izquierdo del mezclador. Cada canal mezclador consta de un interruptor analógico y un amplificador adaptador. Si se selecciona el canal (por medio del bit adecuado en el registro de control del mezclador), el interruptor analógico se cierra. La amplificación no será efectiva hasta que no se cierre el interruptor que selecciona la ganancia de cada canal, no siendo ésta afectada ni por la resistencia del potenciómetro ni por la resistencia del interruptor (RDS-ON).

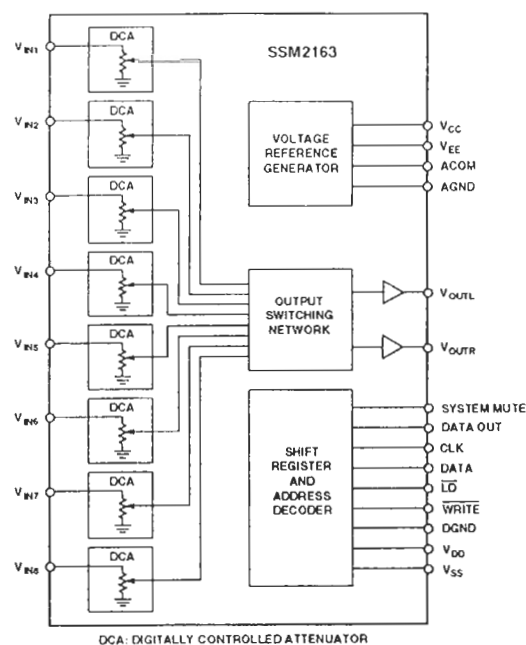
Por tanto, cada canal que está en ON se suma a su respectivo derecho e izquierdo, por un amplificador sumador. Si ambos canales del mezclador están en ON, la entrada analógica atenuada será aplicada tanto al amplificador izquierdo como al derecho.

La salida adaptada en impedancia del amplificador sumador suministrará una corriente de  $\pm 500 \mu A$  a una carga externa.

## ADAPTADOR DIGITAL

El adaptador digital consta de dos bancos de registros de

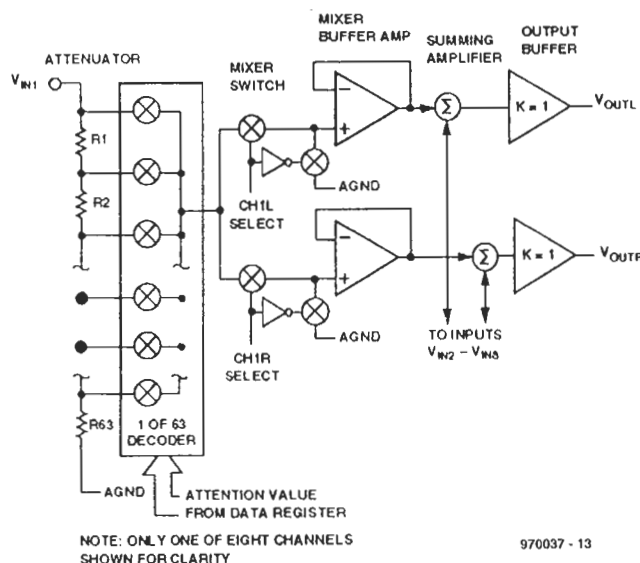
1



**Figura 1. Diagrama de bloques simplificado del mezclador de audio controlado digitalmente, SSM2163.**

**Figura 2. Recorrido de la señal analógica en el SSM2163. Consta de un atenuador variable y los interruptores que determinan si la señal de entrada se aplica al canal derecho o izquierdo.**

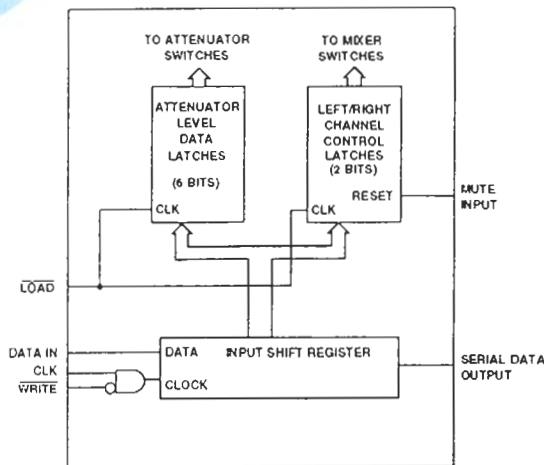
2



NOTE: ONLY ONE OF EIGHT CHANNELS SHOWN FOR CLARITY

970037 - 13





970037 - 14

**Figura 3. Diagrama de bloques del interface serie del SSM2163.**

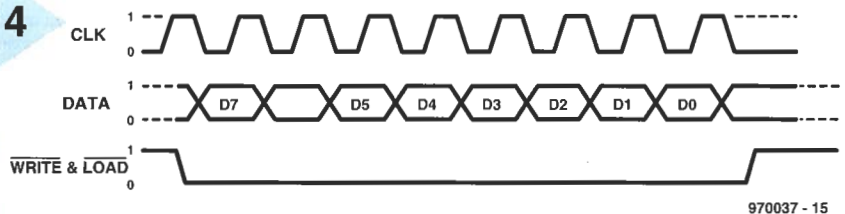
formas: si el bit 7 (MSB) es 1, el integrado interpreta el byte como una dirección; si este bit es 0, el SSM2163 interpreta el byte como dato. Normalmente, se envía primero el byte de dirección. De esta forma, lógica, indicamos en cuál de los ocho canales de entrada vamos a modificar la atenuación, y si las señales se aplicarán en el canal izquierdo, derecho o en ambos. A continuación enviamos el byte que determina la atenuación del canal seleccionado. Normalmente, esto es seguido por un byte de dirección y un byte de dato para otro canal. También es posible, sin embargo, escribir una secuencia de bytes de datos. El canal seleccionado permanece fijo, pero la atenuación cambia con cada byte de datos. De esta forma podemos realizar la operación sin necesidad de escribir la dirección cada vez. Si, por ejemplo, durante la desaparición de un canal se envía una serie de

valores a la misma dirección, será suficiente una simple operación de escritura al registro de dirección.

Cuando la entrada de enmudecer está en alto, todos los canales están anulados: esta acción no afecta a los valores de la atenuación, los cuales se mantienen. Aparecerá algo de ruido en este instante, aunque no es importante.

se transfiere a los bancos de registros hasta que se ordena con LOAD. En la mayoría de los casos, WRITE y LOAD se ordenan juntas, formando un tradicional interface serie de 3 cables. El proceso puede que resulte más claro si miramos el cronograma de la Figura 4.

Para habilitar la transferencia de datos, las entradas WRITE y LOAD se ponen a nivel bajo. Los 8 bits de los datos serie, formateados MSB primero, se conectan a DATA IN y son desplazados en el registro en cada flanco de reloj CLK. El dato se almacena en el flanco de WRITE y LOAD. Si el



970037 - 15

**Figura 4. Diagrama de tiempos en el modo de operación tri-filar.**

## CONTROL DE ENTRADAS POR DATOS SERIE

El SSM2163 suministra un simple adaptador serie de 3 ó 4 cables. La entrada de datos está en el pin DATA IN, mientras que CLK es el reloj serie. Los datos pueden ser desplazados a la velocidad de reloj de 1MHz.

El reloj del registro de desplazamiento, CLK, está habilitado cuando la entrada WRITE está baja. Por tanto, podemos usar el pin WRITE para seleccionar la entrada del chip. Sin embargo, el contenido del registro de desplazamiento no

dato es una dirección, el control del mezclador lo almacena, si es un dato para el valor del atenuador, en el flanco de WRITE y LOAD éste pasará al atenuador correspondiente.

## ENTRADA MUDA

El pin de esta entrada se activa a nivel alto, y es una entrada de fuerza que obliga a todos los canales, de forma asíncrona, a pasar a cero. La mayoría de los pines de los microcontroladores pasan a estado de alta impedancia. Esta función no afecta a los valores del atenuador almacenados en los registros de control.

**Figura 5. Ejemplo de cómo se forman 2 bytes.**

SELECTION	MSB				LSB			
	ADDRESS MODE				DATA MODE			
	ADDRESS				DATA			
INPUT CHANNEL 1	1	X	X	X	0	0	0	0
INPUT CHANNEL 2	1	X	X	X	0	0	1	0
INPUT CHANNEL 3	1	X	X	X	0	1	0	0
INPUT CHANNEL 4	1	X	X	X	0	1	1	0
INPUT CHANNEL 5	1	X	X	X	1	0	0	0
INPUT CHANNEL 6	1	X	X	X	1	0	1	0
INPUT CHANNEL 7	1	X	X	X	1	1	0	0
INPUT CHANNEL 8	1	X	X	X	1	1	1	0

OUTPUT SELECT  
1 = SELECTED, 0 = NOT SELECTED

X = "DON'T CARE", SHADED AREA = DATA

DATA						ATTENUATION
0	0	0	0	0	0	0dB
0	0	0	0	0	1	-1dB
0	0	0	0	1	0	-2dB
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.
1	1	1	1	0	1	-61dB
1	1	1	1	1	0	-62dB
1	1	1	1	1	1	-63dB

970037 - 16



## FORMATO DE ENTRADA DE DATOS SERIE

Como mencionamos anteriormente, los datos se escriben en dos bytes del SSM2163. El formato de los datos serie se muestra en la Figura 5. El primer byte enviado contiene la dirección del canal y la salida de los bits que controlan el canal izquierdo/ derecho. El byte de dirección es identificado por el MSB, que está a nivel alto.

El segundo byte contiene el dato que es el valor del ate-

**Figure 6. Esquema del circuito mezclador. Las líneas discontinuas cerca del canal 2 indican cómo deben conectarse el potenciómetro y los interruptores para los canales derecho e izquierdo.**

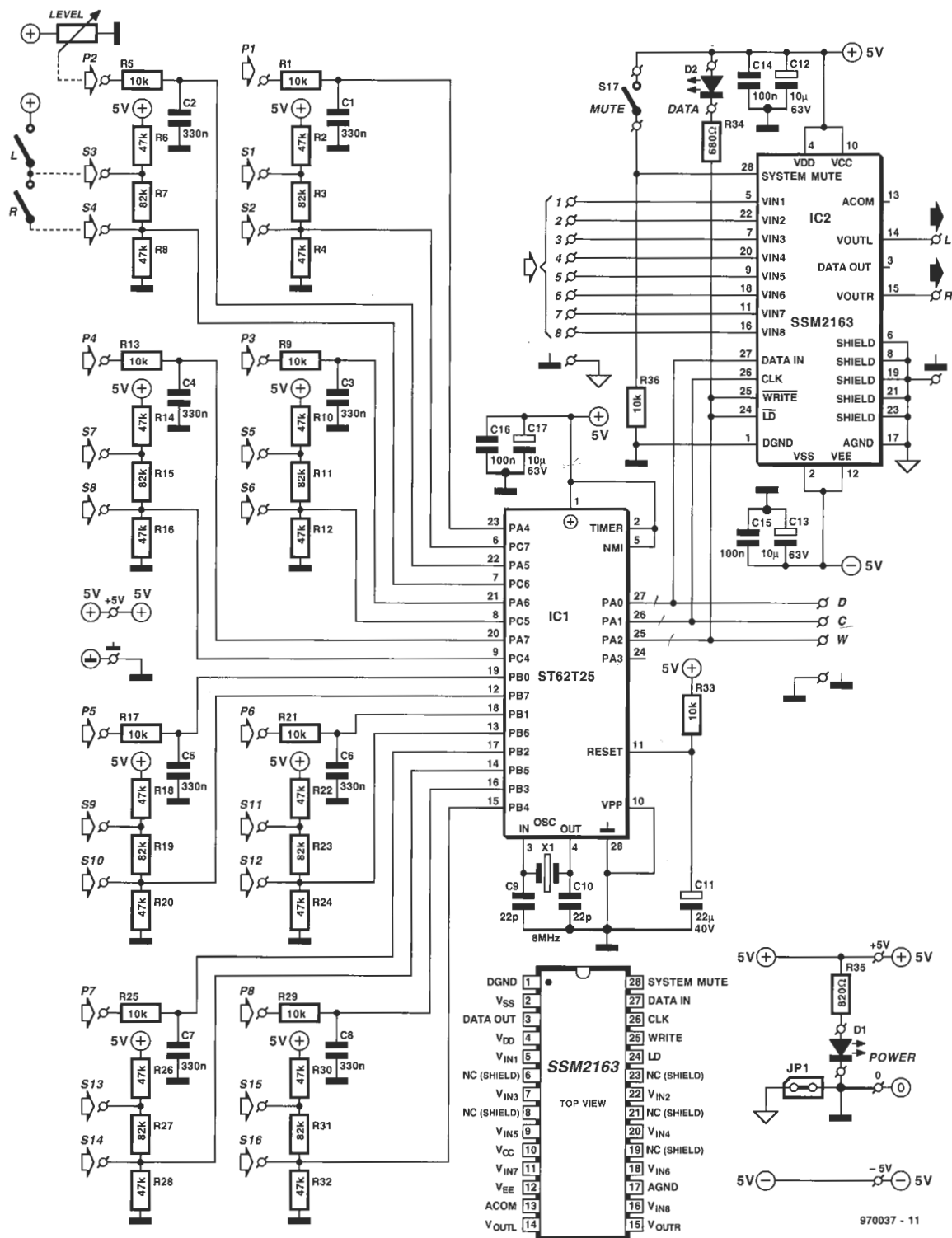
nuador. Los 6 bits menos significativos de este byte ponen el nivel de atenuación de 0 dB a -63 dB. El bit MSB de este byte debe ser 0.

El formato estándar para enviar al integrado es un byte de dirección seguido por otro con el dato de la atenuación. Para habilitar un canal enmudecido, sim-

plemente enviamos el byte de dirección con el bit del canal derecho/izquierdo puesto. El canal direccionado será inmediatamente habilitado, utilizando el nivel de atenuación especificado previamente. Por lo tanto, una vez direccionado un canal, el nivel de atenuación puede modificarse enviando bytes de datos adicionales.

## DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

Todas las conexiones entre las entradas al izquierdo y salidas al



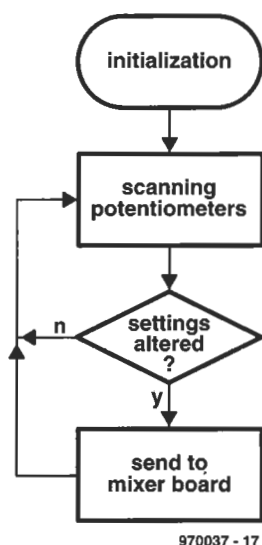


# control con microprocesador

El microcontrolador utilizado en la placa del mezclador es del tipo ST62T25 de SGS-Thomson. Este dispositivo tiene líneas de E/S que pueden ser conmutadas durante el tiempo de ejecución del programa de entrada a salida en diversas configuraciones. Dieciséis de ellas se pueden enlazar al convertidor analógico/digital (ADC) interno para controlar la posición de potenciómetros o conmutadores.

El programa comprueba constantemente la posición de los potenciómetros deslizantes y los conmutadores, procesando con el ADC las entradas, y almacenando los resultados en la memoria RAM interna. Cuando alguno de estos valores difiere de los almacenados previamente, el microcontrolador pasa los nuevos valores al circuito mezclador.

La colocación de las líneas que unen los puertos con los potenciómetros y conmutadores parecen algo desordenadas en el esquema del circuito; es el resultado de los requerimientos para que el diseño del circuito impreso sea lo más recto posible.



970037 - 17

## Analógico a digital

La forma más simple en que opera el ADC del microcontrolador es comenzar la conversión y esperar en un bucle hasta que el bit de fin de conversión (EOC) pasa a nivel alto, y una vez que esto a ocurrido, continuar normalmente la ejecución del programa. Desde el punto de vista de un programa, este proceso puede ser correcto, pero debido al ruido eléctrico externo e interno es imposible obtener una precisión de 6 bits. La utilización de una instrucción WAIT, que inhabilita gran parte del procesador, puede mejorar el proceso. El ADC genera una interrupción que puede habilitar el procesador cuando el bit EOC pasa a nivel alto.

El SSM2123 utiliza sólo 6 bits para manejar los atenuadores y por tanto no hay nada en contra de ignorar los dos bits menos significativos del ADC. Aun así, esto no es suficiente para garantizar una

entrada estable al circuito mezclador en todo el margen de control de los potenciómetros: en algunos casos D2 oscila para indicar que se va a transferir un nuevo dato. Esto se debe, como es evidente, a que los dos bits ignorados continúan ejerciendo alguna influencia. Si el bit 1 está a nivel alto, una variación de solo un LSB es suficiente para afectar a los bits más altos.

Existen algunas formas de resolver este problema. Por ejemplo, es posible tomar diversas muestras del potenciómetro y obtener una media de ellas. En este diseño se ha empleado una idea más simple: se retienen los 8 bits del ADC, y la siguiente muestra solo se acepta si difiere en más de 2 LSB de la anterior. Este sistema puede ser un poco problemático cuando se accionan los pulsadores, ya que en este caso solo hay cuatro posibles valores que pueden llegar a confundirse cuando existe ruido o los divisores resistivos no son muy precisos.

## Circuito mezclador digital

El envío de datos al SSM2163 es bastante directo. Tres líneas del puerto A del ST6225 llevan el reloj, la señal de escritura y las señales de datos. Desafortunadamente, con esta configuración de puerto, esto no se puede realizar poniendo directamente los datos en el puerto. Debido al espacio necesario para explicarlo no podemos explicarlo aquí.

derecho del esquema del circuito de la Figura 6 se interconectan mediante cable apantallado. La pantalla de este cable es tierra.

El diodo D2 está colocado de manera que se ilumine cuando se envían datos a IC2.

El controlador IC1 sumi-

nistra las señales de control necesarias, a tal efecto los pines de I/O PA0, PA1 y PA2 son los datos y CLK y WRITE-LOAD son las salidas. Los 16 pines de I/O a la izquierda del integrado funcionan como entradas analógicas. Estos pines son muestreados y conver-

tidos en una señal de control para IC2.

IC1 interpreta todas estas entradas como tensiones continuas. El nivel de atenuación, al igual que la información de cada uno de los canales, se pone con ayuda de divisores de tensión. Los terminales de los potenciómetros deslizantes con los cuales se atenúan las señales de entrada están unidos a 'P1', 'P2'... y así sucesivamente. Los otros terminales de los potenciómetros están conectados a +5 V y 0 respectivamente.

Cuando los potenciómetros están casi al valor máximo, la tensión es baja y la atenuación grande. Conforme se desplazan la atenuación disminuye.

Hemos colocado un divisor de tensión con tres resistencias en cada canal. Las resistencias individuales se conmutan por medio de dos interruptores. Por ejemplo, en el caso del canal 2, cuando los dos interruptores están abiertos, la tensión en la unión de R7 y R8 será alrededor de 1.3 V. La señal de entrada no se transfiere entonces a la salida de la placa de nuestro mezclador. Cuando S3 está cerrado y S4 abierto, la tensión en la unión R7-R8 será alrededor de 1.8 V y la señal de entrada será y la señal de entrada se aplicará al canal izquierdo. Cuando S4 está cerrado y S3 abierto, la tensión en la unión R7-R8 es de alrededor de 2.5V y la señal de entrada se aplica al canal derecho. Cuando ambos interruptores están cerrados, la tensión en R8 es de 5V y la señal de entrada se aplica a las dos salidas (mono).

