

# elektor

N.º 150  
1992

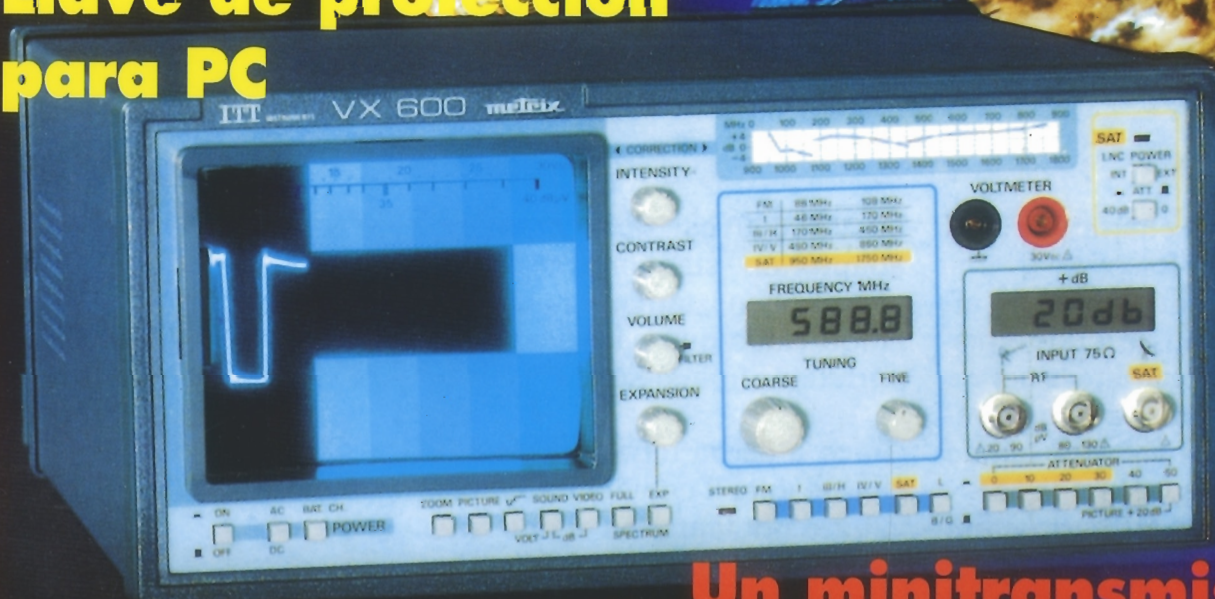
550 Ptas.  
(incl. I.V.A.)

## electrónica: técnica y ocio

**Comprobador de baterías  
de automóvil**

**Sencillo frecuencímetro  
contador**

**Llave de protección  
para PC**



**Un minitransmisor  
de FM**

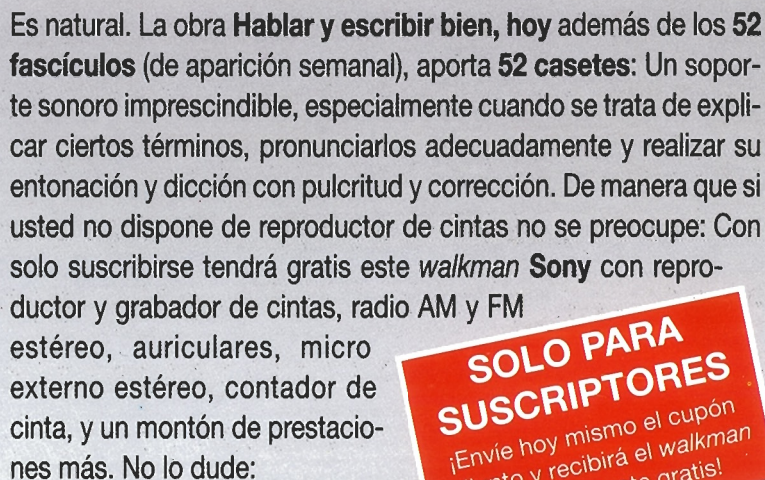
**Aplicaciones del PLL**





# hoy

# Sony.



## ¡Suscríbase!

**SOLO PARA  
SUSCRIPTORES**

**SUSCRIPCIÓN**  
¡Envíe hoy mismo el cupón  
adjunto y recibirá el walkman  
completamente gratis!

Oferta válida únicamente  
para España

PARA CONSULTAS O SUSCRIBIRSE A PARTIR DE OTRO NUMERO, CONTACTE CON NUESTRO DEPARTAMENTO DE SUSCRIPCIONES: TNO (91) 457 94 24 FAX: (91) 458 18 76



## ARTICULOS

<b>El receptor mono-chip definitivo .....</b>	11-14
Simplifiquemos al máximo el diseño de nuestro próximo receptor de radio.	
<b>Aplicaciones del PLL .....</b>	11-22
Funcionamiento y aplicaciones de este interesante dispositivo.	
<b>Un mini-transmisor de FM .....</b>	11-28
Un simple pero eficiente emisor de FM.	
<b>Llave de protección para PC .....</b>	11-32
Evitemos que nuestro PC sea utilizado por personas no autorizadas.	
<b>Construya una emisora de FM estéreo .....</b>	11-38
Para enviar nuestra música favorita al lugar que más nos interese.	
<b>Adaptador de tensión para el coche .....</b>	11-48
Un sencillo dispositivo que obtiene cualquier tensión a partir de los 12 V del automóvil.	
<b>Osciloscopios analógicos .....</b>	11-52
Algunos consejos útiles a la hora de adquirir un osciloscopio.	
<b>Comprobador de baterías de automóvil .....</b>	11-60
Para obtener una estimación del estado de la batería.	
<b>Sencillo frecuencímetro .....</b>	11-68
Un equipo diseñado especialmente para trabajar con circuitos digitales.	

## SECCIONES

Teletipo .....	11-08
Las placas de circuito impreso .....	11-41
Mercado .....	11-73
Libros .....	11-78
Anuncios breves .....	11-80

## En nuestro próximo número:

- Utilización de resistencias negativas
- Array de puertas programables por el usuario
- Decodificador de sonido envolvente
- Monitor de conexión Centronics
- Control de motores paso a paso con un PC



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

**Director:**  
JULIO GOÑI

**Director de Producción:**  
JULIO RODRIGUEZ

**Ayudante de Producción:**  
CRISTINA MELGOSA

**Director Ejecutivo:**  
RUFINO GONZALEZ GONZALEZ

**Publicidad:**  
F&G EDITORES, S.A.  
NURIA CUENCA  
Teléf.: 457 69 23

**Cuerpo de redacción:**  
VIDELEC, S.L.  
Riaño 3, 3º B

**Colaboradores:**  
JOSE M. VILLOCH  
FERNANDO ACERO MARTIN  
LH SERVICIOS INFORMATICOS  
DAVID LOPEZ APARICIO  
ELECTRONICS WORLD  
RADIO ELECTRONICS  
LEONARDO MARTIN ANGULO  
JESUS C. GARCIA PRECIADO  
GUILLERMO SANCHEZ CARRASCO

**Diseño gráfico:**  
J.G. PALMA

**Redacción, Administración y Suscripciones:**  
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR. 2. 1.º-A.  
28016 MADRID. Teléf.: 457 94 24  
Fax: 458 18 76

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

**Distribución España:**  
COEDIS, S. A.  
Ctra. N. II Km. 602,5  
08750 MOLINS DE REI (BARCELONA)

**Distribución en Argentina capital**  
Ayerbe, Interior: DGP

**Distribución en Chile:**  
Alfa Ltda.  
Importador para Chile:  
Iberoamericana de Ediciones, S.A.  
MATUCANA, 525 L-13. Santiago - Centro

**Importador exclusivo Cono Sur:**  
CEDE, S.A.  
(Compañía española de ediciones, S.A.)  
Cerrito 520  
BUENOS AIRES ARGENTINA

**Maquetación y filmación:**  
VIDELEC S.L.  
Riaño, 3, 3º B

**Impresión:**  
Grafipren, S.A.  
C/ Los Naranjos, 3. S. Sebastián de los Reyes (Madrid)  
Depósito legal: GU.3-1980  
ISSN 0211 -397X  
Impreso en España  
PRINTED IN SPAIN

## Estimado lector

**Y**a en el anterior número de la Revista se dedicaron varias páginas a exponer una serie de artículos y temas relacionados con la Radiofrecuencia, intentando ofrecer al lector varios aspectos básicos de esta especialidad. Contando con esta base, hemos decidido incluir en este ejemplar algunos diseños prácticos, sin especial dificultad, que puedan resultar interesantes para muchos de nuestros lectores.

Por otra parte tampoco hemos olvidado otros temas que siempre resultan de interés; en este caso los dedicados al automóvil, así como los referentes a la instrumentación y al PC.

En primer lugar vamos a dar algunas ideas acerca de los kits que hemos aludido en primer lugar; para ello nada mejor que hablar acerca del Mini-transmisor de FM, se trata de un diseño muy sencillo que permite enviar una señal, con el sonido procedente de un pequeño micrófono, a todos los lugares de la casa, pudiéndose captar en cualquier receptor. El segundo emisor que presentamos es de gran calidad, a través del cual podremos transmitir nuestra música favorita incluso en estereofonía. Si pasamos a los receptores, creemos que las posibilidades que nos ofrece el circuito integrado NE 602 son excelentes para construirmos un auténtico receptor mono-chip, tal como exponemos en el correspondiente artículo. Para concluir lo referente a Radio, presentamos un tema que hemos denominado Aplicaciones del PLL, en el que se describen tanto la teoría de este dispositivo electrónico como sus aplicaciones más típicas.

Ya adentrándonos en las aplicaciones referentes al automóvil, ofrecemos al lector dos equipos en forma de kit con diferentes niveles de dificultad. El más simple es el Adaptador de tensión que aprovecha la conexión del encendedor eléctrico para producir diversas tensiones de salida aptas para conectar cualquier aparato portátil que llevemos en el vehículo. El segundo de los montajes, de mayor complejidad, sirve para comprobar el estado de la batería, mediante ciertas mediciones a diversas temperaturas.

En el apartado de instrumentación, presentamos un sencillo frecuencímetro destinado fundamentalmente a trabajar con circuitos digitales.

Por último, mencionaremos el sistema de llave de protección para el PC, que evita el acceso a personas no autorizadas, con el que pueden resolverse no pocos problemas en ordenadores situados en lugares frecuentados por numeroso público.



*Autro Sanchis*

### DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.

Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser utilizados para fines privados o científicos, pero no comerciales. Su utilización no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora. La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación. Si acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificación, traducción y utilización para sus otras ediciones y actividades; pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.

Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

Copyright=1990.F&G EDITORES,S.A.(Madrid,E)

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

### Servicios Elektor para los lectores

#### EPS (Elektor Print Service)

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

#### CONSULTAS TÉCNICAS

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

#### AVISO A NUESTROS LECTORES

El horario de nuestro consultorio telefónico, para aclarar cualquier duda es de 16 a 18 horas todos los lunes. Teléfono 747 62 72.

### LISTA DE PRECIOS DE N.º ATRASADOS

Ejemplar sencillo	550 ptas.
Ejemplar doble	900 ptas.

### SUSCRIPCIONES

España	6.400 ptas.
España certificada	7.900 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

#### Canarias, Ceuta y Melilla

Ejemplar sencillo	520 ptas.
Ejemplar doble	850 ptas.



## circuitos impresos

### E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980

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

### E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980

Amplificador telefónico:		
Circuito captador	*9987-1	800
Circuito principal	*9987-1	850
Golf de bolsillo	*9988	1.000

### E9: FEBRERO 1981

Tarjeta de memoria RAM y EPROM	*80120	6.230
--------------------------------	--------	-------

### E10: MARZO 1981

Top Amp	*80023	500
Top Reamp	*80031	1.200

### E11: ABRIL 1981

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

### E12: MAYO 1981

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

### E13: JUNIO 1981

Sensor escaparaté	*80515-1	1.100
	*80515-2	1.100

### E14/15: JULIO/AGOSTO 1981

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

### E16: SEPTIEMBRE 1981

Digiparad	*79088	500
Gate Dip	*79514	800

### E17: OCTUBRE 1981

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

### E18: NOVIEMBRE 1981

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

### E19: DICIEMBRE 1981

Criptófono	*81142	1.300
Timbre sensorial	*81005	650

### E20: ENERO 1982

Interfono	*80069	1.400
Paristor	*81123	850

### E21: FEBRERO 1982

Medidor de continuidad	*81151	850
Voltímetro + Frecuencímetro	*81156	1.700

### E23: ABRIL 1982

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

### E24: MAYO 1982

Termostato para fotografía	*82069	1.000
8ucle de escucha: circuito emisor	*82039-1	1.300
8ucle de escucha: circuito receptor	*82039-2	1.150
Antena Omega:		
Alimentación	*80076-1	1.300
Amplificador	*80076-2	1.100

### E25: JUNIO 1982

Detector de humedad	*81567	800
---------------------	--------	-----

Programad de procesos: Visualizador	*81101-1	1.500
Programad de procesos: Alimentador	*81101-2	1.400
Tarjeta de RAM dinamica	*82017	4.000

### E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Indicador de pico para altavoces	*81515	750
Generador de números aleatorios	*81523	1.350
8uffers entrada p/analizador lógico	*81577	1.000
Volt-metro digital universal	*81575	1.900
Sirena holofónica	*81525	1.250
Diapasón electrónico	*81541	1.000

### E28: SEPTIEMBRE 1982

Construya su propio DNR	*82080	1.800
Minitarjeta de EPROM	*82093	800
Cronoprocador universal:		
Display - Teclado	*81170-2	1.900

### E29: OCTUBRE 1982

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

### E30: NOVIEMBRE 1982

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

### E31: DICIEMBRE 1982

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

### E32: ENERO 1983

Cronoproc univ C Display/teclado	*811702	1.500
Foto Computer-Interface Te-lad-	*82141-2	1.100
Silbato ultrasónico	*82133	750

### Antenas colectivas:

Placa R F	*82144-1	1.100
Fuente alimentación	*82144-2	1.100

### E33: FEBRERO 1983

Foto Com 2-Temporizador programable	*82142-3	950
Crescendo	*82180	2.260

### E34: MARZO 1983

El nuevo sintetizador de Elektor	*82027	2.200
Cancerbero	*82172	1.100

### E35: ABRIL 1983

Módulo combinado VCF/VCA	*82031	1.800
--------------------------	--------	-------

### E36: MAYO 1983

Mód LFO/NOISE/doble ADSR		
Doble ADSR	*82032	1.800
Mód LFO/NOISE/doble		
ADSR LFO/NOISE	*82033	1.700

### Preludio:

Alimentación	*83022-8	1.830
Amplificador para cascos	*83022-7	1.550

### E37: JUNIO 1983

Curtis/Alimentación	*82078	2.050
Regulador para faros	*83028	750

### Preludio:

Amplificador lineal	*83022-6	2.500
Protector de fusibles	*83010	750

### Nuevo sintetizador:

Alimentación	*82078	2.500
Regulador para faros	*83028	1.000

### E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Generador de efectos sonoros	*82543	1.150
Flash-esclavo	*82549	575
Juegos TV en EPROM 8us	*82558-1	1.300
Juegos TV en EPROM Tarjeta		
EPROM	*82558-2	700
Super fuente de 5V	*82570	800

### E40: SEPTIEMBRE 1983

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

### E41: OCTUBRE 1983

Semáforo:		
Emisor	*83069-1	1.400
Receptor	*83069-2	1.350
Reloj programable Carátula	*83041-F	4.500

Preamplificador MC/MM:		
Placa MC	*83022-2	2.300

### E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio	*83022-4	1.900
------------	----------	-------

### Teclado digital polifónico:

Tarjeta de entrada	*82107	2.300
Desplazador de sintonía	*82108	1.500
Supresor rebotes	*82106	1.200
Vatímetro	*83052	1.300

### E43: DICIEMBRE 1983

Carátula adhesiva	*83051-F	1.820
Iluminación tren eléctrico	*82157	1.700
Personal FM	*83087	800
Iluminación para tren eléctrico	*82157	1.900

### Maestro:

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

### E44: ENERO 1984

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

### E45: FEBRERO 1984

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

### E46: MARZO 1984

Pseudo estéreo	*83114	950
Fonóforo a flash	*83104	950

### E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico unid.salida	*82111	2.650
Sintetizador polifónico convert. D/A	*82112	1.300

### E48: MAYO 1984

Crono-Master:		
Circuito de medida	*84005-1	1.700
Visualización	*84005-2	1.650

### Audioscopio espectral:

Filtros	*83071-1	1.600
Control	*83071-2	1.500
Receptor para banda marítima	*830242	2.135

### E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo	*83120-1	1.900
Oscilador y control	*83120-2	1.300

### Veleta electrónica:

Capacimetro:		
Tarjeta de medida	*84012-1	1.960
Tarjeta de memoria universal	*83014	3.800

### E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Señalizaciones inter. en carretera	*83503	895
Amplificador PDM para automóvil	*83584	1.200
Termómetro p/disparadores de calor	*83410	1.335
Preludio Búffer	*83562	1.100
Indicador térmico para radiadores	*83563	770

### Fuente de luz constante:

Fuente de luz constante	*83553	1.050
Convertidor D/A sin pretensiones	*83558	915

### Generador de miras 8/N con integro:

Generador de miras 8/N con integro	*83551	750
------------------------------------	--------	-----

### E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaborinto:		
Placa principal	*84023-1	1.850
Placa de control	*84023-2	1.630

### E53: OCTUBRE 1984

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

### E54: NOVIEMBRE 1984

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

### Placa de base:

Placa de base	*84024-4	8.500
---------------	----------	-------

### E55: DICIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Carátula adhesiva frontal	*84024-F	2.760
Supervisualizador de video	*84024-6	2.825

### Analizador tiempo real:

Generador ruido rosa	*84024-5	2.000
----------------------	----------	-------

### E56: ENERO 1985

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

### E57: FEBRERO 1985

Sonda balimétrica:		
Placa principal	*84062	2.305

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



Convertidor RS 232 - Centro N/Cs.....*	84078	3.500
<b>E58 MARZO 1985</b>		
Preamplificador dinámico.....*	84089	1.080
Tacómetro digital.....	84079-1	1.265
Tacómetro digital.....	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas.....*	84095	2.410
<b>E59 ABRIL 1985</b>		
Falsa alarma.....*	84088	1.150
Generador de funciones:		
Adaptador SCART.....*	84072	1.350
Controlador de mini-car.....*	84130	1.520
Harpagón Versión 1.....*	84073	960
Harpagón, Versión 2.....*	84083	890
Mini-impresora.....*	84106	2.775
<b>E60 MAYO 1985</b>		
Filtro activo.....	84071	2.235
Fláshmetro.....	84081	1.620
Ternoregulador para soldador.....*	84112	1.090
Frecuencímetro a µP:		
Circuito principal.....*	85013	4.800
Visualizador.....*	85014	1.975
Oscilador.....*	85015	925
Panel frontal.....*	84097 F	4.400
Limpiador impulsos casete p/ZX-81.....*	84075	1.680
<b>E61 JUNIO 1985</b>		
Autodim.....*	84096	1.100
Alimentación alterna.....*	84035	1.180
Etapa de entrada a 1,2 GHz.....*	85006	1.900
Amplificador híbrido de 30W.....*	85001	1.450
Fundido diapositiva UP/CP.....*	84115-1	4.230
Fundido diapositiva UP/placa potenc.....*	84115-2	2.600
Selector de Eprons.....*	85007	1.600
<b>E62/63 JULIO/AGOSTO 1985</b>		
Protector de alimentación.....	84408	920
Frecuencímetro.....	84462	2.055
Alimentación para microordenador.....	84477	2.230
Alarma para frigorífico.....*	84437	1.050
Convertidor VHF/AIR.....*	84438	1.470
Analizador línea RS-232.....*	84452	1.370
Timbre musical.....*	84457	1.135
<b>E64: SEPTIEMBRE 1985</b>		
Modulador UHF.....*	85470-2	2.450
Modulador UHF.....*	84029	1.340
Interface casete p/C-64 y VIC 20.....*	85010	1.125
Contador Universal.....*	85019	1.260
Telefase.....*	84100	950
<b>E65 OCTUBRE 1985</b>		
Metronomo electrónico:		
Placa Principal.....*	83107-1	1.355
Alimentación.....*	83107-2	765
Interruptor crepuscular.....*	85021	1.050
Radio solar.....*	85042	1.120
Medidor RLC.....*	84102	3.125
<b>E66: NOVIEMBRE 1985</b>		
Medidor RLC.....*	84102	2.825
Temporizador Universal.....*	84107	1.150
Plóter gráfico X-Y.....*	85020	5.350
Cuentarrevoluciones.....*	85043	2.645
Detector de infrarrojos.....*	85064	3.120
<b>E67: DICIEMBRE 1985</b>		
Subsonikator.....*	84109	1.185
Pseudo 2732.....*	85065	1.050
Indicador mantenimiento p/coche.....*	85072	3.300
<b>E68 ENERO 1986</b>		
Modulador UHF/VHF.....*	85002	835
Preamplificador microfónico.....*	85009	1.020
Modulador de bujías.....*	85053	1.160
<b>E69: FEBRERO 1986</b>		
Automonitor.....*	85054	1.640
Lesley.....*	85099	2.130
Generador de salvas.....*	85057	1.000
<b>E70: MARZO 1986</b>		
Relé de estado sólido.....*	85081	805
Generador de frecuencias patrón.....*	85092	1.495
Anemómetro portátil.....*	85093	3.635
Vobulador de audio/p frontal.....*	85103-F	1.760
<b>E71: ABRIL 1986</b>		
Iluminador, C. Principal.....*	85097-1	2.295
Iluminador control lámpara.....*	85097-2	2.375
Central alarma interface.....*	85089-2	950
<b>E72 MAYO 1986</b>		
Interface E/S de 8 bits.....*	85079	1.550
Flipper, circuito principal.....*	85090-1	2.425
Flipper, visualizador.....*	85090-2	1.740

Iluminador Alim y Filtros.....*	85097-3	1.720
<b>E73 JUNIO 1986</b>		
Tarjeta gráfica alta resolución.....*	85080 1	5.710
Filtro activo para DX.....*	86001	4.515
Interface RS 232 C.....*	85073	2.300
<b>E74/75 JULIO/AGOSTO 1986</b>		
Medidor de audio.....*	85423	1.335
Amplif. HI-FI para auriculares.....*	85431	1.140
Cargador pequeñas baterías.....*	85446	1.030
Sonda lógica para µP.....*	85447	935
Pream. microf. con silenciador:		
Versión simétrica.....*	854501	790
Versión asimétrica.....*	85450-2	1.100
Mezclador de audio.....*	85463	4.430
Trazador 8502.....*	85466	1.070
Vómeto para discoteca/CP.....*	85470-1	1.225
Vómeto para disc/Visualizador.....*	85493	1.375
Monitor maquetas trenes.....*	85493	1.375
Barrera infra-roja.....*	85449	1.420
<b>E76: SEPTIEMBRE 1986</b>		
Tarjeta color alta resolución.....*	85080-2	4.100
Jumbo, reloj gigante.....*	85100	4.400
Circuito protección altavoces.....*	85120	3.790
<b>E77: OCTUBRE 1986</b>		
Megafono.....*	86004	1.150
Altavoz satélite.....*	86016	1.085
Alimentación doble/PF.....*	86018-F	1.605
Alimentación doble:		
Pre regulador.....*	86018-2	1.127
<b>E78: NOVIEMBRE 1986</b>		
Mezclador portátil/alimentación.....*	86012-4	2.240
Interface C64/C128.....*	86035	1.320
Mezclador portátil:		
Frontal MIC line.....*	86012-1F	1.200
Módulo Estéreo.....*	86012-2B	1.900
Frontal módulo estéreo.....*	86012-2F	1.300
Frontal Alimentación.....*	86012-4F	2.300
<b>397: DICIEMBRE 1986</b>		
Amplificador para autorradio.....*	85102	1.530
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>		
Circuito de reverberación.....*	8701 5-E	480
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
RAM extra de 16K (junto con la EPS 86454).....*	86452	685
Convertidor RMS ca/cc.....*	86462	635
<b>E88: SEPTIEMBRE 1987</b>		
Generador ruido VHF/UHF.....*	86081	565
Capacimetro de bolsillo.....*	86042	1.375
Estudio de audio portátil.....*	86047	7.860
<b>E89: OCTUBRE 1987</b>		
Módulo de memorización para os- ciloscopio.....*	86135	1.787
Ecuilizador para guitarra.....*	86051	1.980
Vómeto estéreo.....*	87022	600
<b>E90: NOVIEMBRE 1987</b>		
Gerador senoidal digitalizado/CP.....*	87001	2.805
Gerador senoidal digitalizado/PF.....*	87001-F	2.040
Preamplificador de válvulas:		
<b>E91: DICIEMBRE 1987</b>		
Distribuidor MIDI.....*	87012	2.770
ARGUS, mini detector de metales.....*	86069	1.225
Preamplificador a válvulas:		

Alimentación control da reles.....*	87006-2	3.800
Telemando:		
Emisor.....*	86115-1	1.200
Receptor.....*	86115-2	1.350
<b>E92 ENERO 1988</b>		
16K RAM CMOS para C64.....*	87082	1.090
Filtros de Linkwitz.....*	84071	2.300
<b>E93 FEBRERO 1988</b>		
Telecanguro.....*	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits.....*	87160	2.420
<b>E94: MARZO 1988</b>		
Interface para facsimil.....*	87038	2.715
Bifase, efectos sonoros.....*	87026	3.785
<b>E95: ABRIL 1988</b>		
Receptor para BLU en 20 y 80 m.....*	87051	3.920
<b>E96: MAYO 1988</b>		
Autobomba.....*	86085	2.676
Polímetro digital auto-rango.....*	87099	1.755
<b>E97 JUNIO</b>		
Bus de expansión para MSX.....*	86003	6.795
Cargador baterías alimant. 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.....*	87411	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/línea BF.....*	87197	2.780
<b>E102: NOVIEMBRE 1988</b>		
Generador de sonidos estéreo para µP:		
µP.....*	87142	1.930
Generador de sonidos estéreo para µP.....*	87142	2.122
<b>E104: ENERO 1989</b>		
«Link» el preamplificador.....*	880132-1	1.890
«Link» el preamplificador.....*	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores.....*	880039	5.875
Antena activa para O.C.....*	880043-1	2.000
.....*	880043-2	1.750
<b>E 105: FEBRERO 1989</b>		
Receptor FM estéreo en CMS.....*	87023	870
<b>E106: MARZO 1989</b>		
Fuente gobernada por µC (placa de procesador).....*	880016-1	6.050
Fuente gobernada por µC (placa de regulación).....*	880016-2	3.940
Fuente gobernada por µC (placa de visualización).....*	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/µC (panel fron- tel).....*	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 adapta- ción).....*	880016-4	210
<b>E108: MAYO 1989</b>		
LFA-150, amplificador de tensión.....*	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador de corriente.....*	880092-2	2.095
Sintetizador radio controlado p/µP.....*	880120-2/3	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 µP.....*	884013	2.865
Comprobador de transistores.....*	884015	1.245
Amplificador BF 1 50W 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 fluorescenes.....*	880085	2.304

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



# EPS

Medidor ultrasónico de distancias.....880144	1.881
EPROM para juego opcional de caracteres (Controlador para pantallas LCD de alta resolución).....560 (2764)	

## E114: NOVIEMBRE 1989

Adaptador bi-rail (Tren digital -2).....87291-3	1.250
DMSor de señal para receptores de TV via satélite.....880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI (Placa principal).....880178-1	2.478
Q4:unidad de control MIDI (Display/teclado).....8801782	1.821
Controlador pantallas LCD alta resolución.....*880074	4.752

## E115: DICIEMBRE 1989

Regulador de velocidad para reproductores de CD.....880165	3.196
------------------------------------------------------------	-------

## E117: FEBRERO 1990

Telemando via red/emisor.....TE049A	1.648
Telemando via red/receptor.....TE049B	1.705
Temporizador fotográfico.....TE057/85	858

## E118: MARZO 1990

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

## E119: ABRIL 1990

Convertidor estético de tensión.....TDE030/85	1.122
Fuente de alimentación universal.....TDE 031/85	659
Termómetro para polímetro TOE.....018/85	1.510

## E120: MAYO 1990

Generador de campo acústico.....90V045	3.097
Frecuencímetro (doble cara).....90V044	3.339
Conmutador RS232.....90V041	3.516

## E121: JUNIO 1990

Medidor de ionización.....90V051	1.488
Silenciador de audio.....90V054	1.568
Comprobador VCR.....90V043	1.328
Analizador E/S:	
Tarjeta de doble cara.....*90V052	6.050

## E122/123: JULIO/AGOSTO 1990

Analizador E/S:	
Circuito principal.....*90V053	5.600
Fuente alimentación universal de laboratorio:	
2 placas.....*90V061	5.300
Detector MORSE RTTY:	
Placa grande.....*90V063	10.450
Placa pequeña.....*90V064	2.400
Limitador de volumen.....*90V062	2.910

## E124: SEPTIEMBRE 1990

Generador de impulsos:	
Conmutador Dip.....90V081	950
Conmutadores Rotativos.....90V082	1.275
Preamp para G Eléctrico:	
Terjeta principal.....90V083/3	4.250
Etapas reverberación.....90V083/2	3.700
Placa conmutadores.....90V083/1	2.068

## E126: NOVIEMBRE 1990

Disco estado sólido para PC.....EPS90V091	12.870
-------------------------------------------	--------

## E127: DICIEMBRE 1990

Indicadores digitales para el automóvil:	
Medidor combustible (doble cara).....90V103	2.025
Indicador dos dígitos (doble cara).....90V102	2.025
Medidor de vacío.....90V104	950
Medidor tensión, temperatura V aceite.....90V105	950
Indicador 3 dígitos (doble cara).....90V101 Incl. en rev	

## Frecuencímetro digital con Z-80:

Placa principal (doble cara).....90V117	6.500
Amplificador (doble cara).....90V116	2.500
Prescaler (doble cara).....90V115	1.800
Display.....90V118	3.525
Manómetro digital:	
Manómetros.....90V119	1.450
Laser de bolsillo.....90V120	1.600
Indicador 3 dígitos doble cara.....90V101	2.025

## E129: FEBRERO 1991

Tarjeta de Memoria para Laser-Jet.....90V125	3.773
Laser de bolsillo.....90V120	6.850
Conmutador de video y audio.....90V123-1	915

## E130: MARZO 1991

Secrófono de bajo coste.....91V01	1.979
Transmisión de audio por la red Receptor AM.....91V013	1.120
Transmisión de audio por la red Receptor FM.....91V014	1.120
Receptor de onda corta 91V015 1.050	
Amplificador de audio HI-FI Fuente 12V.....91V017	1.848
Amplificador de audio HI-FI Amplificador audio.....91V018	1.848

## E131: ABRIL 1991

Amplificador de audio (Fuente AC).....91V016	1.850
Monitor de la red eléctrica.....91V012	1.525
Fuente Universal.....91V024	825
Medidor de radiación.....91V021-1	2.560

## E132: MAYO 1991

Repetidor control remoto.....91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor).....91V023-	1.900
Sistema de altavoces sin cable (receptor).....91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito principal (doble cara).....91V022-1-2	2.420

## E133: JUNIO 1991

Simulador Subwoofer.....91V042	2.920
Pestaurador de las señales de video.....91V041	4.745
Generador de barrido de audio.....91V043	4.411

## E134 135: JULIO-AGOSTO 1991

Selector automático de resistencias.....91V054	1.707
Fuente solar (convertidor).....91V53/2	1.005
Fuente solar (regulador).....91V053/3	860
Fuente solar de alimentación (oscilador).....91V053/1	1.615
Generador de barrido de audio (fuente de alimentación).....91V051	2.277
Reloj binario (doble cara).....91V052	4.255

## E136: SEPTIEMBRE 1991

Comprobador de memorias.....1V063	2.697
Sistema de bloqueo de llamadas telefónicas.....91V061	4.885
Generador sónico de alta intensidad.....91V062	987

## E137: OCTUBRE 1991

Editor de video doméstico.....91V081	3.884
Convertidor de banca OL/OM.....91V082	1.750
Brújula electrónica.....91V083	1.352
Equipo de pruebas basado en PC.....91V084	3.950

## E138: NOVIEMBRE 1991

Oscilador estándar de 10MHz.....91V091	955
Repetidor doméstico de FM estéreo.....91V092	1.050
Amplificador de audio L/OM estéreo de 20 W.....91V093	1.175

## E139: DICIEMBRE 1991

Medidor de campos magnéticos.....91V1091	2.750
------------------------------------------	-------

Terminal/monitor RS-232.....91V1092	2.618
Protector de altavoces.....91V1093	1.243
Protector de altavoces.....91V1094	1.124
Control de velocidad para trenes miniatura.....91V1095	1.462

## E140 ENERO 1992

Codificador de llamadas para radioaficionado (codificador).....92V01	1.390
Codificador de llamadas para radioaficionado (decodificador).....92V02	3.063
Mezclador de efectos vocales.....92V03	2.740
Analizador de averías para hornos microondas (circuito principal).....92V04	3.762
Analizador de averías para hornos microondas (circuito display).....92V05	2.635

## E141 FEBRERO 1992

Analizador lógico profesional de bajo coste (doble cara).....92V104	5.731
Multiplicador de canales para osciloscopio.....92V103	2.195
Convertidor OC/OM.....92V102	2.020
Sintetizador digital senoidal (doble cara).....92V101	3.660

## E142 MARZO 1992

Analizador de distorsión armónica.....92V105	5.060
Fusible electrónico.....92V106	2.387
Música en espera para teléfono doble cara.....92V107	3.050

## E143 ABRIL 1992

Controlador de descarga de baterías.....92V108	4.190
Alarma para local.....92V109	2.140
Osciloscopio con monitor de video.....92V110	1.512

## E144 MAYO 1992

Interruptor de red programable (Base de tiempo).....92V201A	1.575
Interruptor de red programable (Contador decodificador).....92V201B	2.075
Interruptor de red programable (Alimentación).....92V201C	937
Hyper Clock.....92V202	11.575

## E145 JUNIO 1992

Interface MIDI para PC.....92V302	4.050
Amplificador de potencia para autorruido.....92V301	9.460

## E146/147 JULIO/AGOSTO 1992

Sistema de desarrollo para microprocesador placa principal (doble cara).....92V601A	5.768
Sistema de desarrollo para microprocesador display y teclado (doble cara).....92V601B	4.718
Sistema de desarrollo para microprocesador tarjeta eprom (doble cara).....92V601C	1.852
Altímetro digital (parte analógica).....92V602A	2.276
Altímetro digital (parte digital).....92V602B	2.276
Controlador de luz MIDI (doble cara).....92V604	4.763
Control de velocidad para trenes (Tarjeta principal).....92V603A	2.297
Controlador de velocidad para trenes (Alimentación).....92V603B	2.297

## E148 SEPTIEMBRE 1992

Pedal para guitarra electrónica (Doble cara).....92V802	3.210
Fuente conmutada para laboratorio.....92V801	2.909
Controlador para luces de automóvil.....92V805	2.261
Comprobador de cables.....92V803	3.210
Termoestado electrónico.....92V804	1.935
Relé de estado sólido.....92V806	840
Protector de altavoces.....92V805	3.442

## E149 OCTUBRE 1992

Luz trasera para bicicleta.....92V901	687
Transmisor de audio por ultrasonidos (transmisor).....92V902	2.216
Transmisor de audio por ultrasonidos (Receptor).....92V903	2.216
Controlador de luz midi (Doble cara).....92V604	8.075

## Este mes...

Elektor núm. 150. Noviembre 1992

	Referencia	P.V.P
Comprobador de baterías de automóvil.....	EPS92V1001	2.975
Sencllo frecuencímetro digital.....	EPS92V1002	2.154
Llave de protección para el PC (Doble Cara).....	EPS92V1003	3.658
El mini-transmisor de FM.....	EPS92V1004	1.418

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



## CENTRAL POINT lanza un antivirus para WINDOWS 3.1

Central Point Software, anuncia el lanzamiento de su Antivirus para Windows, la versión más avanzada de su popular programa Antivirus DOS. Esta última versión proporciona la máxima protección contra virus y detecta y elimina los más de 1.000 virus que existen, entre los que se encuentran: "Michelangelo", "Jerusalén", "Stoned" y "Ameba maltesa". Además, suministra una protección continua contra virus tanto conocidos como desconocidos. Ofreciendo además: escaneo periódico, la fecha automática y opciones de limpieza y eliminación de los archivos infectados. Con este nuevo producto para Windows, se facilita la implantación de una protección antivirus para cualquier empresa en toda su organización. Además, debido a sus características especiales de escaneo periódico y fecha automática, Central Point hace más clara y sencilla la utilización de sus programas para el personal no técnico de la compañía. Sus características de instalación y el soporte de su red convierten al Antivirus para Windows 3.1 en el más indicado para grandes corporaciones.

Una de las principales ventajas que ofrece la última versión del Antivirus, es que no sólo protege los programas contra los virus conocidos, sino que, gracias a su tecnología especial "de bajo nivel", detecta e identifica virus desconocidos, que representan un gran peligro ya que aparecen de forma repentina y modifican y alteran archivos y ficheros.

### Opciones de escaneo

Entre las características de esta nueva versión para Windows se incluye la de un escaneo periódico, capacidad que permite a los usuarios programar el Antivirus para

Windows 3.1 de forma que realice escaneos en todo el sistema en intervalos periódicos y regulares. Se asegura así, un alto grado de fiabilidad en la detección, protección y prevención de virus, incluso antes de que aparezcan.

Por otra parte, en esta misma versión del Antivirus también está disponible el escaneo de background. Esta opción permite a los usuarios minimizar el programa en pantalla. Se consigue así, que mientras el antivirus realiza su escaneo, el usuario pueda trabajar en otros programas, indicando al terminar, los resultados de la inspección en una pantalla. Además de limpiar los archivos infectados, la nueva versión de Antivirus de Central Point Software incluye la opción de suprimir los archivos infectados, asegurando una protección total para cualquier infección posterior. Además, esta capacidad para borrar archivos incrementa la seguridad del sistema. Cuando se elige esta opción, el Antivirus de Central Point para Windows borra el archivo y sobrescribe el área infectada con ceros, evitando que alguna parte infectada no quede sin borrar.

El antivirus de Central Point para Windows tiene un precio de venta al público de 18.990 pesetas + IVA y corre sobre ordenadores IBM AT, PS/2 y 100% compatible, con sistemas operativos DOS 3.1 o superior, Windows 3.0 o superior, ratones Logitech/Dexxa versión 3.4x o superiores.

Central Point Software, Inc., con sede central en Beaverton (EEUU), es una empresa líder en el desarrollo de utilidades de software, y ofrece una amplia línea de productos de utilidades tanto para entorno DOS, Windows y Macintosh. Desde que se fundó en 1981, la compañía ha consolidado su posición en el mercado, con más de un millón de copias de sus herramientas de PC Tools Deluxe en el mercado. Sus productos están disponibles en inglés, francés, alemán, italiano

y español y son vendidos en más de 25 países.

## Accesorios de video para APPLE MACINTOSH

Ventamatic anuncia la disponibilidad en España de las tarjetas digitalizadoras ComputerEyes de Digital Vision y el Convertidor PAL TV Encoder de Computer Video, todo ello para ordenadores Apple Macintosh.

ComputerEyes B/W es un digitalizador de imágenes de 256 niveles de gris con una resolución de 640 x 480 pixel conectable a cualquier modelo de Apple a través del conector de módem o impresora. La imagen se digitaliza en un tiempo de 6 a 24 segundos. Incluye calibrado automático y manual de brillo y contraste.

ComputerEyes Color es un digitalizador de imágenes en color en formato de tarjeta NuBus. Dispone de entradas de video compuesto y S-Video. Ofrece una resolución de hasta 640 x 480 pixels con hasta 16.7 millones de colores. El tiempo de digitalización es de 6 segundos e incluye la posibilidad de pre-visualizar en tiempo real la imagen a digitalizar y ajustar el color y el contraste.

Ambos modelos permiten almacenar los ficheros de imagen en los formatos más populares como TIFF, MacPaint, PICT, etc. así como en los formatos compatibles con la mayoría de programas de autoedición y diseño gráfico.

TV Encoder es un adaptador de video muy asequible que convierte la salida de video RGB de un Mac II a video compuesto PAL, lo cual permite grabar la imagen del Mac en video, conectar el Mac a un proyector de video o televisor, etc. Todo ello convierte a TV Encoder en un accesorio ideal para preparar presentaciones, story boards, videos educativos, etc.

Para cualquier información adicional contactar con: Venta-

matic- c/ Córcega 89 entlo. - 08029 Barcelona - Tel.: (93) 430 97 90 - Fax: (93) 321 31 73.

## Tendencias en los Sistemas de CAD para PC

Existen tendencias claras y evidentes en la industria del CAD para PC. La mayor de ellas es una reducción de precio por sistema relacionada con las reducciones agresivas del precio del hardware que se están produciendo desde hace uno o dos años. Estas reducciones han sido especialmente drásticas en el mercado del PC de gama alta que son exactamente los sistemas utilizados por los usuarios de CAD. Los sistemas de gama alta basados en los i386+i387 e i486 de Intel resultan ser claramente las plataformas de CAD para PC utilizadas actualmente. Asimismo existen otros factores hardware relevantes.

El CAD emplea típicamente mucha memoria RAM, no sólo para el propio programa de CAD, sino también para la representación en memoria del propio dibujo de CAD ya que se necesita una re-visualización rápida que no puede realizarse si los datos residen en el disco duro.

Otro factor importante que juega un papel en el trabajo de CAD son las prestaciones del sistema de gráficos. Las tarjetas gráficas de alto precio que utilizan coprocesadores dedicados y soportan monitores amplios de alta resolución eran "el nombre del juego". Se necesitaban lectores de software especiales para poner en interfaz el programa de CAD y la tarjeta gráfica de manera a asegurar que los datos enviados al coprocesador tenían el formato correcto denominado lista de visualización. Recientemente, las prestaciones gráficas han adquirido importancia para el número creciente de usuarios que utilizan Windows™. Este entorno de

usuario gráfico también requiere prestaciones gráficas más rápidas pero se ha apoyado en un buffer de estructura más barato y rápido así como en tarjetas gráficas aceleradas. Un mercado más amplio, una tecnología más avanzada y costes de producción más bajos de estas tarjetas han ayudado a la reducción del precio y a la mejora de las prestaciones hasta el punto que unatarjeta video acelerada puede superar las prestaciones de una tarjeta basada en un coprocesador que es 2-5 veces más cara. La tendencia actual que consiste en conectar estas tarjetas aceleradas y chips al bus video local-que funciona a la misma velocidad que la CPU- no hace más que mejorar sus prestaciones.

El tamaño de los monitores se ha incrementado junto con una resolución más alta, visualizaciones no entrelazadas y mejores prestaciones de frecuencia de escáner horizontal y vertical. El precio de los monitores de gran tamaño (19 y 21 pulgadas o incluso superior) es todavía considerable. Hay una tendencia en utilizar cada vez más el tamaño de 17 pulgadas en casos de uso fortuito de CAD y para Windows™.

Los ficheros de dibujos de CAD son normalmente mucho más grandes que la media de los ficheros de documentos de tratamiento de texto u hojas de cálculo. Los drives de discos duros han aumentado de capacidad y sus precios han bajado. Los tiempos de acceso, la tecnología de controlador de disco IDE y SCSI también han mejorado el tiempo de transferencia de datos a la CPU de 32 bits exigentes en datos. En cualquier organización donde se distribuyen los datos, se necesita una red y Ethernet es una red de CAD típica con NFS que permite a los usuarios compartir ficheros.

Finalmente, las capacidades del software de CAD han experimentado un desarrollo continuo. Los programas de gama alta como AutoCAD™ Y MICROSTATION PC™ son sistemas

completos totalmente funcionales que proporcionan capacidades impresionantes, aunque a un precio relativamente alto. Cada nueva versión de los paquetes añaden nuevas funcionalidades y explotan toda la potencia que puedan ofrecer los PCs más recientes.

Se tiende a ver PCs más potentes, más baratos con aptitud para el CAD; lo que permite a más gente tener acceso a datos de CAD ofreciendo niveles más altos de integración; por ejemplo, los usuarios pueden colocar una copia de un dibujo de CAD dentro de un documento de tratamiento de texto como ilustración.

Estos PCs pueden ser equipados de una potente CPU de 32 bits con Coprocesador matemático integral (i486), 16 MB de memoria principal, una unidad de disco duro de 200+Mb, una tarjeta gráfica acelerada, un adaptador de red Ethernet y un monitor de alta resolución de 17 pulgadas o superior. Otra tendencia adoptada en la industria del PC en general, por fabricantes de CAD como Intergraph, es la de pre-cargado y pre-configurado, el usuario o director del sistema se ve liberado de:

- o El cargamento engorroso de floppies;

El tamaño del Software de sistema así como del Software de aplicación está creciendo continuamente. Cargar el software en un sistema de CAD significa leer 30 o más floppies, uno tras otro.

- o La instalación de tarjetas de red;

Conectar tarjetas en los emplazamientos del PC es relativamente sencillo. Los problemas se presentan cuando se trata de determinar el jumper correcto; ¿la documentación proporcionada con la tarjeta corresponde al estatuto del hardware? ¿La instalación depende de otras instalaciones en el sistema?

- o La inserción de memoria adicional;

Las aplicaciones de cad requieren memorias amplias y rápidas. Cuando la configura-

ción inicial no contiene memoria suficiente, entonces se tiene que instalar más memoria.

- o La configuración del sistema;

Se tiene que atribuir memoria a Windows o programas de aplicación como MicroStation PC™. Parte de la memoria tiene que ser reservada para ficheros de dibujo de manera que puedan ser actualizados a gran velocidad, en RAM.

- o La adaptación de las unidades de dispositivos a las versiones hardware y software;

Combinar componentes y software procedentes de fuentes diversas es a menudo complicado y la documentación no cubre las combinaciones que uno está realmente realizando.

- o y muchas o tras tareas.

La compañía que acaba de anunciar un producto que satis-

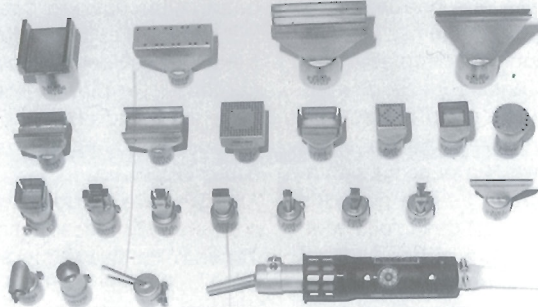
face las necesidades más arriba detalladas es Intergraph, el famoso proveedor de sistemas de CAD que vende tradicionalmente sus productos de aplicación en potentes estaciones de trabajo Unix. Hace muchos años que Intergraph comercializó el primer programa de CAD MicroStation PC™. Intergraph ahora ha realizado que la experiencia adquirida de su filosofía "solución Total" consistente en integrar soluciones completas para sus clientes, la coloca en una posición idónea para ofrecer un paquete de CAD completo para PCs.

El PC Intergraph, recientemente anunciado, es un sistema de CAD para PC basado en el microprocesador i486 como se he ser un sistema pre-cargado y pre-configurado con DOS,

**LEISTER**

## Desestañar y estañar sin contacto

Y en segundos, componentes -SMD, DIP y piezas de Pin-Grid así como conectores de enchufes con el aparato de aire caliente Leister-Labor «S». Regulación electrónica de la temperatura y del caudal de aire, seguro ESD. Hay más de 400 toberas especiales a su disposición.



**Solicite un proyecto SP 63 gratis y la relación de proveedores de su zona.**

Quero Hermanos S.A., Cavanillas, 1 - 28007 Madrid  
Tel. 551 88 05 - Telefax 433 36 18 - Telex 23758



Windows™ y aplicaciones de uso inmediato para los usuarios de CAD para PC. Ofertas similares han demostrado ya su atractivo y beneficios en otros segundos de la industria del PC, ahora ha llegado la hora de que el segmento del CAD para PC se aproveche de estos beneficios.

## TEXAS INSTRUMENTS anuncia su herramienta para sistemas TANDEM MONSTOP

Los usuarios de Tandem disponen ya de una nueva herramienta IEF (Information Engineering Facility) de JMA con la que se reduce sustancialmente el tiempo de desarrollo del software y se consigue un arranque rápido. Es el nuevo producto de CASE Integrado de JMA y Tandem, disponible para los sistemas Tandem NonStop. A partir de ahora, los usuarios de IEF podrán crear aplicaciones de proceso de transacciones de forma online (OLTP), aprovechando todas las ventajas de los sistemas NonStop; entre las que destacan la tolerancia de fallos, la integridad de la información, y la ampliación lineal.

El producto IEF, comercializado en España por JMA, filial de Texas Instruments, es compatible con los sistemas de un entorno Tandem y está disponible para las plataformas HP, Sequent, Digital e IBM, además de Tandem. La principal ventaja que ofrece es que posibilita un entorno de desarrollo total integrado que cubre todo el ciclo de vida del producto.

IEF para Tandem, soporta la estrategia de la constructora, de proveer desarrollo abierto de aplicaciones para OLTP usando herramientas líderes en la industria. Tan solo con apretar un botón, los clientes pueden generar códigos para los sistemas Tandem usando el mismo entorno de desarrollo IEF, que

ya han utilizado antes para sistemas basados en IBM MVS OS/2 EE. Estas circunstancias no solo acelerarán el desarrollo, sino que además permitirán una mayor flexibilidad a los clientes para aplicaciones en el entorno del sistema donde mejor se desarrollan.

Por otra parte, el soporte ofrecido por IEF a los Sistemas Tandem NonStop permite a los usuarios utilizar unas aplicaciones IEF con tolerancia de fallos, entorno procesado de altas transacciones escalables. Asimismo, la relación de socios entre JMA y Tandem demuestra el compromiso de una estrategia dirigida hacia una multiplataforma, que permita a los clientes elegir las aplicaciones del entorno más apropiadas a sus requisitos.

La herramienta IEF consiste en diferentes componentes integrados que proporcionan un poderoso entorno desarrollador de aplicaciones con una excelente relación coste/efectividad. IEF permite desarrollar las tareas de planificación, análisis, diseño, construcción y test, que tienen lugar en las estaciones de trabajo, y reduce por lo tanto, el trabajo de los ordenadores centrales. Las aplicaciones pueden generarse para instalarse en una variedad de sistemas destino.

Las aplicaciones IEF para el entorno Tandem, se podrán desarrollar usando cualquier PC compatible IBM bajo OS/2. Estas aplicaciones, soportarán cualquier terminal Tandem o IBM, así como una gran variedad de máquinas inteligentes, como TPV'S.

IEF para Tandem, genera software de proceso distribuido Tandem Pathway, que soporta completamente la integridad de datos y transacción proporcionado por el S.O Guardian. La base de datos relacional distribuida Non Stop SQL y el software TMF (TRANSACTION Monitoring Facility). IEF para el entorno Tandem estará disponible en varias fases, comenzando con el kit de implementación en este semestre.

## HP presenta nuevos analizadores portátiles de espectro

Hewlett-Packard ha presentado los analizadores portátiles de espectro HP 8590 Serie E. Estos nuevos equipos, diseñados para utilizarse en aplicaciones tales como comunicaciones móviles y fabricación de bajo coste, proporcionan una gran capacidad de medida y unas soluciones de medición completas, en áreas tales como RF, microondas, digitales y compatibilidad electromagnética (EMC).

Prestaciones en medición

Los analizadores de espectro HP 8590 Serie E forman una gama compuesta por cinco modelos que en su conjunto cubren las gamas de frecuencia RF y de microondas hasta 22 GHz. También hay disponible una opción que amplía la gama hasta los 26,5 GHz.

Estrechos anchos de banda de resolución -30, 100, 200 y 300 Hz- se obtienen por medio de una tarjeta que puede instalarse en cualquier momento.

Ruido de fase bajo, con un valor especificado en -105 dBc a un desplazamiento de 30 kHz, permite identificar las señales de bajo nivel y muy próximas.

Los equipos HP 8590 Serie E alcanzan una precisión de frecuencia sintetizada de 7,6 KHz a 1 GHz. Existe como opción una referencia de frecuencia de precisión que permite alcanzar una precisión de 240 Hz a 1 GHz.

Los rangos dinámicos de segundo y tercer orden son, respectivamente, de 77 y 90 dB. Los rangos de amplitud calibrada se extienden desde +30 dBm a -130 dBm. El margen de presentación en pantalla (amplitud calibrada) es de 70 dB.

Instrumentos configurables

Sus distintas posibilidades opcionales de medida facilitan el uso de los equipos HP 8590 Serie E en aplicaciones específicas: generadores de seguimiento

integrados para medidas escalares en análisis de redes; Analog+, una presentación de tipo analógico, con implantación digital, que se utiliza en medidas de televisión y televisión por cable; margen de tiempo para aplicaciones de prueba de video y radio celular TDMA; trigger de sincronismo de TV para medidas de televisión y televisión por cable; y detección de casi-picos para pruebas de interferencias electromagnéticas.

