

# elektor

N.º 152  
1993

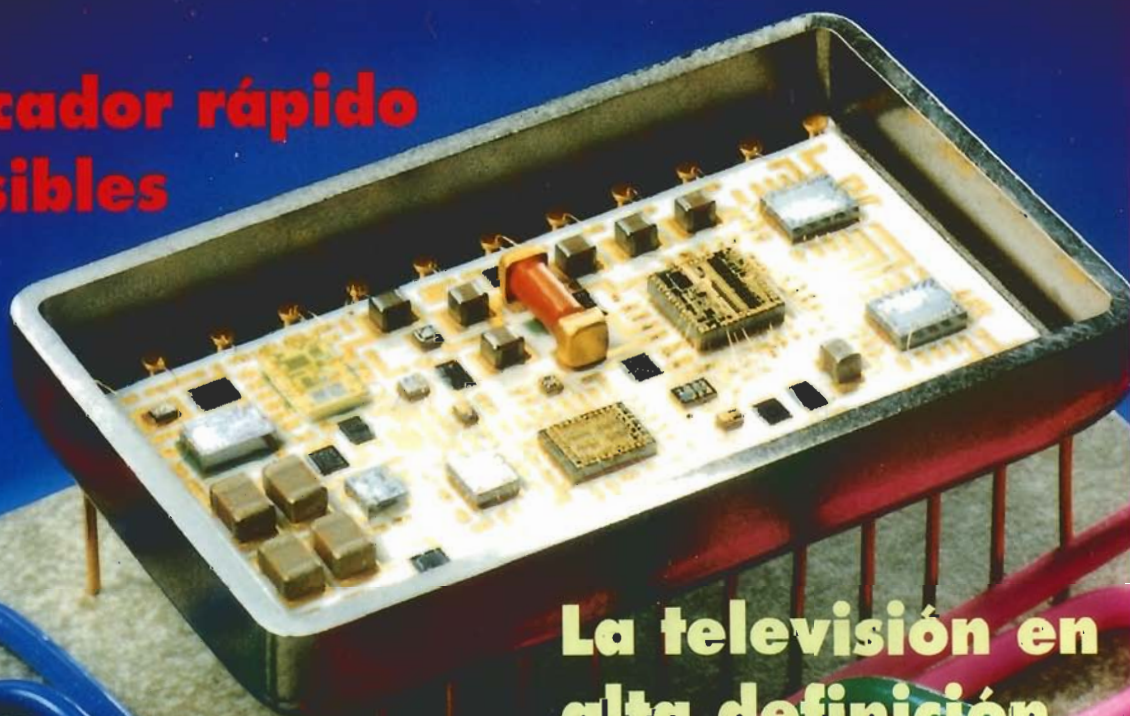
550 Ptas.  
(incl. I.V.A.)

electrónica: técnica y ocio

**Redes de área local (II)**

**Sintetizador controlado  
por ordenador**

**Verificador rápido  
de fusibles**



**La televisión en  
alta definición**

**Preamplificador de  
audio híbrido**



# SUMARIO

## ARTICULOS

<b>Preamplificador de audio híbrido .....</b>	1-12
Un circuito que combina las ventajas de las válvulas y los transistores.	
<b>Fusible electrónico.....</b>	1-20
Para evitar la necesidad de usar una gran cantidad de fusibles en nuestras pruebas.	
<b>Verificador rápido de fusibles .....</b>	1-24
Comprobemos fácilmente el estado de cualquier fusible sospechoso.	
<b>La televisión de alta definición .....</b>	1-28
Una revisión de los diferentes estándares de TV en alta definición.	
<b>Sintetizador controlado por ordenador .....</b>	1-36
Un equipo muy práctico y económico para la obtención de cualquier frecuencia en un amplio rango.	
<b>Generador de onda senoidal controlado por ordenador .....</b>	1-54
Otro nuevo diseño de generador aunque en este caso orientado hacia la audiofrecuencia.	
<b>Las redes locales (II) .....</b>	1-62
Continuamos con esta serie dedicada a conocer y resolver los problemas en este tipo de redes	
<b>Detector de latidos del corazón .....</b>	1-68
Un amplificador que permite hacer audibles los latidos del corazón.	

## SECCIONES

Teletipo .....	1-08
Las placas de circuito impreso .....	1-41
Mercado .....	1-72
Libros .....	1-78
Anuncios breves .....	1-80

### En nuestro próximo número:

- Las redes locales (yIII).
- Preamplificador de audio con control digital.
- La fotografía en compact disc.
- Circuito recuperador de baterías de Ni-Cd.
- Belios y decibelios.

AÑO 13, Núm. 152 ENERO 1993

**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  
J. JOSE ANDRES CARBAJAL

**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.)  
Cerro 520  
BUENOS AIRES ARGENTINA

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

**Impresión:**  
Pentacrom:  
C/ Miguel Yuste, 33. Madrid  
Depósito legal: GU.3-1980  
ISSN 0211 -397X  
Impreso en España  
PRINTED IN SPAIN

*Estimado lector:*

**P**ara este primer ejemplar de la revista Elektor de 1993 hemos preparado algunos artículos realmente interesantes de ciertos temas que no se han tratado con anterioridad y que sin duda resultarán muy útiles para muchos de nuestros lectores.

Hablaremos en primer lugar los dos montajes dedicados a los fusibles. Este es quizá un tema en el que no hemos publicado prácticamente ningún artículo con anterioridad, pero que reúne una serie de características que le hacen interesante, especialmente cuando estamos probando algún equipo que presenta fallos en la alimentación, con lo que lo más probable es que la detección de tal fallo acarree el consumo de numerosos fusibles. Para evitarlo presentamos un circuito que emula perfectamente el comportamiento de un fusible pero de forma totalmente electrónica. Además, incluimos también un comprobador o verificador del estado de aquellos fusibles sobre los que tenemos dudas acerca de su estado.

Otro de los temas que tratamos también con amplitud es el de la síntesis mediante PC de señales analógicas. Ofrecemos para ello al lector dos diseños, uno de los cuales es realmente simple y económico, permitiendo alcanzar hasta los 10 MHz y el otro, de mayor complejidad, abarca perfectamente y con mucha precisión la gama de la audiofrecuencia.

Ya en el tema del audio, presentamos un sorprendente Preamplificador híbrido de válvulas y transistores que combina las ventajas de ambos dispositivos para conseguir una respuesta de gran calidad.

Otro de los circuitos que presentamos y que podríamos encuadrar en este mismo tema es un Amplificador que permite detectar los latidos del corazón y hacerlos audibles a través de unos cascos auriculares.

Por último, reseñar la segunda parte de la serie que venimos dedicando al análisis y solución de los problemas que pueden presentarse en las modernas redes locales y el artículo en el que se exponen los últimos avances en el desarrollo de la TV de alta definición.




#### DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido teórico de Elektor, sino también a las ilustraciones y circuitos impresos, incluido su diseño, que no se les permite ser reproducidos.

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 no publicar, traducirlo o utilizarlo para sus otras ediciones y actividades pagando por ello según tarifa que aparece en uso.

Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, clasificados 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.

## circuits 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: Visualiza-		
ador .....	*81101-1	1.500

Programad de procesos: Alimenta-		
tor .....	*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
8úffers entrada p/analizador lógico .....	*81577	1.000
Voltímetro 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
Cronoprosesador universal:		
Display - Teclado .....	*81170-2	1.900

### E29: OCTUBRE 1982

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

### E30: NOVIEMBRE 1982

Elcción .....	*82066	800
Módulo capacímetro .....	*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-clad .....	*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 progra-		
mable .....	*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
Decodificador RTTY .....	*83044	1.300
Detector de heladas .....	*83123	700

### E46: MARZO 1984

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

### E47: ABRIL 1984

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

### E48: MAYO 1984

Crono-Maestro:		
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 .....	*84001	2.400

### Capacímetro:

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 .....	*83553	1.050
Convertidor D/A sin pretensiones .....	*83558	915
Generador de miras 8/N con inte-		
grado .....	*83551	750

### E52: SEPTIEMBRE 1984

Elabrinto:		
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 .....	*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 batimétrica:		
Placa principal .....	*84062	2.305

# EPS

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
Flashmetro.....*	84081	1.620
Ternoregulador para soldador.....*	84112	1.090
Frecuencímetro a $\mu$ P:		
Circuito principal.....*	85013	4.800
Visualizador.....*	85014	1.975
Oscilador.....*	85015	925
Panel frontal.....*	84097 F	4.400
Limpiador impulsos casete p/ZX-81.....*	84075	1.680
<b>E61 JUNIO 1985</b>		
Autodim.....*	84096	1.100
Alimentación alterna.....*	84035	1.180
Etapas de entrada a 1,2 GHz.....*	85006	1.900
Amplificador híbrido de 30W.....*	85001	1.450
Fundido diapositiva UP/CP.....*	84115-1	4.230
Fundido diapositiva UP/placa potenc.....*	84115-2	2.600
Selector de Eproms.....*	85007	1.600
<b>E62/63 JULIO/AGOSTO 1985</b>		
Protector de alimentación.....*	84408	920
Frecuencímetro.....*	84462	2.055
Alimentación para microordenador.....*	84477	2.230
Alarma para frigorífico.....*	84437	1.050
Convertidor VHF/AIR.....*	84438	1.470
Analizador línea RS-232.....*	84452	1.370
Timbre musical.....*	84457	1.135
<b>E64: SEPTIEMBRE 1985</b>		
Modulador UHF.....*	85470-2	2.450
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
Pórtier gráfico X-Y.....*	85020	5.350
Cuentarevoluciones.....*	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 $\mu$ P.....*	85447	935
Pream. microf. con silenciador:		
Versión simétrica.....*	854501	790
Versión asimétrica.....*	85450-2	1.100
Mezclador de audio.....*	85463	4.430
Trazador 6502.....*	85466	1.070
Vúmetro para discoteca/CP.....*	85470-1	1.225
Vúmetro para disc/Visualizador.....*		
Monitor maquetas trenes.....*	85493	1.375
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>		
Megáfono.....*	86004	1.150
Altavoz satélite.....*	86016	1.085
Alimentación doble/PF.....*	86018-F	1.605
Alimentación doble:		
Pre regulador.....*	86018-2	1.127
<b>E78: NOVIEMBRE 1986</b>		
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
Doblar de tensión.....*	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida b.....*	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 osciloscopio.....*	86135	1.787
Ecuador para guitarra.....*	86051	1.980
Vúmetro estéreo.....*	87022	600
<b>E90: NOVIEMBRE 1987</b>		
Gerador senoidal digitalizado/CP.....*	87001	2.805
Gerador senoidal digitalizado/PF.....*	87001-F	2.040
Preamplificador de válvulas:		
<b>E91: DICIEMBRE 1987</b>		
Distribuidor MIDI.....*	87012	2.770
ARGUS, mini detector de metales.....*	86069	1.225
Preamplificador a válvulas:		

Alimentación control de relés.....*	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 facsímil.....*	87038	2.715
Bitfase, efectos sonoros.....*	87026	3.785
<b>E95: ABRIL 1988</b>		
Receptor para BLU en 20 y 80 m.....*	87051	3.920
<b>E96: MAYO 1988</b>		
Autobomba.....*	86085	2.676
Polímetro digital auto-rango.....*	87099	1.755
<b>E97 JUNIO</b>		
Bus de expansión para MSX.....*	86003	6.795
Cargador baterías aliment. p/baterías.....*	87076	3.205
<b>E98/99: JULIO/AGOSTO 1988</b>		
Amplif. corrector tonos monochip.....*	87405	1.225
Oscilador en puente de Wien variable.....*	87441	570
Analizador del factor de trabajo.....*	87448	1.560
Amplificador de auriculares.....*	87512	2.375
<b>E100 SEPTIEMBRE 1988</b>		
Preamplif. alta calidad p/microfono.....*	87058	915
Detector pasivo de infrarrojos.....*	87067	1.210
Transmisor equilibrado p/línea BF.....*	87197	2.780
<b>E102: NOVIEMBRE 1988</b>		
Generador de sonidos estéreo para $\mu$ P.....*	87142	1.930
Generador de sonidos estéreo para $\mu$ P.....*	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 $\mu$ C (placa de procesador).....*	880016-1	6.050
Fuente gobernada por $\mu$ C (placa de regulación).....*	880016-2	3.940
Fuente gobernada por $\mu$ C (placa de visualización).....*	880016-3	4.715
Fuente gobernada por $\mu$ C (panel frontal).....*	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación).....*	880042	1.345
<b>E107: ABRIL 1989</b>		
Interruptor red controlado p/carga.....*	86099	1.505
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador (placa adaptación).....*	880016-4	210
<b>E108: MAYO 1989</b>		
LFA-150, amplificador de tensión.....*	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador de corriente.....*	880092-2	2.095
Sintetizador radio controlado p/ $\mu$ P.....*	880120-2/3	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 $\mu$ P.....*	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. Decodificador de locomotora.....*	87291-1	1.325
Reforzador de armónicos.....*	880167	1.705
Interruptor red controlado por carga.....*	86099	1.505
<b>E113: OCTUBRE 1989</b>		
Convertidor VLF.....*	880029	1.175
Regulador AF para tubos 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)	
<b>E114: NOVIEMBRE 1989</b>	
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
<b>E115: DICIEMBRE 1989</b>	
Regulador de velocidad para reproductores de CD.....880165	3.196
<b>E117: FEBRERO 1990</b>	
Telemando via red/emisor.....TE049A	1.648
Telemando via red/receptor.....TE049B	1.705
Temporizador fotográfico.....TE057/85	858
<b>E118: MARZO 1990</b>	
Intercomunicador para motoristas.....058/86	633
Sonda lógica de tensión.....048/86	523
Reactancia para fluorescente.....047/86	518
Robot riegamacetas.....043/86	1.565
Regulador de luz por tacto.....029/86	1.676
<b>E119: ABRIL 1990</b>	
Convertidor estético de tensión.....TDE030/85	1.122
Fuente de alimentación universal.....TDE 031/85	659
Termómetro para polímetroTOE.....018/85	1.510
<b>E120: MAYO 1990</b>	
Generador de campo acústico.....90V045	3.097
Frecuencímetro (doble cara).....90V044	3.339
Conmutador RS232.....90V041	3.516
<b>E121: JUNIO 1990</b>	
Medidor de ionización.....90V051	1.488
Silenciador de audio.....90V054	1.568
Comprador VCR.....90V043	1.328
Analizador E/S:	
Tarjeta de doble cara.....*90V052	6.050
<b>E122/123: JULIO/AGOSTO 1990</b>	
Analizador E/S:	
Circuito principal.....*90V053	5.600
Fuente alimentación universal de laboratorio:	
2 placas.....*90V061	5.300
Detector MORSE RTTY:	
Placa grande.....*90V063	10.450
Placa pequeña.....*90V064	2.400
Limitador de volumen.....*90V062	2.910
<b>E124: SEPTIEMBRE 1990</b>	
Generador de impulsos:	
Conmutador Dip.....90V081	950
Conmutadores Rotativos.....90V082	1.275
Preamp para G Eléctrico:	
Tarjeta principal.....90V083/3	4.250
Etapa reverberación.....90V083/2	3.700
Placa conmutadores.....90V083/1	2.068
<b>E126: NOVIEMBRE 1990</b>	
Disco estado sólido para PC.....EPS9OV091	12.870
<b>E127: DICIEMBRE 1990</b>	
Indicadores digitales para el automóvil:	
Medidor combustible (doble cara).....90V103	2.025
Indicador dos dígitos (doble cara).....90V102	2.025
Medidor de vacío.....90V104	950
Medidor tensión, temperatura 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
Filtro vocal efectos sonoros.....90V120	1.600
Indicador 3 dígitos doble cara.....90V101	2.025
<b>E129: FEBRERO 1991</b>	
Tarjeta de Memoria para Laser-Jet.....90V125	3.773
Laser de bolsillo.....90V12	6.850
Conmutador de vídeo y audio.....90V123-1	915
<b>E130: MARZO 1991</b>	
Secráfono 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
<b>E131: ABRIL 1991</b>	
Amplificador de audio (Fuente AC).....9 1V0 1 6	1.850
Monitor de la red eléctrica.....91V012	1.525
Fuente Universal.....91V024	825
Medidor de radiación.....91V021-1	2.560
<b>E132: MAYO 1991</b>	
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).....9 1 V02 1-2	2.420
<b>E133: JUNIO 1991</b>	
Simulador Subwoofer.....91V042	2.920
Pestaurador de las señales de vídeo.....91V041	4.745
Generador de barrido de audio.....91V043	4.411
<b>E134 135: JULIO-AGOSTO 1991</b>	
Selector automático de resistencias.....91V054	1.707
Fuente solar (convertor).....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
<b>E136: SEPTIEMBRE 1991</b>	
Comprador de memorias.....1V063	2.697
Sistema de bloqueo de llamadas telefónicas.....91V061	4.885
Generador sónico de alta intensidad.....91V062	987
<b>E137: OCTUBRE 1991</b>	
Editor de vídeo 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
<b>E138: NOVIEMBRE 1991</b>	
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
<b>E139: DICIEMBRE 1991</b>	
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 mlnlatura.....91V1095	1.462
<b>E140 ENERO 1992</b>	
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
<b>E141 FEBRERO 1992</b>	
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
<b>E142 MARZO 1992</b>	
Analizador de distorsión armónica.....92V105	5.060
Fusible electrónico.....92V106	2.387
Música en espera para teléfono doble cara.....92V107	3.050
<b>E143 ABRIL 1992</b>	
Controlador de descarga de baterías.....92V108	4.190
Alarma para local.....92V109	2.140
Osciloscopio con monitor de vídeo.....92V110	1.512
<b>E144 MAYO 1992</b>	
Interrupción de red programable (Base de tiempo).....92V201A	1.575
Interrupción de red programable (Contador decodificador).....92V201B	2.075
Interrupción de red programable (Alimentación).....92V201C	937
Hyper Clock.....92V202	11.575
<b>E145 JUNIO 1992</b>	
Interface MIDI para PC.....92V302	4.050
Amplificador de potencia para autorradio.....92V301	9.460
<b>E146/147 JULIO/AGOSTO 1992</b>	
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
<b>E148 SEPTIEMBRE 1992</b>	
Pedal para guitarra electrónica (Doble cara).....92V802	3.210
Fuente conmutada para laboratorio.....92V801	2.909
Controlador para luces de automóvil.....92V805	2.261
Comprador de cables.....92V803	3.210
Termostato electrónico.....92V804	1.935
Relé de estado sólido.....92V806	840
Protector de altavoces.....92V805	3.442
<b>E149 OCTUBRE 1992</b>	
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
<b>E150 NOVIEMBRE 1992</b>	
Comprador de baterías de automóvil.....92V1001	3.290
Sencillo frecuencímetro digital.....92V1002	2.154
Llave de protección para el PC (Doble cara).....92 V1003	3.658
El mini-transmisor de FM.....92V1004	1.418
<b>E151 DICIEMBRE 1992</b>	
Control de motores paso a paso con un PC.....92V1101	2.385
Generador de sonido relajante.....92V1102	1.882
Decodificador de sonido envolvente.....92V1103	2.596

## Este mes...

### Elektor núm. 152. Enero 1993

Referencia

P.V.P

Fusible electrónico.....EPS93V 01	2.430
Detector de latidos del corazón.....EPS93V 02	1.882
Verificador rápido de fusibles.....EPS93V 03	2.120
Sintetizador controlado por ordenador.....EPS93V 04	4.520

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

**En este artículo presentamos un diseño de audio de alta calidad realizado con válvulas y transistores.**

# **PREAMPLIFICADOR DE AUDIO HÍBRIDO**

En nuestra revista ya han aparecido algunos artículos dedicados a los preamplificadores de sonido y a los circuitos de este tipo; y, aunque en ocasiones parezcan diseños novedosos, algunos de ellos tienen hasta 6 años de antigüedad.

Ocurre como en el campo de la música, donde es posible que muchos aficionados hayan actualizado y mejorado su equipo para poder usar discos compactos y, al propio tiempo, dispongan de una gran cantidad de discos de vinilo sin utilizar. También hay que tener en cuenta que, conforme pasa el tiempo, los diseñadores se hacen cada vez más pragmáticos. La mecánica consiste simplemente en emplear el mejor dispositivo para el trabajo que se va a realizar, con independencia de las modas del momento; lo cual se refleja en este montaje de varias formas: por ejemplo, se utilizan válvulas cuando su única función va a consistir en proporcionar al montaje algo de

margen y, por el contrario, se han desechado a favor de los transistores cuando se necesitaba que los dispositivos fueran de bajo ruido.

Un dispositivo híbrido de este tipo tiene la ventaja de extraer el máximo potencial de cada mecanismo. Por ejemplo, se podría necesitar una línea de alta tensión, de hecho de varios cientos de voltios, para permitir el acoplamiento directo entre válvulas. Utilizando los transistores junto a las válvulas se logra el diseño de un buen preamplificador con una tensión de funcionamiento relativamente pequeña y un completo acoplamiento de CC entre las etapas.

Unas tensiones de funcionamiento más bajas permiten emplear una mayor cantidad de componentes estándar. Por ejemplo, en términos de válvulas, 100 microfaradios es una gran capacidad; y se pueden obtener capacidades de 4.700 microfaradios/100 voltios al mismo precio. En la etapa de entrada, un bajo ruido

es un requisito previo natural, y si se utilizaran válvulas en este lugar, habría que contar con una fuente de alimentación estabilizada para los calentadores, aún a pesar del zumbido de 60 dB por debajo de 5 mV en una fuente de alimentación de CA; más aún, la fuente de captación del zumbido de la alimentación procedería, precisamente, de los cables que transportan los 6 voltios de corriente alterna en torno al sensible circuito de entrada.

Se piensa que cualquier nuevo diseño de preamplificador sólo será aplicable, por sus usuarios potenciales, a equipos obsoletos. La mayoría de las fuentes de señal, excepto los fonocaptadores, son de la variedad "plana", lo que significa que no necesitan una ecualización especial. Todo lo que se requiere es proporcionar un nivel adecuado para poder excitar el amplificador de potencia. Esto se aplica especialmente a las fuentes que tienen, en cualquier caso, una gran salida, lo cual nos

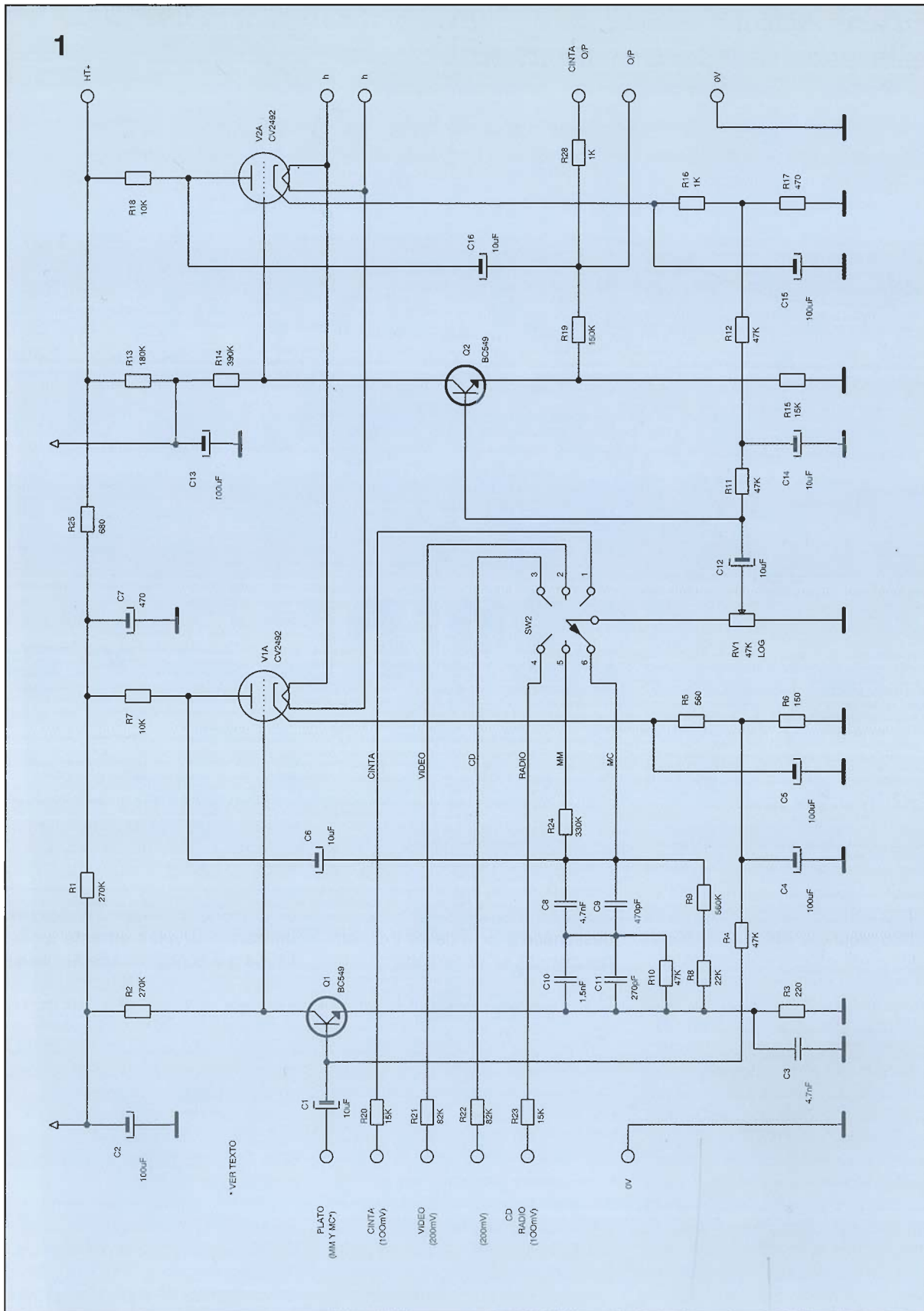


Figura 1.- Esquema del circuito del preamplificador híbrido en el que se puede ver uno de sus canales.

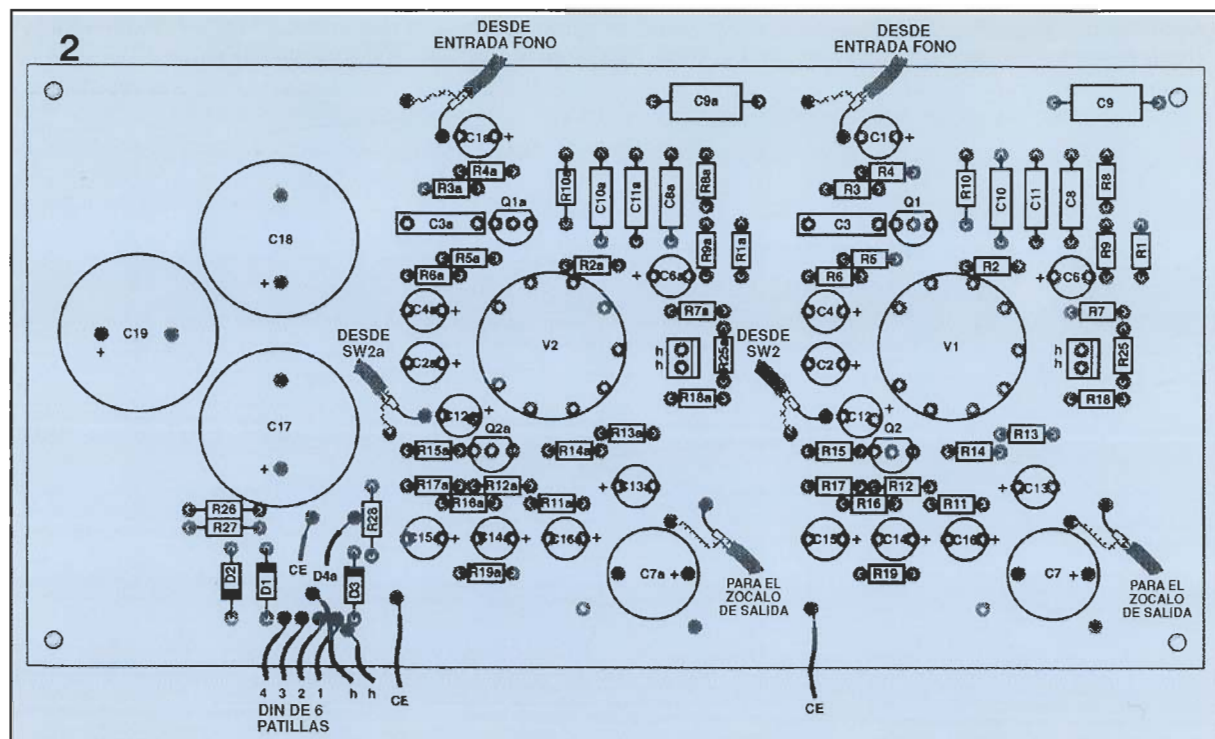
lleva de forma natural a considerar el problema del nivel de salida. Por desgracia, estos prototipos son bastante restrictivos, y muchos amplificadores necesitan varios cientos de milivoltios para sufrir recorte de señal. Sin embargo, puede que éste

no sea necesariamente el caso. Si se pretende que un preamplificador tenga variedad de usos, es necesario que sea capaz de alimentar cualquier amplificador existente. Con esta finalidad, el circuito se ha diseñado para proporcionar una salida

de 775 mV cuando se excita con la señal adecuada.

Volviendo al asunto de la ecualización del fonocaptor, señalaremos que los fonocaptos magnéticos se pueden incluir en dos variedades básicas, imán móvil y bobina móvil.

**Figura 2.-**  
Disposición de  
componentes del  
preamplificador  
híbrido.



Este preamplificador ha sido diseñado para funcionar principalmente con las salidas de bajo nivel de los imanes móviles. Sin embargo, tiene la suficiente ganancia como para que se pueda utilizar con las salidas de elevado nivel de bobina móvil. Pero hay que ser cuidadosos, pues muchos de los nuevos amplificadores integrados se han diseñado para funcionar con ambos tipos de cartucho fonocaptor por el incremento de la densidad de corriente en el primer transistor mediante la utilización de un conmutador. Aunque tal solución funcione, no obstante lleva implícitos ciertos riesgos: cuando se dispone de una bobina móvil, ésta por lo general sonará mejor si se hace pasar inicialmente su señal a través de un amplificador dedicado.