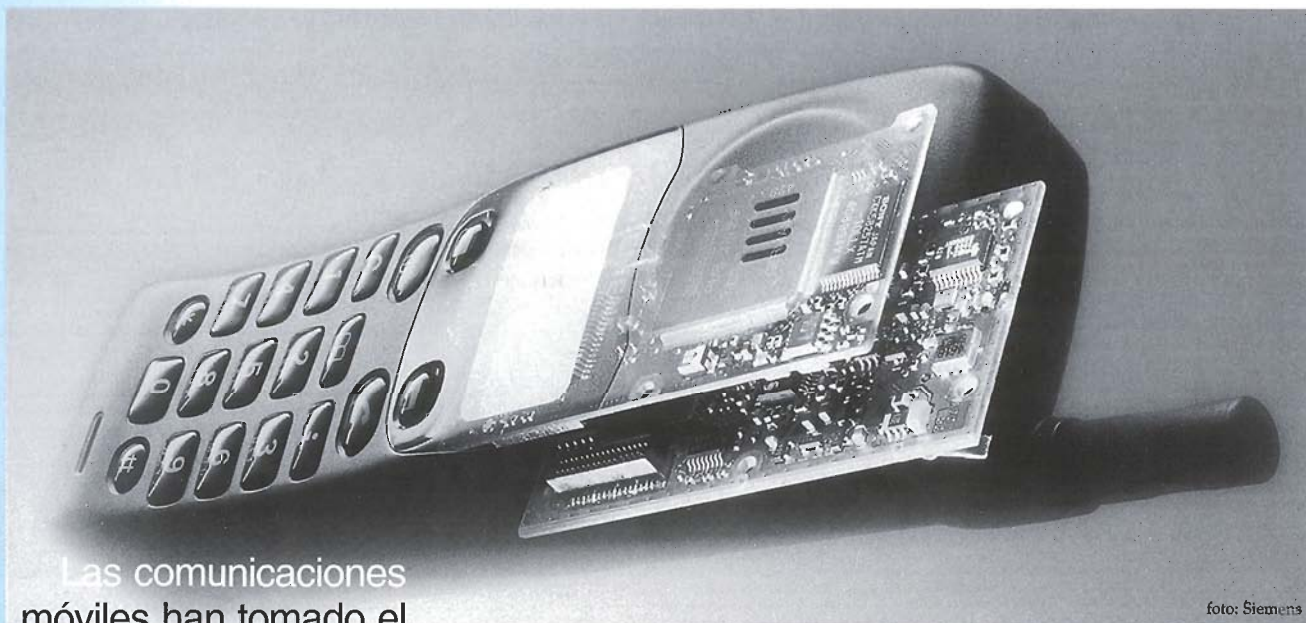
Para llevar a cabo estas tareas, se carga un programa especial en el ST62T25. La forma en que este dispositivo convierte los voltajes aplicados en sus entradas en señales de control para IC2 se describe en el recuadro de esta página.

IC1 está alimentado de forma asimétrica con 5V mientras que IC2 tiene una alimentación simétrica de +/-5V. El diodo D1 actúa como indicador on/off. El puente JP1 permite conectar a la alimentación negativa las mallas de los cables. Es una práctica usual cuando existe zumbido.

[970037]



# especial: teléfonos móviles



Las comunicaciones móviles han tomado el mundo por asalto, con una aceptación sin precedentes por parte del gran público.

Hace algunos años, un teléfono móvil para coche podía costar más de 300.000 pesetas.

Actualmente, el teléfono móvil se ofrece como regalo publicitario si realiza el revelado de sus carretes fotográficos o si cambia los neumáticos de su coche.

Aún así, existe poca información técnica de estos prácticos equipos. Este artículo describe la configuración básica de una red de telefonía celular y el modo de operación.

Se dedica una especial atención a las redes GSM de hoy día y a las del mañana.

Por nuestro equipo editorial

Las comunicaciones móviles de hoy día están dominadas por un sistema digital: el GSM. Inicialmente, su significado era Grupo Especial Móvil. Posteriormente, este nombre fue cambiado por el de Sistema Global para las Telecomunicaciones Móviles, es decir, un estándar para los teléfonos móviles digitales, desarrollado en Europa. El término "teléfono móvil" hace referencia al uso de teléfonos portátiles que podemos llevar con nosotros en el bolsillo de nuestra chaqueta (excluyendo los teléfonos inalámbricos). Antes del GSM, la telefonía móvil estaba basada en redes analógicas.

En parte, y debido al uso de bonitos y pesados transmisores con niveles de potencia, los primeros teléfonos sin hilos eran unidades bastante pesadas que merecían la descripción de "movibles" mejor que portátiles. Sin embargo, la tecnología de la telefonía analógica ha sufrido grandes cambios y todavía se usa ampliamente en la actualidad. Volvamos atrás en el tiempo por unos momentos.

Los primeros experimentos en comunicaciones móviles por teléfono se remontan a los años cuarenta. En 1946, AT&T fue el primer proveedor de un sistema de telefonía móvil. En aquella época usaron un simple receptor/transmisor de FM de seis ca-

nales localizado centralmente. El experimento fue llevado a cabo en San Luis, Missouri. La capacidad de esta red era, obviamente, extremadamente limitada, ya que cada canal de FM permitía controlar sólo una llamada. Un operador de intercambio se ocupaba de las conexiones y no era posible marcar un número de teléfono directamente. Basado en este concepto, se instalaron de manera eventual un total de 25 redes. La principal desventaja de este sistema era su limitada capacidad y que, ocasionalmente, se bloqueaba. Sin embargo, se adivinaba un nuevo concepto.

## MAYOR CAPACIDAD

El incremento de la demanda de servicios de comunicaciones móviles forzó a los operadores a pensar en la manera de aumentar la capacidad de sus redes. Se propusieron varias técnicas para ello. Se mejoró la tecnología en FM, permitiendo reducir el ancho de banda requerido para un enlace de 120 kHz, hasta unos 25 kHz. Posteriormente se introdujo la "división", o asignación multicanal (uso de varios canales en el área de servicio del transmisor), sistema que permitía que cada canal de radio libre disponible, fuese usado para la comunicación. El



sistema multicanal proporcionó grandes ventajas con respecto a los viejos sistemas que utilizaban un solo canal, y siempre el mismo, durante todo el tiempo. Sin embargo, la electrónica necesaria para implementar el sistema multicanal llegó a ser cada vez más compleja.

En 1947, los Laboratorios Bell patentaron un sistema que llegó a ser la base de uno de los más importantes desarrollos en telefonía móvil: la estructura "celular" de una red de repetidores de radio. Sin embargo, hasta 1983 esta tecnología no estableció sus realizaciones prácticas y comerciales.

En un sistema de radio celular, el área de servicio total está dividida en pequeños segmentos o "células". Dentro de cada una de estas células (que ocupa un radio de unos 3 km), sólo eran usadas las frecuencias asignadas (canales de radio). Puesto que el área de servicio es relativamente pequeña, se pueden utilizar bajas potencias de transmisión, además de que las frecuencias disponibles pueden usarse en más de un repetidor. Cuanto más pequeña es la célula, mayor es el número de llamadas que pueden realizarse por unidad de área. Desafortunadamente, el coste de la infraestructura aumenta rápidamente con el crecimiento del número de células, simplemente porque se requiere un conjunto transmisor/ receptor totalmente

equipado para cada célula.

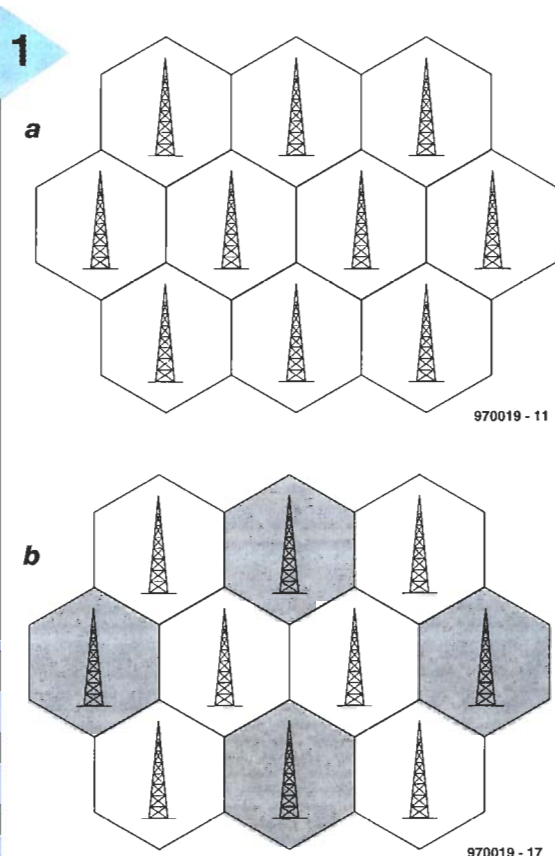
En la Figura 1 podemos observar, de manera esquemática, la estructura celular de una red de telefonía. Como se muestra en la Figura 1b, los repetidores adyacentes nunca usan los mismos grupos de frecuencias. Algo que, aunque no se muestra en la figura, es esencial para la operación elemental de la red, son los enlaces de datos entre los repetidores, los existentes entre los repetidores y los ordenadores de red, y entre los ordenadores de red y los PSTN (Public Switched Telephone Network, es decir, Red de Telefonía Pública Conmutada).

Por otro lado, podemos decir que la telefonía móvil no es tanto una tecnología de alta frecuencia (UHF/SHF), sino más bien una combinación de tecnología de ordenadores, potentes bases de datos y digitalización de las señales analógicas, que permitió que en 1947 la patente de los laboratorios Bell para la radio celular llegase a ser una realidad.

Los enlaces de datos entre los repetidores de radio celular permiten a estas estaciones mantener un intercambio continuo de información (de forma invisible e inaudible), necesario cuando un usuario de telefonía móvil entra y deja varias células de áreas de servicio mientras viaja

(en coche, barco, tren, etc.) y mantiene una llamada. Hoy en día, la estructura celular se basa principalmente en el modo de conseguir que el precioso ancho de banda utilizado sea asignado y distribuido de una manera eficaz.

**Figura 1. La capacidad de una red de telefonía vía radio se incrementa considerablemente al aplicarle la estructura celular (a). Los repetidores de células adyacentes, sin embargo, no pueden utilizar el mismo conjunto de frecuencias.**



## NMT, EL ENFOQUE ANALÓGICO

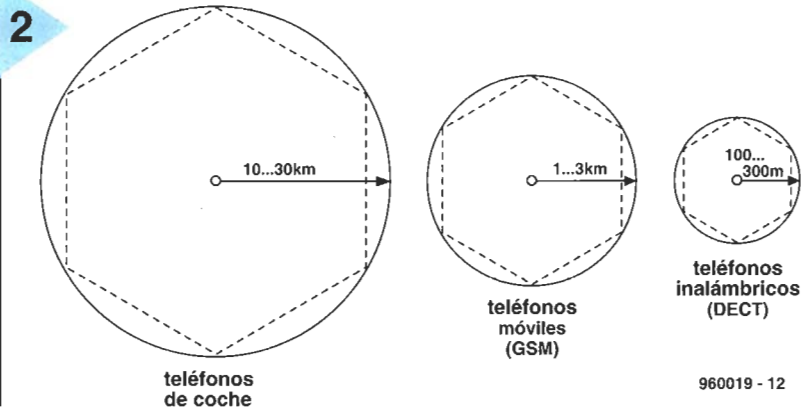
En Europa, los países escandinavos en particular, juegan un importante papel en el desarrollo de la telefonía móvil. De hecho, en Suecia, la compañía Ericsson fue la

fuerza que condujo y arrastró las primeras redes de telefonía móvil en Europa.

NMT (Nordic Mobile Telephone, Telefonía Móvil Nórdica) es el estándar que ha dominado la telefonía móvil analógica durante años. Las redes de NMT han estado en uso en diferentes países, utilizando diferentes bandas de frecuencia como la de 450 MHz (NMT-450) y, más recientemente, 900 MHz (NMT-900). Con la red NMT-450, el transmisor opera a 450 MHz y el receptor a 460 MHz. Esto da como resultado un ancho de banda disponible de dos veces 4.5 MHz, con un ancho de banda para cada canal de 25 kHz. Las células utilizadas en la red NMT tienen un diámetro comprendido entre 2 y 50 Km.

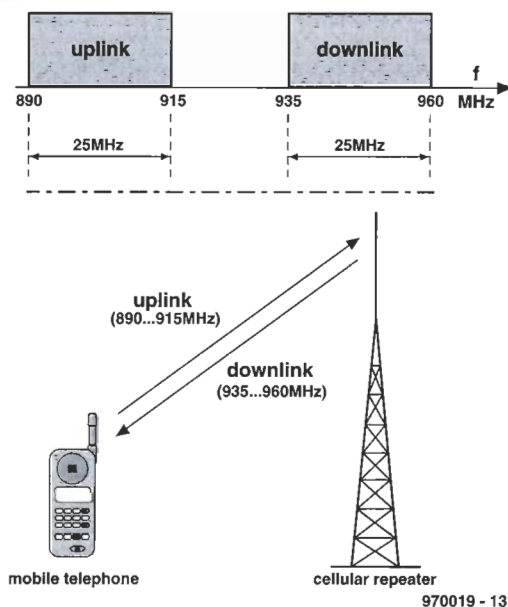
La red NMT-900 está basada en la transmisión de frecuencias a 890 MHz y la recepción a 935 MHz. En esta red, las células

**Figura 2. El tamaño de la célula depende de la pérdida del enlace y de la potencia del transmisor. El primer sistema de telefonía para coche usaba amplias células de trabajo. Por el contrario, el sistema GSM utiliza pequeñas células, mientras que los teléfonos inalámbricos para la casa y la oficina (por ejemplo el DECT) emplean microcélulas.**





**Figura 3. En el sistema GSM, la comunicación entre el teléfono y la estación repetidora local hace uso de dos bandas de frecuencias: el enlace ascendente (890-915 MHz) y el enlace descendente (935-960 MHz).**



son bastante más pequeñas, y tienen un diámetro de entre 0.5 y 30 Km (ver Figura 2). La red NMT-900 permite, por primera vez, el uso de teléfonos de bolsillo. La potencia de transmisión de estas unidades es de aproximadamente 1 vatio, mientras que los teléfonos para automóvil dispo-

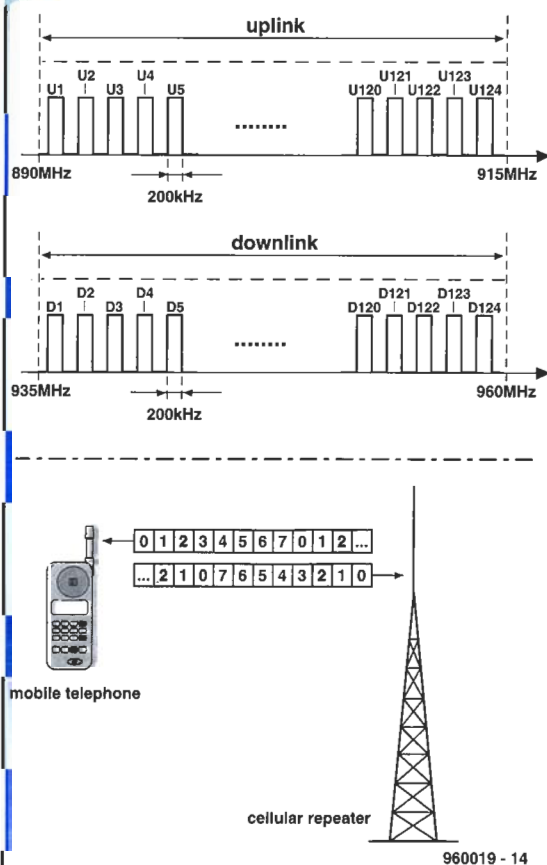
nen de una potencia de 6 vatios. La mayor parte de las redes de telefonía móvil analógica de hoy día, están basadas en el estándar de NMT-900. Los servicios ofrecidos por este sistema están limitados, por lo general, a la voz. No se soporta el servicio de transmisión de datos, aunque el disponer de un ancho de banda de unos 3 kHz para el audio posibilita el uso de módems de baja velocidad.

## LA RED GSM

En Europa, la gran diversidad de sistemas de telefonía fue el principal obstáculo encontrado, más allá de lo que el desarrollo de la telefonía móvil podía suponer. Conscientes de este hecho, la CEPT (Conférence Européenne des Postes et des Télécommunications, es decir, Conferencia Europea de Equipos y Telecomunicaciones), tomó dos decisiones. Una de ellas fue que debía ser posible utilizar el mismo teléfono móvil en todos los países participantes. Esto se basa en los "acuerdos previos", en los que las compañías telefónicas acordaron el poder soportar los clientes de otras compañías en sus respectivas áreas de servicio. Esta decisión de la CEPT creó un único mercado europeo de teléfonos móviles. El resultado obvio fue una gran masa de producción (algo inferior en los países del Este), y una reducción de los precios de coste. Además, los usuarios de teléfonos móviles pueden cruzar cualquier país de la CEPT, solicitar y recibir llamadas, obteniéndolas en cualquier momento.

La segunda decisión pretendía reservar dos rangos de frecuencias en la banda de los 900 MHz. En 1986, se produjo la

**Figura 4. Cada una de las bandas de frecuencias permitidas en GSM está dividida en 124 canales con un ancho de banda de 200 kHz.**



actual localización de estos rangos de frecuencia de 25 MHz cada uno, lo que marcó el nacimiento del GSM, un único sistema y mercado para la telefonía móvil digital en Europa. El uso práctico de estas dos bandas se muestra en la Figura 3.

Se definieron dos fases para el desarrollo del sistema GSM. Una fase inicial que comprendía la mayor parte de los servicios esenciales, y una fase dos que reúne todo sobre los dos rangos de frecuencia añadidos, incluyendo la posibilidad de reducir el ancho de banda a un factor de 2, lo que se traduce en un incremento de la capacidad de la red.

Las redes actuales emplean las definiciones de la fase uno, ofreciendo la transmisión de voz y de datos, teleservicios para mensajes cortos de hasta 160 caracteres (SMS, servicios de mensajes cortos), fax y, por ejemplo, llamada corta para servicios de emergencia. En este paquete se incluyen además funciones adicionales como la posibilidad de prohibir ciertos grupos de números de teléfono y la de transferencia de llamadas. El paquete total del sistema GSM (o "negocio", como a algunos proveedores les gusta llamarlo), convierte a este tipo de teléfono en un versátil medio de comunicación. Los servicios disponibles actualmente están determinados por lo que ofrece el operador de la red, así como las prestaciones que soporta el teléfono que se está utilizando. Lo más barato de estas posibilidades es el uso de la voz. Los modelos más avanzados normalmente ofrecen el SMS y un interfaz con el ordenador que posibilita participar en la comunicación de datos. Esto permite al usuario sumergirse en Internet o transmitir sus mensajes de fax a través de su teléfono GSM, suponiendo, por supuesto, que el ordenador conectado al teléfono disponga del tipo especial de módem.

Muchos teléfonos GSM ofrecen el soporte de SMS (servicio de mensajes cortos), permitiendo el intercambio de mensajes de texto cortos como "llama a la oficina tan pronto como sea posible", con otros teléfonos móviles GSM. Los textos SMS se reciben en un segundo plano, por un teléfono GSM. Dichos textos pueden ser procesados y mostrados en cuanto el teléfono se conecta con la red celular. En algunos casos, es posible hacer trabajar a un ordenador con un teléfono GSM sin la necesidad de un módem especial.



En estos casos, el ordenador sólo se usa para obtener mayor eficacia en las funciones SMS. El ordenador se comunica con el conjunto GSM en modo ASCII (más parecido a un terminal tonto). De cualquier manera, el mensaje que debe ser enviado está sujeto a las restricciones impuestas por la función SMS.