## Tarjeta TOKEN-RING PCA 16/4 de bajo coste

Cioce ha anunciado la disponibilidad del nuevo adaptador Token-Ring de bajo coste PCA 16/4. El nuevo producto incorpora además del conector estándar para cable apantallado, un conector RJ-45 para UTP. La tarjeta está basada en arquitectura ISA y permite seleccionar la velocidad de transmisión a 4 ó 16 Mbits/s. Su inmejorable diseño permite variar cualquier parámetro de la configuración del hardware sin necesidad de extraerla del slot del PC. 128 KBytes de memoria utilizados para carga de protocolos y buffer de transmisión/recepción más unos drivers óptimos para Netware, Lan Manager y redes IBM, convierten al adaptador en un producto Token Ring con las máximas prestaciones sobre BUS ISA de 8 bits.

El PCA 16/4, al igual que el resto de adaptadores Token-Ring de OLICOM, es totalmente compatible con las redes y productos de comunicaciones de IBM. Puede ser usado conjuntamente con adaptadores y "bridges" IBM, soporta source routing y cualquier producto que utilice DRI/DLC.

OLICOM es una firma líder en el mercado de los productos Token-Ring y está representada en España por CIOCE, S.A.

# elektor kits

## electrónica: técnica y ocio

### KITS DE ESTE MES

Referencia	Descripción	P.V.P. (IVA Inc.)
CO154 CO155	Adaptador de tensión para el coche Llave de protección para el PC	1.404

**LOS SUSCRIPTORES TIENEN EL 10% DE DESCUENTO**

**TFNOS. DE PEDIDOS Y SERVICIO POSTVENTA (91) 739 07 97**

Si desea recibir catálogo general de todos los kits de electrónica existentes en el mercado, envíenos 200pts. en sellos de correos; a vuelta de correo lo recibirá en su domicilio.

#### FUENTES DE ALIMENTACION

CO137	Fuente A.3-25V 1,2A (TODO)	9.000
AD103.	Fuente A.5-25V. 1,2 A	1.210
TR35A.	Fuente A.0-15V 5A	
	Estabilizada y Regulable	2.860
TR355B	Fuente A. 0,35 V3A	2.970
TR503	Fuente A. labor. 0-50V 0, 5 - 3A	3.740
TY38	Fuente A. digit. 0-35V 10mA	
	1,5 A (CON TODO)	11.700
TY1810	Fuente A. Prof. 0-25 V 1-10A	6.435
552	Fuente A. 5-15V 1A	3.616

#### LABORATORIO

TY87	Capacimetro Digital "Auto Ranging"	
	(Completo con Caja metálica)	16.390
TY89	Generador de Funciones 2Hz-200Khz.	
	(Completo con Caja metálica)	10.870
SM 100.	Frecuencímetro 5 KHz a 150 KHz.	
	(Completo)	25.080
S54	Fuente laboratorio LCD 1,5 - SSV 8A	16.800
S71	Generador de baja frecuencia	8.836
S112	Fuente laboratorio 0-20V con limitador	13.900
S192	Comprobador transistores y diodos	3.020
SM14	Termómetro digital LCD 20C a 70C	
	(Reloj montado con caja)	3.520

#### VARIOS

CO110.	Sistema de Secafono para audio	3.835
CO121	Restaurador de señales de Video	13.107
ES1	Amplificador videocassete o walkman	5.280
ES7	Escucha a través red: emisor y receptor	6.899
ES12	Regulador luz por tacto	2.430
ES15	Receptor VHF	3.280

#### KITS PARA PC Y COMPATIBLES

	P.V.P.
CE02.	Control acceso PC.....3.350
CE04.	Prolongador de Bus.....2.060
CE06.	Decodificador Direcciones.....4.340
CE08.	Interface E/S.....2.850
CE09.	Concentrador 2 PC 1 Impresora.....3.350
CE10.	Conmutador video RS-232.....3.150
CE11.	Simulador Disco memoria eprom.....4.830
CE13.	Apagado de Monitor.....2.250
CE14.	Emulador de memoria Eprom.....8.250
CE15.	Llave Electrónica protección.....9.400
CE16.	Multiplexor de salida serie.....3.520
CE17.	Monito de Centronics.....3.570
CE18.	Interfaz Centronics.....6.265
CE21.	Sistema de Alarma PC.....5.070
CE22.	Detector palabras centronics.....3.325
CE24.	Extensión de Bus para PC.....13.335
CE25-26	Tarjeta Tonos Cerebrales.....12.175
CE27-28	Sistema de Control RS-232.....6.205
CE30.	Interfaz de Potencia.....2.350
CE31.	Fuente Alimentación programable via Centronic.....5.750
CE32.	Registro datos PC Data Logger.....6.270
CE36.	Monitor Biológico.....2.570
CE37.	Tarjeta experimental PC.....2.510
CE40.	Sistema Automatización Hogar.....1.840
CE42-43	Programador Eprom por PC.....13.310

**NOTA:** Todos los kits incluyen placa, componentes e instrucciones.

**I.V.A. NO INCLUIDO**

#### ASESORIA CONSULTORIA Y REALIZACION DE PROYECTOS DE:

- Electrónica Industrial.
- Diseño de placas de Circuito Impreso, doble Cara, Multicapa, S.M.D.
- Sistemas Electrónicos de Potencia.
- Automatismos Industriales, Autómatas Programables, Robótica.
- Sistemas Automáticos de lectura y tratamiento de señales, Sensores.
- Estudios de Mercado.

#### SUPER OFERTA

DISCRIMINADOR DIGITAL PROGRAMABLE  
CON CODIGO SECRETO  
PROTECTOR DE LINEA TELEFONICA 903...

Un valioso y eficaz discriminador digital que impide hacer llamadas a cualquier prefijo cuya elevada tarifa, por pasos, se quiera evitar.

- Programación con código secreto desde el teléfono.
- Protección de hasta 20 prefijos.
- Fácil instalación y programación.
- Garantía de 1 año contra todo defecto de fabricación.



TLF. 739 07 97 - 378 08 38 - Fax 739 07 69

Plaza Corcubión, nº 3 - 28029 MADRID

14.000 + I.V.A.



## Nueva distribución productos ETHERNET y ARCNET

CIOCE anuncia la nueva distribución exclusiva de los productos de la firma danesa CONNECT INTERNACIONAL A/S. Con ello, CIOCE dispone de una amplia gama de productos para redes locales Ethernet y Arcnet con la garantía de la calidad europea a un precio muy competitivo.

Cabe destacar la disponibilidad de múltiples versiones de adaptadores Ethernet para PC, PS/2 portátiles tipo AI y Toshiba, todos ellos plenamente compatibles con las tarjetas de Novell NE1000 o NE2000. Incorporan conectores BNC para conexión directa al cableado Ethernet fino, DB-15 para operar con transceptores externos y conectores RJ-45 tipo telefónico para conexión al cable UTP. Y la gran variedad de repetidores que suministran conectividad entre dos o múltiples segmentos (hasta 12 puertos 10Base2 o UTP más un AUI) e incluyen LEDs de diagnóstico y estado para cada uno de los puertos.

## El grupo ALCATEL STANDARD FACTURO 169.000 millones de pesetas en 1991

Madrid, 18 de junio de 1992.- La finalización con éxito de los acuerdos de su Plan de Reconversión y un nuevo récord histórico de ventas fueron los dos hechos más destacados de la actividad del Grupo Alcatel Standard a lo largo de 1991.

En efecto, el Grupo obtuvo unas ventas consolidadas de 169.040 millones de pesetas, y un beneficio neto de 2.145 millones al cierre del ejercicio de 1991.

En el capítulo de inversiones el Grupo Alcatel Standard alcanzó en 1991 la cifra de 28.395 millones de pesetas. De ellos, 8.635 correspondieron a inversiones en activo fijo y 19.760 a

investigación, desarrollo e ingeniería, lo que supuso un 11,7 por ciento de las ventas y un incremento del 34,4 por ciento con relación al ejercicio anterior.

De los 169.040 millones de ventas mencionados, 132.725 correspondieron al mercado nacional y los 36.315 restantes al mercado internacional. A su vez, el mercado nacional se desglosa en 112.691 millones con relación al año anterior, mientras que las ventas al resto de clientes nacionales experimentaron un ligero descenso situándose en 20.034 millones. En contraposición, el Grupo Alcatel Standard continuó creciendo en los mercados internacionales, que al margen de Brasil -18.805 millones de pesetas- alcanzaron los 17.510 millones de pesetas, registrando un incremento sobre el año anterior de 4.213 millones.

El beneficio operacional del Grupo alcanzó los 27.549 millones de pesetas, y se dedicaron 24.359 millones a la reestructuración del Grupo, según los acuerdos firmados en 1987. Al cierre del pasado ejercicio el Grupo contaba con una plantilla en España neta de 7.841 empleados, después de conseguir durante el año una reducción de plantilla de 2.446 personas.

## NOVELL mejora DR DOS 6.0 con "BUSINESS UPDATE": refuerza la compatibilidad con WINDOWS 3.1

El Desktop Systems Group de Novell acaba de lanzar una actualización para su sistema operativo DR DOS 6.0 que hace que sea totalmente compatible con Windows 3.1 de Microsoft.

"Nuestros clientes quieren una compatibilidad total con Windows y nuestros productos la ofrecen," dijo John Edwards, vice presidente ejecutivo del Desktop Systems Group de Novell. "Novell se ha compro-

metido en construir una base muy sólida a DR DOS, no sólo para Windows 3.1, sino para cada aplicación DOS."

La actualización se entrega gratuitamente a todos los usuarios registrados de DR DOS. También está disponible por transferencia en compuServe y America Online vía el DR Forum y a través del boletín del Desktop Systems Group: (408) 649-3443. Los usuarios no registrados pueden obtener la actualización devolviendo su tarjeta de registro o llamando al (800) 274-4374 para registrarse por teléfono.

"He utilizado la nueva versión de DR DOS bajo Windows 3.1 con Word de Microsoft, Excel de Microsoft y Project de Microsoft y todo sin dificultad," dijo Al Hudson, ingeniero senior de NCR en San Diego. Hudson utiliza DR DOS desde 1988.

Z-Nix, Inc. (Pomona, California) han juntado DR DOS 6.0 y Windows 3.1 de Microsoft con su Super Mouse II y Cordless Super Mouse. "Probamos durante un mes ambos productos y no hemos encontrado ninguna incompatibilidad," dijo C.J. D'Angelo, vice presidente de ventas. "Estamos seguros de que nuestros OEMs y usuarios finales tendrán el mismo éxito."

DR DOS 6.0 es el DOS más avanzado de la industria, ofrece más memoria para que funcionen las aplicaciones, más capacidad de disco a través de su tecnología de compresión incorporada y una caché de disco de altas prestaciones. DR DOS 6.0 es totalmente compatible con Windows 3.0 y 3.1 de Microsoft.

Novell Inc. (NASDAQ: NOVL) es una compañía de software, desarrollados de servicios de red, de sistemas operativos de propósito general y especializado como NetWare, DR DOS, DR Multiuser DOS FlexOS. Los productos de informática de red NetWare de Novell administran y controlan la distribución de servicios, datos y aplicaciones entre los grupos de trabajo, redes departamentales y sistemas de información corporativos en grandes empresas.

## El módulo Caché de IDT soporta microprocesadores basados en el R3000

El nuevo módulo caché reconfigurable dual de 16 KB de IDT está especialmente diseñado para utilizar en sistemas basados en un sólo o varios procesadores R3000.

El módulo incluye un "reset" de un único ciclo para máximos de caché muy rápidos. Esta característica ahorra tiempo y mejora el rendimiento del sistema en aplicaciones que requieren un caché total a un mismo tiempo para asegurar la consistencia entre el caché y la memoria principal.

El IDT 7M86064 es un sub-sistema caché "plug-in" totalmente integrado para sistemas basados en el R3000, en cual libera al diseñador del sistema de los detalles del diseño del caché. El nuevo módulo proporciona a los ingenieros de diseño con un bloque totalmente testado y funcional de alto nivel que maximiza el rendimiento del sistema a la vez que reduce los costos totales. Aventajándose a la experiencia en diseño de los fabricantes, el diseñador del sistema puede acortar el ciclo de diseño y simplificar el diseño de la tarjeta. El módulo también proporciona un considerable ahorro en el espacio de la tarjeta -el IDT7MB6064 ocupa sólo la mitad de espacio de una solución equivalente monolítica.

Cada módulo IDT es testado en cada pin como si se tratara de un componente monolítico, utilizando tests paramétricos AC y DC con bandas de guarda sobre todo el rango de temperaturas de operación. Este chequeo intensivo proporciona al diseñador un nivel garantizado de rendimiento para un gran bloque de sus sistemas y simplifica el testeo a nivel de tarjeta.

El IDTMB está disponible en empaquetado de 132 pines FR4 "quad-in-line" y con versiones de velocidades de 33, 25, 20, 16,7 y 12MHz.

## Memorias nand E<sup>2</sup> Prom "Toshiba"

DIODE España anunció que su representada Toshiba ha desarrollado las memorias "NAND E<sup>2</sup>PROM" las cuales son exactamente iguales a las E<sup>2</sup> Prom existentes en el mercado, pero internamente incorporan una nueva tecnología en la cual los contenidos de cada dirección se acceden como un grupo de tantas celdas NAND como bits tengan la estructura de la memoria, con lo cual ahorran espacio y consiguen mayores capacidades. De momento han desarrollado la TC58400P-/F/FT/TR memoria de 4 Mb con una organización de 512 K por 8 basado en tecnología Femos, la cual puede operar con una tensión de alimentación de 5V y con un tiempo de acceso de 100ns.

Esta memoria se ha desarrollado en varios encapsulados DIP, SOP y TSOP.

## OFFICEPOWER de ICL en versión para plataformas de otros fabricantes

ICL, empresa europea líder en sistemas abiertos, ha anunciado la disponibilidad de OFFICEPOWER, su software estratégico de aplicación para oficinas, para que corra en plataformas de otros fabricantes. El primero de estos es el OFFICEPOWER con el sistema operativo SCO UNIX de Santa Cruz Operation (SCO).

Actualmente se están desarrollando otras dos versiones - OFFICEPOWER para sistemas SUN SPARC, cuyo lanzamiento está previsto para finales de Junio, y OFFICEPOWER para sistema RS 6000 de IBM, programado para Septiembre de este año.

Se considera que ICL es el proveedor más importante de sistemas que ofrece al mercado una aplicación estratégica de alto valor genérico, tal como OFFICEPOWER, en plataformas de hardware para otros fabrican-

tes conjuntamente con un amplio soporte y un compromiso de perfeccionamiento futuro.

John Robinson, Director de Marketing Internacional de aplicaciones de oficina, declaraba: "Con la disponibilidad de OFFICEPOWER para estas plataformas UNIX de la competencia, así como para la gama UNIX DRS de ICL consideramos que contamos con una cobertura muy eficaz de un importante porcentaje del mercado UNIX".

Una parte del ininterrumpido programa de perfeccionamiento de OFFICEPOWER que incluye la ampliación de la gama de lenguajes y una integración incluso mayor de la funcionalidad UNIX y DOS, el trabajo en las nuevas versiones de OFFICEPOWER continúa con el lanzamiento de nuevas plataformas según la demanda de mercado y las oportunidades de negocio.

John Robinson explica: "Hemos decidido producir estas plataformas de hardware y de sistemas operativos para satisfacer la demanda del mercado. Ya contamos con una estrecha relación de trabajo con SCO en el entorno PC y la disponibilidad de la versión OFFICEPOWER para SCO UNIX constituye una importante consolidación de la relación cooperativa de ICL con SCO."

Richard Livesey-Haworth, Director Gerente de Operaciones de Productos de ICL, la organización mundial de desarrollo, fabricación y marketing de la empresa, declaraba: "La disponibilidad de plataformas de la competencia para OFFICEPOWER consituye un importante paso hacia adelante, en consonancia con la estrategia declarada de sistemas abiertos de ICL y el soporte de las normas de hecho y del sector. Con OFFICEPOWER disponible en plataformas ICL, IBM, SUN y SCO UNIX, las organizaciones pueden crear redes de OFFICEPOWER que incorporan una apreciable proporción de sus servidores y estaciones existentes. Esto subraya el papel de OFFICEPOWER como integrador de alto nivel".

Todos los sistemas OFFICEPOWER más importantes se incorporarán a las nuevas versiones de la competencia y un continuado programa de desarrollo por fases, englobará a toda la gama de funciones de comunicaciones tal y como se han implementado en las versiones de OFFICEPOWER para la gama DRS.

La versión para SCO UNIX incluye para cliente OFFICEPOWER incluido el POWERWINDOWS/3 (un GUI basado en el Microsoft Windows 3.1) y la integración en escritorio de aplicaciones DOS tales como WordPerfect. El software servidor incluye el núcleo de los módulos OFFICEPOWER, correo según la norma X.400, POWERLINK, POWERSEARCH versión 3, Executive Option, POWERKIT - una herramienta clave de integración de sistema OFFICEPOWER y Convertidores de Documentos OFFICEPOWER.

Las versiones SUN e IBM RS6000 de OFFICEPOWER ofrecerán una funcionalidad semejantes, incluido un escritorio de cliente Openlook para estaciones SUN.

Bernard Hulme, Director de Marketing. Europa, de Santa Cruz Operation, declaraba: "Se ha registrado una importante demanda de OFFICEPOWER en plataformas SCO. Estamos encantados de que nuestros clientes tengan acceso a los rendimientos comerciales que puede aportar este potente sistema de automatización de sistemas".

Chris Buckham, Director de Marketing de Apricot Computers, comentaba: "La gama avanzada de servidores de Apricot es el primer puerto para sistemas SCO UNIX que no proviene de ICL validado para la gama OFFICEPOWER de ICL. Creemos que ICL se sintió atraído por la reputación de excelencia de Apricot en el campo de los sistemas abiertos y de la seguida de PCs".

La disponibilidad de OFFICEPOWER en la plataforma Sun permitirá a ambas empresas continuar con esta alianza y aprove-

char la creciente demanda de sistemas comerciales basados en UNIX".

Al hacer un comentario sobre el anuncio, Neil Urquhart, Director de Distribuidores independientes de software en IBM UK declaraba: "IBM United Kingdom está satisfecha de que ICL haya decidido ofertar su software OFFICEPOWER para el sistema RISC/6000. IBM cuenta con una amplia gama de ofertas para respaldar a los clientes que seleccionan soluciones multiplataforma y eso es indicativo de que el entorno de sistemas abiertos podrá seleccionar sistemas independientemente de números 2 fuentes de suministro. IBM está comprometida a introducir una cierta apertura en toda su gama de productos de modo que todos sus usuarios puedan tener una mayor elección que la ejemplificada por el anuncio de ICL".

OFFICEPOWER está reconocido como líder mundial de uno de los sistemas integrados para oficinas de tercera generación. Ahora cuenta con alrededor de 300.000 en todo el mundo, incluidos 100.000 usuarios en Estados Unidos. Algunas organizaciones cuentan hasta con 4.000 usuarios conectados a servidores en redes muy distribuidas y la red OFFICEPOWER propia interna de ICL cuenta con 17.000 usuarios de correo a nivel mundial, siendo el primer sistema de oficina que ofreciera un sistema de correo X.400 Integrado, una gran parte del éxito de OFFICEPOWER se debe a sus superiores funciones de comunicaciones e interconexión en red y al hecho de que se concibió desde el comienzo para permitir a los usuarios adaptarlo a sus propios métodos de trabajo en grupo.

Su enfoque equilibrado hacia un proceso de clientes/servidores, la amplia integración de la funcionalidad UNIX y DOS y las funciones que engloban toda la gama de procesamiento empresarial en oficina, continúan aportando nuevos usuarios a OFFICEPOWER, desde los pequeños grupos de trabajo en un solo servidor hasta las grandes redes internacionales de usuarios.



***Con este pequeño chip podremos simplificar bastante el diseño de nuestro próximo circuito receptor. En este artículo les facilitamos un buen número de datos con los cuales podrán sacar el mayor provecho de este circuito integrado.***

# EL RECEPTOR MONO-CHIP DEFINITIVO

A cada momento los fabricantes de tecnología electrónica nos bombardean con sucesivas y frecuentes apariciones de nuevos productos. Todos recordamos la sonada aparición del NE555 de Signetics, el cual hoy día aún puede considerarse todo un "best seller". El circuito NE602, conversor de frecuencia de la misma firma, puede considerarse también como un chip destinado a dar el salto a la fama. Este chip, según la configuración en la que se conecte, puede utilizarse como conversor de frecuencia en emisores y receptores, como analizador de espectro, como un completo receptor que abarque desde muy bajas frecuencias hasta la zona central de la VHF, o bien

como un receptor simple con todas sus posibilidades. Además, el NE602, a diferencia del resto de los dispositivos de radiofrecuencia, ofrece la posibilidad a los aficionados a la electrónica de hacerse con él fácilmente y sin necesitar, para ello, disponer de muchos equipos de prueba.

El fundamento del NE602 es el proceso de heterodinación, utilizado en la mayoría de los receptores de radio, además de en otros equipos. En la heterodinación tiene lugar la mezcla de dos señales en un mezclador de tipo no lineal (figura 1) al objeto de producir un conjunto de frecuencias de salida, el cual incluye las dos de entrada ( $f_1$  y  $f_2$ ), la fre-

cuencia suma de ambas ( $f_1 + f_2$ ) y la frecuencia diferencia ( $f_1 - f_2$ ). Para ser más exactos diremos que también se mezclan los armónicos de  $f_1$  y  $f_2$ , por lo que la frecuencia de salida resultante viene dada por la ecuación:

$$f_0 = mf_1 \pm nf_2$$

siendo  $n$  y  $m$  números enteros (1, 2, 3, etc.)

En el mezclador de los receptores de radio, una de las frecuencias (digamos  $f_1$ ) corresponde a la señal de RF de la emisora, mientras que la otra ( $f_2$ ) se genera internamente mediante un oscilador conocido como oscilador local (OL). El objeto de dicha conversión es realizar una adaptación selectiva de la frecuencia

entrante en otra, llamada frecuencia intermedia. Esto ofrece la ventaja de que el resto del receptor deberá centrar ya toda su selectividad y ganancia en esta frecuencia. La consecuencia directa es un menor coste del equipo y una menor complejidad del mismo. La mayoría de los equipos de radio, comunicaciones y televisión actuales incorporan este sistema, por lo que suele conocerse como receptores súper-heterodinos.

## El circuito NE602

El NE602 de Signetics incorpora el mezclador y el oscilador local dentro de un mismo encapsulado. EL NE602N es un chip de 8 patillas DIL, mientras que el NE602D es el mismo componente pero en su versión de montaje superficial (SMD). Las denominaciones NE602AD y NE602AN corresponden a versiones mejoradas del mismo circuito.

El mezclador que incorpora el NE602 es una Célula Gilbert de Transconductancia (GTC), lo que le convierte en Mezclador Doblemente Balanceado (o DBM). Debido a su indudable utilidad, los circuitos GTC se han montado en

diversos multiplicadores analógicos y moduladores de amplitud. Al estudiar la aritmética del proceso que estos llevan a cabo nos encontramos con que todos sus circuitos son multiplicadores (p.ej. las funciones de las dos señales de entrada son multiplicadas para así obtener la señal de salida), por lo que no es de extrañar que los circuitos GTC se hayan abierto camino dentro del campo de los mezcladores.

A diferencia de otros circuitos DBM, los cuales se montan mediante diodos, los circuitos GTC se basan en el uso de dispositivos activos tales como los

transistores. La principal ventaja del transistor es que este goza de muy buena sensibilidad (por debajo incluso de los microvoltios), además de que, a diferencia de otros mezcladores, suprimen las señales de LO y RF de la señal de salida. Otros mezcladores dejan pasar las señales hasta la salida, por lo que el diseño del circuito debe incorporar dispositivos adicionales que permitan seleccionar la señal suma o diferencia deseada. Además, al no dejar que la señal del oscilador local (la cual posee mucha amplitud) llegue a la salida, el NE602 puede controlar directamente otra etapa receptora sin por ello sobrecargarse.

La sensibilidad del NE602 es verdaderamente asombrosa para un dispositivo que no incorpora un amplificador de RF. Debido a su capacidad para manejar señales de incluso microvoltios, resulta idóneo para constituir por sí mismo todo un paso final de recepción, esto es, sin necesidad de circuitería adicional. El NE602 trabajará perfectamente con señales de hasta -15 dBm, pero prefiere las de -25 dBm o menores aún. Estas señales no pueden ser consideradas ni excesivamente altas ni tampoco muy bajas (sobre una carga de 50  $\Omega$ , -25 dBm equivalen a unos 12,5 milivoltios, lo cual puede ser considerado elevado para una señal de radio, pero no tanto para otras aplicaciones que impliquen conversión de frecuencias).

El NE602 aparenta sacrificar la gama dinámica de la señal de entrada (p. ej. la diferencia entre las amplitudes de las señales mayores y menores, las cuales pueden ser tratadas) en beneficio

Figura 1.- En el proceso de heterodinación se realiza la mezcla de dos señales ( $f_1$  y  $f_2$ ) en un circuito mezclador no lineal para generar la salida de las señales suma ( $f_1+f_2$ ) y diferencia ( $f_1-f_2$ ) de dichas frecuencias, además de sus correspondientes armónicos.

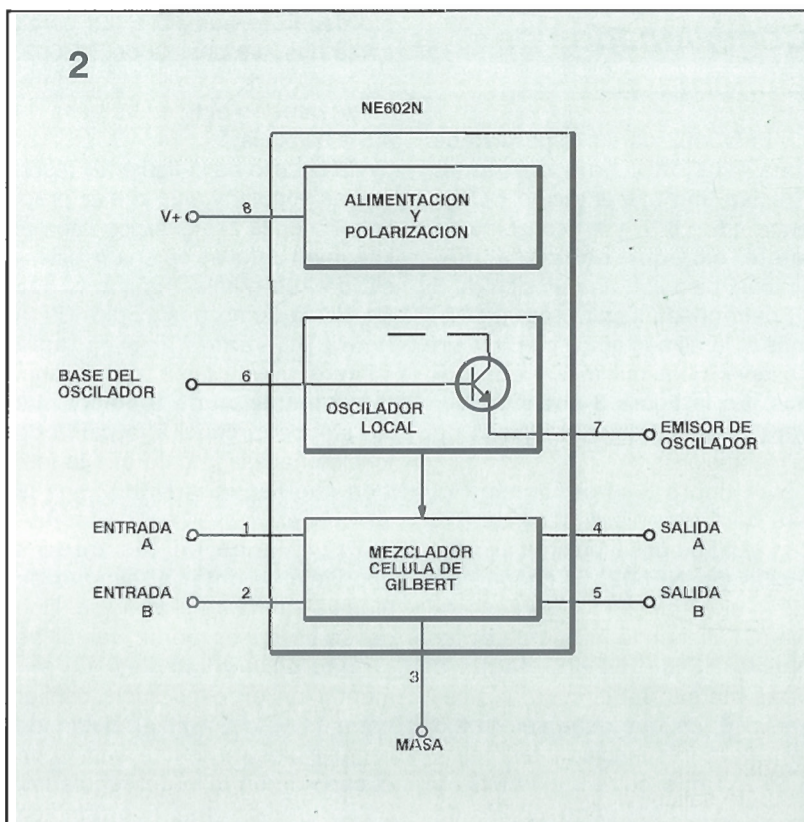
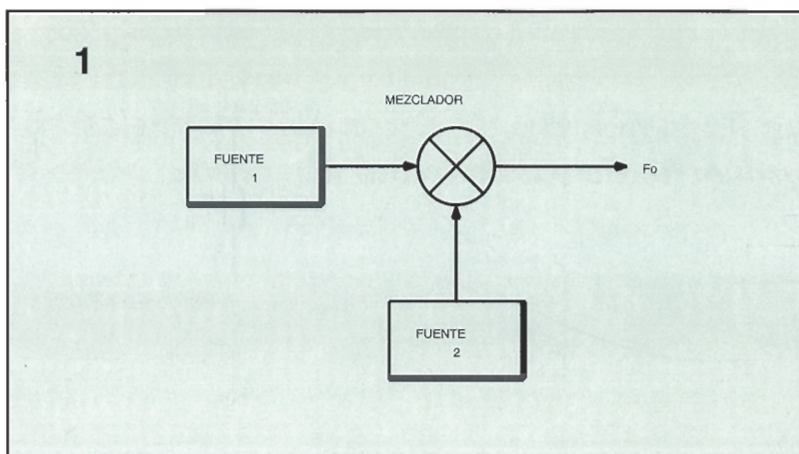
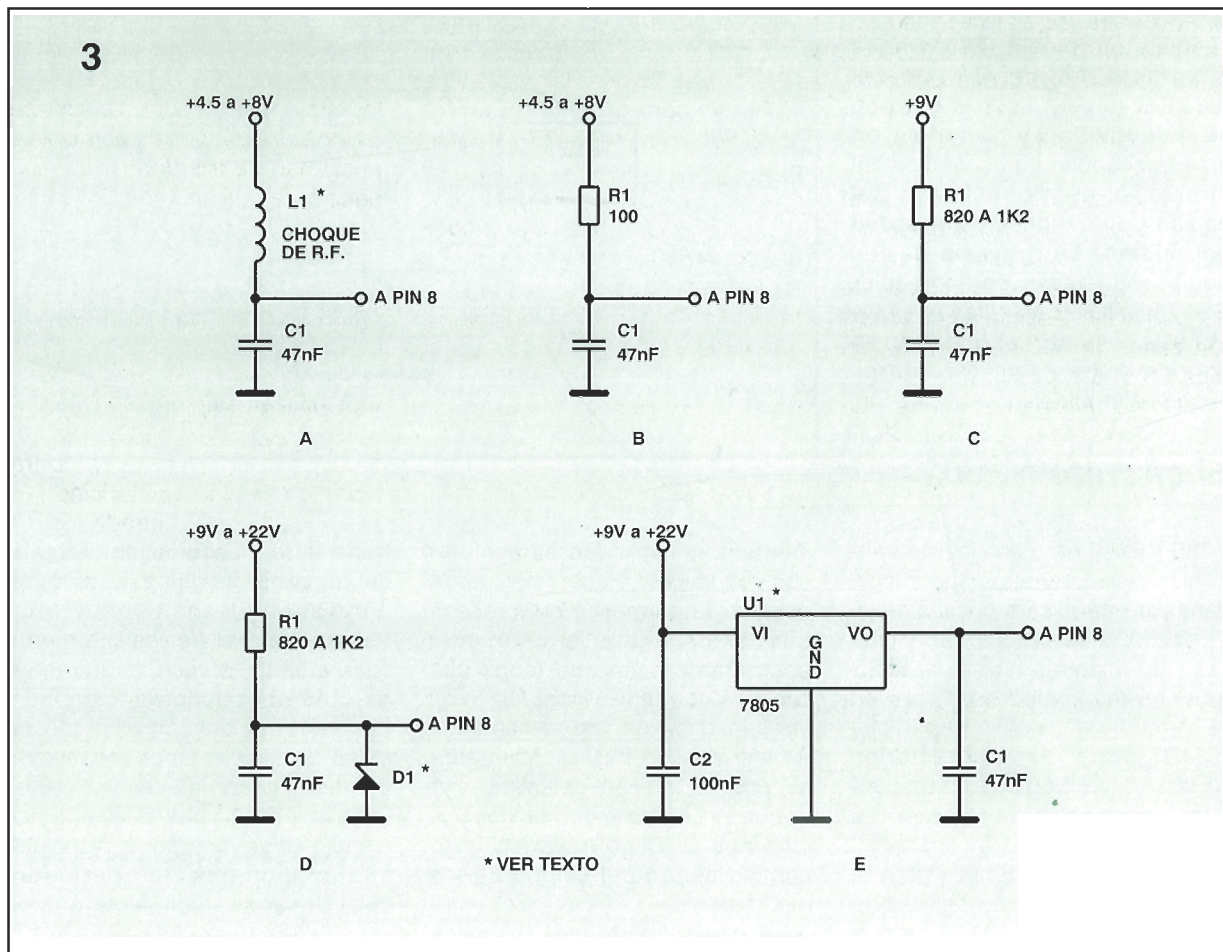


Figura 2.- En este diagrama de bloques interno del NE602 podemos observar las dos partes principales en las que se divide el chip; vemos, también, que el oscilador local está constituido por un sólo transistor.



**Figura 3.-** Estos son sólo unos ejemplos de posibles alimentaciones para el NE602. Fíjense que todas llevan al menos un condensador para eliminar el ruido de RF.



de una mayor pureza espectral de la señal de salida. El mezclador GTC incorporado al NE602 puede trabajar en frecuencias de hasta 500 Mhz.

El oscilador interno se compone tan sólo de un único transistor NPN de alta frecuencia, el cual oscilará a unos 200 Mhz. Tanto la base como el emisor de éste son accesibles desde fuera del circuito, por lo que este transistor puede ser añadido a la parte externa de nuestro diseño. La circuitería del colector y la red de polarización en CC van incorporadas en el chip, razón por la que los diseñadores se verán liberados de las tareas más tediosas del proceso de diseño.

El patillaje del integrado que nos ocupa puede verse en la figura 2, y es el siguiente: las patillas 1 y 2 son las de entrada diferencial de RF, la 3 es masa, las 4 y 5 corresponden a la salida en "push-pull" (o una de ellas, si trabajamos con salida simple), la patilla 6 es la base del transistor oscilador y la 7 corresponde al emisor del mismo transistor; y,

por último, la patilla 8 es la de alimentación.

## Conexiónados de alimentación

El NE602 es un dispositivo de baja tensión y baja corriente. Precisa una alimentación CC de entre 4,5 y 8 V, y su consumo no suele exceder de los 3 mA. Trabaja bien con una tensión de 5 V, pero puede llegar a dar problemas si lo alimentamos con 9 V sin observar unas mínimas precauciones. En la figura 3 podemos ver varias configuraciones típicas de alimentación.

La figura 3A nos muestra el uso de un simple choque de RF, con el fin de desacoplar la alimentación del NE602. El choque de RF y el condensador de desacoplo (C1) tienen la misión de evitar que la RF del NE602 llegue a otras etapas del circuito, o viceversa. El choque debe ser de 2,5 mH, para frecuencias inferiores a 3 Mhz, 1 mH, entre 3 y 30 Mhz, y de 30 a 100 µH para señales de

VHF. Como siempre ocurre en estos casos, tanto la inducción como el condensador de desacoplo deben ir montados tan cerca como nos sea posible del NE602. La tensión de alimentación debe estar estrictamente en la gama de 4,5 a 8 voltios.

El circuito de la figura 3B resulta más popular y mucho más práctico. En él, la alimentación llega al integrado a través de una resistencia de 100 ohmios, mientras que C1 actúa como desacoplo. En la figura 3C vemos otra variante sobre el mismo tema, siendo aquí la alimentación de 9 voltios. La resistencia producirá la caída de tensión necesaria para que la tensión que llegue al NE602 sea la adecuada.

Hay veces en las que es aconsejable dotar al circuito de algún sistema de protección. Uno de estos casos podía ser el de su uso en automóviles. La alimentación en ellos suele oscilar entre 11 y 14,5 voltios, pudiendo llegar incluso a los 18 voltios en el caso de un fallo del regulador. Estas protecciones son también

recomendables para montajes que vayan a ser alimentados a partir de una fuente conectada a la red eléctrica, ya que la tensión de la misma suele estar sujeta a variaciones.

En tales circunstancias es el circuito de la figura 3D el que recomendamos. Como puede verse, es el diodo zener D1 el encargado de la regulación. Aconsejamos utilizar un zener de 400 mW ó 1 W, del tipo 5,6 V, 6,8 V ó 8,2 V.

Como alternativa a este último podemos usar el de la figura 3E. Vemos aquí que la regulación se realiza mediante un 7805, lo cual puede resultar un poco excesivo para nuestras necesidades, ya que este circuito maneja intensidades entre 750 y 1.000 mA (según el encapsulado). Nosotros podemos usar los del tipo TO-5 ó TO-99, los cuales

son de menor potencia, o bien usar un 78L05. También tenemos la opción de usar el 7806 ó el 78L06, pero así la tensión será de 6 voltios y no de 5. Al igual que en los casos anteriores, el condensador de desacoplo (C1) debe situarse lo más cerca posible del NE602. Obsérvese que a la entrada del chip regulador hemos colocado el condensador anti-ruido (C2).

## Circuitos de entrada

El NE602 dispone de dos entradas, INA (patilla 1) e INB (patilla 2). No obstante, podemos utilizar sólo una de ellas como entrada simple. La impedancia de entrada de este chip es de 1,5 K $\Omega$  a bajas frecuencias, algo más baja que la que ofrece en la zona de VHF. Conviene

recordar que los circuitos de CA trabajan mejor cuanto más acordes entre sí sean las impedancias de los circuitos implicados. Una consecuencia directa de esta norma es la necesidad de transformar la impedancia de una entrada de antena que sea de unos 50-75  $\Omega$  en los 1.500  $\Omega$  necesarios.

En la figura 4 podemos ver cuatro configuraciones de entrada para el NE602. Esto no significa que sean las únicas que podemos utilizar, sino que son las más conocidas. La figura 4A nos muestra un circuito capaz de trabajar con altas impedancias (1,5 K $\Omega$ ) en modo de entrada simple, tal como sucede al usar el chip como convertidor de frecuencia en un diseño que no tenga que ver con receptores de radio, o bien al utilizarlo en un receptor que haga uso de un amplificador de RF o

4

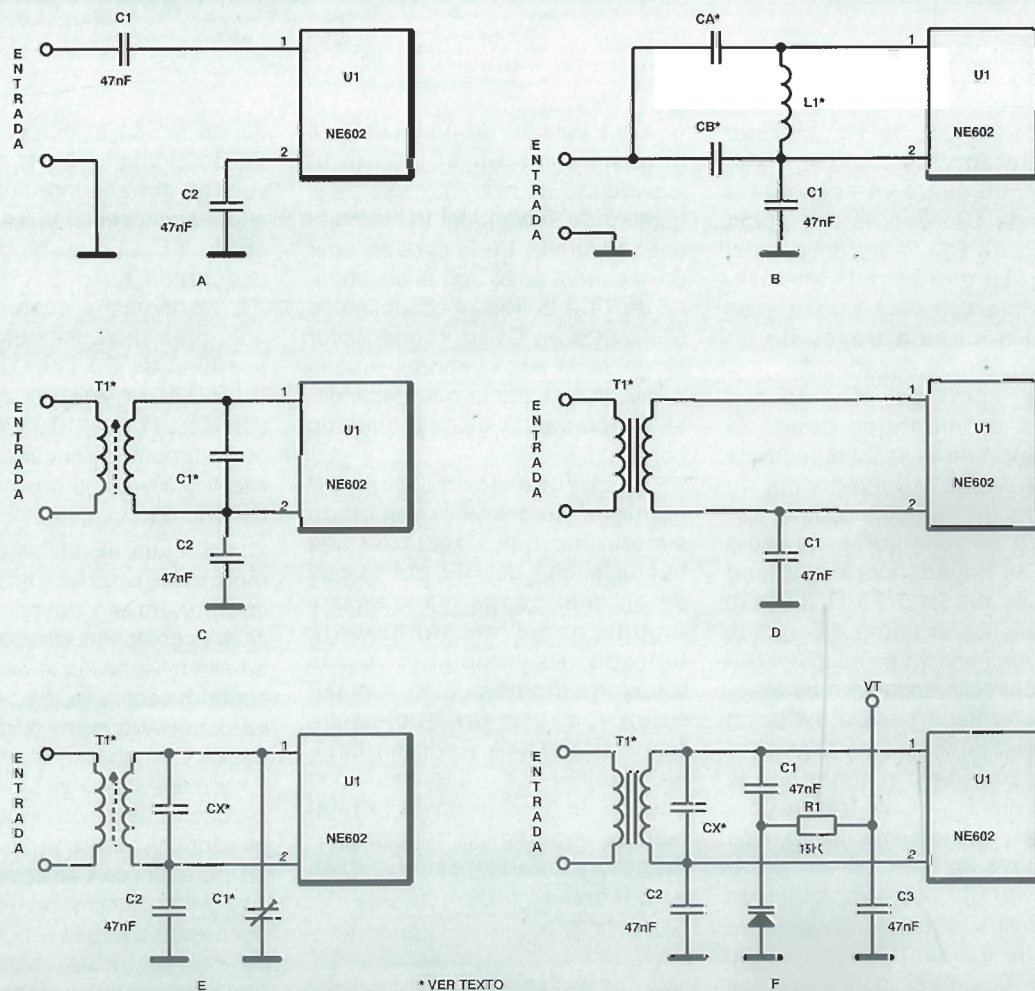
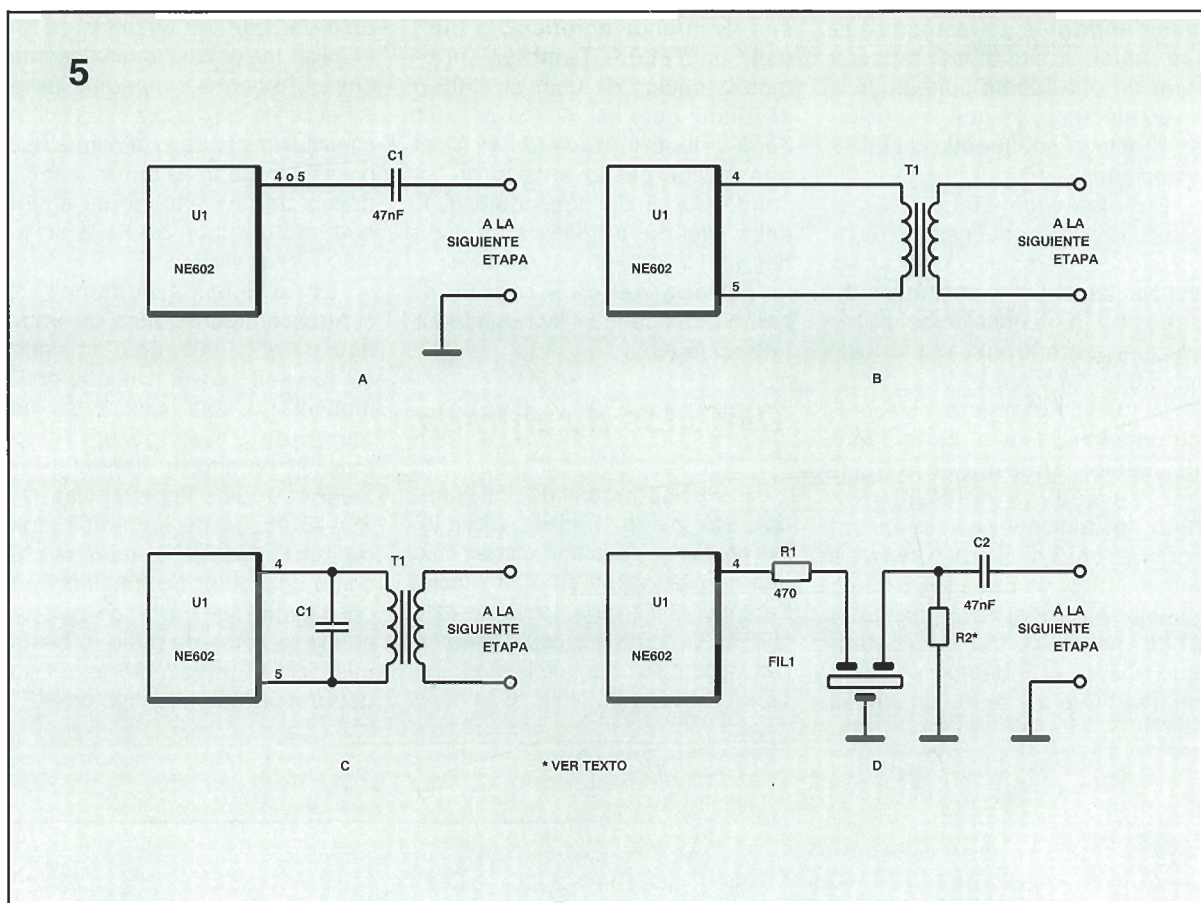


Figura 4.- Aquí vemos algunas de las configuraciones de entrada del NE602. Éste funcionará casi con cualquier ancho de banda y cualquier circuito de sintonía.



**Figura 5.-** Si utiliza el NE602 como mezclador deberá sintonizar su salida a la frecuencia intermedia deseada. Si se usa sólo para conversión directa bastará con acoplar su salida en alterna.



un preselector de RF situado inmediatamente antes del NE602. La señal va acoplada a través de C1, que se usa como bloqueo de CC, a la patilla 1 del NE602. La otra entrada alternativa, patilla 2, no se utiliza y es puesta a masa a través de un condensador de desacoplo.

Las figuras 4B, 4C y 4D son usadas en montajes donde la impedancia de la señal de entrada sea inferior a la impedancia de entrada del NE602, como por ejemplo en receptores de radio donde la impedancia de antena estándar de 50 ó 75  $\Omega$  (la más general). En la figura 4B vemos que la impedancia se acopla a través del circuito capacitivo de aislamiento formado por Ca y Cb. La combinación serie de ambos condensadores debe resonar con la inductancia L1 en la frecuencia deseada. Consecuentemente, este circuito resulta más útil en aplicaciones de entrada simple. Tanto esta bobina como los transformadores de los circuitos siguientes pueden bobinarse sobre núcleos similares a un toroide, es decir, en forma de anillo.

Otra versión de adaptador es la que vemos en 4C. Aquí, la impedancia se acopla mediante el número de vueltas del transformador de entrada T1. El condensador C1 resonará junto con el secundario de T1 a la frecuencia deseada. Si usamos en C1 un condensador ajustable, la entrada podrá sintonizarse en una gama que dependerá directamente de la manejada por C1.

El circuito de la figura 4D contiene un transformador no sintonizado que trabaja en una banda ancha de RF, por lo que su entrada puede manejar una amplia gama de señales de entrada. Normalmente, estos transformadores suelen ir contruidos sobre un núcleo en forma de toroide y con un bobinado bifilar. La relación de las vueltas de T1 determina la relación de impedancia del transformador, y puede resumirse en esta fórmula :

$$N_p/N_s = \sqrt{Z_p/Z_s}$$

donde  $N_p$  es el número de vueltas del primario;  $N_s$  el número de vueltas del secundario;  $Z_p$  es la impedancia recibida en el primario de T1 y  $Z_s$  es la impedancia conectada en el secundario de T1. Si hacemos números vemos que, para unas impedancias respectivas de 50  $\Omega$  y 1.500  $\Omega$ , la relación de vueltas necesaria ( $N_p/N_s$ ) será de 0,183, o dicho de otra manera: el secundario necesitará 5,5 vueltas por cada vuelta del primario.

La figura 4E utiliza un ordenamiento diferente dentro de los componentes que conforman el circuito del transformador de entrada sintonizado. Aquí vemos que el condensador principal de sintonía va conectado entre la unión de la patilla 1 y uno de los extremos de T1 y masa. C2 está también en el circuito, y esta conexión hace que el condensador quede realmente en paralelo con el secundario de T1, pero esto hace que sea un poco más asequible a la mayoría de los condensadores variables (los cuales suelen estar mecánicamente diseñados de forma que deban conectarse a masa).

Podemos conectar un condensador (Cx) entre los bornes del secundario de T1 al objeto de realizar una respuesta fina a las variaciones de C1. El condensador Cx se ocupará de ajustar la resonancia, sobre todo en la parte baja de la banda, esto es, cuando C1 haya alcanzado el final de su recorrido (p.ej. a su máxima capacidad) y tiende a "salirse" de su banda de sintonía.

Una variante más moderna de la anterior sería la de tensión variable, que podemos ver en la figura 4F. Aquí, el condensador variable ha sido reemplazado por un diodo de capacidad variable (más conocido por Varicap). Tales diodos ofrecen la característica de poseer una capacidad en su unión que es función de la tensión inversa aplicada. Al variar la tensión de sintonía (Vt) varía también la capa-

cidad de D1, y, en consecuencia, varía la frecuencia de resonancia del circuito.

## Circuitos de salida para el NE602

La impedancia de salida típica del NE602 es de 1,5 K $\Omega$  (el mismo valor que la de entrada). Los dos terminales de salida (etiquetados como OUT A y OUT B en la figura 2) están constituidas básicamente como salida "push-pull", pero podemos configurarlas de forma que obtengamos una salida simple. Para ello, colocaremos un condensador de bloqueo de continua en la salida que deseemos utilizar (sea esta la patilla 4 ó la 5) e ignorando la otra (tal y como vemos en la figura

5A). A diferencia de lo que ocurría con el terminal no utilizado en la entrada, éste no precisa ser llevado a masa

El circuito de salida de la figura 5B utiliza un transformador de RF de banda ancha (similar al usado en la figura 4D). La relación de espiras del mismo deberá ser tal que permita que la impedancia de entrada sea de 1,5 K $\Omega$  y se adecue al valor de la de salida. Si de nuevo necesitamos que la salida sea de una impedancia igual a 50  $\Omega$ , la relación deberá ser de 5,5:1 vueltas en el transformador. En la figura 5C vemos una versión sintonizada de este circuito.

Otro tipo de salida simple es el que puede verse en la figura 5D. Este se basa en el uso de un filtro cerámico de frecuencia intermedia (FI) o uno de tipo cristal (FIL1). Como filtro podemos utilizar uno

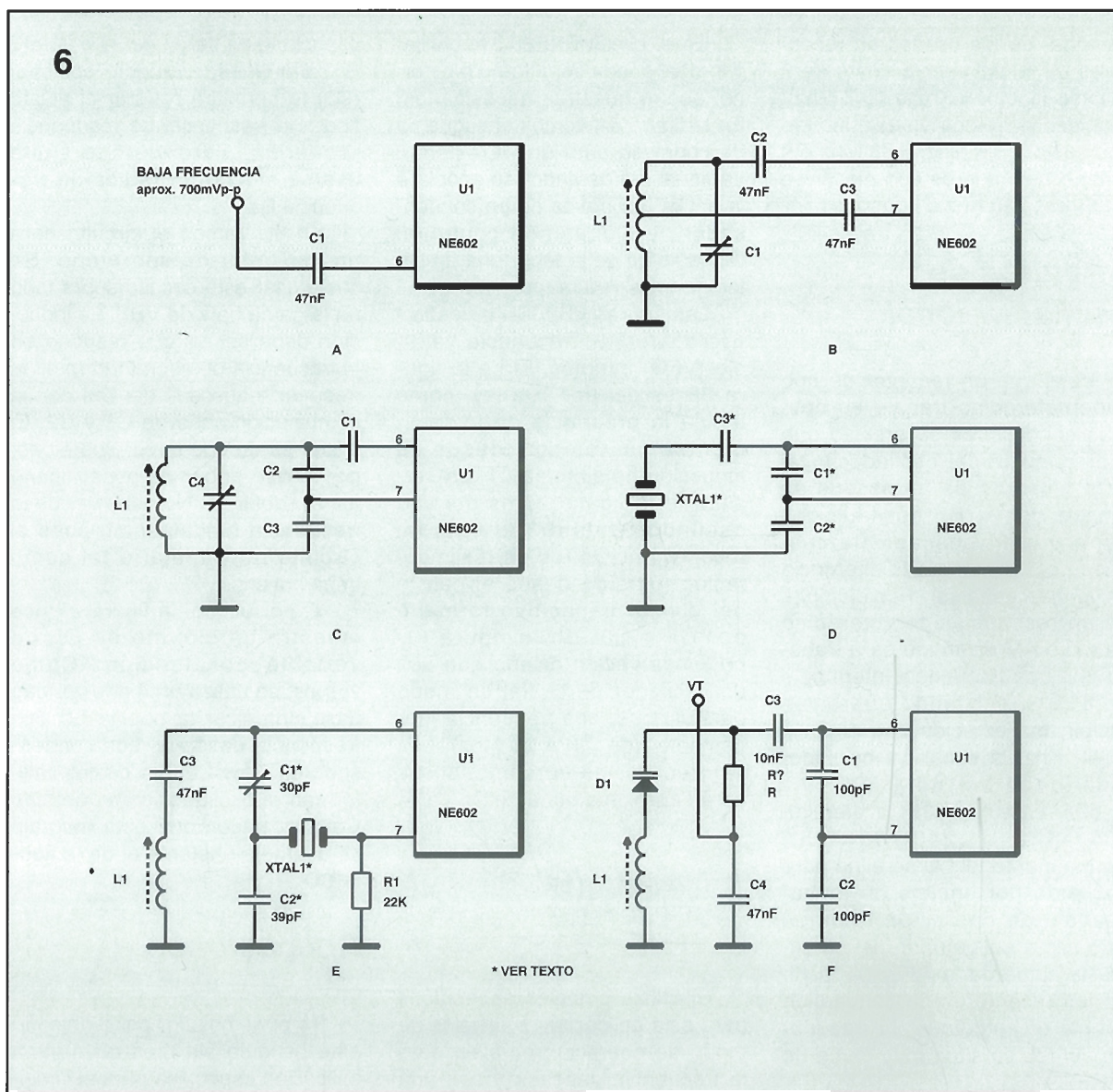
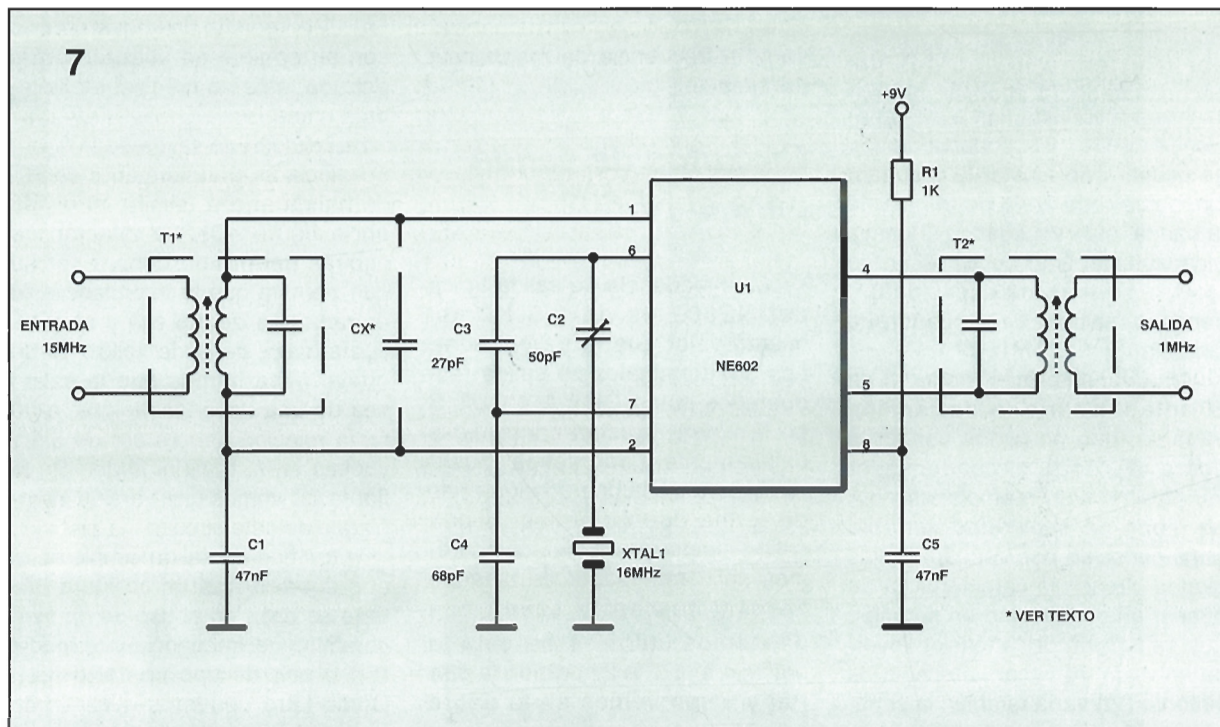


Figura 6.- Podemos usar casi cualquier circuito oscilador (Hartley, Colpitts, etc.) para conformar el oscilador local (OL) que precisa el NE602.