Se puede utilizar cualquier amplificador elevador de señal con el circuito en la forma que está publicado; pero en el audio, como en la vida real, la moda impera y, aunque todo lo antedicho está muy bien, sin embargo, esa acción podría desvirtuar el propósito principal de la alta fidelidad y, en consecuencia, se produciría un equipo preciso en lugar de uno que sonara "bien". Sin embargo, aunque es verdad que no seremos capaces nunca de producir un equipo perfecto, sin distorsión ni ruido, no por ello debemos renunciar a seguir intentándolo y, en cualquier caso,

el objetivo de obtener un equipo con una reproducción muy precisa nunca es una tontería.

La perfección en el sonido, se logrará cuando todas las distorsiones y ruidos se mantengan por debajo del nivel audible, es decir, al final teóricamente posible sin la necesidad de tener cero imperfecciones; mientras esto no se haya logrado definitivamente, estaremos limitados por la calidad de sonido de la fuente sonora.

### La etapa del fonocaptor

De todos los circuitos de audio el mayor reto lo constituye la realización de la etapa ecualizadora del fonocaptor. Aquí se tiene un circuito que necesita un bajo ruido, una linealidad excepcional y una ecualización precisa. Esto es algo difícil de conseguir, como puede imaginarse. Para aumentar la dificultad, la impedancia del cartucho fonocaptor varía con la frecuencia y es de bajo nivel de salida. Se pueden emplear varios métodos con objeto de lograr la respuesta de salida deseada, y la mayoría de ellos ya aparece en las páginas de las publicaciones especializadas de vez en cuando.

Este circuito utiliza una variación de otro más popular, el amplificador con realimentación no

inversora. La ecualización se logra mediante la variación de la impedancia en el bucle de realimentación de un amplificador de elevada ganancia. Para explicar la forma en la que trabaja, habrá que hacer referencia al esquema del circuito.

El extremo frontal del diseño es vital y consiste en un transistor de bajo ruido funcionando en modo de emisor común. Las señales procedentes del cartucho fonocaptor se aplican a Q1 a través del condensador de bloqueo de CC C1. Como la realimentación negativa se aplica al emisor de Q1, la impedancia de entrada que se ve en la base de Q1 es muy elevada y se encuentra en paralelo con R4, que tanto polariza al amplificador como ajusta la impedancia de entrada al valor requerido de 47 K.

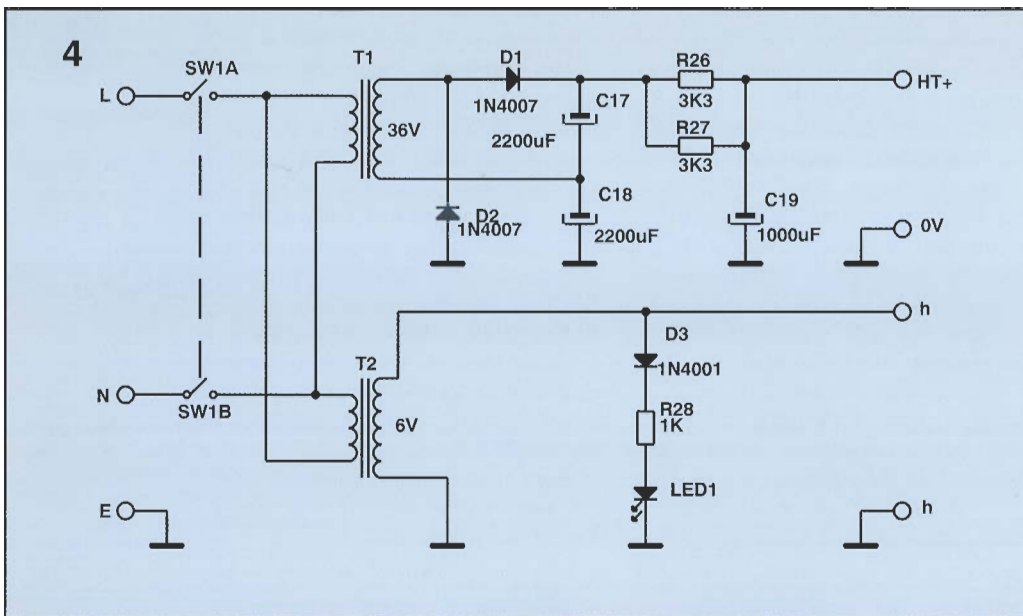
Para mantener el nivel de ruido bajo, la corriente del colector y la tensión colector emisor deben permanecer a un valor mínimo. También la ganancia en bucle abierto se debe mantener elevada: R2 asegura que se logra el último requerimiento. El nivel de corriente para obtener un nivel de ruido óptimo se puede obtener de la relación:

$$I_c = (H_{fe}) 0,5 / [40 \times R_s]$$

En la que  $R_s$  es la resistencia de la fuente.

De nuevo se complica todo. Un cartucho fonocaptor de imán móvil consiste en un generador de tensión en serie con una pequeña





**Figura 4.-**  
Sección de la  
fuente de  
alimentación que  
suministra la AT  
y la BT.

Afortunadamente, la utilización de una fuente de alimentación de alta tensión ayuda bastante. Se ha utilizado una red de desacoplamiento RC para suministrar la tensión a la etapa, y cuando se emplea el conocido regulador 317T para este trabajo puede ocurrir que el sonido se encuentre inmerso en el ruido blanco que genera este dispositivo. Ahora, vayamos a por la segunda etapa del ecualizador, es decir, ocupémonos de la válvula.

A primera vista, podría extrañar el uso de una válvula en esta posición; sin embargo, parece que este es el mejor dispositivo que se puede utilizar en ese lugar del circuito para realizar el trabajo, ya que cuenta con todas las características idóneas. Mirando la rejilla, el transistor "ve" una impedancia de aproximadamente 100 Megaohmios, de manera que en esta etapa se halla trabajando esencialmente en forma de circuito abierto, es decir, el transistor no tiene carga; también, se necesita sólo una pequeña cantidad de ganancia en esta etapa, la cual se encargará de proporcionar simplemente la válvula. La ganancia en tensión proporcionada es muy lineal, aproximadamente 10 veces más que con una etapa de transistores.

La válvula también puede trabajar con una razonable elevada corriente, de forma que produce una reducida impedancia de salida para alimentar el bucle de realimentación. Hay que señalar que el acoplamiento de CC entre el transistor y la válvula no precisa transistores

difíciles de encontrar o que resulten caros. El resultado es una mejor respuesta transitoria.

La realimentación negativa se aplica a través de R4, que se encuentra conectada a la unión de R5 y R6, y a la carga del cátodo de V1. C5 y C4 desacoplan el circuito del cátodo a masa.

Ahora hay una etapa muy lineal de bajo ruido que todavía se adapta a la ecualización RIAA y que contiene la ganancia correcta para el cartucho fonocaptor. Los cartuchos fonocaptore magnéticos tienen una salida que es proporcional a la velocidad de surco. De nuevo, diferentes unidades cuentan con salidas diferentes. Generalmente, se puede decir que un cartucho fonocaptor de buena calidad tiende a proporcionar una salida menor que otro de calidad mediocre. La salida media suele ser de 1 mV/cm y la sensibilidad de entrada está basada en un promedio de la velocidad de surco de 5 cm/s.

La ganancia del circuito depende, por lo tanto, del valor de R3. Se ha utilizado una resistencia de 220  $\Omega$  en este lugar para asegurarse de que funciona con los cartuchos fonocaptore de baja salida. Si el cartucho fonocaptor tiene una salida mayor se puede sustituir por una resistencia de 470  $\Omega$  sin necesidad de modificar el circuito. Ahora, la ecualización, como es lógico pensar, debe seguir la curva del estándar RIAA.

Reduciendo a la forma más sencilla el circuito básico propuesto, observamos que dispone de dos circuitos reactivos: R8/9,

C10/11 y R11, C8/9. A causa de la interacción entre las dos redes que abarcan al ecualizador, la constante de tiempo no es la que cabría esperar de los puntos de ruptura en la curva estándar RIAA. La red empleada, de 7 elementos, proporciona la curva correcta dentro de 0,1 dB entre 20 Hz y 20 KHz, procurando utilizar componentes del 1%. No deben sustituirse los condensadores de poliestireno.

El objetivo de lograr la ganancia unidad en los requerimientos del diseño es para proporcionar una elevada relación de sobrecarga. Hay una gran cantidad de errores de concepto sobre este hecho en el diseño de preamplificadores. La relación de sobrecarga es la relación entre la entrada nominal y la que podría llevar a la etapa al recorte de señal. Las grabaciones raramente contienen velocidades de surco superiores a 25 cm/s, incluso en los discos grabados en directo. La razón de requerir una elevada relación de sobrecarga es muy simple: en el mundo real no existen circuitos perfectamente lineales, de forma que el audio no se diferencia de forma especial en este aspecto.

Sin embargo, si se considera la característica de transferencia como una línea casi recta se tiene que cuanto menor es la sección de la línea recta que atraviesa la señal más lineal será la salida. En un circuito amplificador de clase A, al que pertenece este diseño, la distorsión y todos los tipos de no linealidad son directamente proporcionales al nivel de salida.

Realmente, llevando las cosas al extremo, el amplificador perfecto es aquel con una señal cero; obviamente, a causa de que tiene distorsión cero. Por supuesto que, si se apaga, también podría obtenerse incluso un mejor amplificador, pues en este caso tampoco tendría ruido.

Finalmente, permítasenos una advertencia dirigida especialmente a quienes encuentran fallos en los circuitos. En el diseño de este circuito se han eliminado todos los inconvenientes que son obvios; por ejemplo, no se ha considerado necesario alimentar los calentadores de las válvulas a partir de una fuente de CC.

¿Por qué?; porque el efecto del zumbido del tubo cuando se hacen funcionar a partir de CA se ha exagerado en gran medida. El nivel del zumbido de la válvula es, como mínimo, 60 dB inferior con

una entrada de 5 mV. Cuando se utiliza como segunda etapa la señal aplicada a la rejilla es a lo sumo diez veces superior, por lo que logra una relación S/R mejor: de 80 dB. Pero esto no es todo pues, además, la realimentación negativa en conjunto reducirá el nivel del zumbido en la salida en diez, con lo que resulta un nivel de zumbido por debajo de 100 dB.

Ha de tenerse en cuenta que la máxima relación S/R que se puede obtener de un cartucho fonocaptor viene determinada por el ruido natural generado por las resistencias de las bobinas del fonocaptor. Como estas suelen ser normalmente del orden de 1 K, la última relación S/R que se puede obtener de un cartucho fonocaptor está limitada a -70 dB, incluso con el preamplificador menos ruidoso.

Seguidamente, consideraremos C6. Éste es del tipo electrolítico: "el horror de los horrores", si es que se puede decir así, para los amantes de la música. Sin embargo, a causa del bucle de realimentación, su distorsión se reduce por 10, a bajas frecuencias; y por 1.000 a 20 KHz. Incluso utilizando esos condensadores de elevado precio, realmente no se logrará que la mejora sea superior a las 1.000 veces. Los mismos argumentos se aplican a los restantes componentes utilizados en el bucle de realimentación.

De nuevo, se podría haber estabilizado la línea de alimentación para las válvulas. Cuando se intentó realizar esta operación, pudo comprobarse que aumentaba el nivel de ruido del circuito. Una red de desacoplo RC trabajaría mucho mejor en este caso.

Finalizada la descripción de la

etapa del fonocaptor magnético, nos ocuparemos ahora de la otra parte igualmente importante del circuito, esto es, de la etapa de línea. La función de esta etapa consiste en proporcionar salidas que ya son "planas" y dotarlas del nivel necesario para el amplificador. Este tipo de diseño tiene una característica importante que consiste en proporcionar una baja impedancia para poder utilizar líneas muy largas si se necesitan; todo lo cual habrá de llevarse a cabo sin que, al final, se perturbe la calidad de la señal original.

Como se mencionó anteriormente, se ha diseñado el equipo para proporcionar un nivel de línea estándar de 775 milivoltios, cuando se alimenta a partir de una entrada adecuada. La misma lógica se ha aplicado en esta etapa. Sin embargo, existe una excepción a la regla, y es que los reproductores de discos compactos tienen una elevada salida y no requieren equalización posterior. Esto permite que la señal pase directamente a la salida a través del control de volumen. Lamentablemente, estos "preamplificadores pasivos" suelen utilizar potenciómetros de 10 K; y puesto que la etapa de salida es invariablemente un amplificador operacional, esta carga aparecerá en paralelo con el bucle de realimentación existente.

La mayoría de los amplificadores operacionales comunes son incapaces de proporcionar sus mejores prestaciones cuando trabajan de esa forma. La razón es muy simple: los amplificadores operacionales funcionan con un par de miliamperios de corriente de reposo en la etapa de salida.

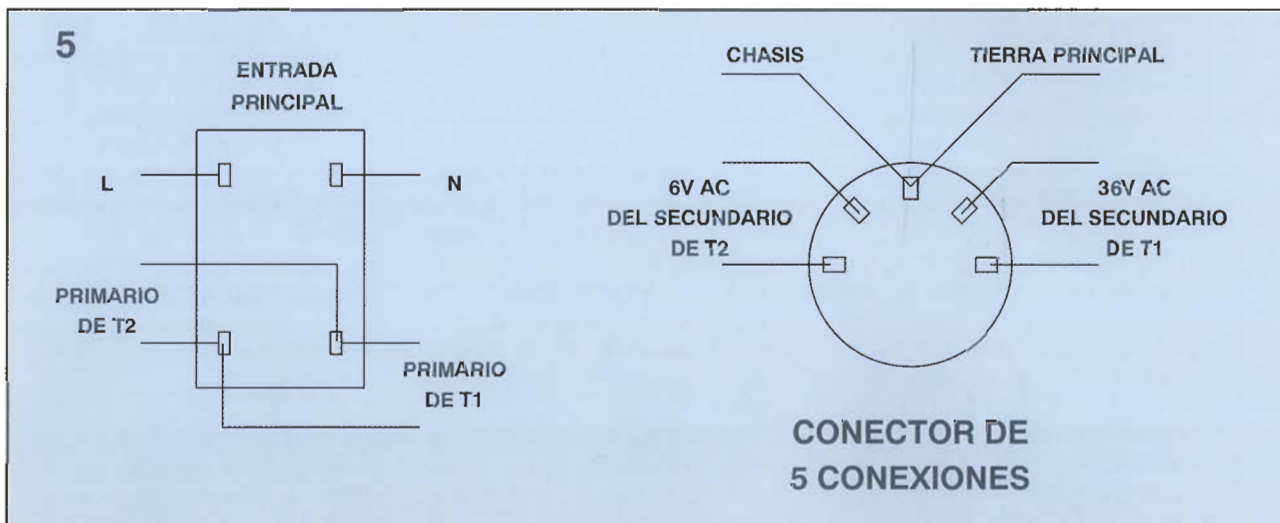
Cuando funciona con una elevada impedancia, la salida funciona en modo Push-pull de clase A; sin embargo, a medida que se reduce la impedancia, pasa a funcionar en clase AB con lo que se genera una distorsión innecesaria. De aquí que la mejor forma de evitar esto sea conectando la señal a una elevada impedancia, es decir, superior a 10 K. Una opción alternativa que podrían considerar los fabricantes de disco compacto podría ser la de cargar la etapa de salida con una fuente de corriente constante de 10 miliamperios. Ésta podría polarizar el último amplificador operacional para que se comportase en clase A. Sin embargo, no se intenta aquí eliminar la garantía de los fabricantes. Cualquiera que intente realizar una modificación de este tipo lo hace bajo su responsabilidad.

La fuente de alimentación se monta en una pequeña caja separada del preamplificador, lo cual permite una completa separación de las funciones y evita la captación de zumbido por el preamplificador. Las válvulas son dispositivos de alta impedancia y, en cuanto tal, muy propensos a captar ruido de los cables próximos, especialmente cuando transportan alta tensión. Sin embargo, al final se ha encontrado un uso para los enchufes DIN multipatilla y zócalos, los cuales transportan la tensión de línea entre la fuente de alimentación y el preamplificador.

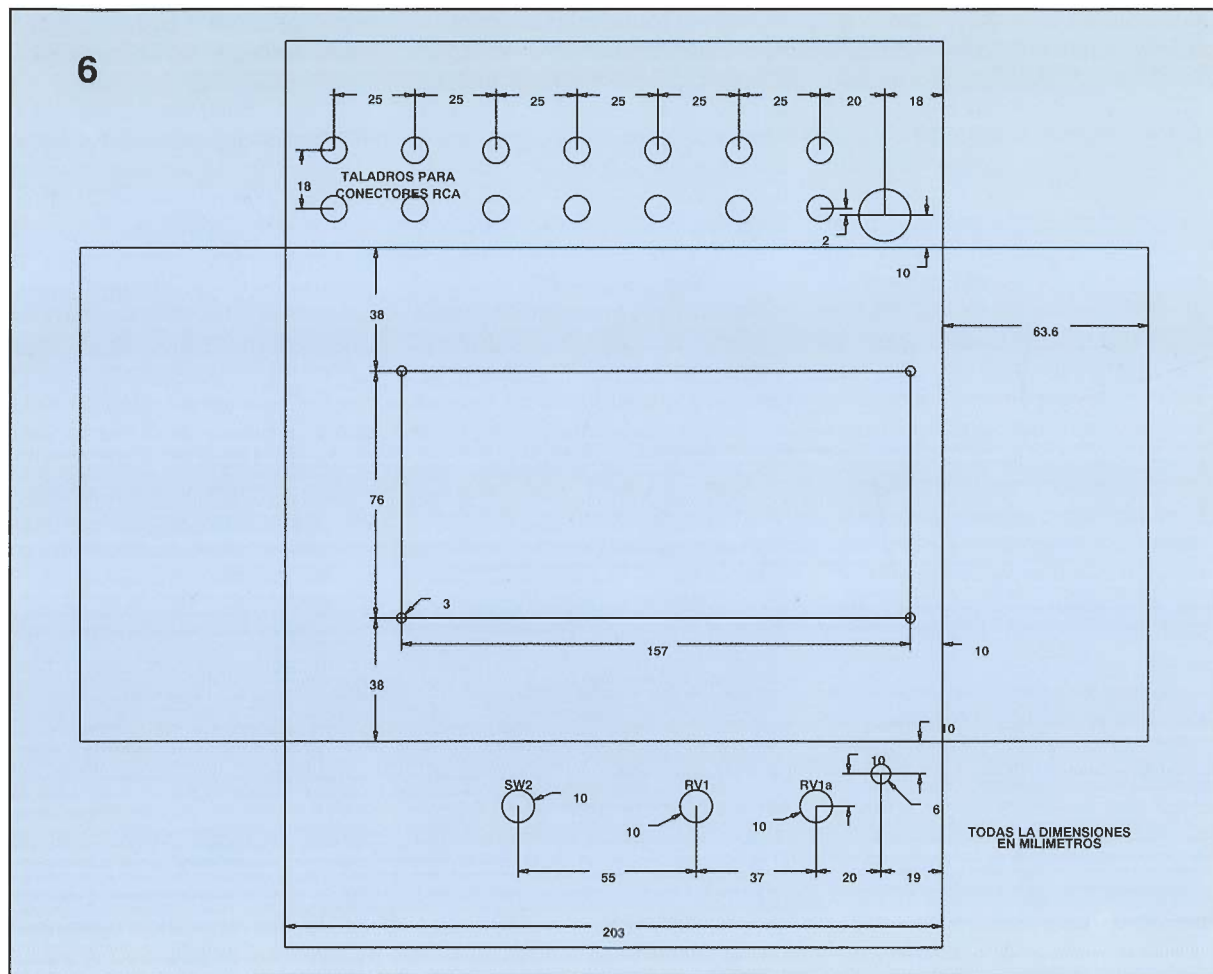
## Construcción

La mayoría de los componentes, incluyendo la válvula, se

Figura 5.-Detalle del cableado.



**Figura 6.-Detalles para el taladrado de la caja.**



### Lista de componentes

#### Resistencias

- R1, R2.- 270 K
- R3, R25.- 220  $\Omega$
- R4, R10-R12.- 47 K
- R5.- 560  $\Omega$
- R6.- 150  $\Omega$
- R7, R18, R28.- 10 K
- R8.- 22 K
- R9.- 560 K
- R13.- 180 K
- R14.- 390 K
- R15.- 15 K
- R16, R28.- 1 K
- R17.- 470  $\Omega$
- R19.- 150 K
- R20, R23.- 15 K
- R21, R22.- 82 K
- R24.- 330 K
- R26, R27.- 3K3
- R25.- 680  $\Omega$
- RV1, RV2.- potenciómetro logarítmico de 47 K

#### Condensadores

- C1, C12, C14.- 10  $\mu$ F / 50 V
- C2, C13.- 100  $\mu$ F / 63 V
- C3.- 4n7 poliester
- C4, C5, C15.- 100  $\mu$ F / 25 V
- C6, C16.- 10  $\mu$ F / 100 V
- C7.- 470  $\mu$ F / 100 V
- C8.- 4n7 sty. 1%
- C9.- 470 pstyr 1%.
- C10.- 1n5 pstyr 1%.
- C11.- 270 pstyr 1%.
- C17, C18.- 2200  $\mu$ F / 63 V
- C19.- 1000  $\mu$ F / 100 V

montan sobre una gran placa de circuito impreso; la plantilla de la misma se muestra en la Fig. 2. Muy pocos componentes merecen una atención especial, excepto aquellos que necesitan una polaridad determinada, y siempre habrá que asegurarse de que todos los componentes polarizados se insertan correctamente.

Después de montada la placa, se le dará la vuelta y se comprobará que no existe ninguna soldadura defectuosa, ni puentes de soldadura no deseados. Si todo está perfectamente, ya se puede pasar a la parte mecánica del trabajo.

La figura muestra con detalle el taladrado y, para facilitar el trabajo, se puede adherir y usarla de guía. Habrá que eliminar las rebabas del taladrado, antes de montar los zócalos, el potenciómetro y el conmutador. Hay que señalar que los orificios cuadrados se utilizan para los zócalos de audio multilínea.

Si la carcasa es de aluminio, el trabajo con ella será sencillo. Primeramente ha de recubrirse el panel con una cinta de protección y se marcarán los cortes rectangulares para los fonos duales. Se

taladrarán tres orificios de 10 mm dentro del corte. A continuación, se limará el sobrante entre ellos con una fresa. También habrá que limar los orificios resultantes hasta obtener los rectángulos deseados. El orificio para el zócalo de audio octal se puede realizar de forma similar: primero se taladrarán unos orificios pilotos de 3 mm dentro de la zona a recortar; seguidamente, se taladrará a través de estos orificios con una broca de 10 mm y se eliminará el material sobrante; finalmente, se limará del mismo modo. Esta tarea puede parecer dura pero, en realidad, se completará en unos pocos minutos. Ahora, se montarán terminales de conexión de aproximadamente 36 cm de largo a la placa principal. La placa se monta en el chasis sobre separadores de 0,74 mm para asegurarnos de que no existe nada que pueda producir un cortocircuito con el chasis.

Se conectarán los terminales a sus puntos respectivos, y se pondrá especial cuidado en la realización de la fuente de alimentación. De nuevo, podemos observar que está construida sobre una única

placa de circuito impreso. Hay que destacar que el orificio de entrada para el cable de red está protegido con una arandela de 10 mm.

Las conexiones entre la fuente de alimentación y la placa se realizan a partir de un zócalo DIN de 5 patillas y se conecta al preamplificador a través de un cable de cuatro conectores. No hace falta que el cable sea largo, con que mida un metro puede ser suficiente.

La comprobación del montaje comienza con la fuente de alimentación. Después de montar y cablear esta unidad, se conectará a la red. Se comprobará que la fuente de alta tensión proporciona entre 90 y 100 voltios de CC y que se dispone de 6 voltios de CA en los terminales del calentador. Después de efectuado este proceso, se empalmará la punta de prueba negativa del medidor a la caja del preamplificador; conecte el cable de alimentación y encienda el equipo.

Se comprobará, ahora, que en la aleta de IC1 se tienen aproximadamente 80 voltios de CC. Después de unos pocos segundos, los calentadores de las válvulas

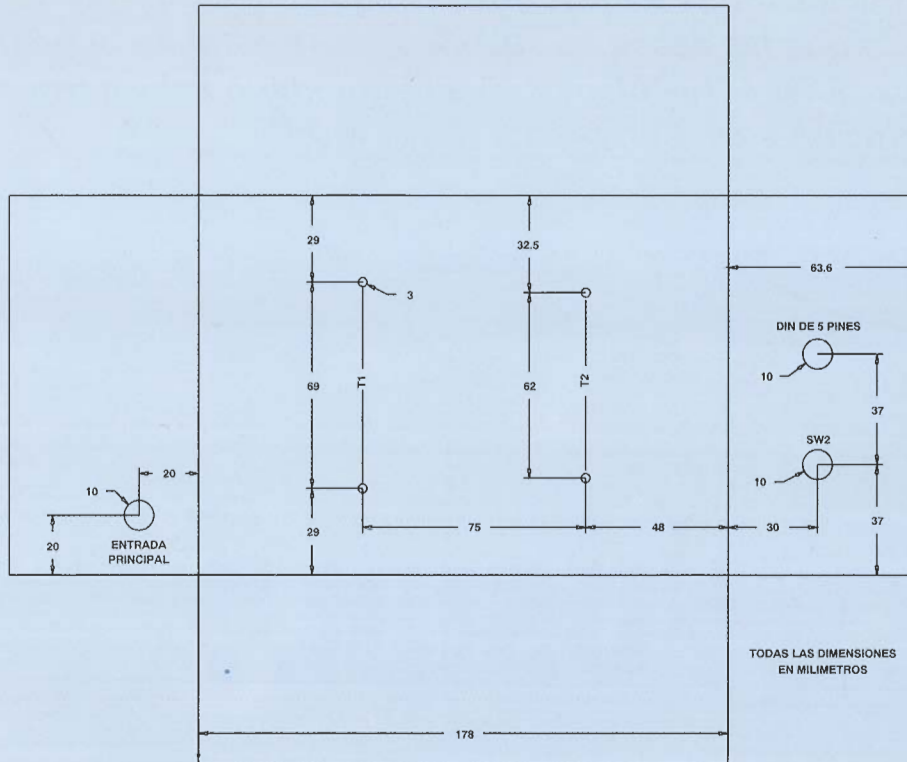


Figura 7.-Detalles de la caja para la fuente de alimentación.

las tienen que comenzar a lucir, y se medirán entre 35 y 45 voltios en los ánodos de V1 y V2. Si no ocurre así, habrá que desconectar la alimentación y comprobar el circuito. Si todas las medidas son correctas, el proyecto está listo para funcionar; sólo resta conectar la fuente de señal al preamplificador y contar con un amplificador de potencia a la salida; y a disfrutar de un buen sonido.

## Funcionamiento

Mirando el esquema, se ve que la etapa funciona de la siguiente forma: las señales de entrada procedentes del cursor de RV1 pasan a la base de Q2 a través de un condensador de bloqueo de CC, C12.

Este transistor funciona en el modo emisor con toda la realimentación negativa suministrada por la resistencia del emisor R15. La carga del colector está formada por R13 y R14 en serie. C13 desacopla la tensión en la unión de estas dos resistencias a masa en CA. De esta forma, se elimina el ruido de línea y el rizado que, de otro modo, podría aparecer a la salida. De nuevo, se utiliza una etapa a válvula para este trabajo y funcionará en la configura-

ción de cátodo común. Se utiliza un acoplamiento de CC entre el colector y la rejilla, y la tensión de polarización para Q2 se aplica a través de R17.

Este componente, junto a la resistencia conectada en serie, R16, forma la carga del cátodo de la válvula. R11 y R12, que proporcionan la polarización, están puestas a masa a través de C14, que elimina la realimentación no deseada del cátodo a CA. R18 es la carga del ánodo de la válvula. Las señales de salida se toman a partir de aquí desde C16 hacia el exterior, y a través de la resistencia de realimentación R19 al emisor de Q2. La relación entre R19 y R15 ajusta la ganancia A11.

Una de las razones para disponer de esta etapa de línea era, como se mencionó anteriormente, permitir la utilización de cables de baja impedancia sin las pérdidas debidas a la capacidad del cable, lo cual necesita una baja impedancia de salida. La ganancia en conjunto del circuito, medida en bucle abierto, es de aproximadamente 625. El triodo tiene una impedancia de salida de aproximadamente 3 K antes de realimentar. Con el nivel utilizado, de realimentación negativa, aquélla se reduce a menos de 100  $\Omega$ . Ésta es lo sufi-

cientemente baja como para poder ser utilizados varios cientos de metros de cable sin problemas.

## Fuentes de alimentación

Se necesitan dos tensiones de la fuente: un voltaje de alta tensión de aproximadamente 80 voltios y una tensión de CA para los calentadores. Mirando el esquema de la fuente de alimentación, se puede ver que se utilizan dos transformadores: T1, que suministra la alta tensión a partir del secundario, la cual se pasa a un circuito doblador de tensión, formado por D1 y D2, en cuyo caso la tensión de CC es filtrada por C17 y C18; y T2 que proporciona CA para los calentadores y se toma directamente a partir del secundario.

El preamplificador se enciende y se apaga mediante SW1, que es un conmutador DPST. La indicación de funcionamiento se proporciona a través del diodo LED D4. La rectificación de media onda del secundario de T2 se realiza mediante D3 y la limitación de corriente del LED se efectúa mediante R28.

### Componentes activos

V1, V2.- CV2492 en versión militar  
Q1, Q2.- BC549  
D1, D2.- 1N4007  
D1.- 1N4001  
D2.- led para montar en el panel  
IC1.- LM317T

### Varios

T1.- transformador 0-36 V secundario, 240 V primario  
T2.- transformador 0-6 V secundario, 240 V primario  
soportes para válvulas  
B9A para placa de circuito impreso de cerámica  
conmutador rotativo (SW2) 2 polos 6 vías mandos conmutador encendido/apagado (S1) ) SPST  
conectores de audio y zócalo DIN de 5 patillas

***Cuántas veces habremos probado un prototipo en nuestra fuente de alimentación y nos hemos encontrado con la desagradable sorpresa de que las cosas no suceden como estaban previstas y, ¡hala!, a cambiar el fusible, ya que ha quedado achicharrado. He aquí la solución a este problema tan común.***

# FUSIBLE ELECTRÓNICO

El montaje que proponemos tiene la finalidad de proteger a cualquier transformador de cortocircuitos o sobre intensidades que se produzcan en el secundario, al igual que lo haría un fusible, pero con la particularidad de que este dispositivo corta la tensión del transformador al sobrepasar éste una intensidad que previamente hemos definido nosotros, sin que se funda nada; y para volverlo a poner en funcionamiento sólo se necesita accionar un pulsador.