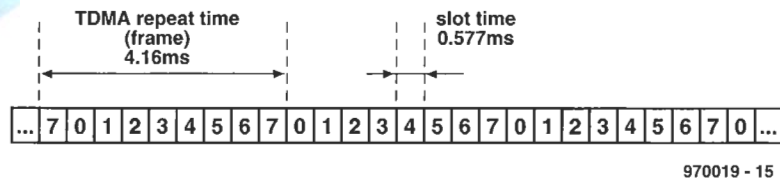
Aparte de los servicios estándar SMS, muchos operadores de redes tienen un denominado servidor GIN a su disposición. Este servidor ofrece servicios de información adicionales, basados en el SMS, como el tráfico, el tiempo y un "almacén" de intercambio de información. Además, es posible transmitir y recibir faxes y mensajes e-mail a través de estos servidores, sin necesidad de tener un ordenador conectado a nuestro teléfono. El mensaje aparece en el display y su longitud está limitada a 160 caracteres. La entrada de texto se realiza a través del teclado del teléfono.

## ARQUITECTURA DEL SISTEMA

El desarrollo del sistema GSM fue guiado por un número de importantes requerimientos del sistema:

\* Un sistema uniforme para todos

5



**Figura 5. Gracias a las propiedades del sistema GSM totalmente digital, cada canal puede ser dividido en ocho subdivisiones de tiempo, con una longitud de 0.577 ms cada una.**

los países.

- \* El sistema debe permitir el uso de teléfonos de bolsillo.
- \* Debe soportar varios usuarios por red.
- \* Alta calidad en la voz.
- \* Protección contra intervenciones en la red.
- \* Banda de frecuencias de 850-915 MHz y de 935-960 MHz.

Sólo un moderno sistema digital completo es capaz de cumplir con todos estos requerimientos. En un sistema analógico, el enlace transmisor/receptor debe mantenerse activo durante todo el tiempo, mientras que en un sistema digital esto no es necesario, gracias al uso de la multiplexación en el tiempo (TDMA, Time Division Multiple Acces, es decir, Acceso Múltiple por División en el

Tiempo). Con el sistema GSM, la banda de frecuencias está dividida en 124 canales, cada uno con un ancho de banda de 200 kHz. Seguidamente, estos canales son cortados

en ocho tramos de tiempo, creando una combinación de multiplexación de frecuencia y tiempo (TDMA/FDMA).

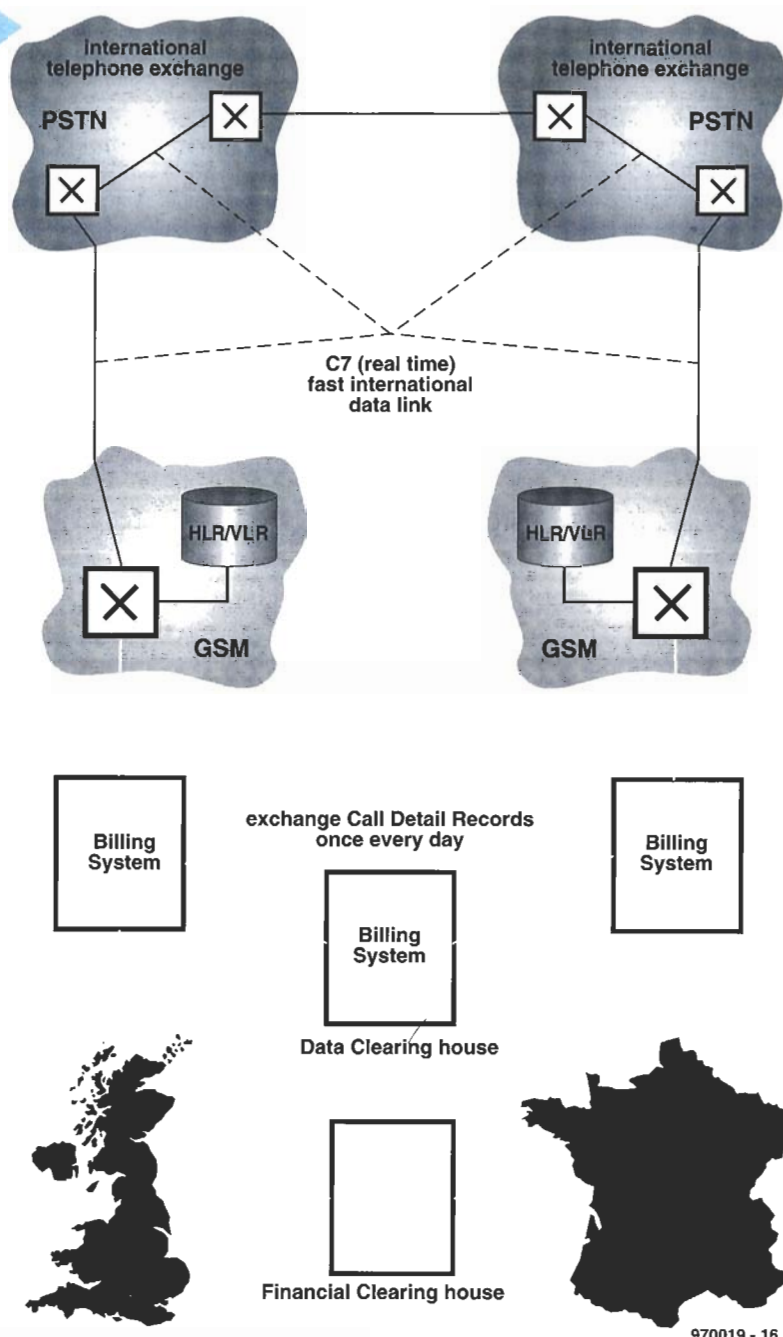
La Figura 4 nos muestra la división del ancho de banda disponible en 124 canales, mientras que el dibujo de la Figura 5 representa el corte de la señal en ocho espacios de tiempo de 0.577 ms. Este sistema permite que en un solo canal se puedan establecer ocho llamadas de manera simultánea. Así, para el control de estas ocho llamadas, sólo se necesita un módulo transmisor/receptor en el repetidor celular. Al utilizar el método GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying, es decir modulación de mínimo desplazamiento de frecuencia en onda Gausiana), el tiempo disponible en cada porción de tiempo permite la transmisión de 148 bits. Puesto que hay 8 porciones de tiempo consecutivas, cada trama de 4.616 ms se transmite como un paquete de 1184 bits. Después de

6



**Figura 6. Este diagrama muestra cómo puede realizarse una llamada a través del mar. En el más alto nivel, las redes de telefonía pública conmutadas (PTSN) se comunican unas con otras como si se tratara de llamadas internacionales normales. En el interior de la red GSM, el registro de cualquier usuario extranjero se realiza a través del VLR (Visitor Location Register, o Registro de Localización del Cliente) y del HLR (Home Location Register, o Registro de Localización de Local).**





**Figure 7. Los teléfonos avanzados GSM pueden conectarse a un ordenador. Esta utilidad crea nuevas e interesantes posibilidades.**

la digitalización, la señal de voz se codifica utilizando el método PCM. Tras esta operación, se obtiene una trama de datos a una velocidad de 13 kBits/sg, que representa la información de la voz. A esta trama de datos se le añade 9,8 kBits/sg de codificación de canal (incluyendo corrección de error, detección de error y sincronización). La velocidad de datos final es de 22,8 kBits/sg.

El teléfono móvil transmite a una frecuencia comprendida entre 890 y 915 MHz (enlace superior), mientras que las estaciones repetidoras de la radio celular

utilizan unas frecuencias comprendidas entre 935 y 960 MHz (enlace inferior). Como ya ha sido señalado, el rango de frecuencias ha sido dividido en sub-bandas de 200 kHz. Teóricamente, esto hace posible un total de 124 canales disponibles para cada dirección (transmisión/recepción).

El uso de estas bandas de frecuencia, sin embargo, está unido a una restricción. En la práctica se utilizan más de 200 kHz, de manera que no es posible utilizar dos canales adyacentes dentro de una única célula. Por esta misma razón, los canales 1 y 124 no pueden utilizarse, ya que se debe evitar que haya interferencias fuera de las bandas y los rangos de frecuencias asignados al sistema GSM. Otra restricción viene producida por el hecho de que el

espectro de frecuencias disponible tiene que ser dividido o compartido entre los operadores de redes activos (ellos prefieren que se les llame compañías telefónicas) de una cierta área.

Anteriormente se ha mencionado que el sistema de modulación utilizado es el GMSK. La principal ventaja de este estándar es que no se transmite ninguna información mientras no haya información de voz. De aquí se deduce que el consumo de energía del teléfono se reduce considerablemente, lo que alarga la vida de las baterías de un modo significativo. Ya que el silencio-radio puede crear confusión en un receptor, se añade a la señal de voz un pequeño ruido de fondo a propósito, con objeto de engañar al receptor, de manera que "entienda" que el enlace radio se mantiene constante, en lugar de entrecortado.

La potencia de RF transmitida en un teléfono GSM está definida por clases. El teléfono de bolsillo normal (clase 4) tiene una potencia de transmisión de 2 vatios, mientras que el teléfono de coche, que pertenece a la clase 2, transmite a una potencia de unos 8 vatios. Las otras clases son raras en la actualidad. Si se desea, la potencia de RF de salida puede ser reducida en 15 pasos de 2 dB.

El tamaño máximo de una célula también está determinado por el retardo de propagación máximo permitido entre el transmisor y el receptor. En la práctica se mantiene un radio de seguridad de unos 35 Km. Sin embargo, la mayor parte de los proveedores de redes no hacen uso de estos máximos ya que la potencia transmitida de un teléfono de bolsillo es insuficiente para sobrepasarlos. Cuando estamos en movimiento, la sincronización de la fase y la frecuencia de un teléfono GSM se puede conseguir hasta velocidades de 250 Km/h (156 mph). Por ello, un conductor de Formula 1 en el circuito de Silverstone o un pasajero de un tren de alta velocidad podría tener problemas cuando realiza una llamada GSM bajo estas circunstancias.

## DCS-1800

Debido al explosivo crecimiento de las comunicaciones móviles por teléfono, las principales infraestructuras alcanzarán pronto sus límites.

El nombre dado al sistema sucesor, es decir, la próxima generación, no es sorprendente. Un término frecuentemente oído en



este contexto es el de DCS-1800. DCS significa Sistema Digital Celular y representa una red de telefonía digital complementaria. En el Reino Unido, la empresa Mercury introdujo, en Septiembre de 1993, su red "Uno-Dos-Uno" DCS-1800.

La principal diferencia entre DCS y GSM es la frecuencia portadora superior utilizada. DCS-1800 usa una frecuencia comprendida entre 1710 y 1785 MHz para el enlace superior y entre 1805 y 1880 MHz para el enlace inferior. Las otras propiedades del sistema, como por ejemplo la estructura de la red, la codificación y la encriptación, son idénticas a las del sistema GSM.

Con el sistema DCS-1800 se utilizan dos bandas de 75 MHz. Estas bandas ofrecen un total de 372 canales en lugar de los 124 del rango de los 900 MHz. DCS-1800 también usa multiplexación en el tiempo, lo que da como resultado una capacidad de hasta 2976 canales. Por otro lado, el espacio perdido en los 1800 MHz es mucho mayor que en los 900 MHz: la atenuación adicional de las señales de RF aumenta de los 6 a los 8 dB. Consecuentemente, los transmisores de 1800 MHz con potencias de RF iguales a las usadas en 900 MHz tienen un rango inferior, con lo que el tamaño de las células decrece. Sin embargo, esta propiedad es explotada de una manera inteligente. El hecho de que la potencia transmitida por los teléfonos esté limitada entre 0,25 y 1 vatio, permite asignar frecuencias que serán utilizadas muchas más veces en otras células. En la práctica, el diámetro más largo de una célula es sólo de 8 Km (o menos). La capacidad de canal de una red DCS es alrededor de tres veces la de una red GSM. En Alemania, la denominada E-Net tiene una capacidad de 30 millones de usuarios, lo cual es más que suficiente para cubrir las demandas del mercado.

## **"NAVEGANDO" POR TELÉFONO**

En contraste con la telefonía móvil analógica, un teléfono digital GSM puede ser utilizado para el tráfico de datos. Los ejemplos de este tráfico de información incluyen el establecimiento de un enlace con un ordenador de la red, transmisión de mensajes de fax, transmisión y recepción de e-mail, o, por supuesto, navegar en Internet.

Para poder utilizar estos

servicios, el propietario del teléfono GSM debe de informar al operador de la red de que desea usar el teléfono para servicios de datos. Para ello se le asigna un segundo número de teléfono. Empleando el conector especial del teléfono, podemos conectar el ordenador a la red GSM a través del módem GSM. En principio este módem GSM hace uso de los comandos estándar Hayes, de modo que puede utilizarse conjuntamente con todos los programas de comunicaciones más populares. Por otro lado, se dispone de un ancho de banda de 22,8 kBits/sg por cada canal.

Para la transmisión de datos se utilizan dos métodos: el método transparente, en el que el módem añade automáticamente un checksum y una corrección de errores a la señal. Lo mejor de este método es su corrección de errores y lo peor es su velocidad de transmisión efectiva. El otro método es el no transparente (u opaco), en el que se solicita a la red GSM que coordine la detección de errores. Este método utiliza el Radio Link Protocol (RLP, o Protocolo de Radioenlace), que garantiza una transmisión de la información limpia de errores. Los paquetes de datos de 60 bits son entregados en bloques de 24 bits para la corrección de errores. Si el error es superior a la corrección, el paquete correspondiente es reenviado. Puesto que el 10% de la capacidad del canal está reservada para este tipo de actividad, podemos encontrar a menudo un paquete repetido sin reducción adicional de la capacidad del canal. El precio que hay que pagar por este sistema de "fallo tolerante" es la relativamente baja velocidad de transmisión efectiva. Por otro lado, la velocidad efectiva de transmisión está comprendida entre 2400 y 9600 baudios, dependiendo del modo seleccionado y de las condiciones en la recepción.

## **LLAMADAS INTEROCEÁNICAS**

La principal ventaja del GSM es el carácter global de este sistema de telefonía. Muchos operadores de redes ofrecen el soporte GSM en docenas de países alrededor del mundo. Como resultado, un cliente puede utilizar su teléfono GSM en muchos países, mientras que se mantiene operativo bajo su propio número de teléfono. Cuando se recibe una llamada en un teléfono GSM no hace diferencias

para saber si está dentro de las fronteras nacionales o en el otro extremo de la tierra, como Hong-Kong o Australia.

Un ejemplo puede ayudarnos a comprender cómo se realiza actualmente la conexión telefónica. Tan pronto como el usuario inserta su SIM (módulo de identificación de suscriptor) en un teléfono GSM y lo enciende, éste lanza al aire un chequeo de entrada a la red automática. El operador de la red, por ejemplo, uno de Hong-Kong, detecta un cliente, en este caso un usuario GSM inglés. La principal condición para que el sistema completo trabaje con este punto es que el operador de red de Hong-Kong tenga el denominado "acuerdo de uso" con los operadores de redes base de Reino Unido, con los que el cliente está abonado. Si este es el caso, el ordenador de la red buscará los datos del usuario en una amplia base de datos llamada Visitor Location Register (VLR, Registro de Localización del Cliente). Utilizando un enlace de datos, se vuelve a solicitar la información más importante en Inglaterra. La información se encuentra en el Home Location Register (HLR, Registro de Localización Local) del operador de red de Reino Unido (como por ejemplo, la red celular de BT) y está disponible en muy pocos segundos. La compañía telefónica en Hong-Kong conocerá en ese momento los privilegios del cliente y si el uso de dicho número está autorizado. Si todo esto es correcto, el teléfono es habilitado. Desde ese momento, la localización del usuario se conoce en UK y la llamada puede ser establecida. Todas las llamadas son dirigidas automáticamente a Hong-Kong para que el usuario pueda telefonar a cualquier destino, desde Hong-Kong. Cada día, los dos operadores de redes (actualmente, sus sistemas de ordenadores) intercambian información sobre las más importantes facturas, de manera que el coste de las llamadas pueda ser cargado al usuario. Siempre se guarda una copia de la factura enviada al usuario en el Data Clearing House (Casa de Compensación de Datos); la diferencia de costes entre los dos operadores de redes está regulada a través de una oficina especial en Suiza, la Financial Clearing House (Casa de Compensación Financiera). En muchos casos, el balance de cuentas significa que los servicios proporcionados por los operadores son simplemente cruzados unos con otros.

(9700 13)





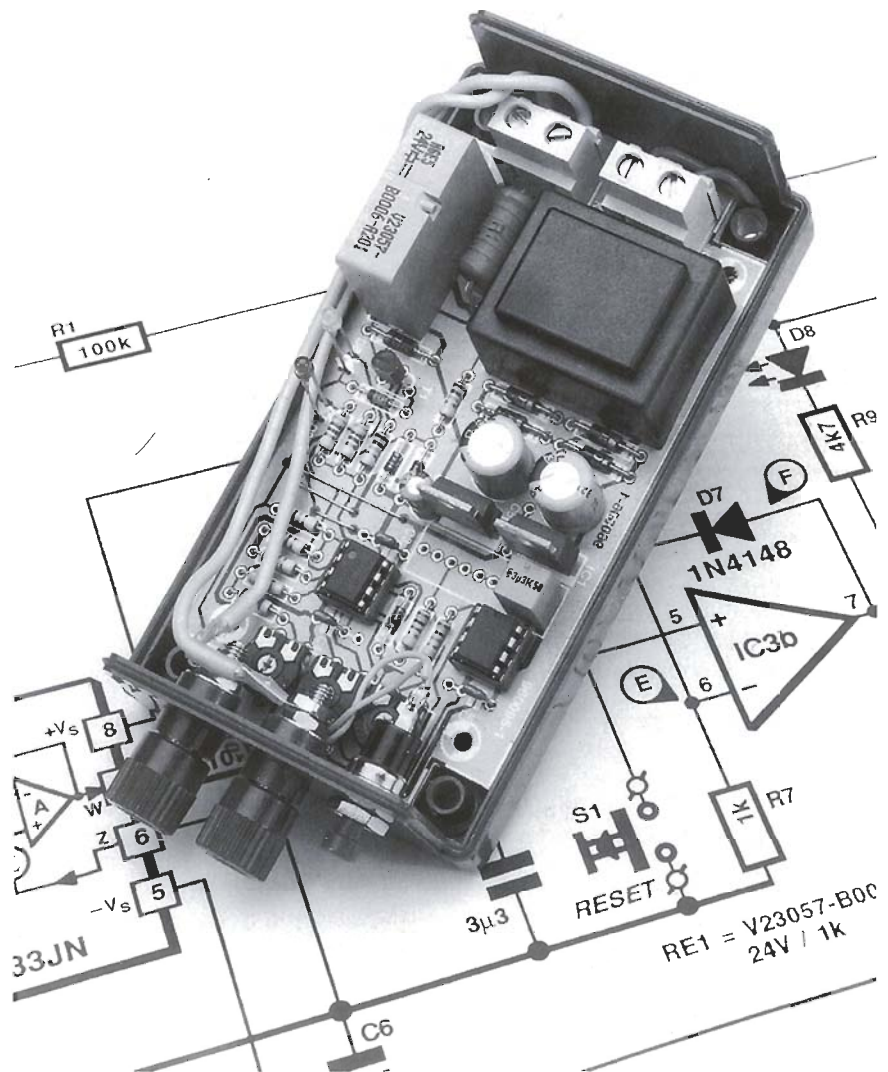
# fusible electrónico de propósito general

Un detector de corriente y un conmutador de nivel de corriente no son suficientes cuando intentamos diseñar un fusible electrónico. Así, cualquier circuito puede dispararse cada vez que se excede el nivel umbral, incluso por breves picos de corriente.