**Figura 7.- Este sencillo convertidor de frecuencia mezcla los 15 Mhz de señal de la banda V y VH con la señal de 16 Mhz del OL, a fin de convertirla en señal de 1 Mhz capaz de ser escuchada en un receptor con banda AM.**



estándar de los usados en receptores de radio y cuyo coste será mínimo (tipo 455 KHz ó 10,7 Mhz). También podemos utilizar un filtro tipo cristal (5,5 Mhz, 8,83 Mhz ó 9 Mhz) o bien uno de tipo mecánico (455 KHz, 260 KHz ó 500 KHz).

## Circuitos de oscilador local

Para que un receptor de tipo superheterodino trabaje en óptimas condiciones es preciso que la frecuencia del oscilador local esté ajustada de forma que su mezcla con la RF deseada nos genere la FI buscada (la cual puede ser la suma o la diferencia de ambas señales). Por ejemplo, en un receptor superheterodino de radio AM diseñado para trabajar con una frecuencia intermedia de 455 KHz, cuando queremos recibir una estación que emita a 1.240 KHz, la señal del oscilador local debe ser de 1.695 KHz ( $1.695 - 1.240 = 455$ ) o bien de 785 KHz ( $1.240 - 785 = 455$ ). Normalmente, el OL se elige para que esté por encima de la frecuencia de operación (aunque esto no es obligatorio), así se utiliza la suma de la RF y de la FI. En los receptores de conversión directa o "autodinos" la frecuencia del OL se sitúa muy cerca de la RF.

En el circuito NE602 el oscilador local puede ser interno o externo, según nuestras necesidades. En la figura 6A vemos el esquema de conexión para un OL externo. La señal del oscilador se acopla a la patilla 6 a través de un condensador de bloqueo de continua. Dicha señal debe tener una amplitud de unos 700 mVpp.

Las figuras 6B y 6C muestran osciladores de frecuencia variable (VFO) internos. El de la figura 6B es del tipo Hartley, como indica la presencia de la realimentación tomada desde la inducción de sintonía L1. La versión de la figura 6C es del tipo oscilador Colpitts, el cual se reconoce por la red de realimentación extraída desde el centro del divisor capacitivo formado por C2 y C3. En la figura 6D podemos ver un diseño que usa un oscilador de cristal en modo paralelo para una frecuencia fundamental (de 0,8 a 20 Mhz). Los valores de los condensadores serán aproximadamente :

$$C1 = 100 / \sqrt{f} \text{ pF}$$

$$C1 = 1000 / f \text{ pF}$$

Si utiliza cristales específicos para esta aplicación, solicítelos de modo de operación paralelo para la frecuencia deseada y con una

capacidad de carga de 20 ó 30 pF. El condensador variable opcional (C3) le permitirá realizar el ajuste fino a la frecuencia de resonancia requerida. Este método suele usarse mucho en radios de frecuencia fija.

En 6E vemos el circuito para un oscilador de sobretono. Se suele usar este circuito sobre todo en la gama baja de VHF. La inducción debe ser tal que resuene en la frecuencia de sobretono (p.ej. la frecuencia buscada del OL) con la combinación serie de C1 y C2. El cristal es de tipo tercer sobretono, por lo que debemos especificarlo así al adquirirlo. No debe ser de la frecuencia fundamental, pues el circuito no trabajaría tal como debe hacerlo.

Y, por último, la figura 6F nos muestra un circuito de OL de variable por tensión. Como vemos, se utiliza un diodo varicap para sintonizar la bobina L1 a la frecuencia deseada. Los condensadores C1 y C2, los cuales conforman el oscilador como del tipo Colpitts, hacen que este montaje se asemeje bastante al de la figura 6C.

## Aplicaciones

No podemos dar por terminado este artículo sin mostrar alguna aplicación específica para el circui-

to NE602. Las siguientes, aún no siendo exhaustivamente comentadas, darán una idea de la flexibilidad de este circuito.

En la figura 7 vemos un ejemplo de convertidor de frecuencia simple. En este caso, se trata de convertir desde la gama de radio de V y VH a la gama AM. El circuito convierte los 15 Mhz (V y VHF) a 1 Mhz (la zona central de la banda de AM). El oscilador local (OL) de 16 Mhz es del tipo cristal y diseñado para trabajar con la onda fundamental. Hemos elegido la frecuencia de 16 Mhz debido a que los cristales de 16 Mhz son utilizados en ordenadores personales, lo cual los hace fácilmente localizables en el mercado.

El circuito de entrada se sintoniza mediante un transformador de RF, cuyo secundario resuena a la RF. Este puede ser de tipo estándar (cilíndrico) o bien de forma de toroide. También podemos modificar un transformador de FI (10,7 Mhz)

para utilizarlo aquí (de los que tienen un condensador de resonancia alojado en un agujero de su base). Este condensador deberá ser eliminado y extraído del bote transformador a fin de que podamos utilizar otro externo (Cx). Estos mismos consejos pueden observarse con el transformador de salida. A pesar de haber sido diseñado específicamente, este circuito puede usarse para otras características de utilización distintas.

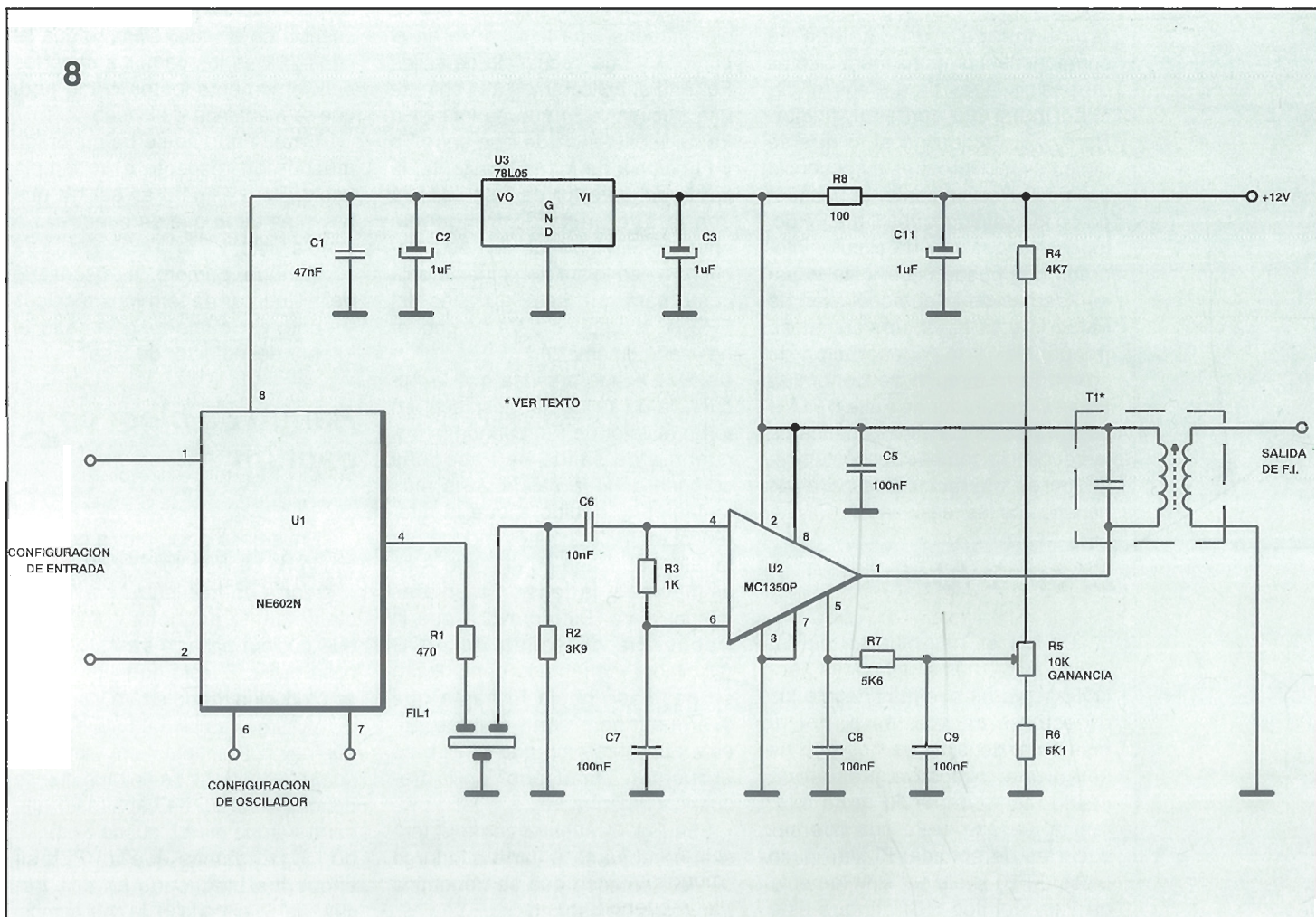
En la figura 8 vemos cómo, combinando unos pocos integrados, podemos conseguir todo un receptor superheterodino. En el circuito, la conversión de frecuencia se lleva a cabo por un NE602 apoyado por alguna de las configuraciones estándar de entrada y de OL comentadas anteriormente. El circuito de salida es del tipo de filtro cerámico ya comentado. El amplificador de frecuencia intermedia se basa en el integrado MC1350P, cuya ganancia es de 60 dB, operando

a 455 Khz. El potenciómetro R5 actúa como regulador de ganancia (sensibilidad) controlando la polarización CC de la patilla 5 del MC1350P.

Debido a las altas frecuencias implicadas en los diseños, hay dos normas básicas que aconsejamos tener en cuenta a la hora de montar los circuitos. Primero, procure que las distancias entre conexiones y la longitud de las pistas sean lo más cortas posibles. Segundo, si piensa, como es lógico, utilizar placas de circuito impreso para montar sus circuitos, le sugerimos que rodee todo el montaje con una pista que constituya el plano de masa donde podrá conectar todas las masas del circuito.

El circuito NE602 es un dispositivo realmente único y ofrece la posibilidad de realizar una amplia variedad de proyectos de RF a todos aquellos que no están demasiado versados en los diseños de radiofrecuencia. Inténtelo, seguro que lo disfrutará.

**Figura 8.-Este sencillo, y a la vez completo, receptor superheterodino es un claro ejemplo de la flexibilidad del NE602. Combinando este circuito con cualquiera de los montajes de entrada y de OL descritos obtendremos un completo receptor.**





**En el presente artículo veremos el funcionamiento de este interesante dispositivo electrónico tan utilizado en los equipos de comunicaciones.**

# APLICACIONES DEL PLL

Supongamos que se tiene una onda cuadrada y se quiere dividir por dos. Con toda seguridad, una rápida mirada a un catálogo de componentes proporcionará cientos de posibilidades para elegir el circuito integrado contador/divisor. Pero, ¿qué ocurriría si lo que se desea es multiplicar esta frecuencia por dos? Posiblemente, la búsqueda en los catálogos resultará infructuosa, aunque hay un circuito integrado que puede hacer este trabajo, además de la demodulación de FM, AM y FSK, la conversión de frecuencias y la regeneración de señal. Este circuito se denomina Bucle Comparador de Fase o PLL y es tan versátil para los usuarios de la frecuencia como lo son los amplificadores operacionales para los usuarios de las tensiones.

## El bucle básico

En la Fig. 1 se muestra el PLL en su forma más simple. Más adelante se verán con más detalle los detectores de fase pero, por el momento, consideraremos que es como una caja cuya tensión de salida media depende de la diferencia de fase entre sus dos frecuencias de entrada. El filtro pasa bajos (FPB) suele ser simplemente un filtro del tipo RC, aunque este

no es el caso general como veremos más adelante.

Consideraremos primero el PLL sin entradas, una tensión  $V_a$  en el punto A y una frecuencia de salida  $F_o$ . Ahora, aplicaremos a la entrada una frecuencia  $F_i$  que es inferior a  $F_o$ . Si la diferencia de fase entre  $F_o$  y  $F_i$  cambia de forma constante, la salida del detector de fase oscilará con la diferencia de frecuencia entre  $F_o$ - $F_i$ . Haciendo que esta frecuencia sea lo suficientemente baja como para que pase a través del FPB se superpone a  $V_a$  un pequeño rizado en amplitud.

Este rizado provoca que la frecuencia de salida se "desplace" en torno al valor de  $F_o$ ; cuando la frecuencia de salida se hace más cercana a  $F_i$ , la salida varía más lentamente, debido a que la diferencia en frecuencia es menor; por lo tanto, el rizado en el punto A es asimétrico y la tensión media es inferior a  $V_a$ . Esto provoca que la frecuencia de salida del VCO (Oscilador Controlado por Voltaje) se desplace hacia  $F_i$  hasta que eventualmente sean iguales. En este punto se dice que el PLL se encuentra "bloqueado" en la frecuencia de entrada.

La Fig. 2 muestra cómo la tensión en el punto A varía a lo largo de este proceso que se denomina transitorio de captura.

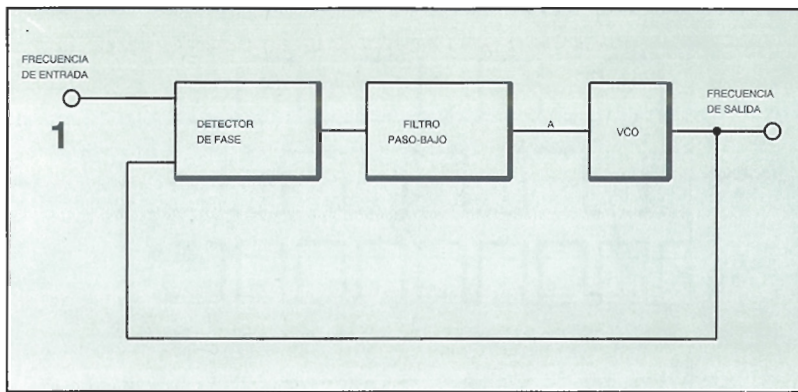
Una vez que el PLL se encuentra bloqueado en la frecuencia de salida, seguirá cualquier cambio de la frecuencia de entrada, siempre que se consiga que los cambios sean lo suficientemente lentos como para que se mantenga el bloqueo.

Parece que no se ha mejorado mucho con respecto a un simple cable. Pero esto no es así, ya que hay más de lo que se puede ver a simple vista.

Aunque, primero, es necesario definir un par de términos técnicos y echar un cuidadoso vistazo al interior del detector de fase.

## Rango de bloqueo y captura

En la descripción previa del transitorio de captura se suponía que la diferencia en frecuencia era lo suficientemente pequeña como para que pudiera pasar a través del filtro pasa bajos. Si esto no fuese así no se produciría rizado en  $V_a$  y la salida del VCO no cambiaría. Esto significa que hay únicamente un rango limitado de frecuencias de entrada que se denomina rango de captura, lo que permitirá que el PLL quede bloqueado. Supongamos que un PLL se encuentra bloqueado en una frecuencia de entrada  $F_i$ , la cual cambia



**Figura 1.-**  
Diagrama de  
bloques de un  
PLL básico

de forma rápida a una nueva frecuencia  $F_2$ . El PLL solamente bloqueará esta nueva frecuencia si ésta cae en el rango  $F_1 - 1/2 F_c$  a  $F_1 + 1/2 F_c$  en la que  $F_c$  es el rango de captura. Es fácil ver que  $F_c$  depende de forma directa de la frecuencia de corte del filtro pasa bajos.

Una vez que el bucle se encuentra bloqueado, éste seguirá los pequeños cambios en la frecuencia sobre el rango completo de funcionamiento del VCO que se denomina rango de bloqueo. Ahora, la rapidez con que la entrada tenga que cambiar para que se produzca un nuevo cambio depende de la frecuencia del filtro pasa bajos. En todos los circuitos integrados PLL la frecuencia central y el rango de bloqueo del VCO se seleccionan mediante resistencias y condensadores en las patillas adecuadas del circuito de acuerdo con las ecuaciones de diseño de la hoja de datos proporcionada por el fabricante.

## Detectores de fase

Hay dos tipos de detectores de fase que se utilizan en los PLL que se denominan, de forma imaginativa, como del Tipo I y del Tipo II.

Un detector de fase del Tipo I consiste en un multiplicador de cuatro cuadrantes. La salida media de un multiplicador depende de la fase entre sus entradas.

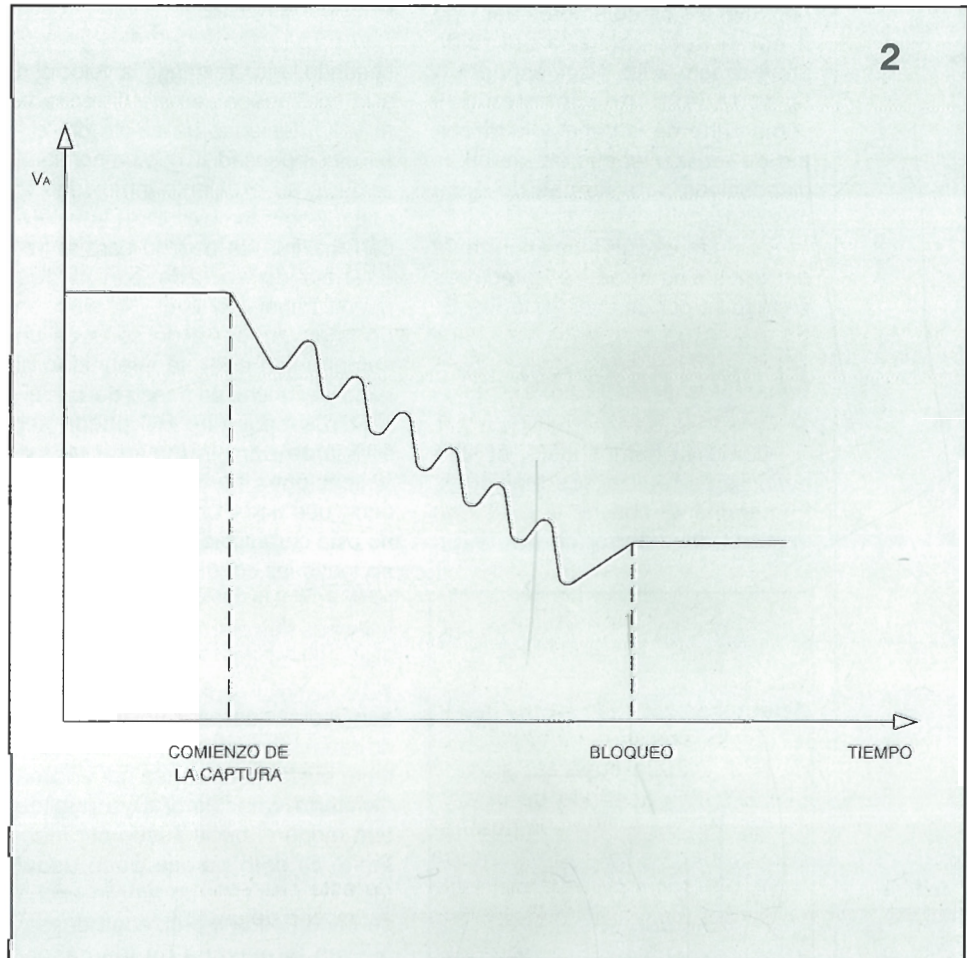
Si las entradas son ondas cuadradas digitales, entonces el detector de fase se puede simplificar mediante el uso puertas OR exclusivas. Una cuidadosa mirada a la Fig. 3 debería convencer de que el ciclo de trabajo (relación entre marca-espacio), y, por lo tanto, el nivel medio de la salida, dependen de la diferencia de fase entre las entradas. Hay que destacar en la Fig. 3 que la frecuencia de salida es el doble que la frecuencia de entrada con lo que se consigue que el dis-

positivo funcione como un multiplicador. Uno de los principales problemas de los PLL que utilizan los detectores de Tipo I es que tienen tendencia a bloquearse en una frecuencia que es múltiplo de la frecuencia de entrada que caiga dentro del rango de captura, incluso si este múltiplo no está presente como armónico en la señal de entrada. Este tipo de detectores de fase también pueden tener problemas si el ciclo de trabajo de la entrada no se encuentra próximo al 50%. También, como la salida de estos detectores es oscilatoria, siempre habrá algo de rizado residual a la salida del filtro pasa bajos, con lo que se provocan perturbaciones

oscilatorias a la salida del VCO. Uno de los puntos fuertes de este tipo de detectores es una buena inmunidad al ruido en la entrada.

Los detectores del Tipo II son unos dispositivos muy sensibles, lo cuales deben funcionar con entradas de onda cuadrada. Se pueden considerar como un conmutador de tres posiciones, como se puede ver en la Fig. 4. Estos dispositivos funcionan de la siguiente forma: un flanco descendente de la señal de "entrada" provoca que el conmutador se mueva a una posición hacia arriba, es decir, hacia la tensión positiva) a menos que ya se encuentre en esa posición, en cuyo caso se mantendrá en la misma. De forma similar, un flanco descendente en la entrada de "realimentación" provoca que el conmutador se mueva a una posición hacia abajo. El resultado en conjunto de todo esto es que la fase de la señal sigue a la de la realimentación, el detector de fase proporcionará pulsos de corriente al condensador del filtro pasa bajos, drenando corriente de él cuando la realimentación controla la señal. Estos pulsos de corriente cargan o descargan el condensador hasta que la salida

**Figura 2.-**  
Transitorio de  
captura de un  
PLL





**Figura 3.- El funcionamiento de un detector de fase OR exclusivo (a) 45° (b) cuadratura y (c) 135°**

del VCO es de la misma frecuencia y fase que la de entrada.

Cuando se logra esto, la salida del comparador de fase se comporta como si se tratase de un circuito abierto.

A diferencia del detector del Tipo I, los pulsos de salida del Tipo II desaparecen completamente cuando el bucle se encuentra bloqueado en la frecuencia de entrada, por lo que no existe rizado residual a la salida del filtro pasa bajos y el VCO se mantiene constante.

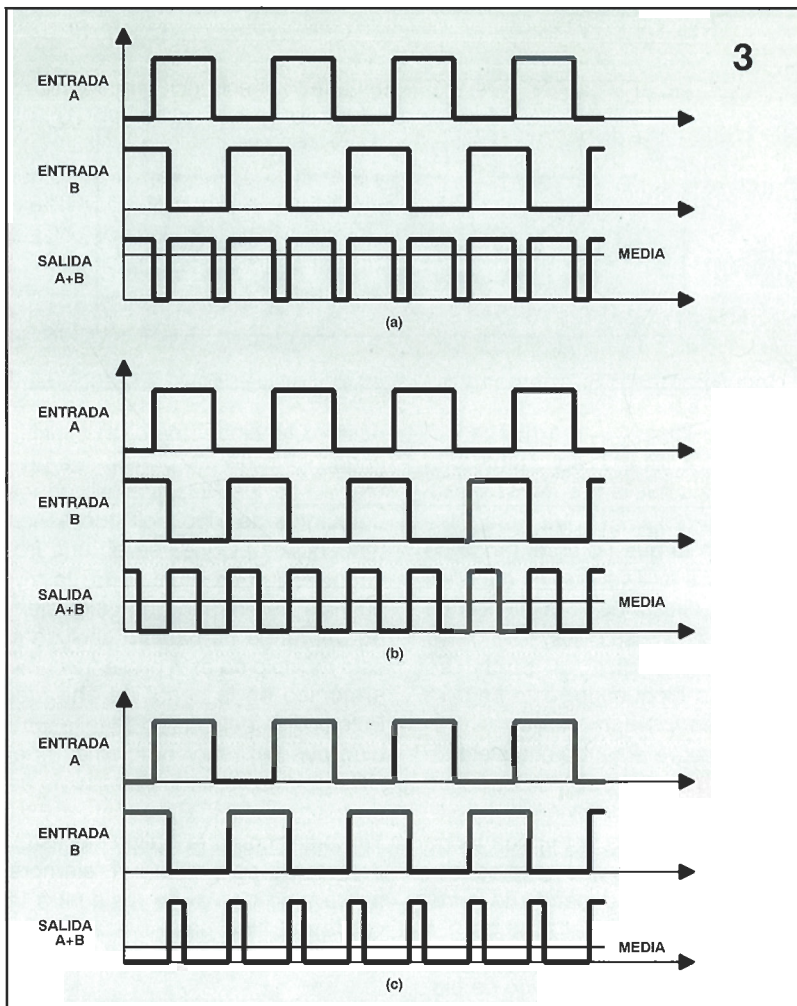
Otra buena característica de los detectores del Tipo II es que su rango de captura es igual al rango de bloqueo y no se encuentra restringido a los del filtro pasa bajos. Esto es debido a que los pulsos de corriente del filtro pasa bajos siempre cargarán, o descargarán, al condensador del filtro hasta que la tensión sea la correcta; la constante de tiempo del filtro pasa bajos solamente determina el tiempo que tarda en realizar esto. De hecho, en los detectores del Tipo II, el filtro pasa bajos funciona más como un sistema de muestreo y retención, almacenando la tensión de entrada necesaria para el VCO hasta que el detector indica que debe variar.

Probablemente, el único punto negativo de los detectores del Tipo II es su poco rechazo del ruido provocado por los picos espurios a la entrada siendo mantenidos como parte de la señal y la dificultad de realizar el interfaz de estos dispositivos para formas de onda no cuadrada.

Las diferencias más importante entre los dos tipos de detectores de fase se pueden ver en la Fig. 5.

## El filtro pasa bajos

Como ya hemos visto, el filtro pasa bajos realiza dos funciones. Primeramente obtiene la media de la salida del detector de fase y, en



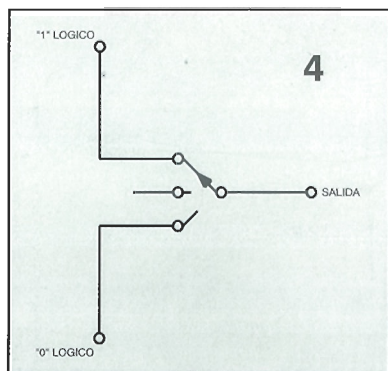
segundo lugar, restringe la velocidad a la cual puede cambiar la entrada al VCO, teniendo un efecto de "circuito compensador" que proporciona al bucle su excelente inmunidad al ruido. Como también dicta la velocidad máxima de cambio para la frecuencia de entrada con la que puede trabajar el bucle, la elección de una frecuencia de corte es un compromiso entre la inmunidad al ruido y el ancho de banda del bucle.

Un simple filtro RC puede ser suficiente para la mayoría de las aplicaciones de los PLL, pero un bucle que utilice un filtro de este tipo no está garantizado que sea estable en todas las condiciones. Aplicando toda la teoría desarrollada para los sistemas de control de bucle de precisión (amplificadores operacionales y termostatos para hornos) se demuestra que para un determinado rango de bloqueo se debe mantener el ancho de banda por encima de cierto valor umbral ya que de otro modo el bucle puede ser inestable. Si esto parece poco usual (después de todo un amplio ancho de banda es una propiedad deseable, en la mayoría de los casos,

¿por qué se desea reducirlo?), hay que recordar que las características de ruido de todos los PLL se obtienen a partir de su estrecho ancho de banda. Es probable que se hayan visto amplificadores operacionales con una ganancia mínima utilizable, denominados amplificadores operacionales descompensados, pero todo esto parte de la misma teoría. Una buena regla a seguir consiste en mantener la frecuencia de -3 dB del filtro por encima aproximadamente de un quincuagésimo del rango de bloqueo.

No se pierde todo si la aplicación requiere un bucle que podría ser inestable; simplemente, habrá que reemplazar el filtro por uno del tipo polo-cero, como el que se muestra en la Fig. 6. Se comenzará haciendo R2 aproximadamente un quinto del valor de R1 ajustándola para obtener la estabilidad necesaria sobre todo el rango de bloqueo. A los perfeccionistas conviene informarles que hay un método para calcular los valores de R1 R2 y C utilizando una teoría similar a la de compensación polo-cero para los amplificadores operacionales.

**Figura 4.- Detector de fase conmutador del Tipo II**



## Usos de los PLL

Ahora que hemos analizado la teoría de los PLL, veamos cómo se aplican para hacer que sean algo útil en la práctica.

## Regeneración de señal

Una característica interesante de los PLL es que no hay ninguna regla que diga que las formas de onda de las señales de entrada y de salida necesitan ser idénticas. Esto significa que es perfectamente razonable lograr una bonita onda seno a partir de una horrible forma de onda de entrada.

No sólo se puede conseguir todo lo que hemos expuesto sino que también se puede lograr que el efecto de compensación "proporcionado" por el filtro pasa bajos suavice el ruido y las discontinuidades de la señal de entrada, proporcionando una mejora de la relación señal/ruido. De hecho, la entrada podría desaparecer por completo durante aproximadamente un tiempo igual a la constante de tiempo del filtro pasa bajos sin que el VCO llegue a notarlo siquiera. El que un modem intente recibir una señal que ha viajado por medio mundo es, posiblemente, una capacidad de las más apreciadas.

Como se indicó anteriormente, una mejora en la relación señal/ruido siempre se acompaña por una reducción en el ancho de banda, y en este caso la reducción se reduce a la frecuencia del corte del filtro pasa bajos.

## Demodulación de FM

La demodulación de FM es inherente al PLL ya que la tensión a la salida del filtro pasa bajos es proporcional a la frecuencia de entrada.

Los demoduladores PLL para FM se utilizan en los sintonizadores de alta fidelidad de alto nivel ya que pueden tener una mayor linealidad que los detectores de relación o cuadratura.

A pesar de ello, estos son más caros debido a que necesitan tener un VCO lineal y un detector de fase capaces de trabajar a elevadas frecuencias.

El VCO está fabricado de tal forma que su frecuencia central es igual a la FI (frecuencia intermedia) y su rango de bloqueo es mayor a dos veces la desviación máxima de la señal (10,7 MHz y 75 KHz para la radiodifusión de FM). El ancho de banda para audio viene determinado por la frecuencia de 3dB del filtro pasa bajos.

## Modulación por desplazamiento en frecuencia

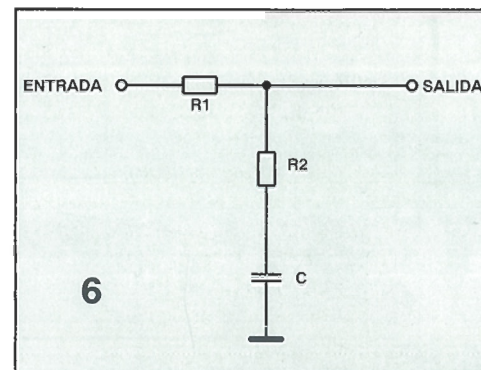
La modulación por desplazamiento en frecuencia (FSK) es una forma de modulación digital de FM utilizada por los modems y los interfaces de casete para ordenador, y sirve como interfaz de señales digitales a canales de audio. Los dos niveles digitales quedan representados por dos frecuencias distintas, las cuales se pueden decodificar utilizando el circuito de la Fig. 7. El bucle está diseñado de forma que las dos frecuencias de entrada provoquen tensiones en el punto A lo más próximas posibles a los niveles máximos y mínimo (normalmente +Vcc y 0 V) y se utiliza un comparador para detectar el nivel presente.

La elevada inmunidad al ruido de los PLL reduce las necesidades de los circuitos de procesamiento de señal y los circuitos de corrección de errores, pero, de nuevo, aquí se tiene un compromiso entre el ancho de banda (velocidad de transmisión o baudios) e inmunidad al ruido.

## Multiplicación de frecuencias

En la multiplicación de frecuencias es donde se muestran mejor las

5	TIPO	TIPO
Ciclo de trabajo de entrada	50% óptimo	Irrelevante
¿Bloqueo de armónicos?	Sí	No
Características de ruido	Buena	Mala
Rizado	Alto	Bajo
Rango de captura	Inferior al rango del VCO	El rango completo del VCO
Diferencia en fase cuando está bloqueado	90°	0°
Frecuencia cuando está sin volcar	Frecuencia central del VCO	Frecuencia mínima del VCO



similitudes entre los PLL y los amplificadores operacionales, como se puede ver en la Fig. 8. Este circuito encuentra usos en la síntesis de frecuencia y en la regeneración de una subportadora de 38 KHz a partir de un tono piloto de 19 Hz en la radiodifusión de FM y en la generación de señales de reloj bloqueadas a la alimentación de alterna para integración de convertidores analógicos digitales ADC. El montaje que acompaña a este artículo es un multiplicador de frecuencia PLL para extender el rango útil de un contador de frecuencia para banco de trabajo.

Figura 5.- Diferencias principales entre los detectores de fase del Tipo I y del Tipo II.

Figura 6. Filtro pasa bajos del tipo polo-cero

## Conversión de frecuencias

Hay disponibles un cierto número de circuitos integrados que toman una frecuencia de refe-

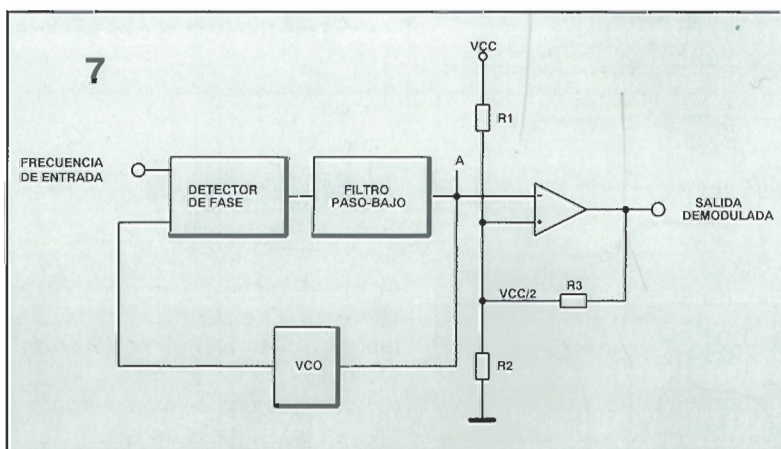
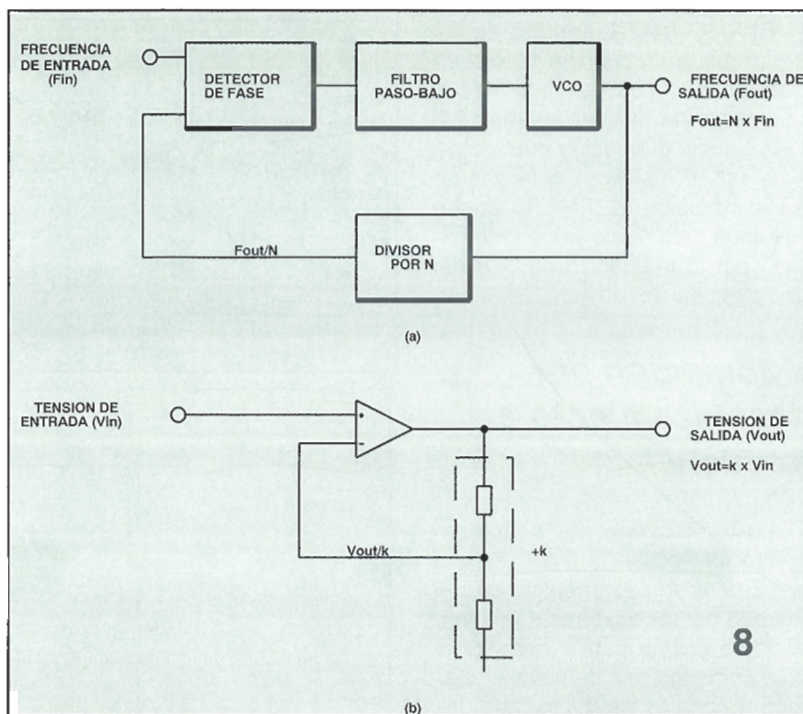


Figura 7.- Un demodulador PLL para señales FSK



Figura 8.- (a) Un multiplicador de frecuencia PLL, (b) un multiplicador de tensión basado en amplificador operacional



rencia y generan una serie de frecuencias en un rango relacionado con las mismas (como ejemplos típicos tenemos las series HD44015 y MC145151). Se han diseñado para ser utilizados en las radios multicanal, para permitir la generación de la frecuencia del oscilador local a partir de la frecuencia del cristal

Estos circuitos integrados utilizan una combinación de divisores de frecuencia y una variante bastante esotérica de los PLL denominada traductor de frecuencia, mostrado en la Fig. 9.

El trabajo de este circuito consiste en producir una salida en frecuencia igual a la suma de las dos frecuencias de entrada. La mejor forma de ver esto es suponer que

la frecuencia de salida es  $F_1 + F_2$  y, entonces, se ve que es estable. Así, si éste es el mismo caso que el multiplicador, generaremos la frecuencia suma y la diferencia:

$$(F_1 + F_2) - F_1 = F_2$$

y

$$(F_1 + F_2) + F_1 = 2F_1 + F_2$$

Ahora, si la frecuencia del filtro pasa bajos 1 deja pasar la frecuencia diferencia, pero elimina por completo la frecuencia suma, entonces la entrada al comparador de fase es de la misma frecuencia y el bucle es estable.

Cuando se utiliza este circuito es mejor hacer de  $F_2$  la frecuencia menor para así aumentar la separación entre las frecuencias suma y diferencia.

Los lectores más críticos es probable que se pregunten por qué todo este problema cuando el circuito de la Fig. 10 lo puede hacer todo. Veamos un ejemplo.

Supongamos que tenemos una señal de 100 KHz la cual se desea

pasar a 100 Hz. El multiplicador de la Fig. 10 puede producir frecuencias de 10.100 Hz y 9.900 Hz mientras que la versión PLL produce unas frecuencias de 20.100 Hz y 100 Hz. En el primer caso sería virtualmente imposible separar las dos frecuencias; peor, incluso: un simple filtro RC sería capaz de separar las frecuencias de forma admirable, en el segundo de los casos.

Incluso si se encontrasen la frecuencia suma y diferencia bien separadas, el circuito de la Fig. 9 ofrece una mayor inmunidad al ruido y no se ve afectado por los armónicos (multiplicador simple que solamente trabajará bien con una onda seno limpia).

## Demodulación de AM

El detector "sincrodyne" mostrado en la Fig. 11 es lo último en demodulación de AM de altas características que ofrece grandes mejoras en la linealidad sobre los detectores de diodo convencionales.

El PLL genera una referencia de fase de onda cuadrada bloqueada a la frecuencia portadora. El inversor opcional es un dispositivo con una ganancia de  $+1$  ó  $-1$  dependiendo de la señal de control que, en este caso, actúa como un rectificador asíncrono.

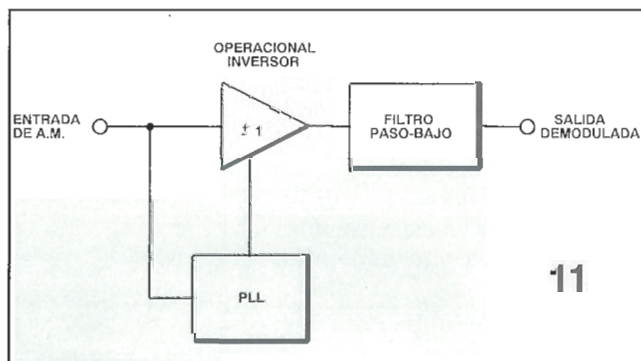
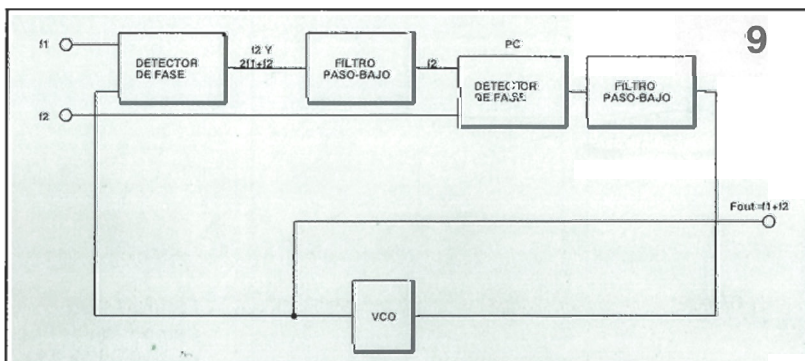
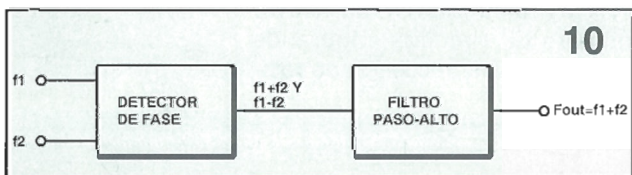
## Conclusiones

Esperamos que estas páginas hayan proporcionado una visión de las aplicaciones más populares de los PLL. Asimismo, se han intentado evitar en este artículo los diagramas de circuito detallados y las ecuaciones de diseño ya que los detalles específicos dependen en gran medida de los PLL o de los circuitos basados en los PLL utilizados en cada caso.

Figura 9.- Un convertidor de frecuencia PLL

Figura 10.- El simple convertidor de frecuencia

Figura 11.- Detector de AM de alta calidad de PLL.



EXTRAORDINARIA OFERTA DE SUSCRIPCION

# elektor

La suscripción anual a ELEKTOR, que incluye gratis el número extra de julio/agosto, ahora por sólo

**5.500**  
pesetas

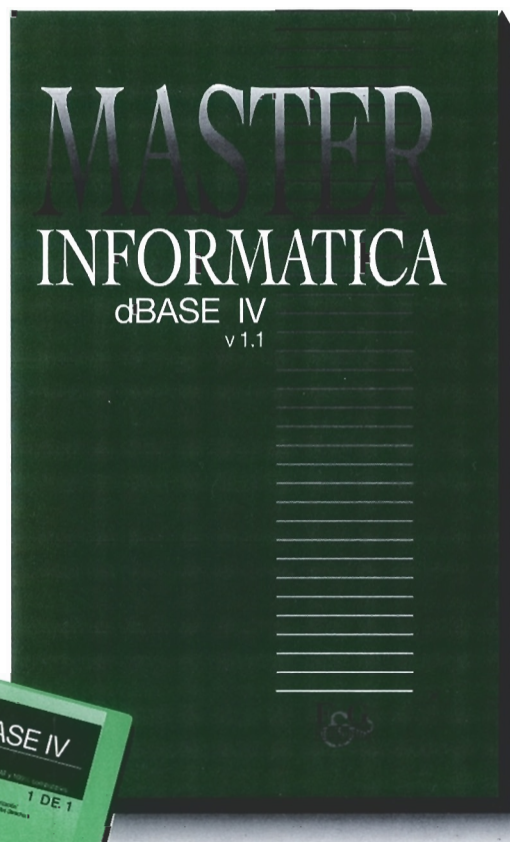
Y, además, un curso completo

MASTER INFORMATICA

**dBASE IV**

*¡Completamente gratis!*

- Cursos que suponen una revolución en el mundo de la Enseñanza Asistida por Ordenador.
- Con simulaciones exactas de las pantallas reales de cada programa.
- Sólo necesita introducir los discos en su ordenador y seguir las instrucciones.



**E&G**  
EDITORES  
S.A.

**AVISO A NUESTROS LECTORES**

Todos nuestros suscriptores recibirán —junto con el número correspondiente a su renovación— el ejemplar del Curso MASTER INFORMATICA. Aquellos que deseen suscribirse por vez primera, deberán RELLENAR EL BOLETIN SITUADO EN LA SOLAPA DE LA CUBIERTA

Pza. República Ecuador, 2  
28016 MADRID  
Tno: (91) 457 94 24 Fax: (91) 458 18 76

Oferta válida hasta agotar existencias



***Este pequeño "aparato" transmisor genera una excelente señal en la gama FM y VHF. Resulta ideal como dispositivo de vigilancia para los más pequeños de la casa.***

# UN MINI- TRANSMISOR DE FM

El pequeño transmisor que presentamos es capaz de emitir una señal carente de todo ruido, y tan nítida y clara que puede captarse en cualquier punto de la vivienda, e incluso probablemente hasta en el jardín. Las prestaciones del mismo dependerán, en última instancia, de la sensibilidad del receptor utilizado, aunque podemos asegurar que las pruebas realizadas con varios modelos diferentes han sido del todo satisfactorias. La elegancia del diseño radica en el uso de un simple circuito tipo reflex, el cual utiliza un único transistor. Como resultado del número tan reducido de componentes, y de la utilización de tecnología de montaje superficial, se ha conseguido un diseño realmente compacto. En condiciones normales, el receptor utilizado permanecerá completamente "mudo"

hasta el momento en que el más mínimo ruido perturbe el silencio captado por la cápsula microfónica utilizada. Esto evita el uso de un interruptor disparado por sonido. No nos cabe duda alguna de que el lector se verá sorprendido gratamente por la nitidez obtenida en un dispositivo tan pequeño como el que le presentamos.

## **Funcionamiento**

El esquema del transmisor se puede ver en la figura 3. Se utiliza una vieja técnica, llamada "réflex", que data de los tiempos en que los dispositivos activos eran caros y se usaban para realizar dos funciones al mismo tiempo. En este caso, el transistor Q1 está actuando como un amplificador de audio para la señal procedente del

micrófono. La señal amplificada aparece en el colector, siendo R2 la resistencia de colector. R1 proporciona la polarización y la realimentación de DC para ajustar el colector a unos 3,4 V, produciendo un simple amplificador de emisor común. Al mismo tiempo, el transistor está funcionando como oscilador de base común en VHF, mandando a masa la RF mediante C3. La realimentación de RF al emisor a través de TC1 mantiene la oscilación. La frecuencia está determinada mediante L1, TC1, la capacidad parásita y la capacidad colector base de Q1. Ahora, la unión base colector está polarizada inversamente y simula un diodo de capacidad variable o varicap. Como la señal de audio amplificada aparece en este diodo; su capacidad y, por lo tanto, su frecuencia de VHF, variarán en con-

sonancia con la entrada de audio. La salida se toma directamente del colector utilizando una pequeña antena. La frecuencia del oscilador se ajusta con TC1. La potencia de entrada de RF del transistor es sólo unos 8 mW, frente a los 25 mW del transmisor completo.

## Montaje

El equipo ha sido montado sobre una pequeña placa de circuito impreso de doble cara cuyas medidas son: 1,7 cm X 1,45 cm. Hemos preferido utilizar un circuito de doble cara por su menor tendencia a la deformación, lo cual redundará en una menor fatiga para los componentes. Recomendamos utilizar componentes de tamaño 1206. Consideramos que este es un tamaño adecuado para la manipulación y soldadura manual, y que al mismo tiempo nos permite obtener un diseño realmente compacto y comparable a los realizados en la industria automatizada. Una vez hayamos montado todos los componentes en la placa, el grosor de la misma no excederá de unos pocos milímetros. Aunque podemos diseñar nosotros mismos el circuito impreso a utilizar, el mostrado en la figura 1 ha sido ya suficientemente verificado y funciona de manera perfecta.

Para realizar el montaje deberemos contar, como mínimo, con un par de pinzas, un soldador de 12 W con una punta lo suficientemente fina y estaño muy fino con resina incorporada, o si no un poco de estaño del tipo que lleva una pizca de plata incorporada en la aleación con el fin de reducir el punto de fusión a unos 180° C. Esto hace que disminuya la temperatura a la que se ven sometidos los componentes a la hora de soldarlos. Si usted no está aún habituado al uso de los componentes SMD, le recomendamos que comience, digamos, con R4, la cual está situada en una zona más accesible.

Pero antes, comentaremos con más detenimiento este tema.

Es obvio que no tardará mucho en darse cuenta de la necesidad de sujetar en la posición correcta el componente antes de empezar a soldarlo. En las cadenas de soldadura industriales estos se fijan a la placa mediante unas pasadas con una pasta de soldadura, la

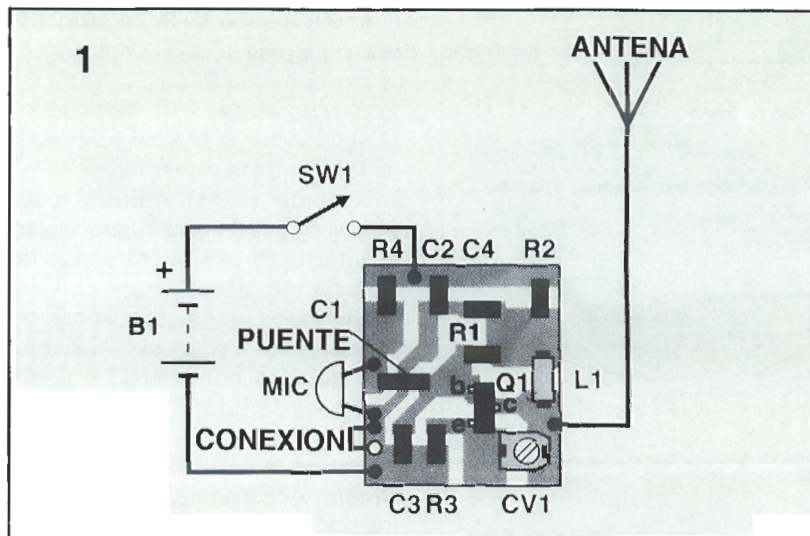


Figura 1.- Situación de componentes del circuito impreso en la que se muestran las conexiones a los diferentes puntos externos y las conexiones entre las dos caras del circuito impreso.

cual resulta lo suficientemente pegajosa para que estos se mantengan en la posición deseada. Otras veces se utilizan pequeños puntos de pegamento. Luego se calienta toda la placa con infrarrojos o con otro método hasta que la pasta se funde. Este proceso consiste en que el color gris de la pasta de soldar muta hasta transformarse en el color brillante de la soldadura, momento conocido como "reflujo". Con esta técnica se consiguen soldar los dos terminales del componente al mismo tiempo. Para manejar nosotros los componentes no es preciso que utilicemos pegamentos, todo lo más podemos hacer uso de la pasta de soldar y de un soldador de aire caliente, el cual se utilizará para producir el reflujo ya mencionado. De todas formas, asumimos que se va a utilizar el típico soldador de siempre. Así que volvamos de nuevo con R4.