## ***Descripción del circuito***

Si nos fijamos más detenidamente, vemos que el circuito se

alimenta directamente de la red, lo cual es una ventaja ya que no tenemos que utilizar otra fuente de alimentación o batería para su funcionamiento.

Los 220 V de la red los transformamos en 15 de DC, a través del divisor de tensión formado por los condensadores C1 y C2 y el diodo zener que nos fija la tensión en 15 V, en uno de los semiciclos y 0,7 en el otro. La finalidad de utilizar los condensadores C1 y C2, en vez de una resistencia, es porque los primeros no absorben potencia activa y, por lo tanto, no disipan calor, cosa que sí ocurriría con la resistencia, la cual tendría que ser de una potencia grande, ya que se queda con prácticamente toda la tensión de entrada.

Estos 15 V polarizan directamente al diodo D1 que tiene una doble misión: cargar el condensador C3 con una tensión continua y proteger que éste no se descargue cuando el zener tiene 0,7 V en el semiciclo negativo. La tensión presente en C3 se aplica al relé y al tiristor; este último está a la espera de recibir una tensión lo suficientemente alta en su puerta (procedente de la resistencia R3, que está en serie con el devanado primario y, por lo tanto, detecta el paso de corriente por éste) para dispararse y excitar al relé que cortará la alimentación al transformador.

Como Th1 sigue conduciendo, la única manera de restablecer de nuevo la tensión al transformador es abrir el pulsador P1 y dejar sin

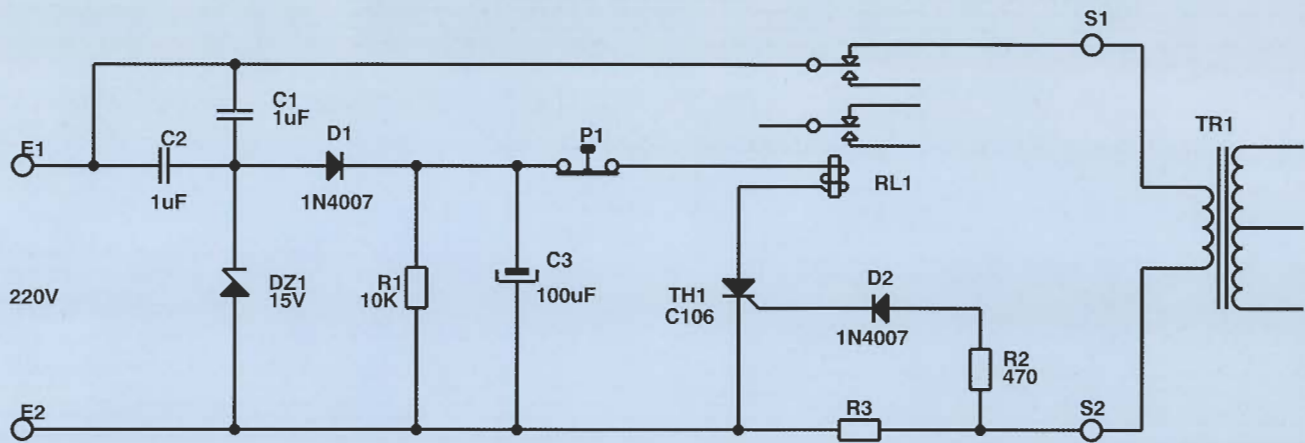
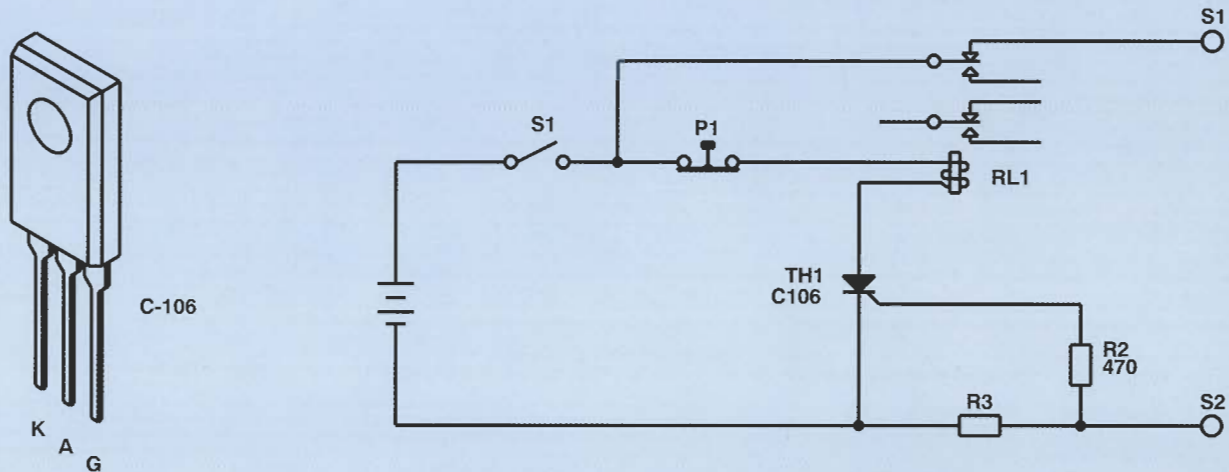


Figura 1.-  
Esquemas específicos para la protección  
de transformadores y baterías.



alimentación al tiristor. Si volvemos a cerrar P1 pueden suceder 2 cosas: si el circuito que produjo el cortocircuito sigue conectado, el tiristor se volverá a disparar y si no, dispondremos de nuevo de tensión en el transformador.

Con respecto a los otros componentes no mencionados, R1 tiene la misión de descargar completamente a C3, ya que al encender el circuito, los picos que se producen podrían disparar al tiristor al disponer éste de una tensión ánodo cátodo.

Si así fuera, pulsaremos P1, que actúa como un pulsador de reset y dejará de conducir; R2 y D2 limitan la intensidad de puerta.

Por último, mencionaremos la desagradable sorpresa que nos pueden provocar C1 y C2, que permanecerán cargados aunque

el circuito permanezca desconectado de la red.

La segunda versión (fig 2), más sencilla que la anterior, pero con el mismo cometido, la utilizaremos para la protección de baterías.

También la podríamos utilizar en sustitución del primer montaje en fuentes de alimentación a las que no se les extrajera externamente los terminales del secundario del transformador, para alimentación de circuitos en alterna.

Aquí hemos suprimido la parte de alimentación, ya que aprovechamos la que nos suministra la propia batería a proteger.

La tensión del relé habrá que escogerla dependiendo de la nominal de la batería, ya que éste se va a quedar con toda la tensión, al dispararse el tiristor.

Otra solución sería partir de una tensión fija de alimentación para el relé y añadir una resistencia en serie con éste, para así absorber el resto.

El diodo D2 lo podríamos eliminar para que la tensión de disparo del tiristor sea más baja y, de esta manera, R3 provoque una caída de tensión menor a la salida.

No ha de olvidarse que en la versión primera la intensidad total absorbida estaba dividida por la relación de transformación y, por lo tanto, la intensidad que pasaba por R3 era más débil.

## Montaje

Tanto si se decide montar el primer prototipo como el segundo, la misma placa de circuito

## Lista de componentes

**Condensadores**  
C1, C2= 1 uF,  
400 V, poliéster  
C3= 100 uF, 25 V,  
electrolítico

**Resistencias**  
R1= 10K  
R2= 470  
R3= ver artículo

**Semiconductores**  
DZ1= 15 V 5 W,  
o 2 de 7.5 V  
en serie, de 1 W  
D1, D2= 1N4007  
Th1= Tiristor  
C106D1 o  
equivalente

**Varios**  
RL1= Relé 12 V/2  
CIRC  
P1= Pulsador NC  
S= Interruptor

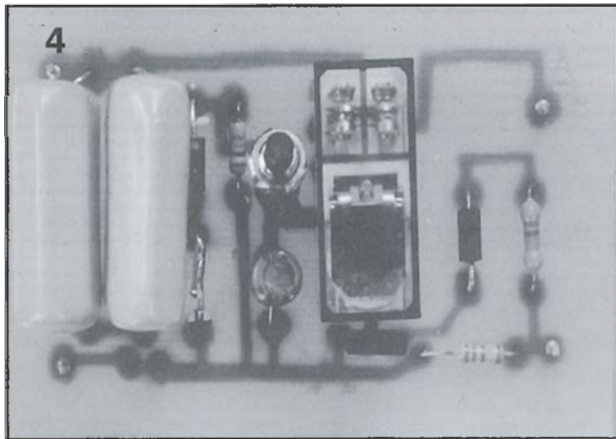
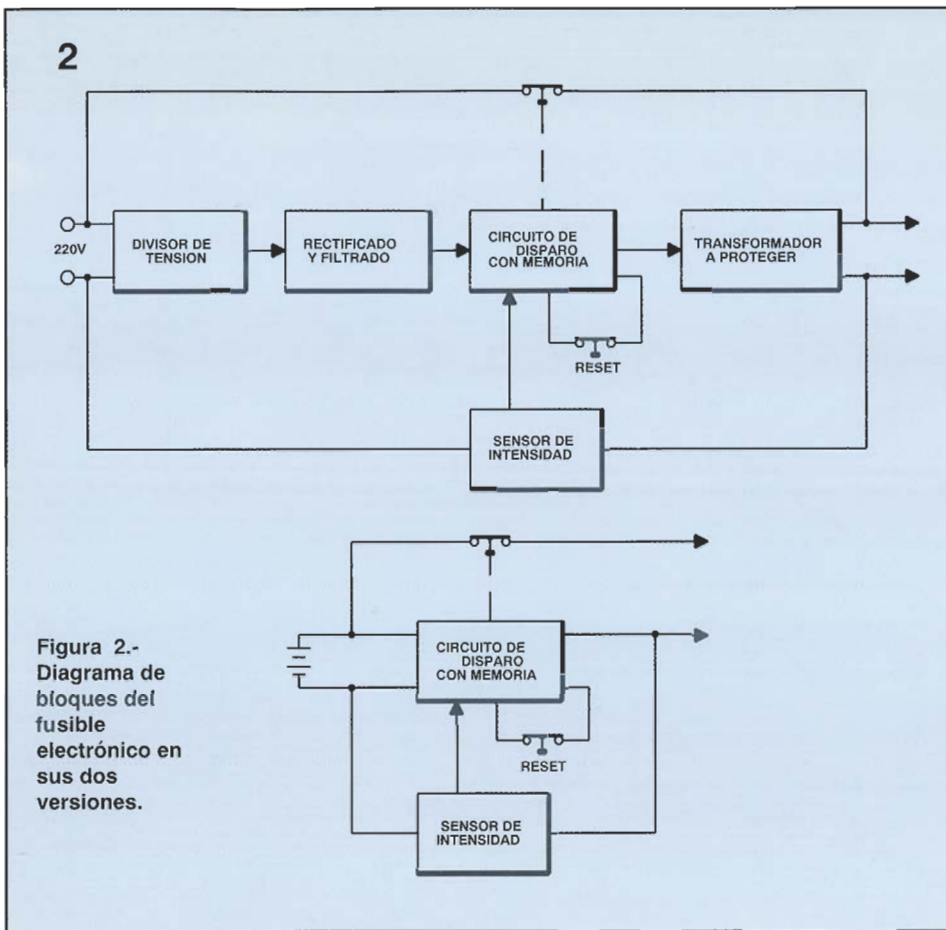
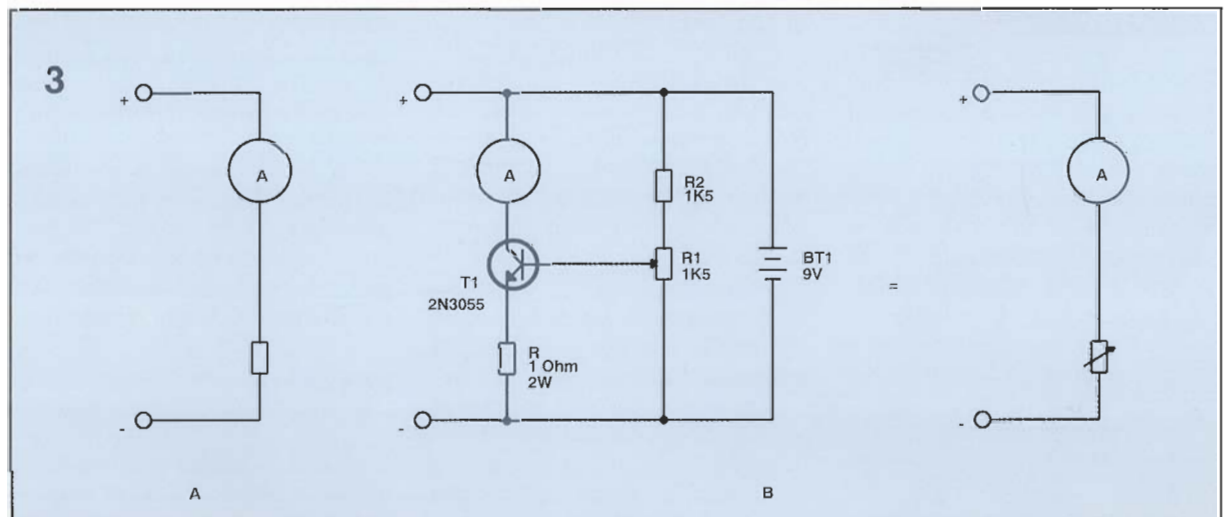


Figura 4.- La fotografía nos muestra el prototipo utilizado.

Figura 3.- Circuitos para la comprobación de los prototipos.  
A) Resistencia fija.  
B) Carga variable utilizando un transistor.



carga en la salida, tampoco se producirá pico alguno que pueda disparar al tiristor y valdrá el propio interruptor general como circuito de reset.

El único elemento que deberemos seleccionar nosotros será la resistencia R3, que tomará un valor u otro dependiendo de la intensidad que nos pueda suministrar el transformador que vamos a proteger.

En nuestro caso, utilizando uno de 0,5 A y 12+12 V, obtuvimos los siguientes resultados:

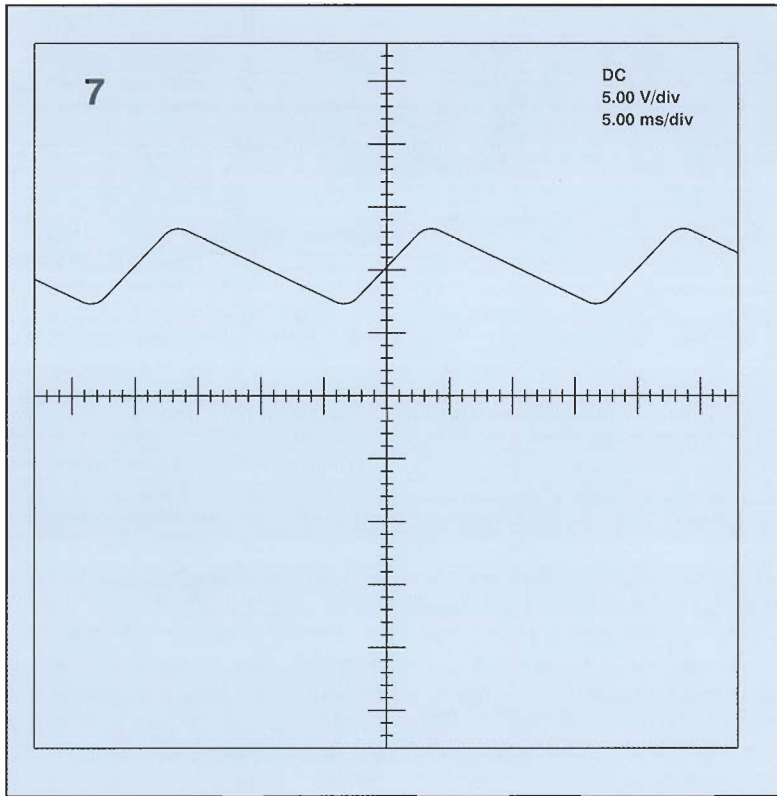
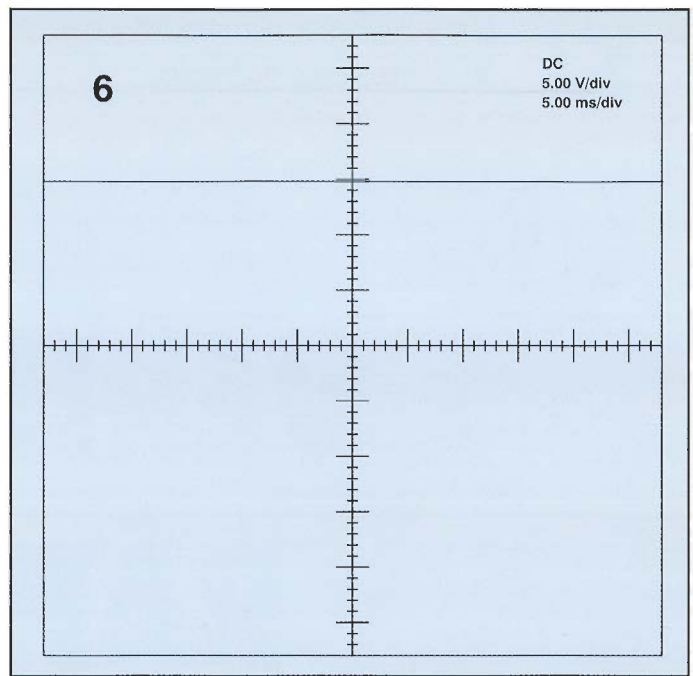
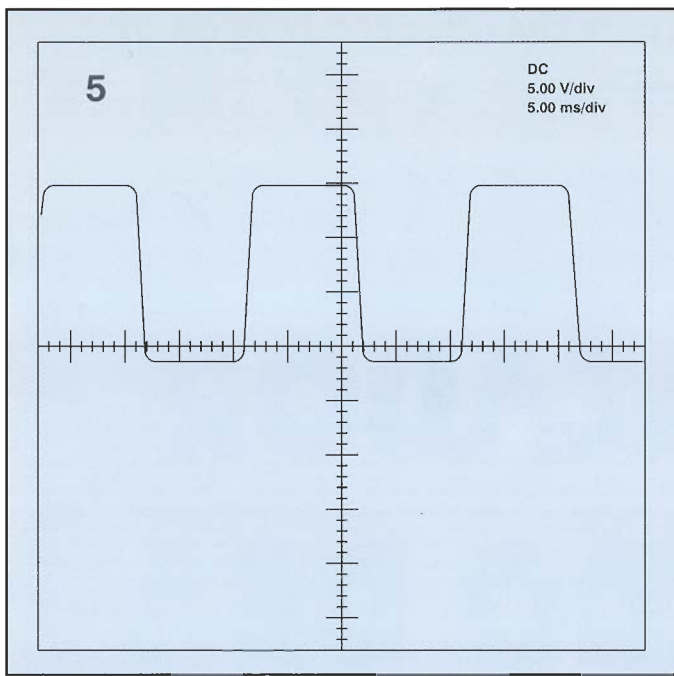
- R3= 10 ohmios, saltaba cuando circulaba por el secundario una intensidad de 175 mA;
- con R3= 8,2 circulaban 250 mA;
- y con R3= 6,8 circulaban 300 mA.

Para otras intensidades de apertura diferentes, mediante una simple regla de tres podremos conocer aproximadamente el valor de R3 (ya que se trata de una relación no lineal), que también se podría calcular conociendo la relación de transformación; pero sería más inexacto, ya que deberíamos conocer el rendimiento del transformador.

En el circuito de la figura 2, el cálculo es más sencillo de efectuar, al pasar la intensidad absorbida directamente por R3. Como el tiristor se dispara aproximadamente cuando hay una caída de tensión de 1 V, si dejamos D2 y 0,5 sin él, y queremos disparar a 1 A, aplicando la ley de Ohm nos saldrá una R3 de 0,5 ohmios y 0,5 W que, como medida de seguridad, pondríamos una de 1 W.

impreso nos puede servir. En el segundo montaje, al sobrar componentes, sustuiremos por puentes C1, D1 y D2 y quedará listo el circuito.

Los taladros se realizarán con una broca de 1 mm de diámetro, excepto los del relé y espádnines que se harán con una de 1,25 mm. También sacaremos 2 cables de los puntos P1 y P2 para el pulsador de reset, que en el montaje de la figura 2 será opcional, ya que, si no tenemos conectada ninguna



mos a la salida de la fuente una resistencia de bajo valor óhmico y potencia adecuada, en serie con un amperímetro, e iremos aumentando la tensión hasta que el relé se excite. Esta será la intensidad máxima que podemos obtener, sin que el circuito se active.

En la segunda versión podemos hacer lo mismo: bien un cortocircuito a la salida, o utilizar el circuito de la figura 3b como resistencia variable, tomando la precaución de no sobrepasar los límites de potencia del transistor. Si no conseguimos obtener una intensidad suficiente, cortocircuitamos la resistencia R y, de esta manera, tendremos un margen más amplio.

La pila puede ser de cualquier clase, incluso una que esté gastada, ya que de ella vamos a extraer muy poca intensidad.

**Figura 5.-** Formas de ondas obtenidas por el osciloscopio en el diodo DZ1.

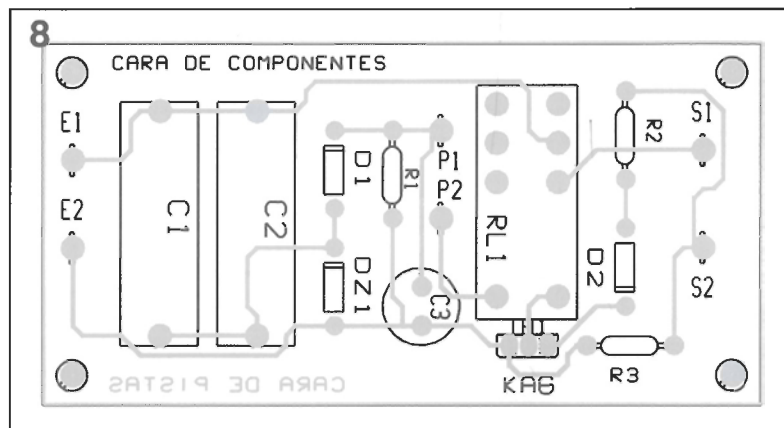
**Figura 6.-** Señal obtenida en C3 con el tiristor sin disparar.

**Figura 7.-** Una vez disparado el tiristor se obtiene esta señal en el condensador C3. Podemos observar que la tensión media es la nominal del relé.

K

## Verificación

Para poder observar la efectividad del circuito podemos hacer 2 cosas: Realizar un cortocircuito en el secundario del transformador, en cuyo caso el relé se activará si todo funciona correctamente, o si queremos ser más exactos y comprobar la intensidad de disparo, montaremos el circuito en un transformador de una fuente de alimentación variable; colocare-



**Figura 8.-** Disposición de los componentes en el circuito impreso del fusible electrónico.

**Un sistema cómodo y sencillo para chequear el estado de un fusible sospechoso.**

# VERIFICADOR RÁPIDO DE FUSIBLES

Cuando falla un proyecto o un diseño electrónico el fusible se convierte en el primer eslabón dentro de la cadena de comprobaciones. Suele ser preferible dar con un fusible fundido a encontrar dañado cualquier otro componente, pues esto último resulta casi siempre económicamente más caro. La mayor parte de los fusibles utilizados en los equipos electrónicos actuales son de cristal, con lo cual su verificación suele reducirse a un simple vistazo.

Pero, ¿es siempre así? Pues no, ya que aunque suceda esto en los fusibles de mayor intensidad, la probabilidad de encontrarnos con equipos que incorporen fusibles de 250 mA es bastante alta, ya que este tipo suele ofrecer más dificultades porque el hilo que incorporan es lo suficientemente fino como para que no resulte fácil verificarlo a simple vista.

Con los fusibles de tipo cerámico el asunto se complica aún más ya que nos obligan a recurrir al banco de pruebas, esto es, a medir la continuidad del mismo con nuestro querido polímetro. Por desgracia, al utilizar nuestro ohmímetro podemos cometer un error similar, es decir, que las puntas del mismo no hagan un buen contacto y la prueba nos indique un resultado erróneo. Si no quiere perder más tiempo en estos menesteres le aconsejamos que se monte el equipo de prueba que le describimos a continuación.

Nuestro equipo es tan sencillo de manejar como barato a la hora de adquirir los componentes que lo integran. Los resultados de la verificación serán exactos en un 100%, tanto para fusibles en buen estado como para los defectuosos.

## ***Pautas de diseño***

Mediante el rutinario vistazo al esquema del montaje ya habrán descubierto que, curiosamente, ningún circuito integrado forma parte del diseño. Probablemente, este circuito podría haber sido diseñado tomando como base un CI y añadiéndole el conjunto de componentes pasivos de rigor. La razón que nos impulsó a prescindir de este método no fue, en modo alguno, el desprecio por las innegables ventajas que pudiera presentar un diseño con operacional o cualquier otro circuito integrado de propósito general.

Los lectores más observadores habrán notado ya la ausencia en el esquema de cualquier dispositivo de activación/desactivación; esto no es casual sino que, por el contrario, ha sido hecho a propósito

para evitar consumos excesivos cuando el dispositivo se encuentre en modo "standby", todo lo cual hace innecesaria la presencia de interruptor alguno.

La comprobación en las tablas de características de las prestaciones que ofrecen los operacionales más comunes (incluso los de tipo MOSFET) nos muestra que todos estos dispositivos tienen un consumo mínimo de alimentación de 100 mA, incluso en condiciones de reposo. Si tenemos en cuenta que la capacidad de una batería de tipo alcalino (PP3) es de sólo 550 mA Hr (y en las de cinc/carbón es aún menor), un consumo continuo del orden de 100 mA se convierte en un dato nada despreciable. La batería nos durará, en el mejor de los casos, únicamente tres semanas.

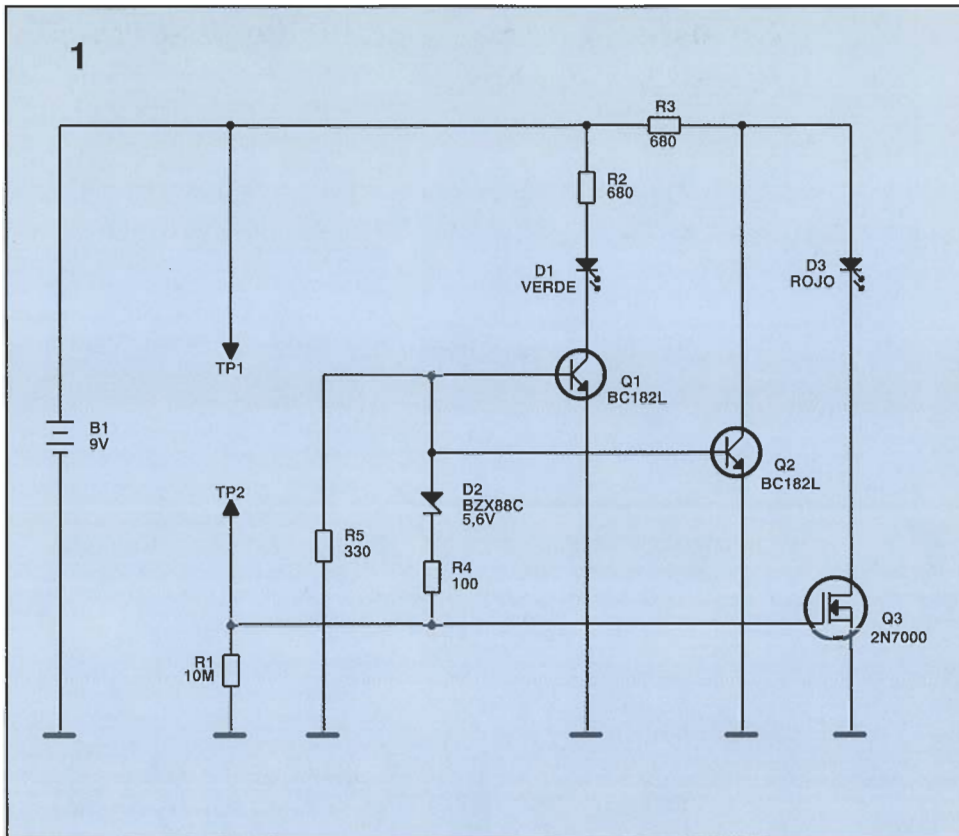
## Montaje

Todos los componentes que constituyen el diseño se han montado sobre una placa de circuito impreso de fibra de vidrio. En la figura 2 podemos ver tanto el diseño de las pistas como la ubicación de los distintos componentes.

Para simplificar el posterior montaje, y la verificación del equipo, hemos incluido en él cuatro patillas para conectar después en ellas las puntas de prueba y la alimentación. Pasamos luego a soldar al circuito las resistencias lo más cerca posible a la placa. El siguiente paso será soldar los dos transistores bipolares Q1 y Q2.

Es ahora el momento de soldar el MOSFET, pero con cuidado, ya que como todos ustedes conocerán estos dispositivos son tremendamente sensibles a la electricidad estática y si no tomamos ciertas precauciones podríamos llegar a dañarlos. Aconsejamos que Q3 no se extraiga de su envoltorio hasta que vaya a ser soldado. Para ello, podemos cortocircuitar sus patillas con un trozo de lámina conductora hasta después de que haya sido soldado a la placa y se haya verificado que R1 está soldada correctamente. Una vez soldada R1 el transistor queda totalmente protegido; no debemos olvidar retirar la lámina metálica empleada anteriormente.

Colocamos los dos diodos LED en la placa asegurándonos de que lo hacemos en su correcta posición. Es importante verificar la distancia de la placa a la tapa de la caja elegida para el montaje. Esta



medida nos dará la pauta para cortar las patillas de los diodos LED a una distancia adecuada.

Por último, colocaremos el conector para la pila y conectaremos en él una batería de 9 V. Pasamos, luego, a la verificación del circuito. En primera instancia no debe lucir ningún diodo LED hasta después de conectadas las puntas de prueba al circuito. Si disponemos de un multímetro podremos verificar que el consumo del aparato no es excesivo; debe ser tan sólo de unos microamperios. Cualquier consumo superior se traduciría en una duración demasiado efímera de nuestra pila.

Si tocamos con la punta de los dedos sobre las dos puntas de prueba del circuito comenzará a lucir el LED rojo, quedando totalmente apagado el verde (a menos que los hayamos intercambiado). Para que luzca el piloto LED verde "cortocircuitaremos" las puntas con un trozo de hilo conductor. esta vez será el diodo LED rojo el que permanecerá apagado.