Sin embargo, lo normal es que un fusible electrónico ofrezca protección contra los consumos excesivos de corriente. En consecuencia, su activación o disparo, deben depender del producto de la corriente (al cuadrado) y del tiempo, justo como actúa un fusible ordinario. Todo ello significa que el fusible electrónico debe contener un circuito multiplicador (cuadrático) y un integrador, además del sensor de corriente y del conmutador de nivel.

Las ventajas del fusible electrónico no son sólo que es ajustable y totalmente libre de desgaste, sino que también mejora su comportamiento de reacción, cuando lo comparamos con un fusible normal.

***para corriente  
alterna y continua***



## ***Especificaciones técnicas***

Aplicación:	Fusible automático con corriente de corte y velocidad de respuesta ajustables.
Utilizable para:	Corriente alterna y continua.
Rango de corriente de protección (IN):	desde 50 mA a 1 A
Tipo de tiempo de retardo (I <sup>2</sup> T):	TT y FF (ver texto)
Tensión de alimentación:	De la red, ya que lleva una fuente de alimentación interna
Prestaciones especiales:	Como fusible de 240 V con ciertas limitaciones en el montaje.

Diseñado por H. Bonekamp



Asumiendo que el fusible electrónico tiene que ofrecer protección contra daños causados por el consumo excesivo de corriente, no es suficiente con un simple detector de corriente.

Como probablemente sabrá usted, la potencia producida por una corriente que circula por una carga resistiva, es igual a:

$$P = I^2 \cdot R$$

De modo que la potencia es función del cuadrado de la corriente.

En una página diferente se establece cuáles son los principales criterios de selección para un fusible tradicional. El dibujo B muestra las características de fundido de un fusible tradicional. Para conseguir que un fusible se funda, se necesita una corriente mucho más elevada que la nominal,  $I_N$ , marcada sobre el componente. A esta mínima corriente de fundición,  $I_M$ , aún se necesitan algunos instantes para que se produzca la fusión del fusible. En la actualidad, el tiempo necesario para conseguir que el hilo de un fusible se funda no puede recortarse mientras que la corriente se mantenga tan elevada. Por este motivo podemos decir que el comportamiento del fusible responde a los factores de tiempo y corriente, en otras palabras, al tiempo que una cierta potencia es consumida por una carga. Por lo tanto, el fusible limita la cantidad de energía,  $E$ , sobre la carga a:

$$E = P \cdot t = I^2 \cdot R \cdot t$$

Asumiendo que la resistencia de la carga es constante, también podemos escribir:

$$E = k \cdot I^2 \cdot t$$

Esto nos lleva al parámetro  $I^2t$  que describe el comportamiento eléctrico del fusible.

## EL PARÁMETRO $I^2T$

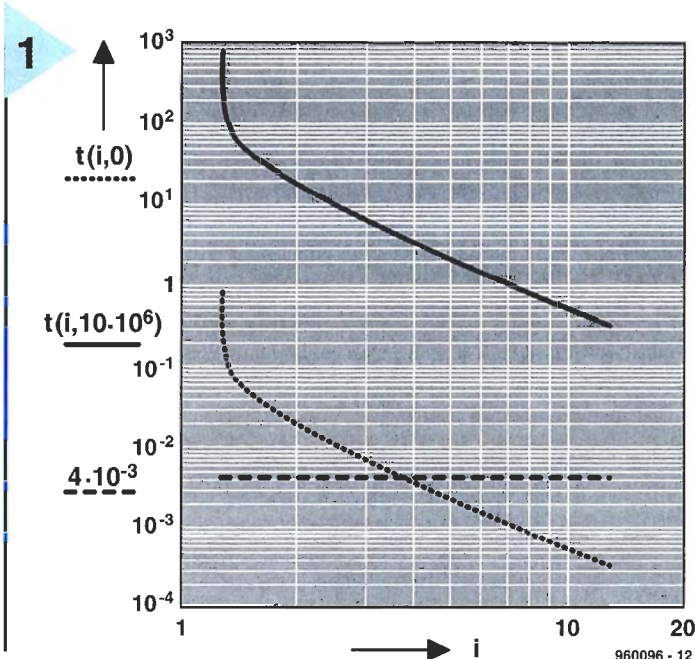
Estudiando el comportamiento de fundido de un fusible normal, se ha observado que la curva de la corriente  $I_M$  tiene una subida exponencial antes de quedar plana. Al utilizar escalas logarítmicas para expresar  $x$  ( $\log I$ ) y  $y$  ( $\log t$ ), resulta que el producto  $I^2t$  es constante en este rango de características. Esta constante es la característica principal del fusible, que describe su comportamiento de fundido (rápido o lento). El

dibujo B, muestra las características de diferentes tipos de fusibles rápidos. Las curvas paralelas son el resultado de diferentes parámetros  $I^2t$ .

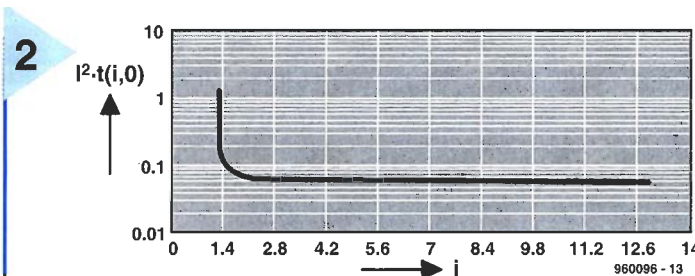
Las características del fusible electrónico presentado aquí muestran unas curvas similares a las vistas anteriormente, como se puede observar en la Figura 1.

Sin embargo, debemos señalar que la corriente nominal,  $I_N$ , y el parámetro  $I^2t$ , se pueden ajustar con un simple potenciómetro. El control de  $I_N$  permite seleccionar valores comprendidos entre 50 mA y 1 A. La Figura 1 está realizada para una  $I_N = 1$  A, que, a su vez, se corresponde con un nivel de activación del fusible, de 1.28 A (por ejemplo, la corriente  $I_M$  de un fusible normal).

Las dos curvas que se muestran en la Figura 1, (relación corriente/tiempo), son el resultado de los valores más altos y más bajos del parámetro  $I^2t$ . Estos valores equivalen a la actuación de un fusible rápido (tipo FF, para la curva inferior), y a la de un fusible muy lento (tipo TT, para la curva superior), respectivamente. Las características de funcionamiento de nuestro fusible electrónico pueden ajustarse continuamente entre estos dos extremos, utilizando el potenciómetro  $I^2t$ . Imaginemos, observando el diagrama, que la curva superior puede mantenerse por debajo del límite, dentro de un rango continuo, simplemente girando el po-

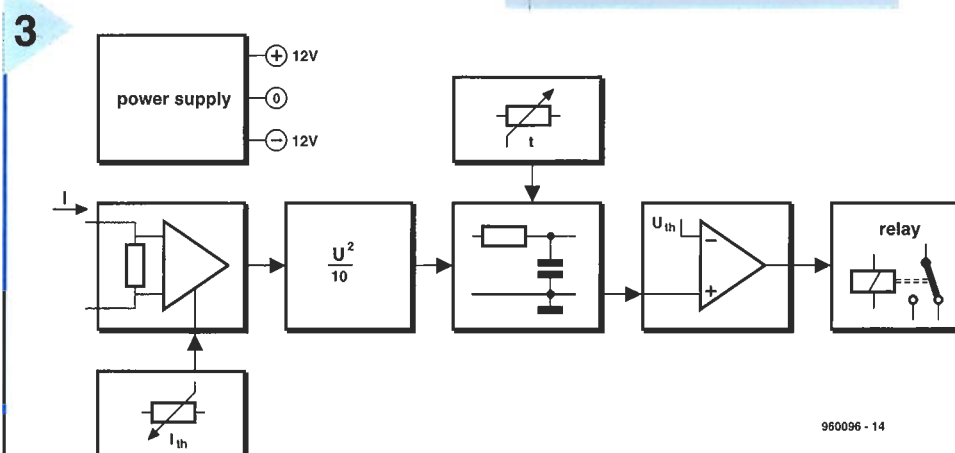


**Figura 1. Características de comportamiento del fusible electrónico en sus puntos máximos y mínimos de  $I^2t$**



**Figura 2. Como sucede con un fusible normal, el valor del parámetro  $I^2t$  crece exponencialmente cerca de la corriente mínima de funcionamiento.**

**Figure 3. Diagrama de bloques del fusible electrónico de propósito general.**





tenciómetro. Del mismo modo, la curva inferior puede mantenerse por encima de su límite, dentro de dicho rango. Si seleccionamos una corriente nominal de  $I_N = 1$  A, el fusible electrónico se activa a los 0.02 sg, con una corriente de activación de 2 A y con el potenciómetro  $I^2t$  en un extremo (características de un fusible tipo FF). En la selección opuesta del potenciómetro (características de un fusible tipo TT), el fusible utiliza 20 sg para cortar el paso de corriente por la resistencia.

La línea horizontal discontinua corresponde al mínimo tiempo de actuación de un fusible electrónico. Este espacio de tiempo es el resultado del tiempo de

## DIAGRAMA DE BLOQUES

Para determinar el parámetro  $I^2t$ , el circuito tiene que medir la corriente y, consecuentemente, obtener su cuadrado ( $I^2$ ). Del mismo modo se debe obtener el factor tiempo "t". En el diagrama de bloques de la Figura 3, se han implementado estas funciones como se describe a continuación.

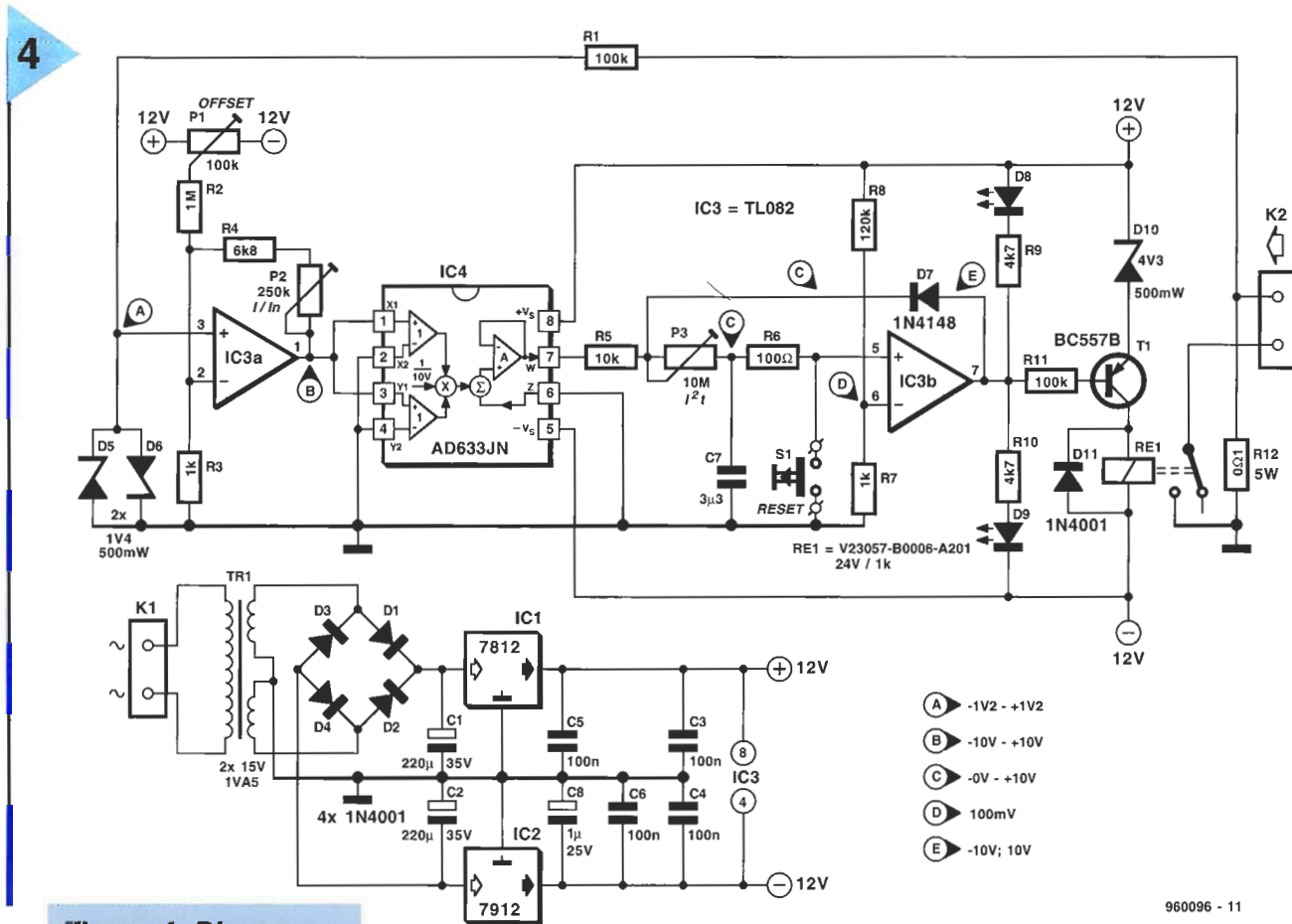
La entrada está formada por la medida de una resistencia que actúa como un sensor de corriente. La caída de tensión se procesa por medio de un amplificador diferencial, cuya ganancia queda determinada por el control de un potenciómetro. La actua-

fijado. La salida de este circuito controla un relé, de tal manera que dicho relé se desactiva en el momento en que el fusible electrónico se activa. Aunque no se muestra en el diagrama de bloques, existe un pulsador que permite resetear dicho fusible.

También se muestra que la fuente de alimentación proporciona unas tensiones positivas y negativas para los amplificadores operacionales y para el circuito cuadrático (que eleva al cuadrado).

## DESCRIPCIÓN DETALLADA

El diagrama eléctrico del circuito que se muestra en la Figura 4 nos



**Figura 4. Diagrama eléctrico del circuito del fusible electrónico para corriente alterna (AC) y continua (DC).**

desconexión del relé utilizado en el circuito.

La Figura 2 nos muestra que el parámetro  $I^2t$  de un fusible electrónico tiene una respuesta constante, mientras que crece exponencialmente en la dirección de  $I_N$ , justo como se comporta un fusible tradicional.

ción sobre este control fija la corriente nominal (y, en consecuencia, el umbral de actuación) del fusible electrónico. La tensión de salida es dirigida hacia un circuito que eleva dicha señal de entrada a su cuadrado, al que le sigue un integrador (no ideal). El parámetro  $I^2t$ , que determina las características de respuesta del fusible (de TT a FF), queda fijado por medio del control del tiempo de integración, "t" (segundo potenciómetro). A continuación tenemos el conmutador de nivel umbral, con un punto de selección

permite ver, sin demasiados problemas, las distintas partes que acabamos de describir.

Los dos terminales del fusible electrónico se encuentran en la parte final del bloque, en K2. En el circuito, la corriente que circula a través del fusible pasa por los contactos del fusible y por la resistencia R12, la cual soporta hasta un total de 7 A de manera continuada. El valor de la resistencia R12, de 0.1 W produce una caída de tensión en sus extremos de 0.1 V/A, que es dirigida hacia la entrada del amplificador ope-



racional IC3a, a través de R1. Junto con D5 y D6, R1 protege la entrada contra niveles de tensión excesivos. La ganancia de amplificación, A, de esta etapa viene dada por la ecuación:

$$A = \frac{R3 + R4 + P2}{R3} \cdot R12$$

Lo que demuestra que la ganancia puede ajustarse con la ayuda del potenciómetro P2. La tensión de offset directa, si existe, puede anularse usando el potenciómetro P1.

La función cuadrática se consigue por medio de un circuito integrado especial del tipo AD633JN, referenciado como IC4. Este circuito es un multiplicador de cuatro cuadrantes, que multiplica (valga la redundancia) las

señales aplicadas a sus entradas, con una considerable exactitud y estabilidad. Con un ancho de banda de 1 MHz y un slew rate de 20 V/μs, el AD633JN acepta tanto tensiones continuas como alternas.

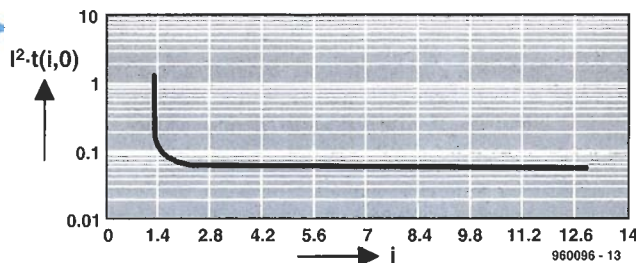
En la presente aplicación, las salidas están conectadas en paralelo, lo que hace que la señal se multiplique por sí misma, es decir, elevada al cuadrado. En consecuencia, la tensión de salida es siempre positiva, indistintamente de que la tensión aplicada a la entrada sea positiva o negativa. La tensión de salida puede ser escrita como:

$$UO = \frac{U_i^2}{10} [V]$$

Donde UO es la tensión de salida del multiplicador, cuyos márgenes de control llegan hasta los 10 V.

En la Figura 5 se nos muestra la tensión de salida en función de la corriente medida por R12, con una selección previa del fusible igual a la de la Figura 1 (IN = 1 A, corriente umbral de actuación Ith = 1.28 A). En estas condiciones, los márgenes límites

5



**Figura 5. Tensión de salida del circuito cuadrático, como una función de la corriente que circula por el fusible (en la que se ha asumido que la corriente nominal del fusibles es de 1 A).**

de control se alcanzan a 10 veces la corriente de actuación (12.8 A).

El integrador que está a continuación del multiplicador

**Figura 6. La placa de circuito impreso acoge todas las partes del fusible electrónico, incluyendo el transformador principal y la fuente de alimentación.**

#### LISTA DE MATERIALES

##### Resistencias:

R1, R11 = 100kΩ  
R2 = 1MΩ  
R3, R7 = 1kΩ  
R4 = 6,8kΩ  
R5 = 10kΩ  
R6 = 100Ω  
R8 = 120kΩ  
R9, R10 = 4,7kΩ  
R12 = 0.1Ω 5W  
P1 = 25kΩ preset H  
P2 = 250kΩ (preset o potenciómetro con punta de flecha)  
P3 = 10MΩ, 5MΩ o 4,7MΩ (ver texto). Preset o potenciómetro con punta de flecha.