Si ya teníamos problemas para sujetar los componentes en la placa, estos pueden verse aumentados cuando la placa tome vida propia y comience también a moverse. Para evitar esto le sugerimos que la fije a su mesa de trabajo con una gotita de pegamento. Una vez solucionado esto sujetaremos R4 con una pinzas no magnéticas. Si intentamos, ahora, soldar uno de los extremos del componente comprobaremos que este tiende a elevarse, fenómeno debido a la tensión superficial de la soldadura. La solución, no obstante, es muy fácil. Coja una pinza de las de tender la ropa y sujete el componente contra la placa. Ahora, la soldadura no le ofrecerá problema alguno. Para el otro

extremo de R4 podemos usar el método tradicional. Otra alternativa es localizar en el mercado especializado el útil específico para mantener el componente sujeto sobre la placa. Su ventaja es que podemos aplicar simultáneamente el estaño y el soldador al punto a soldar, método éste que resulta imprescindible a la hora de realizar una soldadura en condiciones.

Sea cual sea el método utilizado, lo importante es depositar sobre la pista la cantidad de estaño adecuada, y no más. Una mayor acumulación de estaño no suele redundar en una soldadura de mejor calidad. Podemos extraer el estaño sobrante mediante un desoldador de succión. Una de las razones por las que se tiende a usar más estaño del necesario suele ser la poca adherencia a la soldadura que presentan las pistas del circuito o los extremos de los componentes. Es posible que la solución a este problema pase más por añadir un poco de resina a la soldadura que por acumular más y más estaño sobre la misma. En la figura 2 podemos ver cómo es el aspecto que debe presentar una soldadura que se precie. Nosotros somos amantes de la perfección absoluta, aunque reconocemos que ésta rara vez se da, lo cual significa que aunque el aspecto final de un montaje resulte algo cutre es casi seguro que funcionará. Una vez hecho este inciso sobre el montaje de componentes SMD vamos a centrarnos de nuevo en la realización de nuestro equipo.

Soldaremos el resto de las resistencias para continuar luego con los condensadores; éstos no



**Figura 2.-**  
Ejemplo de la  
forma correcta de  
soldar los  
componentes.



van marcados, por lo que hemos de tener cuidado con ellos. El condensador cerámico (C1) de 1  $\mu$ F pasa por encima de una pista, por lo que deberemos montarlo con mucho cuidado. El transistor Q1 está situado en una posición algo incómoda al estar rodeado por el "trimmer" capacitivo y por la bobina, razón por la que debe ser soldado antes que ellos. Para TC1 hemos preferido montar un "trimmer" de tipo CTZ, el cual, aparte de ser de diseño extraplano ofrece una gran estabilidad. El uso de este "trimmer" y una bobina fija hace que el ajuste del transmisor a la frecuencia deseada sea cosa de niños. La cara opuesta a las pistas se deberá conectar a la de 0 V, utilizando para ello un trozo de hilo convenientemente pelado y que se sujete al borde de la placa. Por último, un poco de laca protectora pondrá a salvo a nuestros delicados "colegas" frente a las agresiones del rudo mundo exterior.

## Una caja para el equipo

Un circuito como el que nos ocupa puede alojarse en la cajita de cualquier pequeño juguete, o bien podemos localizar una de tipo minúsculo en el mercado. Nuestro prototipo ha sido instalado dentro de una caja de material plástico cuyas medidas son 50 mm X 37 mm X 24 mm. Es más que suficiente para alojar la batería de tipo PP3 y el circuito impreso que contiene nuestro montaje. No será mala idea sujetar el conector para la batería por medio de un tornillo miniatura, ya que la protección que incorporan estos conectores se suele despegar después de unos

cuantos cambios. El reparto de sitio dentro de la caja puede seguir la pauta marcada por la figura 3. Como vemos, con esta distribución el cambio de la pila se efectuará de forma rápida y sencilla.

Debido al material utilizado (plástico), los taladros para alojar el interruptor, el micrófono y la antena se efectuarán con la mayor facilidad. La cápsula microfónica se fijará a la caja mediante una gota de adhesivo. De igual manera, la placa de circuito impreso deberá pegarse a un lateral de la caja. Para cablear el circuito deberemos utilizar cable de tipo muy fino, tanto para la antena como para el micro. Las dos tomas procedentes de la batería se cablearán, una a través del consabido interruptor y la otra directamente a la pista de masa del circuito impreso. Usaremos un terminal de arandela para la conexión a la antena; en este caso, una telescópica de unos 30 cm aproximadamente.

## 1, 2, 3 y probando...

Daremos tensión al equipo mediante una pila de Ni-Cd, de tipo PP3. Nuestro primer objetivo será comprobar el consumo de corriente del equipo como forma de prever que no existen complicaciones graves. Con una corriente de 2,7 mA, la tensión en el extremo no activo de L1, donde se junta con R2, será de 3,4 V con respecto a tierra. Comprobaremos que la tensión en el micrófono está al menos un voltio por debajo de la tensión de alimentación. Finalmente, comprobaremos el voltaje en R3, que tendría que ser aproximadamente 0,4 V. Si el circuito pasa todas estas pruebas, es muy probable que funcione correctamente cuando lo probemos.

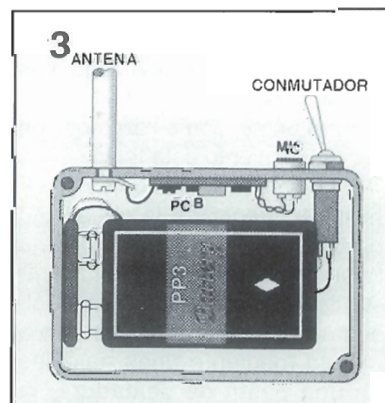
Para ajustar la frecuencia necesitamos un receptor de FM, preferiblemente uno portátil. Ajustamos el receptor a 104 MHz, por ejemplo, y lo situamos a varios metros, con el volumen en una posición tal que nos permita escuchar alguna emisora. El oscilador del emisor se balancea libremente, y, por lo tanto, es muy propenso a los efectos de la capacidad de las manos, de modo que colocaremos la antena lejos de cualquier objeto metálico y utilizaremos para el ajuste una herramienta no metáli-

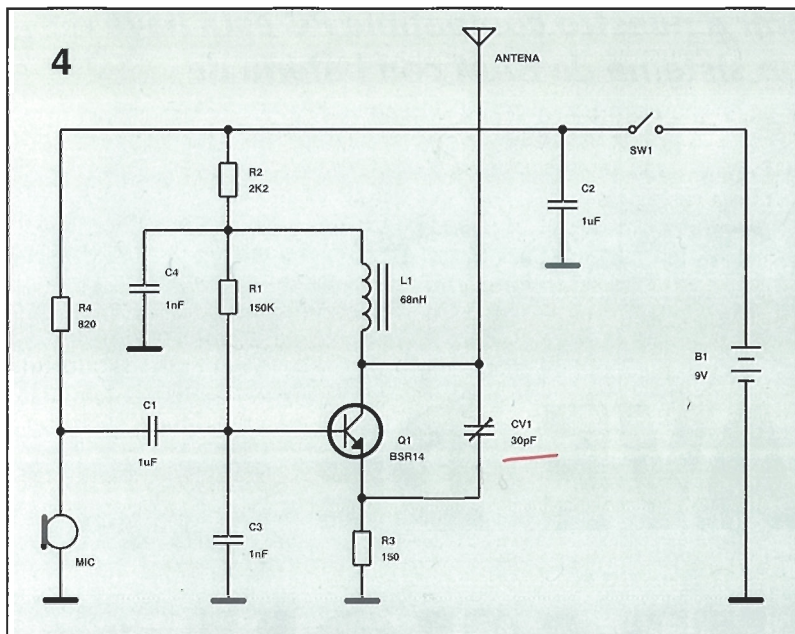
ca. Ahora, giramos lentamente TC1, y en algún punto debería desaparecer el ruido del receptor según comienza a entrar en frecuencia la señal del emisor. Si no podemos encontrar la señal, intentaremos variar la sintonía del receptor variando la longitud de la antena. La potencia de la señal debería ser suficiente para eliminar completamente el ruido de fondo del receptor, dando una escucha totalmente silenciosa, excepto por las señales de audio recogidas por el micrófono. También es posible percibir alguna realimentación, lo cual es una buena señal. Muchos receptores de FM captarán más de una respuesta para el rango de sintonía de TC1. Manteniendo el receptor y el transmisor suficientemente separados, mientras los ajustamos, conseguiremos obtener una señal correcta.

Si decidimos dar un paseo con el receptor portátil alrededor de la casa, es posible que encontremos algún punto de sombra debido al cableado. Esto podemos solucionarlo haciendo un ajuste fino de sintonía en el receptor. El transmisor está infra-modulado, ya que es un dispositivo muy sensible y le afectan enormemente las interferencias producidas por los coches y otros ruidos parásitos. Sin embargo, el ruido de fondo es una forma de asegurarnos de que el sistema de comunicaciones está funcionando correctamente. El nivel de audio se puede reducir disminuyendo el valor de R4; para ello, basta con poner otra resistencia encima.

La frecuencia variará debido a la temperatura, así como con la proximidad de otros objetos y los cambios de la tensión de la batería. De modo que lo mejor es ajustar el transmisor en un punto

**Figura 3.-**  
Diagrama interno de montaje del transmisor que muestra la situación de la placa y los demás componentes.





automático de frecuencia, de modo que sólo es necesario un pequeño ajuste al comienzo, y, después, se mantiene la frecuencia estable hasta el final. Se ha medido un cambio de frecuencia de 400 KHz por voltio. Sobre un período de prueba de 30 horas, después de la caída inicial de tensión de la batería, una caída de tensión de 0,44 V corresponderá sólo a una desviación de frecuencia de 174 KHz. Con un receptor normal con un ancho de banda de 200 KHz y un razonable AFC sólo tendríamos que retocar la sintonía muy ocasionalmente. Con 8 horas de funcionamiento diario, la batería debería durar al menos 4 días.

Conviene advertir, también, que es ilegal el uso de un transmisor sin licencia, y además no es posible obtener la licencia para estas frecuencias según la legislación vigente. Si se utiliza el transmisor como hemos recomendado, radiará menos señal que la media de los ordenadores o el oscilador local de un receptor de FM. Es una buena idea reducir el tamaño de la antena a uno tal que nos permita el buen funcionamiento del aparato. Un pequeño cable recogido de 30 cm puede ser suficiente para obtener un buen resultado. Cualquier intento de utilizar el dispositivo fuera de los límites de nuestra propiedad puede contravenir las leyes vigentes.

**Figura 4.- Esquema del mini transmisor de FM.**

#### Lista de componentes

##### Resistencias

R1 = 150 K $\Omega$  1206 resistencia miniatura 2%

R2 = 2K2 1206 resistencia miniatura 2%

R3 = 150  $\Omega$  1206 resistencia miniatura 2%

R4 = 820  $\Omega$  1206 resistencia miniatura 2%

##### Condensadores

C1, C2 = 1  $\mu$ F, 1206, condensador miniatura dieléctrico Y5V

C3, C4 = 1 nF, 1206, condensador miniatura dieléctrico COG

TC1 = 30 pF, condensador ajustable tipo CTZ

##### Semiconductores

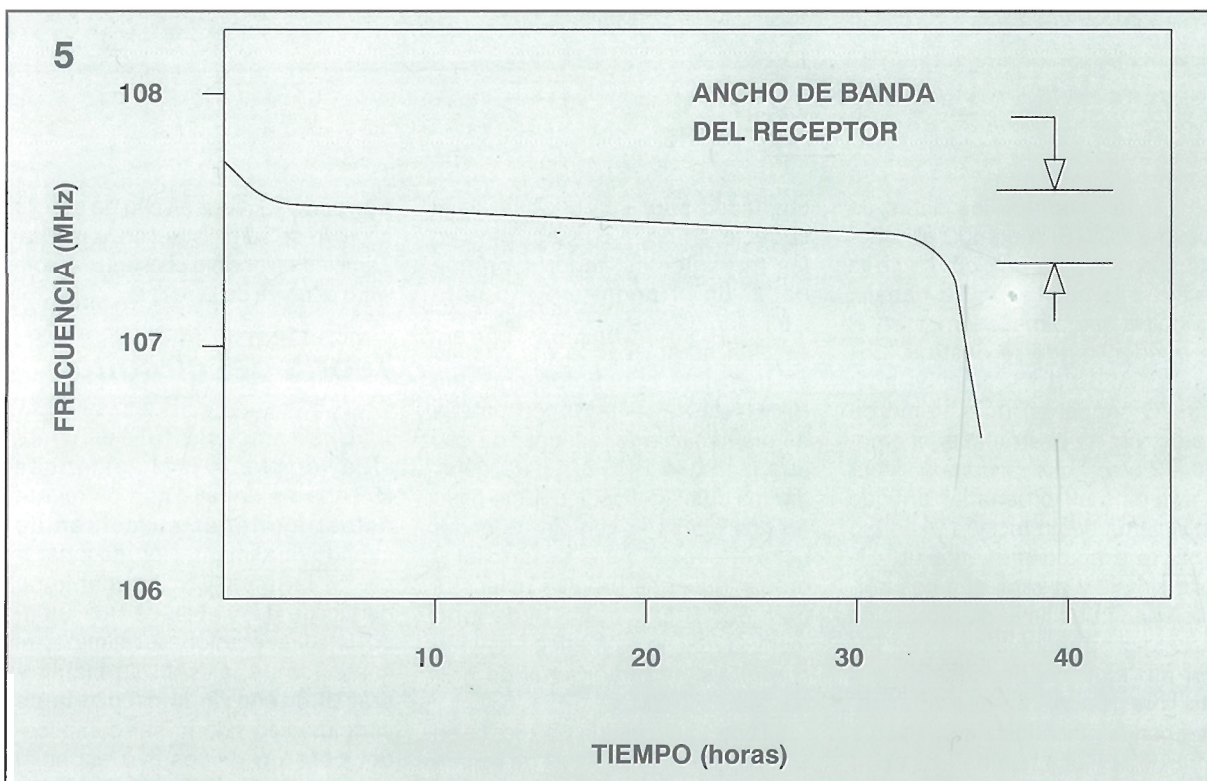
Q1 = BSR14 SOT23 transistor NPN

##### Varios

L1 = 0,068  $\mu$ H 1210, bobina miniatura tipo TDK NL322522  
Micrófono miniatura tipo ECM10A  
Conmutador miniatura  
Portapilas tipo PP3  
Caja pequeña, etc.

tranquilo y después hacer los ajustes finales en el receptor según se necesite. En la práctica funcionará muchas horas sin necesidad de tocarlo, pero es conveniente conectarlo sólo cuando se necesite para conservar la vida de la batería. Para la alimentación se debe utilizar una pila, preferiblemente una pareja de baterías recargables, para poderlas alternar, y lo que es más importante, que tienen una tensión más constante. No debemos

intentar usar fuentes de alimentación, ya que el ligero rizado producirá unos niveles de ruido inaceptables. La estabilidad de frecuencia del prototipo se muestra en la figura 5. Podemos ver que después de una caída inicial sobre las dos horas de funcionamiento, la frecuencia se estabiliza y no son necesarios más ajustes en el receptor durante 33 horas, hasta que la tensión de la batería cae definitivamente. Lo ideal es utilizar un receptor con control



**Figura 5.- Curva de la estabilidad de frecuencia con una batería Ni-Cd del tipo PP3. Después de una caída inicial, el receptor no necesitará normalmente ningún otro ajuste.**



***Ahora podemos incorporar a nuestro compatible PC esta llave de protección que incluye un sistema de RAM con batería de alimentación.***

# LLAVE DE PROTECCIÓN PARA PC

¿Están seguros los datos de nuestro PC? Si tenemos el ordenador en un sitio público, como la oficina o la habitación de trabajo, los datos que almacenamos en él se pueden perder o destruir. Los servidores de red y algunos nuevos PC contienen un sistema de protección en el arranque incorporado. Pero, ¿qué podemos hacer si tenemos un ordenador antiguo sin sistema de protección?

Este artículo presenta un circuito simple y barato, que nos permite añadir una llave de protección durante el arranque a cualquier PC con un "slot" de expansión de 8 bits libre. Cada vez que arrancamos con la placa instalada, el software de la placa nos da tres oportu-

nidades para introducir la clave correcta. Si no lo conseguimos en los tres intentos, tendremos que hacer un arranque en frío para intentarlo de nuevo.

Una característica del circuito es que está construido con una RAM estática (SRAM) con batería de mantenimiento, en lugar de con una memoria EPROM para guardar los datos del código. Este diseño nos ofrece la ventaja de poder usar el circuito para desarrollar y probar nuestras propias extensiones del BIOS del PC de una manera mucho más adecuada que con el sistema tradicional de grabar una EPROM.

Toda la circuitería se monta en una tarjeta corta de 8 bits de expan-

sión para PC, cuyo diseño de circuito impreso se suministra con la revista. También es posible conseguir el software a través de la revista.

## ***Teoría del circuito***

Una característica bien conocida de las RAM estáticas (SRAM) es aquella que permite a éstas mantener su contenido cuando la alimentación desaparece. Si la línea CS\ se mantiene dentro de 0,2 voltios de Vcc cuando la alimentación se elimina, el contenido de la RAM se mantendrá. El diseño de la circuitería de conmutación puede ser complicado, pero un dispositivo especial





## Lista de componentes

### Condensadores

C1-C5 = 10 nF, desacoplo  
C6 = 10  $\mu$ F, 16 V, electrolítico

### Circuitos integrados

IC1 = 74LS04  
IC2 = 74LS28  
IC3 = 74LS138  
IC4 = RAM estática de 32K x 8, 100 ns TIPO 43256-100,  
IC5 = transceptor octal 74LS254,

### Varios

S1 = Conmutador DIP SPST de 8 posiciones  
SmartSocket para IC4, patillas de conexión, zócalos, etc.

hace algo denominado búsqueda de ROM. El motivo de esta búsqueda es localizar dispositivos periféricos con una ROM incorporada en la placa y darles una oportunidad para inicializarse ellos mismos y enlazarse dentro del DOS. Muchos adaptadores de vídeo y controladores de disco duro lo hacen de esta forma.

El BIOS del PC identifica una extensión de ROM mediante la señal de dos bytes (55h y AAh), que aparece en las dos primeras direcciones de la ROM. El tercer byte indica el número de bloques de 512 bytes que contienen código (el número de bloques puede ser menor que el tamaño total de la ROM). El último byte en el número especificado de bloques contiene el "checksum" de todos los bytes contenidos en esos bloques. El PC calcula el "checksum" mediante la suma de todos los bytes en los bloques especificados, y restando el resultado de 100 h. Si el valor calculado es igual al valor almacenado en el último byte, el BIOS hace una llamada lejana y comienza a ejecutar el código en el cuarto byte. Normalmente, el código inicializa algunos periféricos, y se enlaza en el DOS a través de una o más interrupciones, para después devolver el control al BIOS mediante una instrucción de retorno lejano.

Hay varios métodos de escribir una extensión de ROM BIOS.

Probablemente la más sencilla consiste en utilizar el lenguaje ensamblador. Un problema es que un fichero normal .EXE está precedido por una cabecera de 512 bytes que no se utilizan en una extensión ROM. De modo que antes de cargar el código a nuestro dispositivo, debemos eliminar los primeros 512 bytes del fichero y después recalcular el "checksum" en módulo 100h del resultado.

## Utilidades

Todo el software mencionado en esta sección se puede extraer del fichero autodescomprimible PASSWORD.EXE, que, a su vez, lo podemos conseguir solicitándolo a la revista ELEKTOR. Necesitamos aproximadamente 100 K de espacio en el disco para descomprimir el fichero. Están incluidos todos los ficheros en lenguaje fuente (Microsoft C y ensamblador) y ejecutables.

El software incluye varias utilidades; la mayoría tienen una línea de comandos para parámetros de la forma:

C>NOMUTIL DIRHEXA

donde NOMUTIL es el nombre de la utilidad y DIRHEXA es la dirección hexadecimal del segmento donde está instalada la

placa (C800, CC00, ..., EC00). Podemos observar que, aunque el circuito de decodificación soporta la dirección de comienzo en C000, para evitar un posible conflicto, el software sólo nos permite comenzar en la dirección C800 y superiores.

Las utilidades funcionan de una forma sencilla. Normalmente, el programa verifica que el usuario ha introducido una dirección válida en la línea de comandos. Si no es así, el programa termina, de otra forma lee algunos datos del teclado o de un fichero de disco, un byte cada vez, y los escribe en el sitio adecuado en la placa utilizando un puntero normal de C.

Las dos primeras utilidades nos permiten habilitar o anular la placa. El programa DISABLE.EXE funciona sobrescribiendo el primer byte de la ROM con 00h, lo cual evita que el BIOS reconozca el resto de la ROM. A la inversa, ENABLE.EXE restaura el primer byte de la ROM con 55h.

El programa SETPASSWORD.EXE nos permite elegir la palabra clave que tenemos que introducir cuando se arranca el PC. Esta palabra puede tener un máximo de 15 caracteres. Después de obtener la nueva clave del usuario, el programa la escribe en la SRAM y calcula e instala el nuevo "checksum".

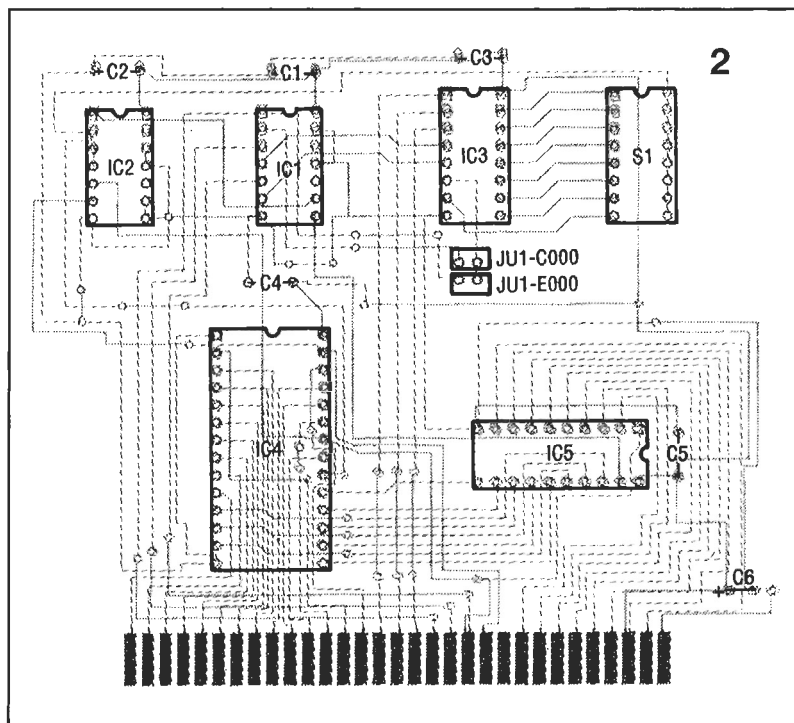
INSTROM.EXE nos posibilita instalar el contenido de un fichero de disco en la placa SRAM. La sintaxis de este comando es:

c>INSTROM NOMBFIH.TYP  
DIRHEXA

donde NOMBFIH.TYP es el fichero y DIRHEXA la dirección de instalación.

Por supuesto que no es posible instalar cualquier fichero, debe mantener el formato descrito anteriormente. El listado 1 muestra cómo funciona el software del sistema de protección. Podemos observar que el programa comienza en el byte 03h. En la posición 03, el programa llama a la rutina MAIN. Siguiendo esta llamada, tiene un retorno lejano codificado como un byte definido (CBh). A continuación del retorno viene la palabra clave (password) y, seguidamente, el byte COUNT que especifica el número de intentos que aceptará la rutina de entrada.

Figura 2.- Debemos montar todos los componentes como se muestra en esta figura. Montamos un "SmartSocket" en IC4 y las patillas de conexión con un puente en JU1.



# LISTADO 1-PROGRAMA FUENTE

```

PAGE, 132 ; 0 (CTRL-OH) IMB PC PRINTER CONDENSED MODE
TITLE Security password
SEGMENT PARA PUBLIC 'CODE'
ASSUME CS: CSEG, DS: CSEG, SS: CSEG, ES: CSEG; ALREADY SET BY DOS LOADER
INCLUDE DISPLAY1.MAC

org 03h
;BIOS ROM SIGNATURE
TOP: call main
-RETFAR DB OCBh

PASSWORD DB 'avento', 0Dh, ' '; password
NEWWORD DB 16 DUP (7)
count DB 3
MAIN PROC near

STI
MOV AL, 00h ;set keyboard int
OUT 21H, AL
;
MOV AL, 20h
OUT 20H, AL
;
MOV DX, 0
mov CX, 0050 h ;zero dx
MOV DS, CX

MOV BYTE PTR DS: count, 03h ;number of attempts var
MOV AL, BYTE PTR CS: PASSWORD ;GET FIRST BYTE OF PASSWORD
CMP AL, 00h ;CHECK FOR ZERO
JE OKOUT ;IF SO CONTINUE WITH POST
JMP OVERIT ;IF NOT CONTINUE WITH THIS bios EXT
OKOUT: RET

OVERIT:
PRINTB<* *****13,10>
PRINTB<* PC SECURITY PASSWORD UTILITY **13,10>
PRINTB<** COPYRIGHT HATRONICS **13,10>
PRINTB< 1991
PRINTB<* *****13,10>
PRINTB<* *13,10>
PRINTB<* PLEASE ENTER YOUR PASSWORD *13,10>
PRINTB<* FOLLOWED BY THE ENTER KEY *13,10>
LOOP1A: MOV BX, 00h ;zero bx
LOOP1: CALL CI ;get keyboard data
CMP AL, 0Eh
JNE GOOD
DEC BX
JE LOOP1
;
GOOD: CMP AL, 0Dh ;check for CR
JE CHECK
MOV BYTE PTR DS: NEWWORD (BX), AL ;add to entered string
INC BX ;bump pointer
JMP LOOP1 ;more input
CHECK: CALL CHECK1 ;lets check password
CMP DX, 1 ;if 1 then good passwd
JE OK ;continue bio scan
CMP CL, 0 ;if zero no more
JE loop3 ;chances
JMP LOOP1A
;
loop3: MOV AL, 0FFh

```

Después viene la rutina principal. Primero inicializa el teclado, y a continuación comprueba que el primer byte de la palabra clave es igual a 00h. Si es así, la rutina simplemente termina. De otro modo, continúa mostrando un mensaje para introducir los datos. Seguidamente, pasa a un bucle para leer del usuario una palabra terminada en retorno de carro (CR) y la compara con la palabra almacenada. Si el usuario no introduce la palabra correcta después de tres intentos, el programa interrumpe la acción del teclado y

TABLA 1-DIRECCIONAMIENTO DE LA PALABRA CLAVE.

JUQ	IC3	IC3	PC
Puente	Salida	Patilla	
Dirección			
E000	Y0	15	E000
E000	Y1	14	R400
E800	Y2	13	E800
EC00	Y3	12	EC00
C000	Y4	11	D000
C000	Y5	10	D400
C000	Y6	9	D800
C000	Y7	7	DC00
C000	Y2	13	C800
C000	Y3	12	CC00

## LISTADO 2 - EJEMPLO DE DEBUG

```

C>DEBUG GENERAL.EXE
-N GENERAL.IMG
-RX
CX0351
:0800
-W 0100
Writing 00800 bytes
-Q
C>

```



entra en un bucle sin fin, forzando el arranque del usuario.

## Construcción y uso

Es necesario utilizar una placa de circuito impreso para este montaje. Debemos usar zócalos para todos los circuitos integrados. Puede que queramos utilizar uno para el "SmartSocket" (IC4), pero esto incrementa demasiado la altura de la placa y puede interferir con la placa adyacente.

Después de montar todos los componentes (figura 2), seleccionamos la dirección base (C000 ó E000) e instalamos el puente adecuado. A continuación, seleccionamos la dirección de comienzo con S1, como muestra la tabla 1.

Quitamos la alimentación del PC e insertamos la placa en un "slot" libre, arrancándolo de nuevo. Todavía no hemos instalado el software, de modo que el programa no nos preguntará la palabra clave.

A continuación, copiamos el software en un directorio del disco duro y ejecutamos INSTROM.EXE, especificando GENERAL.IMG como fichero, junto con la dirección que hemos seleccionado. Seguidamente, arrancamos, y deberíamos ver un mensaje que nos invitara a introducir la palabra clave. Introducimos la palabra por defecto ("avento"), y podremos seguir el proceso de arranque.

Para utilizar la placa con nuestras propias extensiones de BIOS tenemos que usar el listado 1 como modelo. GENERAL.ASM es el correspondiente fichero fuente. Tenemos que ensamblar el código para crear un fichero .EXE y después leer el fichero EXE en memoria utilizando el programa DEBUG. Determinamos el número de bytes que debería contener la ROM imagen y a continuación lo escribimos en un fichero de disco, comenzando en la dirección 100h. El listado 2 muestra cómo crear una imagen ROM de 2.048 bytes (0800h) mediante la lectura de un fichero llamado GENERAL.EXE y lo escribimos en otro fichero denominado GENERAL.IMG.

Crear una extensión ROM BIOS no es nada fácil. Las técnicas descritas aquí pueden simplificar enormemente estos mecanismos, lo que nos permite concentrarnos en las tareas de programación real.

```

PRINTB<* SORRY !! *, 13, 10>
OUT 21 H, AL
MOV AL, 20h
OUT 20H, AL
JMP FOREVER
FOREVER
OK:    printb<* Thank you*, 13, 10>
      ret

MAIN    ENDP

CHECK1  PROC NEAR
      inc bx
      mov byte ptr DS: NEWWORD (bx), al
      lea di, DS: NEWWORD
      lea si, cs: password
      passwd
      XOR AX, AX
      loop 2:    mov al, byte ptr DS: (di)
      mov ah, byte ptr cs: (si)
      cmp ah, 0Dh
      string
      je okword
      cmp al, ah
      jne badword
      inc si
      inc di
      jmp loop2
      okword:    MOV DX, 1
      ret
      badword:   PRINTB<* TRY AGAIN 1*, 13, 10>
      DEC BYTE PTR DS: COUNT
      MOV CL, BYTE PTR DS: COUNT
      CHECK1    MOV DX, 0
      ret
      ENDP

; Module Name: Objex Library console input function
;
; Version: 1.00
;
; Date: 5-1-89
;
; Filename: ojci.asm
;
; Language: MS MASM 5.1
;
; Functional Description:
;
; Version History:
;
;
; unsigned ci (voik) ;
;
; .model sma11, c
; .code
ci    proc    NEAR
      xor     ax, ax
      int     16h
      ret
ci    endp

CSEG                                ENDS

```

**PARANINFO** SA

## PTAS.

CONTROLADOR PROGRAMABLE PC 0085, Balcells .....	1.920
DIAGNÓSTICO DE AVERÍAS EN ELECTRÓNICA, Loveday .....	2.250
DICCIONARIO DE ELECTRÓNICA ESPAÑOL-INGLÉS, INGLÉS-ESPAÑOL, Amos .....	3.200
DISEÑO SISTEMAS DIGITALES, Deschamps .....	1.800
ELECTRÓNICA, (Fórmulas, Problemas, Tablas, C. Integrados), Borque .....	930
ELECTRÓNICA BÁSICA (5 tomos), School Council .....	
Tomo n.º 1 .....	610
Tomo n.º 2 .....	750
Tomo n.º 3 .....	710
Tomo n.º 4 .....	610
Tomo n.º 5 .....	1.120
ELECTRÓNICA FÁCIL, Sastre .....	770
ELECTRÓNICA FÍSICA Y MICROELECTRÓNICA, Rosado .....	3.000
ELECTRÓNICA FUNDAMENTAL (7 tomos), Angulo .....	
Tomo n.º 1 .....	750
Tomo n.º 2 .....	1.200
Tomo n.º 3 .....	880
Tomo n.º 4 .....	650
Tomo n.º 5 .....	1.200
Tomo n.º 6 .....	1.650
Tomo n.º 7 .....	1.100
ELECTRÓNICA MODERNA, Morris .....	1.420
ENCICLOPEDIA DE ELECTRÓNICA MODERNA (7 tomos), Angulo .....	
Tomo n.º 1 .....	1.200
Tomo n.º 2 .....	1.300
Tomo n.º 3 .....	1.500
Tomo n.º 4 .....	1.000
Tomo n.º 5 .....	2.250
Tomo n.º 6 .....	1.500
Tomo n.º 7 .....	1.500
INTRODUCCIÓN A LA FIBRA ÓPTICA Y EL LÁSER, Safford .....	1.850
INGENIERÍA ELECTRÓNICA, González BernalDOX de Quirós .....	2.500
INGENIERÍA ELECTRÓNICA ASISTIDA POR COMPUTADOR, O'Reilly .....	2.410
LOCALIZACIÓN DE AVERÍAS EN ELECTRÓNICA, Loveday .....	1.390
MANUAL BÁSICO DE MOTORES ELÉCTRICOS, Peragallo .....	860
MOTORES ELÉCTRICOS AUTOMÁTICOS DE CONTROL, Roldán .....	1.440
TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA, Gómez de Tejada .....	1.550

## PTAS.

CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES Y COMPUTADORES, Woollard .....	1.420
ELECTRÓNICA DIGITAL, Dokter .....	1.680
ELECTRÓNICA DIGITAL PARA ELECTRICISTAS, Morris .....	1.350
ELECTRÓNICA DIGITAL MODERNA, Angulo .....	2.750
TÉCNICAS DIGITALES, Barrio .....	1.280

## PTAS.

AMPLIFICADORES OPERACIONALES, García y Gutiérrez .....	1.200
AMPLIFICADORES OPERACIONALES EN AUDIO, Jung .....	2.100
AMPLIFICADORES OPERACIONALES INTEGRADOS, Jung .....	3.500

## PTAS.

CURSO PRÁCTICO MICROELECTRÓNICA Y MICROINFORMÁTICA INDUSTRIAL, Angulo	2.500
DICCIONARIO DE MICROELECTRÓNICA ESPAÑOL-INGLÉS/INGLÉS-ESPAÑOL, Plant	1.520
PROYECTOS EN MICROELECTRÓNICA, Thompson	930
MEMORIAS DE BURBUJAS MAGNÉTICAS, Angulo	2.900
MICROPROCESADORES DE 16 BITS, Angulo	2.100
MICROPROCESADORES DE 32 BITS, Angulo	2.100
MICROPROCESADORES, ARQUITECTURA, PROGRAMACIÓN Y DESARROLLO DE SISTEMAS, Angulo	2.660

MICROPROCESADORES. CURSO SOBRE APLICACIONES EN SISTEMAS INDUSTRIALES, Angulo  
MICROPROCESADORES. DISEÑO PRÁCTICO DE SISTEMAS, Angulo  
MICROPROCESADORES. FUNDAMENTOS. DISEÑO Y APLICACIONES EN LA INDUSTRIA Y EN LOS MICROCOMPUTADORES, Angulo  
MICROPROCESADORES Y MICROCONTROLADORES APLICADOS A LA INDUSTRIA, Torres

## PTAS.

AUTÓMATAS PROGRAMABLES, Simón .....	1.900
CURSO DE ROBÓTICA, Angulo .....	3.550
GUÍA FÁCIL DE ROBÓTICA, Angulo y N.º .....	960
ROBÓTICA Y PRÁCTICA, Anzulo .....	2.250

## PTAS.

OSCILOSCOPIOS. (Funcionamiento y ejemplos de medición). Erk .....	1.860
-------------------------------------------------------------------	-------

## PTAS.

CIRCUITOS INTEGRADOS, Hibberd .....	640
CIRCUITOS INTEGRADOS CMOS, Bernstein .....	1.480
CIRCUITOS INTEGRADOS. (Cómo utilizarlos), Warring .....	1.030
CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES. (Sus aplicaciones), Torres .....	1.490
I.C. CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, EQUIVALENCIAS, CON DESIGNACIÓN DE PATILLAS, Muiderkring .....	1.550
CÓMO DEBEN EMPLEARSE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS, Dehmichen .....	2.580
DIODOS EQUIVALENCIAS. (Diodos de zener, Tiristores, Triacs, Diacs, L.E.D.), Muiderkring .....	1.030
DIODOS Y TRANSISTORES, Lehmann .....	1.450
DISEÑO DE CIRCUITOS CON TRANSISTORES, Horn .....	2.500
DISEÑO DE CIRCUITOS DIGITALES TTL Y CMOS, Erustes .....	1.860
1001 CIRCUITOS ELECTRÓNICOS PRÁCTICOS, Tab Books .....	2.170
PROBLEMAS RESUELTOS. TEORÍA DE CIRCUITOS, Góms .....	2.100
500 CIRCUITOS ELECTRÓNICOS, Whitson .....	2.500
SELECCIÓN DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA, Van Deven .....	970
SELECCIÓN DE CARACTERÍSTICAS DE TRANSISTORES, Van Deven .....	970
TRANSISTORES EQUIVALENCIAS, Muiderkring .....	930
TTL. CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 1) .....	1.830
TTL. CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 2) .....	1.950

## PTAS.

ALARMAS CONTRA ROBOS, Capel .....	1.270
40 MONTAJES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES BIFET, BIMOS, CMOS, Schreiber .....	1.100
INTERFONOS Y TELÉFONOS, Gueulle .....	1.280
MONTAJES ELECTRÓNICOS DE ALARMA, Juster .....	640
MONTAJES ELECTRÓNICOS DE INICIACIÓN, Figuera .....	910
ORCAD. SDT/III, incluye disquete .....	1.930
SISTEMAS REALIMENTADOS DE CONTROL, D'Azzo .....	3.150
ULTRASONIDOS, Cracknell .....	1.550

## PTAS.

ENERGÍA SOLAR. (Bases y aplicaciones), Cobarg .....	1.420
CALOR SOLAR EN SU CASA. Adams .....	1.350

## PTAS.

MONTAJES ELECTRÓNICOS 1 (incluye circuito impreso)	700
MONTAJES ELECTRÓNICOS 2 (incluye circuito impreso)	700
MONTAJES ELECTRÓNICOS 3 (incluye circuito impreso)	700
MONTAJES ELECTRÓNICOS 4 (incluye circuito impreso)	700

Forma de pago: ☐ Reembolso ..... Ptas.[illegible]

elektor

Apartado 61294  
28080 MADRID

## TARJETA DE PEDIDO

[illegible]



***Hoy día, los CD están de moda. Los "Discman" son cada día más populares debido a su facilidad de transporte, pero, como hay que ponerse cascos para escucharlos, su popularidad puede verse afectada. Sin embargo, si usted construye el emisor FM estéreo que le proponemos podrá disfrutar la música digital en cualquier lugar, con la única condición de tener a mano un equipo FM estéreo. Además, nuestro montaje puede alimentarse desde cualquier fuente de sonido, lo que lo hace ideal para las funciones de vigilancia de niños o como micrófono inalámbrico.***

# CONSTRUYA UNA EMISORA DE FM STEREO

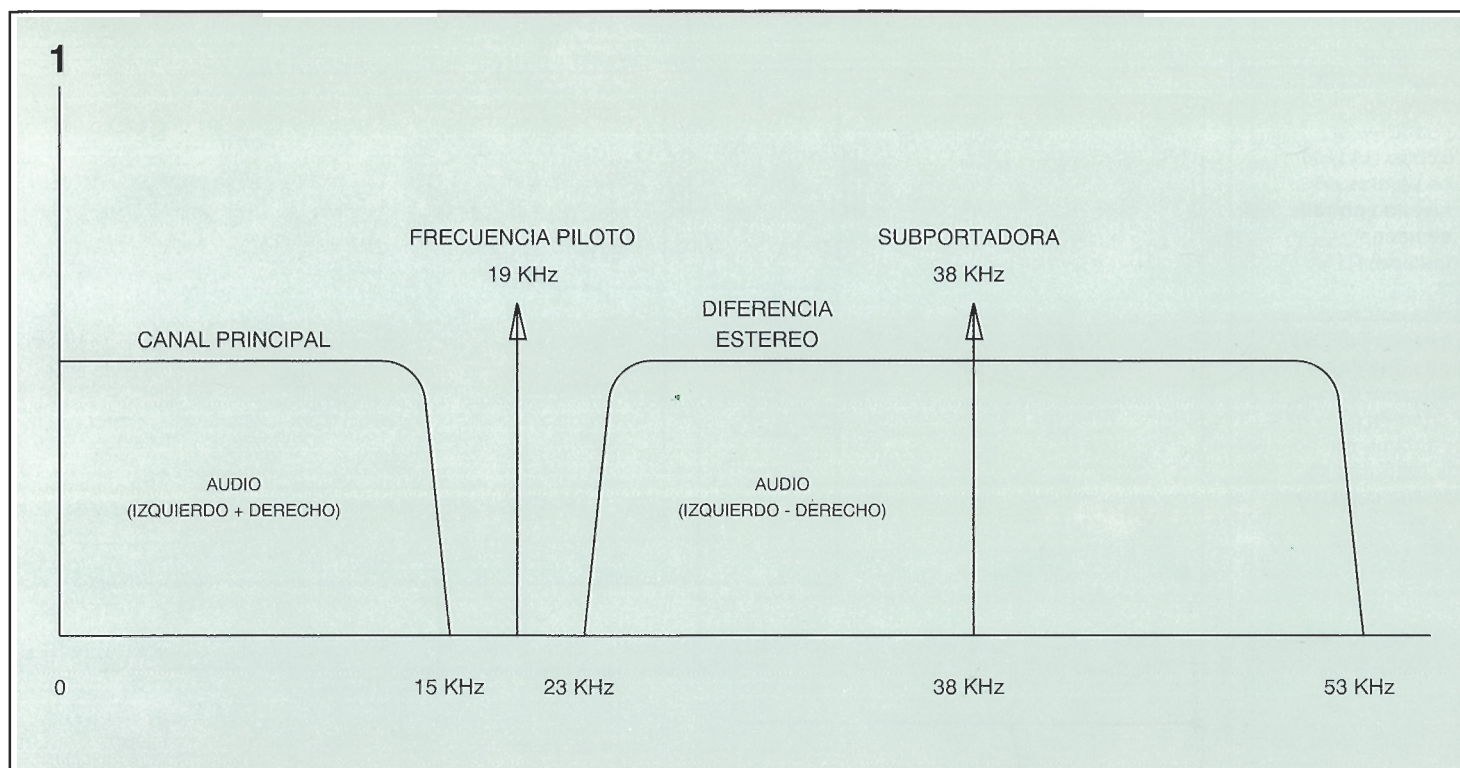
Nuestro asequible y sencillo transmisor FM estéreo proporciona una señal de tan sólo unos microvatios, suficiente por otra parte, para transmitir una buena señal estéreo a cualquier receptor que se sitúe en un radio de 15 m. El equipo incorpora un interesante integrado, el cual, por sí sólo constituye un completo emisor FM estéreo. Con una

poca circuitería periférica conseguiremos el transmisor deseado.

## ***Principios de la FM***

Existen en el mercado muchos micrófonos inalámbricos que funcionan en FM, pero la mayoría son de tipo monofónico. Una señal de tipo estéreo consta de 2 canales: izquierdo y dere-

cho. Las señales de audio ocupan un ancho de banda que abarca de 50 a 15.000 Hz, incorporando un realce de agudos o preénfasis en las frecuencias superiores, a fin de reducir ruidos. Ambos canales se suman y se transmiten juntos dentro de una misma señal (I+D), de manera que un oyente con equipo mono no pierda nada de información.



Junto con la señal principal de audio (I+D), la señal de FM contiene una portadora piloto de 19 KHz de un 10% de la amplitud de la principal y una subportadora en banda lateral de 23 KHz a 53 KHz, la cual contiene la diferencia entre los dos canales de audio (I-D). El receptor estéreo utiliza la señal de 19 KHz para generar una señal de bloqueo de fase (PL) de 38 KHz (suprimida en el transmisor) con objeto de decodificar las portadoras laterales y obtener así las señales de audio izquierda y derecha. La figura 1 nos muestra el espectro de frecuencia de una señal estéreo FM. El receptor también proporciona un recortador de agudos (denominado "deénfasis"), el cual compensa el preénfasis añadido en la transmisión.

## Cómo funciona

El corazón de nuestro proyecto es el circuito IC1, un BA1404 (transmisor estéreo) que puede verse en la figura 2. La entrada del canal izquierdo puede ajustarse mediante R1. El realce de agudos (preénfasis) es generado por C1 y R3. Esto adapta la respuesta de audio al estándar de 75 microsegundos acordado por los organismos responsables. La señal de audio se acopla median-

te C10 a la entrada del canal izquierdo (patilla 1 de IC1). Las señales parásitas de RF se envían a masa a través del condensador C2, evitando así realimentaciones no deseadas. La entrada del canal derecho, patilla 18, es idéntica a la izquierda. El desacoplo de alimentación se lleva a cabo por medio del condensador C14, y cualquier amplificación previa de la entrada de audio se evita con el desacoplo proporcionado por C12 (patilla 2).

La señal de 38 KHz es necesaria para poder "multiplexar" el audio entrante y para generar la portadora piloto. La circuitería interna de IC1 está prevista para que se use un cristal externo de tipo 38 KHz, SX, tal como puede verse en el contorno punteado del esquema de la figura 2. Sin embargo, la localización de un cristal de 38 KHz puede resultar dificultosa e incluso cara si llega a buen fin. Un cristal algo más fácil de localizar puede ser el de 38,400 KHz, éste puede funcionar en la mayoría de los equipos. En las pruebas efectuadas con nuestro prototipo sólo hubo algún receptor que se resistía a este cristal. La solución consiste en utilizar un oscilador tipo Hartley externo y de una gran estabilidad. Aparte de que los componentes para realizarlo son más fácilmente localizables, su coste

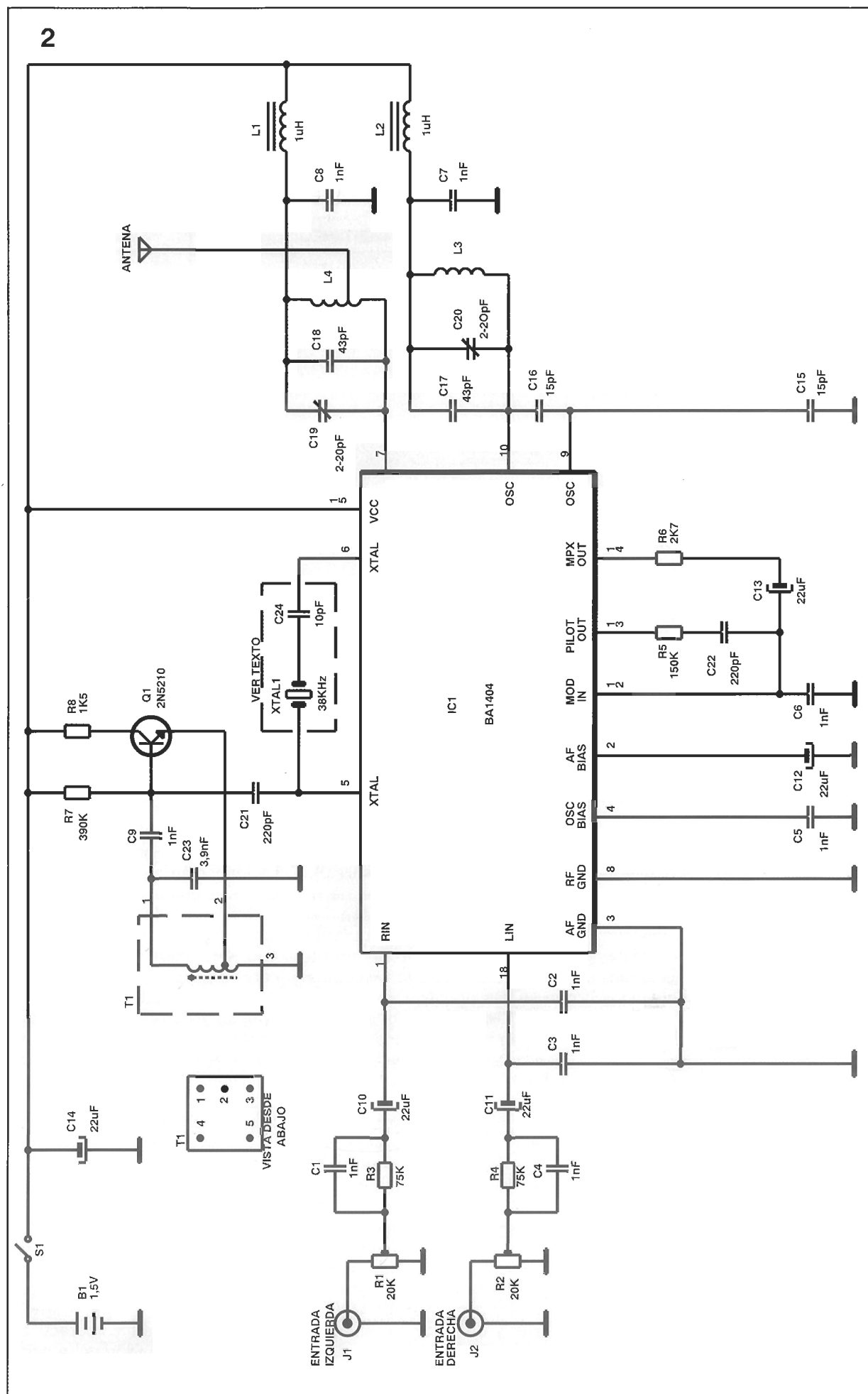
es también menor que el del circuito a cristal.

Así, la señal sinusoidal de 38 KHz que precisamos es generada por Q1 y sus componentes periféricos (el oscilador Hartley). Q1 es un transistor con una ganancia elevada y una beta superior a 300; un transistor de baja ganancia podría no trabajar correctamente debido a la baja alimentación con que dotaremos al montaje (una pila pequeña de 1,5 V). La inducción ajustable utilizada en T1 es un transformador de FI, que se saca de cualquier vieja radio, y diseñado para trabajar a 455 KHz. La bobina de T1 se carga con una buena capacidad por medio de C23, a fin de disminuir su frecuencia de trabajo hasta unos 38 KHz. Podemos ajustar el núcleo de T1 hasta que consigamos una frecuencia exacta a la requerida. A pesar de que el circuito Hartley puede tener una desviación de frecuencia mayor que la del cristal no debemos preocuparnos, ya que los receptores suelen incorporar circuitos de lazo de bloqueo de fase (PLL), los cuales se ocupan de que ésta sea mínima. Como quiera que el oscilador no funcionará si colocamos T1 de manera invertida, hemos incorporado en el esquema una vista de la parte inferior del transformador FI, la cual nos resultará bastante útil.

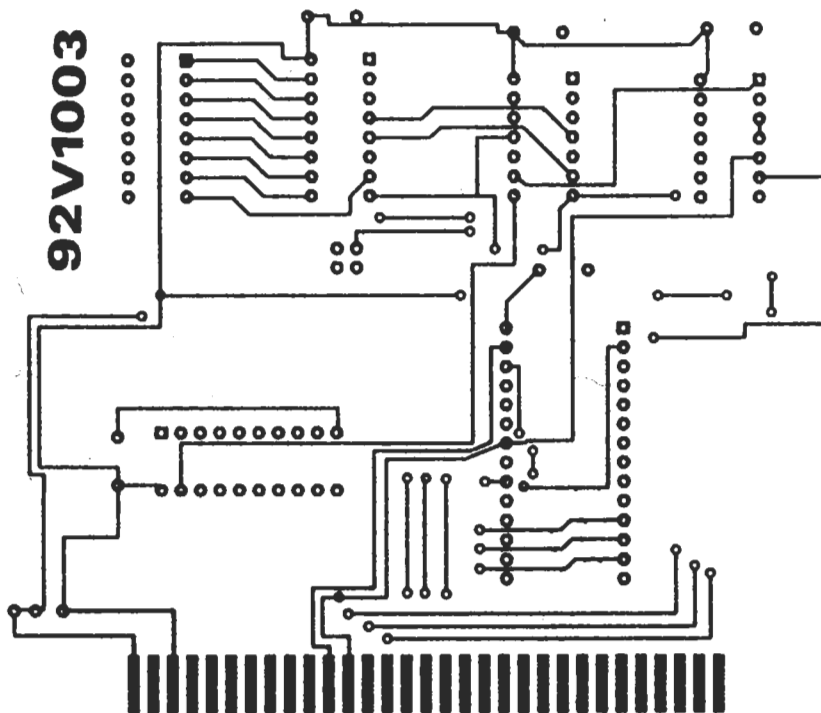
**Figura 1.-** Espectro de frecuencia de la señal FM estéreo. Esta contiene los canales izquierdo y derecho como canal principal (I+D), una portadora piloto de 19 KHz y una subportadora lateral desde 23 a 53 KHz, la cual contiene (I-D).