Una vez efectuadas estas pruebas podemos cerrar la caja y, al propio tiempo, colocaremos las lengüetas exteriores de la misma. La distancia entre ellas debe ser lo suficientemente amplia para que se puedan comprobar la mayoría de los tamaños de fusible disponi-

bles en el mercado; podemos serigrafar el frontal de la caja y ya estará lista para su uso.

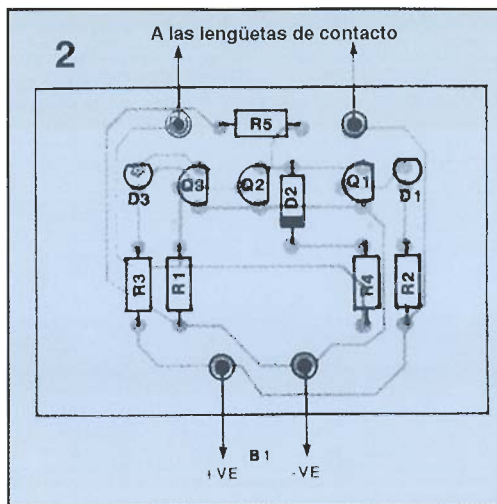
## Localización de averías

Aquellos que no hayan conseguido llevar a cabo las últimas comprobaciones de manera satisfactoria, está claro que han cometido algún error, aunque no demasiado importante. Deberán verificar primero la posición de todos los componentes y si la orientación de D1 es la correcta. La orientación de los transistores resulta bastante obvia y es improbable que haya sido alterada.

Con los diodos LED, el asunto es distinto; a pesar de que su encapsulado nos da poca o ninguna orientación sobre su polaridad, podemos hacer la siguiente comprobación: si miramos a través del plástico semitransparente con el que están contruidos podemos ver que el cátodo es el terminal de mayor superficie de los dos que contiene. En caso de duda podemos invertir las conexiones de estos de todos modos, ya que esto no los puede dañar y, sin embargo, puede ayudarnos a solventar el problema.

El MOSFET sigue siendo harina de otro costal. Si hemos expuesto

Figura 1.- Esquema eléctrico del comprobador rápido de fusibles.



**Figura 2.-**  
**Disposición de los componentes en la placa.**

el mismo a cualquier situación "peligrosa" durante su montaje, lo único que nos queda por hacer es reemplazarlo cuidadosamente por uno nuevo.

## Utilización

El manejo del verificador de fusibles no puede ser más sencillo. Sólo tenemos que poner en contacto los extremos del fusible "sospechoso" con las lengüetas de prueba del comprobador; si se enciende el piloto verde, el fusible está bien: devuélvalo a su alojamiento. En cambio, si se enciende el diodo LED rojo, el fusible ha "muerto": tírelo al cubo de la basura. La luz roja nos indica en realidad que la prueba fue correcta y que la conexión entre los extremos del fusible y las lengüetas del verificador existe.

Para fusibles de un tamaño excesivo podemos utilizar el "método de la luz roja": tocamos con una mano una de las lengüetas del equipo y cogemos con la otra un extremo del fusible bajo prueba. Cerramos el circuito tocando la lengüeta libre con el otro extremo del fusible. Si luce el piloto rojo significará que el fusible está correcto; si este estuviera fundido no luciría ningún diodo LED.

Con este último método hemos de tener una precaución más: si el fusible tiene una conductividad elevada a pesar de estar fundido (por ejemplo a causa del polvo metálico rociado en las paredes internas del mismo en el momento de fundirse) hará que se encienda el diodo LED rojo de forma errónea. En este caso no nos quedará más remedio que recurrir a una segunda prueba y echar mano, otra vez, del viejo y fiable polímetro.

## Funcionamiento

En la figura 1 tenemos el esquema completo del verificador de fusibles. Como ya se ha dicho, el circuito utiliza tres transistores (Q1 a Q3). El MOSFET Q3 opera en modo de fuente común, el cual es bastante similar al de emisor común que utiliza su pariente bipolar, proporcionando así ganancia en tensión y corriente. Como quiera que se trata de un dispositivo de puerta aislada, el MOSFET requiere tan sólo una tensión en su puerta para activarlo; la puerta apenas consume corriente, y está aislada de los otros terminales por una finísima capa de óxido aislante.

La resistencia R1 protege la puerta de eventuales descargas estáticas (las mismas que suelen dañar los CI CMOS), ya que ésta se conecta al exterior a través de una de las lengüetas de prueba. Para que un MOSFET conduzca entre sus terminales de drenaje y fuente es necesario poner en la puerta del mismo una tensión positiva que sea mayor que su tensión de umbral. En el caso del 2N7000 ésta se sitúa en 3 voltios. El cuerpo humano puede servir de "conexión" entre la puerta y la tensión positiva a causa de que la corriente consumida por ésta es bajísima, tan sólo unos 300 nA a través de R1, y a que la resistencia añadida no es significativa.

Con Q3 activado circulará una corriente a través del piloto LED (D3) y su resistencia limitadora (R3) hacia masa, originando que luzca éste. La

diferencia de resistencia producida cuando la corriente circula por el cuerpo humano es significativa en los dispositivos bipolares, gracias, sobre todo, a su baja sensibilidad.

Los transistores bipolares operan en emisor común, requiriendo tan sólo una pequeña tensión de base (unos 0,65 V) para activarlos; sin embargo, esta tensión no se les aplica directamente sino a través de un diodo zener, el cual no llega a conducir hasta que la tensión supera un valor de 5,6 V.

R5 es la resistencia de carga del diodo zener y asegura una corriente de 2 mA para que el zener comience a conducir: es por esto por lo que los transistores bipolares no pueden ser disparados por una tensión que tenga que circular por el cuerpo humano y sea limitada por la resistencia de éste. Q2 se ocupa de poner a masa el ánodo de D3, asegurando así que, aunque el MOSFET llegase a conducir, el LED no tendría tensión en bornes y, por lo tanto, no luciría. Al mismo tiempo, Q1 suministra la corriente necesaria al otro diodo LED (D1) para que luzca.

Resulta obvio que tan sólo uno de los diodos LED puede lucir cada vez, dependiendo de la resistencia que haya entre las lengüetas de prueba del equipo. Fíjense bien en que la condición necesaria para que se ilumine algún diodo LED es que haya algo conectado entre los puntos de prueba; y, por otra parte, es imposible que luzca ninguno si el circuito está abierto.

### Lista de componentes

#### Resistencias :

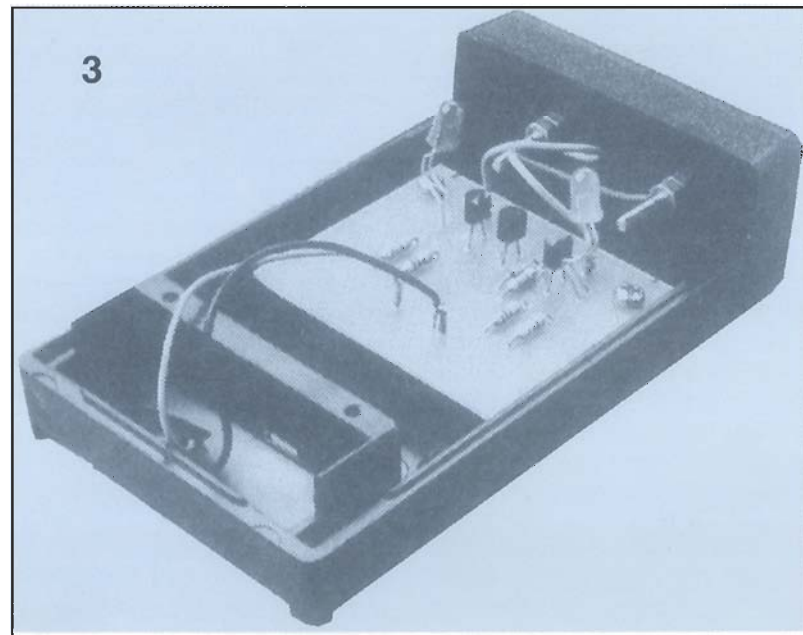
R1 : 10 MΩ  
R2 : 680 Ω  
R3 : 680 Ω  
R4 : 100 Ω  
R5 : 330 Ω

#### Semiconductores :

D1 : diodo LED verde  
D2 : BZX88C 5V6, zéner de 5,6 V.  
D3 : diodo LED rojo  
Q1 : BC182L  
Q2 : BC182L  
Q3 : 2N7000

#### Varios :

B1 : Batería alcalina 9 V. (tipo PP3)  
Lengüetas de contacto (2)  
Patillas de inserción en placa (4)  
Conector de batería PP3  
Caja plástica para el montaje  
Espaciadores, tuercas, placa de CI, cable, etc.



***Próximamente Estados Unidos deberá elegir el estándar para la televisión de alta definición (HDTV) que, con casi toda certeza, será digital. Lo que pase en Estados Unidos puede afectar a los estándares de televisión europeos. En este artículo hablaremos de los diversos estándares que compiten para su implantación en la televisión de alta definición.***

# LA TELEVISIÓN DE ALTA DEFINICIÓN

Se han sometido seis sistemas a evaluación, por el Centro de Evaluación de Televisión Avanzada de Estados Unidos, para la elección del futuro estándar de televisión de alta definición. Uno de ellos únicamente está pensado como estándar provisional de definición extendida; otro está basado en la transmisión analógica de la señal; y, finalmente, los cuatro restantes utilizan proceso digital y formatos de transmisión digital.

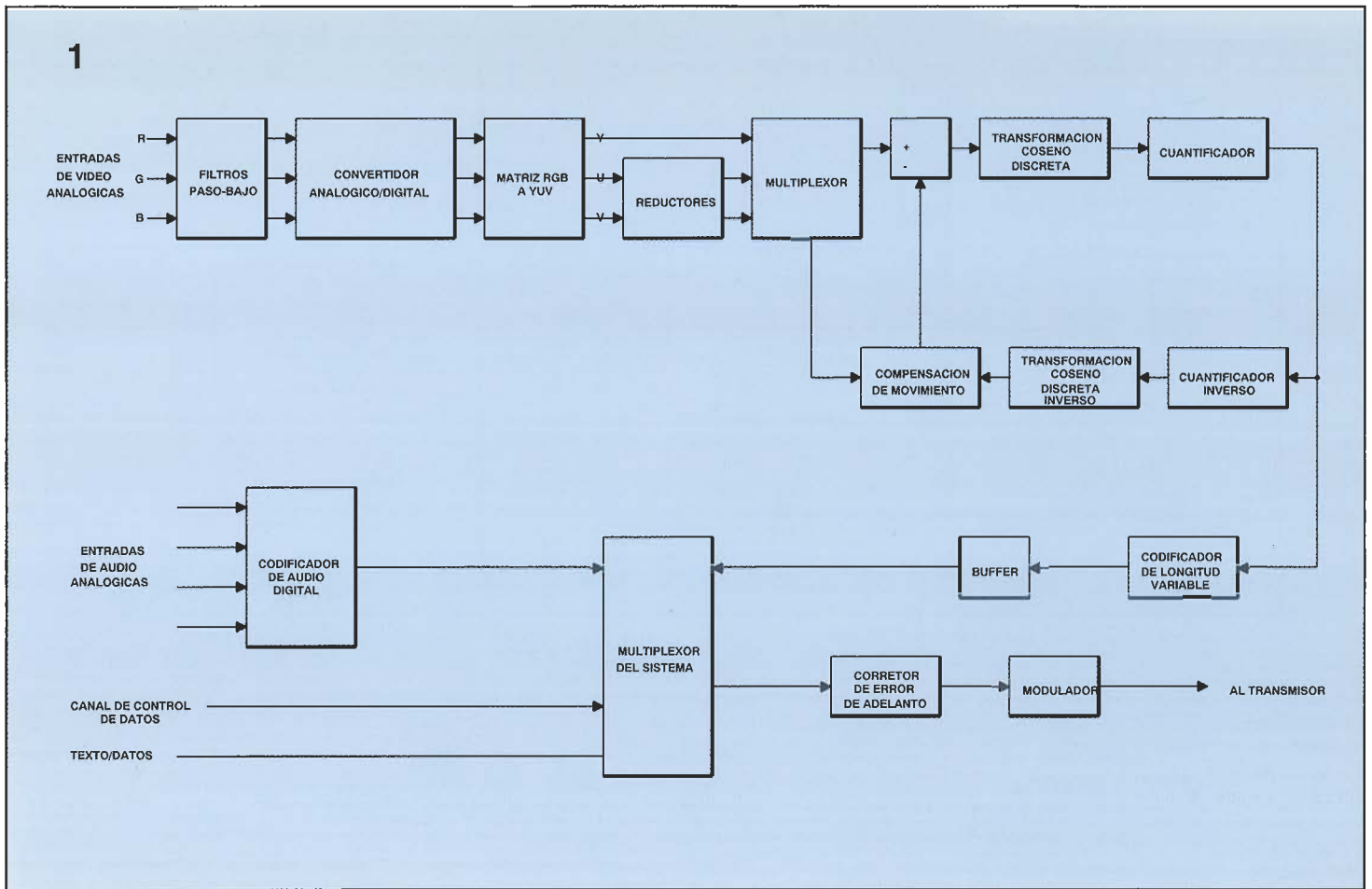
Una de las consideraciones principales que ha marcado la comisión de comunicaciones Federal es que cualquier sistema deberá funcionar, sin interferencia, dentro de los canales de televisión existentes en el estándar americano de 6 MHz de ancho.

Existen 68 de estos canales, 12 en la banda de VHF y 56 en UHF, en los cuales las estaciones existentes transmiten en el formato NTSC. En algunas zonas y regiones no están ocupados todos los

canales a causa de las interferencias, permitiendo únicamente la concesión de algunos canales de VHF y la correspondiente a cada seis canales de UHF. El nuevo servicio de HDTV deberá ocupar algunos de estos canales no utilizados.

## ***Terminología HDTV***

Generalmente, se emplea el concepto "televisión de alta definición" para describir sistemas que



son capaces de transmitir y visualizar imágenes con más detalle y claridad de lo que es posible obtener con la radiodifusión actual de TV. Los sistemas (tabla 1 y 2), pueden utilizar 1.000 o más líneas de barrido en la pantalla (posiblemente dos veces el número de líneas del sistema PAL), disponen de una pantalla más ancha y producen una relación señal-ruido mejorada por la mayor calidad de sonido.

Perfeccionar la resolución en el receptor es el primer objetivo, lo cual se logra incrementando las líneas de barrido activas, proporcionando una mayor resolución en la dimensión vertical de la pantalla y usando un ancho de banda de vídeo mayor para adaptarse a la mejor resolución a lo largo de la pantalla.

Los factores que determinan el ancho de banda de la transmisión son la relación de aspecto de la imagen (relación entre el ancho y el alto de la imagen visualizada), si se utiliza barrido progresivo o entrelazado, número de imágenes por segundo y el cuadrado del número de líneas en cada imagen.

Este último factor exige unos

requerimientos de ancho de banda elevados para el HDTV, ya que si se duplica el número de líneas, el ancho de banda necesario se cuadruplica. El barrido progresivo en lugar de entrelazado también duplica las necesidades del ancho de banda.

El sistema actual de 625 líneas de 50 imágenes por segundo (PAL) entrelazado con una relación de aspecto de 4x3 del Reino Unido, requiere un ancho de banda de vídeo de 5,5 MHz.

Al duplicarse el número de líneas se necesitaría un ancho de banda de 22 MHz y, de acuerdo con el acuerdo internacional para el HDTV, la relación de aspecto de la imagen ancha de 16x9 (1,78:1) podría aumentar el ancho de banda a 39 MHz. El barrido progresivo incrementaría el ancho de banda hasta 78 MHz (casi 10 veces un canal PAL) y esto podría no quedar acomodado en el esquema del espectro de radiodifusión actual.

Como es lógico, se necesitan técnicas de reducción del ancho de banda. La radiodifusión de la televisión utiliza técnicas de barri-

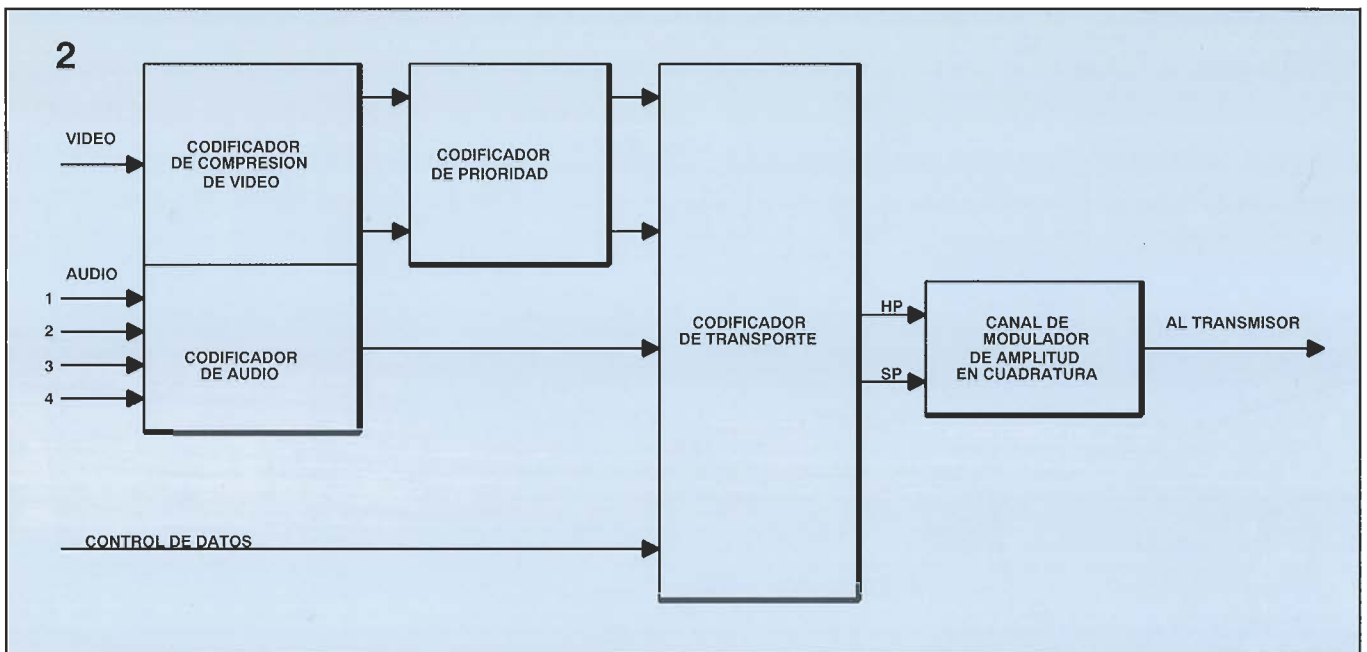
do entrelazado para reducir el ancho de banda; de esta forma, solamente se transmiten en una exploración las líneas impares y las líneas numeradas pares en la siguiente, una veinteaava (o una treintava) parte de segundo después. El problema del sistema entrelazado es el parpadeo entre líneas y aberraciones no deseadas en el movimiento.

## Reducción del ancho de banda

La explotación de los atributos psico-visuales y los atributos estadísticos de las imágenes, combinados con varias técnicas de proceso de señal, pueden reducir de forma significativa las necesidades de información/ancho de banda.

Por ejemplo, el ojo no necesita un elevado grado de información de color en una imagen, ya que el detalle completo se presenta por la señal de brillo (luminancia). Los sistemas PAL, NTSC y SECAM utilizan este fenómeno para reducir el ancho de banda de la crominancia transmitida en un 50% más

**Figura 1.-**  
El nivel acústico del sonido dependerá de la frecuencia, tal y como podemos ver en esta gráfica que nos muestra la percepción acústica del oído humano medida en "fonos".



**Figura 2.-**  
En un sistema ADTV, aproximadamente un 20% de los datos pasa a través del flujo de datos HP radiados por el transmisor con un nivel de potencia mayor.

**Tabla 1.-**  
Comparación de las características técnicas de la HDTV digital.

El detalle es la principal atracción del HDTV, y los sistemas deben ser capaces de reproducir detalles muy finos: pero, normalmente, no sobre la imagen completa. La porción de una típica, y siempre demandada, imagen requiriendo una respuesta especial de alta frecuencia es habitualmente pequeña. En cualquier caso, los detalles finos no se pueden observar mientras la imagen está en movimiento.

Además, la mayoría de las imágenes de televisión tienen un elevado grado de correlación entre

elementos de la imagen adyacentes (pixels), tanto vertical como horizontalmente, y en ocasiones entre cuadros adyacentes. Partes significativas de las imágenes permanecen estáticas durante muchos cuadros, incluso donde hay movimiento hay áreas que frecuentemente permanecen sin cambios durante periodos de tiempo relativamente largos: por ejemplo, imágenes del tipo "andando hacia adelante". La electrónica digital permite un complejo proceso de la señal (por ejemplo, filtrado), complicado sino imposible de

forma analógica, y son estas ventajas las que hacen posible la compresión de señales HDTV en los estrechos canales disponibles. Los datos vírgenes digitalizados de la HDTV implican velocidades de transmisión de datos de cientos de Megabytes por segundo. La compresión reduce esto en un factor entre 30 y 40. Combinado con las técnicas de modulación que permiten la transmisión de varios bits por cada Hz del ancho de banda, la reducción obtenida hace posible la transmisión terrestre de las señales de HDTV.

**TABLA 1**

	<b>Digicipher</b>	<b>ADTV</b>	<b>DSC</b>	<b>Atva-P</b>
Líneas por pantalla	1050	1050	787,5	787,5
Imágenes	29,97	29,97	59,94	59,94
Formato de barrido	2:1 entrelazado	2:1 entrelazado	Progresivo	Progresivo
Frecuencia de barrido de línea	31.468,5 kHz	31.468,5 kHz	47.203 kHz	47.203 kHz
Formato de pixel de luminancia activo	1408 x 960	1440 x 720	1280 x 720	1280 x 720
Formato de pixel de crominancia activo	352 x 480	720 x 480	640 x 360	(sin especificar)
Ancho de banda de luminancia	21,5 MHz	24,5 MHz	34 MHz	34 MHz
Ancho de banda de crominancia	5,4 MHz	12,25 MHz	17 MHz	34 MHz
Velocidad de los datos de vídeo	12,59/17,47 Mb/s	17,73 Mb/s	8,6/17,1 Mb/s	15,64 Mb/s
Dato de sincronismo	-	-	292/544 kb/s	-
Ancho de banda de audio	20k Hz	23 kHz	20 kHz	20 kHz
Velocidad de muestreo de audio	48k Hz	48 kHz	47,203 kHz	47,203 kHz
Velocidad de datos de audio	503 Kb/s	512 Kb/s	500 Kb/s	500 kb/s
Canal de datos auxiliares	126 Kb/s	256 Kb/s	413 Kb/s	126 Kb/s
Carga de corrección de errores	6,17 Mb/s	4,96 Mb/s	1,3/2,4 Mb/s	3,042 Mb/s
Velocidad de datos de control	126 kb/s	40 kb/s	40 kb/s	126 kb/s
Velocidad de transmisión de datos	19,51/24,39 Mb/s	23,46 Mb/s	11,1/21,0 Mb/s	19,43 Mb/s

**NOTA:** Todos los sistemas funcionan con la colorimetría SMPTE 240M y con una relación de aspecto de 16 por 9 (1,78:1). El sistema ATVA-P está actualmente en revisión de diseño y algunos detalles técnicos están sujetos a modificación.

**TABLA 2**

Nombre del sistema	Patrocinador	Líneas/imagen	Formato de barrido
Digicipher	American Television Alliance (ATVA) General Instrument Corp. Massachusetts Institute of Technology	1050	2:1 entrelazado
Advanced Digital television (ADTV)	American Television Research Consortium (ATRC) National Broadcasting Company, Phillips, Thomson Consumer Electronics, David Sarnoff Research Center, Compression Laboratories Incorporated	1050	2:1 entrelazado
Digital spectrum compatible (DSC-HDTV)	Zenith/AT&T Zenith Electronics Corp. and American Telegraph & Telephone Co.	787,5	Progresivo
ATVA-progresivo (ATVA-P)	American Television Alliance (ATVA) General Instrument Corp. Massachusetts Institute of Technology	787,5	Progresivo

## Propuestas digitales: ATVA-DIGICIPHER

Atva-Digicipher (Fig. 1) opera con una entrada RGB analógica a 1.050 líneas, entrelazado 2:1 y a una velocidad de exploración de 59,94 Hz. Se eligió el doble del número de líneas del sistema NTSC para facilitar la conversión de las señales de la banda base entre los dos sistemas; después de la digitalización, compresión y multiplexación de los datos de vídeo con cuatro canales de audio digital de 20 KHz, un canal de datos/texto y un canal de control, la velocidad de transmisión de datos es de 24,39 Megabits por segundo.

Las señales analógicas procedentes del equipo de programa original pasan por un filtro pasabajos, por un convertidor A-D y a través de una matriz RGB-YUV, para así proporcionar la luminancia y las dos señales de diferencia de color. La resolución de las

señales de crominancia se reduce de forma horizontal por un factor de cuatro y, verticalmente, a la mitad; esto último se logra desechando cada exploración de crominancia de forma alternativa.

Las señales de luminancia y de crominancia son multiplexadas de forma secuencial y pasan o a una etapa compensadora de movimiento o, después de combinarse con el producto de la compensación de movimiento, a una etapa de transformación coseno discreta (DCT). Los coeficientes en la matriz de frecuencia DCT son significativos para la componente CC (nivel de gris) o bajas frecuencias, y puede ser bajo o cero para las elevadas frecuencias en muchas imágenes.

Los coeficientes en la matriz de frecuencia se leen de forma serial siguiendo una pauta en zigzag de modo que se puede componer en frecuencias ascendentes y, normalmente, en amplitud decreciente (Fig. B; véase "transformada coseno discreta"). La codificación en tiempo real asigna

palabras de código que especifican el valor de cada coeficiente que no es cero y el número de términos de valor cero entre éste y el siguiente coeficiente que no es cero. El resultado es una considerable reducción en los datos necesarios para describir la mayoría de los bloques de "pixels".

En un proceso de cuantificación, los factores de ponderación adaptan la salida bajo unas condiciones de señal determinada para proporcionar prioridad a los coeficientes de mayor magnitud (baja frecuencia).

## Estimación compensación del movimiento

La otra línea del multiplexor va al compensador de movimiento, para así realizar la compresión en el dominio temporal.

En muchas imágenes de televisión, la diferencia en el contenido

Tabla 2.- Nombres de los sistemas y los patrocinadores.

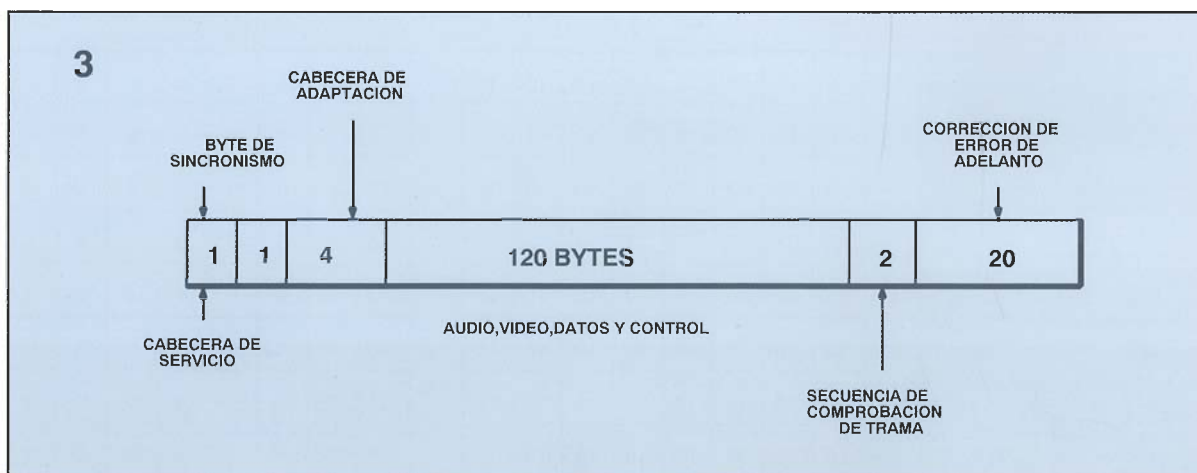
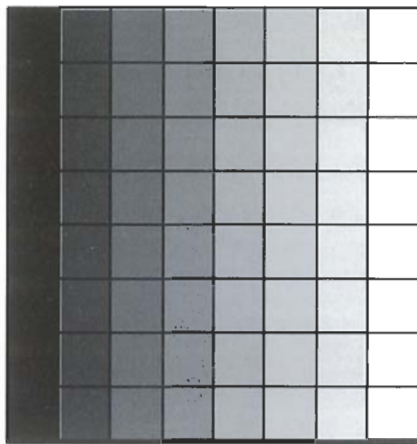


Figura 3.- Las celdas de transporte en un sistema ADTV son similares a las de los paquetes de datos ATM.

A



0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5
0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5
0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5
0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5
0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5
0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5
0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5
0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5
0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5
0	12,5	25	37,5	50	62,5	75	87,5

Valor de CC para escala de grises

43,5	-40	0	-4,1	0	-1,1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0

Figura A.- Brillos (izquierda), amplitudes (centro) y coeficientes de frecuencia (derecha) para incrementos graduales en el brillo. Los términos de frecuencia horizontal se incrementan de izquierda a derecha y los de frecuencia vertical de arriba a bajo.

de la imagen entre un cuadro y otro es pequeña, en particular si hay poco movimiento; incluso con movimientos muy rápidos, en los que no hay una gran cantidad de detalle, la correlación entre cuadros todavía es elevada. De esta forma, la diferencia en el contenido de la imagen entre cuadros sucesivos se puede determinar comparando el cuadro actual con la anterior (transformada inversa y cuantificación inversa). Se genera una señal de pulso de código diferencial y se resta de la imagen actual que llega antes de que pase por el DCT. Solamente las diferencias estimadas entre los cuadros necesitan la codificación de transformación en lugar de cada cuadro individual.