##### Condensadores:

C1, C2 = 220μF 35 V radial  
C3-C6 = 100nF cerámicos  
C7 = 3,3 μF, o 6,8 μF Elect. (ver texto)  
C8 = 1μF Elect. 25V radial

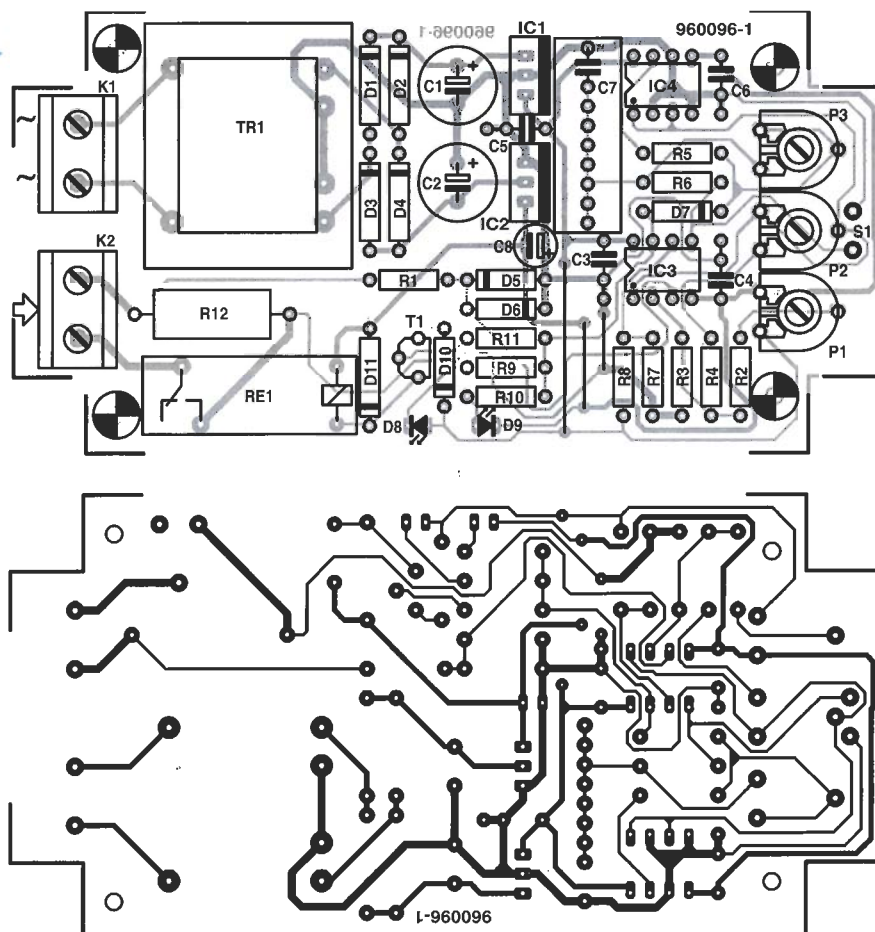
##### Semiconductores:

D1-D4, D11 = 1N4001  
D5, D6 = diodo zéner de 1V4/0.5 W  
D7 = 1N4148  
D8 = LED verde de alta eficiencia  
D9 = LED rojo de alta eficiencia  
D10 = diodo zéner 4V3/0.5 W z  
T1 = BC557B  
IC1 = 7812  
IC2 = 7912  
IC3 = TL082CP  
IC4 = AD633JN (Analog Devices)

##### Varios:

TR1 = 2x15 V/1.5VA (ejemplo Monacor VTR1215, Velleman 2150018M)  
S1 = botón pulsador (ver texto).  
K1, K2 = bloque terminal para PCB de dos polos.  
RE1 = relé V23057-B0006-A201 (Siemens) (24V/1,2kW)  
Caja 120x65x40mm

6





# Parámetros de los fusibles

Los criterios básicos para la selección de fusibles miniatura son:

## Tamaño y forma

Existen tres categorías principales:

- fusibles miniatura, 5 x 20 mm (Europa) o 6.3 x 32 mm (EEUU), con sus portafusibles asociados;
- fusibles sub-miniatura para montar directamente sobre circuito impreso ;
- fusibles para aplicaciones de automoción.

## Corriente nominal, $I_N$

Este valor suele venir impreso en el fusible, y, de acuerdo a las normas IEC, indica el valor máximo de la corriente continua que puede circular por el fusible sin que se funda o se deteriore (por ejemplo por sobrecalentamiento). Esta corriente es aproximadamente el 60% de la corriente mínima de fusión.

## Corriente mínima de fusión, $I_M$

Esta es la corriente a la que, después de un tiempo considerable, comienza el proceso de fusión (ver figura A). El hacer trabajar un fusible con esta corriente lo convierte en un dispositivo poco fiable, ya que un mínimo incremento de corriente o temperatura provocarían su fusión.

## Comportamiento de fusión, $f$

La relación entre la corriente mínima de fusión ( $I_M$ ), y la corriente nominal ( $I_N$ ) (ver figura B). Normalmente, los valores de  $f$  (=corriente mínima/corriente nominal) varían entre 1.25 y 2.

## Tiempo de fusión, $t_M$

Este parámetro indica el tiempo necesario para que el fusible se funda cuando se le aplica una cierta corriente. Este tiempo depende de la corriente aplicada, que tiene que estar por encima de la corriente mínima de fusión (ver figura A).

## Curvas de fusión

Una curva tiempo/corriente que indica el tiempo de fusión como función de la corriente del fusible (ver figura B) :

TT : doble retardo, fusión muy lenta

T : retardado, lento

M : sin retardo

F : fusión rápida

FF : fusión muy rápida.

## Tensión nominal, $U_N$

Voltaje máximo al que el fusible opera con normalidad. En una aplicación no se debe exceder nunca la tensión nominal.

## Corriente máxima de ruptura

Representa la máxima corriente que puede ser interrumpida por el fusible. Se debe establecer anticipadamente cual será la máxima corriente de cortocircuito de la aplicación antes de seleccionar la corriente máxima del fusible a utilizar.

## Duración del arco

En alta corriente, más de diez veces la corriente nominal, salta un arco después de fundirse el conductor del fusible. Esto significa que el tiempo de ruptura del circuito se ve incrementado en una cantidad  $t_a$  que es la duración del arco. Por tanto, el tiempo de ruptura del circuito es la suma del tiempo de fusión ( $t_M$ ) más la duración del arco ( $t_a$ ).

## Parámetro $I^2t$

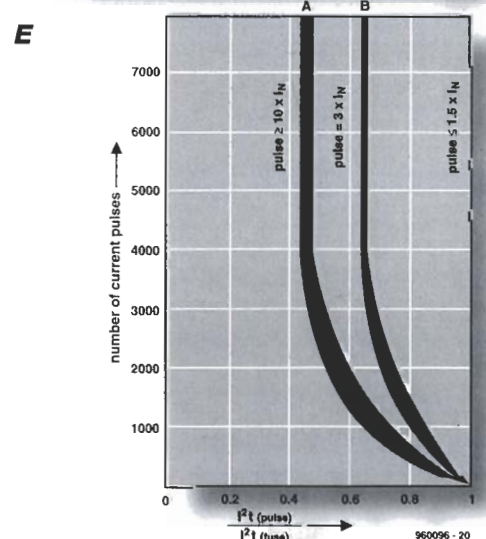
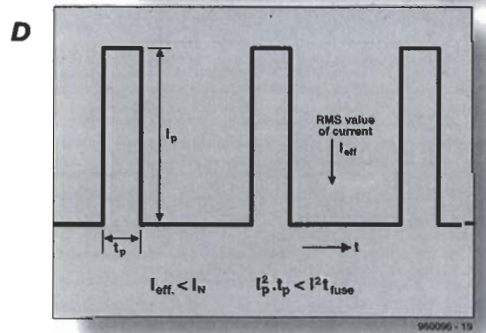
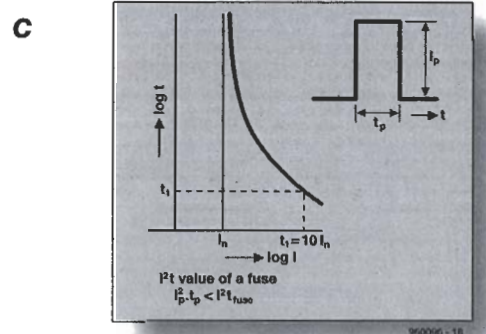
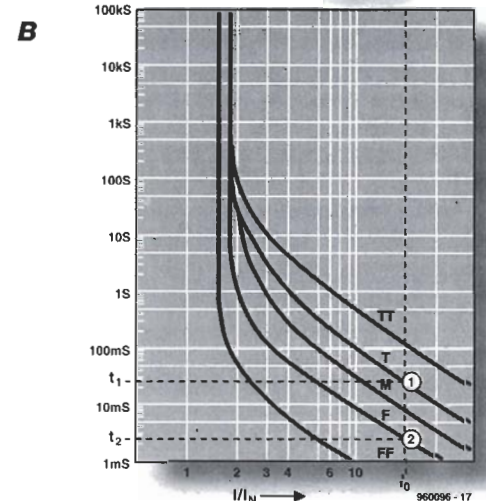
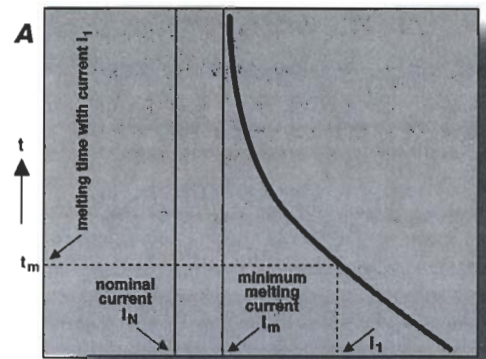
Cuando circula la corriente por el fusible, el parámetro  $I^2t$  representa la cantidad de energía necesaria para que se funda el fusible. El valor de  $I^2t$  para corrientes de pulsos periódicas hace que la protección del circuito no exceda del 50 al 80% de los parámetros del fusible. (Ver figura C)

## Duración pulso-corriente

Este parámetro indica el número de pulsos para un cierto valor de  $I^2t$  que pueden ser soportados por el fusible sin fundirse. Esto depende del tiempo de enfriamiento entre los pulsos. (Ver figuras D y E)

## Dependencia con la temperatura ambiente

Cuando la temperatura supera los 25°C, el valor de la corriente nominal,  $I_N$ , se reduce.





cuadrático, consiste en un simple filtro paso bajo RC, cuya constante de tiempo  $(R5 + P3) \cdot C7$ , nos proporciona el retardo necesario, t. El potenciómetro P3 (cuyo rango va desde los 0 W hasta los 10 M W) nos permite controlar más o menos lentamente la respuesta de actuación del fusible.

En la Figura 1, la curva superior se obtenía con P3 colocado en su posición de mínima resistencia (0 W), y la curva inferior, al máximo de la resistencia del potenciómetro (10 MW). También en la Figura 2 las características de  $I^2t$  fueron obtenidas con  $P3 = 0$  W.

La red de integración viene seguida por un detector de pico que utiliza un segundo amplificador operacional (IC3b), funcionando como comparador. Para poder dar al fusible electrónico el rango de actuación más amplio posible, se ha fijado el nivel de referencia del comparador a 100 mV, con la ayuda de R7/R8. El rango es, pues, de 10 V/100 mV = 100 pasos. Tan pronto como la salida del integrador excede de los 100 mV, la salida del comparador vascula del nivel bajo al alto. Este cambio se muestra por medio de D7.

Sólo podemos desactivar el fusible por medio del conmutador S1. Para evitar el uso del diodo D7 (ya que es difícil de encontrar y caro), el diodo no se ha conectado directamente a C7, sino que se ha hecho por medio de la unión R5/P3, que elimina, virtualmente, el efecto de la fuga de corriente a través del diodo.

Además del relé, el comparador también controla los dos LEDs indicadores. El LED rojo se enciende cuando el circuito ha sido actuado, mientras que el LED verde luce para indicar que el fusible está correctamente.

El relé está conectado para desactivar el circuito, cuando el fusible está activado. Por otro lado, el tiempo de desconexión de los contactos del relé es más corto que el tiempo de pull-in. Evidentemente, esto es beneficioso en cuanto al tiempo de reacción del fusible se refiere (línea discontinua a 4 ms en la Figura 1).

El diodo zéner D10 está conectado en serie con el emisor del transistor T1. Este diodo ofrece tres ventajas:

1. Asegura que el transistor pase a su zona de corte cuando el amplificador operacional que lo controla es incapaz de alcanzar la tensión positiva de alimentación (cosa que sucede siem-

pre en la práctica).

2. Reduce el consumo de corriente del relé, lo que permite usar un pequeño transformador (1.5 VA), para la alimentación principal del circuito.
3. Al reducir la corriente por el relé, se almacena menos energía en la bobina del mismo. Por consiguiente, se reduce el tiempo de corte de tensión.

La fuente de alimentación es bastante convencional. Un transformador con una toma central en el secundario permite la rectificación de onda completa tanto de la tensión positiva como de la negativa; dicha rectificación se realiza con cuatro diodos (D1-D4). Dos circuitos integrados reguladores de tensión de tres patillas (IC1 e IC2), proporcionan unas tensiones de alimentación de +12 V y -12 V suficientemente estables y precisas.

Finalmente, echemos una breve ojeada al cálculo de la mínima corriente de actuación y al parámetro  $I^2t$ .

El umbral inferior de la corriente de actuación del fusible se puede expresar como:

$$I_{th} = \frac{\sqrt{U_{th} \cdot 10}}{A}$$

$$I_{th} = \frac{R3}{(R3 + R4 + P2) \cdot R12} [A]$$

donde  $U_{th} = 100$  mV, seleccionada por R8/R7, y "A" es la ganancia de entrada del amplificador, que se puede seleccionar por medio de P2. De aquí tenemos:

$$I^2t = \frac{(R5 + P3) \cdot C7 \cdot U_{th} \cdot 10}{A^2}$$

Mientras que para  $I^2t$ , podemos escribir:

$$(I_{th})^2 = \frac{U_{th} \cdot 10}{A^2}$$

$$I^2t = (R5 + P3) \cdot C7 \cdot I_{th}^2$$

#### LASER A NEON

Laser para la animación musical (en interiores) excelente para bares, night clubs, particulares.

LS100 125 000 pts  
Laser detector de sonidos por vibraciones 105 000 pts  
LLISTV20 32 500 pts  
Boligrafo laser

#### VISION DE NOCHE

Lente para la visión de noche con opción laser  
Iluminador para alumbrar en noches profundas.

Opción CWL10 79 000 pts

#### PRODUCTOS ACUSTICOS

Para escuchar de ruidos lejanos y bajos PM5 59 000 pts  
Opción emisor sin hilo PWM5KA 16 900 pts

#### DETECTOR DE ESCUCHA

Detecta las escuchas radio, en serie, en paralelo y la impedancia anormal de la línea AT 6600 59 000 pts

#### HACKER COMPANION CD-ROM

Como romper los códigos secretos, de los teléfonos portátiles, de los BBS de los sistemas UNIX, Internet, ect... Todo en ese CD-ROM de 552 Mega bytes PC-HACKER'S 29 900 pts

#### DTMF DISPLAY

Recoge todos los números de las llamadas y el tiempo de comunicación DIS-1 49 000 pts

#### MODIFICADOR DE VOZ

Modificador de voz digital, permite modificar la voz en hombre mujer y niño, 16 niveles TRANSITION 2001 39 000 pts

#### CAMERA VIDEO

Camara de video escondida en un detector de humo Absolutamente indetectable Señal de video, TV o magnetoscope.

SC-600 75 000 pts  
Transmisor Video sin hilo 74 900 pts

#### GRABADOR LARGA DURACION

Grabador automatico con adaptador telefónico. Con un casete estandar de 120 min se pueden grabar 12 horas de conversación. Se pone en marcha automaticamente en cada llamada THR-12 39 900 pts

#### MICRO Y TRANSMISOR FM

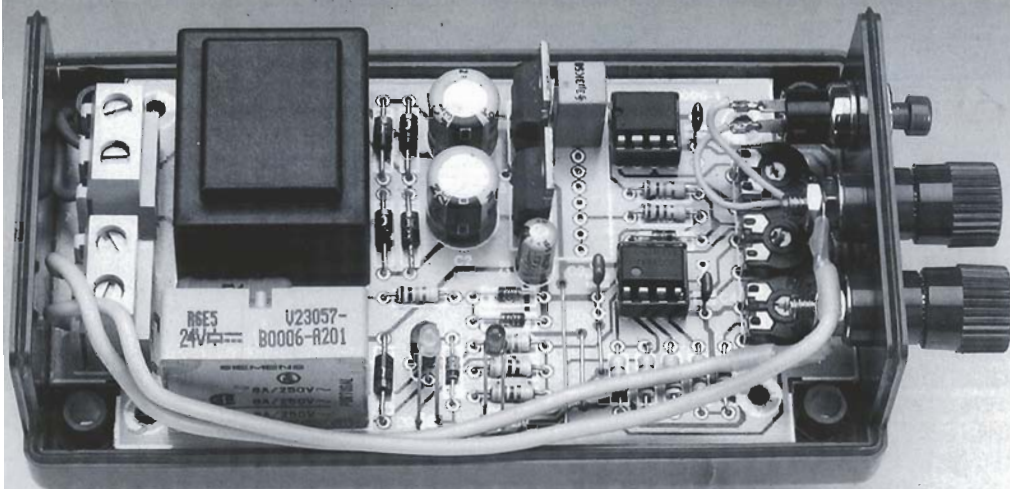
De una medida inferior a una moneda de 25 pesetas en tecnología CMS de 88 MHz a 108 MHz MD-250 21 000 pts  
Modelo telefono MA-100 18 900 pts

# UNIDEV

Catalogo 30 paginas gratuito

C/Consejo de Ciento,254  
08011 Barcelona  
Tel (93) 454 52 46  
Fax (93) 323 25 45





## CONSTRUCCIÓN, AJUSTE Y APLICACIONES

El montaje del circuito impreso de una sola cara, mostrado en la Figura 6, no debe suponer ningún tipo de dificultad.

Como siempre recomendamos, debe poner especial atención en la polaridad de algunos componentes (la orientación en su colocación), como pueden ser los condensadores electrolíticos, los diodos y los reguladores de tensión.

No olvide montar los puentes, que en este circuito son tres.

Se han previsto en el circuito impreso un gran número de taladros diferentes para la colocación del condensador C7 (MKT, MKS y similares), para elegir los agujeros de inserción según el tamaño del que hayamos conseguido.

Si nos resulta difícil conseguir un potenciómetro de 10 MW (P3), es posible utilizar potenciómetros de 4.7 MW ó 5 MW, e incrementar el valor de C7 hasta los 6.8  $\mu$ F (o utilizar dos condensadores de 3.3  $\mu$ F en paralelo).

Los ajustes pertinentes necesitan ciertos cuidados, siendo apropiado seguir los siguientes pasos:

1. Ajustar P2 a máxima ganancia = máxima resistencia (girado totalmente en sentido contrario a las agujas del reloj). Para el ajuste de la tensión de offset, conecte un voltímetro digital entre las patillas 1 de IC3a y masa, y ajuste P1 para una lectura de 0 V en el voltímetro.

2. Ajuste P3 al mínimo (potenciómetro girado totalmente en sentido de las agujas del reloj), y conecte una fuente de alimentación de laboratorio, con limitación de corriente ajustable, en bornes del conector terminal K2. Si sólo dispone de una fuente de alimentación con tensión ajustable, conecte una resistencia entre ésta y el voltímetro digital (DMM), que debe estar preparado para medir en el rango de corriente DC. Ajuste la corriente por medio de la fuente de alimentación. Seleccione una corriente de un nivel 1.2 veces superior al nivel nominal deseado de nuestro fusible, IN. Gire lentamente el potenciómetro P2, justo hasta el momento en que se encienda el LED rojo.

3. Utilizando P3 podemos seleccionar cualquier valor entre "muy rápido" (girado totalmente en sentido horario) y "muy lento" (girado totalmente en sentido antihorario), para la respuesta deseada del fusible electrónico. Si desea obtener las características del fusible en un modo algo más exacto, utilice las ecuaciones de  $I^2t$  para calcular el valor exacto de la resistencia de P3, o interpólole partiendo de la Figura 1.

El proceso de ajuste seguido para el uso de corrientes continuas, también puede ser aplicado para el caso en que el fusible sea usado para proteger circuitos de corriente alterna (c.a.), en bornes de K2. Con corrientes alternas, los valores cuadráticos y los subsiguiente cálculos obtenidos se realizan a partir de los valores

efectivos (rms), medidos. Debido a la limitación del margen de control de IC3a, el rango dinámico se reduce con el flujo de corriente alterna senoidal a través de K2, ya que la tensión de salida del circuito cuadrático es entonces  $1/2U_2$ , menor que  $U_2$ .