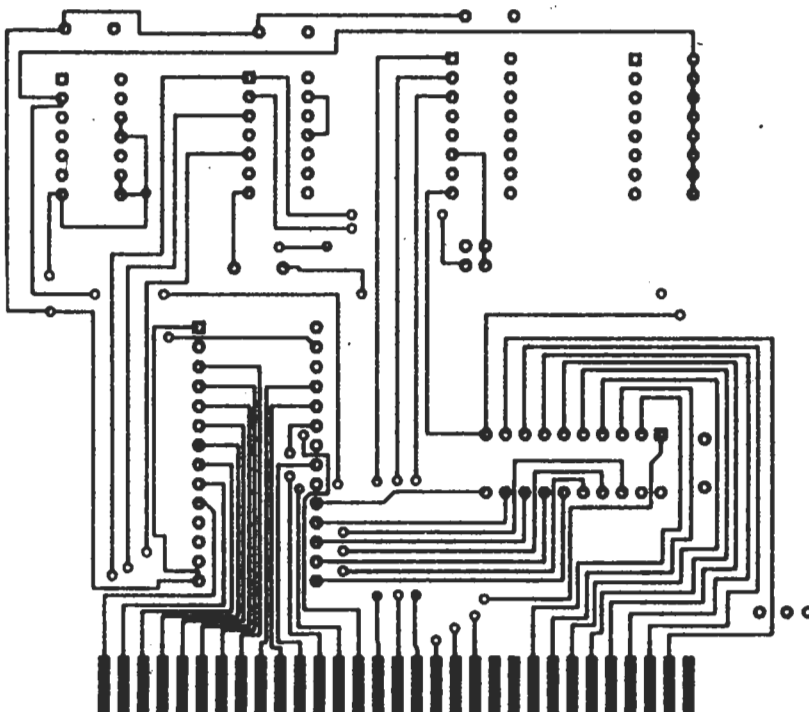
Figura 2.- El corazón del transmisor FM estéreo lo constituye el circuito BA1404. Los ajustes de nivel de entrada se hacen mediante R1 y R2, la preacentuación ("preénfasis") se consigue con C1-R3 (canal I) y C4-R4 (canal D); y el acoplamiento de las entradas se efectúa con C10 y C11.



# EPS



EPS 92V1003  
Llave de protección para  
PC (Componentes)

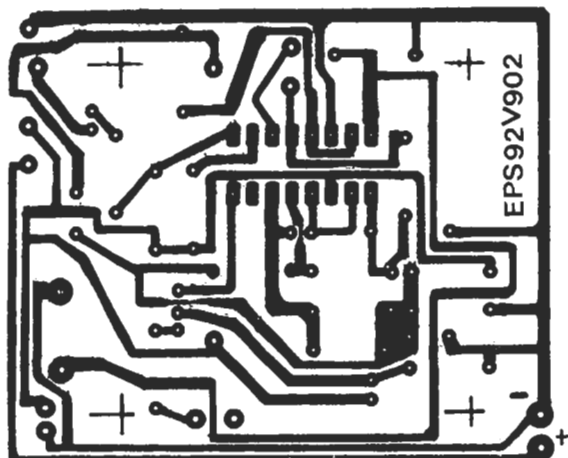


EPS 92V1004  
Llave de protección para  
PC (Soldadura)

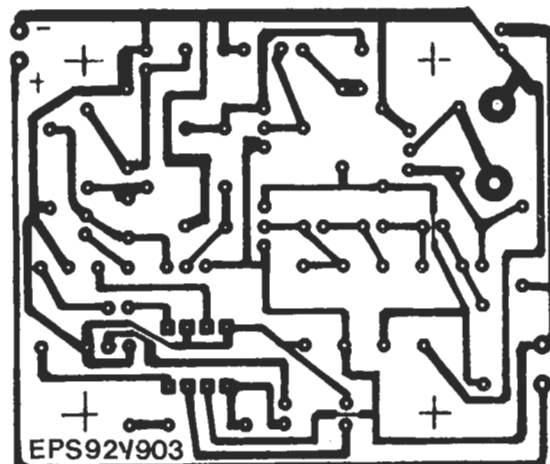


The logo features the letters 'EPS' in a bold, dark, sans-serif font. The letters are positioned over two horizontal bars: a light green bar on top and a darker green bar below it. The 'E' and 'P' are partially obscured by the light green bar, while the 'S' is partially obscured by the darker green bar.

# EPS



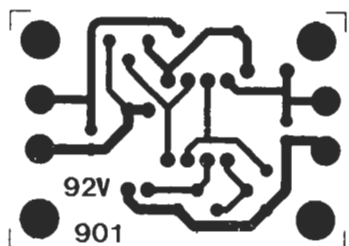
EPS 92V902  
Transmisor de audio por  
ultrasonidos (Transmisor)



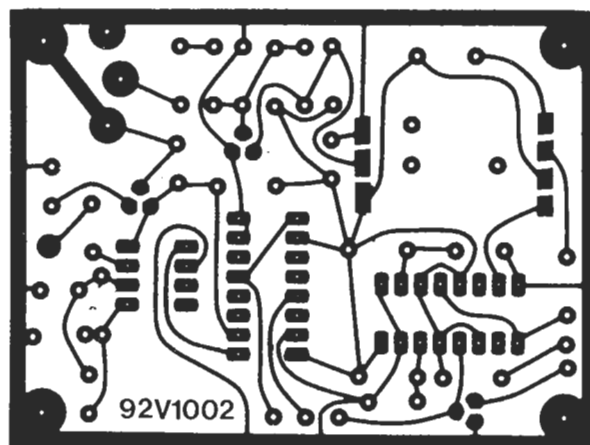
EPS 92V903  
Transmisor de audio por  
ultrasonidos (Receptor)



EPS 92V1004  
Un mini transmisor de FM



EPS 92V901  
Luz trasera para bicicleta

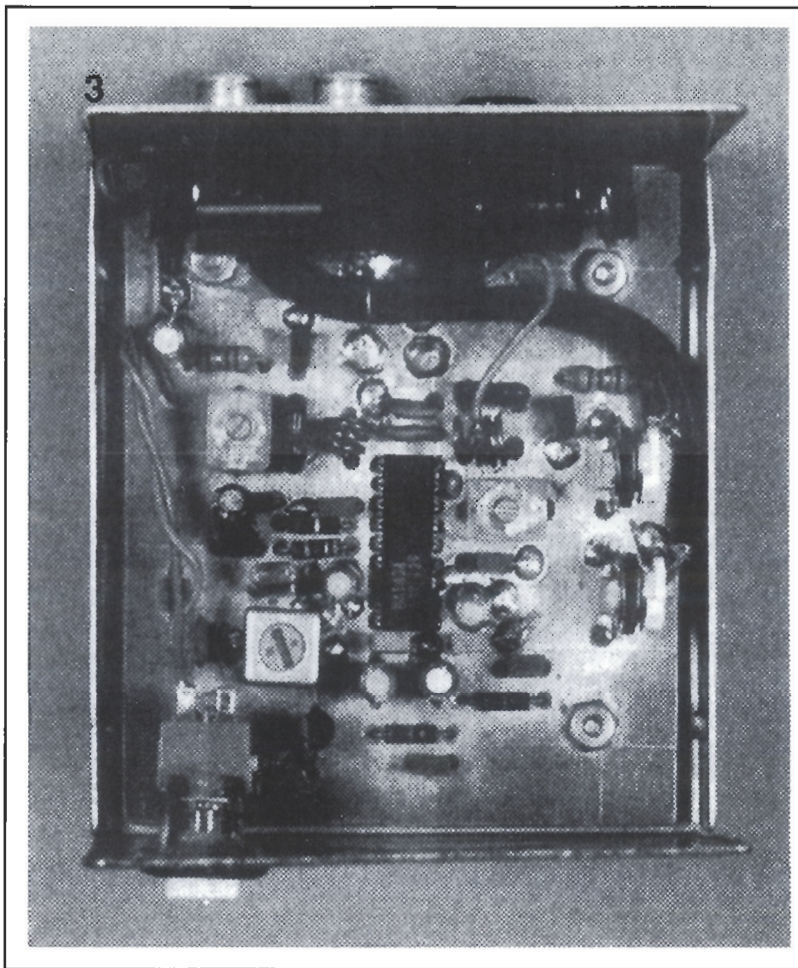


EPS 92V1002  
Sencillo Frecuencímetro -  
contador





# EPS



El audio ya "multiplexado" sale del circuito por la patilla 14 y se mezcla con la portadora presente en la patilla 13 mediante la red formada por R5, R6, C22 y C13. La señal resultante se lleva luego al modulador interno a través de la patilla 12. Para prevenir realimentaciones de RF, la patilla 12 se aísla mediante C6. Entre las patillas 9 y 10 de IC1 se monta un oscilador de tipo Colpitts que trabaja en la gama de 88 a 95 MHz, el cual usa además los componentes externos: C15, C17, C20 y L3. Un primer y más tosco ajuste de la frecuencia de salida puede realizarse variando el espaciado entre las espiras de L3. El ajuste fino de la misma se llevará a cabo mediante C20. Se ha previsto el condensador C7 y el choque de RF L2 para evitar eventuales retornos de energía de RF hacia la circuitería de alimentación.

La señal modulada presente en la patilla 10 de IC1 va acoplada internamente al amplificador de salida de RF formado por C18, C19 y L4 y conectado a la

patilla 7. Este circuito refuerza la señal del oscilador que ataca a la antena y previene variaciones en la carga de antena debidas a desplazamientos de frecuencia. La antena va unida a una toma de L4 para así tener una mejor transferencia de potencia. El diseño de IC1 ha sido optimizado para trabajar alimentado con 1,5 V y manejar un valor absoluto máximo de 3,5 V. En las últimas pruebas efectuadas al equipo se comprobó que la gama de cobertura del mismo no aumentaba significativamente al alimentarlo con 3 V, mientras que la corriente consumida se triplicaba. Por lo tanto, no recomendamos aumentar la alimentación del equipo, el cual, debido a su bajo consumo (unos 5 mA) puede operar durante largo tiempo con una pila pequeña de tipo alcalino.

## Montaje

Cualquier montaje que maneje frecuencias elevadas debe pro-

verse de unas masas y un apantallamiento adecuados. Sin embargo, y para simplificar aún más el diseño, en esta ocasión no hemos utilizado placa de circuito impreso para realizarlo. En su lugar hemos usado una placa de circuito de simple cara y en blanco. El cobre se situará en la cara de los componentes, formando así un plano de tierra, y éstos se cablearán patilla a patilla por la parte inferior.

Para preparar la cara de los componentes taladraremos 4 agujeros en las esquinas para el montaje de la misma. Colocaremos luego un tornillo y una tuerca de sujeción en cada agujero. Esto convertirá la placa en una pequeña "mesa de trabajo" donde podremos preparar más fácilmente los agujeros necesarios para los componentes.

El siguiente paso será taladrar los 18 agujeros necesarios para IC1 aproximadamente en el centro de la placa. Un trozo de placa perforada para diseño puede constituir una buena guía para el correcto taladrado. después de taladrada la placa utilice una pequeña broca de 0,5 y, sujetándola entre sus dedos, remueva todo el resto de cobre que se haya quedado alrededor de los agujeros, excepto en los de las patillas 3 y 8, las cuales irán soldadas directamente al cobre. Esto evitará cualquier corto entre las patillas del chip, al tiempo que proporcionará un apantallamiento casi perfecto al circuito.

Como vemos en la figura 2, muchos de los componentes tienen una patilla que va directamente a masa. Para estos componentes taladre tan sólo un agujero en la placa, el destinado al terminal que no va a masa. El otro extremo de estos componentes se soldará directamente al plano de masa. Le sugerimos que vaya taladrando y soldando los componentes poco a poco, con ello conseguirá colocarlos más juntos de una forma más sencilla y racional. Intente que los terminales de los componentes queden lo más cortos posible. También es importante que los condensadores de desacoplo queden situados lo más cerca posible de IC1, L3 y L4.

Podemos construirnos L3 bobinando, muy juntas, tres espiras de cable esmaltado de 0,5

**Figura 3.- Una placa no tratada de circuito impreso proporciona en su cara de cobre la base de tierra para el montaje, el cual luego se realiza mediante 1 taladro en la misma y cableando punto a punto por el lado contrario a los componentes.**



## Lista de componentes

### Resistencias:

R1, R2—  
potenciómetro 20K  
R3, R4 — 75 K  
R5 —150 K  
R7 —390 K  
R8— 1,5 K

### Condensadores:

C1-C9—10 nF  
cerámico  
C10-C14—22  $\mu$ F,  
16V., electrolítico  
C15, C16—15 pF,  
cerámico  
C19, C20—2-20 pF,  
trimmer capacitivo  
C21, C22 — 220  
pF, cerámico  
C23: 3,9 nF,  
Mylar 5%  
C24—10 pF,  
cerámico, opcional  
(véase el texto )

### Semiconductores:

IC1—BA1404  
transmisor FM  
estéreo  
Q1— 2N5210,  
transistor tipo NPN

### Otros

#### componentes:

XTAL1— cristal de  
38 KHz. ( ó 38,4  
KHz., véase el  
texto )  
S1— conmutador  
SPST  
T1—transformador  
1° de F.I. (455  
KHz.).  
L1, L2— inducción  
(choque) de RF de  
1  $\mu$ H.  
L3— 3 vueltas de  
hilo esmaltado de  
0,5 mm\_ sobre 0,5  
Ø  
(véase el texto)

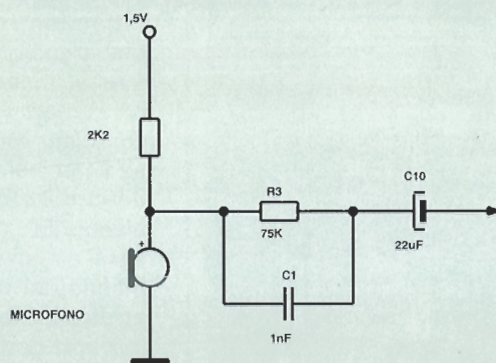
L4—4 vueltas de hilo  
esmaltado de 0,5  
mm sobre 0,5 Ø  
con toma en la 1ª  
espira. (véase el  
texto)

J1, J2 jacks de  
audio tipo RCA  
J3 jack de tipo  
banana para  
conectar la antena

### Varios:

Antena  
telescópica de  
unos 40 cm, placa  
de circuito impreso  
de simple cara sin  
dibujar, 25 cm de  
cable esmaltado  
para bobinar de  
0,5 mm caja tipo  
metálica, porta-pila  
para batería de 1,5  
V, etc.

**Figura 4.-  
Podemos  
convertir nuestro  
montaje en un  
práctico  
micrófono  
inalámbrico con  
sólo añadirle una  
cápsula  
microfónica y la  
circuitería que  
vemos aquí.**



mm\_ sobre el mango de la broca de 0,5 y expandiendo luego éstas para que ocupen 0,6 al extraerlas. Para construir L4, bobinaremos cuatro vueltas de hilo de 0,5 mm\_, tal como hicimos antes, y las expandiremos de nuevo hasta que su diámetro sea aproximadamente de 1 cm. Ambas bobinas deben montarse en la placa guardando una superficie sobre el cobre de 1,5 mm, aproximadamente. Coloque las bobinas de manera que formen un ángulo recto entre sí, y la distancia de separación entre ambas sea de al menos 2,5 cm, ya que esto evitará posibles acoplamientos entre ellas. Los choques de RF (L1 y L2) deben guardar también ángulo recto con respecto a las bobinas L3 y L4.

## Verificación y sintonización

Emplee unos minutos en efectuar una revisión del trabajo realizado. Asegúrese de que no quedan restos de cobre en los agujeros por los que tienen que pasar terminales de componentes. Antes de alimentar el circuito compruebe con un óhmetro la existencia de posibles continuidades (cortos) con respecto a masa en las patillas donde no debe haberlas. También debemos cerciorarnos de haber colocado los componentes polarizados en la posición correcta. Conecte, ahora, la alimentación y mida el consumo de corriente; éste debe ser de unos 5 mA. Conecte la antena a la parte superior de L4, exactamente a la primera espira empezando a contar por

el extremo conectado a la patilla 7 de IC1. En nuestro prototipo hemos usado una antena de unos 45 cm, pues resulta muy fácil de localizar porque se utiliza en la mayoría de los receptores de radio portátiles. Debemos usar tan sólo una longitud de antena que evite las interferencias con otros equipos de radio cercanos.

Conecte, seguidamente, una fuente de señal de audio estéreo a las entradas del equipo (canal izquierdo a J1 y derecho a J2). Ajuste su receptor de radio FM para sintonizar con esta señal. Ajuste C19 y C20 en sus puntos medios de recorrido y ajuste luego L3 para que la frecuencia sea de unos 92 MHz. Podemos usar ahora C2 a modo de sintonía fina para que la frecuencia sea la exacta. Aunque la distancia de transmisión será ya bastante buena, es posible mejorarla retocando el espaciado de las espiras de L4 con un útil de plástico, mientras observamos el indicador de señal recibida de nuestro equipo a fin de intentar que ésta sea siempre la máxima. Conviene recordar que una variación sobre L4 puede afectar ligeramente al ajuste de las demás bobinas. Repita el ajuste hasta conseguir la máxima distancia de transmisión. Con una señal estéreo aplicada a las entradas J1 y J2, escuche, preferiblemente con cascos, la salida de su receptor FM. Ajuste R1 y R2 justo por debajo de donde se escucha distorsión en la música más ruidosa. Un nivel idóneo de entrada para IC1 suele ser justo un poco inferior a los 200 mV.

Para el ajuste del oscilador de 38 KHz, lo ideal sería contar con

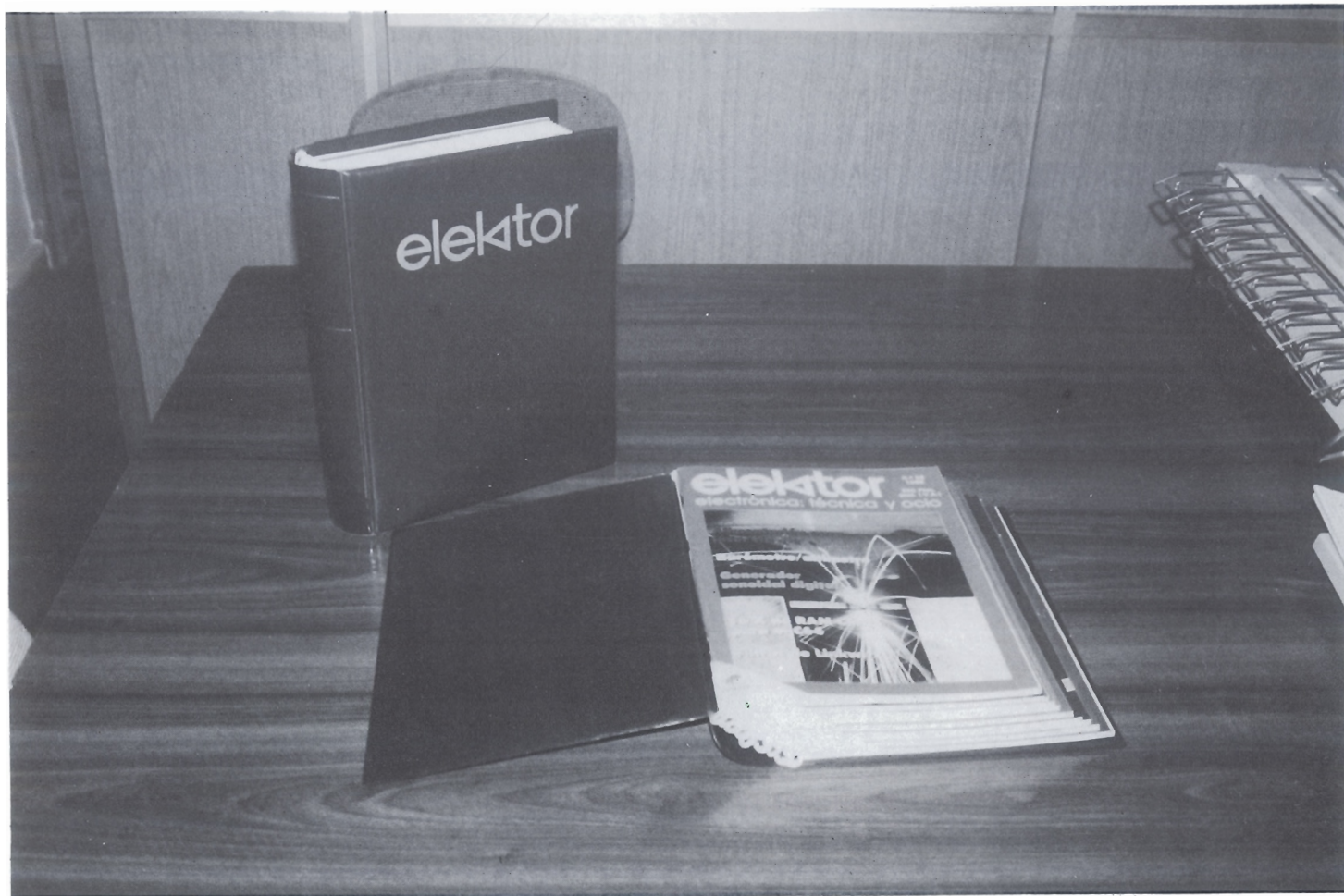
un frecuencímetro, el cual se conectaría a la patilla 5 de IC1. En caso de no disponer de éste, podemos usar el indicador de estéreo de nuestro equipo y ajustar el núcleo de T1 mientras observamos sus puntos de encendido y apagado. Deje ajustado el núcleo en la posición intermedia con respecto a los dos puntos anteriores. La figura 3 muestra una vista general de nuestro prototipo ya finalizado.

## Mejoras posteriores

Puede que en ciertas ocasiones precisemos utilizar el transmisor para mandar una señal monofónica, como por ejemplo en el caso de querer que un orador se dirija al público de un auditorio a través del equipo de sonido del local. A tal efecto, podemos colocar un interruptor que una la patilla 6 de IC1 a masa, a través de un condensador de 10 nF, lo que inhibiría el modo estéreo. Si lo que deseamos es un transmisor que sólo opere en modo monofónico podemos eliminar directamente la circuitería del oscilador de 38 KHz y el condensador C5.

Si añadimos una cápsula microfónica a la entrada J1 con una resistencia de 2,2 K conectada a +1,5 V habremos convertido nuestro montaje en un micrófono inalámbrico, el cual podemos utilizar, por ejemplo, para el cuidado y vigilancia de un niño que duerme en otra habitación. Sustituya, para ello, la resistencia R1 del circuito original por los componentes que aparecen en la figura 4. El funcionamiento en estéreo nos permite otra serie de experimentos, tales como introducir voz por un canal y música por el otro, escuchando luego la mezcla en nuestro receptor. También es posible vigilar al niño o al teléfono en un canal mientras que recibimos emisoras en el otro, y todo ello incluso cuando estamos lavando el coche en la calle o arreglando parte de la casa, siempre y cuando contemos con un "Walkman" con receptor de radio incorporado. Estas son sólo algunas de las muchas aplicaciones posibles para este circuito, estamos seguros de que a nuestros lectores se les ocurrirán muchas más.

# UN SITIO PARA CADA REVISTA...



## ... Y CADA REVISTA EN SU SITIO

**Para la mejor revista de electrónica aplicada,  
el mejor sistema de conservarla.**

**Elektor** ha diseñado este estuche para que Vd. pueda conservar sus revistas perfectamente ordenadas sin que ello le impida consultarlas fácilmente.

En su casa, en su biblioteca, en su laboratorio, el estuche anual le permitirá encontrar rápidamente el número en el que se publicó la información que necesita en ese momento. A la vez su colección de **elektor** estará perfectamente protegida.

El estuche puede pedirlo directamente a **elektor**, Pza. República del Ecuador, 2, 28016 Madrid, utilizando la tarjeta de pedido correspondiente.

**995 ptas.**

**IVA INCLUIDO**



***En tan sólo una tarde podremos construirnos un circuito para alimentar al "Walkman", al "Discman", al ordenador portátil o a cualquier otro elemento que necesite 3, 6 ó 9 V. Y todo a partir del encendedor del coche. Además se puede conseguir casi cualquier otra tensión de DC.***

# **ADAPTADOR DE TENSION PARA EL COCHE**

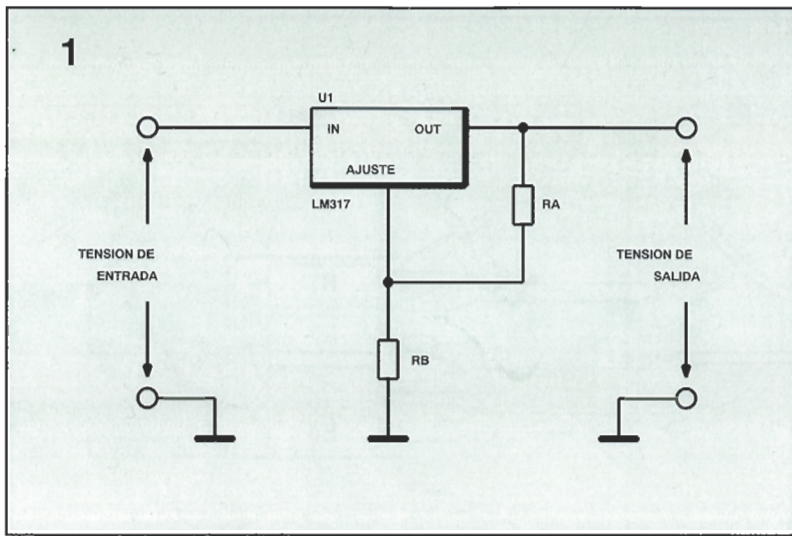
Si tenemos un coche viejo sin reproductor de cintas o, lo que es más normal, sin reproductor de discos compactos, podemos sentir que nos falta algo. Pero incluso si ya tenemos todos estos aparatos, nuestros gustos pueden ser diferentes a los de nuestros pasajeros. La respuesta más efectiva y hábil a este problema consiste en utilizar un sistema portátil de sonido para nosotros o nuestros pasajeros (por supuesto que el con-

ductor no puede utilizar auriculares, pero en el mercado hay unos altavoces pequeños especialmente diseñados para utilizarlos con un sistema de audio personal, que es lo que recomendamos en estas circunstancias)

Ahora, seguro que estamos preguntándonos cuánto puede costar realmente este dispositivo. Las baterías para equipos portátiles no son nada baratas, y aquí es donde interviene el adaptador de

tensión descrito en este artículo. Es un pequeño dispositivo, fácil de colocar, que convierte los 12 V del encendedor del coche en 3, 6 ó 9 voltios. También mostraremos cómo modificar el circuito para conseguir cualquier tensión que queramos de hasta casi 12 V.

Este adaptador de tensión se puede utilizar para otras muchas cosas. Un uso muy interesante consiste en alimentar el transmisor del sistema de apertura de la



puerta del garaje, debemos recordar que la pila de este transmisor siempre se agota el día que más llueve. Con este circuito nos podemos ahorrar el "chapuzón".

Por supuesto que en el mercado existen dispositivos similares, pero son demasiado voluminosos y resaltan en el tablero de instrumentos, además de que son más caros y que, generalmente, no se pueden configurar a nuestra medida.

## Funcionamiento

El adaptador de tensión contiene un regulador de tensión ajustable LM317. La tensión de salida se determina mediante la red de resistencias que lo acompañan. Echemos un vistazo al

circuito ejemplo de la figura 1. Las resistencias RA y RB ajustan la salida de tensión del regulador de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$V_{OUT} = V_{ref} (1 + R_B/R_A) + I_{adj}R_A$$

En la mayoría de las aplicaciones,  $V_{ref}$  (que es el voltaje en RA) es 1,25 V e  $I_{adj}$  está sobre 50  $\mu A$ . Estos valores nos dan la ecuación:

$$V_{OUT} = -1,25(1 + R_B/R_A)$$

que es la ecuación que deberemos usar si queremos obtener salidas de tensión distintas a las que aparecen aquí.

El circuito del adaptador de tensión podemos verlo en la figura 2. En el circuito, la misión de

RA la cumple R2. Las resistencias R1, R3 y R4 realizan la función de RB, y funcionan de la siguiente forma: si el conmutador S1, de un circuito y tres posiciones, está en la posición central, sólo permanecen en el circuito R2 y R1, que programan al regulador para una salida de 9 V. Conmutando S1 para poner R3 en el circuito, se produce una disminución de la resistencia entre el terminal de ajuste y masa. La resistencia resultante de la combinación en paralelo de R1 y R3 ajusta la salida del regulador para una tensión de 3 V. De forma similar, con R4 en paralelo con R1, la salida de tensión es de 6 V.

## Montaje del circuito

Aunque el adaptador de tensión no es un circuito crítico, debemos poner una especial atención en las siguientes instrucciones debido a la compactación necesaria. Otra cosa que se debe mencionar es que las instrucciones son para una masa del coche negativo, que es lo normal. En caso de tener un coche con la masa positiva, tenemos que cambiar las conexiones entre la masa del encendedor y su contacto central.

Comenzamos serrando el radiador del regulador LM317. El radiador no será necesario debido a las bajas corrientes necesarias para la mayoría de los aparatos de baja tensión. El radiador,

Figura 1. -Este es el método estándar de conectar el regulador de tensión ajustable LM317. La tensión de salida se determina mediante los valores de RA y RB. (I-D).

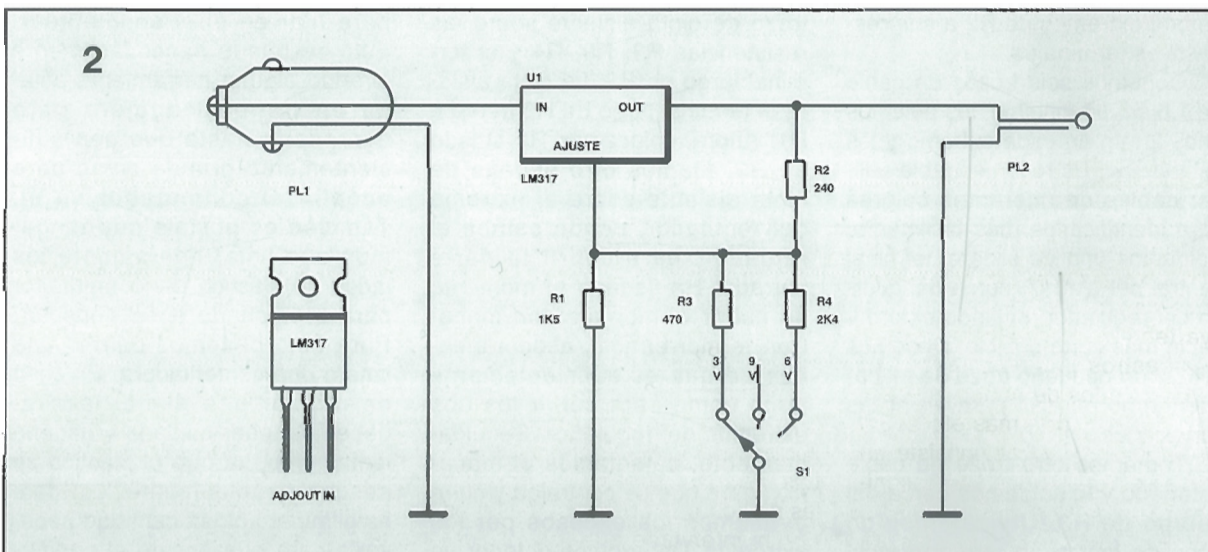
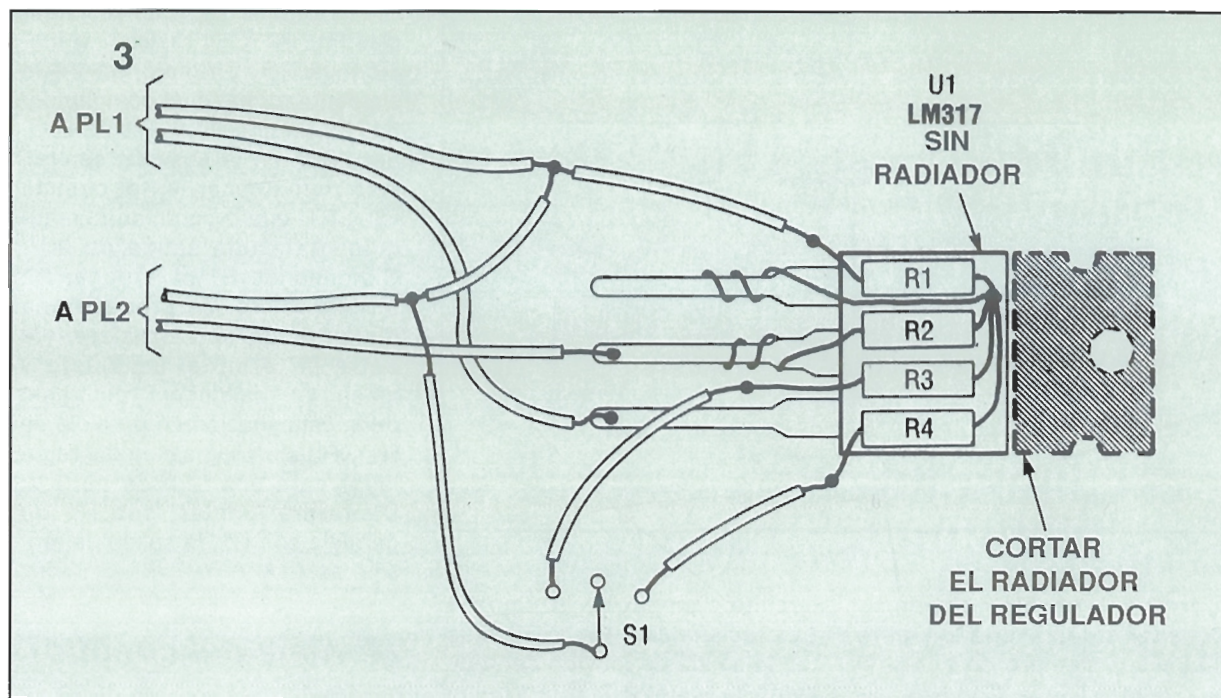


Figura 2. -En el esquema para el adaptador de tensión para el coche observamos que el valor de RB, que es R1 con S1 en la posición central, se cambia por la combinación paralelo de R3 o R4 con R1.



**Figura 3.-** Este es el mejor método de colocar los componentes de una forma ordenada y compacta. Deberemos utilizar macarrón termorretráctil para aislar las conexiones.



lo único que hará es impedirnos el meter el regulador dentro del conector del encendedor, de modo que lo eliminamos cuidadosamente.

En el resto del montaje nos guiaremos por la figura 3, que, a excepción de los conectores y el conmutador, representa toda la distribución de componentes del circuito. Fijamos un terminal de R2 alrededor del terminal central del LM317, como se muestra. Colocamos la resistencia directamente sobre el regulador dejando sitio para R1. Fijamos el otro extremo en torno al terminal de ajuste, con cuidado de no dejar flojo el hilo. Ahora, soldamos ambos extremos de R2 a sus respectivos terminales.

Cogemos seis trozos de cable de 1,5 cm de longitud, los pelamos unos 2 mm en cada extremo y los estañamos. Es recomendable utilizar cables de diferentes colores para identificarlos más fácilmente. Soldamos uno de ellos al terminal central del LM317, cerca del cuerpo del regulador, dejando el terminal lo más corto posible. Debemos utilizar un pequeño trozo de macarrón termorretráctil para aislar las conexiones.

Tomamos otro trozo de cable estañado y lo soldamos cerca del cuerpo de R3. Utilizaremos un poco de macarrón termorretráctil

para aislar la conexión, pero con cuidado de que no llegue hasta la resistencia, ya que lo haría muy voluminoso. Repetiremos el proceso para R1 y R4, pero utilizando dos cables en un extremo de R1.

Colocamos R3 al lado de R2, conectamos su extremo libre alrededor del terminal de R2 como se muestra en la figura, soldándolo a continuación. Tenemos que seguir el mismo proceso para conectar R4 a R3. Seguidamente, conectamos el terminal libre de R1 a R2, como se puede ver, pero, por ahora, no lo colocamos junto a R2.

A continuación, colocamos un trozo de cinta aislante sobre las resistencias R2, R3, R4 y el terminal largo de R2. La cinta aislará el terminal largo de R2 frente a R1. Ahora, colocamos R1 al lado de R2, fijamos otro pedazo de cinta aislante sobre el extremo del regulador, donde estaba el radiador, para cubrir la parte serrada. Ha llegado el momento de cubrir el montaje con macarrón termorretráctil, asegurándonos de que es suficientemente largo como para cubrir los dos extremos del regulador. Seguidamente, calentamos el macarrón para que se contraiga y compensamos los excesos por los extremos. Deberemos obtener un

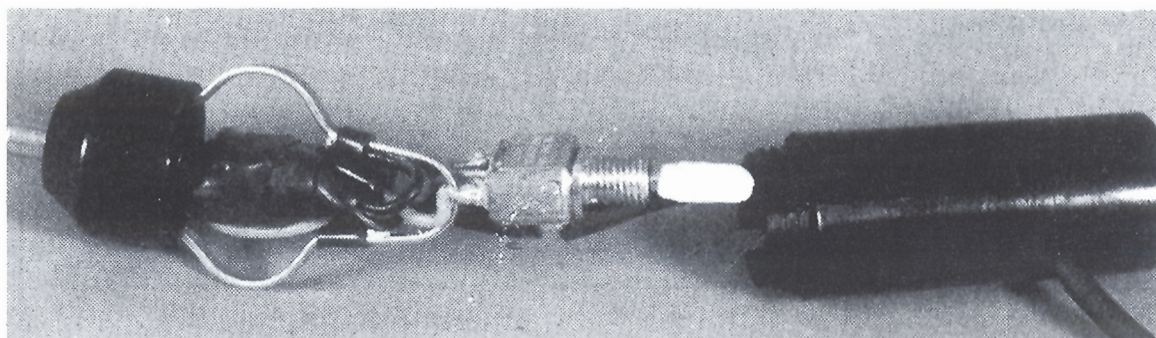
paquete compacto con los cables saliendo por un lado.

A continuación, pelamos unos 2 mm los extremos de los cables de R3, R4 y uno de los cables de R1, y de la misma forma pelamos unos 4 mm de los extremos restantes de los otros tres cables, estañando todos ellos.

## Montaje final

Antes de ensamblarlo todo, prepararemos el conmutador y la caja (que será el conector del encendedor de coche). Debemos agrandar el agujero del extremo trasero del conector del mechero para fijar en él el conmutador. Esto se puede hacer fácilmente girando alguna herramienta afilada en torno al agujero para agrandarlo hasta que sea suficientemente grande como para acoplar el conmutador en él. También es posible que tengamos que limar ligeramente los lados de plástico del conmutador para acomodarlo en el conector. Para esto podemos utilizar una lima o una esmeriladora. En caso de utilizar una esmeriladora, debemos tener cuidado y hacerlo lentamente, ya que el plástico se desgasta rápidamente. Lo ideal es eliminar sólo la cantidad necesaria para que encaje el conmutador.





tador en el orificio y sujetarlo firmemente contra la parte trasera. Tenemos que asegurarnos de dejar suficiente material alrededor de los terminales como para que no se rompan.

Ahora, determinaremos dónde debemos taladrar para hacer pasar los cables de alimentación, que deben ser de tipo coaxial para evitar inducciones de ruido. Seguidamente, ponemos el conmutador dentro del conector del mechero y medimos la distancia del frontal del alojamiento (el extremo que se introduce en el salpicadero) a los terminales del conmutador. Podemos usar esta medida para ayudarnos a encontrar el punto para taladrar e introducir los cables de alimentación sin que nos estorbe el conmutador. En el prototipo lo hicimos a 1,3 cm del extremo y quedaba perfectamente. A continuación; quitaremos el conmutador y haremos el agujero de forma que sea suficientemente grande como para introducir los cables de alimentación que vamos a utilizar.

Continuamos conectando el cable de R1 con los 4 mm estañados al contacto de masa del conector del mechero y el otro cable de R1 al contacto central de S1. Ahora, conectamos los cables de R3 y R4 a los otros terminales del conmutador, como se indica en la figura 3.

Soldamos el cable procedente del terminal de entrada del regulador al contacto central del conector del mechero. Seguidamente, introducimos el cable coaxial por el agujero que hicimos para ello y soldamos la malla a la conexión de masa del conector. Introducimos un pequeño trozo de maca-

rrón termorretráctil en el terminal central del regulador y lo soldamos al conductor central del coaxial. Después de esto, colocamos el macarrón en la posición central y lo calentamos para que se retraiga.

Colocamos la conexión de masa de forma que rodee al regulador. Como toque final podemos poner macarrón termorretráctil rodeando los cables soldados a los contactos para obtener un mejor aislamiento y seguridad, así como para sujetar ligeramente los cables contra los terminales.

A continuación, doblamos los cables del conmutador en forma de "S" para que se puedan plegar una vez estén dentro del conector. Ahora, introducimos el montaje, el conmutador primero, en el conector del encendedor; al meterlo, el cable que va al contacto central del conector se plegará, como ya habíamos previsto. Debemos asegurarnos de que el cuerpo del conmutador está perpendicular al agujero para el cable coaxial. Esto permite que el conmutador se deslice sobre el cable sin atraparlo. Una vez que el conmutador esté en su sitio, lo giramos de nuevo para alinearlos con el coaxial. Ya sólo nos queda introducir todo el montaje en la parte superior del conector y enroscar éste sobre la parte de conexiones.

Para terminar, colocamos en el extremo del cable de alimentación un conector del tipo que necesitemos para la alimentación que vamos a utilizar (PL2). En el prototipo decidimos utilizar uno del tipo RCA de audio, porque disponíamos de adaptadores para utilizarlos con los diferentes apa-

ratos que podemos conectar. Después de conectar PL2 ya habremos terminado.

## Prueba

Antes de conectarlo en el coche, tomamos una medida de la resistencia entre los terminales del conector. La lectura debería ser de aproximadamente 6.000  $\Omega$ . Si obtenemos cero o una lectura fuera de escala, tendremos que revisar el circuito para buscar un corto o un circuito abierto, respectivamente. Si todo sale correctamente, conectamos el circuito en el conector del encendedor del coche y medimos su salida con un voltímetro. A menos que hayamos rediseñado el circuito para otras salidas, con el conmutador en la posición central, el circuito debería proporcionar 9 voltios, y en las otras posiciones 6 y 3 voltios.

Si no obtenemos salida, comprobaremos las conexiones de masa y Vout. En caso de obtener tres tensiones incorrectas, comprobaremos las conexiones de R1 y R2. Si la tensión máxima (9 V para el prototipo) es correcta, pero uno o dos de las otras son incorrectas, verificaremos R3 y/o R4, según sea necesario.

Una vez que tengamos listo el circuito, el adaptador de tensión nos proporcionará muchas horas de placer musical. Como descubriremos más adelante, nos servirá para otras cosas además de para el aparato de música, como puede ser para conectar la maquinilla de afeitar justo antes de una reunión muy importante. El único límite para usar el adaptador es nuestra propia imaginación.

**Figura 4.- El interior del adaptador se distribuye de la forma que podemos ver. Como se deducirá, el diseño compacto necesita utilizar cables con una longitud muy precisa para colocar los elementos de la forma más adecuada.**

## Lista de componentes

### Resistencias

R1 = 1K5  
R2 = 240  $\Omega$   
R3 = 470  $\Omega$   
R4 = 2K4

### Otros componentes

U1 = LM317, regulador de tensión ajustable de 1 A  
PL1 = Conector para encendedor de coche  
PL2 = Ver texto  
Varios: Macarrón termorretráctil, cable estándar, coaxial, etc.



***Si está interesado en adquirir un osciloscopio digital, le recomendamos que considere de nuevo los osciloscopios analógicos antes de acometer ninguna inversión de este tipo, ya que probablemente encontrará cubiertas sus necesidades por menos dinero del que pensaba.***

# OSCILOSCOPIOS ANALÓGICOS

Es cierto que los osciloscopios digitales ofrecen muchas posibilidades \_\_ cursores de medida, configuración automática, capacidad de programación y otras prestaciones que ofrecen los microprocesadores que incluyen; incluso se pueden pasar las formas de onda del osciloscopio digital a un ordenador tipo PC y manipularlas según convenga \_\_, las cuales pueden analizarse, almacenarse en disco o imprimirse a través de la impresora.

Sin embargo, los modernos osciloscopios analógicos también cuentan con muchas prestaciones que pueden resultar interesantes. En la mayoría de los diseños analógicos actuales se utilizan microprocesadores para proporcionar una configuración automática, cursores de medida y la posibilidad de programación. De hecho, algunos osciloscopios analógicos se pueden

conectar directamente a una impresora para obtener copias impresas de las formas de onda; aunque la impresión de la forma de onda, junto con muchas otras prestaciones y capacidades, no son exclusivas de los osciloscopios digitales. En resumen, los osciloscopios analógicos actuales son mucho más completos que los que había hace unos años, y muchas de sus características son equivalentes a las de los osciloscopios digitales; incluso los pueden superar a causa de su gran variedad de posibilidades de medidas básicas.

La diferencia real, sin embargo, radica en el modo en que cada tipo de osciloscopio adquiere y visualiza las formas de onda para efectuar la medida. Este suele ser el motivo fundamental en el que radica la elección del osciloscopio. En definitiva se trata de facilitar la

observación de las formas de onda y las necesidades de medida, analizando como cada tipo de osciloscopio resuelve estas necesidades.

Hay que considerar, por tanto, que cada tecnología de osciloscopio cuenta con ventajas propias. Este es el motivo por el que muchos fabricantes de osciloscopios ofrecen aparatos analógicos y digitales al mismo tiempo. Incluso algunos osciloscopios pueden integrar ambas tecnologías para sacar ventaja de las posibilidades de cada uno de ellos.

## ***Tiempo real frente a almacenamiento***

La Fig.1 ilustra la diferencia básica que existe entre la adquisición de las formas de onda por un osciloscopio analógico y otro digital.

Ambas fotografías de forma de onda muestran la misma señal con una perturbación periódica. La diferencia está en que una forma de onda se visualiza en tiempo real en un osciloscopio analógico (1-a), mientras que la otra es una forma de onda almacenada de modo digital y visualizada en forma vectorial en un osciloscopio digital (1-b).

Hay que destacar que el osciloscopio analógico muestra de forma muy clara la perturbación periódica completa. Esta presentación no sólo incluye los extremos de la perturbación sino también su distribución en el tiempo. La distribución se puede ver en la variación de la intensidad de las múltiples trazas en la región de la perturbación. Las áreas más brillantes son aquellas en las que la perturbación consume la mayoría de su tiempo. Las áreas menos luminosas son aquellas en las que emplea menos tiempo.

En comparación, el osciloscopio digital muestra una definición bastante menor de los extremos de la perturbación periódica (1-b), ya que la visualización digital es una simple traza reconstruida a partir de la forma de onda digitalizada mediante muestreo y almacenada en memoria. La representación de la forma de onda del osciloscopio digital queda restringida a un simple valor de amplitud para cada punto en el tiempo.

Una pantalla de un osciloscopio analógico, al estar fabricada a partir de múltiples trazas en tiempo real, puede mostrar varias amplitudes en cualquier punto al mismo tiempo. Esta operación resulta imprescindible para observar y analizar la actividad de señales complejas en tiempo real: las perturbaciones periódicas y las formas de onda de televisión y modulación, como se puede ver en la Fig. 2. Los niveles de color, modulados, son claramente visibles en las variaciones de intensidad de la pantalla de un osciloscopio analógico (2-a), mientras que la pantalla de un osciloscopio digital muestra mucha menos información (2-b).

La diferencia entre las pantallas de un osciloscopio analógico de tiempo real y un osciloscopio digital empieza a ser más clara cuando se comparan los dos procesos de adquisición de datos. La arquitectura básica de cada tipo de osciloscopio se puede ver en la

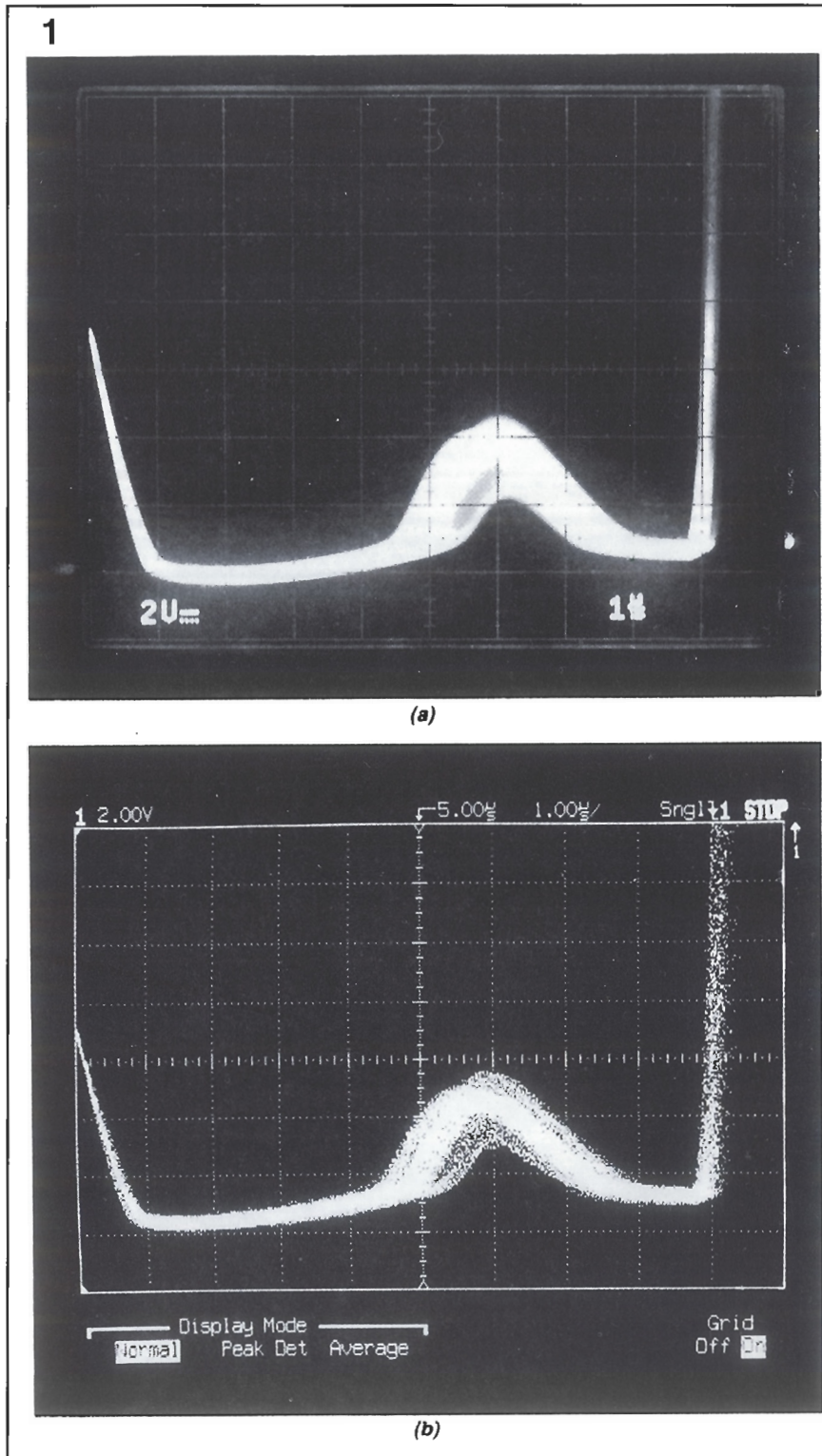


Fig.3, y los conceptos de adquisición se muestran en la Fig.4.

## El proceso de captura

Hay que señalar, en la Fig.3, que la arquitectura en conjunto de los dos tipos de osciloscopio es la misma en muchos aspectos. Los dos tipos deben tener una primera etapa analógica de gran calidad, la

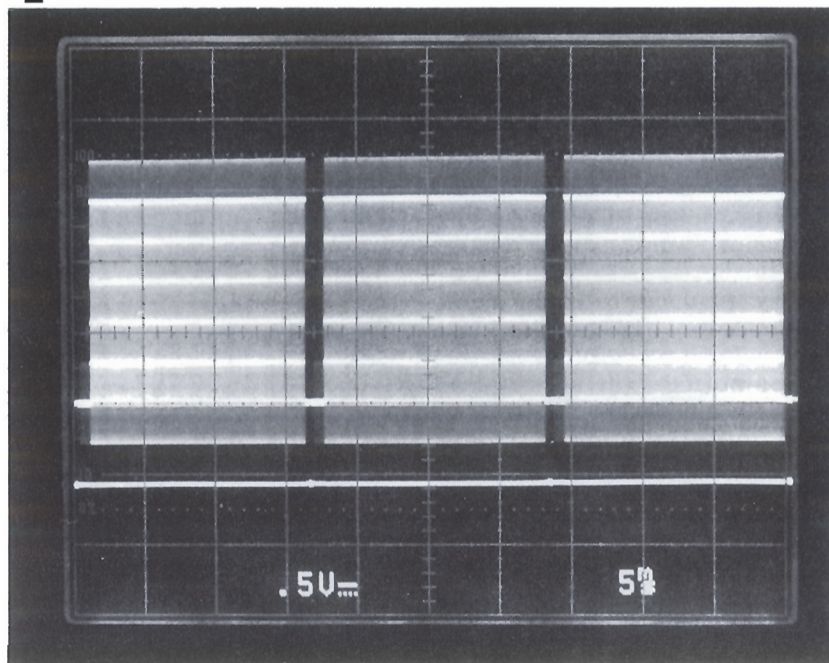
cual debe ser adecuada para el ancho de banda y contar con la fidelidad suficiente para las señales capturadas. Ambos deben tener también circuitos de descarga para la captura mediante el disparo y visualización de las formas de onda. También tendrán, ambos circuitos, amplificadores verticales y horizontales para poder trazar las formas de onda de la señal a través de la pantalla del tubo de rayos catódicos (excepto los visualizadores que se basan en el barri-

Figura 1.- Visualización en tiempo real de un pulso con una distorsión periódica ("jitter") en un osciloscopio analógico; muestra más detalles (a) que en el caso del osciloscopio digital (b).