La velocidad de los datos se reduce posteriormente, asignando palabras de código pequeñas a ciertos valores que se producen más frecuentemente que otros en el flujo de datos. Las palabras de código más largas solamente se necesitan en los valores de frecuencia menores. La codificación Huffman, en una etapa de reglamentación de longitud variable (VLC), utiliza el número de bits mínimo (comparado con otros métodos) para representar un dato

determinado. Los cambios en las imágenes de televisión, con el tiempo, y la respuesta resultante de los procesos de codificación y cuantificación, hacen que la velocidad de los bits en el flujo de datos después del VLC no sea uniforme. Una memoria del tipo "el primero en entrar es el primero en salir", regula la velocidad de datos variables y proporciona una velocidad de salida de bits constante en el sistema multiplexador, donde se suman los flujos de los subsistemas de audio, control y datos/teletexto. La posterior corrección minimiza el efecto de los errores en los canales de transmisión sobre la integridad de la señal recibida, y ayuda a eliminar los impulsos de ruido del encendido de los coches y otros de hasta tres microsegundos de duración.

El sistema de modulación de amplitud en cuadratura de Digicipher (qam), funciona a dos velocidades de datos diferentes. Un modo inferior, (16 qam) a 19,51 megabits/s, se utiliza para proporcionar una recepción libre de errores con una relación portadora/ruido (CNR) tan baja como 12,5 dB. A la velocidad mayor de 24,39 megabits/s (32 qam) se recibe una

mayor calidad de vídeo, pero se necesita una CNR de 16,5 dB para una recepción libre de errores.

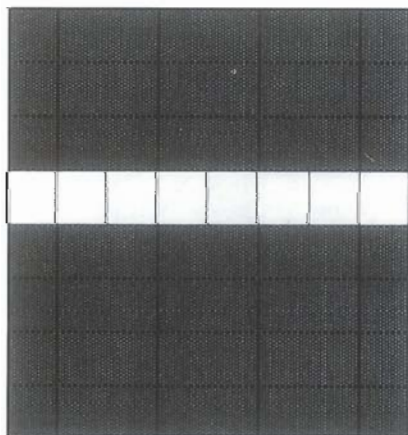
### Televisión digital avanzada (ADTV)

La banda base de entrada para el sistema ADTV es de 1.050 líneas entrelazadas 2:1, 59,95 imágenes/segundo. La codificación de la fuente se basa en el estándar ISO MPEG (Grupo de Expertos en Imágenes en Movimiento), para transportar las imágenes en movimiento sobre las redes de comunicación de datos. La ADTV se ha denominado en su forma modificada MPEG manejando los requerimientos mucho más restringidos del HDTV como "MPEG++"

Mientras que el sistema de codificación necesita procesar una gran cantidad de nuevos datos (en escenas que contienen mucho movimiento y/o detalles finos), la prioridad separa la información en canales de datos que reflejan su importancia en el funcionamiento general del sistema. A los datos que son críticos para la integridad de las imágenes recibidas -niveles de escala de grises, señales de

Figura C.- Una línea en blanco horizontal DCT y los coeficientes de amplitud y frecuencia.

C



10	10	10	10	10	10	10	10
10	10	10	10	10	10	10	10
10	10	10	10	10	10	10	10
100	100	100	100	100	100	100	100
10	10	10	10	10	10	10	10
10	10	10	10	10	10	10	10
10	10	10	10	10	10	10	10
10	10	10	10	10	10	10	10

42,5	0	0	0	0	0	0	0
6,2	0	0	0	0	0	0	0
-29	0	0	0	0	0	0	0
-18	0	0	0	0	0	0	0
22,5	0	0	0	0	0	0	0
26,5	0	0	0	0	0	0	0
-12	0	0	0	0	0	0	0
-31	0	0	0	0	0	0	0

audio, cabeceras de células de datos y descriptores de movimiento- se les asigna una prioridad elevada (HP); los coeficientes de baja frecuencia y los coeficientes de alta frecuencia (detalles finos) forman el flujo de datos de prioridad estándar (SP). La asignación de los estados se puede adaptar y los datos SP pueden pasar al flujo HP cuando la carga HP es ligera. Ambos canales están insertos en dos células de transportes de datos de 148 bytes (Fig. 3), cuya estructura es similar al modo de transferencia asíncrona (ATM) utilizado en los paquetes de datos para las redes de comunicación. Las células ADTV pueden codificarse de nuevo fácilmente para ser transmitidas a través de las redes digitales de servicios integrados de banda ancha (ISDN).

Los dos canales de datos están modulados en cuadratura de amplitud en portadoras separadas, contenidas dentro de una banda de seis MHz (Fig. 4). El canal HP tiene un ancho de 960 KHz; el canal SP ocupa 3,84 MHz y es filtrado, para que tenga la mínima potencia, a las frecuencias de portadora de NTSC.

Los receptores ADTV HDTV podrían tener filtros de funcionamiento similar, y así, los canales adyacentes de la estación NTSC, no interferirían con la recepción HDTV. El flujo HP se podría radiar 5 dB por encima del SP, de manera que cuando la transmisión es debilitada con el CNR del canal SP cayendo por debajo del umbral, la señal HP todavía estará por encima del umbral y el servicio recibido podría degradarse de forma significativa. En consecuencia, la calidad podría reducirse (se visualiza menos detalles temporalmente), pero no se produce una pérdida completa de la señal.

## Espectro digital compatible (DSC)

El origen de banda base/cámara de la HDTV de espectro digital compatible (DSC), funciona a 787,5 líneas/imagen, 59,94 imágenes por segundo con barrido progresivo. La velocidad de exploración de líneas es de 47,203 Hz, tres veces la NTSC; lo que permite una sencilla conexión entre los dos sistemas. El barrido progresivo eli-

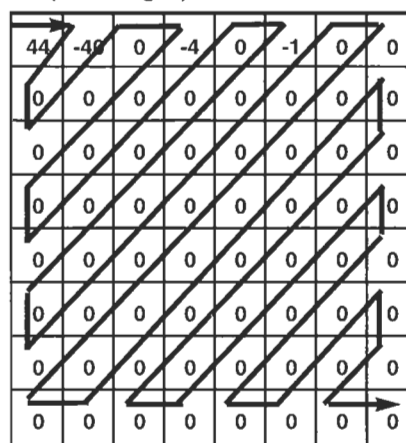
mina el parpadeo entre líneas y las aberraciones en movimiento, pero el ancho de banda de vídeo se duplica.

Los límites de compresión de vídeo practicable implican que el DSC debe funcionar únicamente con 7,5 líneas (1,5 veces NTSC), en lugar de duplicar el valor NTSC a 1.050 líneas. La codificación DCT es utilizada para la compresión espacial. En la transmisión, los datos comprimidos se formulan en imágenes correspondientes a los parámetros de tiempo NTSC. Los datos codificados se encuentran en dos campos con señales de campo y sincronismo de segmentos, "test" de datos y de control de paridad. Los datos se forman en dos flujos. Los datos de alta prioridad se radian a una mayor potencia para proporcionar una señal recibida más robusta y teniendo una ventaja en el umbral CNR de 7 dB sobre el flujo de baja prioridad. La técnica es similar a la de otros sistemas HDTV propuestos, y adolece del mismo inconveniente que los restantes sistemas de transmisión digital, a saber: que una pequeña reducción en el nivel de portadora de la señal puede provocar que las tasas de error aumenten de forma considerable el umbral de ruido, lo que proporcionará muy poco margen contra las pérdidas repentinas de la señal recibida. No obstante, existe una ventaja a tener en cuenta, y consiste en que la potencia del transmisor DSC es 14,5 dB inferior a la que se necesitaría en un transmisor NTSC para cubrir un área de servicio similar. Con menos riesgo de interferir a las otras estaciones que funcionan en las proximidades, puede resultar factible la utilización conjunta de los sistemas NTSC y HDTV.

## ATVA-Progresivo

El sistema ATVA-P de la alianza de televisión americana funciona con los mismos estándares de banda base que el sistema DSC. Es el único sistema de los cuatro propuestos para DHTV digital que no utiliza DCT para la derivación de frecuencia. En lugar de ello, sigue un sistema de compensación de movimiento, las componentes YUV se analizan de forma individual en un conjunto de filtros pasa-banda de dos dimensiones (codificación sub-banda). Los coeficientes resultantes relacionan fracciones discre-

CC (nivel de gris)



B

Figura B.- Lectura en serie en forma de zig-zag.

tas del espectro de frecuencia espacial en el bloque sometido a muestreo, después son ponderados y codificados para explotar los atributos (y deficiencias) del ojo humano. El sistema ATVA-P es el último sistema probado por el ATTC; pero se está revisando su diseño, por lo que muchas de sus posibilidades técnicas aún permanecen sin desvelar.

## Beneficios digitales

Los formatos de señales digitales para los sistemas HDTV tienen muchas ventajas:

- Regeneración del flujo de datos digital a varios puntos de proceso en la línea de transmisión, provocando que la señal sea virtualmente inmune a la degradación, que suele ser la plaga de los sistemas actuales de TV analógicos.
- Se incorporan con facilidad múltiples canales de sonido con calidad de CD.
- Se pueden intercalar canales adicionales para texto, datos y control con la visión de sonidos y datos.
- Se pueden eliminar las imágenes fantasma, y se puede reducir o eliminar en gran medida el ruido procedente de la ignición de los coches o interferencias similares en el receptor.
- La realización de la interfaz con los futuros sistemas de comunicación de datos digitales y protocolos de grabación debe ser sencilla.

## ¿Por qué 29,97 Y 59,94?

Las sorprendentes imágenes y velocidades de exploración desarrolladas para la NTSC en 1950 también son las propuestas para la

HDTV americana, las cuales probablemente perdurarán a causa de los beneficios que supone contar con una simple relación entera entre NTSC y HDTV.

La frecuencia de la subportadora NTSC fue elegida para obtener un mínimo de visibilidad de la imagen, siendo un múltiplo impar de la mitad de la frecuencia de barrido monocromo que estaba en el momento, es decir, 15,750 KHz. Las pruebas de desarrollo se realizaron utilizando una frecuencia de la subportadora de 3,583125 MHz, el 455 múltiplo de la mitad de la velocidad de línea. Entonces, se comprobó que algunos equipos monocromos de televisión presentaban un rechazable batido entre la sub-portadora y la portadora de sonido de 4,5 MHz. Los experimentos mostraron que haciendo que la frecuencia de batido de la señal

fuera un múltiplo impar de la mitad de la velocidad de barrido de línea, se podría reducir de forma visible el barrido; y así, la frecuencia de la portadora de sonido debería ser un múltiplo par de la correspondiente a la velocidad de barrido de línea.

La frecuencia de barrido de línea pasó a 4,5 MHz/286 = 15.734,264 KHz; la frecuencia de la subportadora pasó a ser 15.734,264 x 0,5 x 455 = 3,579545 MHz y (todavía manteniendo 525 líneas por pantalla) la velocidad de cuadros debería caer a 15.734,264 KHz/525 = 29,97 Hz. La velocidad de exploración pasó a ser de 59,94 Hz.

### Transformada coseno discreta

La transformada coseno discreta (DCT) no es un método de

compresión en sí mismo; su función primaria consiste en convertir una matriz, que representa niveles de amplitud de un número concreto de un determinado número de elementos espaciales de un área de imagen, a una matriz del mismo número de coeficientes de frecuencia.

La conversión forma la base para una reducción siguiente del número de términos y la cantidad de datos necesaria para definir la imagen.

Analizando y dividiendo las imágenes de televisión en bloques de 16 "pixels" se suele ver que contiene muy poca información de alta frecuencia en cada bloque. El procesamiento de las imágenes en el dominio de la frecuencia en lugar del dominio espacial, nos proporciona bastantes ventajas y, en ocasiones, se puede ignorar el valor reducido de las componentes de AF.

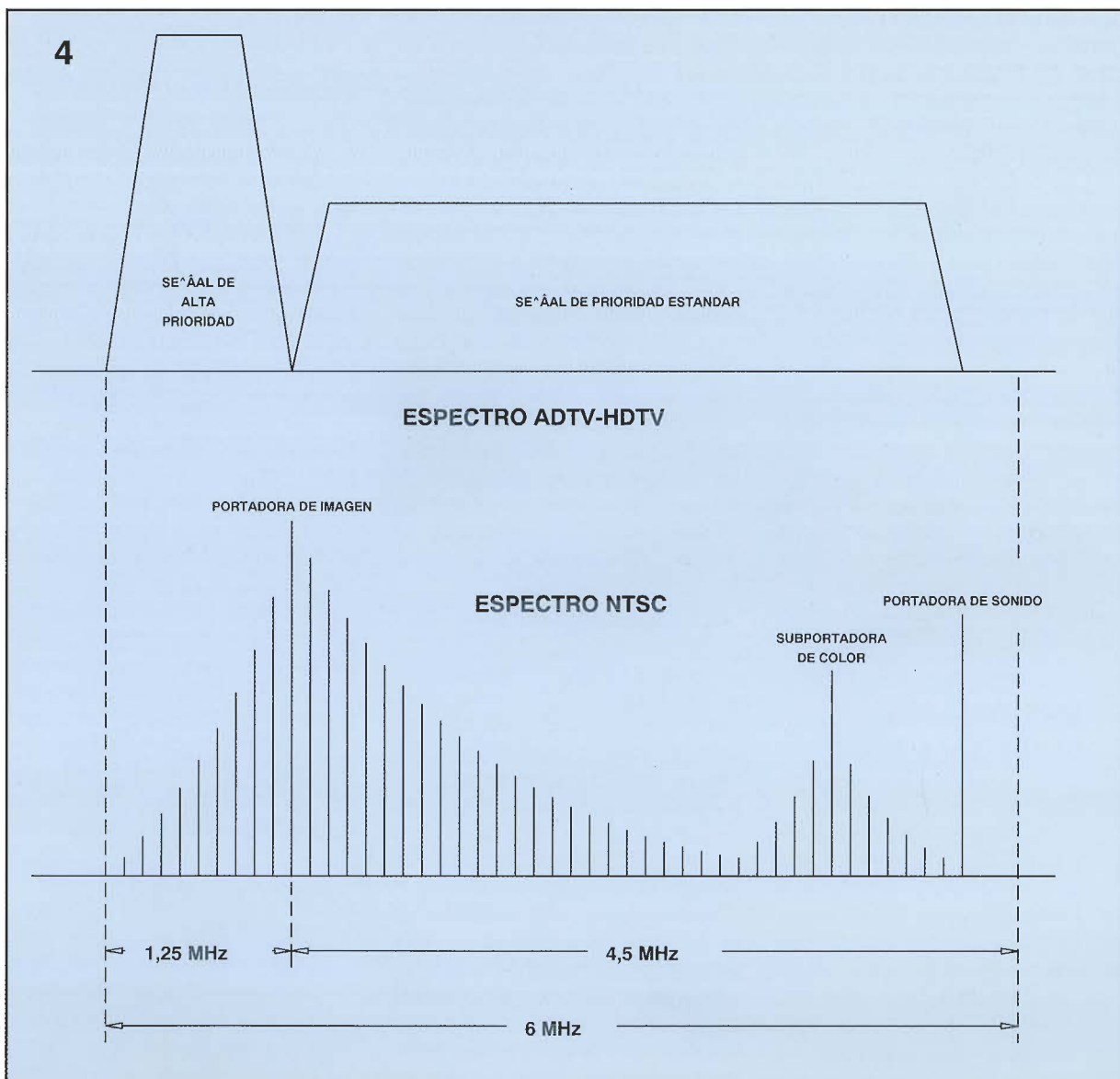


Figura 4.- Los filtros de salida de los transmisores qam y los receptores qam tienen una respuesta mínima a las frecuencias de la portadora de video y de sonido del NTSC, de esta forma se reduce la interferencia mutua.

Típicamente, las matrices espaciales de los elementos de la imagen representan niveles de intensidad de porciones de una imagen de vídeo en bloques de 8 "pixels" de alto por 8 "pixels" de ancho; son hallados por muestreo y se someten al DCT hasta que se haya transformado por completo el cuadro de imagen.

La transformada convierte el bloque de intensidad de luminancia o crominancia en una matriz de dos dimensiones de 64 coeficientes de frecuencia, representando amplitudes de las componentes de frecuencia espacial del bloque original (Fig. A).

El término de frecuencia 0 (CC) definiendo el nivel de gris del bloque de imagen completo se coloca en el extremo izquierdo superior del bloque. Otros coeficientes relacionados con el incremento de la frecuencia en la dimensión horizontal de la matriz espacial, se colocan de izquierda a derecha en la matriz transformada.

Aquellos que representan valores de incremento de la frecuencia vertical se colocan de arriba a abajo.

Los coeficientes en la matriz transformada (frecuencia) se suelen leer en forma de serie, siguiendo un zig-zag (Fig. B). Y así, siguiendo al término de CC, el segundo coeficiente proporciona la amplitud de la frecuencia más baja en la dimensión horizontal de la matriz. El siguiente coeficiente corresponde a la amplitud de la frecuencia más baja en la dimensión vertical y los siguientes valores revelan magnitudes de frecuencias significativamente mayores.

El último valor, el coeficiente número 64, indica la amplitud de la mayor frecuencia tanto en la dirección vertical como en la horizontal.

Dependiendo del número total de puntos en la imagen, un bloque de 64 "pixels" cubre un área inferior a una veintimilésima parte de la imagen completa. En muchas imágenes de televisión, se pueden hacer una

gran cantidad de 8 x 8 "pixels" de áreas con brillo o crominancia similar, y hay un aumento de correlación horizontal y vertical entre "pixels" adyacentes. Por ejemplo, en imágenes que contienen una cara humana, la ropa o escenas exteriores, muchos bloques transformados quedan definidos completamente por el nivel CC.

Otros bloques contienen coeficientes de baja frecuencia y coeficientes de baja magnitud de elevada frecuencia. Los términos de elevada amplitud y de elevada frecuencia solamente surgen cuando se han producido cambios repentinos y remarcados en la intensidad de la imagen televisada. Cuando se analizan imágenes de televisión típicas, el número de áreas de transmisiones que contiene éste es sorprendentemente pequeño; por tanto, la cantidad de bits de datos necesarios para definir estos bloques de "pixels" es substancialmente inferior en el dominio de la frecuencia que en el dominio espacial.

■

# 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./Telf.: 54-1-653 57 00**

**Por menos de 5.000 pesetas podrá hacerse con un equipo semiprofesional cuya cobertura abarca de 1 Hz a 10 Mhz en pasos de 1 Hz.**

# **SINTETIZADOR CONTROLADO POR ORDENADOR**

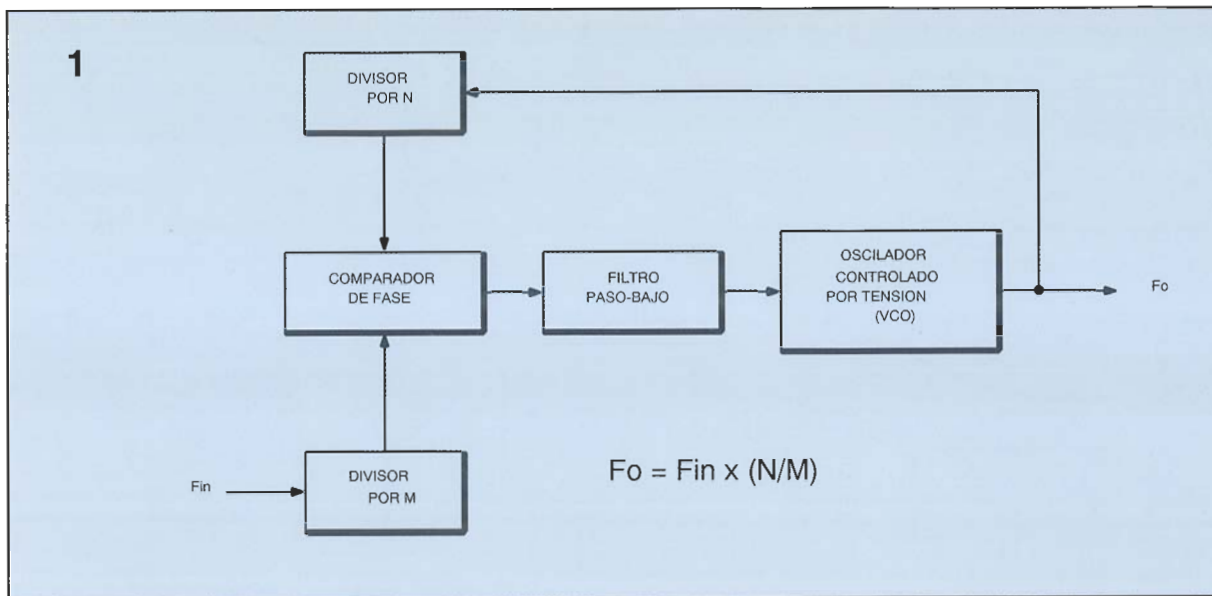
Cada vez se hace más necesaria una fuente de frecuencia de precisión; bien sea para el ajuste de un generador de baudios de 6,144 Mhz o para obtener los 7,373 Mhz precisos para un diseño de microprocesador. Cuando intentamos producir una combinación de generador de señal y contador de frecuencia casi siempre ocurre que no logramos la estabilidad que obtendríamos con un oscilador de cristal. Podemos, por lo tanto, considerarnos afortunados si conseguimos realizar nuestro sintetizador utilizando este método.

Los sintetizadores de frecuencia son equipos capaces de suministrar desde las bajas frecuencias de la gama de audio hasta señales que se sitúen en la gama alta de los giga hercios, y todo ello con una gran precisión y estabilidad. Su coste suele ser elevado, llegando incluso a superar las 100.000 pesetas, aunque podemos considerarlo como una buena inversión en caso de que el trabajo que desarrollemos justifique ese alto coste. Nuestro montaje pretende tan sólo abarcar la más modesta gama de los 10 Mhz con una precisión más

que aceptable; y estimamos que su coste es realmente competitivo, y que sus características hacen que compense el tiempo invertido en su montaje.

La construcción de nuestro prototipo es inmediata, a causa tanto de la estandarización de los componentes utilizados como a la posibilidad de ser programado en casi cualquier lenguaje (QBASIC, TBASIC, C, C++, etcétera) idóneo para acceder directamente al puerto de impresora. Como tantos otros sintetizadores, el nuestro también utiliza un único oscilador de cristal

Figura 1.- Diagrama de bloques del típico sintetizador de frecuencia.



de cuarzo con lazo de enganche de fase (PLL) y unos cuantos contadores/divisores encargados de generar su señal de salida (en nuestro caso 54.000 salidas discretas de frecuencia).

A diferencia de otros equipos sintetizadores, el nuestro tan sólo incorpora una única placa de CI (de 10 X 8,5 cm) y no lleva instalado dispositivo de ajuste alguno. Será el PC el que se ocupe luego de acoplar los diversos parámetros, así como de la computación intrínseca al montaje.

Todo lo que tendremos que hacer nosotros será elegir una frecuencia entre 1 Hz y 10 Mhz, y el conjunto hardware/software hará el resto.

Puesto que la interconexión con el ordenador se efectúa a través del puerto paralelo no necesitaremos añadir ninguna tarjeta de expansión al bus de nuestro equipo. La programación del sintetizador, como veremos más adelante, es también bastante sencilla, ya que utiliza una serie de instrucciones de salida de datos disponibles en la mayor parte de los lenguajes existentes en el mercado.

El diseño de entradas y salidas de datos para formatos de bytes simples se facilita bastante si utilizamos el puerto de impresora, pero como el sintetizador de frecuencias que proponemos es un dispositivo que usa sólo la salida de datos (no necesita reenviar datos al PC) su programación se hace un poco más difícil.

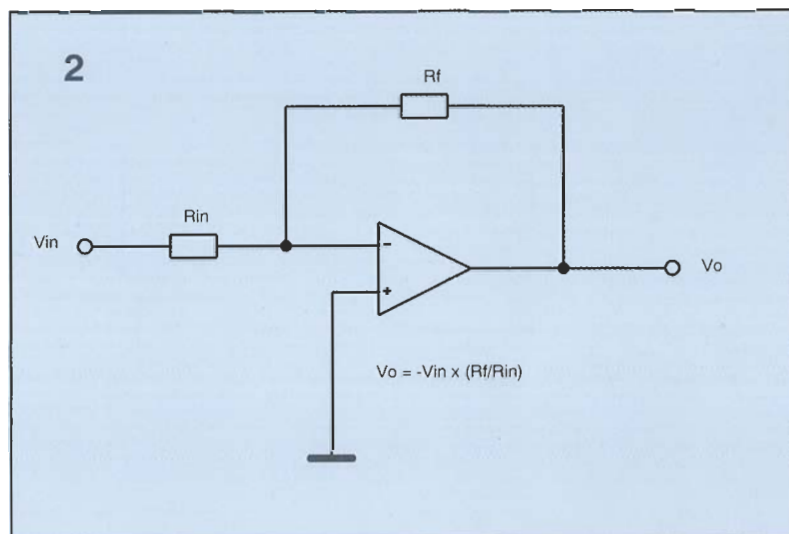


Figura 2.- Representación gráfica de un amplificador operacional inversor y de ganancia igual a la unidad.

## Acerca del circuito

Antes de proceder a la descripción detallada de las particularidades de nuestro montaje, no estará de más hacer unos comentarios sobre el funcionamiento básico de los puertos paralelo en los PC. Si es usted un total desconocedor del tema le aconsejamos que lea con atención el párrafo titulado "Fundamentos del puerto paralelo".

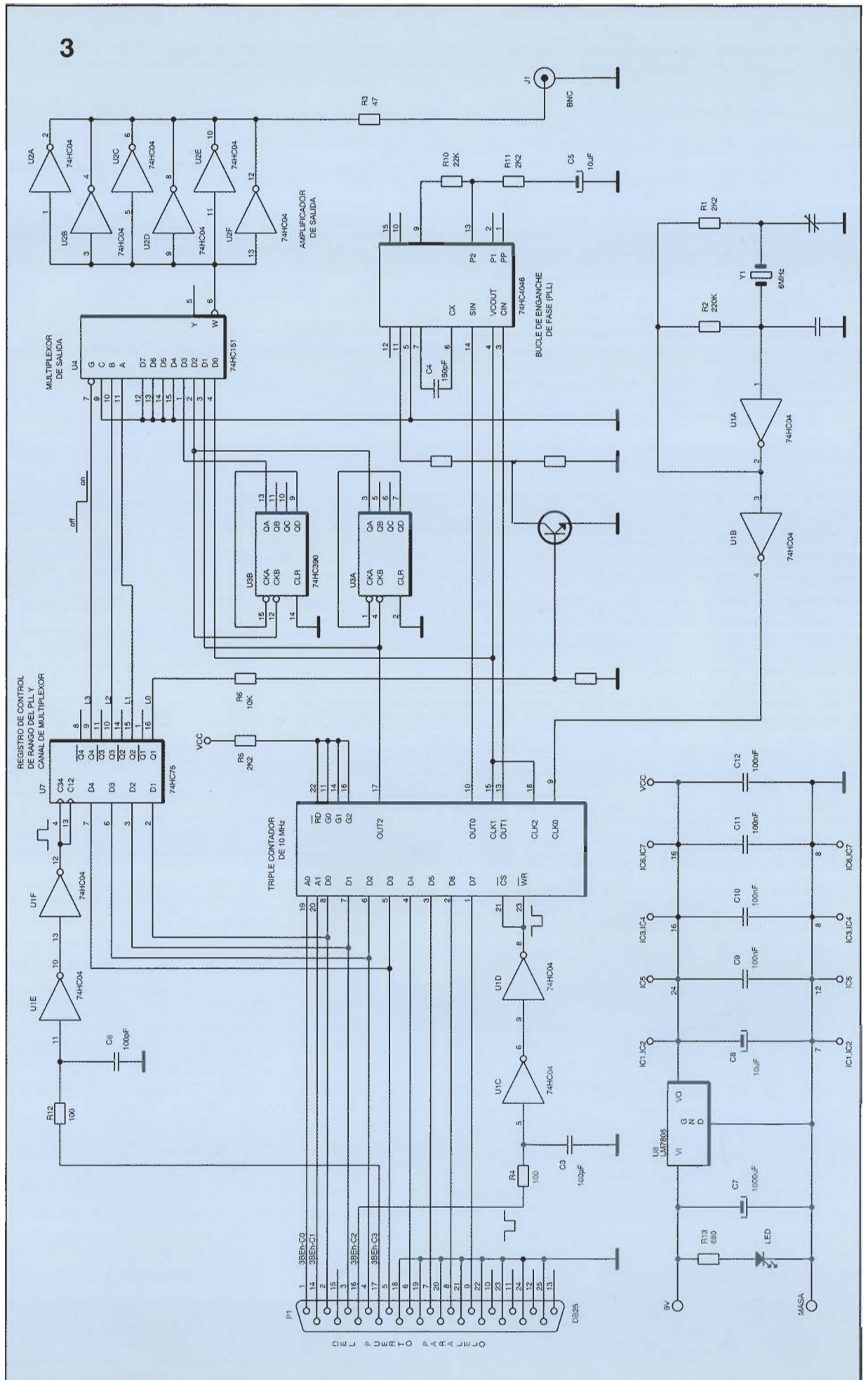
Para poder comprender el funcionamiento del sintetizador debemos tener alguna idea sobre la teoría de operación del sistema PLL. La figura 1 nos muestra un esquema de lazo de enganche de fase típico, el cual contiene la señal de entrada, un contador/divisor por M, comparador de fase, un filtro pasa bajos un osci-

lador controlado por tensión (VCO) y un contador/divisor por N. Partiendo de esta configuración, y tomándola como base, el circuito PLL puede estudiarse como un operacional que trabaja en un dominio de frecuencias.

La figura 2 nos muestra el esquema del típico amplificador operacional. Cuando los valores de la resistencia de entrada (Re) y de Rr son idénticos, la tensión +Ve presente en la entrada aparecerá en la salida del mismo como -Vo. Para entender esto asumimos que disponemos de un operacional ideal cuya impedancia de entrada sea infinita, y una caída de tensión nula entre entradas cuya ganancia sea también infinita.

Como quiera que la entrada inversora (-) del operacional se ha puesto a masa debe estar a

Figura 2.-  
Esquema  
eléctrico  
completo del  
Sintetizador  
controlado por  
PC



un potencial igual a cero voltios. En condiciones ideales, la corriente que circula a través de la resistencia  $R_e$  se calcula mediante la fórmula  $I_e = V_e / R_e$ . Como la impedancia de entrada del operacional es infinita, la corriente de entrada no puede circular a través del operacional; esto la obliga a circular a través de la resistencia de realimentación  $R_r$  y hacia la salida del amplificador.