En cuanto a las aplicaciones para el fusible electrónico, hay, en principio, dos posibilidades: usarlo como un fusible interno fijo, o utilizarlo como una unidad móvil de propósito general para emplearlo en laboratorios electrónicos, por ejemplo.

Si hemos elegido la primera aplicación, P2 y P3 sólo deben ajustarse una vez, tal y como se ha descrito, de manera que fijemos su corriente de actuación y su tiempo de respuesta. La placa del circuito se montará, pues, en el interior de un equipo, de un circuito u de un aparato que deseemos proteger, con los LEDs y el pulsador de reset situados en el panel frontal del equipo, para manejar externamente los controles accesibles.

Cuando la unidad se va a utilizar como un fusible de propósito general, la placa se debe colocar en el interior de una caja de un tamaño adecuado. Además de los LEDs y del pulsador de reset, el panel frontal debe disponer de una banana de conexión para poder medir la corriente. Si, además, desea poder ajustar la corriente nominal y la velocidad del fusible, debemos utilizar dos potenciómetros con mandos externos en lugar de los potenciómetros de circuito impreso P2 y P3. Los mandos, obviamente, se montarán también en el panel frontal, así como las etiquetas correspondientes y los diales de los mismos.

En principio, el fusible puede utilizarse para proteger equipos a tensiones de alimentación de 240Vac. Sin embargo, esto significa que la placa del circuito está conectada a la tensión de red, lo que implica que en cualquier parte del mismo podemos tener la tensión de red. Cuando montamos el circuito en su caja correspondiente, debemos asegurarnos de tomar las precauciones pertinentes para asegurar un aislamiento adecuado de todas las partes del circuito. Esto quiere decir que deben utilizarse zócalos para los LEDs, totalmente aislados, así como para el conector del medidor de corriente o el pulsador de reset S1 y los potenciómetros, en los que es recomendable que sus ejes sean de plástico.

(96009;)



# pequeño banco de trabajo

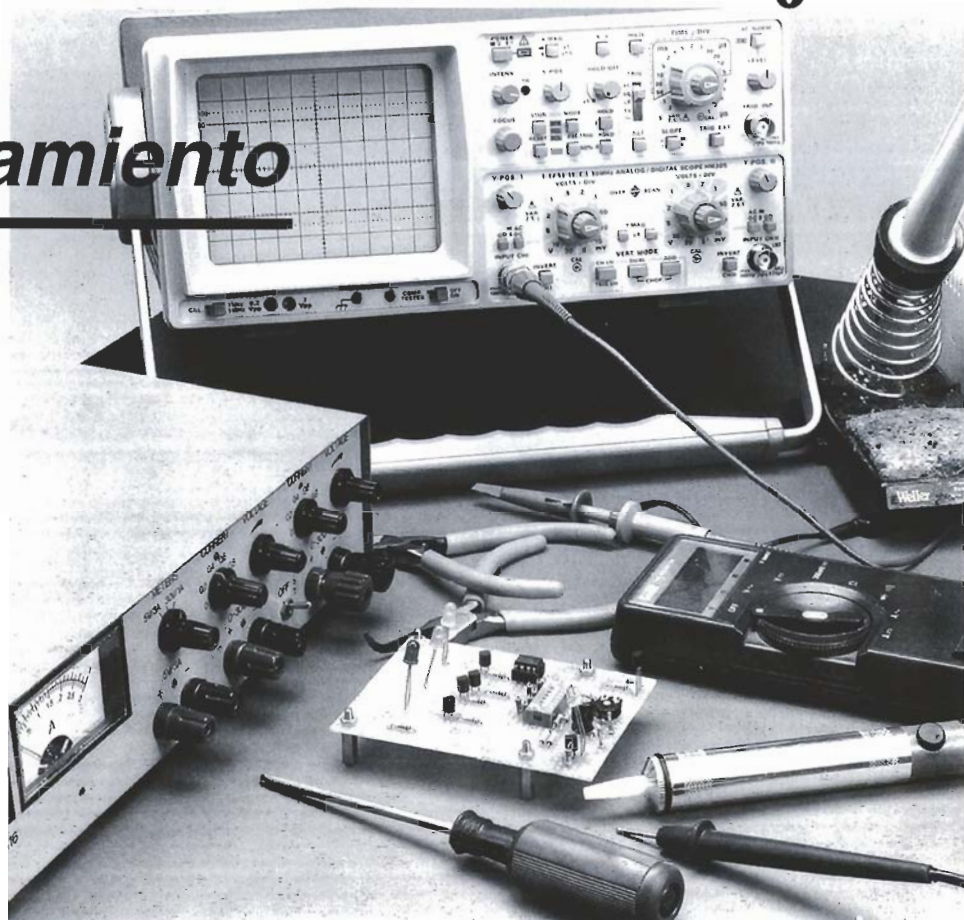
## parte 2 test de equipamiento

El artículo "El pequeño banco de trabajo" anteriormente publicado se limitaba a los requerimientos básicos y herramientas de dicho banco de trabajo. También se daban unos breves detalles de los instrumentos de medida necesarios. En esta segunda parte del artículo, nos

detendremos en los instrumentos y equipos de test que más se utilizan y se necesitan.

De todas formas, los equipos de medida se pueden ir añadiendo poco a poco, según nuestras prioridades.

Cada paso, por supuesto, requiere un desembolso más o menos importante pero, como podrá ver, no tiene que ser una persona acaudalada para conseguir, al menos, algunos de estos instrumentos.



Sólo los trabajos más sencillos pueden realizarse con las herramientas y equipos básicos descritos en la primera parte de este artículo. Tan pronto como comience a trabajar en equipos y montajes cada vez más complejos, encontrará la necesidad de utilizar instrumentos de medida más adecuados. También los necesitará cuando desee reparar averías y encontrar fallos en los equipos electrónicos con los que trabaje.

Un multímetro, un soldador y un adaptador de tensiones de red no son suficientes para poder realizar estos trabajos. Al mismo tiempo, puede que no desee, o que no pueda, gastar demasiado dinero en equipos de prueba. La mayor parte de los buenos equipos de test son también caros, pero les mostraremos cómo es posible conseguir buenos resultados con alternativas más baratas.

### FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Como se mencionó en la Parte 1 del artículo, siempre es necesario algún tipo de fuente de alimentación. En este tipo de equipos

podemos encontrar una gran variedad de modelos y de precios. Quizás sea justo decir que no existe otro equipo electrónico que tenga tal variedad de modelos.

Los adaptadores de tensión de red son fáciles de utilizar, manejables y nada caros. Algunos pueden proporcionarnos una corriente de salida de hasta 300 o incluso 500 mA. Consideremos, sin embargo, que los adaptadores de red, casi sin excepción, no están regulados, por lo que su tensión de salida puede diferir substancialmente de la tensión de salida nominal, dependiendo de la carga (es decir, de la corriente suministrada por el regulador). Todo esto no significa que los adaptadores de tensión, generalmente, no se utilicen para trabajos serios.

Afortunadamente, existen en el mercado fuentes de alimentación reguladas y no demasiado caras. Este tipo de fuentes tienen una corriente de salida bastante más elevada que los adaptadores de red, que vienen con un conmutador para seleccionar las tensiones de 3, 4, 5, 6, 9 y 12 V (algunos de estos valores puede que no sean utilizados por un modelo particular).



La mejor, pero, claro está, también la más cara, es una fuente de alimentación variable, con una tensión de salida comprendida entre 0 y 30 V, y que sea capaz de proporcionar una corriente de hasta 2 A. Dependiendo del tipo de trabajo que realice normalmente, elegir una corriente de salida de 5 A puede ser una buena elección. Sin embargo, si habitualmente comprueba o monta circuitos con amplificadores operacionales, es más adecuado disponer de una fuente con una tensión de salida variable de  $\pm 15$  V (que puede utilizarse para dar una tensión de salida asimétrica de 30 V).

Una fuente de alimentación debe tener un indicador preciso de la tensión de salida y, preferiblemente, un indicador de la corriente de salida. Otras características que aunque no son necesarias sí son muy recomendables, son la protección contra cortocircuitos y un limitador variable de corriente. Si en el inicio de una prueba la limitación variable de corriente está colocada en un valor bajo, digamos 100 mA, un pequeño error no producirá necesariamente un desastre.

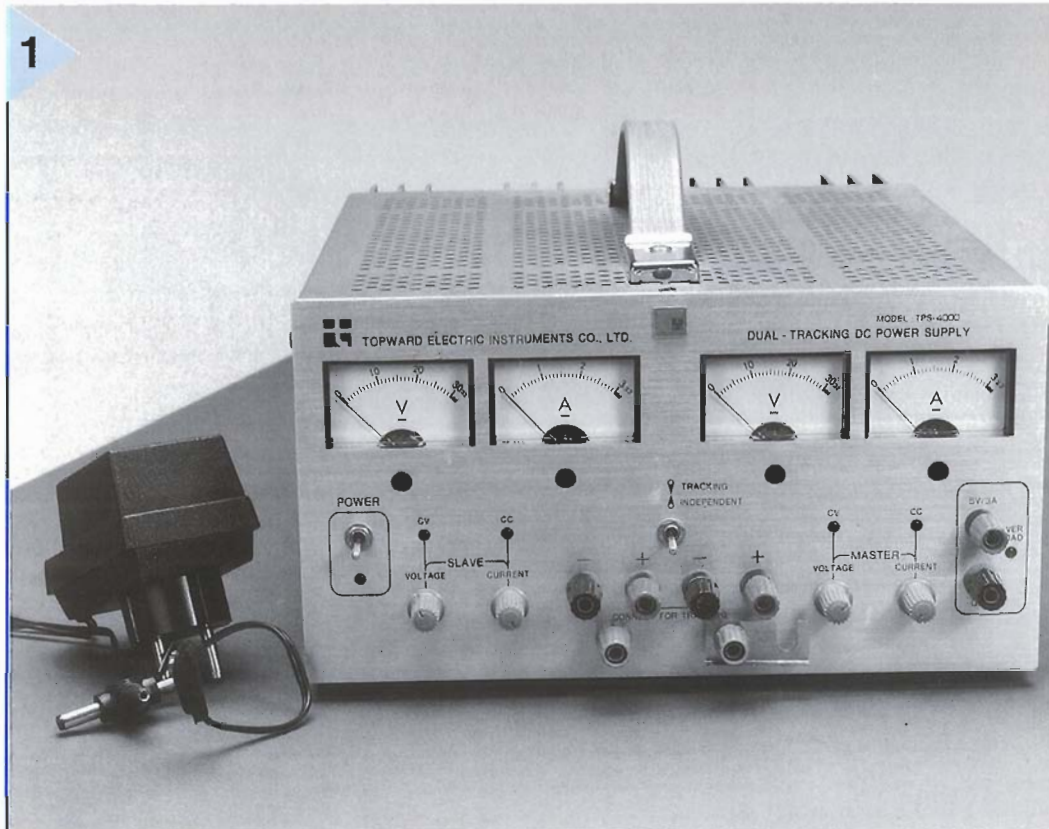
La elección final es suya y dependerá del tipo de trabajo que realice. Tanto si lo hace ahora, más adelante o de un modo más regular, siempre será mejor tener algo que nada.

La elección final es suya y dependerá del tipo de trabajo que realice. Tanto si lo hace ahora, más adelante o de un modo más regular, siempre será mejor tener algo que nada.

## MULTÍMETROS

El multímetro (o polímetro) es el todo-terreno de los técnicos electrónicos e ingenieros, y podemos disponer de muy diferentes modelos y precios.

El multímetro analógico ya está casi obsoleto y está siendo sustituido en muchos talleres por el modelo digital. El multímetro



**Figura 1. Podemos encontrar fuentes de alimentación de todos los tipos, tamaños y precios. Una de las más versátiles en un pequeño banco de trabajo (dependiendo de nuestras necesidades), sería la fuente de 0-30 V, 2 A. Aunque una fuente mejor sería la de  $\pm 15$  V, 5 A.**



**Figura 2. El precio de los multímetros varía con la calidad de los mismos.**





**Figura 3. Existen generadores para cualquier tipo de señal que podamos concebir.**

digital tiene un número importante de ventajas sobre el instrumento analógico: mayor precisión, la impedancia de entrada es mucho más alta, por lo que el circuito a probar está muy bien cargado por él, y es posible ampliarlo con un buen número de funciones externas.

Una ventaja de los multímetros analógicos es el rápido cambio que experimenta la aguja de medida en correspondencia con las variaciones de las señales a medir. Hoy día, la mayor parte de los multímetros digitales tienen, además del visualizador de cristal líquido (LCD), una escala analógica o gráfico de barras que

muestra también las variaciones rápidas en las medidas.

Cuando compre un multímetro asegúrese de que dispone de un rango para medidas de corriente alterna (a.c.). También debe prever que sea capaz de medir corrientes y tensiones alternas a unas frecuencias de, al menos, algunos kHz. Esta característica no suele estar disponible en los instrumentos más baratos. Otra utilidad que es muy versátil es el auto-rango, que significa que

el instrumento selecciona automáticamente el rango de la medida que se está realizando.

Hoy en día, algunos multímetros incluyen funciones como medidor de frecuencias o de capacidades. Sólo cuando necesite estas opciones debe decantarse por ellas. Tenga en cuenta que un medidor de capacidad cuesta apreciablemente más que uno integrado en el multímetro.

## GENERADORES DE SEÑAL

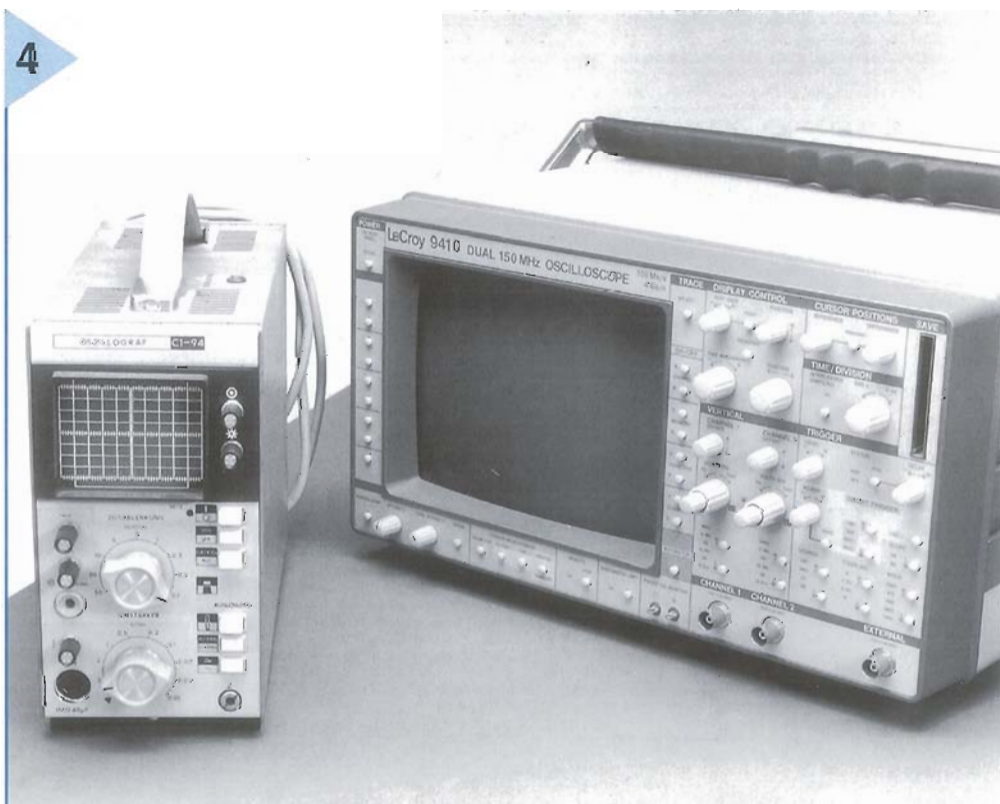
Ciertas medidas son imposibles de realizar sin una señal de prueba. Esto puede conseguirse por medio de un simple oscilador, del que se han publicado diferentes diseños en la mayoría de las revistas de electrónica prácticamente desde el inicio de ésta.

Aunque parezca mentira, es casi imposible comprar uno. Éste es un sencillo instrumento que consiste en un simple oscilador que genera una señal de 1 kHz que puede introducirse en un circuito de audio. Esta señal puede ser seguida por todas partes, a lo largo del circuito, con un pequeño amplificador que alimenta a unos auriculares.

Sin embargo, lo normal es que se necesiten generadores cada vez más sofisticados. En el caso de circuitos de audio, por lo general, es necesario un generador de onda senoidal, o preferiblemente un generador de funciones. Un generador senoidal sólo proporciona señales senoidales, mientras que un generador de funciones nos permite trabajar con formas de onda rectangulares y triangulares en su salida. Para las pruebas de transmisores, receptores y equipos asociados se necesita un generador de radiofrecuencia (RF), cuya salida puede ser modulada.

## OSCILOSCOPIOS

El osciloscopio es un instrumento indispensable cuando tenemos la



**Figura 4. El osciloscopio es indispensable cuando tratamos de verificar las distintas señales generadas. Existe un amplio rango de este tipo de instrumentos, con un extenso abanico de precios.**



necesidad de ver una señal. Dichos instrumentos muestran, con una simple mirada, si la forma de onda es correcta o no. Además, puesto que el periodo de una señal puede ser leído correcta y precisamente en la pantalla, podemos obtener una estimación bastante acertada de la frecuencia de la señal analizada. La gran mayoría de los osciloscopios están pensados para montarlos en bancos de prueba, aunque existen modelos portátiles que se pueden transportar fácilmente, para los técnicos que tienen una cierta movilidad en su trabajo.

Si, normalmente, sólo realiza pruebas con equipos de audio, será suficiente con tener un osciloscopio de dos canales y 20 MHz de ancho de banda. Sin embargo, para las pruebas de equipos de r.f. son necesarios equipos de 40/60 MHz y, si es posible, de 100 MHz, con tres canales de entrada. Su coste puede ascender a las 200.000 pts.

Los osciloscopios digitales con memoria nos dan la posibilidad de congelar una imagen y mostrarla continuamente de una manera rápida, compleja o en forma de sucesos no repetitivos.

5



**Figura 5. Un medidor de frecuencias es un instrumento muy versátil, aunque para algunas aplicaciones particulares el "dipmetro" es una alternativa mucho más barata.**



## COMPONENTES ELECTRÓNICOS INSTRUMENTACIÓN LIBRERÍA TÉCNICA



**C/ JUAN DE AUSTRIA, 20 - TEL 448 48 77 - FAX 448 58 79 - 28010 MADRID**



# Algunos consejos

Cuando probamos equipos, a menudo es verdaderamente difícil realizar una buena unión entre el conector de un equipo y la correspondiente punta de prueba. Por ello, recomendamos disponer en nuestro banco de trabajo de un conjunto de adaptadores y conectores que nos permitan mejorar estas uniones. La parte trasera de los equipos suele ofrecer una mejor variedad de conexión. Podemos pues, construirnos algunos adaptadores caseros; además, conectores como jack de audio, conectores tipo DIN, etc., siempre son necesarios.

Damos por sentado que dispone de una buena selección de valores estándar de resistencias, condensadores y otros componentes usados frecuentemente. Si aún no tiene un conjunto de fusibles en su banco de trabajo, le recomendamos que lo adquiera, ya que tienen la fea costumbre de fundirse cuando son más necesarios.

También son necesarias las cargas de 50 ó 75 (para las pruebas de equipos de r.f.).