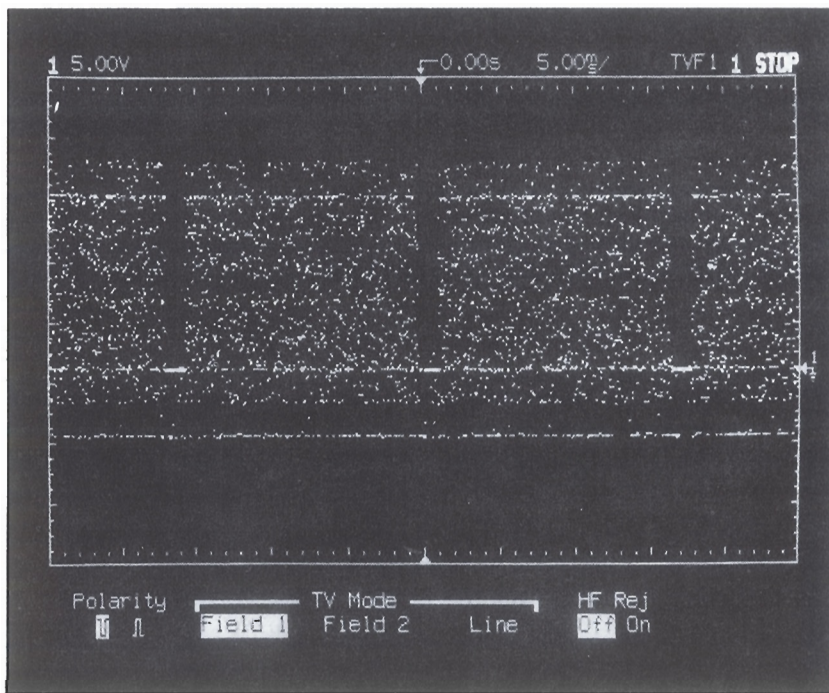


**Figura 2.-** Los cinco niveles demodulados de una señal de color son claramente visibles en las variaciones de intensidad de una pantalla de un osciloscopio analógico (a), mientras que el osciloscopio digital que solamente muestra puntos contiene poca información sobre la complejidad real de la señal. Una pantalla de vectores de un osciloscopio digital podría unir los puntos para obtener una salida más clara de la forma de onda, pero todavía no se podrían conseguir las variaciones de intensidad que mostrarían los distintos niveles de los colores modulados.

2



(a)



(b)

do, los cuales funcionan de forma diferente). Y ambos, también pueden disponer de un microprocesador para la automatización digital de los ajustes de instrumentos y otras funciones de control.

La principal diferencia se encuentra en la trayectoria de la señal de entrada desde el amplificador vertical al visualizador en tiempo real. En osciloscopios más avanzados esta trayectoria analógica también puede incluir la integración de varias funciones de medida como voltímetros y conta-

dores/temporizadores. En el caso del osciloscopio Tektronics 252, la señal analógica también es sometida a muestreo mediante un convertidor A/D para proporcionar una salida de impresora y obtener copias impresas de formas de onda repetitivas. Pero la trayectoria principal de la señal es puramente analógica. Los osciloscopios digitales, por otro lado, seleccionan y digitalizan la señal analógica tan proximamente como sea posible a la salida del amplificador vertical.

Hay muchos esquemas para realizar esta operación, pero el objetivo general es muy simple: digitalizar y almacenar puntos tan rápido como sea posible con el mínimo coste posible.

La Fig.4 ilustra el proceso de captura general que ocurre en cada tipo de osciloscopio. El proceso de captura en los dos tipos se produce sobre un periodo de tiempo que se denomina ventana de captura. En el caso de un osciloscopio analógico (4-a) la ventana viene determinada por el ajuste de velocidad de barrido del osciloscopio. Por ejemplo, un ajuste de 1 microsegundo/división proporciona una ventana de 10 microsegundos en un osciloscopio con 10 divisiones horizontales en la pantalla.

La proporción de la forma de onda capturada viene determinada por la longitud de la ventana de captura y por el ajuste del sistema de disparo. En el caso del osciloscopio analógico de la Fig. 4-a el disparo se ajusta para el principio de la pendiente positiva en una forma de onda que se está midiendo.

Cuando se encuentra una parte positiva de la forma de onda, el circuito de barrido del osciloscopio se dispara. La forma de onda se traza en la pantalla. Entonces, al final del barrido, el haz del CTR se elimina y vuelve al principio quedando rearmado el circuito de disparo del osciloscopio para el siguiente barrido.

La secuencia de eliminación-retrazado-rearmado se denomina, en ocasiones, tiempo muerto de rearmado que, normalmente, es muy corto en los osciloscopios analógicos.

Por este motivo, un osciloscopio analógico se puede disparar a través de una rápida secuencia de ventanas de captura, lo que permite al haz del tubo de rayos catódicos del osciloscopio trazar de forma repetida la forma de una onda que se repite en el tiempo, manteniendo el fósforo de la pantalla muy excitado, con lo que se produce una traza muy brillante; o, como en el caso de la captura analógica, Fig. 4-a, donde se muestran las múltiples trazas del ancho de pulso con la perturbación periódica.

Los osciloscopios digitales utilizan el mismo concepto de ventana de captura. Hablando de forma estricta, sin embargo, una ventana de captura de un osciloscopio digital corresponde a la longitud de memoria para la forma de onda



(longitud de grabación). Los osciloscopios digitales con longitudes de grabación de 512 o de 1.024 puntos para las formas de onda muestran, normalmente, la grabación completa sobre la pantalla. Los que tienen unas longitudes de grabación iguales a 2.048 o superiores, únicamente muestran una parte de la grabación y normalmente permiten mover la visualización a través de la grabación.

El tiempo que tarda un osciloscopio digital en capturar una forma de onda en la memoria depende tanto de la longitud de grabación del osciloscopio como de la velocidad de muestreo. Por ejemplo, con una grabación de 512 puntos, y con una ventana de captura de 10 microsegundos, el osciloscopio debe efectuar muestreos, digitalizar y almacenar un punto de la forma de onda cada 19,53125 nanosegundos (10 microsegundos/512). En otras palabras, la velocidad de muestreo "en tiempo real" del osciloscopio deberá ser de al menos 51,2 megamuestras/segundo (MS/s) para capturar las 512 muestras en una ventana de captura de 10 microsegundos.

Hay una amplia selección de velocidades de muestreo en tiempo real disponibles en los osciloscopios digitales del mercado actual. Pero unas velocidades de muestreo mayores implican unas tecnologías más caras y, por lo tanto, un mayor precio del equipo.

Para mejorar el aspecto económico, la mayoría de los osciloscopios digitales utiliza el muestreo equivalente-tiempo en sus ajustes de barrido más acelerados (un microsegundo/división y más velozes). Esto permite que las formas de onda repetitivas se capturen a una velocidad aparentemente elevada mediante la construcción de una muestra completa a partir de múltiples ventas de captura. Esto queda ilustrado en la Fig. 4-b para compararlo con el método de visualización en tiempo real del osciloscopio analógico.

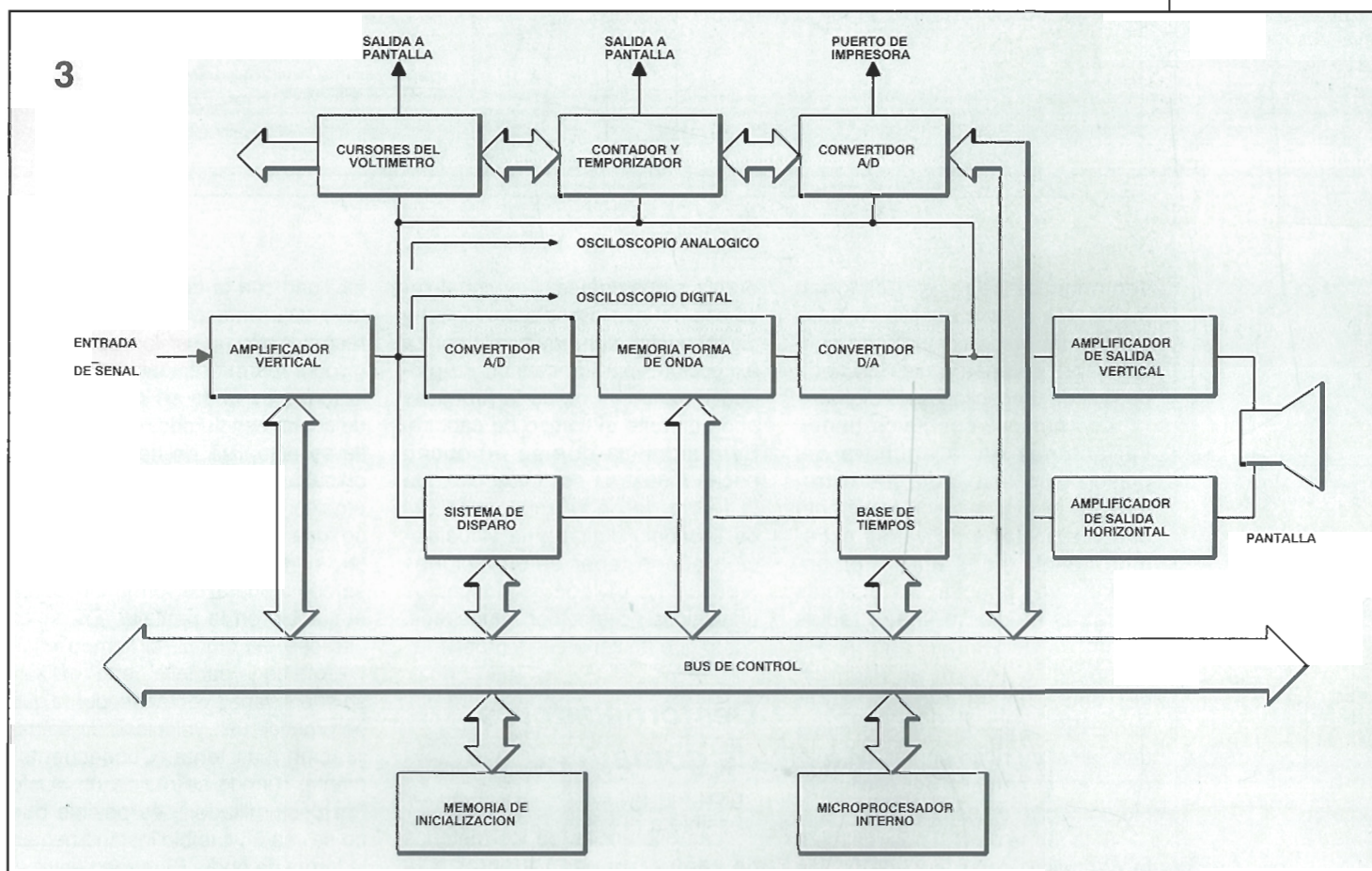
Hay que destacar, en la Fig. 4-b, que solamente se han tomado unas pocas muestras en dos ventanas de captura separadas.

En los ajustes de base de tiempo más rápidos, la velocidad de muestreo del osciloscopio solamente puede permitir unas pocas muestras por cada ventana de cap-

tura. Por lo tanto, puede necesitar varias ventanas para construir un conjunto completo de 512 muestras para rellenar la grabación de la forma de onda. También, hay que señalar que en una ventana de captura no se produce el disparo en el punto potencialmente válido, por lo que algunas de las repeticiones de la Fig. 4-b están desplazadas. Esto es debido a que en los osciloscopios digitales se tiene un tiempo muerto de rearme mayor. Hay que recordar que en el caso de los osciloscopios analógicos se tenía un tiempo muerto de rearme corto, durante el cual se eliminaba la traza del osciloscopio y se volvía al punto inicial siguiente, con lo que se rearmaba también el sistema de disparo. Los osciloscopios digitales deben completar algunos procesos digitales de la forma de onda de entrada antes de ser rearmados. La longitud de su tiempo muerto de rearmado depende, por tanto, de la cantidad y velocidad de este procesamiento digital de la señal.

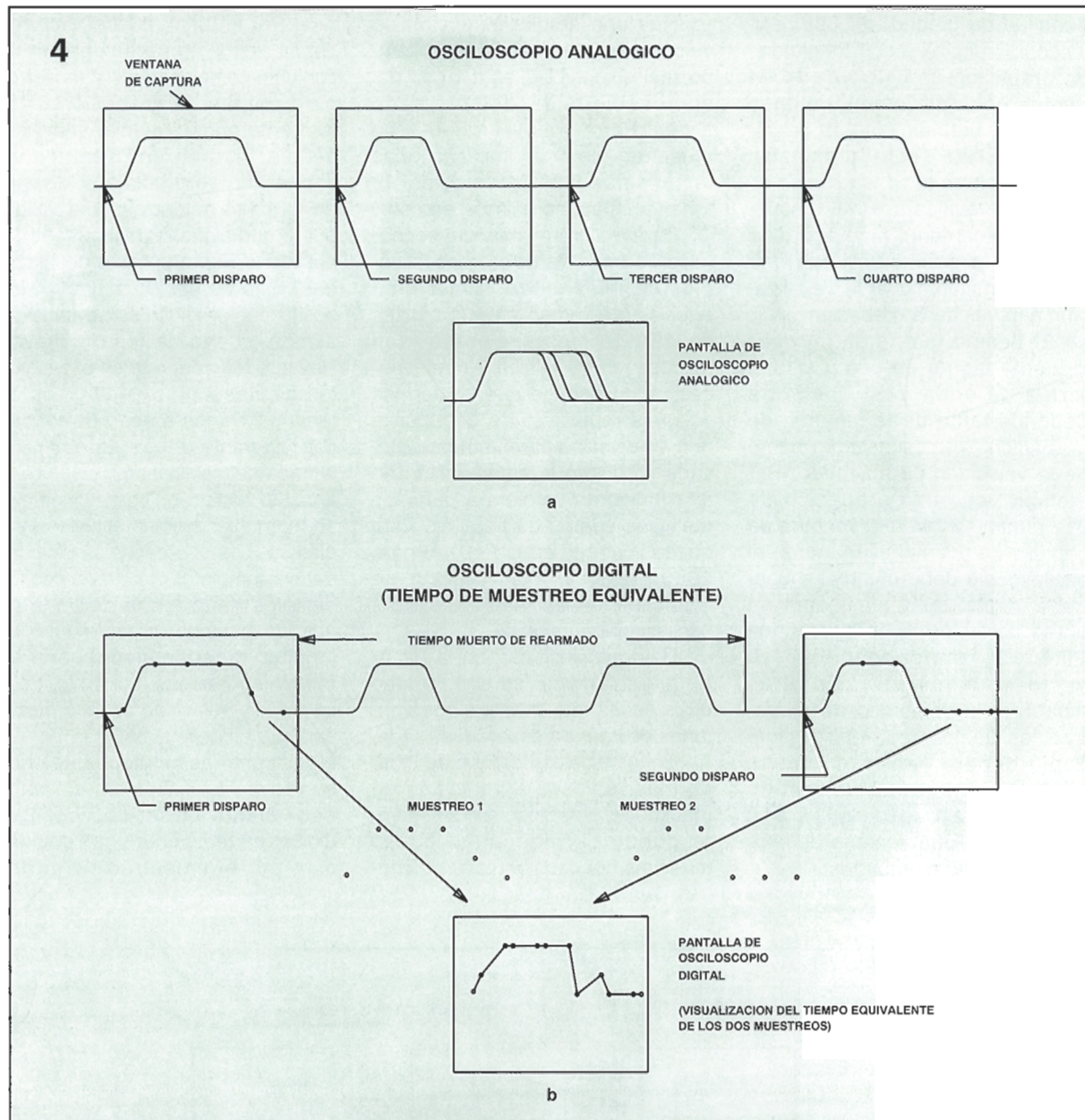
El punto es una forma de onda repetitiva visualizada en un tiempo equivalente en un osciloscopio digital; es realmente una composición por el muestreo de varias

**Figura 3.- La arquitectura en general de los osciloscopios analógicos y digitales es muy parecida en la actualidad. La diferencia principal radica en que los osciloscopios tienen una línea de señal analógica hasta la pantalla y los digitales tienen una línea de almacenamiento de la señal.**





**Figura 4.-** Los métodos para la captura de las formas de onda permanecen esencialmente iguales en los osciloscopios analógicos (a), mientras que en el caso de los osciloscopios digitales puede haber varios esquemas de digitalización para emular la visualización en tiempo real de la señal analógica (b).



ventanas de captura. Adicionalmente, los visualizadores digitales perfilan un único conjunto de puntos frente a varias trazas en tiempo real de un osciloscopio digital.

Los pulsos repetitivos tienen variaciones en la anchura del pulso como resultado; los extremos de la Fig. 4-b son realmente una composición de varios extremos desplazados en el tiempo. Cuando se conectan las distintas muestras mediante líneas rectas (vectores de visualización), por ejemplo en el caso de un visualizador vectorial, el extremo de la variación periódica aparece como una señal de ruido en vez de aparecer en la pantalla del osciloscopio analógico en tiempo real.

Si la forma de onda es realmente periódica, como sucede en las

ondas sinusoidales, las visualizaciones del osciloscopio analógico y digital suelen ser muy similares. La excepción aparece cuando se producen varios ciclos de la forma de onda durante el tiempo de captura. Esto significa que se producen pocas muestras por cada ciclo de la forma de onda en el caso del osciloscopio digital, y la visualización puede tener deformaciones (véase Fig. 5). Los osciloscopios analógicos no efectúan muestreos, por lo que no tienen este problema.

### Destornilladores de goma

Las diferencias en los métodos de captura pueden afectar a la

facilidad con la que se puede ajustar y usar un osciloscopio. Hay que recordar que un osciloscopio analógico se rearma rápidamente y traza la forma de onda en cada ventana de captura en tiempo real. La pantalla se actualiza en tiempo real de disparo en disparo. Por ello, si se emplea un osciloscopio analógico y se "usa un destornillador" para ajustar la amplitud de la forma de onda, se comprobará de forma inmediata el cambio en la pantalla. En un osciloscopio digital, el tiempo equivalente de la pantalla debe realizarse sobre varias ventanas, por lo que se produce una velocidad de actualización más lenta. Consecuentemente, cuando se realiza un ajuste "de destornillador", es posible que no se vea un cambio instantáneo en la forma de onda. El retraso entre el

ajuste y el resultado observado es como utilizar un destornillador con una "punta de goma".

Debido al efecto "destornillador de goma", y por otras razones (especialmente por la facilidad de ajuste del osciloscopio), algunos osciloscopios digitales ofrecen un modo en tiempo real analógico junto al de almacenamiento digital. Se puede conmutar entre una pantalla de osciloscopio analógico tradicional y una pantalla de osciloscopio digital cuando sea necesario. Algunos osciloscopios digitales más caros, con mayores anchos de banda y velocidades de actualización más rápidas, proporcionan lo que es esencialmente una pantalla en tiempo real como sucede en el osciloscopio analógico.

Ahora, debemos pensar en lo que se ha dicho sobre el muestreo y digitalización de formas de onda. El muestreo significa que se obtienen puntos discretos espaciados igualmente en el tiempo de la forma de onda sin nada entre medias. Si hay 512 puntos en la grabación, la resolución en el tiempo de la forma de onda capturada es una parte en 512. Estas muestras también son digitalizadas, normalmente, con una resolución de 256 (digitalización de 8 bits). El resultado de conjunto es que en un osciloscopio digital las formas de onda no promediadas en la pantalla tienen tendencia a aparecer ruidosas.

Por ello, cuando se vea una forma de onda ruidosa en un osciloscopio digital, es necesario tener en cuenta que una parte del ruido se debe al muestreo y a la resolución de digitalización (ruido de cuantificación), y otra parte del ruido es debida a la forma de onda. Con un osciloscopio analógico, cuando se ve ruido en la forma de onda, se sabe que todo el ruido (al menos en el ancho de banda del osciloscopio) es parte de la forma de onda.

## Diferencias entre los cursores

Los cursores de medida son líneas o puntos que se pueden colocar en la pantalla de un osciloscopio para medir diferencias de tensión o de tiempo. Hay dos tipos principales de cursor: los basados en la pantalla y los que se fundamentan en la forma de onda.

Los cursores basados en la pantalla son los más sencillos de

construir y pueden aparecer tanto en los osciloscopios analógicos como en los digitales. Estos se pueden colocar en cualquier parte de la pantalla. Sus lecturas son simplemente las amplitudes relativas de la pantalla y la localización en el tiempo de los cursores. Si el cursor se encuentra situado sobre la traza de la forma de onda, las lecturas también representan las posiciones de tiempo y amplitud en la visualización de la forma de onda. Pero si cambia la visualización, será necesario colocar de nuevo el cursor en la forma de onda para volver a establecer la medida.

Una solución más adecuada es aquella que consiste en unir el cursor a la forma de onda, en cuyo caso se dice que se basa en la forma de onda.

En los osciloscopios digitales los cursores basados en formas de onda están asociados a las muestras almacenadas de la forma de onda. Este es el punto en el que los límites de resolución digital pueden parecer más ficticios y artificiales; según se sitúe el cursor, estos pueden parecer saltar de un punto a otro de la forma de onda,

lo cual resulta más notable en los extremos de los pulsos o en otros tipos de transiciones rápidas en donde hay un menor número de muestras. De hecho, la resolución de muestreo puede resultar demasiado pobre y, en consecuencia, no alcanzará unos niveles razonables, del 10 y del 90%, de la forma de onda para las mediciones de tiempos de subida.

Para trabajar con esto, muchos osciloscopios digitales, y en especial aquellos con pantallas de vectores de puntos conectados, utilizan la interpolación para la colocación del cursor, lo que permite colocar el cursor entre muestras en la pantalla para valores de lectura interpolados.

Incluso hay una respuesta más acertada al problema de la resolución, y consiste en conectar los cursores a la traza de la forma de onda mediante la lectura directa de la amplitud de la señal. Un ejemplo de ello lo tenemos en los SmartCursors que aparecen en algunos de los osciloscopios analógicos de Tektronics.

El sistema SmartCursors utiliza un microprocesador incluido en el

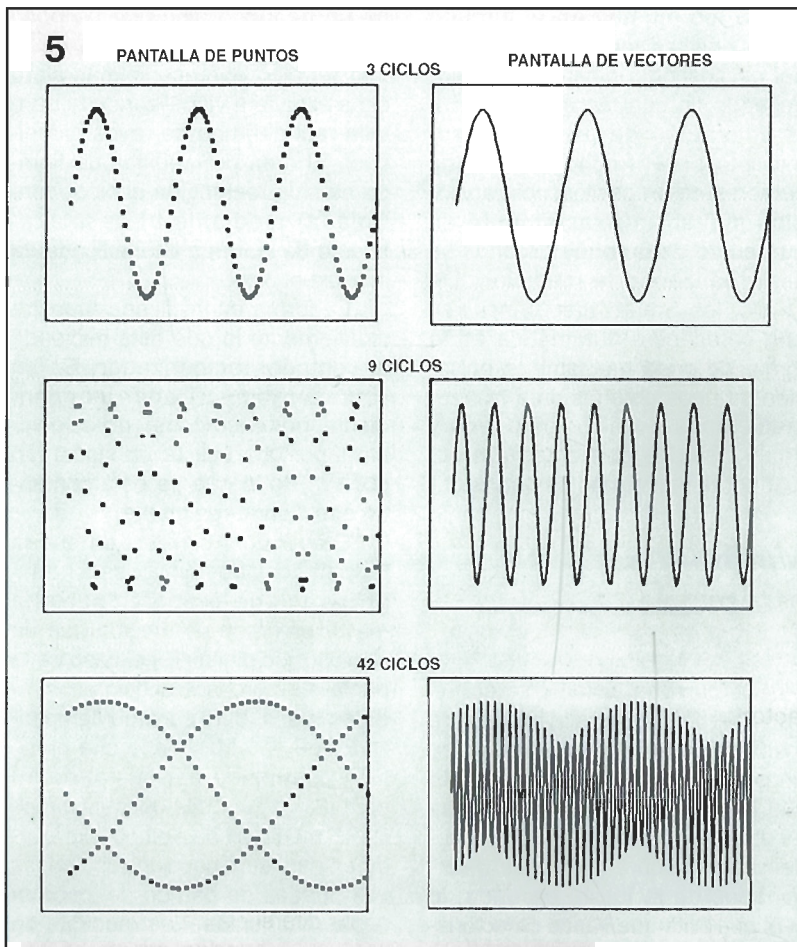
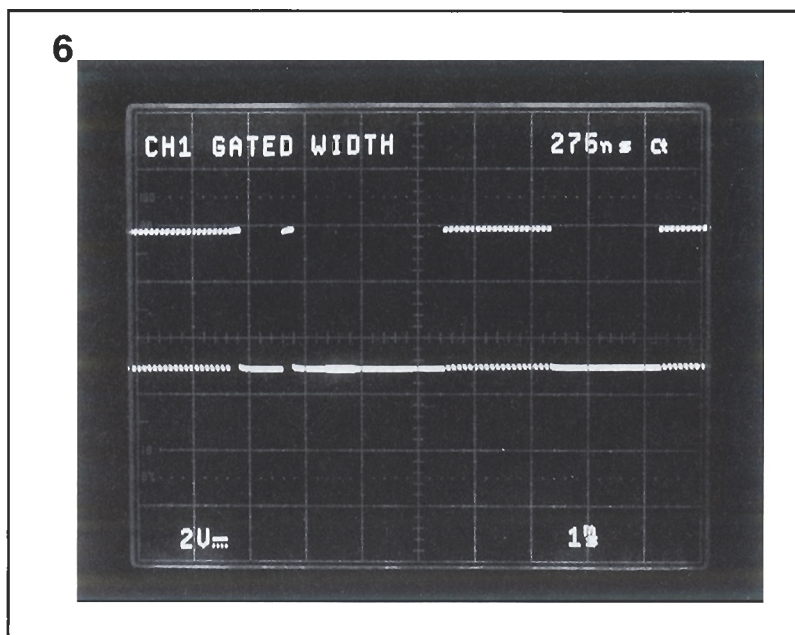


Figura 5.- Se produce una aberración visual cuando la visualización de una señal sometida a muestreo sugiere la presencia de diferentes formas de onda adicionales. Las pantallas que solamente muestran puntos son las más susceptibles de evidenciar esta aberración y pueden sugerir que la señal contiene una onda seno de baja frecuencia cuando realmente no la tiene.



**Figura 6.-** La precisión analógica efectuada con un contador de medidas sobre una parte de la señal mostrada en la pantalla del osciloscopio permite la medición de un estrecho pico (276 ns) con resolución de nanosegundos, incluso a una velocidad de barrido de 1 ms/división. Un osciloscopio digital podría necesitar una longitud de grabación en memoria de 10 megapuntos para obtener idéntica resolución sobre la misma pantalla.



osciloscopio para controlar la estructura de cursor/voltímetro. Las lecturas del cursor no solamente reflejarán los valores reales de la señal sino que el cursor es lo suficientemente inteligente como para seguir los cambios en la señal.

Esto permite sintonizar circuitos con unas amplitudes de señal muy precisas simplemente realizando los ajustes en el circuito hasta que las lecturas del cursor del osciloscopio alcancen el valor deseado; lo cual es muy similar a la utilización de un voltímetro, excepto en el hecho de que los cursores de un osciloscopio analógico muestran exactamente en qué punto de la forma de onda se está realizando la medición. De hecho, los SmartCursors incluyen una colocación automática en la forma de onda mediante la pulsación de unos botones para realizar mediciones de pico, pico-pico y otras medidas corrientes a efectuar sobre las formas de ondas.

## Mediciones integradas

Los cursores solamente son el principio de las posibilidades de medida que se pueden integrar en un osciloscopio analógico. Junto con la colocación automática, las medidas del cursor también se pueden activar sobre porciones determinadas de la forma de onda; lo cual posibilita que varias características o aberraciones de la forma de

onda se incluyan o eliminen de las medidas si es necesario.

Otra innovación de los osciloscopios analógicos implica la integración de medidores de precisión, contadores/temporizadores. La Fig. 6 muestra el uso de esta función en una medida controlada.

En la Fig. 6 el contador/temporizador está midiendo la anchura de un pequeño pico que es poco visible en la forma de onda de la foto (el pico aparecería más claro si se estuviera visualizando la pantalla real del tubo de rayos catódicos). El área de medidas de tiempo ha sido restringida al pico (controlada) mediante el desplazamiento de la forma intensificada de la traza al pico.

La forma intensificada muestra exactamente lo que está midiendo el contador/temporizador. En un contador/temporizador independiente, por el contrario, no es posible tener una indicación visual tan positiva de lo que se está contando o midiendo realmente.

Otra mejora consiste en que la función contador/temporizador integrada puede proporcionar una mayor precisión de medida que un osciloscopio digital. En el caso de la pantalla de un osciloscopio, mostrada en la Fig. 6, el contador/temporizador de 200 MHz tiene una precisión controlada por cristal de 10 ppm (0,001 %). Esta operación facilita la medición de tiempo expresada en nanosegundos, incluso en las velocidades de barrido del osciloscopio más lentas. Las medidas de tiempo con los cursores de un osci-

loscopio digital, en contraste, están limitadas a la resolución de los intervalos de muestreo.

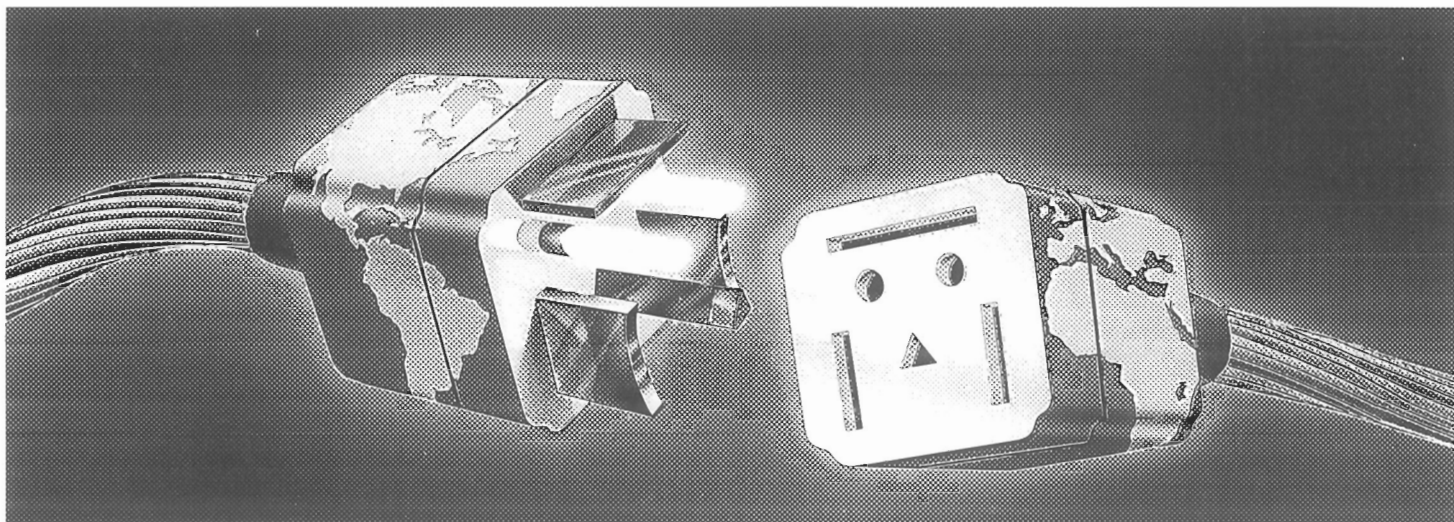
## Capacidad de programación

Los tipos de medidas integradas que se indican aquí podrían ser casi imposibles de introducir en un entorno puramente analógico. El control y la coordinación de los datos de varios osciloscopios y las funciones de medida pueden ser efectuadas más eficazmente con un microprocesador integrado y métodos digitales.

El control digital no significa, sin embargo, que la forma de onda deba ser digitalizada para ser visualizada. Los beneficios de tiempo real de la trayectoria de la señal analógica y la pantalla se pueden mantener, mientras que el resto del osciloscopio está diseñado para sacar ventaja del control digital. Esto se puede ver en la Fig. 3 en la que los "buses" de control digital se extienden a la mayoría de las funciones del osciloscopio, excepto en la trayectoria analógica de la señal.

Todas las posibilidades de programación que normalmente se encuentran en un osciloscopio digital, configuración automática, almacenamiento y llamada de los ajustes realizados en el panel frontal, control programado a partir de un ordenador conectado al "bus" y la capacidad de imprimir una forma de onda, también se pueden encontrar en osciloscopios analógicos. Por ello, a menos que sea completamente necesario el almacenamiento digital de la forma de onda, un osciloscopio analógico podría ser la mejor elección. Aunque, lo más conveniente sería experimentar con los dos tipos de osciloscopios sobre las formas de onda con que normalmente trabajamos. Después, se puede tomar una decisión con conocimiento de causa, esto es, conforme a nuestras necesidades. Si, después de los razonamientos expuestos, todavía no se tiene la seguridad de que un osciloscopio digital valga la pena, hay que considerar si compensa el dinero ahorrado al comprar un osciloscopio analógico, ya que puede haber otros equipos que necesitemos en el banco de trabajo; por lo que, este dinero, podría destinarse a la compra de esos equipos. ■

# LA CONEXION INTELIGENTE



MICROSALONES ESPECIFICOS PARA PROFESIONES  
REALIDAD VIRTUAL  
TECNOLOGIA MULTIMEDIA

## NOVEDADES SIMO 92

WINDOWS

### INFORMACION POR IBERTEX

★ SIMO # 032

### FERIA OFICIAL MONOGRAFICA INTERNACIONAL DEL EQUIPO DE OFICINA Y DE LA INFORMATICA.

SIMO 92. El momento de conectar con todo lo nuevo en instalación de despachos, máquinas de oficina, soluciones informáticas y de telecomunicaciones. El momento de conectar con los más increíbles avances de nuestro tiempo. Venir es lo más inteligente, no hacerlo, una irresponsabilidad.

**Jornadas Profesionales** de SIMO, días 13, 16, 17, 18, 19 y 20. Estos días no habrá taquilla desde las 10 hasta las 15 horas.

En ese período, y para la entrada en el recinto, es necesario presentar la invitación o acreditar la identidad profesional.

**HORARIO:** De 10 a 19,30 horas SIN INTERRUPCION.

Domingo de 10 a 15 horas. (Cerrado por la tarde).

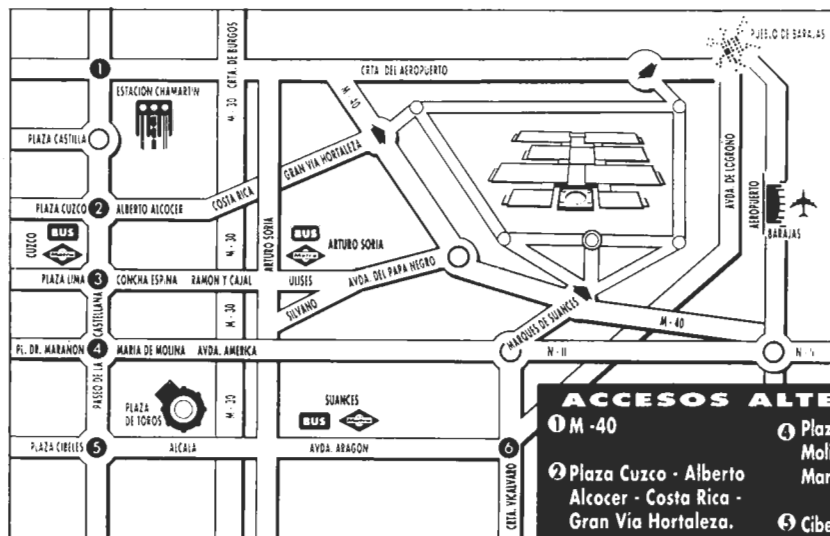
Prohibida la entrada a menores de 18 años.

### AUTOBUSES:

- Línea regular de la EMT. Salida junto a la estación de Metro de Arturo Soria.

**GRATUITOS.** Salida todos los días cada 15 minutos. Desde:

- Plaza Cuzco.
- Estación Metro Suances.
- Aeropuerto Barajas (Cada 30 minutos).



### ACCESOS ALTERNATIVOS

- 1 M -40
- 2 Plaza Cuzco - Alberto Alcocer - Costa Rica - Gran Vía Hortaleza.
- 3 Plaza Lima - Concha Espina - Ramón y Cajal - Silvano - Avda. del Papa Negro.
- 4 Plaza Dr. Marañón - M<sup>o</sup> de Molina - Avda. América - Marqués de Suances.
- 5 Cibeles - Alcalá - Avda. Aragón - Marqués de Suances.
- 6 Ctra. de Vicálvaro - Marqués de Suances.

PARQUE FERIA JUAN CARLOS I. MADRID.



RIDEU

**S.i.m.o.**  
DEL 13 AL 20 DE NOVIEMBRE.



**Con la construcción de este sencillo medidor se pueden comprobar los amperios de arranque de la batería.**

# COMPROBADOR DE BATERÍAS DE AUTOMÓVIL

Incluso los últimos y más evolucionados automóviles tienen un talón de Aquiles: la batería. Con independencia del país de origen, las mejoras en las baterías de plomo-ácido han sido mínimas en comparación con el perfeccionamiento técnico de los restantes elementos del coche. Los recientes avances en la electrónica han mejorado el motor y el control de emisiones, haciendo posible los sistemas de antibloqueo de frenos y han puesto sistemas de entretenimiento de alta calidad en el compartimiento de los pasajeros. Por desgracia, todas estas mejoras han aumentado, en lugar de disminuir, la carga de la batería.

Si el coche falla al arrancar en el garaje puede ser una complicación, pero, si se niega a arrancar en un centro comercial o, peor aún, en el transcurso de un largo viaje, la situación se convierte en

algo más serio. Y si además se tiene la mala fortuna de "quedarse tirado" en una zona de la ciudad con un elevado índice de delincuencia o en cualquier carretera por la noche, es probable que se corran serios peligros. La ayuda puede tardar en llegar, y acaso resulte cara en determinadas circunstancias. El hecho es que se paga por conocer si la batería está en buenas condiciones.

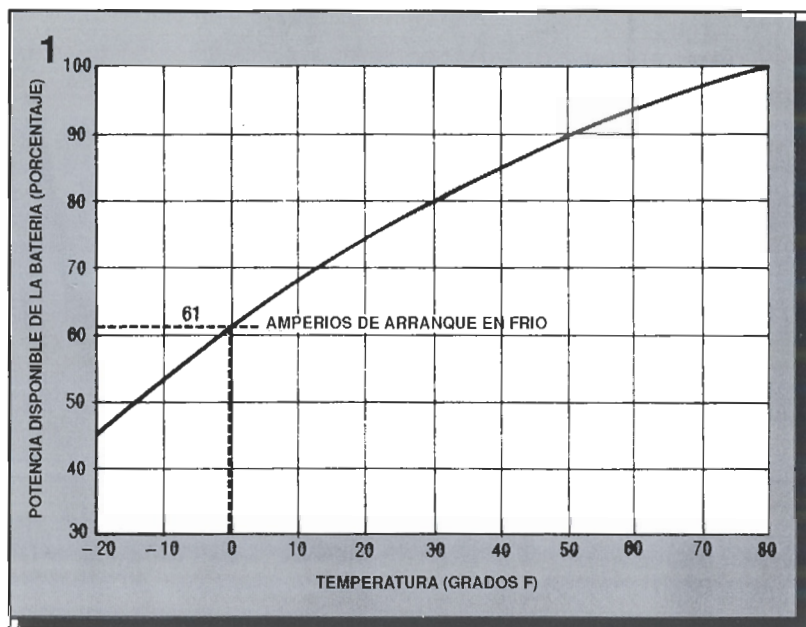
Una batería débil es la causa del fallo en el sistema de arranque de un automóvil. La batería continúa siendo el componente más propenso a los fallos en cualquier vehículo con sistema de ignición (incluso en los barcos). Un motor mantenido de forma adecuada puede durar cientos de miles de kilómetros, pero pocas baterías de plomo ácido mantienen sus características durante más de aproximadamente tres años.

Incluso este tiempo puede acortarse si se vive en un clima nórdico en donde el coche queda expuesto a las heladas del frío invierno y a los arranques en condiciones difíciles.

No hay que pensar que se está inmunizado contra los fallos por haber comprado una batería el mes pasado. Sin embargo, las baterías raramente fallan sin avisar antes de alguna manera, como puede ser un arranque lento o dificultoso. Infortunadamente, muchos conductores no hacen caso de estos avisos o, si se dan cuenta, no recargan o reemplazan la batería hasta que ya es demasiado tarde.

## **"CRAE" al rescate**

El "Cranking Amp Estimator" (Estimador de Amperios de Arranque), que denominaremos



CRAE, y que describimos en este artículo, es un instrumento de prueba que le proporcionará una razonable estimación de la capacidad de potencia de la batería. Aunque el CRAE no es un instrumento de precisión puede evitar que nuestro vehículo nos "deje tirados" en un sitio peligroso. Tanto el gráfico de potencia relativa/temperatura, Fig.1, y el listado de GW BASIC, Listado 1, proporcionarán, junto con el conocimiento de la temperatura ambiente, una estimación fiable de la capacidad en amperios para el arranque en frío de la batería. El programa Basic es capaz de estimar los amperios de arranque en frío para una batería a todas las temperaturas ambientes normales si se conocen previamente los amperios de arranque en frío para una temperatura. Tanto la Fig.1 como el programa Basic están basados en los estudios de General Motors Corp. El consumo del CRAE para la batería es de solamente 2,5 amperios; por ello, es mucho más seguro que usar otros instrumentos para comprobar la carga. Además, el CRAE no provocará una carga significativa en la batería si se utiliza adecuadamente. Hay que señalar que el CRAE no es un amperímetro, por lo que su lectura sólo proporcionará una estimación inteligente del potencial de arranque en frío de la batería sin leerla realmente. Después de haber comprendido la forma de usar el CRAE ya sólo necesitaremos un voltímetro digital y un termómetro para estar infor-

mados del estado de la batería de 12 voltios del coche o, en su caso, del barco si ésta tiene un valor de amperios para arranque en frío entre 150 y 1000.

## Amperios de arranque en frío

Los amperios de arranque en frío CCA muestran el valor de la cantidad de corriente que puede suministrar una batería durante 30 segundos a -18 °C sin que la tensión caiga por debajo de un valor umbral especificado. La Fig.1 muestra que la potencia de salida de la batería se incrementa de forma significativa entre -18 °C y 27 °C. De hecho, una batería marcada con 600 amperios para arranque en frío a -18 °C podría ser capaz de proporcionar  $1 / 0,61 \times 600 = 984$  amperios a 27 °C.

Una guía aproximada para determinar los amperios de arranque en frío de una batería que ponga en marcha un motor de forma fiable a -18 °C depende del desplazamiento del motor, normalmente medido en litros, utilizando la siguiente relación:

\* En un motor de 8 cilindros se requieren unos 6 amperios de arranque en frío por cada litro de desplazamiento de motor. Por ejemplo, para arrancar un motor de 8 cilindros de 5 litros la batería deberá proporcionar 300 CCA (amperios de arranque en frío).

\* Un motor de 6 cilindros tiene un CCA que es unas 480

veces el desplazamiento en litros por cada cilindro. Por ejemplo, si un motor de 6 cilindros tiene un desplazamiento de 3,8 litros el desplazamiento por cada cilindro es de 0,63 litros, por lo que la batería deberá proporcionar  $0,63 \times 480 = 302$  amperios para arranque en frío.

\* Un motor de cuatro cilindros tiene unas necesidades de amperios para arranque en frío que son 122 veces el desplazamiento del motor en litros. Por ejemplo, si un motor de 4 cilindros tiene un desplazamiento en litros de 2,8 la batería deberá suministrar 341 amperios para arranque en frío.

Si la temperatura ambiente se encuentra bastante por debajo de -18 °C, la batería deberá tener un valor de amperios para arranque en frío un 20 % superior al que se calcularía para condiciones más cálidas.

Además de los amperios de arranque en frío hay otros valores para las baterías que se utilizan actualmente. Por ejemplo, el MCA que son los amperios para arranque de motores marinos y es un valor que se ha desarrollado para los motores de los barcos, y que se basa en 0 °C en lugar de los -18 °C para los amperios de arranque en frío. Un valor de MCA para una batería con un valor idéntico de CCA es normalmente un 25 o un 30% inferior.

Otra especificación es la capacidad de reserva expresada en minutos. Este valor indica la capacidad de la batería para continuar suministrando potencia al motor y accesorios si falla el sistema de carga de la misma. Esta prueba consume, de la batería, 25 amperios: hasta que la tensión de la batería cae de los 12 voltios a los 10,5 voltios.

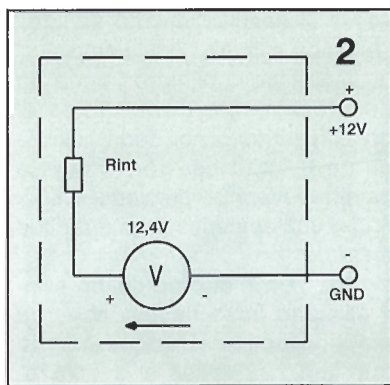
## Un modelo de batería de 12 voltios

La mayoría de los libros de texto muestra un circuito equivalente de una batería de almacenamiento de 12 voltios como una fuente ideal de 12 voltios, o a esta misma fuente con una pequeña resistencia en serie que puede ser de 220 miliohmios o inferior. Una fuente de tensión ideal proporciona una tensión constante, independientemente del flujo de

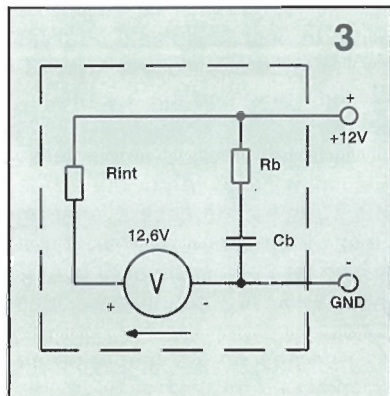
**Figura 1.-** Capacidad de potencia relativa en una batería a temperaturas entre 30 °C y +32 °C en la que se supone que está disponible el 100% de la potencia. Los amperios de arranque en frío (CCA) están referidos a la temperatura de -18 °C.



**Figura 2.-**  
Circuito  
equivalente  
para  
una batería  
de plomo-ácido. Rint  
limita la corriente  
de la batería.



**Figura 3.-**  
Circuito  
equivalente  
CRAE para una  
batería de 12  
voltios de plomo-  
ácido. La prueba  
de un minuto  
reduce el error de  
medida  
producido por Cb  
y Rb.



corriente. Ésta puede proporcionar una corriente y potencia infinitas. Por desgracia, no existe una fuente de tensión ideal. El circuito equivalente para una batería, que se muestra en la Fig.2, es un modelo satisfactorio para el diseño del medidor de CCA; sin embargo, un circuito equivalente más real, el mostrado en la Fig.3, dispone de un gran condensador y una resistencia adicional. Este modelo tiene en cuenta los cambios en la salida de la batería con respecto al tiempo.

Incluso un modelo más elaborado podría incluir una fuente de tensión dependiente del tiempo y de la corriente, así como unos condensadores y resistencias también dependientes del tiempo. Sin embargo, tener en cuenta todas estas variables adicionales podría complicar en gran medida el diseño de un medidor de fácil uso. Es más, considerando todas estas variables adicionales solamente se añadiría una pequeña cantidad de precisión añadida al medidor.

### ¿Como funciona el "CRAE"?

El objetivo del CRAE es estimar el tamaño de Rint, como se muestra en la Fig.4. Existe una

relación inversa entre esta resistencia y la capacidad de la batería: cuanto menor sea el valor de Rint mayor será la capacidad de la batería. En ausencia de Cb y Rb Rint se puede estimar fácilmente aplicando una carga a la batería, midiendo la tensión y la corriente y haciendo unos mínimos cálculos. (El CRAE hace esto de forma automática). Sin embargo, primero es necesario descargar Cb, ya que el CRAE tiene un circuito temporizador. Hay tres partes básicas en el CRAE: la primera es el circuito de medida de tensión que es un circuito sensible que mide una tensión ajustable entre 11,9 y 12,5 voltios. La segunda parte es una carga de estado sólido de corriente constante ajustada para un consumo de 2,5 amperios con independencia de la tensión. La tercera parte es un temporizador de un minuto que ilumina un diodo LED para indicar que está lista la medida.

El circuito de medida de tensión consiste en un amplificador operacional IC1-a (1/4 de un LM324) conectado en un circuito de amplificador también operacional. La referencia de tensión para este circuito es el regulador de 5 voltios IC2 (LM2931Z). La resistencia R13, el potenciómetro de ajuste máximo, adapta esta tensión de referencia para mejorar la lectura de la tensión en condiciones de "no carga". La resistencia R3 es un potenciómetro para montar sobre placa de circuito impreso que ajusta el flujo de corriente a través del medidor, y es un control de sensibilidad (como se puede ver en la Fig.4).

La resistencia R20 es un potenciómetro para montaje sobre placa de circuito de 1K que sirve para ajustar el punto cero del medidor (0,05 mA). Las resistencias R5 y R6 llevan el terminal negativo del medidor por encima del nivel de masa, facilitando que el medidor se ponga a cero. Los diodos D2 y D3 protegen al medidor, y D1 hace lo propio con otras partes del circuito e impide que puedan causarse daños accidentalmente cuando se conectan las puntas de prueba a la batería.

El componente primario de la carga de corriente constante es Q2. Cuando el conmutador deslizante S1 se pasa de forma momentánea a la posición de "TEST", la corriente fluye a través

del circuito emisor de Q1 ya que IC1-c proporciona la corriente de base. Esta corriente de emisor también fluye a través del circuito de base Q2, con lo que resulta un flujo de corriente considerable. La resistencia R17 controla directa e indirectamente la corriente constante.

Como en cualquier transistor con una resistencia de emisor, la corriente de Q2 es esencialmente constante porque, cuando se incrementa la corriente del emisor, la tensión del emisor lo sigue. Esto significa que Vbe y Vce son más pequeñas y, por lo tanto, tendentes a reducir la corriente del emisor. De todas formas, este efecto no es suficiente para proporcionar una carga de corriente constante. El circuito integrado IC1-c, que es un amplificador operacional, completa esta tarea. Además, IC1-c ayuda a proporcionar una carga de corriente constante casi ideal, y también simplifica el ajuste de la corriente de la carga.

El examen del esquema muestra cómo las entradas inversoras se encuentran conectadas a través de R16 al emisor de Q2. Según aumenta la corriente de emisor de Q2, la tensión en la entrada inversora de IC1-c también se incrementa, dando como resultado una menor salida de tensión en la pata 6 y una menor corriente en la base de Q1. Esto provoca una reducción en la corriente de la base de Q2, al tiempo que se produce una disminución en el colector de Q2 y en la corriente del emisor. R14 ajusta la tensión de la entrada no inversora de IC1-c y, por lo tanto, proporciona un ajuste para la corriente a través del emisor de Q2.

El circuito temporizador se diseñó de forma que el periodo de tiempo podía variar con la tensión (una baja lectura en el medidor del CRAE está relacionada con una baja tensión de la batería y unos tiempos de temporización mayores); éste, en parte, está compensado por la tendencia de las baterías, que se encuentran completamente cargadas (alta tensión en circuito abierto), a mostrar de alguna forma unos valores de CCA menores que si se encontrase ligeramente descargada.

El circuito temporizador consiste en IC1-b, C4 y R18. Cuando S1 se pasa a la posición "TEST", C4 comienza a cargarse a través

de la resistencia R18. Cuando la tensión a través de C4 pasa del valor de 5 voltios, la salida del amplificador operacional se conmuta al estado "ACTIVADO" y se ilumina el LED1.

## Construcción

El componente más caro del CRAE es el medidor de bobina móvil M1, capaz de leer 1 mA. Un medidor de este tipo podría costar entre 1.000 y 5.000 pesetas: el precio depende de su tamaño. No se necesita una placa de circuito impreso construida a medida, ya que el CRAE es un instrumento simple de baja frecuencia; pero esta placa puede hacer el montaje más rápido y sencillo; aunque, siempre deberemos de contar con un tiempo extra para comprobar y calibrar.

La Fig.5 constituye el prototipo de montaje de componentes, y deberá seguirse cuando se construya el CRAE, junto al esquema de la Fig.4, para evitar problemas. El medidor M1, el conmutador S1, el LED1 y el potenciómetro R13 se montarán en el panel frontal de la caja; todos los demás componen-

tes se montarán sobre la placa de circuito impreso.