La tensión de salida de un operacional se calcula multiplicando  $I_e$  por  $R_r$ , lo cual deriva en la conocida fórmula para la ganancia de la entrada invertida del amplificador:  $V_s = -V_e (R_r / R_e)$ . El signo menos se debe a que la corriente sale desde el nudo de entrada, haciendo éste positivo con respecto al terminal de salida del operacional.

Volviendo de nuevo a la figura 1 observamos que las dos entradas del comparador de fase deben "ver" frecuencias idénticas para hacer que el circuito "enganche". Observamos que comparativamente esto se asemeja a la condición de tensiones idénticas que precisa un operacional. Una de las entradas del comparador "ve" una frecuencia de  $F_e / M$ , y la otra de  $F_s / N$ . De aquí se deduce que:  $F_s = F_e (N / M)$ .

$N$  y  $M$  tienen valores enteros y positivos, pudiendo ser además tan grandes o pequeños como deseemos. La gama de frecuencias de  $F_e$  y  $F_s$  dependerá del hardware que utilicemos. El circuito de PLL ha sido diseñado para abarcar desde el límite inferior de la BF hasta frecuencias de UHF.

Si damos a  $M$  un valor igual a 1, vemos que  $F_s = N \times F_e$ . Como deseamos que nuestro equipo posea cuatro dígitos  $N$  variará entre 1.000 y 10.000. Si  $F_e$  es 1.000 Hz, para conseguir pasos de frecuencia de 1.000 Hz con los valores máximos y mínimos de  $N$ , tendremos:

$$F_s(\max) = 1.000 \times 10.000 = 10.000.000 \text{ Hz,}$$

y

$$F_s(\min) = 1.000 \times 1.000 = 1.000.000 \text{ Hz.}$$

Por lo que, con estos valores para  $M$ ,  $N$  y  $F_e$  podemos generar 9.000 frecuencias simples entre 1 Mhz y 10 Mhz en pasos de 1Khz.

Imaginemos que deseamos hacer  $N=100$  y extender el rango del PLL por debajo de los 100 Khz. En principio no hay razón alguna para no intentarlo; eso sí, con la

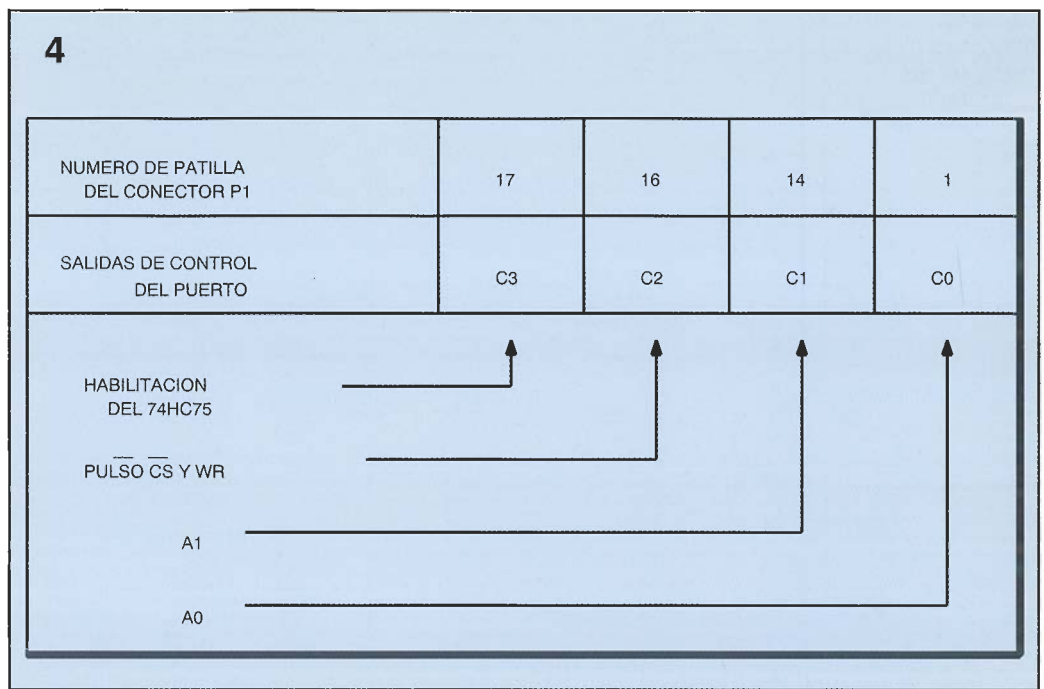


Figura 4.- Detalle de las líneas de control conectadas a los circuitos de conteo y "latch".

salvedad de que nos encontraremos con serios problemas a la hora de conseguir un VCO que sea fácil de diseñar, que resulte económico y que nos cubra esta banda; y, al final, nos encontraremos con un sintetizador de solo tres dígitos de resolución.

En caso de que deseemos reducir  $F_e$ , digamos en 1 Hz, y multiplicar la resolución por 1.000, podremos hacerlo; pero nos surgirá el mismo inconveniente: esta vez con el comparador de fases y con los filtros.

Un valor de 1:10 para el margen del VCO, y una resolución de 1 Khz trabajando en la gama de 1 a 10 Mhz, nos parecieron valores más que adecuados a la hora de ponernos a diseñar un equipo

cuyos componentes no tuvieran un precio abusivo, cuya complejidad no fuera excesiva y cuyo montaje resultara sencillo.

Seguro que ya se estarán preguntando como nos las vamos a arreglar para generar las frecuencias más bajas, es decir, las que llegan hasta 1 Hz. Para conseguirlo, tomamos la señal de salida del VCO y la dividimos mediante seis contadores de décadas, con lo cual una señal de 1.000.000 dividida por 106 (factor de división de las diez décadas) se convierte en una señal de 1.000 Hz.

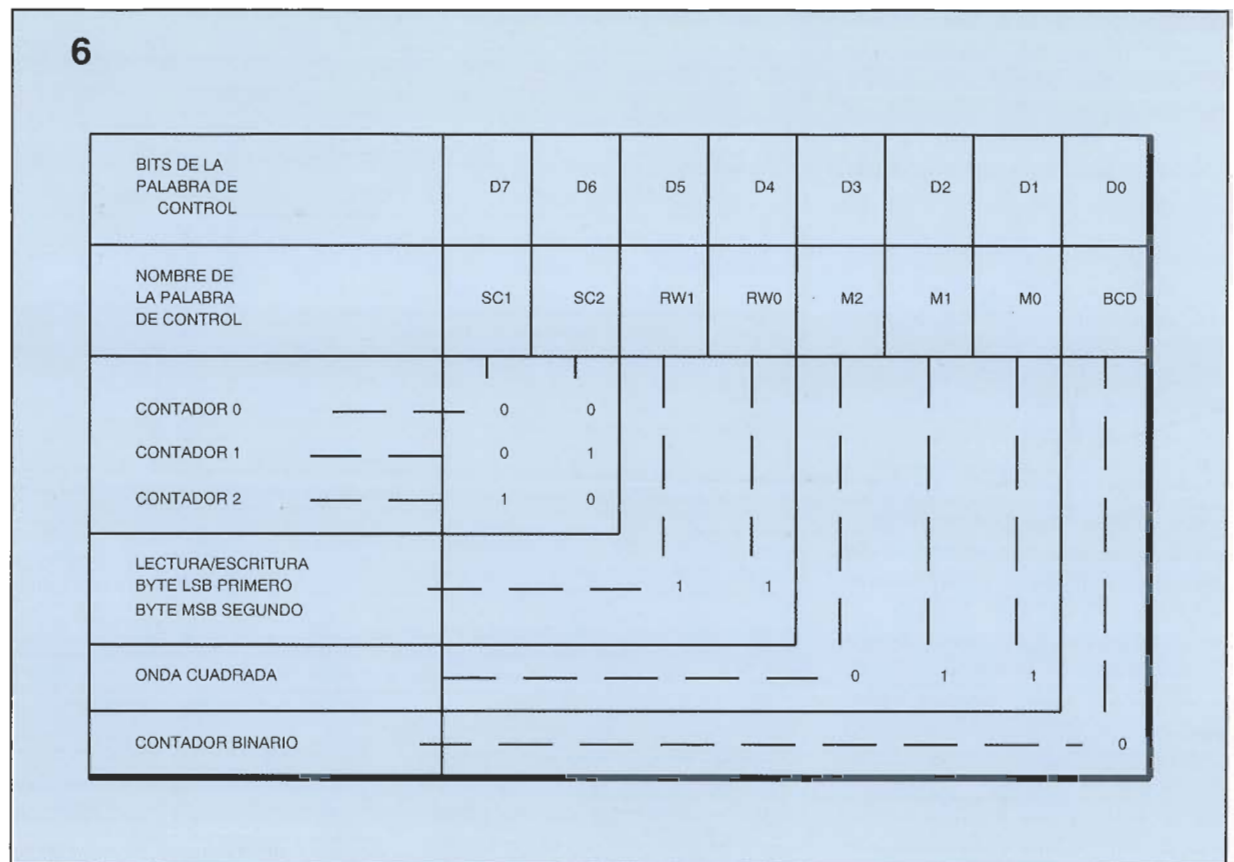
A la hora de cotejar dos señales en la parte comparadora del PLL, el término "fase" deja de tener significado cuando ambas

Figura 5.- Funciones de los bits del "latch".

**5**

NUMERO DE PATILLA DEL 74HC75	NOMBRE	FUNCION
16	L0	+5V : RANGO ALTO DEL VCO 0V : RANGO BAJO DEL VCO
15	L1	ENTRADA A DEL MULTIPLEXOR
10	L2	ENTRADA B DEL MULTIPLEXOR
9	L3	+5V : MULTIPLEXOR OFF, SALIDA OFF 0V : MULTIPLEXOR ON, SALIDA ON

Figura 6.-  
Estructura de la  
"palabra" de  
control.



señales no son de la misma frecuencia. Por lo tanto, el comparador de fase es en realidad un comparador de frecuencias que posibilita la medición de desfase entre dos señales de entrada de igual frecuencia. Se asemeja al funcionamiento de la señal de tensión de error en los operacionales, la cual se obtiene a partir de un cero presente en el lazo de realimentación.

Un comparador puede ser, y de hecho lo es en este montaje, un eficaz detector de frecuencia/fase disparado por flanco e independiente del ciclo de señal, el cual incorpora además una etapa de salida tal que simplifica bastante su filtrado.

No vamos a entrar ahora en detalles sobre cómo se llevó a cabo la selección de los diferentes valores y frecuencias de corte para la realización del montaje. Sólo indicaremos que las frecuencias se situaban en los 0,66 y 7,32 Hz, esto es, bastante distantes de la frecuencia de 1 Hz de referencia, y su presencia perturbadora en la señal de salida es totalmente imperceptible. En caso de que requieran una información más detallada sobre el diseño del filtro les remitimos al manual de la casa Signetics titulado: High Speed

CMOS Data Manual, en el cual pueden encontrarse unas 25 páginas sobre el 74HC4046 PLL.

La salida del contador M del circuito PLL genera la frecuencia de referencia para el comparador, mientras que Fe debe ser una señal estable y controlada por cristal. Necesitamos una señal de referencia de 1.000 Hz. El integrado usado en esta ocasión como contador para el Sintetizador (un 82C54-2, contador triple de 16 bits) tiene limitadas sus entradas a una frecuencia máxima de 10 Mhz. Por esta razón, cualquier cristal de menos de 10 Mhz, o el elegido de 1.000 Hz, servirá para este cometido.

Sólo hay que ajustar el contador para que divida la frecuencia del cristal por el factor adecuado. Una vez efectuada esta operación no debemos alterar su valor. Por ejemplo, un cristal de 6 Mhz puede ser adecuado; únicamente habrá que dividir su frecuencia por 6.000. Sin embargo, un cristal perteneciente a la etapa burst-color de un TVC que sea de 4,43 Mhz no resulta idóneo, debido a que no encontraremos un valor entero por el que pueda dividirse la frecuencia para así conseguir los 1.000 Hz. necesarios.

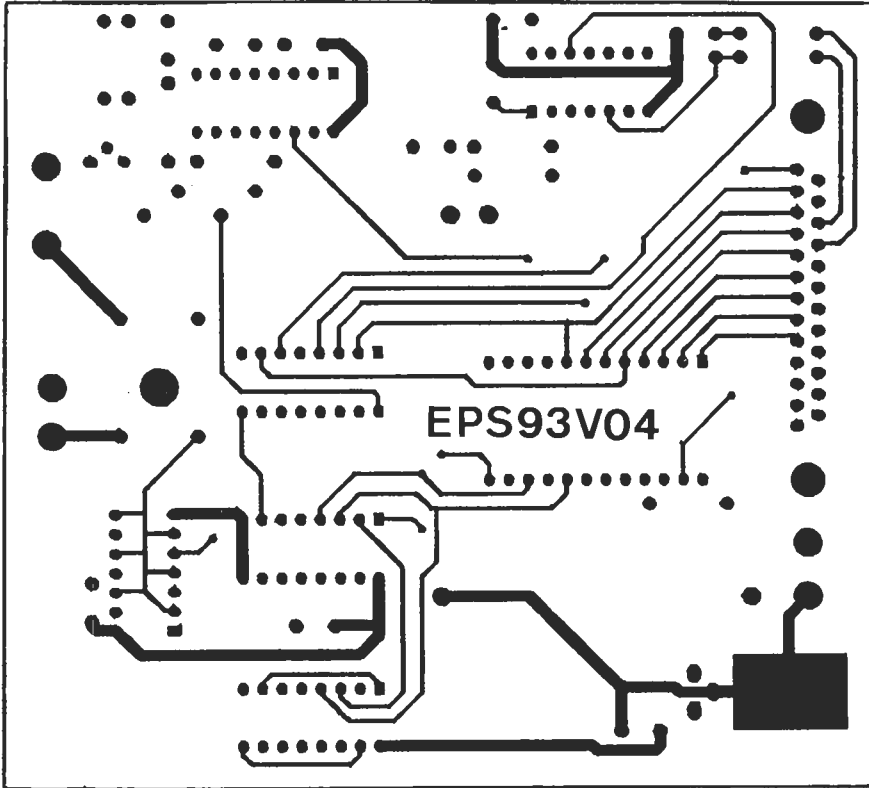
Aunque no aparezca en la

figura 2, necesitamos una tercera etapa de conteo para hacer que la salida del VCO descienda hasta la gama de 1 Hz. Este tercer contador (un 82C54-2) puede ser ajustado para que realice la división por 10, 100, 1.000 ó 10.000. Esto no bastará para llegar hasta 1 Hz, por lo que tendremos que usar otro chip, el U3A de la figura 3, que esta vez es un 74HC390 (doble contador de décadas) para conseguir obtener las dos últimas gamas.

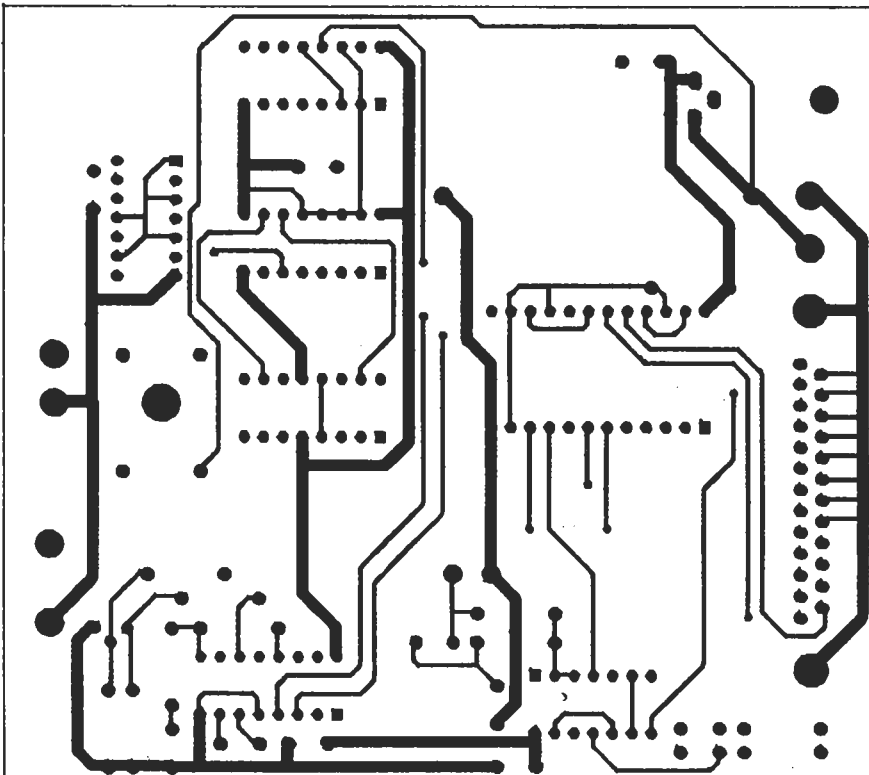
Elegimos el 74HC4046 PLL para este proyecto debido a que incorpora tres comparadores de fase y un VCO de 20 Mhz. El comparador utilizado por nosotros, el N° 2, es sencillo de usar y fácil de disparar por flanco mediante un detector de frecuencia/fase, aunque se hace necesaria alguna explicación añadida.

A pesar de que en las especificaciones del 74HC4046 se indica como posible el uso de una gama VCO tan amplia como de 10:1 nos encontramos con que no todos son capaces de manejarla. A fin de asegurar su perfecto funcionamiento decidimos dividir esta en dos subgamas, a saber: de 1 a 3 Mhz y de 3 a 10 Mhz. Esto solventa el problema de hardware pero crea un nuevo inconveniente con el software.

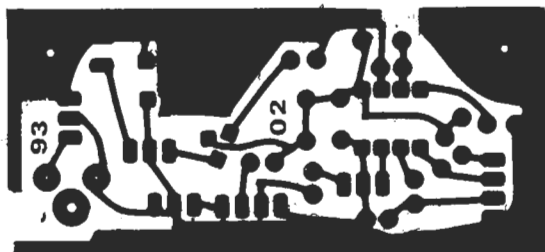
# EPS



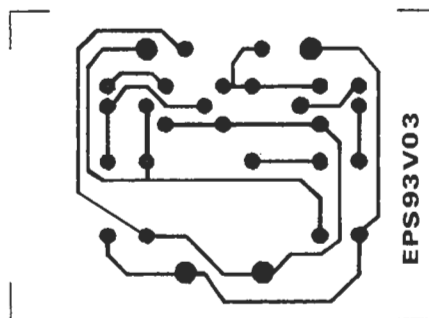
EPS 93V04  
Sintetizador controlado  
por ordenador.



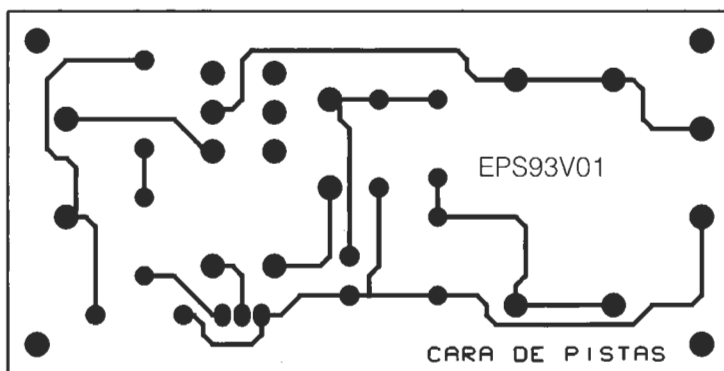
# EPS



EPS 93V03  
Verificador rápido de fusibles.



EPS 93V02  
Detector de latidos del corazón.



EPS 92V01  
Fusible electrónico.

El control del VCO incorporado en el 74HC4046 se realiza externamente mediante una resistencia y un condensador. Queda claro que la resistencia es el elemento susceptible de ser manipulado para gobernar el oscilador. Esta misión la lleva a cabo el chip controlador de ajuste de gama PLL, que, como vemos en la figura 3, es el circuito U7. Las resistencias R8 y R9 van conectadas en serie a masa. El transistor Q1, controlado a su vez por una salida de "latch" de U7, se encarga de derivar R9 a masa cuando seleccionamos la gama alta.

El circuito de PLL U6 proporciona el 50% de la señal cuadrada por encima de la gama de 1 Hz a 10 Mhz. En las pruebas efectuadas al circuito se consiguió que este generara señales de hasta 12 Mhz, y es probable que pudiera llegar hasta los 20

Mhz o más con tal de que el contador divisor por N pudiera manejar esa frecuencia.

Con una salida de VCO de 1 Mhz a 10 Mhz utilizamos dos contadores de U3 y uno de los que incorpora U5, con objeto de cubrir la gama completa de 1 Hz a 10 Mhz. Al disponer de cuatro fuentes diferentes para proporcionarnos la señal de salida hemos incluido un método para seleccionar una de ellas, por lo que haremos uso de U4. De las ocho entradas disponibles sólo utilizaremos cuatro, conectando las restantes a masa sin "direccionarlas" nunca.

El circuito U4 se controla desde el "latch" U7 ( un 74HC75). Es este mismo circuito el que controla la gama de frecuencias del chip PLL U6.

En vez de diseñar una etapa de salida que incorpore un amplificador operacional de alta veloci-

dad o de equipar esta etapa con componentes discretos hemos optado por utilizar un "driver" sencillo y de amplitud fija que sea compatible en salida con niveles TTL. El circuito utilizado es un séxtuplo inversor (U2) 74HC04 cuyas salidas van unidas y cuyas entradas se alimentan de la salida de U4. La salida común de los inversores ataca a J1 a través de la resistencia R10.

Con esta configuración de U2 podemos atacar directamente una carga de 50 ohmios sin que el 74HC04 se quemara. Es también posible que ante periodos prolongados de cortocircuito en J1 no llegue a dañarse la etapa de salida.

Tenga siempre presente que la salida del Sintetizador debe llegar, a ser posible, a través de un cable de 50 Ω a un circuito de la misma impedancia de entrada. En la mayoría de los casos esto

### Listado 1

OUT &HBC, 8	'DATA TO DATA PORT
CTW = &HF XOR &HB	'CONTROL WORD FOR LOGIC 1 TO LATCH
OUT &H3BE, CTW	'ENABLES LATCH
CTW = &H7 XOR &HB	'CONTROL WORD FOR LOGIC 0 TO LATCH
OUT &H3BE, CTW	'DISABLES LATCH

### Listado 2

DT = &H3BC	'Printer data port address
CR = &H3BE	'Printer control port address
CT = n	'Counter # (n = 0, 1, 2)
CW(0) = &36	'Control word counter zero
CW(1) = &76	'Control word counter one
CW(2) = &HB6	'Control word counter two

### Listado 3

FOR I = 1 TO 3	
OUT DT, CW(I)	'Control word to data register
CTW = &H3 XOR &HB	'Set "Write" to a zero
OUT CR, CTW	'Output to control port
CTW = &H7 XOR &HB	'Set "Write" to a one
OUT CR, CTW	'Output to control port

se soluciona utilizando 1.000  $\Omega$  como resistencia final. Si no re-matamos el cable de manera adecuada nos podremos encontrar con disparos erráticos de señal. Algunos circuitos no tienen este trato antirruido en su diseño.

El oscilador de referencia se basa en uno de los seis inversores contenidos en el 74HC04 (U1A), y se polariza para que opere en su región activa mediante R2. La salida del inversor se une al cristal Y1 a través de r1. El otro terminal de Y1 se conecta a la entrada del inversor. El condensador C1 nos proporciona el método de ajuste de la frecuencia del oscilador. Este rondará unos hercios el valor mostrado en la cápsula del cristal. El condensador C2, a masa, completa el diseño del oscilador en configuración Pierce; la salida del mismo se efectúa a través de "buffer" complementado por U1B al contador U5.

Los cuatro inversores restantes de U1 se utilizan para depurar las dos líneas de pulsos provenientes del PC. Las restantes líneas del PC se comportan, más o menos, de una manera más relajada y previsible. Las dos

líneas antes mencionadas se utilizan para activar "write" y "chip select" del contador y la entrada de validación rápida o "strobe" del "latch". Estas líneas deben estar lo suficientemente "limpias" de señales parásitas pues, de lo contrario, podrían producirse activaciones erróneas del "latch" o del contador, lo cual llevaría al fracaso a nuestro diseño.

No hemos incluido en el montaje la fuente de alimentación pero, sin embargo, hemos colocado un regulador (U8) que nos permitirá alimentar el circuito directamente desde cualquier fuente de CC de 9 voltios disponible. La resistencia R13 se ocupa de la limitación de intensidad que precisa el diodo LED de indicación de encendido.

## Funcionamiento

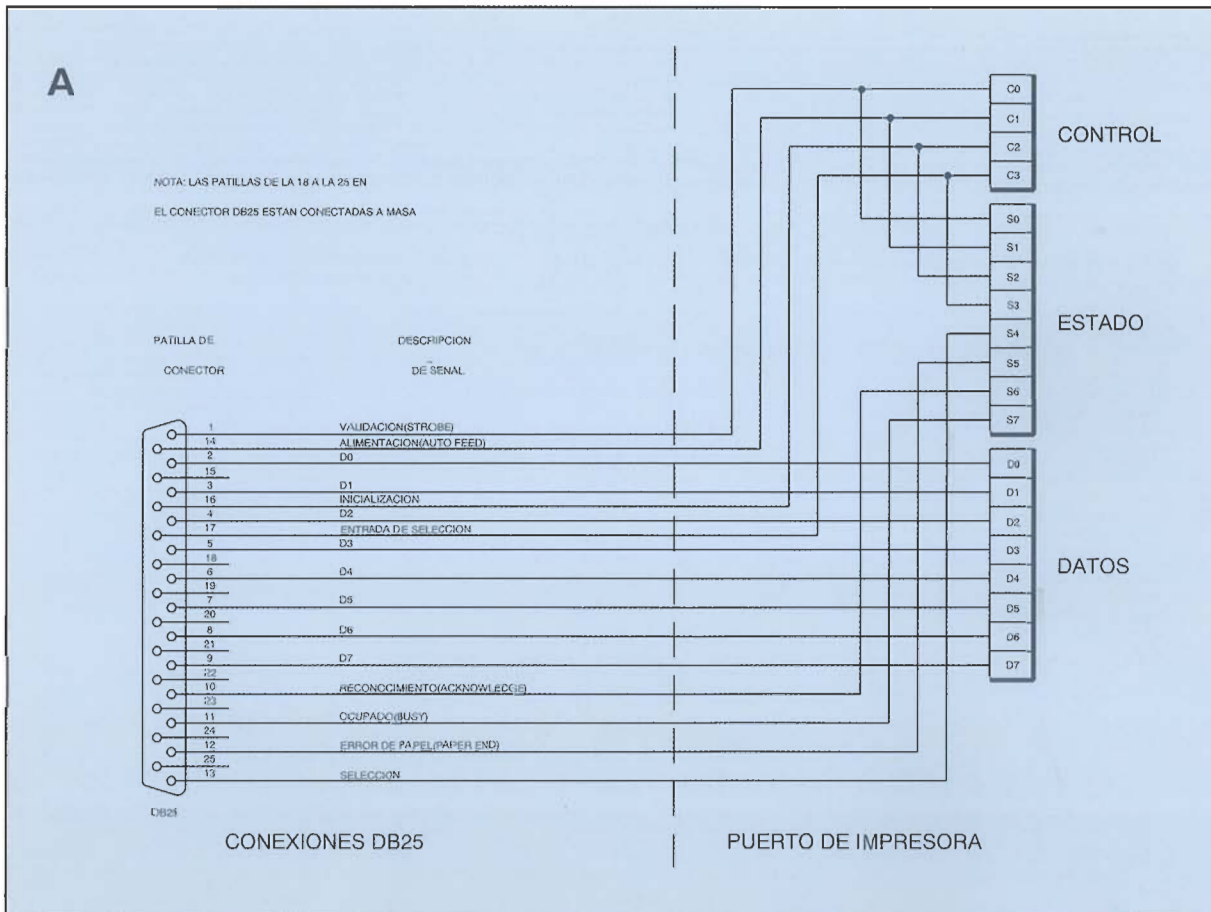
El conector P1, de la figura 3, nos condiciona todo el funcionamiento. Por las patillas 2 a 8 del mismo llegan los datos D0 a D7 dirigidos hacia el puerto de datos

de U5. Obsérvese también que las patillas 2 a 5 de P1 van también unidas a las cuatro entrada (D1 a D4) del "latch" de 4 bits U7.

Para controlar la gama del VCO seleccionamos la fuente de salida de frecuencia y activamos/desactivamos la salida del circuito MUX durante la programación. Cargamos en ese instante la configuración deseada para los cuatro bits inferiores del registro de datos de impresora de nuestro PC mediante una orden OUT. Entonces, cargaremos el "latch" U7 con los datos haciendo que el PC genere un pulso positivo en el registro de control de la puerta de impresora, patilla 17 (C3) de P1.

Además de las líneas de datos el circuito contador incorpora cinco líneas de control. Dado que ninguna de ellas va a ser leída en el chip, debemos conectar la patilla /RD (read) a una tensión de +5 V. Esta operación reduce las patillas de control susceptibles de ser manejadas a tan sólo cuatro.

Las señales de "chip select" (/CS) y escritura (/WT) deben estar a nivel bajo cuando se transfiera un byte desde el bus



**B**

NUMERO DE PATILLA		17	16	14	1
		C3	C2	C1	C0
DATO DE SALIDA	C hex	1	1	0	0
CORRECCION	B hex	1	0	1	1
C XOR B		0	1	1	1
SALIDA INVERTIDA		X		X	X
RESULTADO		1	1	0	0

de datos hacia el integrado. Esto se realiza mediante una conexión conjunta que es, a su vez, activada mediante la señal proveniente de la patilla 16 de P1 por el filtro compuesto de R4, C1, U1C y U1D.

Existen cuatro registros internos que se utilizan para programar los tres contadores del 82C54 (U5). Los registros 0, 1 y 2 se usan para programar respectivamente los contadores 0, 1 y 2. El registro 3 sirve para programar modos de operación y para preseleccionar valores en los contadores de manera directa. Las entradas A0 y A1 orientan los registros internos en modo binario y deben preseleccionarse de acuerdo al modo operativo que se desee programar. A0 y A1 van unidos a las patillas 18 (C0) y 14 (C1), respectivamente.

Mediante el envío de diferentes conjuntos de bits al registro de control del puerto paralelo de nuestro PC conseguiremos modificar tanto las líneas de control (A0, A1, /WT, y /CS) como las de datos (D0 a D7), logrando así el control de la programación del contador (fig.4).