Si tiene que medir la salida de un amplificador de potencia, le recomendamos encarecidamente que desconecte los auriculares y los sustituya por una carga resistiva de 8 W. No será necesario que sean de 50 W o de 100 W; será suficiente, para la mayoría de los casos, con dos resistencias de 15 W y 10 W, colocadas en paralelo.

Invariablemente, las medidas de tensión deben

realizarse bajo condiciones de carga, ya que, a menudo, esto puede darnos algo de luz sobre las posibles causas de un fallo. El mejor ejemplo de esto es una batería descargada: mantiene su tensión nominal mucho tiempo después de que se haya descargado, por lo que la simple medida de la tensión en sus terminales no es concluyente; sin embargo, una pequeña bombilla conectada en los mismos extremos, nos mostrará inmediatamente que está descargada. Por ello, es una buena idea tener algunas bombillas de varias tensiones en nuestro pequeño almacén.

En los procesos de reparación, a menudo nos encontramos con pequeños trabajos mecánicos, por lo que es interesante disponer en nuestro banco de trabajo de algunas bolas de algodón o lana y un frasco con alcohol puro, lo que nos proporcionará la posibilidad de limpiar las cabezas de lectura y grabación de equipos. El spray de contacto es un remedio muy conocido para los potenciómetros con ruido. A veces, podemos necesitar el uso de un pequeño bote de aceite (como el de las máquinas de coser), para hacer funcionar aquellos pequeños motores que se atascan o funcionan de modo lento. Un cepillo de dientes de deshecho puede ser una buena solución para limpiar los contactos de relés y conmutadores. Un spray de aire líquido puede sernos de gran utilidad cuando intentamos quitar el polvo o la lanilla a una pieza con acceso difícil.

de estos instrumentos se aproxima a las 250.000 ó 300.000 pts.

Una alternativa muy atractiva para los osciloscopios de tipo "banco de prueba" es el ordenador, con los llamados, osciloscopios-PC. Esto consiste, normalmente, en una pequeña caja que se conecta al puerto paralelo del ordenador. El monitor del PC se convierte en la pantalla del osciloscopio, cambiando los controles por medio del ratón sobre la pantalla.

## MEDIDORES DE FRECUENCIA

Si normalmente prueba o trabaja con equipos de r.f., necesitará un frecuencímetro (a menudo llamado erróneamente, contador de frecuencias). Este instrumento permite medir, con muy buena precisión, las frecuencias de salida de osciladores y generadores. Su precio es comparable al de un osciloscopio de calidad similar.

Si su cartera no le permite la compra de un frecuencímetro, recuerde que muchos trabajos puede realizarlos con el dipmetro, que es un instrumento muy utilizado por los amateurs de radio y televisión desde tiempos inmemoriales.

## EQUIPOS ESPECIALES

Cuando se trata de probar circuitos digitales, una punta de prueba

lógica es muy útil, ya que permite la medida rápida de los niveles lógicos.

Algo mucho más sofisticado es el analizador lógico, que puede mostrarnos un gran número de señales digitales al mismo tiempo. Desafortunadamente, este instrumento no es nada barato, pero se puede diseñar uno que pueda utilizarse conjuntamente con un PC, como el publicado en el número de mayo del 1996 de nuestra revista.

Para señales analógicas de audio, será necesario el uso de un analizador de audio. Como su nombre indica, este instrumento permite el análisis detallado de las señales de audio analógicas. Es ideal para la medida de desviaciones de frecuencia, la relación señal ruido y la distorsión. Desafortunadamente, los analizadores de audio son instrumentos costosos y, al mismo tiempo, difíciles de justificar en un pequeño banco de trabajo.

## SONDAS DE PRUEBA

Una buena selección de sondas de prueba es indispensables en cualquier banco de trabajo. Ciertas sondas y puntas de prueba se suministran conjuntamente con los instrumentos, como los osciloscopios, analizadores de audio y frecuencímetros.

Muchas cargas terminan

en un extremo en un conector BNC, y en el otro en un tipo especial de punta, con una toma de masa. Para la medida de tensiones elevadas, los osciloscopios traen una punta de prueba que lleva un atenuador incorporado con la relación 1:10 (ello, debido a que las capacidades pequeñas afectan al circuito bajo prueba menos que las puntas de prueba con relación 1:1).

Los cables de prueba para conectar una fuente de alimentación, un multímetro y equipos similares, deben ser de buena calidad. Esto significa que estarán contruidos con cables flexibles, duraderos y con un buen aislamiento. Dicho aislamiento ha de ser resistente al calor. Sus extremos terminarán en unas bananas o pinzas de cocodrilo (o algún tipo especial de fijación), para que puedan sujetarse a los puntos que queramos medir. Es muy útil tener un adaptador de BNC a banana que puede comprarse en cualquier tienda especializada.

## PARA FINALIZAR

Existen muchos más instrumentos que se enumeraron en la parte 1 de nuestro artículo. Cualquiera de estos equipos puede ser necesario en nuestro banco de trabajo, sólo el tiempo dirá los auténticamente necesarios.

[970038]



# SERVICIOS LECTORES

# elektor

ABRIL 1997

## CONDICIONES GENERALES

Los circuitos impresos, carátulas autoadhesivas, ROMs, PALs, GALs, microcontroladores y disquetes que aparecen en las páginas de ELEKTOR se encuentran a disposición de los lectores que lo requieran. Para solicitarlos es necesario utilizar el cupón de pedido que se encuentra en las páginas anexas.

Este mismo cupón también puede utilizarse para efectuar pedidos de los libros de la colección de ELEKTOR (en versión original inglesa).

- Los ítems marcados con un asterisco (\*) tienen una vigencia limitada y su disponibilidad solo puede garantizarse durante un cierto periodo de tiempo.
- Los ítems que no se encuentran en esta lista no están disponibles.
- Los diseños de circuitos impresos se encuentran en las páginas centrales de la Revista. En ocasiones y por limitación de espacio no se garantiza la publicación de todos los circuitos. En estos casos los lectores interesados pueden solicitar los diseños, utilizando el mismo cupón de pedido y les serán enviados a su domicilio contra reembolso de 500 pts. (incluidos gastos de envío).
- Los EPRóMs, GALs, PALs, (E)PLDs, PICs y otros microcontroladores se suministrarán ya programados.
- Los precios y las descripciones de los diferentes productos están sujetos a cambios. La editorial se reserva el derecho de modificar los precios sin necesidad de notificación previa. Los precios y las descripciones incluidas en la presente edición anulan los publicados en los anteriores números de la Revista.

## FORMA DE ENVÍO

Los pedidos serán enviados por correo a la dirección indicada en el cupón de las páginas anexas. Además los lectores pueden formular pedidos por teléfono llamando al número (91) 3273797 de lunes a viernes en horario de 9,30 a 14 h y de 16 a 19 h. Fuera de este horario existe un contestador telefónico preparado para recoger las demandas. Los gastos de envío serán abonados por el comprador, tal como se indica en el cupón.

## FORMA DE PAGO

Todos los pedidos deberán venir acompañados por el pago, que incluirá los gastos de envío, tal como se indicó anteriormente.

El pago puede realizarse mediante cheque conformado de cualquier banco residente en territorio español, giro postal anticipado, tarjeta VISA (en este caso debe indicarse la fecha de caducidad, domicilio del propietario de la tarjeta y firma del mismo).

Nunca se deberá enviar dinero en metálico con el pedido. Los cheques y los giros postales deben ser nominativos a la orden de VIDELEC S.L.

## SUSCRIPCIONES A LA REVISTA Y EJEMPLARES ATRASADOS\*

Las suscripciones o pedido de números atrasados, si se encuentran disponibles, se realizarán a LARPRESS, Plaza República del Ecuador 2. 1º, 28016 Madrid.

Los precios de ejemplares atrasados son de 600 pts más gastos de envío.

## COMPONENTES UTILIZADOS EN LOS PROYECTOS

Todos los componentes utilizados en los proyectos ofrecidos en las páginas de la Revista se encuentran generalmente disponibles en cualquier establecimiento especializado o a través de los anunciantes de este ejemplar. Si existiera alguna dificultad especial con la obtención de alguna de las partes, se indicará la fuente de suministro en el mismo artículo. Lógicamente los proveedores indicados no son exclusivos y cualquier lector podrá optar por su suministrador habitual.

## CONDICIONES GENERALES DE VENTA

**Plazo de entrega:** El plazo normal será de 2-3 semanas desde la recepción del pedido. No obstante no podemos garantizar el cumplimiento de este periodo para la totalidad de los pedidos.

**Devoluciones:** Aquellos envíos que se encuentren defectuosos o con la falta de alguno de los componentes podrán ser devueltos para su reposición, solicitando previamente nuestro consentimiento mediante llamada telefónica al número (91) 3273797 en horario de oficina. En este caso la persona que llame recibirá un número de devolución que deberá hacer constar al devolver el material en un lugar bien visible. En este caso correrá por nuestra cuenta el gasto de envío de la devolución, debiéndolo hacer así constar el remitente en su oficina postal. A continuación se le enviará nuevamente el pedido solicitado sin ningún gasto para el solicitante.

En el caso de que la devolución se realice por otra causa ajena a la revista, sólo se admitirá si el material devuelto se encuentra en perfectas condiciones para ser vendido de nuevo. En este caso al remitente le será devuelto el importe previamente enviado, reteniendo un 10 % del precio para cubrir los gastos de manipulación y embalaje.

En cualquiera de los casos anteriores, solo se admitirán las devoluciones en un plazo de tiempo de 14 días contados a partir de la fecha de envío del pedido.

**Patentes:** Algunos de los circuitos o proyectos publicados pueden estar protegidos mediante patente, tanto en la Revista como en los libros técnicos. La editorial LARPRESS no aceptará ninguna responsabilidad derivada de la utilización inadecuada de tales proyectos o circuitos para fines distintos de los meramente personales.

**Copyright:** Todos los dibujos, fotografías, artículos, circuitos impresos, circuitos integrados programados, disquetes y cualquier otro tipo de software publicados en libros y revistas están protegidos por un Copyright y no pueden ser reproducidos o transmitidos, en parte o en su totalidad, en ninguna forma ni por ningún medio, incluyendo fotocopiado o grabación de datos, sin el permiso previo por escrito de Editorial LARPRESS.

No obstante, los diseños de circuitos impresos si pueden ser utilizados para uso personal y privado, sin necesidad de obtener un permiso previo.

**Limitación de responsabilidad:** Todos los materiales suministrados a los lectores cumplen la Normativa Internacional en cuanto a seguridad de componentes electrónicos y deberán ser utilizados y manipulados según las reglas universalmente aceptadas para este tipo de productos. Por tanto ni la editorial LARPRESS, ni la empresa suministradora de los materiales a los lectores se hacen responsables de ningún daño producido por la inadecuada manipulación de los materiales enviados.

## CONSULTORIO TECNICO

Existe un Consultorio técnico telefónico gratuito a disposición de todos los lectores. Este servicio se presta todos los lunes y martes laborales en horario de 17 a 19 h.

El número de teléfono para consultas es el (91) 3044354.

Título artículo	Código	Precio (Pesetas)
<b>E76: SEPTIEMBRE 1986</b>		
Jumbo, reloj gigante.....	85100	4.400
Circuito protección altavoces.....	85120	3.790
<b>E77: OCTUBRE 1986</b>		
Alimentación doble/PF.....	*86018-F	1.605
Alimentación doble:		
Pre regulador.....	*86018-2	1.127
<b>E78: NOVIEMBRE 1986</b>		
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
<b>397: DICIEMBRE 1986</b>		
Doblador de tensión.....	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida1b.....	86012-3B	1.765
<b>E81: FEBRERO 1987</b>		
Accesorios amplificador 1.000 W.....	*86067	4.210
Microprocesador placa PIA.....	86100	1.070
<b>E82: MARZO 1987</b>		
Pluviómetro.....	86068	1.345
<b>E83: ABRIL 1987</b>		
Medidor de impedancias.....	86041	2.525
Medidas de impedancias/Frontal.....	86041-F	2.330
Convertidor D/A para bus E/S.....	86312	1.355
TV satélite:		
Módulo audio/video.....	*86082-2	3.800
Frontal.....	*86082-F	1.500
<b>E84: MAYO 1987</b>		
TV sat., accesorios.....	86082-3	2.585
Medidor valor eficaz real.....	*86120	3.345
Medidor valor eficaz real/Frontal.....	86120-F	2.375
<b>E85: JUNIO 1987</b>		
Amplificador de cascos.....	86086	1.505
Convertidor remoto/C.P.....	86090-1	2.975
<b>E86/87: JULIO/AGOSTO 1987</b>		
Control motor paso a paso.....	86451	960
Convertidor RMS ca/cc.....	86462	635
<b>E88: SEPTIEMBRE 1987</b>		
Capacimetro de bolsillo.....	86042	1.375
Estudio de audio portátil.....	86047	7.860
<b>E89: OCTUBRE 1987</b>		
Ecuallizador para guitarra.....	86051	1.980
<b>E90: NOVIEMBRE 1987</b>		
Gerador senoidal digitalizado/CP.....	87001	2.805
Gerador senoidal digitalizado/PF.....	87001-F	2.040
<b>E91: DICIEMBRE 1987</b>		
Distribuidor MIDI.....	87012	2.770
ARGUS, mini detector de metales.....	*86089	1.225
Telemando:		
Emisor.....	*86115-1	1.200
Receptor.....	*86115-2	1.350
<b>E92: ENERO 1988</b>		
16K RAM CMOS para C64.....	87082	1.090
<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
<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-rias.....	87076	3.205
<b>E98/99: JULIO/AGOSTO 1988</b>		
Amplif. corrector tonos		
monochip.....	87405	1.225
Oscilador en puente de		
Wien va-riable.....	87441	570
Analizador del factor da trabajo.....	87448	1.560
Amplificador de auriculares.....	87512	2.375
<b>E100: SEPTIEMBRE 1988</b>		
Preamplif. alta calidad		
p/micrófono.....	87058	915
Detector pasivo de infrarrojos.....	87067	1.210
Transmisor equilibrado		
p/linea BF.....	87197	2.780
<b>E102: NOVIEMBRE 1988</b>		
Generador de sonidos estéreo		
para pP.....	87142	1.930
<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
<b>E 105: FEBRERO 1989</b>		
Receptor FM estéreo en CMS.....	87023	870

Título artículo	Código	Precio (Pesetas)
<b>E106: MARZO 1989</b>		
Fuente gobernada por pC		
(placa de procesador).....	880016-1	6.050
Fuente gobernada por pC		
(placa de regulación).....	880016-2	3.940
Fuente gobernada por uC		
(placa de visualización).....	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/pC		
(panel frontal).....	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido		
para FM (unidad		
de sintonía/alimentación).....	880042	1.345
<b>E107: ABRIL 1989</b>		
Interruptor red controlado p/carga.....	86099	1.505
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador		
(placa adaptación).....	880016-4	210
<b>E108: MAYO 1989</b>		
LFA-150, amplificador de tensión.....	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador		
de corriente.....	880092-2	2.095
Síntezador radio controlado		
p/uP.....	880120-2/3	3.850
<b>E109: JUNIO 1989</b>		
Teclado MIDI portátil.....	880168	2.140
Reforzador de armónicos.....	880167	1.705
LFA-150 Etapa rápida de potencia		
(Alimentación auxiliar).....	880092-4	1.960
<b>E110/111: JULIO/AGOSTO 1989</b>		
Adaptador universal CMS-DIL.....	884025	725
Tarjeta prototipo para pP.....	884013	2.865
Comprobador de transistores.....	884015	1.245
Amplificador BF 150W		
con 1 integrado.....	884080	1.145
<b>E112: SEPTIEMBRE 1989</b>		
Interface fax para ATARI.....	880109	2.210
Control digital de trenes. Decodifica-		
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		
fluorescentes.....	880085	2.304
Medidor ultrasónico de distancias.....	880144	1.881
EPROM para juego opcional		
de caracteres (Controlador para		
pantallas LCD de alta resolución).....	560	(2764)
<b>E114: NOVIEMBRE 1989</b>		
Adaptador bi-rail (Tren digital -2).....	87291-3	1.250
DMos de señal para receptores de		
TV via satélite.....	880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI (Placa		
p/Digital).....	880178-1	2.478
Q4:unidad de control MIDI		
(Display/teclado).....	8801782	1.821
<b>E115: DICIEMBRE 1989</b>		
Regulador de velocidad		
para reproductores de CD.....	880165	3.196
<b>E117: FEBRERO 1990</b>		
Telemando via red/emisor.....	TE049A	1.648
Telemando via 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>		
Convertidor estético de tensión.....	TDE030/85	1.122
Fuente de alimentación		
universal.....	TDE 031/85	659
Termómetro para polímetro		
TOE.....	018/85	1.510
<b>E120: MAYO 1990</b>		
Generador de campo acústico.....	90V045	4.138
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
<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	3.700
Placa conmutadores.....	90V083/1	2.068
<b>E126: NOVIEMBRE 1990</b>		
Disco estado sólido para PC.....	90V091	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