Hay que comprobar que el disipador de calor se encuentra en su sitio cuando se suelde Q2. El disipador de calor, junto con Q2, se ajustará en el lado de las pistas de la placa; y en el lado de los componentes se conectan los terminales de la base y del emisor de Q2 a la placa de circuito impreso mediante puentes de hilo aislados, como se puede ver en la Fig.5.

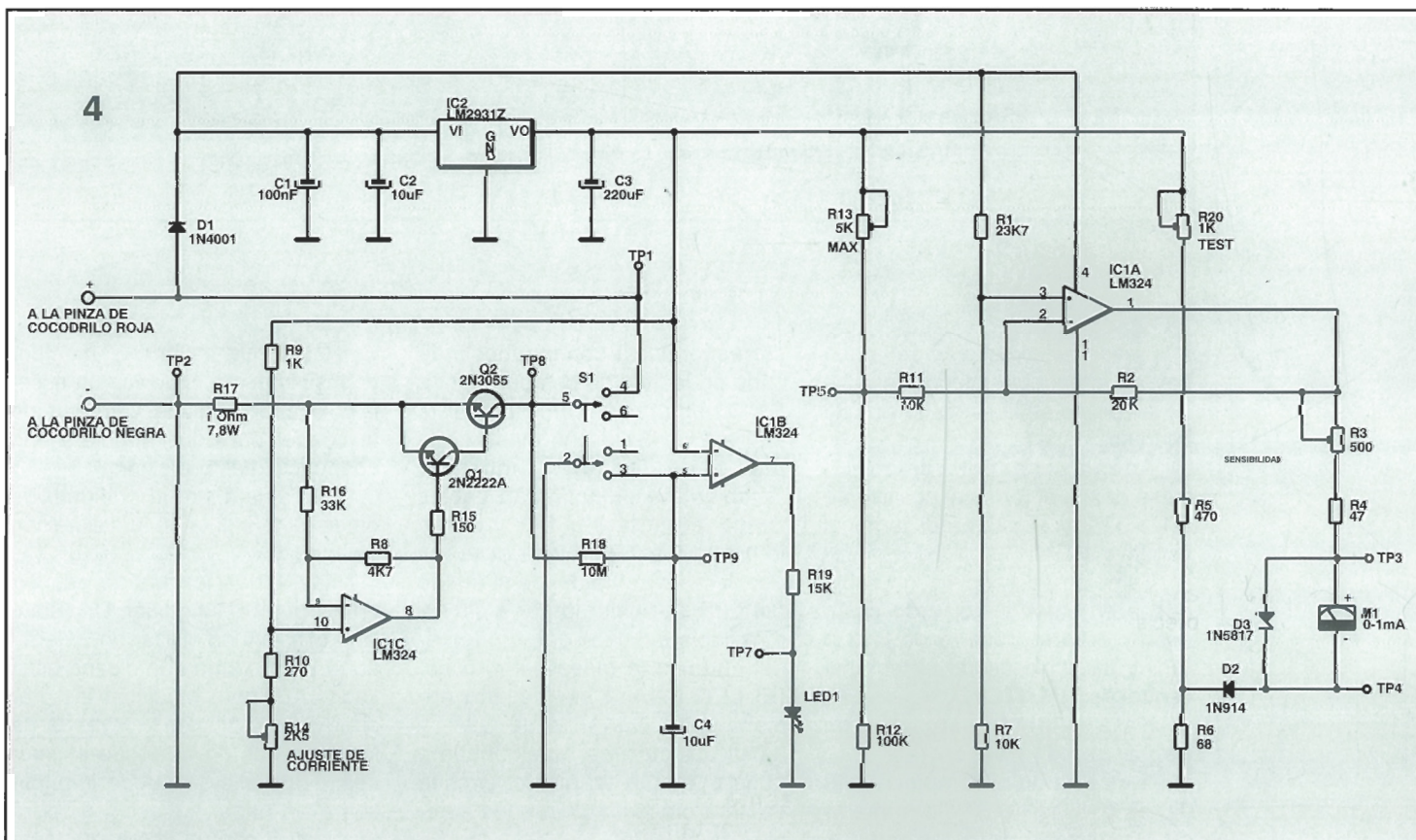
Hay que señalar que la potencia que hemos elegido al indicar el valor de R17 en la lista de componentes ha sido de 5 a 7,5 vatios. Los cálculos indican que esta resistencia deberá disipar 6,25 vatios. Sin embargo, como generalmente la corriente fluye de forma intermitente durante 1 minuto cada vez, se puede utilizar una resistencia de 5 vatios. (Se puede fabricar una resistencia de 1 ohmio bobinando 12,19 metros de hilo de cobre del 0,5 mm Ø en torno a una resistencia de potencia de elevado valor). Hay que asegurarse de que queda aproximadamente un espacio de 1 centímetro entre R17 y la placa de circuito impreso para permitir que el aire la enfríe.

Después prepararemos dos trozos de cable paralelo normal de dos conductores de un metro aproximado de longitud y soldaremos juntos los dos conductores de cada cable a cada una de las pinzas de cocodrilo, que deberán ser de gran tamaño. Ahora separaremos un conductor de cada pinza para conectarlo al circuito de medida de tensión y uniremos el otro conductor al circuito de carga. Mediante este montaje de cuatro cables se evita una caída de tensión en las puntas de prueba que podría provocar errores de medida.

Estos conductores deberán ser de cobre trenzado de 1 mm Ø o superior.

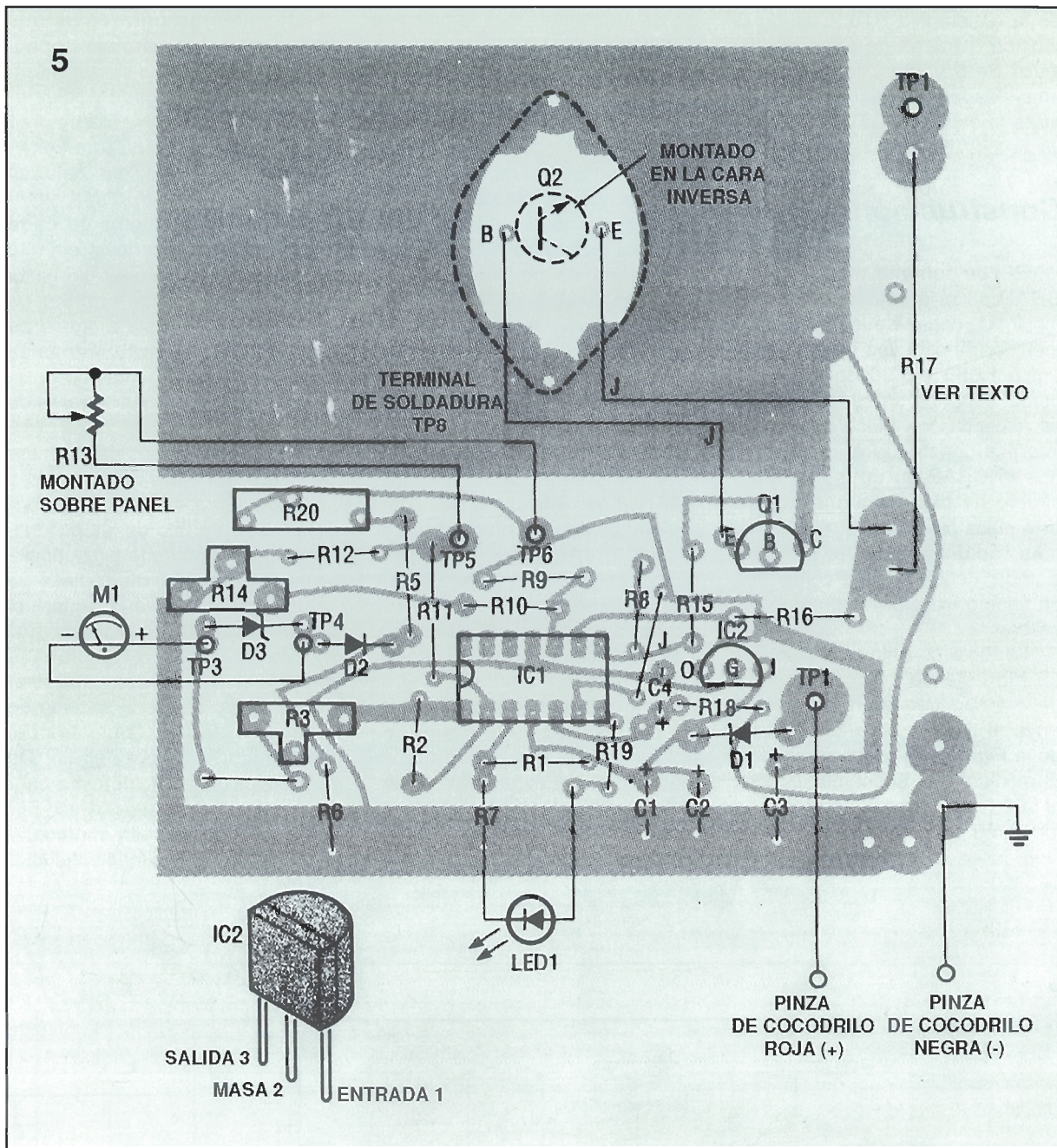
Se soldará uno de los conductores del cordón de la pinza positiva al terminal TP1 de la placa de circuito impreso y se conectará el segundo conductor al terminal 4 del conmutador S1, como se muestra en la Fig.4 (hay que referirse a la Fig.6 para el sistema de numerado de los terminales del conmutador visto por detrás). De forma similar, se soldará un conductor de la pinza negativa a TP2 en la placa de circuito impreso, y se conectará el segundo conductor

**Figura 4.-**  
**Esquema del**  
**CRAE en el que**  
**se muestran los**  
**puntos de**  
**contacto para las**  
**conexiones**  
**externas.**





**Figura 5.-  
Diagrama de  
disposición de  
los componentes  
para la placa de  
circuitos impresos  
del CRAE.**



a la masa del circuito como la que hay en la esquina inferior derecha de las pistas en la placa de circuito impreso.

Además conectaremos un cable desde el terminal positivo de M1 a TP3 y el cable del terminal negativo a TP4.

También se acoplará un cable desde el terminal izquierdo (visto desde la parte trasera) de R13 a TP5 y un cable desde el terminal central de TP6.

Para realizar estos pasos habrá que fijarse en la Fig.6, pues es una guía de numeración de las patillas de S1 (la numeración mostrada para las patillas

corresponde al conmutador indicado en la lista de componentes). Se conectará un cable desde la patilla 2 de S1 a una masa de la placa de circuito impreso. También, se empalmarán cables desde la patilla 3 a TP9 y desde la patilla 5 a TP8. Finalmente, se acoplará un cable desde el ánodo del LED (terminal largo) a TP7 y otro cable desde el cátodo (terminal corto) a la masa del circuito. (El LED deberá ser de alta eficiencia, de GaAsP o de GaP, y ha de procurarse que consuma poca corriente ya que el circuito es sensible a los pequeños cambios de tensión).

Habrá que calibrar el medidor y, posiblemente, modificar la escala colocando el rótulo "Corriente de arranque" para que adquiriera una apariencia más profesional.

La Tabla 1 es un conjunto de datos para la guía en la calibración del medidor.

Hay varias formas de escribir en el frontal del medidor. Una solución consiste en utilizar un ordenador y un programa de diseño asistido, CAD, para modificar las graduaciones y ajustar la leyenda de los amperios de arranque estimados. Todo ello se puede imprimir sobre un papel adhesivo o sobre un plástico con un impresora láser



para que se pueda aplicar de forma directa. El único inconveniente, derivado de la utilización de este método, es que el papel puede ser lo suficientemente grueso como para interferir con la aguja del medidor.

Otro método consiste en borrar los números en la cara del medidor con un borrador de lápiz o de tinta y utilizar letras de transferencia en seco para modificar los valores.

Sin embargo, también se puede manejar simplemente un lápiz blando para modificar las marcas de los amperios de arranque.

El conmutador basculante doble con contacto momentáneo S1, el potenciómetro MAX(INF) ADJ R13 y el LED1 deberán montarse en el panel frontal. El potenciómetro R13 puede ser del tipo de una vuelta o multivuelta con dial, lo que hace que el CRAE sea más sencillo de utilizar. La indicación de este potenciómetro sobre el panel "MAX" significa máximo, "INF" significa infinito y "ADJ" ajuste. Véase la fotografía para contemplar el frontal del instrumento.

## Comprobación y calibración

Primero se ajustarán todos los potenciómetros (R3, R13 R14 y R20) en sus posiciones centrales. Después, se ajustará la salida de una fuente de alimentación regulada capaz de suministrar un mínimo de 12,6 voltios con un voltímetro digital (con una precisión mínima del 0,5% para CC). Si no se dispone de una fuente de alimentación regulada se sustituirá por una batería completamente cargada de 12 voltios con un potenciómetro de 100 ohmios entre los terminales. La tensión deseada se puede tomar a partir del cursor del potenciómetro. Se conectará la pinza de cocodrilo positiva (roja) al terminal positivo de la fuente, y la pinza negativa al terminal negativo: ¡No se debe utilizar el conmutador de "TEST" en ese momento!.

Lentamente, se incrementará la tensión de la alimentación hasta 12,5 voltios y se leerán en la escala de voltios de CC de un multímetro digital. Se ajustará R3 para una lectura máxima de 1 mA

en el medidor M1. A continuación, se disminuirá la tensión a 11,9 voltios y se ajustará R20 para una lectura de 0,05 mA. De nuevo, se aplicarán 12,5 voltios y se ajustarán R3 y/o R20 para obtener una lectura de 1,0 mA. Se repetirá este paso para 11,9 voltios. Después de varios ajustes de R20 y de R3, M1 deberá marcar 1,0 mA cuando la tensión en las pinzas de cocodrilo sea de 12,5 voltios; y de 0,05 mA cuando la tensión sea de 11,9 voltios.

El multímetro digital se utilizará para ajustar R14, de modo que se tenga un flujo de corriente de 2,5 A a través de R17. Se conectarán las pinzas de cocodrilo del CRAE a una batería de 12 voltios o a una fuente de 12 voltios que pueda suministrar al menos 5 amperios. (Hay que asegurarse de que la pinza roja se encuentra conectada al positivo y la negra al negativo). Después se colocarán las puntas de prueba del voltímetro digital a través de una resistencia de potencia de 1 ohmio, R17, y se ajustará R14 para visualizar 2,5 voltios en el multímetro digital. Ahora, se está ajustando la corriente para que sea de 2,5 amperios y pase a través de R17. Con esta operación se completa la calibración básica del CRAE.

Si se utiliza la tabla de conversión de la Tabla 1 el CRAE deberá tener una precisión superior al 20 %. El prototipo del CRAE fue calibrado y probado con cuatro baterías diferentes de capacidad CCA conocida. Dos de las baterías eran nuevas (600 CCA y 165 CCA, respectivamente); otra tenía una vida media con 410 CC; y la última era vieja y aún funcionaba con 400 CCA. Las baterías se comprobaron con equipos de prueba comerciales que confirmaron los valores asignados por los fabricantes para tres de las baterías. La batería de 400 CCA se comprobó que mostraba 420 CCA a 10 °C con el equipo comercial. Esto indica que su valor real es de aproximadamente 280 CCA y que su vida operativa está próxima a su final. Aunque solamente había 4 baterías en la prueba, el CRAE se comprobó de forma extensiva ya que se hicieron múltiples mediciones a diversas temperaturas ambiente con cada batería.

Los valores de precisión del CRAE se pueden mejorar si se

TABLA 1

### MILIAMPERIOS

0,00  
0,30  
0,48  
0,60  
0,70  
0,80  
0,94  
1,00

### MARCAS DE AMPERIOS DE ARRANQUE

150 (o inferior)  
200  
300  
450  
650  
800  
1000  
Infinito

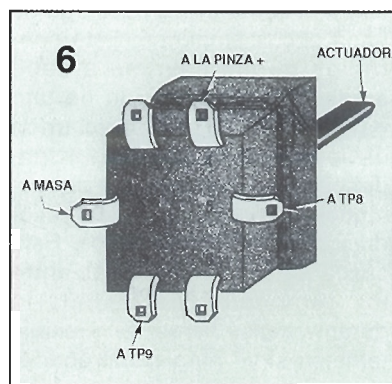


Figura 6.- Conexiones traseras para el S1: un conmutador basculante de tres circuitos.

calibra con la salida de tres baterías de capacidad conocida. La precisión de la calibración también se pueden mejorar si los resultados del CRAE se comparan con los de un medidor de baterías comercial y se ajusta de forma adecuada.

Por último, es posible incrementar la precisión del CRAE, si se conecta a una batería cuya capacidad de arranque en frío es conocida; también se ajustará el potenciómetro R14 de manera que la lectura del CRAE sea idéntica a la de la batería. Hay que recordar que la capacidad de arranque en frío varía con la temperatura.

## Como usar el CRAE

La lectura del CRAE será mucho más precisa cuando la tensión en circuito abierto de la batería se encuentre entre 12,4 y 12,6 voltios. No se utilizará el CRAE sobre una batería descargada (con una tensión de circuito abierto inferior a 12,2 voltios) o sobre una batería nueva cargada con una tensión de circuito abierto de 12,65 voltios porque las lecturas pueden ser erróneas.



## Lista de componentes

Todas las resistencias son de 1/4 de vatio 5% a menos que se indique lo contrario en el texto.

### Resistencias:

R1.- 23K7 1%  
R2.- 20K 1%  
R3.- potenciómetro 500  $\Omega$  para placa de circuito impreso  
R4.- 74  $\Omega$   
R5.- 470  $\Omega$   
R6.- 68  $\Omega$   
R7, R11.- 10K  
R8.- 4K7  
R9.- 1K  
R10.- 270  $\Omega$   
R12.- 100K  
R13.- potenciómetro 5K para montar sobre panel  
R14.- potenciómetro 2K5 para placa de circuito impreso  
R15.- 150  $\Omega$   
R16.- 33K  
R17.- 1 ohmio, 5 a 7,5 vatios  
R18.- 10M  
R19.- 15K  
R20.- potenciómetro 1K de 15 vueltas para placa de circuito impreso.

### Condensadores

C1.- 0,1  $\mu$ F, 25 V  
C2.- 10  $\mu$ F, 25 V electrolítico  
C3.- 220  $\mu$ F, 16 V, electrolítico  
C4.- 10  $\mu$ F, 25 V 10% tántalo

### Semiconductores

IC1.- amplificador operacional cuádruple LM324  
IC2.- LM2931Z regulador de tensión de 5 V  
Q1.- transistor 2222A  
Q2.- transistor 2N3055  
LED1.- Diodo LED luz (de alta eficiencia GaAsp o GaP)  
D1.- diodo 1N4004  
D2.- diodo 1N914  
D3.- diodo rectificador de barrera Schottky 1N5817

### Otros componentes

S1.- Conmutador de acción momentánea con desconexión central DPDT  
M1.- Medidor de panel de bobina móvil de 0 a 1 mA.

Para evitar problemas de arranque se reemplazará cualquier batería cuya tensión de circuito abierto se encuentre por debajo de los 12,2 voltios después de unos minutos de carga. Las tensiones de circuito abierto se deberán tomar bajo condiciones sin carga; lo cual requiere, normalmente, que el cable de masa se desconecte de los terminales de la batería antes de que se compruebe. Si se desea comprobar una batería nueva completamente cargada, se deberá descargar durante unas horas con una corriente de descarga de unos pocos amperios. Esta operación puede llevarse a cabo mediante la fabricación de una carga simple: soldando unos cables a una lámpara de incandescencia para coche y conectándolos a unas pinzas de cocodrilo en los otros extremos. Esta carga se puede conectar entre los terminales de la batería durante varias horas. (El montaje también sirve para comprobar el

cableado eléctrico de forma sencilla y económica o para iluminar lugares poco accesibles del coche). Después de desconectar la carga, y antes de efectuar la prueba CCA, hay que esperar hasta que la tensión se estabilice. Idealmente, la tensión de circuito abierto de una batería nueva deberá ser de 12,6 voltios (+/-0,02 voltios).

## Procedimiento de prueba con el CRAE

Cuando se utilice el CRAE para comprobar una batería se seguirán los siguientes pasos:

1.- Determinar el valor del CCA dado por el fabricante para esa batería. Esta información es una referencia que ayudará a determinar si se tiene que reemplazar la batería. También, se deberá estimar la temperatura ambiente tomando la temperatura del aire en el sitio en el que se encuentra la

batería justo antes de realizar la prueba.

2.- Se desconectará el cable de masa de la batería si este se encuentra conectado al sistema eléctrico del vehículo antes de realizar la prueba.

3.- Se utilizará un multímetro digital, con una precisión básica para CC de al menos 0,05%, para la medición de la tensión en circuito abierto de la batería. Si la tensión se encuentra por debajo de los 12,25 voltios se recargará la batería y se comprobará de nuevo el voltaje.

4.- Bajo ciertas condiciones la tensión de la batería podrá superar los 12,65 voltios. En este caso se descargará como se indicó anteriormente en el texto. Como el CRAE mismo es una carga ligera (2,5 A) se puede utilizar para descargar la batería. Sin embargo, no se usará el CRAE durante periodos de tiempo superiores a 2 minutos ya que no se encuentra diseñado para un uso continuo. Para medir la salida de

### LISTADO 1

```
1 ' ESTE ES UN PROGRAMA BASIC PARA ESTIMAR LOS AMPERIOS DE ARRANQUE EN
FRIJO DE UNA BATERIA DE PLOMO-ACIDO DE 12 VOLTIOS
2 ' A LA MAYORIA DE LAS TEMPERATURAS SUPONIENDO QUE SE SUMINISTRA LA
INFORMACION
3 ' DE LA CAPACIDAD DE ARRANQUE EN AMPERIOS A UNA DETERMINADA
TEMPERATURA. SI TODO LO QUE SE CONOCE ES EL
4 ' VALOR DE CCA DEL FABRICANTE ASEGURESE DE INTRODUCIR "0" CUANDO SE LE
PREGUNTE
5 ' ¿Cuál es la temperatura de la batería, en grados?.
10 INPUT ¿Cuál es la temperatura de la batería, en grados °C"; TFOT:TFOT=(TFOT*1.8)+32
15 IF TFOT> 120 GOTO 100
16 IF TFOT> 80 THEN TFOT=80
20 INPUT ; "Amperios de arranque estimados a esta temperatura"; CAOT
30 PRINT "¿A qué temperatura desea estimar los nuevos amperios de arranque?"
40 INPUT " Pulse RETORNO para -18°C (Este le proporcionará el valor del CCA); TFNT:
TFNT = (TFNT*1.8)+32
45 IF TFNT> 120 GOTO 100
46 IF TFNT> 80 THEN TFNT= 80
50 LET KTFOT=0.61+0.0082*TFOT-0.0000417*TFOT*TFOT
60 LET KTFNT=0.61+0.0082*TFNT-0.0000417*TFNT*TFNT
70 LET CANT=KTFNT*(CAOT/KTFOT)
80 PRINT "Los amperios de arranque estimados a la temperatura ";TFNT=(TFNT-32)*0.55; "
°C son "; CINT (CANT)
90 END
100 PRINT "Una batería no debería exponerse a estas temperaturas tan altas!";
110 END
```



la batería con mayor precisión la tensión de circuito abierto de la batería deberá estar entre 12,4 y 12,6 voltios.

5.- Se conectará la pinza de cocodrilo positiva del CRAE (rojo) al terminal "+" de la batería y la negativa (negra) al terminal (-) de la batería. Se ajustará el potenciómetro MAX(INF)ADJ en el panel de forma que la aguja indique la deflexión máxima. Hay que asegurarse de que todas las conexiones se han realizado correctamente. Una conexión deficiente de las pinzas de cocodrilo provocará que el CRAE proporcione una lectura errónea.

6.- Se colocará el conmutador S1 a la posición "TIMER RESET", y se soltará para que vuelva al centro. Hay que recordar que S1 tiene tres posiciones: la central corresponde a "DESACTIVADO" y las otras dos son de conexión momentánea.

7.- Para comprobar la batería se mantendrá a S1 en la posición "TEST" hasta que el LED se encienda en aproximadamente 1 minuto y, en ese momento, se colocará S1 en su posición central.

8.- Al realizar una segunda prueba más precisa de la batería se comprobará que cualquier diferencia entre la primera y la segunda lectura en una batería satisfactoria debe ser insignificante. Sin embargo, cabe esperar que la segunda lectura en una batería débil deberá ser menor que la primera. La segunda lectura suele ser más precisa. Si se desea comprobar la batería por tercera vez, hay que dejar que transcurran al menos dos minutos entre las pruebas a fin de evitar la sobrecarga del CRAE. (No se utilizará el ajuste MAX(INF)ADJ para la segunda o para la tercera lectura sobre una misma batería). La carga de 2,5 amperios, durante 1 minuto, de la medición inicial ha

hecho cambiar el voltaje de circuito abierto de la batería; sin embargo, si se desea probar otra batería se procederá desde el principio. También, si las pruebas siguientes sobre una batería se producen con una separación de una hora o más habrá que volver a ajustar la aguja del medidor hasta colocarla en la posición "INF". Como regla general, siempre que la tensión de circuito abierto sea constante -no importa cuando se compruebe-, se utilizará el mando MAX(INF)ADJ para ajustar la aguja del medidor a la posición "INF".

Tras determinar la capacidad, en amperios, de arranque y la temperatura se utilizará el programa escrito en GW BASIC de la Tabla 1 o el gráfico de la Fig. 1 para determinar la capacidad de arranque en frío de la batería. Se reemplazará la batería si la CCA calculada es notablemente inferior a la indicada por los fabricantes. ■

#### Varios:

Dos pinzas de cocodrilo (2,5 centímetros entre los dientes), dos trozos de cable flexible paralelo de dos conductores de calibre 18 para lámparas con aislamiento de PVC (aproximadamente 1 metro de longitud), placa de circuito impreso, botón para el dial del potenciómetro, radiador de aluminio, accesorios para montar el LED, etc.

# elektor

## electrónica: técnica y ocio

### ARGENTINA - CHILE - URUGUAY - PARAGUAY

#### DISPONIBLES PARA LA ZONA TODOS LOS CIRCUITOS IMPRESOS DE LA SERIE EPS

#### SUMINISTRAMOS DESDE UN CIRCUITO HASTA GRANDES SERIES HD TAKSON S.R.L. FABRICANTE Y DISTRIBUIDOS BAJO LICENCIA EXCLUSIVA DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS Y KITS elektor

DISPONIBLES:

LISTA DE PRECIOS Y CATALOGOS EN DISKETTES 5 1/4  
ATENCION ESPECIAL A INSTITUTOS Y ESCUELAS TECNICAS

**HD TAKSON S.R.L.**  
**LA PAZ 613**  
**(17020) CIUDADELA**  
**PCIA. DE BUENOS AIRES**  
**ARGENTINA**

Pedidos y servicios de Post-Venta Fax.: 54-1-653 57 00



***Si usted suele trabajar con circuitos digitales seguramente ya ha sufrido las desventajas de no poseer un frecuencímetro y tener que controlar señales periódicas. ¿No cree que ya es hora de añadir uno a su laboratorio?***

# SENCILLO FRECUENCÍMETRO CONTADOR

Un frecuencímetro digital es una de las herramientas más útiles para el moderno técnico electrónico. Con él podemos realizar ajustes, hacer el seguimiento de una avería o simplemente verificar el correcto funcionamiento de los más diversos equipos. Sin embargo, para la mayor parte de los aficionados, el excesivo precio que estos aparatos alcanzan en el mercado hace que se sitúen fuera de su alcance económico. Nosotros les ofrecemos en este artículo la posibilidad de construir un sencillísimo frecuencímetro por un coste que ronda las 4.000 ptas. (o aún menos si localizamos las tiendas más económicas). Como ven, su coste es bastante inferior

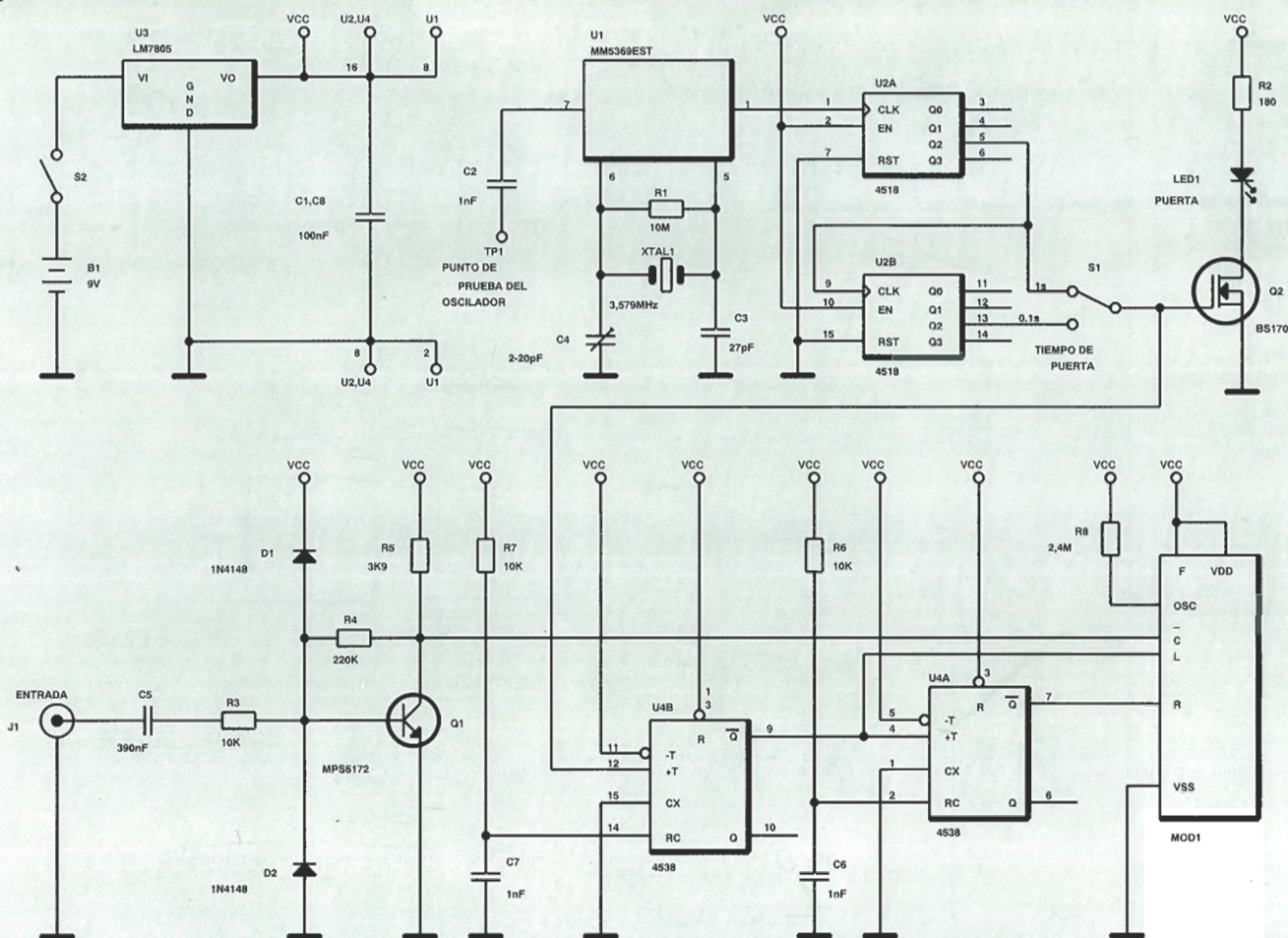
al de equipos similares disponibles en el mercado actual.

La frecuencia máxima a medir por nuestro equipo no puede superar los 500 KHz; eso sí, con una buena precisión, la cual se reflejará luego en el visualizador LCD de 6 dígitos que incorpora. En el otro extremo de la escala, el frecuencímetro puede mostrar una frecuencia mínima de 1 Hz, también con una precisión más que aceptable. Podemos usar el frecuencímetro como equipo independiente o bien incorporarlo en algún futuro proyecto como un fiable lector de frecuencia.

En caso de que la gama de medida del equipo no nos satisfaga del todo siempre podremos añadir a su entrada un "preesca-

ler" (básicamente, un divisor de frecuencia), lo cual ampliará notablemente dicha gama. Los "preescalers" se encuentran disponibles en el mercado en formato integrado DIL, y los hay que son capaces de extender la gama de un frecuencímetro hasta el límite de los gigahercios. Estos circuitos, además, suelen requerir la presencia de alguna otra circuitería: "buffers", amplificadores, etc.

La placa de circuito impreso para el montaje mide aproximadamente 5,5x7,5 cm, por lo que no será muy difícil incorporarla dentro de la caja de algún otro proyecto ya existente. Podemos añadirlo a montajes tales como: osciladores de audio de amplia gama,



osciladores o generadores de funciones, o utilizarlo para ajustar la señal de 455 KHz de FI.

La sensibilidad de entrada del contador es de unos cientos de milivoltios, pero dicha entrada puede tolerar entradas de hasta 20 Vpp. Para que trabaje con tensiones de entrada superiores deberemos dotar a la misma de una red resistiva, de modo que la tensión entrante se adecue al nivel tolerado por el frecuencímetro. Por otra parte, si lo que queremos es aumentar la sensibilidad del equipo, todo lo que deberemos hacer es colocar en su entrada un amplificador que reforzará un poco la señal entrante.

## Descripción del circuito

En la figura 1 podemos ver el esquema del frecuencímetro. El

corazón del circuito lo constituye el módulo de conteo MOD1 (de la serie de componentes Red Lion Sub Cub), el cual incorpora un visualizador LCD de 6 dígitos y toda la circuitería necesaria para controlarlo. Este circuito se suministra en dos versiones diferentes, Sub Cub I ó Sub Cub II, las cuales corresponden respectivamente a tamaños de dígito de 0,5 y 0,8 cm. Este componente va alojado en un encapsulado plástico, del cual sobresalen los contactos con los que se comunica con el exterior. Las lengüetas que incorpora el componente sirven para sujetarlo sobre el lado de las pistas del circuito impreso, lugar donde sus contactos realizan la conexión directa con las pistas apropiadas.

Todo proyecto de medida de frecuencias implica el uso de una base de tiempos de suficiente fiabilidad, ya que la medida se realizará por comparación con la

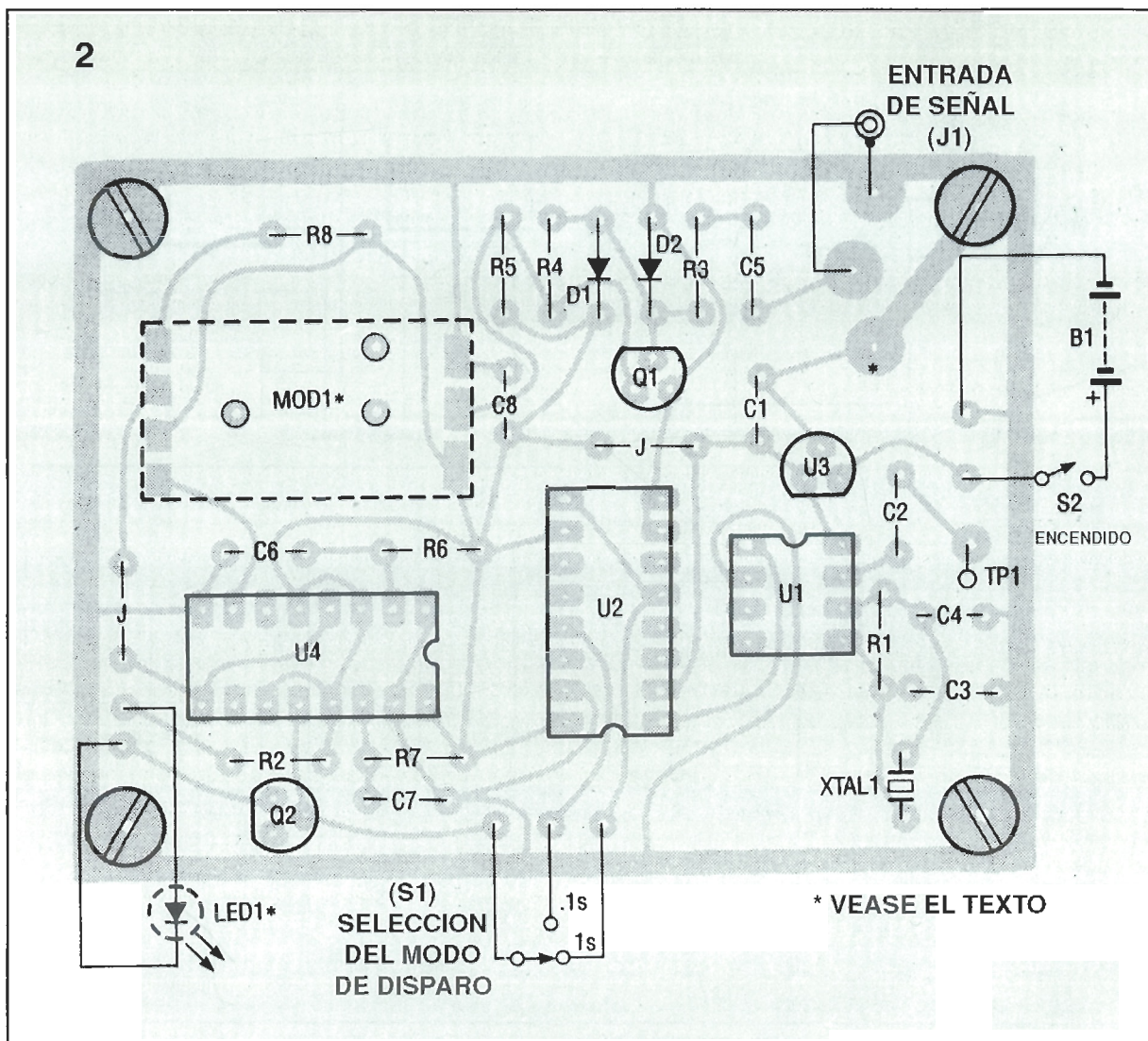
misma. La base de tiempos utilizada en nuestro frecuencímetro se obtiene a partir de un cristal de cuarzo y el integrado MM5369 EST/N, el cual es un oscilador/divisor de 17 etapas. A la hora de adquirir este componente debe asegurarse de que le dan el modelo EST/N, cuya frecuencia de salida es de 100 Hz, ya que existe otra versión: la MM5369 AA/N, que genera una salida de 60 Hz y, por lo tanto, ocasionaría una lectura incorrecta de datos.

El MM5369 EST/N incorpora un oscilador y una cascada divisora de frecuencia, la cual divide la señal generada por el oscilador con objeto de obtener una señal cuadrada de referencia. Para estabilizar la frecuencia del oscilador utilizamos un cristal de 3,759 MHz. La salida del oscilador se divide internamente (casi 35.800 veces) para obtener además una salida de 100 Hz.

**Figura 1.-** Nuestro sencillo frecuencímetro va construido a partir de tres circuitos integrados: un oscilador/divisor de 17 etapas (U1), un doble contador ascendente (U2) y un doble monoestable de precisión (U4), además del módulo contador MOD1.



Figura 2.- Aquí tenemos el esquema de colocación de componentes sobre el circuito impreso que veíamos en la figura 2. La colocación de los componentes es inmediata, pero hemos de fijarnos en que tanto el LED1 como el módulo MOD1 (en la figura en línea de puntos) van montados en la cara de las pistas.



Resulta interesante observar aquí que cualquier error en la frecuencia del oscilador es a su vez dividido por este factor, lo cual redundará en una mayor precisión de la frecuencia generada por la base de tiempos. Por ejemplo, si el oscilador sufre una desviación de frecuencia de 1KHz, la salida de la base de tiempos sufrirá tan sólo una variación inferior a 0,03 Hz, lo cual hace posible obtener precisiones de unas decenas de hercios o aún menores.

La salida de 100 Hz, procedente de la base de tiempos, se aplica a la entrada de U2, un MC14518BCP (doble contador síncrono ascendente). Cada uno de los contadores internos de este dispositivo está configurado para dividir por diez. Esto significa que una vez así dividida la base de tiempos sea ahora de 10 pulsos por segundo; una posterior

división de esta señal (por el segundo contador de U2) la convertirá en 1 pulso por segundo. Estos tiempos de división son seleccionables mediante el conmutador S1 (GATE TIME).

El tiempo de disparo preseleccionado por S1 se hace llegar luego a U4, un MC14538BCP doble monoestable de precisión, cuyos dos osciladores son controlados por redes RC independientes, siendo estas R6/C6 y R7/C7, conectadas respectivamente en las patillas 2 y 14. Los valores de estos componentes han sido elegidos de forma que generen pulsos de salida que pueden considerarse cortos con respecto a los de la base de tiempos seleccionada. Las salidas de U4 se llevan luego a las entradas L y R de MOD1, actuando como señales de disparo de puerta.

La puerta se abre al recibir el comienzo del ciclo de la base de tiempos, permitiendo así que el MOD1 acumule los pulsos entrantes. Al final del periodo fijado por la base de tiempos se cerrará la puerta; MOD1 tomará los pulsos contados, "reseteará" el circuito y pasará a mostrarlos en el visualizador. El módulo contador necesita para su funcionamiento un oscilador que lleva ya incorporado dentro, y cuyo único componente externo es la resistencia de ajuste de tiempos (R8).

La señal a medir por el equipo llega primeramente al "buffer" de entrada conformado por el transistor Q1. Esta etapa se usa para proteger el MOD1 frente a posibles cargas estáticas y señales de elevada tensión que pudieran estar presentes en la entrada, aprovechando además

la pequeña ganancia de la misma como forma de aumentar la sensibilidad de entrada. El circuito formado por los dos diodos comunes de la entrada es para proteger los circuitos integrados MOS frente a posibles descargas estáticas.

El LED1 nos da una indicación visual del proceso de actualización de la lectura ofrecida por MOD1. Cuando éste parpadea significa que se actualiza la lectura del visualizador. Esto resulta particularmente útil al medir frecuencias cuya variación resulta lenta. El indicador de impulso de puerta (GATE), LED1, es gobernado por un transistor de tipo VMOS (Q2), cuya puerta va directamente conectada a la señal que sale de U2. El transistor VMOS no es más que una variación física del extinto MOSFET, y se utiliza debido a su alta resistencia de entrada y a su facilidad de disipación de altas corrientes de salida.

La alimentación del circuito se consigue a partir de una batería de 9 V, cuya tensión se hace pasar primeramente por el regulador de 5 V, MC78L05(U3). Si el consumo del equipo es un factor determinante para usted, puede suprimir directamente el LED1 junto con R2 y Q2. Esto dejará el consumo del circuito en menos de 5 mA.

## Montaje

El diseño del circuito impreso que proponemos para el frecuencímetro puede verse en la figura 2. Como ya comentamos antes, hay dos versiones para el módulo contador (MOD1); la utilizada con el circuito impreso propuesto es la Sub Cub I. Salvo que usted decida fabricarse su propia placa de circuito impreso, puede conseguir la que nosotros le proponemos contactando con la redacción de nuestra revista o bien con el distribuidor habitual de los kits de Elektor.

Una vez obtenida la placa de circuito impreso, y los componentes, podemos comenzar a montar. Empezaremos con los dos puentes que hay que colocar sobre la placa (tal como podemos ver en la figura 3), siguiendo a estos los componentes pasivos (resistencias y condensadores). Por último, instalaremos los semiconductores. Recomendamos usar zócalos para los circuitos integrados.

Obsérvese que tanto el módulo contador como el LED1 no van montados sobre la cara de los componentes sino sobre la de las pistas (en la figura aparece el contorno de estos componentes con líneas punteadas). Colocaremos el módulo contador en la posición correcta y lo sujetaremos con las dos lengüetas que lleva, de forma que sus contactos apoyen sobre los rellenos correspondientes del circuito impreso.

Hay que tomar todas las precauciones habituales a la hora de manipular los integrados,

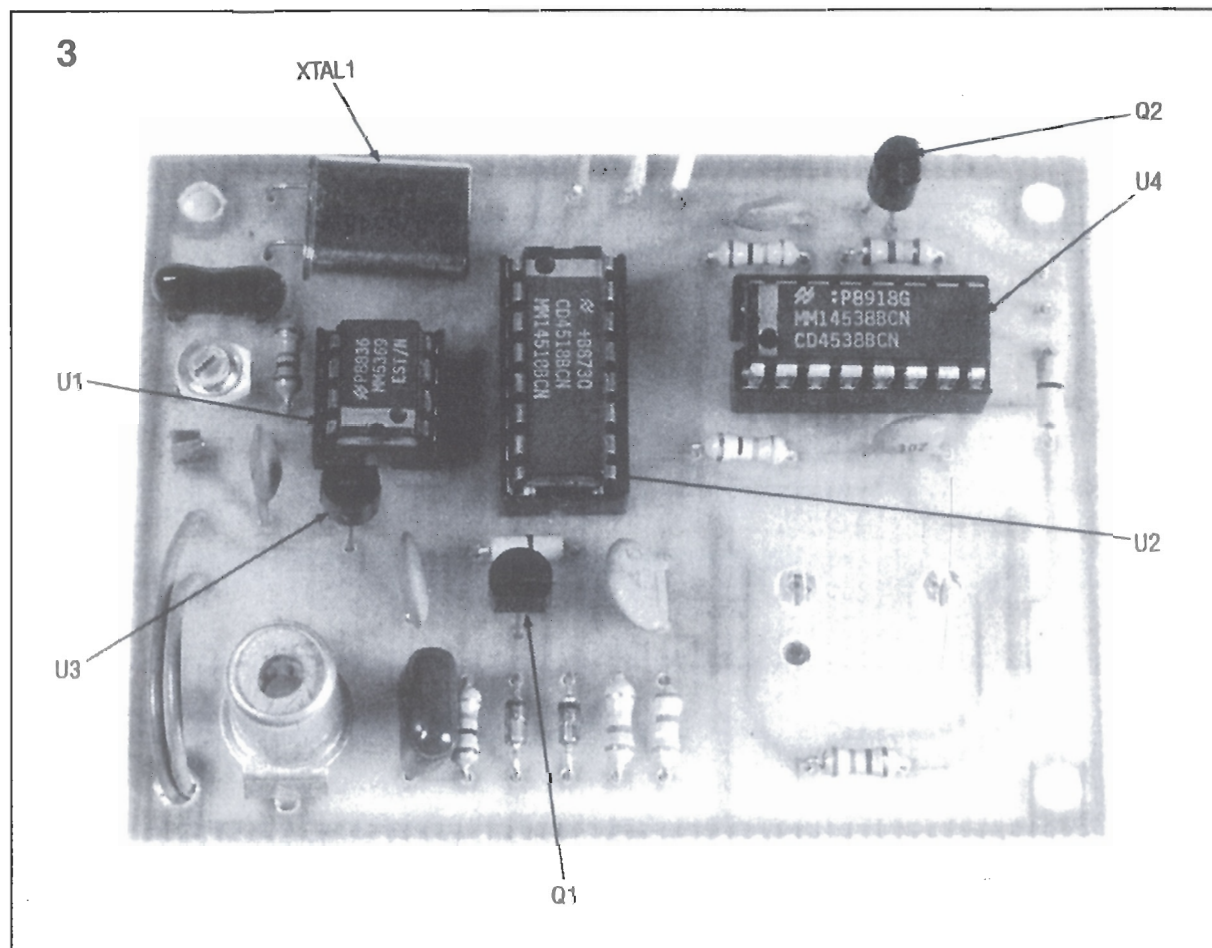


Figura 3.- Observen que tanto el módulo contador MOD1 como el LED1 no van situados en el lado de los componentes, sino en el de las pistas. El módulo contador se sujeta por medio de dos lengüetas y sus contactos realizan la conexión directa con las pistas, mientras que el LED1 va soldado de forma invertida en la otra cara del circuito.



## Lista de componentes

### Semiconductores:

U1— oscil/divisor de 17 etapas (salida a 100 Hz.)  
MM5369EST/N  
U2 contador ascendente doble  
MC14518BCP  
U3— regulador integrado de 5 V. y baja potencia  
78L05  
U4 doble monoes- table de precisión  
MC14538BCP  
MOD1— módulo contador Red Lion Sub Cub I  
Q1— transistor NPN MPS5172  
Q2— transistor VMOS BS170  
D1, D2— diodo 1N4148  
LED1— Diodo LED rojo

### Resistencias

R1— 10 M $\Omega$   
R2— 180  $\Omega$   
R3, R6, R7— 10 K $\Omega$   
R4— 220 K $\Omega$   
R5— 3,9 K $\Omega$   
R8— 2,4 M $\Omega$

### Condensadores

C1, C8— 100 nF, cerámico  
C2, C6, C7— 1 nF, cerámico  
C3— 27 pF, cerámico  
C4— 2-20 pF, trimmer  
C5 390 nF, cerámico

### Otros

S1, S2— Conmutadores (SPDT)  
Circuito impreso, caja, clavija, batería, porta-pilas, etc.

incluso el módulo contador. El transistor VMOS es también sensible a la estática. Para evitar estos riesgos existen estaciones de trabajo con protecciones específicas; pero, por desgracia, la mayor parte de las mesas de los laboratorios de aficionado no suelen incorporar tales ingeniosidades. Un método alternativo, y que suele dar resultados satisfactorios, consiste en dejar los componentes sensibles para el final, colocando antes el circuito impreso sobre una lámina de papel de aluminio. Coloque las herramientas, la estación de soldadura y, en definitiva, todos los materiales a utilizar sobre la lámina de aluminio, procediendo luego a extraer los integrados del embalaje en que suelen ir envueltos.

Después, mientras que no hayan sido colocados en su sitio todos los componentes, deberemos ir cogiéndolos de uno en uno y procurando que las patillas de estos reposen en todo momento sobre la lámina de aluminio. Si usted posee una estación de soldadura con toma de masa sería conveniente que uniera esta a la lámina de aluminio. Si su soldador es de tipo normal, procure colocarlo en algún punto idóneo sobre el aluminio antes de comenzar con el montaje.

En el prototipo hemos utilizado un jack miniatura de tipo audio para J1, pero podemos usar cualquier tipo de clavija. Este jack puede ser colocado bien en el frontal de la caja o bien sobre el mismo circuito impreso. A tal efecto hay un punto de conexión (marcado con un asterisco) en las pistas del circuito.

Si la clavija J1 va a ir conectada a cierta distancia del circuito impreso le recomendamos que utilice un trozo de cable coaxial para realizar dicha conexión.

El circuito puede alojarse en cualquier tipo de caja. El prototipo ha sido construido con una caja metálica, cuyas medidas son, aproximadamente, 7,5x 15x 13,5 cm. Prepare la caja realizando un agujero para que se aloje el visualizador. Haga luego 4 taladros que servirán, respectivamente, para: la clavija de entrada, los dos conmutadores y el indicador LED. Podemos también serigrafiar el frontal de la caja.

Una vez terminado el montaje pasaremos a alimentar el circuito. El LED1 deberá comenzar a destellar en fase con la base de tiempos seleccionada (rápidamente para 0,1 s y más lentamente para 1 s). El consumo del frecuencímetro no debe exceder de 25 mA, cuando el LED1 permanezca iluminado (suponiendo que hayamos decidido incorporarlo al montaje). El conmutador S1 se utiliza para seleccionar el tiempo durante el cual estará acumulando pulsos de entrada el contador para ser luego contados y mostrados en el visualizador. Con S1 en la posición de 1 segundo, el frecuencímetro tendrá la mayor precisión y visualizará la frecuencia medida en el último ciclo. Si lo pasamos a la posición de 0,1 segundos, el contador nos mostrará la frecuencia medida en los diez últimos ciclos. Esta última posición es la que actualiza más rápidamente la lectura, y, por lo tanto, resulta la más idónea para trabajar con señales de mayor frecuencia.

## Calibración

Existen varios métodos para realizar el ajuste del oscilador de nuestro frecuencímetro. El primero y más fiable es utilizar otro frecuencímetro de conocida fiabilidad. Conecte la entrada de este al punto de "test" del oscilador marcado como TP1. Ajustaremos luego el "trimmer" capacitivo de forma que la lectura obtenida sea exactamente 3.579.545 Hz. En caso de no disponer de un frecuencímetro podemos utilizar los 50 Hz de la red eléctrica como patrón para calibrar nuestro equipo. Usaremos un pequeño transformador que nos entregue unos 5 ó 10 V. Conectaremos el secundario de éste a la entrada (J1) de nuestro frecuencímetro, y colocamos el "trimmer" capacitivo en la mitad de su recorrido.

En la posición de disparo (S1), para un segundo, la lectura del visualizador será 50 Hz. Este método puede clasificarse tan sólo como razonable, pero, aún asegurando el correcto funcionamiento del visualizador y del frecuencímetro, no sirve para ajustar el equipo al 100%.

Un método de calibración alternativo puede consistir en la utilización de un equipo receptor OC o

de radioaficionado, que ofrezca un mínimo de precisión y calidad. Necesitaremos que este equipo sea capaz de captar la banda de los 80 m (3,5 MHz).