La figura 5 nos muestra un resumen de las conexiones que unen P1 con los circuitos de "latch" y conteo. La función de

#### Listado 4

```
N = 6,000
UPPER BYTE = NU = INT(N/256)
LOWER BYTE = NL = N - 256*NU
```

#### Listado 5

```
OUT DC, NL           'Lower byte to data report
CTW = &H0 XOR &HB    'Write bit to zero
OUT CR, CTW          'Output to control port
CTW = &H7 XOR &HB    'Write it to one
OUT CR, CTW          'Output to control port
OUT DC, NU           'Lower byte to data report
CTW = &H0 XOR &HB    'Write bit to zero
OUT CR, CTW          'Output to control port
CTW = &H7 XOR &HB    'Write it to one
OUT CR, CTW          'Output to control port
```

#### Listado 6

```
SUB CTSET
    IF CT = 0 THEN S1 =11: S2 = 15
    IF CT = 1 THEN S1 =10: S2 = 14
    IF CT = 2 THEN S1 =9: S2 = 13
    OUT DT, NL: OUT CR,S2: OUT CR,S1: OUT CR,S2
    OUT DT, NU: OUT CR,S2: OUT CR,S1: OUT CR,S2
END SUB
```



## Listado 8

```

*****
SIMPLE PLL CONTROL PROGRAM, 3/30/92
*****

DECLARE SUB SCRIN ()
DECLARE SUB FREQCOMP ()
DECLARE SUB LATCH ()
DECLARE SUB REFSET ()
DECLARE SUB CTSET ()
COMMON SHARED DT, CR, CT, CW(), NU, NL, LTCH, Fo, QT$, ORH$
DIM CW(3): CLS

** DEFINITIONS:
DT=&H3BC 'PRINTER PORT DATA REGISTER ADDRESS
CR=&H3BE 'PRINTER PORT CONTROL REG. ADDRESS
CW(0)=&H36 'COUNTER 0 CONTROL WORD
CW(1)=&H74 'COUNTER 1 CONTROL WORD
CW(2)=&HB6 'COUNTER 2 CONTROL WORD
QT$="PRESS <Q> KEY TO EXIT PROGRAM"
ORM$="OUT OF RANGE"

CALL SCRIN
OUT CR, 4 'PRIMES CONTROL REGISTER
LTCH = 8: CALL LATCH 'TURNS OFF OUTPUT SIGNAL
FOR I = 0 TO 3
OUT DT, CW(I):
OUT CR,12: OUT CR,8: OUT CR,12 CONTROL WORDS TO COUNTER CHIP
NEXT I
C=0: CALL RESET

*****
MAIN PROGRAM
*****
DO
LOCATE 7,35: LINE INPUT W$
LOCATE 7,35: PRINT " "
X$=LTRIM$(W$): Fo = VAL(W$)
IF Fo<1 OR Fo >11*10^8 THEN
LOCATE 18,(80-LEN(ORM$))/2
PRINT ORM$: BEEP: SLEEP (2)
LOCATE 18,1: PRINT STRING$(75, " ");
ELSE CALL FREQCOMP
END IF
LOOP UNTIL X$="Q" OR X$="q"
BEEP: LOCATE 24,33: PRINT "END OF PROGRAM";
END

*****
SUB CTSET
IF CT=0 THEN S1=11: S2=15
IF CT=1 THEN S1=10: S2=14
IF CT=2 THEN S1=9: S2=13
OUT DT, NL: OUT CR,S2: OUT CR,S1: OUT CR,S2
OUT DT, NU: OUT CR,S2: OUT CR,S1: OUT CR,S2

END SUB

SUB LATCH
OUT DT, LTCH: OUT CR,12: OUT CR,4: OUT CR,12

END SUBF

```

décadas divisoras y es controlado a su vez por el VCO.

La salida del contador 2 ataca la década divisora U3A, la cual ataca, al propio tiempo, a la década U3B. Las salidas de U3A y U3B generan las gamas de 10 a 100 Hz y de 1 a 10 Hz. Las salidas del VCO, contador 2, U3A y U3B atacan a MUX U4. L1 y L2

(de U7) se encargan de decidir cuál será la señal que llegue hasta el amplificador de salida.

### Montaje

Recomendamos el uso de la placa de circuito impreso para la realización de este equipo; aun-

que en principio no hay razón alguna para que no sea montado en una placa de inserción de prototipos o cableada al aire. Puede usarse, para este fin, el diseño de placa a doble cara que se muestra en los EPS, aunque necesitaremos herramientas especiales y bastante habilidad para realizar las soldaduras

correspondientes a los zócalos de C1 y al conector P1.

Realizada ya la placa de circuito impreso pasaremos a colocar los contadores/divisores N, M y de salida del Sintetizador. Antes de comenzar con el circuito, la primera programación a realizar será el modo de cada uno de los tres contadores de U5 para que trabajen con onda cuadrada.

Podemos también programar estos para que cuenten en binario o en BCD. Para simplificar hemos elegido el modo binario. El paso siguiente será la lectura/escritura del byte menos significativo, en primer lugar, y del modo del byte más significativo. El formato de la "palabra" de control en sus diversos modos puede verse en la figura 6.

En esta figura observamos que los bits D0 a D5 de cada palabra de control son idénticos. Los bits 6 y 7 difieren porque especifican los diferentes contadores. No obstante, en la tabla 1 tenemos un resumen de las diferentes palabras de control.

Antes de suministrar estas palabras al circuito contador debemos "inicializar" el sistema y asegurarnos de que tanto las líneas de control como las líneas de salida del "latch" tienen unos niveles adecuados. Sólo hay dos líneas más, /CS y /WT, que conciernen al circuito contador y a la habilitación de U7. Deben aparecer en estados alto y bajo, respectivamente. Ambas líneas llegan desde el registro de control de impresora y se pueden programar al nivel adecuado enviando un conjunto de bits determinado al puerto de control de impresora. Esta combinación de bits es la siguiente:

```
C3 C2 C1 C0
0 1 X X
```

Donde figura la X significa que no importa el estado. Recuérdese que las salidas C3,

C1 y C0 del puerto van invertidas. Seleccionamos las X de manera arbitraria y elegimos el valor 0111 binario, el cual es 7 tanto en decimal como en hexadecimal.

Antes de enviar este conjunto de cuatro bits al puerto de control tenemos que realizar la función XOR del mismo con el valor hexadecimal B. Quedará :  
CTW = &H7 XOR &HB  
OUT (dirección del registro de control), CTW cuya máxima complejidad sólo residirá en saber la dirección del puerto de impresora. Y esto, como sabemos, si utilizamos el puerto LPT1 será la dirección 03BE HEX.

A continuación habrá que configurar el "latch" de manera que se desactive la señal de salida. Como quiera que la línea de control del MUX va unida a la salida L3 del latch, y ésta permanece activa, tendremos que ponerla a nivel alto y así desconectar la salida. Para llevar a cabo esta operación, primero pondremos un 08 HEX o decimal en el puerto de datos que dispare luego el puerto de control de impresora mediante un pulso alto y otro bajo en C3. Seguidamente, haremos que los datos contenidos en la línea de datos, valga la redundancia, se carguen en el "latch", todo ello mediante la rutina que vemos en el listado 1.

Ya "inicializado" el sintetizador, enviaremos las tres palabras de control a U5. Esta vez, el conjunto de los cuatro bits de control difiere un poco del anterior. A0 y A1 deben ser "unos" (1), y el "strobe" del "latch" debe ser "cero" (0). La escritura del "strobe" se efectuará pasando de 1 a 0 y de nuevo a 1.

Parece que esto empieza a ser algo más complicado; sin embargo, hemos definido unos pocos grupos mnémicos, los cuales pueden consultarse en el listado 2. Hecho esto, podemos escribir instrucciones de configu-

ración de los modos del contador, tal y como vemos en la figura 3.

Ya tenemos inicializado el sistema y ajustados los modos del contador. A continuación, enviaremos las constantes de división al contador. Empecemos con el divisor del cristal. Supongamos que utilizamos un cristal de 6 Mhz, entonces debemos dividir por 6.000 y así obtendremos los 1.000 Hz de referencia buscados. Para cargar 6.000 en U5 en dos bytes, primero separaremos la cifra en dos mitades, tal como podemos ver en el listado 4. Después, ejecutaremos NU y NL en el contador, como observamos en el listado 5.

Obsérvese que &H0, en la primera y séptima línea, pone todos los bits del registro de control a cero; por lo que, al ser cero A0 y A1, se selecciona el contador 0.

Al llegar a este punto nos encontramos con la incomodidad de realizar las funciones XOR y OUT; y, por consiguiente, decidimos realizar un pequeño subprograma que se ocupará de esta tarea. Este puede consultarse en el listado 6.

Si declaramos CR, CT, NL y NU como variables de uso común al inicio del programa, todo lo que tendremos que hacer será asignar a CT un número de contador y dar valores a NU y NL, llamando después a la subrutina citada. Esto nos ahorrará bastante teclado.

El anterior programa utilizado para seleccionar el contador 0 puede así realizarse mediante la ejecución, tan sólo, de dos líneas:

```
CT = 0 : NU = INT (6000/256) :
NL = 6000-256*NU
```

#### CALL CTSET

El siguiente paso consiste en ajustar el contador 1. Si deseamos una salida entre 1 y 10 Mhz, ésta resultará una tarea sencilla. Sólo tendremos que dividir la frecuencia por 1.000 y llevar los resultados a las variables NU y NL, enviando luego estos hacia el Sintetizador a través de la subrutina CSET.

Para la gama de 1 Hz a 1 Mhz tendremos que realizar una tarea más laboriosa. Elegiremos una frecuencia de la gama superior (1 a 10 Mhz), programaremos el contador 2 y luego decidiremos cuál será el valor por el que

Puerto	Dato	Estado	Control
LPT1	03BC	03BD	03BE
LPT2	0378	0379	037A
LPT3	0278	0279	027A

## Listado 9

### Lista de componentes

#### Condensadores

C1 : trimmer  
capacitivo 8-50 pF  
C2 : 20 pF,  
disco cerámico  
C3,C6 : 100 pF,  
disco cerámico  
C4 : 150 pF,  
disco cerámico  
C5,C8 : 10 µF,  
16 V., tántalo  
C9-C12: 100 nF,  
disco cerámico

#### Resistencias

R1,R5,R11 : 2,2 KΩ  
R2 : 220 Ω  
R3 : 47 Ω  
R4,R12 : 100 Ω  
R6 : 10 KΩ  
R7,R10 : 22 KΩ  
R8 : 3 KΩ  
R9 : 8,2 KΩ  
R13 : 680 Ω

#### Semiconductores

Q1: 2N4401,  
transistor NPN  
U1,U2 : 74HC04,  
inversor séxtuplo  
U3 : 74HC390,  
contador de  
décadas doble  
U4 : 74HC151,  
multiplexor de  
ocho entradas  
U5 : 82C54-2,  
contador triple de  
10 Mhz. y 16 bits  
U6 : 74HC4046,  
circuito PLL y  
comparador de  
fase  
U7 : 74HC75, latch  
de 4 bits  
U8 : LM7805,  
regulador de +5 V.

#### Varios

J1 : Conector  
coaxial tipo BNC  
para montaje  
en chasis.  
P1 : Conector tipo  
DB-25 para  
montaje en CI  
(en ángulo).  
Y1: Cristal de  
6 Mhz. (Véase el  
texto).  
Placa de circuito  
impreso,  
alimentador de  
220/(9-12 V), caja  
para el montaje,  
diodo LED  
indicador, etc.

SUB REFSET

Fcy = 6002000: N= Fcy/1000: NU=INT(N/256)

NL=INT(N-(NU\*256)): CT = 0: CALL CTSET

END SUB

SUB SCRN

PS = (80 - LEN(QT\$)) / 2: LOCATE 22, PS: PRINT QT\$: LOCATE 1,1:

PRINT " ENTER FREQUENCY"

PRINT

PRINT " (1.000 Hz <= Fo <= 10,999,000MHz, 4 SIGNIFICANT DIGITS)"

LOCATE 7,35: PRINT " \_\_\_\_\_"

END SUB

SUB FREQCOMP

LTCH = 8: CALL LATCH 'TURNS OFF OUTPUT

EP = 6 - INT((LOG(Fo)) / (LOG(10))) 'COMPUTES

IF EP < 0 THEN EP = 0 'HIGH AND LOW BYTES

Fx = Fo \* (10 ^ EP): N = INT(Fx/1000) 'FOR COUNTER 1

NU = INT(N/256): NL = N - (NU\*256) '

CT = 1: CALL CTSET

IF Fx > 3000000 THEN VC0 = 1 ELSE VC0 = 0 'SETS VC0 RANGE

Fd = (INT(Fx/1000)) \* 10 ^ (3 - EP)

LOCATE 15,22:

PRINT "OUTPUT FREQUENCY IS ..."; USING "##,###,###,### Hz"; Fd

SELECT CASE EP

CASE 0

DC0 = 0: DC1 = 0: NU = 0: NL = 0

CASE 1, 2, 3, 4

DC0 = 1: DC1 = 0

IF EP = 1 THEN NU = 0: NL = 10

IF EP = 2 THEN NU = 0: NL = 100

IF EP = 3 THEN NU = INT(1000/256): NL = 1000-(NU\*256)

IF EP = 4 THEN NU = INT(10000/256): NL = 10000-(NU\*256)

CASE 5

DC0 = 0: DC1 = 1: NU = INT(1000/256): NL = 10000-(NU\*256)

CASE 6

DC0 = 1: DC1 = 1: NU = INT(1000/256): NL = 10000-(NU\*256)

END SELECT

CT = 2: CALL CTSET 'SET OUTPUT DIVIDE

LTCH = 8+4\*DC1+2\*DC0+1\*VC0: CALL LATCH 'SETS LATCH

SLEEP (1) 'ONE SECOND DELAY

LTCH = LTCH - 8: CALL LATCH 'TURNS ON OUTPUT

END SUB

habrá que dividir para obtener la frecuencia deseada. En el listado 7 vemos un ejemplo de cómo llevar a cabo esta tarea. Si echamos un vistazo al listado nos daremos cuenta rápidamente de que aparece una nueva subrutina (denominada "shaded").

En el listado 8 tenemos un programa completo (realizado en QBASIC) para el manejo "sencillo" del Sintetizador de Frecuencia. Anímese a modificar o añadir todo lo que estime conveniente. Si lo desea puede también escribir un programa que se active cuando se teclee una secuencia incorrecta de teclas o incluir un subprograma que active o desactive la salida de señal del Sintetizador.

También podemos hacer por software que la señal de salida conmute entre dos valores predefinidos.

Como vemos, el uso del Sintetizador sólo estará limitado por nuestra imaginación y por capacidad de programar lo que deseemos que éste haga.

#### NOTA

Vemos aquí ciertos tópicos con los que tendremos que enfrentarnos para comprender completamente el funcionamiento del Sintetizador.

## Fundamentos del puerto paralelo

El puerto de impresora del PC consta de tres registros: datos, estado y control. El direccionamiento dependerá del puerto paralelo de impresora utilizado, y puede resumirse en (Ver la siguiente tabla).

Estas direcciones vienen dadas en modo hexadecimal.

Para enviar un byte al puerto utilizaremos el comando OUT. Por ejemplo, OUT &H03BC (Nº de 0 a 255) pone las líneas de datos del puerto en el estado especificado por el Nº de salida. Por lo tanto, para enviar un byte

al Sintetizador, lo mandaremos al registro de datos.

Hay que advertir que todos los comandos de los programas de este artículo son compatibles con QBASIC. En caso de que utilizemos el TBASIC deberemos cambiar la orden SLEEP por la orden DELAY. Por lo demás, los listados son perfectamente compatibles.

Como no tenemos que leer ningún dato que nos sea devuelto por el Sintetizador podemos ignorar el puerto de estado. Por otro lado, el puerto de control posibilita la transmisión de datos entre Sintetizador y PC, razón por la que será el que nosotros utilicemos.

El puerto de estado no es un puerto completo con sus ocho bits. Más bien podría decirse que es un puerto orientado al trabajo con "nibbles" (grupos de 4 bits). Tal y como sucede con el puerto de datos, aquí también podemos escribir mediante instrucciones OUT, eso sí, cambiando oportunamente la dirección utilizada.

Un problema de importancia menor surge con tres de los cuatro bits que contiene el puerto de control, los cuales están invertidos para guardar la norma exigida por los diversos requerimientos de los interfaces de impresora que utilizan líneas de lógica 1.

En la figura A podemos ver los detalles del patillaje de un conector estándar (DB-25) de salida a impresora.

## Líneas del puerto de control

Las cuatro líneas del puerto de control corresponden a las patillas 1, 14, 16 y 17 y la única no invertida de la patilla 16. Por esta razón, cuando enviamos un "0" al puerto de control se convierte en el valor hexadecimal "B". Una forma simple para evitar esto consiste en utilizar la función XOR (OR exclusiva) sobre el conjunto de cuatro bits que deba enviarse al puerto antes de ejecutar la orden OUT.

Para enviar el valor hex. "C" al puerto de control, por ejemplo, primero realizamos la función XOR entre hex. "C" y hex. "B".

Después, mandamos el resultado hacia afuera con el comando OUT. El ejemplo mostrado en la figura B puede ayudar a aclarar este punto.

Es bastante fácil realizar el control de periféricos a través del puerto de impresora. Sólo tendremos que utilizar una instrucción de puerto y enviar datos al, valga la redundancia, puerto de datos. Acuérdesse de realizar el RESET de las cuatro líneas de control que salen del registro del mismo nombre mediante instrucciones OUT con el fin de evitar problemas de reconocimiento del hardware.

Supongamos que tenemos un conversor D/A instalado en las líneas de datos del puerto de impresora. Asumiendo que este conversor precise un pulso negativo de "strobe" para realizar la escritura de los datos en su registro interno, la secuencia a seguir debe ser similar a la siguiente:

(1) Ponga el valor Hex. "F" en el puerto de control :

CP = &HF XOR &HB

Inicializa D/A

OUT Dirección del Puerto de Control, CP " ".

(2) Cargue el byte D/A en el registro de datos mediante un OUT

OUT Dirección de Puerto de Datos, "palabra" de datos

(3) Suponiendo que el Pin 1 del DB-25 haga el "strobe" del D/A con un bit 0.

CP X &HE XOR &HB 'Pin

1 a 0 V.

OUT Dirección del Puerto de Control, CP 'Pin 1 a 0 V.

CP = &FH XOR &HB 'Pin

1 a +5 V.

OUT Dirección del Puerto de Control, CP 'Pin 1 a +5 V.

Así que el quid de la cuestión será: mandar el byte al puerto de datos y enviar la "palabra" de control o pulso al puerto de control. Eso es todo. Aunque siempre ha de tenerse en cuenta que la(s) línea(s) de control (pulsos) que van hacia el hardware externo estén "limpias" (sin pulsos ni ruidos parásitos).

**Con la caída de los precios de los PC, hasta ponerse a unos niveles económicamente asequibles, se hace muy atractivo el poder controlar nuestras propias aplicaciones. En este artículo vamos a describir un sintetizador de onda senoidal.**

# **GENERADOR DE ONDA SENOIDAL CONTROLADO POR ORDENADOR**

Las características prácticas más importantes de un generador de audiofrecuencia de propósito general son: su velocidad, la precisión y su amplitud constante. Una solución de bajo coste es añadir un ordenador para la síntesis digital, de forma que podemos utilizar el teclado para introducir directamente o llamar a la frecuencia deseada, así como variar la frecuencia actual en una proporción determinada. Un codificador giratorio, que se puede utilizar sin bloqueo, es un control suplementario muy útil.

El contenido de armónicos bajos es de cierta importancia cuando se prueban circuitos dependientes de la frecuencia. Mientras que una conversión de ocho bits establece un límite en la precisión del muestreo, mediante un análisis se comprueba que algunos de estos ajustes de puntos de muestreo son mejores que otros. Un muestreo óptimo permite que el THD se mantenga generalmente por debajo del 0,05% mediante un simple filtro.

## ***Adaptación digital***

El ordenador compatible IBM 8086 está equipado con un circuito de entrada salida accesible mediante un simple programa escrito en Basic. El presente programa utiliza sólo unas pocas teclas: las teclas numéricas introducen la frecuencia exacta, mientras que la actual salida de frecuencia se muestra continuamente, siempre dentro de un 0,05% de precisión.

Las teclas + y - incrementan o disminuyen paso a paso la fre-

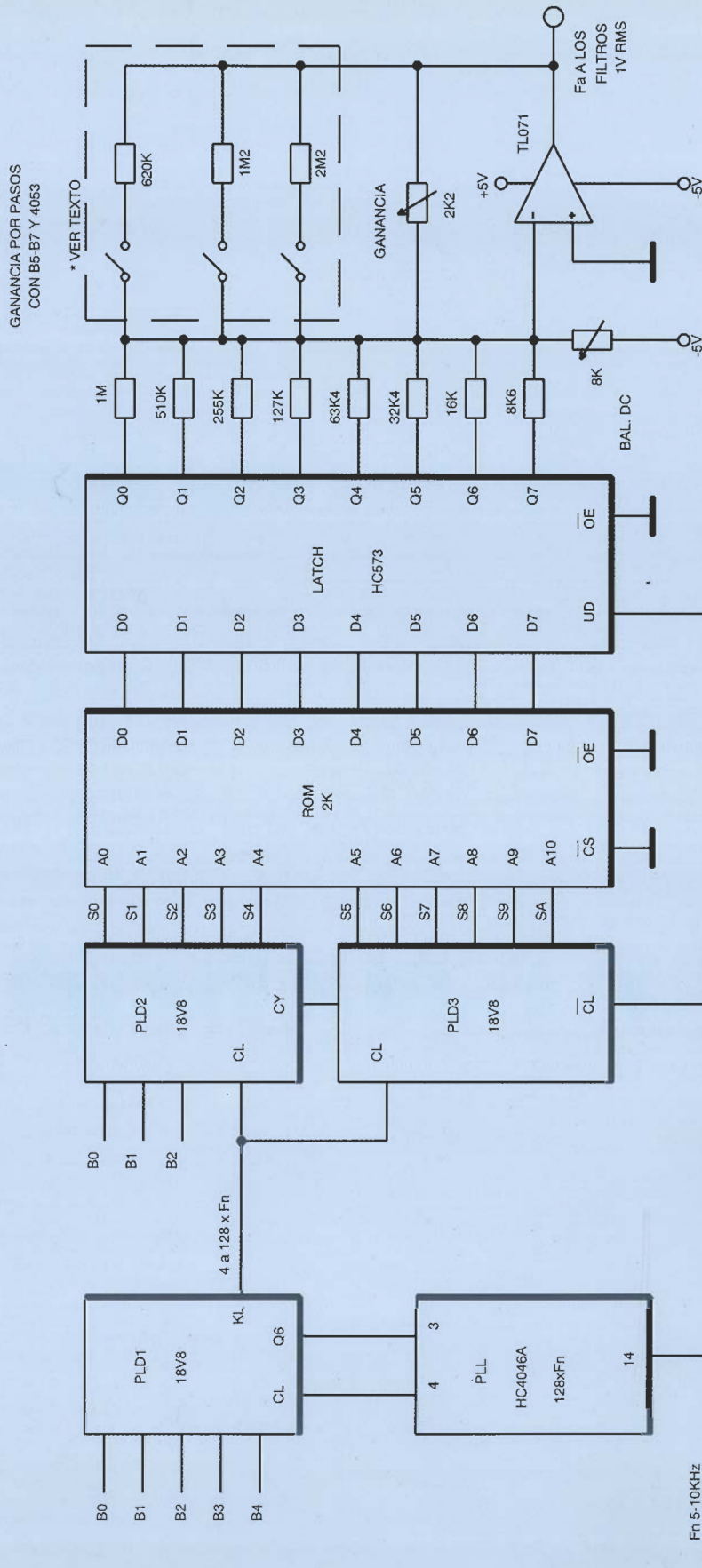


Figura 1.-  
Circuitos  
digitales. La  
onda cuadrada  
Fn y el byte de  
control B0-B7  
proceden de la  
tarjeta de E/S del  
ordenador.

**TABLA 1**

B0-B5 dec	octava Nº	KL/Fn (PLD1)	F salida (PLD2)	óptimo offsets	offset utilizado	filtro en	THD Fmin	armónico		
								3	5	7
7	7	128	KL/64	32n+/-6	26 (29-3)	7	0,06%	81	65	68
6	6	"	KL/128	16n+/-4	12 (15-3)	6	0,04%	79	69	72
5	5	"	KL/256	8n+/-4	4 (7-3)	5	0,02%	86	88	74
4	4	"	KL/512	4n+/-1	-3 (0-3)	4	0,03%	76	74	68
3	3	"	KL/1024	2n+/-1	-3 (0-3)	3	0,02%	76	75	73
2	2	"	KL/2048	N/A	-3	2	0,03%	74	77	71
1	1	64	"	"	"	1	0,03%	"	"	"
0	0	32	"	"	"	0	0,03%	"	"	"
8	-1 16	"	"	"	0	0,04%	"	"	"	"
16	-2 8	"	"	"	0	0,04%	"	"	"	"
24	-3 4	"	"	"	0	0,05%	"	"	"	"

**Tabla 1. - Relaciones de frecuencia, desplazamientos, etc., para 11 octavas. La salida típica de distorsión son para la frecuencia más baja de cada octava. Las tres últimas columnas muestran los niveles de los filtros de armónicos en dB, por debajo de la fundamental. Los cálculos permiten medir los errores del convertor D/A.**

cuencia actual, mientras que de F1 a F4 salta a una frecuencia predeterminada que aparece en pantalla. F9 almacena la frecuencia actual en unas de las teclas de F1 a F4. De F5 a F8 se cambia la actual frecuencia en una octava o semitono, arriba o abajo. F10, el modo de corrección de amplitud, introduce correcciones y/o produce ficheros de disco.

La tarjeta se ha modificado para utilizar un reloj de 10 MHz, reemplazando el triple contador 8253 de su zócalo por un 8254-2. Este circuito sólo usa una sección contadora, y dos puertos de E/S, el B y C del 8255 de la tarjeta, el

byte B0-B7, y los bits C0-C3 están configurados como salida, y los bits C4-C7 como entradas.

### El núcleo del sintetizador

El circuito de la figura 1 acepta una entrada Fn de 5 a 10 KHz, correspondiente al rango divisor de 10 MHz de 1000-1999, permitiendo un ajuste de ±0,05% o mejor. La etapa de entrada PLL multiplica Fn por 128, para 640-1280 KHz, de las cuales se derivan todas las octavas de trabajo.

La forma de onda senoidal se lee con una memoria EPROM de 2.048 bytes, denominada 2716. Los números almacenados, enteros decimales de 0 a 255, se pueden calcular en Basic mediante la expresión:

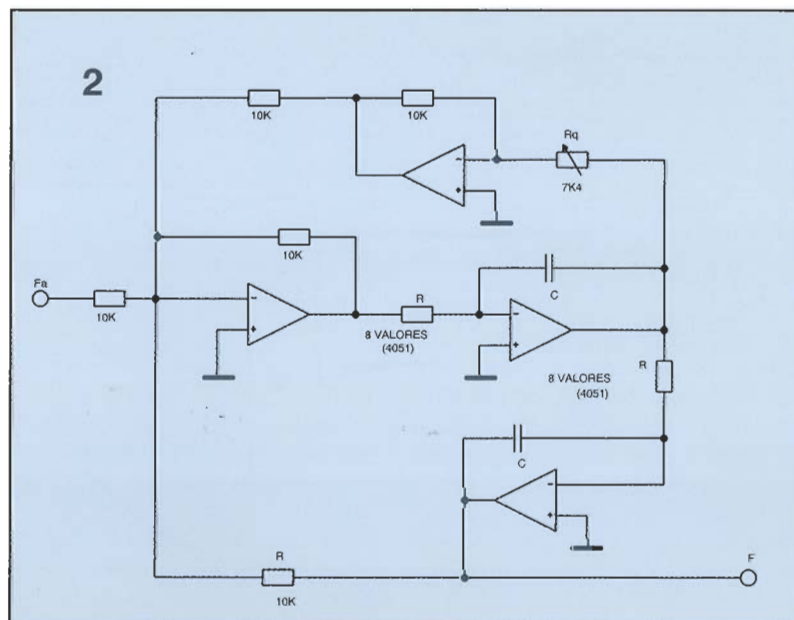
$$S(N) = 128 + \text{INT}(127,5 * \text{SIN}(2 * \text{PI} * N / 2048)), \text{ loop } N=0 \text{ TO } 2047$$

El nivel central de 127,5 representa el componente de corriente continua que se va a equilibrar. Las muestras son simétricas, a pesar de los numerosos errores, e incluso suma de armónicos a nivel de cero sobre el ciclo.

La lógica de envío de memoria, básicamente un divisor binario programable, utiliza tres pequeños dispositivos lógicos programables. PLD1 es un contador síncrono de 7 bits para el PLL, combinado con un conmutador selector. Las entradas de control B0-B5 conmutan la salida separada KL entre las etapas divisoras, seleccionando de 4 a 128 veces la frecuencia Fn en pasos de octava.

PLD2 y PLD3 unidos forman un contador síncrono de 11 bits, dirigiendo la memoria. PLD3 es un simple divisor de 6 bits que usa la señal de acarreo CY de PL2. Otra salida invierte CL para salvar los datos con la bascula de enclavamiento 373, de forma que las líneas de datos de memoria tienen la mitad del periodo CL, mínimo de 0,39 µs, antes de realizar la conversión. Las 8 salidas de PLD3, se utilizan para amplificar la señal Fn en el PLD.