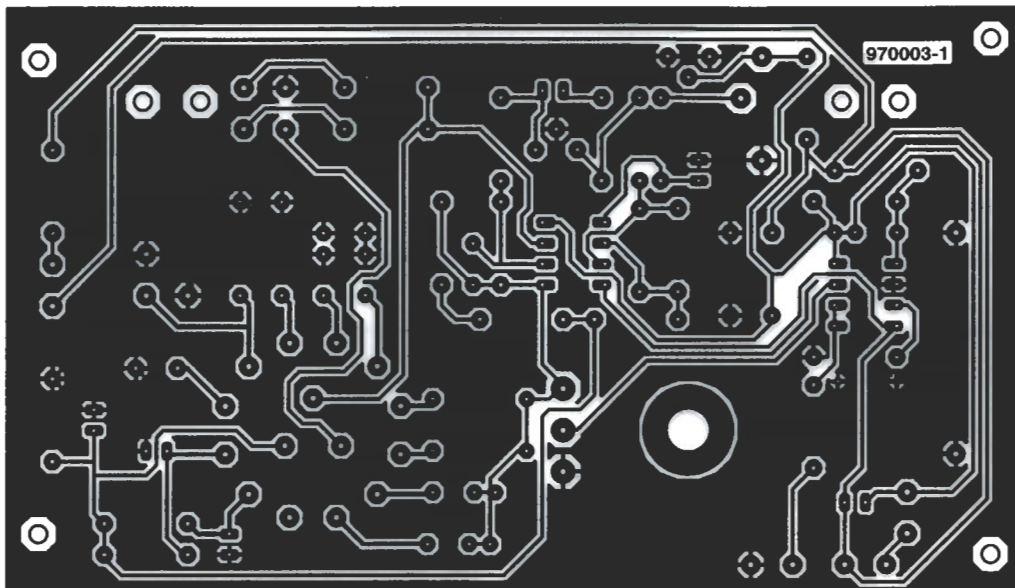


## 73

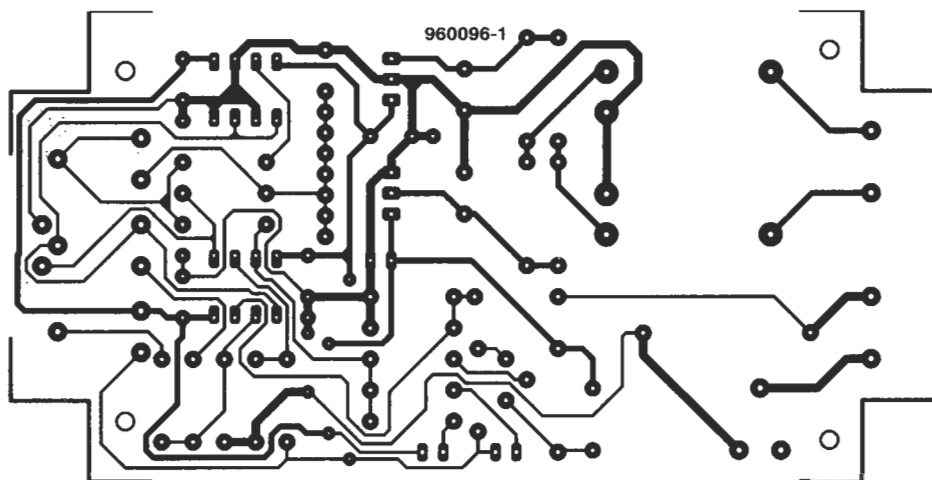


Título artículo	Código	Precio (Pesetas)	Título artículo	Código	Precio (Pesetas)	Título artículo	Código	Precio (Pesetas)	Título artículo	Código	Precio (Pesetas)
Sencillo transmisor de FM	93V402	2.038	<b>E172 SEPTIEMBRE 1994</b>			Detector de correspondencia para cable multiconductor (receptor)	95V105B	3.508	Medidor de dbm. 50 MHz		
Sistema de vigilancia para bebés			Transmisión de datos mediante infrarrojos	94V901	2.889	<b>E186 NOVIEMBRE 1995</b>			Círculo impreso	964039-1	3.739
Transmisor	93V403	2.659	Ciclómetro	94V902	1.970	Decodificador de tonos DMTF (doble cara)	95V111	3.975	Instrumento de precisión m. capacidad baterías	964040-1	1.813
Sistema de vigilancia para bebés. Receptor	93V404	2.178	Puerto paralelo para PC	94V801	5.919	Círculo de ahorro de energía (doble cara)	95V112	4.685	Círculo impreso	964076-1	2.776
<b>E156 MAYO 1993</b>			Convertidor de ASCII a Morse	94V701	2.215	Transmisor de televisión	95V113	5.810	Convertor AD/DA de bajo coste	964092-1	N.D.
Interfaz para puerto serie/paralelo	93V501	5.460	<b>E173 OCTUBRE 1994</b>			Grabador de mensajes de voz (doble cara)	95V114	5.230	Programa de control	966009-1	1.586
Interruptor de red con mando a distancia	93V503-A	1.575	Fotómetro para cámara doméstica	94V1004	2.692	Reproductor de mensajes de voz (doble cara)	95V115	6.176	Monitor de prueba lambda	964014-1	N.D.
Conector universal RS232	93V502	4.587	Convertidor A/D para PC	94V1005A	4.152	<b>E187 DICIEMBRE 1995</b>			Círculo impreso	964020-1	N.D.
Interruptor con mando a distancia (para MOD 1)	93V503-B	1.575	LEDs con mucha cara	94V1001	3.051	Mezclador MIDI	95V1205A	7.421	Voltímetro digital como fasímetro	964032-1	N.D.
<b>E156 JUNIO 1993</b>			Alarma supereconómica	94V1002	2.010	Mezclador MIDI	95V1205B	4.938	Intercambiador de joystick	964038-1	N.D.
Limitador de intensidad	93V504	1.930	Matajuegos	94V1003	3.453	Generador efectos de sonido	95V1203	2.871			
Temporizador controlado por agenda digital	93V601	3.070	<b>E174 NOVIEMBRE 1994</b>			Altavoz para sonidos graves	95V1202	4.093			
Arranque remoto del PC	93V602	4.362	Ordenador monoplaque con transputer	94V1107	5.780	Conmutador VGA (doble cara)	95V1204	3.739	<b>E197 OCTUBRE 1996</b>		
Alimentación de arranque remoto del PC	93V603	2.772	Cargador de baterías de plomo	94V1102	2.511	<b>E188 ENERO 1996</b>			Termómetro digital con indicación de máximo y mínimo		
<b>E158/159 JULIO-AGOSTO 1993</b>			Alarma de temperatura para PC	94V1103	4.591	Círculo para sintonizar antenas multibanda	96V0101A	2.175	Círculo impreso y ST62T10	960010-C	8.192
Frecuencímetro portátil de 2 MHz (display)	93V705	2.832	Comprobador de continuidad ajustable	94V1101	1.796	Círculo para sintonizar antenas multibanda	96V0101B	3.497	ST62T10 (IC1)	966515-1	5.757
Caleidoscopio sónico	93V702	3.495	Radio control para coche receptor	94V1104	2.544	Círculo protector para corriente alterna	96V0103	4.343	Dispositivo de espera para reducir el consumo del TV	960063-1	3.544
Commutador de audio de 8 entradas	93V704	5.100	Radio control para coche transmisor	94V1105	1.976	Sistema de radiocontrol computerizado. Receptor	96V0104A	3.318	Brújula digital	960085-1	2.216
Frecuencímetro portátil de 2 MHz (digital)	93V705B	2.175				Sistema de radiocontrol computerizado. Transmisor	96V0104B	3.710	Adaptador RS-232 para convertor A/D ICL7106		
<b>E160 SEPTIEMBRE 1993</b>			<b>E175 DICIEMBRE 1994</b>			Audímetro	96V0105	3.950	Círculo impreso	No disponible	
Sencillo marcador móvil	93V701	3.134	Sistema de seguridad para su hogar	94V1201	9.175	<b>E189 FEBRERO 1996</b>			Software en disco	966016-1	1.771
Medidor de temperatura muy versátil (Círculo principal)	93V703 A	4.894	Generador de efecto sonoro controlado por luz	94V1202	2.264	Commutador para RS232 (doble cara)	96V021	3.539	Limitador de potencia de alta frecuencia	No disponible	
Medidor de temperatura muy versátil	93V703 B	2.175	Cargador de baterías inteligente	94V1203	2.545	Conmutador para RS232	96V022	4.278	<b>E198 NOVIEMBRE 1996</b>		
Medidor de temperatura muy versátil (Círculo de alimentación)	93V703 C	3.963	<b>E176 ENERO 1995</b>			Lector de códigos de barras	96V023	3.516	Mini programador de Flash	No disponible	
<b>E161 OCTUBRE 1993</b>			Programador			Convertor RS232 a RS422 (doble cara)	96V024	3.415	Horno económico para cristal	960071-1	2.969
Programador de Eprom	93V1002	7.511	de memorias EPROM	95V011	5.277	<b>E190 MARZO 1996</b>			Generador de cartas de ajuste para T.V.		
Medidor de temperatura	93V703A	4.894	Medidor de frecuencia	95V012	2.864	Alerta tri-color de hielo	96V0301	3.275	- Circuito impreso y disco	960076-2	18.514
Servocontrolador de 8 canales	93V1001	2.441	Medidor de capacidad	95V013	6.150	Medición de pulsaciones por minuto	96V0302	6.780	Convertidor de la frecuencia de muestreo	960093-C	6.995
Medidor de temperatura	93V703C	3.693	Medidor de Amperios hora	95V014A	3.467	Receptor de video	96V0303	3.262	- Circuito impreso	960105-C	2.453
<b>E162 NOVIEMBRE 1993</b>			Medidor de Amperios hora	95V014B	2.271	Círculo de desconexión eléctrica con temporizador	96V0304A	4.495	- Disco	966018-1	878
Convertor RS232 a RS422	93V706	1.194	<b>E177 FEBRERO 1995</b>			Círculo de desconexión eléctrica con temporizador	96V0304B	3.025	Manuales de electrónica:		
Sencillo marcador telefónico	93V701	3.134	Temporizador para Ampliadora	95V021	3.312	<b>E191 ABRIL 1996</b>			- MicroCap V disco demo	966021-1	586
Sencillo tester de CC y CA	93V1104	1.692	Animación electrónica	95V202	5.916	Interruptor activado por voz	96V042	2.627	Amplificador de cascos para guitarristas	960109-1	915
Generador de campo acústico	93V1101	4.560	Contador de frecuencia (doble cara)	95V203	3.604	Sistema de radiocontrol computerizado	96V0104A	3.505	Amplificador de 50W para señales a.f.	956079-1	1.172
<b>E163 DICIEMBRE 1993</b>			Digitalizador de imágenes	95V024	7.225	Sistema de radiocontrol computerizado	96V0104B	3.625	Enlace RS232 mediante rayos infrarrojos		
Monitor de microondas	93V1106		<b>E178 MARZO 1995</b>			Analizador lógico (soldadura)	96V041A	5.215	- Circuito impreso y disco	960107-C	2.233
Microfono sin hilos	93V1102	2.780	Equalizador paramétrico (doble cara)	95V031	6.480	Analizador lógico (componentes)	96V041B	5.215	- Disco	966020-1	1.172
para videocámaras	93V1102	2.780	Emulador de memorias EPROM	95V032	5.620	<b>E192 MAYO 1996</b>			Imitación del sonido de una máquina de vapor	960087-1	2.271
Entrenador mental	93V1104	1.692	Señalizador óptico	95V033	3.140	Detector de movimiento por ultrasonidos	96V051	3.262	<b>E200 ENERO 1997</b>		
Controlador de nivel de audio	93V1107	1.870	Fuente de alimentación	95V034	2.530	Generador de efectos de reverberación	96V052	6.252	Convertor A/D de 20 bit	960110-1	3.435
Arranque remoto de automóvil	93V1103	6.533	Generador de efecto metal	95V035	2.546	Analizador de voz (doble cara)	96V053	3.857	Control remoto con luz (roja) visible	960068-1	1.661
Cara componentes	93V1103	6.533	<b>E179 ABRIL 1995</b>			Recordatorio electrónico	96V054	2.850	Recargador de pilas	960106-1	1.699
Arranque remoto de automóvil	93V1103	6.533	Equalizador paramétrico (unidad de filtros), (doble cara)	95V041	6.986	<b>E193 JUNIO 1996</b>			Tarjeta de adquisición de datos RS232:		
Cara pistas (soldaduras)	93V1103	6.533	Sistema de control doméstico a través de la red (Transmisor)	95V042	3.987	Fuente de alimentación recargable	96V0602	4.060	- Circuito impreso y disco	960098-C	5.361
<b>E164 ENERO 1994</b>			Control remoto (Transmisor)	95V043A	3.126	Comprobador de carga	96V0603	2.354	- Disco	966019-1	1.095
Cargador de baterías de Ni-Cd inteligente (soldaduras)	93V1105	5.570	Control remoto (Receptor)	95V043B	5.856	Comprobador analógico de circuitos integrados	96V0604	5.121	- PIC 16C71	966508-1	3.624
Cargador de baterías de Ni-Cd inteligente (componentes)	93V1105	5.570	<b>E180 MAYO 1995</b>			Generador de ritmos	96V0608	4.104	Manuales de electrónica:		
Visualizador inteligente (display)	93V1201	3.945	Equalizador paramétrico (unidad de salida) (doble cara)	95V051	6.575	<b>E194 JULIO 1996</b>			- MicroCap V disco demo	966021-1	521
Visualizador inteligente (control)	93V1202	2.675	Diseños para alarma (Transmisor óptico)	95V052	2.025	Commutador de teclados para PC	950126-1	1.450	<b>E201 FEBRERO 1997</b>		
<b>E165 FEBRERO 1994</b>			Diseños para alarma (Receptor óptico)	95V053	2.275	Pulsímetro	960005-1	2.100	Commutador "dongle"	960089-1	1.076
Control remoto para atenuador luminoso (receptor)	94V01	2.690	Diseños para alarma (Tensión de alimentación)	95V054	2.275	¡Que deje de ladrar ese perro!	960035-1	1.200	Medidor de campo magnético	960100-1	1.306
Control remoto para atenuador luminoso (transmisor)	94V02	2.255	Interface RS232	95V055	4.615	Preamplificador TVA para 23 cm.	960072-1	1.600	Regulador de velocidad para trenes de modelismo	960113-1	1.306
Voltímetro digital de un solo chip	94V03	2.934	Control doméstico (Receptor)	95V056	3.730	Programador Flash-EPROM			Monitor de vigilancia de la temperatura del frigorífico	970001-1	1.229
Acceso directo al bus del PC	94V101	4.980	Mini analizador lógico	95V057	3.604	C. impreso + disquete	960077C	6.800	Pequeño banco de trabajo		
<b>E166 MARZO 1994</b>			<b>E181 JUNIO 1995</b>			Disquete (DOS) con software	956017-1	3.300	- Decodificador de colores de componentes (software en disco)	966022-1	3.364
Acceso directo al bus para PC (Componentes)	94V102	6.195	Sistema de alarma multifunción	95V064	3.155	Adaptador activo de potencia	960073-1	No disponible	<b>E202 MARZO 1997</b>		
Acceso directo al bus para PC (Soldadura)	94V102	6.195	Puerto I/O PCW 8256/512	95V063	3.135	<b>E195 AGOSTO 1996</b>			Controlador de motor para modelos R/C	960094-1	5.268
Secrófono para voz	94V302	6.250	Amplificador con auriculares para guitarra eléctrica	95V061	3.780	Monitor de tensión de red	960055-1	1.675	Modelos:		
<b>E167 ABRIL 1994</b>			Termómetro digital	95V066	2.860	Círculo impreso	960055-1	1.675	- Circuito impreso y PIC16C84	960095-C	3.499
Solucionando los problemas del PC (Soldadura)	94V401	4.895	Comprobador de respuesta en frecuencia	95V065	4.928	Vómeto digital			- Sólo PIC16C84	966510-1	2.922
Interruptor activado por silbido	94V403	3.844	Frecuencímetro de 25 Mhz	95V062	3.950	Círculo impreso + EPROM			Emulador para 68HC11:		
Amplificador de laboratorio	94V405	2.131	<b>E182/183 JULIO-AGOSTO 1995</b>			27C512	950098-C	8.316	- Circuito impreso y disquete	970008-C	4.307
Estroboscopia a LED	94V404	2.810	Diapason controlado por PC (doble cara)	95V072	4.976	EPROM 27C512	946646-1	2.453	- Sólo disquete	976002-1	1.730
Sonido de motor para modelismo	94V402	2.028	Distribuidor de video VGA (doble cara)	95V073	3.855	Reloj para ajedrez			Medidor simple de autoinductancia:		
<b>E168 MAYO 1994</b>			Generador TTL programable (doble cara)	95V074	4.750	Círculo impreso + Microcontrolador 87C51	950097-C	7.103	- Circuito impreso y disquete	970009-C	2.346
Receptor de conversión directa	94V501	6.778	Estetoscopio para automóvil	95V075	3.674	Microcontrolador 87C51	946645-1	5.769	- Sólo disquete	976001-1	1.346
Alarma para motocicleta (doble cara)	94V502	1.920	Controlador de riegos	95V076	4.338	Analizador lógico de 64 canales			Timbre hablador	970015-1	1.615
Sonda lógica para 125 Mhz	94V503	1.772	Nivel acústico	95V077	3.623	Opción básica de 16 canales:			Luces en movimiento con led	No disponible	
Mensajes subliminales	94V504	1.961	Retención de llamada	95V078	3.343	disco + C4. IC5	960033-C	16.112	<b>E203 ABRIL 1997</b>		
<b>E169 JUNIO 1994</b>			<b>E184 SEPTIEMBRE 1995</b>			IC4 ispLSI1016	966506-1	6.352	Programador de EPROM:		
Transmisor de video	94V601	2.340	Detector de velocidad por radar	95V091A	5.975	IC5 ispLSI1016	966506-2	6.352	- Circuito impreso	970010-1	5.298
Control de alimentación para impresora	94V602	6.210	Autómata controlado por ordenador	95V092	3.159	Disco (MS-DOS)	966010-1	1.617	Generador de señal a.f. alimentado a batería	970003-1	3.364
Convertor ASCII a Morse	94V701	2.215	<b>E185 OCTUBRE 1995</b>			<b>E196 SEPTIEMBRE 1996</b>			Elektor electrónico item tracer 1985-1986 (en disco de 3.5")	966006-1	3.953
<b>E170/174 JULIO-AGOSTO 1994</b>			Acelerómetro para automóvil	95V101A	2.833	Medidor de distorsión armónica					
Casino electrónico	94V705	4.950	Círculo visualización	95V101B	2.603	Círculo impreso	936024-1	1.246			
Generador de 100 kilovoltios	94V703	5.802	Acelerómetro	95V101C	2.118						
Control automático de iluminación	94V704	1.825	Programador PIC 17C42	95V102	7.160						
Analizador eléctrico para automóviles	94V702	1.768	Comprobador electrónico	95V103	2.281						
			Detector de correspondencia para cable multiconductor (transmisor)	95V105A	5.115						

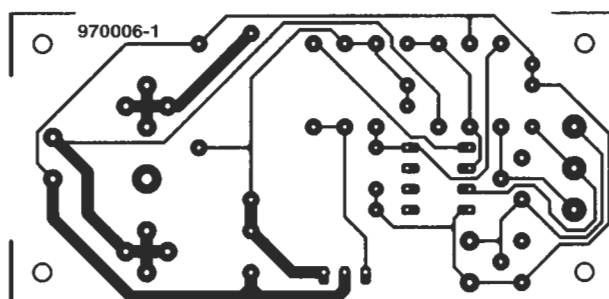




EPS970003-1.- Generador de señal a.f. alimentado a batería.

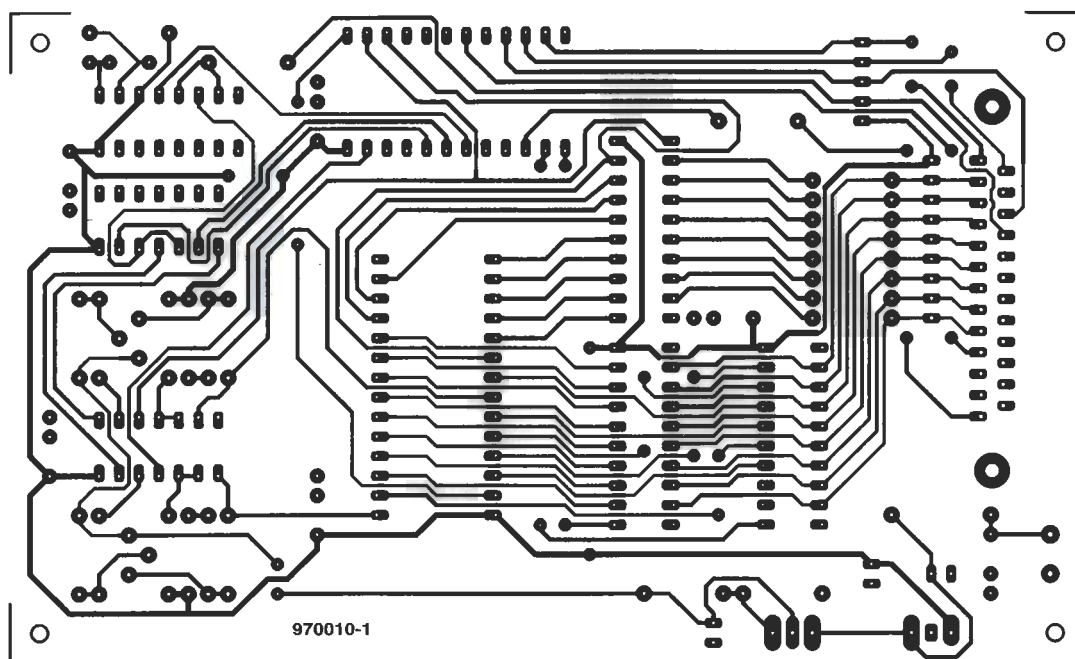


EPS960096-1.- Fusible electrónico de propósito general.



EPS970006-1.- Simulador de batería.





EPS970010-1.- Programador de EPROM.