Es preciso que el receptor posea un indicador digital de la frecuencia sintonizada. Ajustamos este a 3,5795 MHz, y activamos el interruptor de BFO. La frecuencia del oscilador de la base de tiempos de nuestro frecuencímetro podrá ser escuchada en el altavoz del equipo mientras hacemos variar la posición del "trimmer" C4. El punto de ajuste se obtendrá cuando en una determinada posición de C4 desaparezca completamente el batido que sonaba en el altavoz del receptor.

Puede que precisemos utilizar un trozo de cable a modo de antena para realizar el ajuste anterior. Uno de los extremos del mismo se colocará tocando la antena del receptor, mientras que el otro se situará en las cercanías del punto de prueba TP1 del oscilador.

Estamos ya en situación de aplicar las frecuencias que deseemos medir a la entrada J1 de nuestro sencillo frecuencímetro. Estas pueden proceder de muy diversos sitios: generadores de audio de banda ancha, osciladores de RF de baja frecuencia o incluso de un temporizador equipado a partir de un 555. La forma de la señal a medir no es crítica en la mayor parte de las medidas.

La amplitud mínima en tensión de las señales a medir para una fiabilidad razonable es un poco mayor en las frecuencias altas que en las bajas. Si la señal de entrada no tiene una tensión mínima es posible que la lectura del visualizador comience a fluctuar entre diversas cifras.

Después de acabado el diseño del frecuencímetro realizamos el montaje de varias unidades, habiendo funcionado todas de modo correcto. En caso de que su equipo le presente algún problema, le recomendamos que eche un vistazo en primer lugar a la alimentación del mismo, después verifique que la alimentación llega a todos los integrados correctamente. Por último, y si los problemas persisten, le sugerimos que realice una inspección ocular del circuito con el fin de localizar posibles soldaduras frías, cortos, componentes invertidos, etc.

## Multiplexor de bus tri-puerto de alta velocidad

El BUSMUX es un nuevo multiplexor de bus tri-puerto de alta velocidad de Integrated Device Technology. El BUSMUX (IDT49FCT804) permite una comunicación bidireccional entre cualesquiera dos de los tres puertos. Cada puerto tiene 10 bits de capacidad y proporciona 4 veces más de capacidad de direccionamiento que las alternativas orientadas al byte.

El BUSMUX integra varios dispositivos de interface de bus más pequeños sobre un único chip que proporciona un diseño del sistema simplificado. El control del bus es más sencillo también desde que la lógica de control integrada que implica que los diseñadores no se preocupen por la contención del bus.

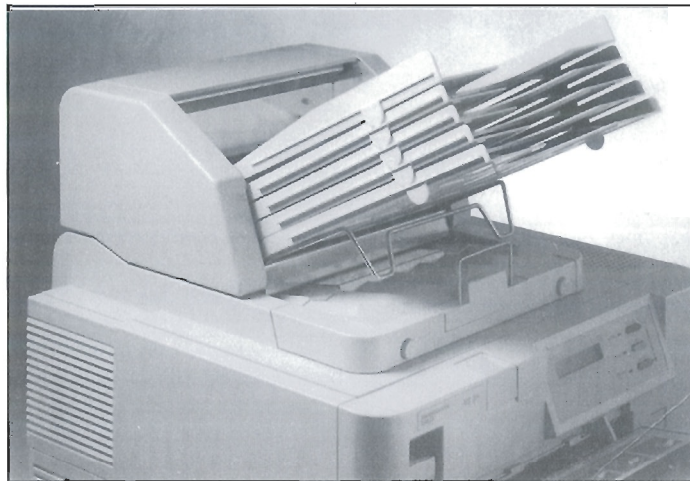
El nuevo multiplexor de bus usa menos espacio y opera a mayores velocidades que las implementaciones discretas de la misma función. Una alternativa discreta típica, utilizando componentes de 8 bits, ocuparía al menos un 22% más de espacio y sería un 40% más lenta. El BUSMUX es también un excelente intercambiador de bus, especialmente en un bus único, cuando funciona como un simple multiplexor bidireccional.

El IDT49FCT804 está disponible en tres velocidades compatibles FCT tan rápidas como 7,2 ns. Los dispositivos están disponibles en DIP plástico, PLCC de 52 pines y DIP de lado soldado de 48 pines.

*Integrated Device Technology está representada y distribuida en España y Portugal por Anatron S.A.*

## La MT911, con capacidad de manejo múltiple de papel gracias a un clasificador opcional

Mannesmann Tally ha introducido una opción de clasificador/distribuidor de cinco bandejas para su impresora láser de altas prestaciones, La MT911. El nuevo clasificador integrado puede alcanzar un total de 260 páginas, distribuidas entre cinco bandejas separadas - 100 en la bandeja superior y 40 en cada una de las otras cuatro. Esta opción, destinada a los usuarios avanzados de procesadores de textos, así como a aplicaciones multiusuario, permite tres modos de manejo del papel: colección, clasificación y acceso al azar.



El modo colectivo permite a los usuarios distribuir la salida por documentos, de modo que en cada bandeja se recojan documentos completos. El modo clasificador, por su parte, permite agrupar en cada bandeja páginas idénticas: todas las páginas uno en la bandeja uno, todas las páginas dos en la bandeja dos, y así sucesivamente.

El modo de acceso al azar permite al usuario seleccionar bandejas individuales. Ello resulta especialmente interesante en entornos multiusuario, donde se podría asignar hasta a cinco usuarios su propia bandeja de salida. Esta opción es el complemento ideal para la versión recientemente lanzada al mercado de la MT911 de interfaz compartida: la MT911SI.

Todos los modos descritos de manejo del papel pueden seleccionarse tanto desde el menú del panel frontal como enuncias de escape apropiadas desde el sistema maestro.

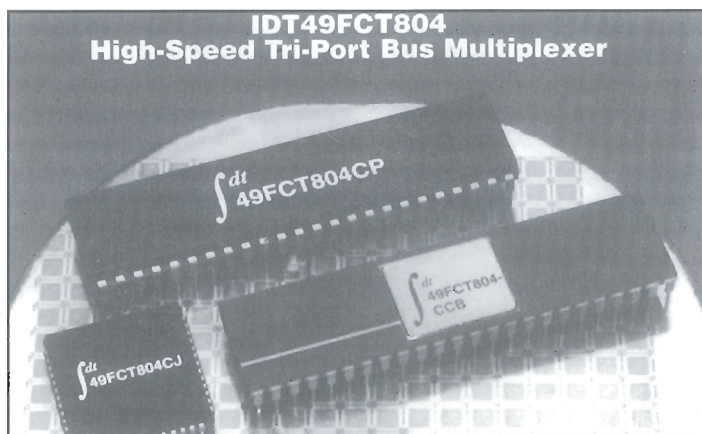
La MT911 es una impresora láser de 10 ppm de altas prestaciones. Con consumibles separados y un tambor de larga duración, la MT911 posee, según la compañía, el coste de mantenimiento posiblemente más bajo de todas las impresoras láser de su categoría, con un coste de consumibles por página de 4,25 pesetas.

La impresora utiliza un motor de alta carga de trabajo, desarrollado por Konica, así como el controlador JADE de Mannesmann Tally para aumentar la velocidad de procesamiento. La emulación estándar es la de la Serie II de HP LaserJet.

La MT911 dispone en su configuración estándar de más de 100 tipos de letras residentes, incluidos todos los tipos de la Serie II de HP y los contenidos en los cartuchos S1, S2, T y Z estándares en la industria. La memoria estándar de la MT911 es de 512KB, con opciones de expansión de 1, 2 y 4 MB. Se proporcionan también por defecto interfaces paralela Centronics y serie RS232.

Mannesmann Tally es el mayor fabricante de impresoras de Europa, con una gama de productos que se extiende desde impresoras de páginas, de inyección, térmicas y matriciales de bajo coste hasta impresoras portátiles, a color y de líneas de alta velocidad donde está reconocido como uno de los líderes del mercado. La sede central de la compañía se encuentra en Wokingham, Berkshire, Inglaterra.

Representante en España, S.D.I., oficina central en Madrid: c/ Ramírez Arellano s/n, Edif. GAN, 280043 tener Madrid. Tel. (91) 5107100.





## Sonda activa de 2.5 GHz.

Hewlett-Packard ha presentado una sonda activa de 2,5 GHz, provista de un gran ancho de banda, que permite a los diseñadores y científicos de hardware digital de alta velocidad realizar pruebas y sondear con precisión un circuito sin modificar sus características.

La sonda activa HP 54701A se puede utilizar con una gran gama de instrumentos de prueba, tanto de HP como de otros fabricantes, que cuenten con una entrada de 50 ohmios. La sonda ha de conectarse a la fuente de alimentación HP 1143A.

Los circuitos que funcionan a frecuencias más altas son normalmente más sensibles a la inserción de sondas, ya que éstas pasan a formar realmente parte del circuito que se prueba. La baja capacitancia de entrada y la alta resistencia de entrada de la sonda HP 54701A evitan la carga que a menudo se produce cuando se prueba un circuito. La capacitancia de entrada de 0,6 pF contribuye a garantizar el ancho de banda de 2,5 GHz, el tiempo de elevación de 140 picosegundos y el 1% de planeidad. La alta resistencia de la sonda en la entrada de c.c. (100  $\Omega$ ), la precisión de la ganancia de c.c. (0,5%) y la relación de separación (10:1) proporcionan una excelente respuesta de c.c.

## Nuevos FOTO-RESISTORES para usos generales

Du Pont Electronics ha lanzado al mercado una nueva serie de foto-resistores acuo-procesables, para usos generales, desarrollados

especialmente para una amplia gama de operaciones en placas de circuito impreso como, por ejemplo, enchapado, blindaje y grabado al ácido o con álcali.

Bajo la denominación de serie "Riston" GP-100, los nuevos foto-resistores ofrecen importantes ventajas en comparación con otras de empleo usual, como una amplia y notable latitud de desarrollo, lo que conduce a resultados más consistentes y repetibles, así como a mejoras en la productividad.

Otra de las características únicas de estos resistores es su rápido revelado, libre de residuos, lo que no sólo acelera el proceso de grabado, sino que además produce líneas conductoras de un excelente perfil en sección. En las aplicaciones de enchapado, este revelado exento de residuos proporciona una seguridad adicional en el proceso de limpieza previa al enchapado, ya que únicamente se necesita una ligera limpieza previa. En consecuencia, quedan prácticamente eliminados los problemas de adherencia de cobre a cobre, por lo que puede aplicarse menos cobre electrolítico, con un mínimo riesgo de desgrabado durante la citada operación de limpieza previa. Aunque totalmente funcionales

en ambientes alcalinos, los resistores de la serie GP-100 son incluso perfectamente compatibles con la tecnología de laminado por vía húmedo "Yieldmaster" de Du Pont. Esta característica permite un mejor conformado del resistor a la placa y una excelente adherencia, lo que redundará en beneficio de una mayor producción, muy particularmente en aplicaciones de 'impresión y grabado' de alta densidad.

Además, gracias a su inherente flexibilidad y tenacidad, proporcionan una excelente capacidad o poder cubriente en aplicaciones severas, que comprenden el recubrimiento de orificios de gran diámetro y de ranuras. En aplicaciones de 'impresión y grabado', su comportamiento es bueno con todos los agentes de grabado ácidos y alcalinos de empleo común, siendo su reacción igualmente buena en todos los baños ácidos de enchapado de empleo más frecuente, incluyendo el sulfato de cobre, estaño/plomo y estaño. Los resistores de la serie "Riston" GP-100, que trabajan en negativo, pueden suministrarse en espesores de 38 a 50 micrones. Inicialmente son de color verde oscuro, pero cambian a color azul al ser expuestos a la luz ultravioleta,

lo que constituye un excelente contraste con el cobre.

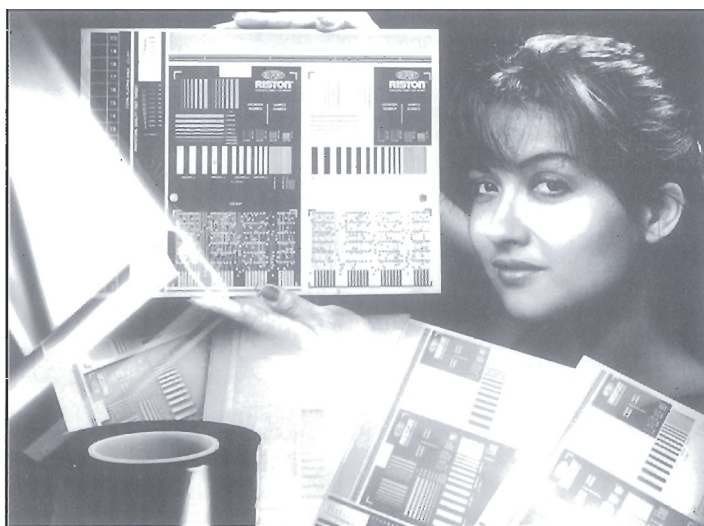
Se revelan con rapidez en una solución de carbonato de sodio al 1 por ciento, a 30°C, y se marcan limpia y rápidamente en una solución de hidróxido de potasio al 1-1,5 por ciento, a 50°-85°C, sin necesidad de aditivos orgánicos. El tamaño de las partículas marcadas puede también ajustarse, para satisfacer las necesidades específicas del fabricante, variando la concentración y/o la temperatura de la solución de hidróxido, que es totalmente acuosa.

Los nuevos resistores GP-100, de Du Pont, son de revelado rápido, exentos de residuos, y permiten una amplia latitud de revelado, con una mayor productividad y a bajo costo.

Ensayos de envejecimiento acelerado demuestran que, a diferencia de otros muchos resistores para usos generales, el revelado sin residuos de los GP-100 evita el problema de retardo asociado a los períodos prolongados de permanencia sobre cobre, lo que conduce a mayores producciones.

## Sistemas de protección diferencial "WLR - 2R" con reconexión automática

Existen gran cantidad de instalaciones que, a pesar de no tener personal de mantenimiento fijo, requieren un suministro continuado de energía eléctrica. Nos referimos por ejemplo a cajeros automáticos, iluminación de túneles o transportes subterráneos, trasiego de bombas, cámaras frigoríficas y particularmente el alumbarado público, que ahora nos ocupa.



Precisamente reuniendo las máximas seguridades de las Normas CEE27, UNE 20383/75, VDE-0664 y NFC-61.140 y, al mismo tiempo, garantizando un suministro continuado, se ha presentado en el reciente Salón de TECNICAS DE EQUIPAMIENTO MUNICIPALES "TEM 92" de Madrid, la Serie WLR formado por un conjunto de relé y transformador diferencial CON RECONEXION AUTOMATICA, especial para el alumbrado público y que fabrica la firma CIRCUTOR S.A. de Terrasa.

Este conjunto está diseñado para actuar con un interruptor automático motorizado de la Serie FA-21, o bien, un contactor. Al producirse una fuga, el relé conmuta sus contactos; al cabo de 8 segundos, el diferencial envía una orden de reconexión al interruptor o contactor. Si persiste la fuga, se reconecta HASTA UN MAXIMO DE SEIS VECES, al cabo de los cuales se desconecta definitivamente. Si esta fuga descendiera por debajo de un valor umbral, según la sensibilidad preajustada, antes de totalizar las seis reconexiones, el diferencial permanecerá conectado y el contador de reconexiones se pone automáticamente a cero, pasados 15 minutos.

Este equipo es acopable a perfil simétrico DIN 46277. El diámetro interior del agujero para pasar las tres fases de la instalación más el neutro, es de 25 mm, siendo la sección máxima admisible de 4 cables de 25 mm<sup>2</sup>. Lleva además incorporado la salida para lectura de 1 mV/mA, (1 mA de corriente diferencial residual proporciona 1 mV de salida), permitiendo medir la fuga que circula a través del transformador diferencial, con cualquier voltímetro digital o analógico, con una impedancia de entrada superior a 10 kilohmios por voltio.

El modelo WLR-2R RA es

especial para alumbrado público y tiene una sensibilidad ajustable de 0,3 a 0,5 amperios; una desconexión sin retardo, inferior a 0,2 segundos y un relé auxiliar incorporado.

Para más información, dirigirse al Departamento Comercial de CIRCUTOR S.A. Lepanto, 49 Teléfono (91) 786 10 00 y Telefax (91) 786 47 52 en 08223 TERRASSA, provincia de Barcelona.

### Paquete que reduce el tiempo de validación de las pruebas Mil-Std-1553 de días a horas

El BUS-65520 de ILC Data Device Corporation (DDC) es un sistema llave en mano que reduce la prueba completa de validación de una unidad terminal remota de enlace de datos MIL-STD-1553 de una semana aproximadamente a unas pocas horas. Las pruebas de validación están completamente de acuerdo con la sección 100 de MIL-HANDBOOK-1553.

Mil-Std-1553 se ha convertido en la norma de los enlaces de datos de dos hilos de la mayoría de los aviones militares del mundo occidental y el sistema de prueba BUS-65520 permite al usuario realizar el protocolo de validación, así como pruebas de rechazo de ruido y eléctricas. El BUS-65520 se compone de una tarjeta interface BUS-65517II compatible con PC, un conjunto de paquetes de archivos PASCAL y "C" y paquetes de soporte lógico propulsados por menú para el Validation Test Plan (plan de prueba - VTP) y el Production Test Plan (plan de producción - PTP).

Los informes detallados generados por el BUS-65520 pueden guardarse en disco o imprimirse como copia sobre

papel. Un monitor integral proporciona un análisis de los fallos.

EMS1477/2

El soporte lógico propulsado por menú guía al ingeniero de prueba a través del plan por medio de un conjunto de instrucciones y gráficos basados en la pantalla. Realiza todas las pruebas de confirmación lógica y protocolaria y ejecuta y vigila secuencias complejas de comunicaciones de datos, la sustitución y los mandos de modo RT-RT.

El software también permite al ingeniero realizar todas las pruebas de rechazo de ruido, así como los umbrales y tiempos de subida y bajada de las formas de onda analógica. Todos los parámetros analógicos se miden en un equipo de prueba auxiliar convencional y se introducen en el PC cuando lo solicita el software.

El BUS-65520 permite al usuario especificar la configuración exacta de la unidad bajo prueba a través de un software con menú de fácil acceso para los usuarios y posterior almacenamiento en disco para uso futuro.

Anatronic S.A.,  
Avenida de Valladolid 17,  
28008 Madrid  
Tel: 01-542 4455,  
Fax: 01-248 6975

### ALCATEL CITESA, certificado de calidad de AENOR

La compañía malagueña Alcatel Citesa ha obtenido la certificación de "registro de empresa" que concede la Asociación Española de Normalización y Certificación (AENOR).

El Certificado de AENOR responde a la norma española UNE 66901, equivalente a la internacional ISO-9001, y garantiza que la compañía del Grupo Alcatel Standard en el campo de los terminales telefónicos ha superado satisfactoriamente la evaluación de sus sistemas de aseguramiento de la calidad, que avalan toda su organización y todas las etapas de su ciclo productivo.

Recientemente, Alcatel Citesa también había conseguido la certificación de calidad de British Approvals Board for Telecommunications (BABT) -organismo encargado de la certificación de productos de telecomunicaciones en el Reino Unido-, para sus centralistas telefónicas digitales con destino al mercado británico. Además de las citadas centralitas,





Alcatel Citesa fabrica una amplia gama de equipos y aparatos telefónicos.

## Generador de base de tiempos

El SSI 32D4662 de SILICON SYSTEMS es un generador de base de tiempo, que proporciona una referencia programable, control de filtrado para cada canal y control de la velocidad del flujo de datos, para aplicaciones de grabación con densidad constante.

La referencia proporcionada, es programable hasta 108 MHz, con una resolución mejor del 1%.

Está dotada de un interfaz serie, lo que reduce el número de pines y proporciona un conveniente acceso del controlador a los registros internos.

El 32D4662 necesita una alimentación simple a +5 V y

está disponible en encapsulados de 24 pines SO y VSOP.

## Presentación de los primeros convertidores analógico digital de 12 bits con 15MSOS t 20MSPS

Comlinear Corporation ha anunciado el CLC935, un convertidor A/D de 12 bits y 15MSPS. Este dispositivo representa un significativo incremento en el actual estado del arte de convertidores híbridos de 12 bits. Este dispositivo de alto rendimiento ha sido diseñado específicamente para acometer rendimiento ha sido diseñado específicamente para acometer aplicaciones en radar, imágenes en infrarrojos, imágenes en medicina y ultrasonidos, así como en instrumentación. La avanzada tecnología de fabricación de película delgada, asociada a la cons-

trucción de bloques a medida, permite al CLC935 operar a velocidades 50% superiores a los actuales convertidores híbridos de 12 bits disponibles. además del incremento de velocidad del CLC935, el rango dinámico ha sido bien situado por encima de los 70dBc.

El objetivo del diseño es más aparente en las dos primeras áreas de rendimiento de alta velocidad, llamadas el "dominio de la frecuencia", el cual es aplicable en radar o en comunicaciones, y el "dominio del tiempo", el cual es aplicable a las imágenes infrarrojas y médicas. Las especificaciones clave del CLC935 en el dominio de la frecuencia son un rango de señal libre de señales espúreas (SFSR) de 77dB a 7,22 MHz, y una distorsión de intermodulación (IMD) mejor de -72dBc a 6,22MHz; 6,20MHz. En el dominio del tiempo, el CLC935 de 15MSPS proporciona una no linealidad diferencial (DNL) mejor que 0,7dBc, y una relación señal/ruido (DNL) de 66dB fuera de Nyquist (7,5MHz).

El CLC935 es un subsistema ADC completo, el cual incluye: amplificador de entrada, "tira y retiene" interno, ADC subrango, circuitería para corrección de error, y circuitos de ajuste del offset y de la ganancia. Aunque está ajustado por láser para una precisión de 12 bits en la fabricación, los ajustes del offset y de la ganancia proporcionan un medio para corregir los errores de offset y calibración para el sistema entero permitiendo un ajuste de la ganancia de  $\pm 10\%$  y una compensación del offset de  $\pm 100\text{mV}$ . Se proporcionan dos voltajes de referencia, una referencia fija de +2,5V utilizable independientemente por los ajustes de la ganancia y el offset, y una referencia de offset "tira-ganancia" utilizable en ajustes de la ganancia acoplada estrechamente donde tanto

la ganancia como el offset son modificados.

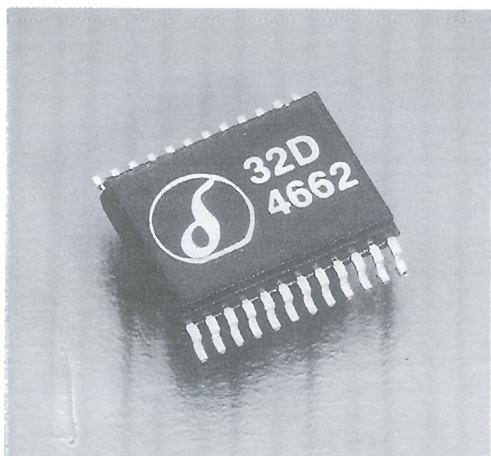
La actualización de la revisión del CLC936 de 12 bits y 20 MSPS. Este versión del "CLC935" pin a pin compatible que funciona a 20MSPS, está disponible para proporcionar una rango dinámico mejor de 70dB a dos veces la velocidad de los convertidores de datos estándares de alto rendimiento. El desarrollo está progresando muy bien y el producto está calculado que estará a punto a finales de 1.991. Para ayudar en los esfuerzos de diseño y evaluación, está disponible una tarjeta de evaluación para ambos convertidores, el CLC935 y el CLC936. Además de la tarjeta de evaluación, se puede disponer de un sistema DSP de alta velocidad en casa del cliente para demostración y testeo. Estas herramientas permiten a los clientes la oportunidad de poner en uso esta nueva tecnología mucho más pronto de lo que es posible con los medios tradicionales.

...ESTA DISPONIBLE UNA TARJETA DE EVALUACION PARA EL CLC935 Y EL CLC936... ASI COMO UN SISTEMADSP DE ALTA VELOCIDAD PARA EVALUACION Y TESTEO EN CASA DEL CLIENTE...

El CLC935 y el CLC936 ofrecerán un rango de temperatura superior al comercial  $0^{\circ}\text{C}$  a  $+7^{\circ}\text{C}$ , como el CLC935AC y el CLC936AC. Los dispositivos con rango de temperatura militar,  $-55^{\circ}\text{C}$  a  $+125^{\circ}\text{C}$ , estarán disponibles cumpliendo totalmente las recomendaciones MIL-STD-883. El CLC935AC está disponible ahora, con una producción inicial del CLC936 disponible en versión comercial para finales de 1.991. Una versión militar del CLC935 estará disponible después de 1.991.

Estos productos están representados para España y Portugal por Anatron S.A.

## GENERADOR DE BASE DE TIEMPOS





## Transmisor-Receptor de datos DTR II

Cada vez se va haciendo más necesario disponer de vías de comunicación para la transmisión de datos u órdenes. Para ello, se ha puesto a punto un Transmisor/Receptor modelo DTR II, con un canal de comunicación RS 232, que permite el intercambio entre terminales a distancias de 10 a 15 kms.

Pueden efectuarse enlaces punto a punto, "half duplex", entre dos terminales o nódos de una red, alejados entre sí, a base de colocar un DTR II en cada extremo de la línea de comunicación. También permite configurar una red en estrella, con un transmisor/receptor DTR II unido a un ordenador central y a varios periféricos.

Los aparatos de medida de la serie "Check Line" de CIRCUTOR S.A. disponen del canal RS 232 que es directamente conectable al modem-radio para un enlace punto a punto. También se puede configurar otra red remota con un bus RS 232, formada por

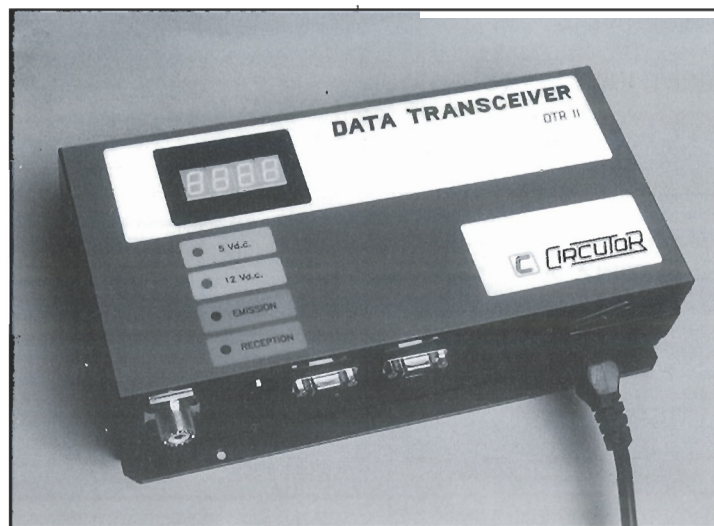
aquellos "Check Line" más los aparatos CTRS-485 y transmitir los datos a un ordenador lejano.

El transmisor/receptor DTR II utiliza una modulación de frecuencia por el método FFSK ("Fast Frequency Shift Keying"), con una portadora en la banda UHF (406 a 412 MHz). Este sistema proporciona un elevado rechazo al ruido y permite la transmisión a distancias considerables con una potencia mínima.

Para más información, dirigirse al Departamento Comercial de CIRCUTOR S.A. Lepanto, 49 Teléfono (91) 786 10 00 y Telefax (91) 786 47 52 en 08223 TERRASSA, provincia de Barcelona.

## ENCORE anuncia capacidad gráfica avanzada para tiempo real

ENCORE anuncia la disponibilidad de las herramientas de software de desarrollo gráfico GMS de Tenet sobre su familia de ordenadores de tiempo real con arquitectura de multiproceso paralelo simétrico en Unix.



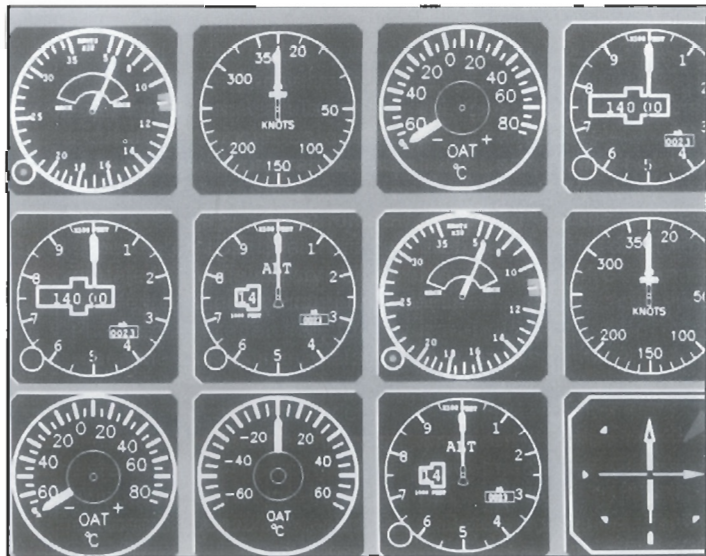
La herramienta GMS permite un rápido diseño e implementación de pantallas gráficas que pueden ser animadas y actualizadas en tiempo real. Entre las aplicaciones típicas se incluyen los sistemas de control de centrales eléctricas, la simulación de vuelo (posición de instructor) y los desarrollos de aviónica. La fotografía adjunta muestra un típico panel de control de un avión.

Tenet Systems es una compañía especializada en el desarrollo de servicios y herramientas gráficas orientadas a objetos.

GMS es parte de una familia de productos orientados a mejorar sustancialmente la productividad y efectividad en el desarrollo de aplicaciones con displays gráficos dinámicos.

Encore Computer es una compañía que diseña y fabrica sistemas de altas prestaciones para aplicaciones en tiempo real, con arquitecturas Unix paralelas de alto rendimiento.

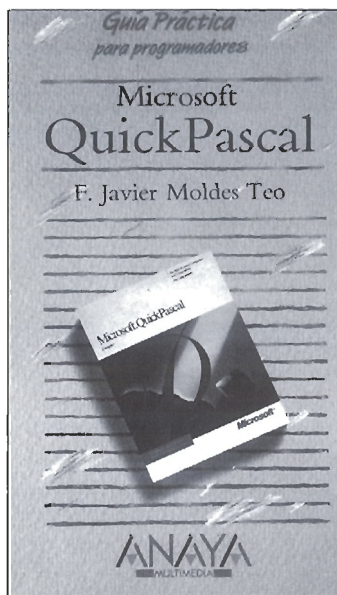
**ENCORE COMPUTER**  
ESPAÑA, S.A.  
c/ Agustín de Foxá, 25 - 2ª <sup>a</sup> <sup>pl</sup>y.  
28036 MADRID





## Microsoft QuickPascal

Guía Práctica para programadores  
F. Javier Moldes Teo  
ISBN 84-7614-385-0  
316 págs. 12 x 20,5 cm.  
Editorial ANAYA



Esta guía está orientada al aprendizaje sencillo y rápido del lenguaje de programación Pascal. Es posible abordar su lectura y aprendizaje, sin apenas conocimientos previos de informática, siempre que el lector practique con el ordenador los ejemplos que se recogen con ella. Es necesario seguir el aprendizaje, capítulo a capítulo, en el orden en el que se encuentra, y no se debe pasar a otro capítulo sin antes haber realizado los ejemplos que aparezcan en cada capítulo, salvo que el lector ya conozca otros entornos de Pascal. La guía contiene más de 60 programas que abarcan la mayoría de los aspectos de la programación en Pascal; el lector deberá reproducir los ejemplos en el ordenador y, una vez que haya entendido los pormenores de un programa, deberá utilizar éste como plantilla para crear programas propios de estructuras similares.

En la guía son numerosos los ejemplos, de forma que cualquier tarea resulte sencilla y fácil de abordar. Por supuesto, esta guía no es la biblia de Pascal, si bien contiene todo lo necesario para que el lector adquiera los conocimientos suficientes para poder desenvolverse a través del excelente sistema de documentación que contiene el entorno de programación del QuickPascal.

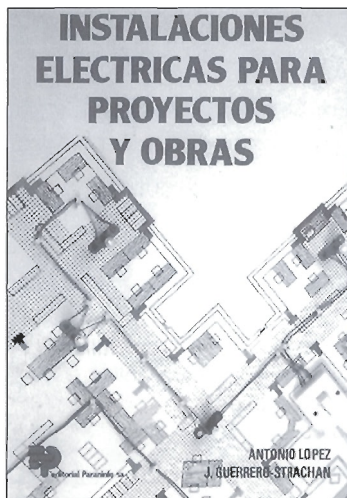
## Instalaciones eléctricas para proyectos y obras

Antonio López y J. Guerrero-Strachan  
ISBN 84-283-1856-5  
332 páginas, 17 x 24  
Editorial: PARANINFO

Este manual de Instalaciones eléctricas para proyectos y obras está planificado con un sentido, sobre todo, eminentemente práctico y de consulta, tanto para estudiantes de la rama de Ingeniería eléctrica como para los profesionales que actúan en este campo.

El texto se concentra en el desarrollo de aplicaciones prácticas, extensas en todo lo posible de teorización, destacando las ideas generales y básicas de todo proyecto de obra redactado en una oficina técnica.

Insiste particularmente en el conjunto general de obras civiles,



instalaciones en edificios de viviendas, de alumbrado público, naves industriales, además de una interesante variedad de ejemplos de otro tipo de instalaciones de fácil realización para quienes se inician en esta técnica.

Excelente base complementaria de la obra es la serie de esquemas, soluciones gráficas o dibujos que acompañan al texto, haciendo más fácil y didáctica la asimilación de las aplicaciones detalladas en cada caso.

## AutoCAD versión 11 y anteriores

J. M. Alonso  
ISBN 84-283-1944-8  
351 pág. 19 x 26 cm.  
Editorial PARANINFO

Esta obra está escrita con el ánimo de ayudar a los nuevos usuarios de AutoCAD (en cualquiera de sus versiones, incluyendo la recién versión 11) para que puedan empezar a utilizar las herramientas de dibujo desde el primer momento. Forma parte de la colección "Las 15 primeras horas con..." Los conceptos están expuestos de la manera más sencilla, lógica y esquemática posible, sin necesidad de recurrir al complejo Manual de referencia que se entrega con el programa.

Podemos afirmar que este libro es una introducción muy completa, y bien organizada, a los diferentes elementos, comandos y procedimientos de AutoCAD, que hacen posible trabajar con esta potente herramienta de diseño, aprendiendo mediante ejemplos, y ayudándose de las múltiples figuras autoexplicativas que contiene.

El principiante irá avanzando desde los comandos más sencillos hasta algunas de las operaciones más sofisticadas, a través de una progresión lógica, que le permitirá dominar más del 80% de las posibilidades del programa en las 15 primeras horas de lectura.

Guías software de aprendizaje y referencia



## dBASE IV

Russell A. Stultz  
ISBN 84-7614-353-2  
576 pág. 21 x 22,5 cm.  
Editorial ANAYA

Este libro describe el programa de gestión de base de datos relacional dBASE IV de Ashton-Tate, y explica cómo usar el dBASE IV en la oficina y en el hogar, presentando información detallada sobre muchos mandatos de dBASE IV. La descripción de cada mandato se completa con ejemplos prácticos.

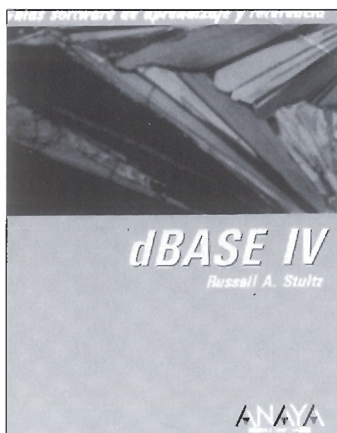
El libro va dirigido a usuarios de todos los niveles, desde principiantes sin ningún conocimiento previo de dBASE IV hasta personas con una formación media o avanzada que lo utilizarán como una referencia rápida con ejemplos de mandatos que funcionan. También está pensado para que un profesor pueda utilizarlo como libro de texto de dBASE IV. Otro grupo de lectores, para quienes este libro está recomendado, es para los usuarios experimentados de dBASE III Plus.

Si ya ha utilizado programas distribuidos por Ashton-Tate, encontrará que dBASE IV es un producto muy funcional. La mayoría de los usuarios que hayan manejado versiones anteriores de dBASE apreciarán las nuevas prestaciones y el aumento de velocidad de dBASE IV.

El programa dBASE IV es un producto muy elaborado para gestión de ficheros de datos y desarrollo de aplicaciones. A los

usuarios poco experimentados con ordenadores les puede parecer complicado, pero no es tan difícil como en un principio parece. De hecho, si se trata de un usuario inexperto pero estudioso, descubrirá pronto que dBASE IV es fácil de usar. Se pueden hacer cosas útiles aprendiendo solamente media docena de mandatos, y el resto se aprende rápido. Tras practicar una semana, uno empieza a sentirse como un usuario de ordenadores veterano, lo cual puede resultar interesante. Otra de las ventajas de dBASE IV es que se le puede hacer tan simple o tan completo como se quiera.

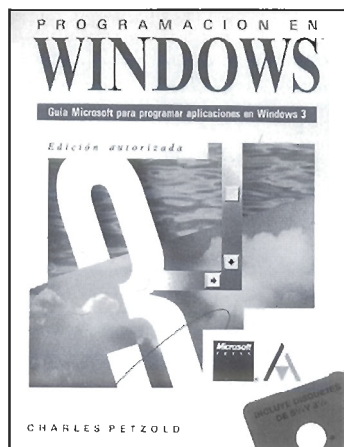
Para ver lo fácil que resulta manejar dBASE IV, vaya al capítulo 2 y haga una sesión de ejemplos con su ordenador. Se encontrará haciendo cosas útiles en cuestión de minutos, y descubrirá en una sesión breve cómo trabaja dBASE IV. La única limitación es la propia imaginación del usuario, de quien se supone que tiene la suficiente ya que está utilizando un ordenador, por lo que está capacitado para utilizar dBASE IV.



## Programación en Windows

Charles Petzold  
ISBN 84-7614-384-2  
948 pags. 19 x 23,5 cms.  
Editorial ANAYA

La apariencia de las aplicaciones para ordenadores perso-



nales es un factor de suma importancia. Con la aparición de la versión 3 del entorno Windows, la presentación ante el usuario de los programas ha cambiado de forma radical. Se ha abandonado el triste y poco intuitivo DOS para introducirse en un excitante entorno gráfico como es el Windows 3.

Sin lugar a dudas, la aparición del Windows 3 supone una verdadera revolución, ante la cual hay que prepararse a conciencia. Conocer la programación tradicional en el entorno DOS no es suficiente para considerarse un programador experimentado. Si el futuro es el entorno Windows, qué mejor herramienta para cualquier programador que PROGRAMACION EN WINDOWS del maestro Charles Petzold.

En este libro deberán destacarse, por su interés para los programadores de la versión 3, los capítulos dedicados a las nuevas características del Windows, entre las que sobresalen el DDE (intercambio dinámico de datos) y el MDI (interfaz de documento múltiple).

Otros temas que también aborda de modo exhaustivo son:

Lectura de las entradas, tanto desde el ratón como desde el teclado, utilización del reloj y de los controles de las ventanas hijo.

Utilización de los recursos. Explicación y comprensión de la gestión de memoria, trabajo con iconos, cursores, archivos de mapas de bits (bitmap) y cadenas

de caracteres; así también, son de destacar la intención y el objetivo de sacar el máximo partido a los menús y cajas de diálogo.

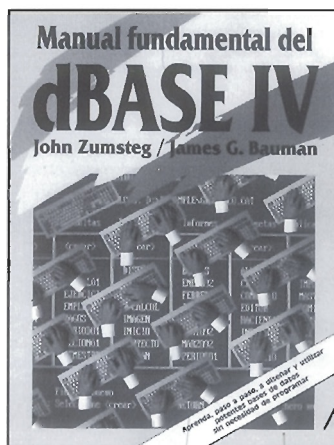
El GDI (interfaz para dispositivos gráficos). Dibujos con gráficos, manipulación de la información gráfica por bits, bits y metaarchivos; trabajo con texto y distintas fuentes y utilización de las impresoras.

Intercambio de datos y enlaces. Utilización del Portapapeles, intercambio dinámico de datos; interfaz de documento múltiple y librería de enlace dinámico.

Es posible que el uso de un compilador de C y las SDK, con los múltiples archivos que precisan, le resulte complicado en un principio. No obstante, con PROGRAMACION EN WINDOWS logrará obtener un resultado increíblemente óptimo de un modo atractivamente sencillo.

## DBASE IV

John Zumsteg/James G. Bauman  
ISBN 84-7614-387-7  
351 págs. 18 x 22,5 cms.  
Editorial ANAYA



Este libro va dirigido a una gran variedad de usuarios:

\* Personas que tengan el dBASE IV y quieran utilizar la programación para aplicaciones particulares de gestión de datos.

\* Profesores y monitores de grupos de trabajo con dBASE

IV, seminarios y cursos que necesiten un libro de texto.

\* Encargados de cursos y laboratorios en negocios e industria.

Se puede utilizar este material tanto para enseñanza en grupos como para autoaprendizaje.

Los capítulos 1 al 9 muestran las características básicas del dBASE IV. Estos capítulos le dirigen, paso a paso, a lo largo de las operaciones básicas de bases de datos para la gestión de la información. Debería leer estos capítulos y llevar a cabo los ejercicios que contienen antes de pasar a las posibilidades avanzadas mostradas en el capítulo 10. El capítulo 10 muestra cómo sacar partido a las características avanzadas del dBASE IV para construir una aplicación completa de gestión de ventas.

Los 10 capítulos de este libro contienen cientos de figuras y pantallas que le ayudarán a aprender los mandatos y procedimientos del dBASE IV. Los resúmenes incluidos al final de cada capítulo le ayudarán a repasar los conceptos y acciones vistos en cada uno. También se pueden utilizar estos resúmenes como guías de referencia rápida.

La creación de un sistema de información en este libro le ayuda a aprender todos los mandatos y posibilidades más importantes del dBASE IV. Los capítulos contienen descripciones detalladas del modelo y una lista de los pasos y procedimientos que necesita llevar a cabo para gestionar los datos y producir información útil proveniente de la base de datos.

Los capítulos son complementarios: los resultados de uno serán la base para el siguiente. Al final del libro tendrá un completo conocimiento del potencial del dBASE IV en el almacenamiento, gestión y puesta al día de datos, así como de sus posibilidades con respecto a los distintos formatos de presentación de informes y listados.







# CONECTA CON

# DATA Fox 386

¡Por vez primera, puedes tener a tu alcance el soporte de software más completo que existe!

**DATA FOX y F&G EDITORES** ponen a tu disposición, a través de la línea telefónica, un completísimo soporte que incluye –entre otros– servicios de:

- **ON-LINE** rápido y eficaz
  - Extensa biblioteca de programas de **Dominio Público, Freeware y Shareware**
  - Bases de datos
  - Soporte de **PC y compatibles, Atari y Appel Macintosh**
- ¡y la posibilidad de **compartir tu experiencia** con los demás suscriptores de nuestras publicaciones!

## TARIFAS

### Normales

#### A) Por horas:

Inscripción anual: 6.000 Ptas.  
Cuota mantenimiento mensual: 600 Ptas.  
Hora alta (8 AM a 17 PM): 600 Ptas.  
Hora baja (17 PM a 8 AM): 400 Ptas.  
Fines de semana: 600 Ptas.

#### B) Cuota fija:

Inscripción anual: 6.000 Ptas.  
Cuota mantenimiento mensual: 600 Ptas.  
Cuota fija diaria: 200 Ptas. (con o sin llamadas)  
Contrato mínimo: 3 meses (24.000 Ptas.)

### OFERTA suscriptores F&G EDITORES

15.000 Ptas, 6 meses (todo incluido)  
25.000 Ptas, un año (todo incluido)

**Todo esto y mucho más puedes encontrarlo en DATA-FOX 386.**

**No esperes a mañana: ¡Conéctate ya!**

# DATA Fox 386

**AHORA CON 7 LINEAS TELEFONICAS:**

(93) 434 04 32 — 2.400/N81/NMP5

(93) 418 70 77 — 2.400/N81/NMP5

(93) 434 04 92 — 9.600/HST/V42BIS

24 horas al día; 7 días a la semana

Recorta y envía este cupón a:  
**DATA-FOX 386, Pza. de Bona Nova, 6 - 08022 BARCELONA**

☐ SI, deseo hacerme socio de DATA-FOX, según la modalidad de pago que indico.

NOMBRE \_\_\_\_\_ APELLIDOS \_\_\_\_\_

DIRECCION \_\_\_\_\_ C. POSTAL \_\_\_\_\_

POBLACION \_\_\_\_\_ PROVINCIA \_\_\_\_\_

PROFESION \_\_\_\_\_ EDAD \_\_\_\_\_ NIF \_\_\_\_\_

- ☐ A) Por horas (adjunto cheque de 10.000 Ptas: 6.000 inscripción y 4.000 en créditos)
- ☐ B) Cuota fija (adjunto cheque de 24.000 Ptas: inscripción más 3 meses, todo incluido)
- ☐ C) Suscriptor a obra de F&G durante 6 meses (adjunto cheque de 15.000 Ptas)
- ☐ D) Suscriptor a obra de F&G durante 1 año (adjunto cheque de 25.000 Ptas)

### FORMA DE PAGO:

Cheque conformado por el banco  
(al portador)

Obra a la que está suscrito:





**IRCUIRONICA**

**DISEÑO  
FABRICACION  
DE  
CIRCUITOS  
IMPRESOS  
PROTOTIPOS URGENTES**

Polígono Industrial y de Servicios Aljarafe  
C/ Artesanía «ZOO» n.º 27, Nave 1, Módulo G  
41927 MAIRENA DEL ALJARAFE (SEVILLA). Tel.: 418 45 18

**E**SPANOLA DE  
**E**QUIPOS  
**E**LECTRONICOS



**DISEÑO Y FABRICACION  
DE  
CIRCUITOS IMPRESOS**

- DISEÑOS PROFESIONALES DESDE CUALQUIER FUENTE.
- GARANTIZAMOS EL 100 % EN TODO EL PROCESO.
- ENTREGAMOS PLANOS DE MONTAJE, FOTOLITOS Y ARCHIVOS EN FORMATO GERBER, GTCO, OTROS.
- PROTOTIPOS Y MONTAJES EN 1, 2, HASTA 32 CAPAS. SERIGRAFÍA
- PRESUPUESTO VIA FAX EN 2 H.

C/ SANTANDER, LOCAL 5  
28922 ALCORCON-MADRID  
TELEF.: 643 11 84

**ELECTRONICA  
PUENTE, S. A.**

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

**COMPONENTES ELECTRONICOS**

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

**lacti VOX ACTIVOX**



**SOLDADOR A GAS**

Totalmente autónomo equivalente a uno eléctrico de 60W. Temperatura ajustable, la carga de gas dura 90 minutos y se recarga igual que un encendedor. Se suministra en un práctico estuche de 230 x 80 x 36 mm que incorpora: Punta 2mm, punta de aire caliente para cortante para plásticos y poliuretano, punta especial para SMD, esponja limpiadora, soporte de seguridad y cápsula de encendido.

Referencia 2665IN-V P.V.P. 5.000

**PIDALO AHORA**

**¡NUEVO! ELECTRO-CATALOGO,  
CON MAS DE 100 PAGINAS CON LO  
MAS INOVADOR.**

**ENVIO CONTRA  
REEMBOLSO DE 500 PTAS.**

**FELIX APELLANIZ, 13  
TLF.: (942) 88 19 77  
39300 TORRELAVEGA  
CANTABRIA**



- PROYECTOS
- DISEÑOS COMPLETOS DESDE CUALQUIER DOCUMENTO
- FABRICACION CIRCUITOS IMPRESOS: PROTOTIPOS Y SERIES.

**roan**

ELECTRONICA INDUSTRIAL OFICINAS Y TALLERES  
MOLINA 39, TELF. (91) 315 18 54 - 315 18 95  
28029 - MADRID

**Electrónica ALVARADO**

**COMPONENTES ELECTRONICOS**

Gran surtido en semiconductores

TRANSFORMADORES  
TRANSISTORES  
DIODOS  
CONDENSADORES  
INSTRUMENTACION  
HERRAMIENTAS  
CAJAS Y KITS

Calle JAEN, n.º 8  
(Metro Alvarado)  
Tel.: 233 08 27  
28020 MADRID



**ELECTROSON**  
MADRID, S.A.

**COMPONENTES  
ELECTRONICOS**

DUQUE DE SESTO, 15  
28009 MADRID

TEL. 431 14 80  
FAX 576 03 75

**ELECSON**

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

- COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS
- KITS DE MONTAJES

Manuel Carmona, 4  
28019 MADRID

Teléf.  
472 28 29  
472 92 74



# ELECTRONICA

*fácil*

Nº 3/1992 650 ptas.

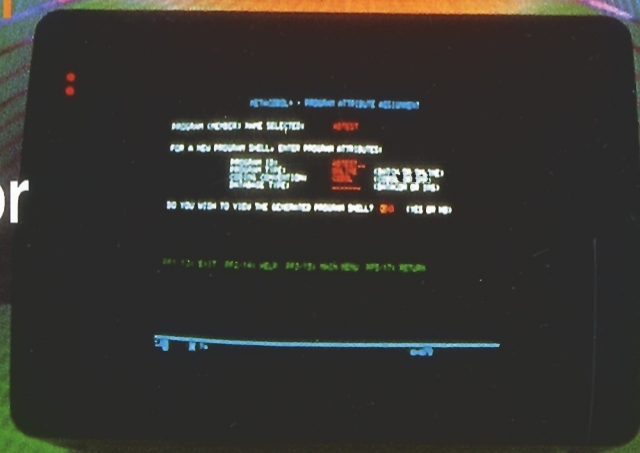
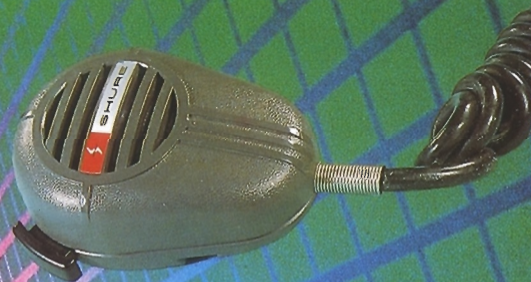
(Canarias 650 ptas.)

Incluye  
circuito impreso

**CURSO DE AUDIO**  
Los micrófonos

**QUE ES  
COMO FUNCIONA**  
La televisión  
de alta definición

**MONTAJE**  
Intercomunicador  
para motoristas



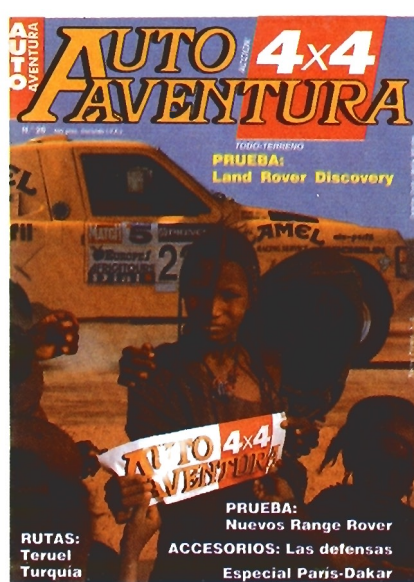
TRUCOS Y APLICACIONES S...asicos

TODOS LOS MESES  
EN SU QUIOSCO

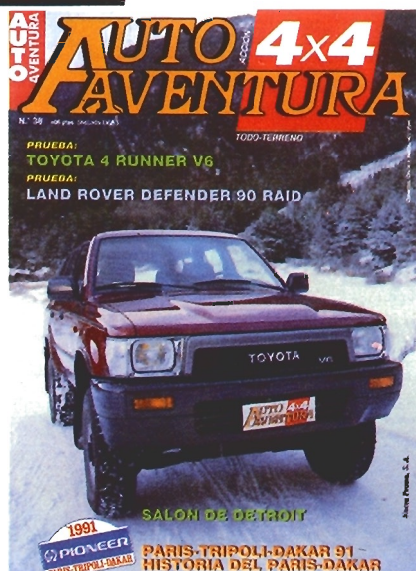




*Tu revista  
del  
TODO-TERRENO  
y la  
AVENTURA*



*np*



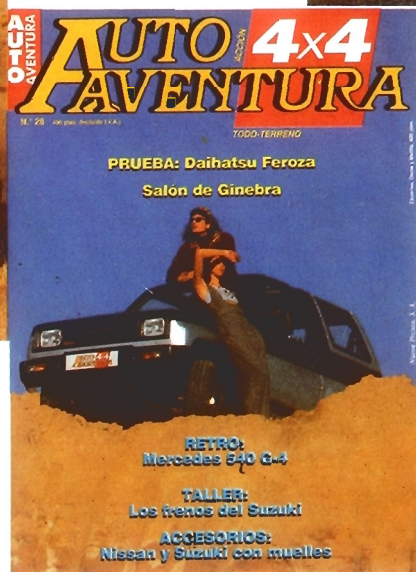
*np*



*np*



*np*



*np*



*np*



*np*

*... es otra publicación de  
EDITORIAL NUEVA PRENSA, S. A.*