**Figura 2. - Filtro. Los amplificadores operacionales son del tipo TL071, alimentados con ±5 V. Los valores de R se conmutan mediante B0-B2 a través de los circuitos 4051.**



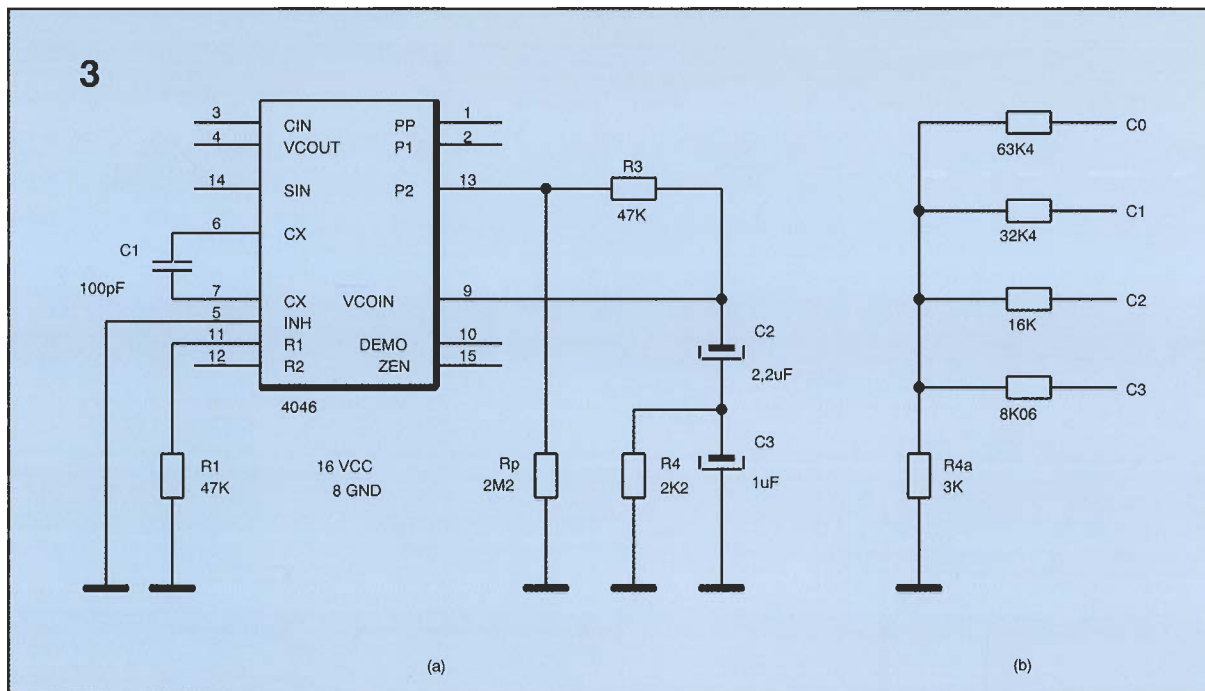


Figura 3. - Componentes del PLL y circuito de ajuste rápido. La inyección de DC a la resistencia ajusta el lazo más rápidamente.

## Saltos de dirección y desplazamientos

Disponiendo sólo de 1.280 KHz, la máxima frecuencia, utilizando 2.048 muestras por ciclo, es de 624 Hz. Las 5 salidas de octava más altas utilizan por lo tanto salto de dirección, para seleccionar sólo 1.024, 512, 256, 128 ó 64 de las 2.048 muestras por ciclo. PLD2 proporciona esta función, controlado por B0-B2.

Por ejemplo, 20 KHz se consigue de 1.280/64, con una lectura sólo de las direcciones A5-A10. Las 64 muestras deben estar separadas en la dirección en 32, pero no pueden comenzar en la dirección 0. Un desplazamiento se puede ajustar con las líneas fuera de ciclo A0-A4, y la elección puede modificar significativamente el espectro de armónicos que aparecen. Los armónicos de orden superior se suprimen con un filtro, y la salida THD se minimiza mediante la elección de un desplazamiento que reduce los armónicos bajos, especialmente el 3º, 5º y 7º. En el filtro descrito más tarde, la mejor y peor elección para 64 muestras por ciclo nos da 0,05% y 0,20% THD, ignorando los errores del convertidor D/A. Variaciones similares se producen para otros valores de muestreo reducido.

La tabla 1 muestra los desplazamientos óptimos; se puede elegir el signo, ya que matemática-

mente es indistinto si la memoria se sucede hacia arriba o hacia abajo, y esto permite al PLD2 incorporar una selección de desplazamiento óptimo, además de un salto lógico, con la ayuda de un desplazamiento fijo de -3 en la ROM, obtenido mediante el uso de  $2 \cdot \pi \cdot (N-3)$  en el paréntesis de la ecuación 1.

Los errores de un convertidor Digital a Analógico podrían producir que el espectro armónico se saliera de lo aceptable en el cálculo. Estos convertidores también generan importantes armónicos pares, a causa de que el peso de los bits inferiores está ligeramente afectado por la conmutación de los bits superiores y la simetría se pierde. Esta situación se puede remediar utilizando un convertidor Digital a Analógico de una calidad mucho mayor y despreciando los bits de orden más bajo. De modo alternativo se puede utilizar una versión mejorada del convertidor de 8 bits utilizando una combinación de resistencias de precisión de alta estabilidad.

Las resistencias del convertidor D/A de la figura 1, se pueden ajustar fácilmente a 0,1 LSB. Y así, cuando el balance de tensión total en Fa se define como unidades de 0-255, se puede mantener el muestreo intermedio dentro de  $\pm 0,1$  de un entero. También, la contribución de cada resistencia es independiente, de forma que los errores de peso de bit funcio-

nan simétricamente y los errores de armónicos pares se cancelan.

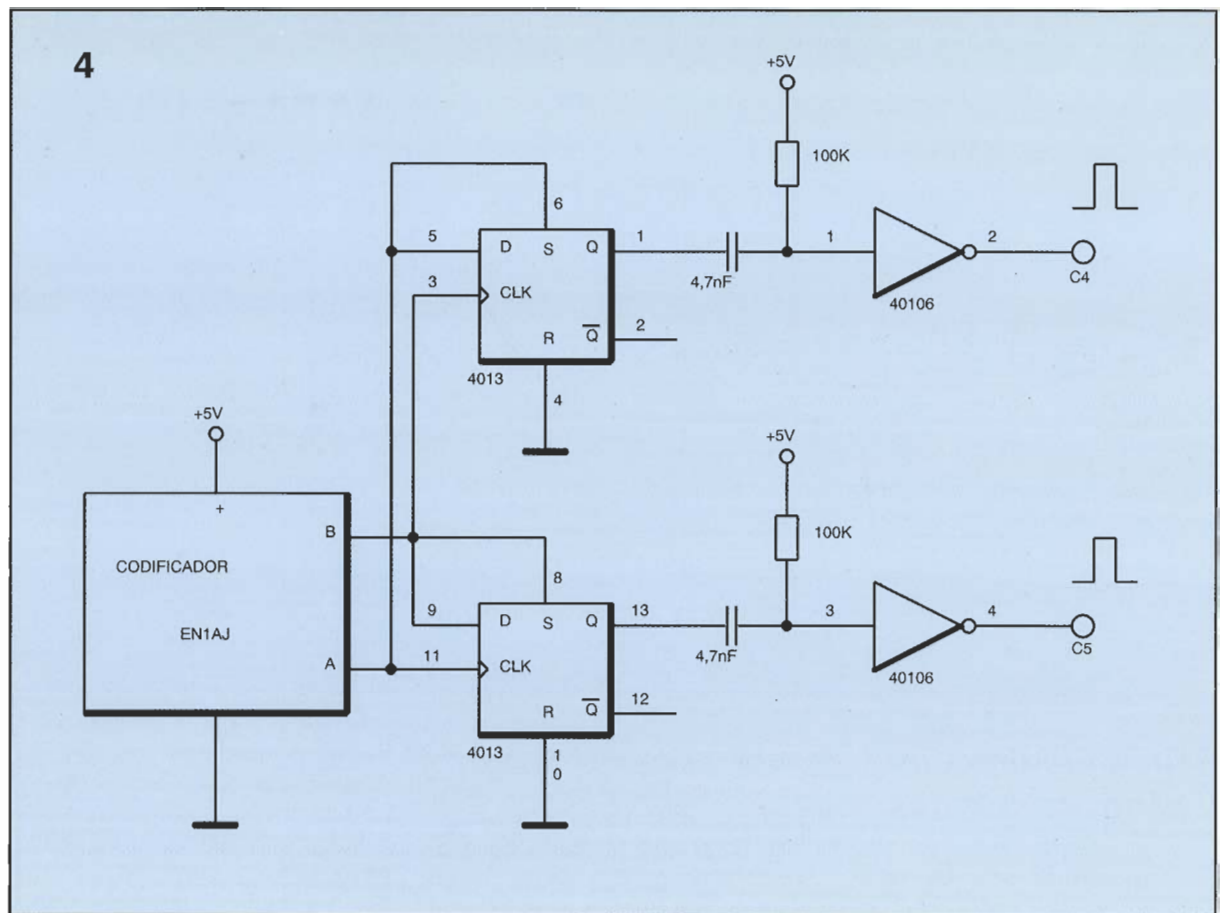
Los niveles de armónicos calculados y la distorsión de salida de la tabla 1 permiten que los errores medidos del convertidor permanezcan dentro de +0,073 a -0,073. Esto es ligeramente peor que para un entero exacto, especialmente para un número mayor de muestras, pero el THD permanece dentro del 0,05%, excepto en el extremo inferior de la 7ª octava.

El nivel de salida del convertidor D/A se ajusta mediante la patilla 20 del 74HC373, Vdd, se podría utilizar una línea de +5 V estabilizada de forma independiente. Para el amplificador operacional, el convertidor aparece como una fuente de 5 V p-p con una resistencia interna de 4 K $\Omega$ , y un componente de continua de +2,5 V. La ganancia se ajusta para dar 1 V RMS a la salida del filtro. Las resistencias de ajuste de ganancia y equilibrado pueden ser del tipo multivuelta.

## Corrección de amplitud

El componente fundamental de una señal cuantificada varía en aproximadamente tres partes por 10.000, de acuerdo con el número de muestreos y desplazamientos. Además, se producen variaciones

Figura 4.-  
Circuito del  
codificador para  
el control de una  
frecuencia de  
giro.



adicionales por el rizado en la respuesta del filtro analógico sobre la octava de trabajo.

Como se muestra en la figura 1, los bits B5-B7 de la tarjeta de E/S del ordenador conmutan las resistencias para un ajuste fino del control de ganancia en pasos de 0,1%, con una precisión de  $\pm 0,05\%$ . El circuito 4053 proporciona los elementos necesarios para la conmutación, patilla Vee a -5 V. Esta corrección también puede atender pequeños errores de frecuencia DVM, de forma que este DVM, en la salida de un circuito bajo pruebas, lee directamente, aunque el nivel de señal absoluto varíe ligeramente. El software lee (o crea) un fichero de disco con las correcciones de ganancia, si se utiliza más de un DVM, cada uno debe tener el suyo. Los semitonos intermedios son convenientes, 132 en total.

## Filtro

Aunque los componentes, incluso para la 7ª octava, están lejos y son pequeños, el bajo nivel de los armónicos, normalmente igual a la mitad de la suma KL,

está en 0,28%, y para un bajo THD, el filtro debería ser programable. También debería tener una pequeña ondulación de paso banda. Un filtro de condensador de paso podría añadir una distorsión considerable, e inevitablemente el adelanto de algunos ciclos de reloj.

La figura 2 muestra una solución, una etapa analógica variable compuesta por un lazo de dos integradores. El cuarto amplificador operacional permite el uso sólo de entradas inversoras, y, por consiguiente, se elimina la distorsión. Las resistencias de 10 K $\Omega$  es preferible que sean iguales, por ejemplo, dentro del 0,1%. También se podría añadir una etapa amplificadora separadora y/o atenuadora a las salidas.

La frecuencia de corte  $F_c$  es programable desde 50 KHz, descendiendo en octavas mediante la conmutación la resistencia R, a través de dos circuitos 4051 (patillas Vee a -5 V), a la tierra virtual, bajo el control de los bits B0-B2 de la tarjeta de E/S. Los valores de las resistencias pueden ser los mismos que los utilizados en el convertidor Analógico a Digital.

Los condensadores C serán de aproximadamente 380 pF; por

ejemplo, de 330 pF de poliestireno, y han de ser iguales.  $R_q$  es un potenciómetro ajustable en el filtro del lazo de realimentación que compensará pequeños errores.

Con  $F_c$  a 50 KHz, la 7ª octava, 10-20 KHz, está localizada en 0,2 a 0,4  $F_c$ , y las resistencias conmutadas con su relación binaria permiten la misma relación que la octava 0, ver tabla 1. El filtro de ondulación de amplitud se puede mantener en aproximadamente 0,74, dentro de  $\pm 0,1\%$ , mediante el ajuste de Q a través de  $R_q$ . Como muestra la tabla 1, las cuatro octavas inferiores utilizan el mismo ajuste de filtro, y, por lo tanto, tienen la misma distorsión. Se han calculado valores de THD para las frecuencias más bajas de cada octava, sumados sobre los armónicos impares hasta aproximadamente seis veces  $F_c$ . En la parte superior de una octava están divididos por dos, aproximadamente.

## Multiplicador PLL

El circuito de esta sección (figura 3) utiliza información derivada de una aplicación de Philips, en la cual se analiza la estabilidad

## LISTADO 1

100 DEFINT K-R

300 `main loop; RB from encoder; K from keyboard

310 RTN=0: K=0 `reset at each main loop start

320 FOR M=0 TO 9

330 FOR N=0 TO 10: IF INP (438)>15 THEN RB=INP(438) `INP (438) reads encoder

340 NEXT N `input loop ends, with any encoder step saved in RB

350 IF RB>31 THEN RTN=RTN-1: GOTO 370 `anti-clockwise, bit C5

360 IF RB>15 THEN RTN=RTN+1 `clockwise, bit C4

370 RB=0 `reset RB after contributing to RTN

380 K\$=INKEY\$: IF K\$<>" " THEN K=ASC(K\$) `K saves any non-nul value  
390 NEXT M `end of main loop

630 IF RTN<>0 THEN RAC=RAC+RTN `accumulate + or - pulses in RAC

640 IF RTN=0 AND RAC<>0 THEN GOSUB 800: RAC=0 `change freq; reset RAC

650 ` (statements follow to use K<>0, keyboard input)

700 GOTO 300 `for a new main loop

Listado 1.  
Resumen del  
código fuente en  
Basic para el  
decodificador.

de lazo. La resistencia de carga Rp en la patilla 13, salida PC2, descarga la capacidad parásita. La resistencia R1, de aproximadamente 47 KΩ para el HC4046A, se ha elegido para ajustar la octava 640-1,280 KHz, dentro del rango permitido por la patilla 9 de 1,1 a 3,9 V.

La inestabilidad del PLL se muestra como excesivos o inestables armónicos de salida, especialmente el 3º. Para baja distorsión, el punto de comienzo es el producto más bien grande de R3 y C3, encontrado experimentalmente, y que resulta necesitado para filtrar adecuadamente los pulsos PC2 del VCO, en la patilla 9.

También es posible utilizar una poco frecuente relación C2/C3 muy baja sin estabilidad, limitando el problema del ajuste de tiempo. Así mismo, los terminales de conexión de R4 no son críticos.

El ajuste de tiempo para un salto cerca de una octava es de aproximadamente 150 ms. Esto se puede reducir hasta unos 20 ms para cualquier salto mediante la inyección de una corriente continua en el lazo con una amplitud y sentido que minimizan los cambios de tensión en C2. La circuitería

## CONOZCA LAS ÚLTIMAS NOVEDADES 92-93



LE PONEMOS YA A SU ALCANCE, LA GAMA MAS AMPLIA Y COMPLETA EN PRODUCTOS-KIT Y COMPONENTES ELECTRONICOS DEL MERCADO.



**ROAR GRUER ELECTRONICA S.L.**

INFORMACION Y VENTA:  
Apdo. de Correos 1236 - C.P.29080 MALAGA  
Tel.(95)2466973 - Fax.(95)2469841

Rellene este cupón y a vuelta de correos recibirá nuestro catálogo de novedades.

Apellido \_\_\_\_\_  
Nombre \_\_\_\_\_  
Dirección \_\_\_\_\_ Tel \_\_\_\_\_  
Población \_\_\_\_\_ DP \_\_\_\_\_  
Provincia \_\_\_\_\_

adicional mostrada a la derecha del lazo PLL en la figura 3 reemplaza a R4. Esto es un convertidor D/A de 4 bits, alimentado por las salidas C0-C3 del circuito 8255 de la tarjeta de E/S, que proporciona de 0 a 3,8 V, a través de 4K3, dividido por R4a al valor de la patilla 9, unos 1,6 V.

Estos 4 bits C0-C3 descritos en Basic son INT (30000/DIV-14,5), donde DIV es el divisor 10 MHz, 1000-1999.

## Codificador giratorio

Un codificador giratorio, como el óptico ENA1J, es similar a un potenciómetro analógico que se puede ajustar mediante software. Por ejemplo, un giro lento puede proporcionar un paso de frecuencia mínimo y un giro rápido pasos largos. El circuito EN da 128 conteos por revolución.

La figura 4 muestra el circuito CMOS para convertir las señales del ENA1J a código Gray de dos bits para la tarjeta de E/S en las líneas C4 y C5, en sentido horario y antihorario; las entradas que no se utilizan se llevan a potencial de masa. La salida de la patilla 13 del 4013 bascula a nivel bajo mediante un bajo en el decodificador B, pero pasa a nivel alto cuando A pasa a alto, y lo mismo ocurre para la salida de la patilla 1. Para una lectura fiable es necesario acortar los pulsos de salida del 4013 a una longitud fija, la combinación  $4n7/100\text{ K}\Omega$  nos da aproximadamente 0,45 ms en salidas Schmidt.

## Programación de las PLDS

La PLD 18V8 de Philips es un circuito CMOS suma de productos, que tiene 10 entradas y 8 salidas, y puede ser programado como circuito combinatorio o de registro de enclavamiento, utilizando biestables tipo D. Cuando una salida se convierte en registro, por ejemplo como etapa contadora, la patilla 1 se utiliza como reloj y la patilla 11 como habilitación de salida activa a nivel bajo, normalmente conectada a nivel bajo en todas las PLDS, junto con las entradas que no se utilizan.

Cada salida tiene ocho puertas AND programables; una AND sin

programar no tiene efecto. Las entradas libres, y todas las salidas, están disponibles en ambos sentidos como componentes AND. La entrada de reloj no está disponible, y para la inversión de KL en PLD3 la señal KL está en paralelo con una entrada libre. En una salida a través de registro, la combinación OR de los bits de datos de las ANDs utilizadas, DB, determinarán el estado que tomará en el próximo flanco de subida de la señal de reloj.

Las expresiones del contador DB utilizan básicamente componentes realimentados de las salidas. Por ejemplo, si las salidas son Q0, Q1, etc., se puede hacer un contador con la programación:  $DB0 = /Q0$ ;  $DB1 = /Q1*Q0 + Q1*/Q0$ ;  $DB2 = /Q2*Q1*Q0 + Q2*/Q1 + Q2*/Q0$  y así lo demás; las salidas más altas tienen más términos. La salida de acarreo CY, de PLD2 es  $S4*S3*S2*S1*S0$ , de forma que  $/CY$  es  $(/S4 + /S3 + /S2 + /S1 + /S0)$ , el PLD3 puede alcanzar el undécimo bit SA sin utilizar los términos AND.

El término J0, que actualmente es una combinación de términos en B0-B2, se suma de la siguiente forma:  $DB0 = /Q0 + J0$ , de forma que cuando J0 es alto, Q0 se mantiene a nivel alto, y DB1 se hace igual que  $/Q1$ ; de forma que Q1 conmuta en cada flanco ascendente de reloj, como lo hizo Q0 anteriormente; Q2, Q3, etc., también conmutan dos veces frecuentemente, y salta en cada dirección de memoria alterna, por ejemplo sólo se leen 1024 muestras por cada ciclo de salida. La PLD2 incluye un juego completo de términos J, derivados de B0-B2; en la octava más alta S0-S4 están sin conmutar y CY permanece alto.

Simplemente dejando las salidas de PLD2 sin conmutar resultaría un desplazamiento de 1, 3, 7, 15, 31 para un muestreo reducido. Sin embargo, la 18V8 tiene suficiente capacidad para tratar las etapas de S0 y S1 a nivel alto o bajo. Por ejemplo, el desplazamiento 31 se puede variar entre 28 y 31. Con un desplazamiento fijo de -3 en la ROM, las selecciones son suficientes para programar en la PLD2 un óptimo juego de desplazamientos, como se muestra en la tabla 1. Las ecuaciones de programación de la PLD están disponibles a través de los servicios de ELEKTOR.

## Programa en Basic

El listado 1 es un extracto del código fuente en Basic. Los bits C4 y C5 se leen mediante la instrucción INP (438) (que ignora los bits C0-C3) y la cláusula IF guarda la lectura. Sin el lazo de entrada de 330 a 340, cada lazo principal de M ciclos tarda aproximadamente 0,39 ms, los 11 ciclos N añaden unos 0,21 ms, con un total de 0,60 ms. Para comprobar esto, un pulso de entrada debería ser mayor de 0,39 pero menor de 0,60 ms, por ejemplo 0,45 ms. Estos tiempos son para un código compilado con Q-basic sobre un PC 8086; en otros sistemas puede variar la velocidad. La instrucción INKEY\$ de la línea 380 nos permite la entrada por teclado para ajustar las frecuencias.

Los 10 ciclos M seleccionan un tiempo normal de respuesta de 6 ms. Un giro del decodificador generará pulsos,  $RTN < 0$ , sobre una serie de intervalos de 6 ms, y las líneas 630 a 640 detendrán la acción hasta que el giro se haya parado ( $RTN = 0$ ). El contador RAC, que tiene un rango de  $\pm 1$  a  $\pm 70$  o más, se pasa a una subrutina.

Una vez que se hace la lectura, se puede utilizar RAC según convenga. Para un RAC positivo, la presente subrutina cambia la frecuencia actual en una relación  $EXP (RAC^IND/1.500)$ . Para un simple paso,  $RAC = 1$ , el denominador 1,500 produce en el más pequeño cambio disponible. Para  $RAC > 1$  el índice variable, IND, ajusta la respuesta a una rotación rápida, por ejemplo, si IND es 1,5 un RAC de +70 nos da una relación de 1,4, media octava. Para RAC negativos la relación se invierte, de forma  $EXP (-ABS (RAC)^IND/1500)$ .

## Especificaciones

Rango de frecuencia 11 octavas, 9,77 Hz a 20 KHz, con ajuste de  $\pm 0,05\%$ , utilizando 1.000 frecuencias por octava.

Tiempo de ajuste 20 ms.

Amplitud controlada hasta  $\pm 0,05\%$  ( $\pm 0,005\text{ dB}$ ).

THD por debajo de 0,05% para 10 KHz (por debajo de 0,1% para 20 KHz).

Salida 1 V RMS.

***Continuamos la serie de artículos tratando ahora los equipos básicos y avanzados para diagnóstico de las redes locales (LAN).***

# **LAS REDES LOCALES (II)**

Esta es la segunda parte de una serie de artículos dedicada a la resolución de problemas y diagnóstico en las redes locales (LAN). En la primera parte, se habló de las bases técnicas en las que se fundamenta la tecnología de redes, incluyendo el tipo de cables, las topologías, esquemas de señal y protocolos de acceso. En este artículo vamos a presentar las herramientas y equipos de prueba necesarios para el diagnóstico de las redes locales con rapidez y efectividad. En el si-

guiente artículo se abordará la cuestión de cómo que hay que trabajar con las redes locales para realizar el diagnóstico y resolver tanto los problemas sencillos como los complicados.

Los expertos advierten que las averías en el cable provocan más del 70% de los fallos en las redes locales. Teóricamente, los fallos en el cableado parecen simples, pero, en la práctica, el diagnóstico y la localización de tales fallos pueden hacer perder la calma a las personas más preparadas y

equilibradas. Sin embargo, el sentido común, un buen equipo de pruebas y unas técnicas de sustitución inteligentes serán suficientes para conseguir que la reparación sea rápida y económica.

El sentido común te ayudará a localizar el problema para evitar que gastes tiempo efectuando pruebas inoperantes. Los buenos instrumentos de prueba son los ojos y los oídos en el diagnóstico de las redes locales; el equipo puede ser tan simple como un multímetro digital (MMD) de 2.000

pesetas; o tan complejo como un reflectómetro en el dominio del tiempo (RDT), con un coste de muchos miles de pesetas. (Un RDT utiliza técnicas de radar para localizar la distancia a la que falla el cable. Normalmente, el equipo envía una señal y mide el tiempo que tarda en volver, después de reflejarse, a la fuente).

Ya pasaron los días en los que se intercambiaban sin sentido las placas de los ordenadores y los cables. En lugar de ello, se utilizará el intercambio inteligente de componentes y se usará el equipo de pruebas adecuado para localizar el componente "sospechoso". Después se instalará un sustituto y, si la red local vuelve a la vida, se dejará instalado ese componente sustituido. Dicho de otro modo: se repetirá el proceso hasta que desaparezca el fallo y la red local vuelva a estar en línea.

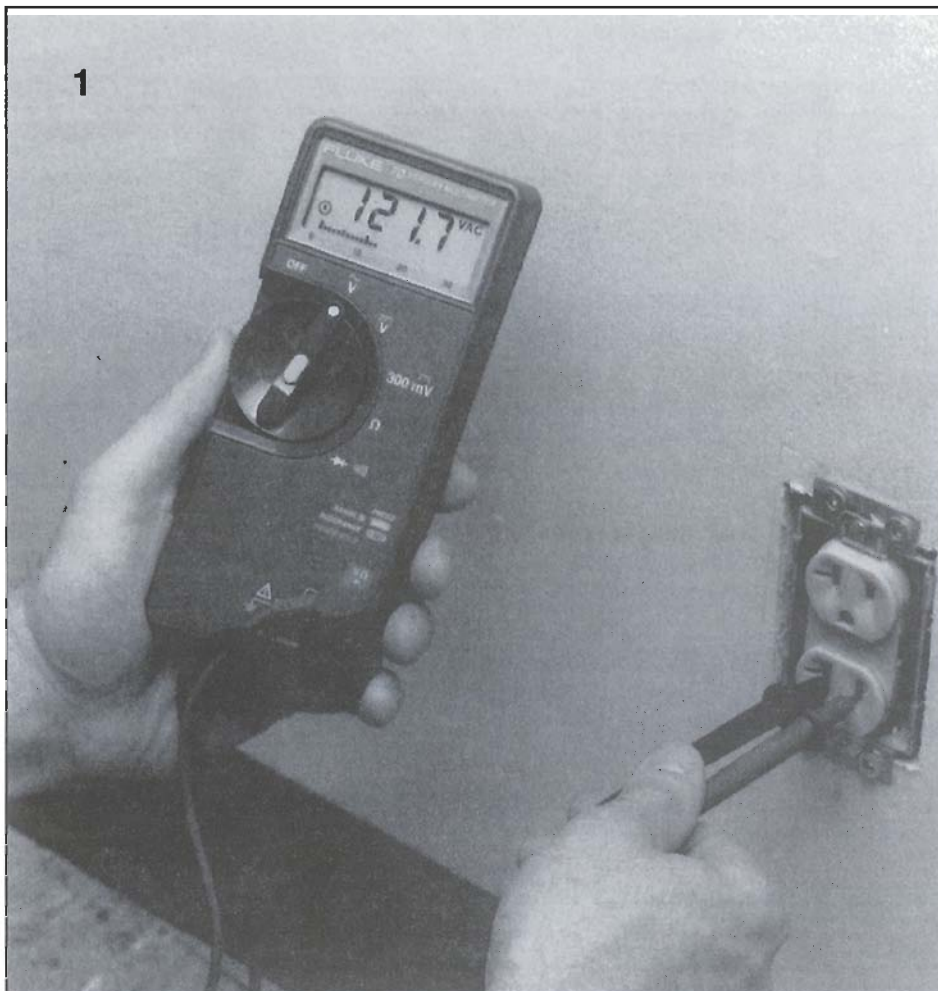
Algunas firmas dedicadas a la formación indican que solamente se necesita un destornillador para reparar una red local. No iremos tan lejos en nuestras manifestaciones, pero con las técnicas explicadas aquí estaremos cerca de corroborar tales afirmaciones.

## Herramientas de mano

Las herramientas de mano comunes son muy útiles en la reparación de redes locales. La tabla 1 muestra las necesidades básicas; es probable que el lector incluya otras más especializadas con el paso del tiempo.

Una forma rápida y sencilla de adquirir las herramientas es comprando un kit armable, de algún fabricante especializado, que contenga utensilios para esta clase de trabajo. Por ejemplo, el fabricante Jensen ofrece el kit armable de herramientas JTK-5 para la reparación de redes Ethernet. También hay kits armables de herramientas y útiles para la reparación de redes de cable trenzado y Token Ring.

Probablemente, el problema más frecuente en la reparación de las redes locales se encuentre en los conectores. Tarde o temprano habrá que reemplazar uno en mal estado. La mejor forma de aprender las técnicas adecuadas es trabajar con una persona que ya tenga conocimientos en este



campo. Si no hay nadie disponible, hay otras fuentes de información. Se puede buscar en los distribuidores de material electrónico libros de los fabricantes que traten sobre la instalación de conectores. De forma alternativa puede localizarse el Radio Amateur Handbook, publicado por la American Radio Relay League. El capítulo dedicado a las técnicas de fabricación de este libro describe los métodos adecuados para instalar conectores coaxiales del tipo BNC. También se puede contactar con AMP u otros fabricantes para solicitar información de montaje de sus conectores coaxiales y de la serie RJ-xx. El listado muestra otras fuentes de información.

## EL Multímetro digital MMD

Ningún técnico de mantenimiento que conozca su oficio debe trabajar sin un MMD: es prácticamente indispensable. Este tipo de equipo se puede utilizar para reparar las redes locales,

para comprobar la alimentación de red de Corriente Alterna y también para reparar cualquier tipo de aparato electrónico. Hay MMD en el mercado con una gran cantidad de características y prestaciones. Si se necesita adquirir un MMD, habrá que elegir uno de 3 1/2 dígitos, como el que se muestra en la Fig. 1, que es fácil de utilizar, tiene las prestaciones que realmente se necesitan y es barato. Las necesidades mínimas de un MMD para reparar las redes locales deben incluir un rango de medida de resistencias de 0 a 200  $\Omega$ , un zumbador de continuidad, un rango de 0 a 20 voltios de CC y un rango de 0 a 200 voltios de CA. La mayoría de los multímetros digitales actuales cumplen con estos requisitos.

A continuación, explicaremos brevemente la forma en la que se debe utilizar el multímetro digital para la reparación de las redes locales. Las funciones de medida de resistencia y de continuidad son posiblemente las más usadas en la reparación de redes locales. Se utilizará la función del óhmetro para medir la resistencia de cables

Figura 1.- Un MMD básico, como el Fluke modelo 70, es una herramienta indispensable en la reparación de redes locales.



Figura 2. - Los comprobadores de redes locales de mano de Microtest combinan las prestaciones más necesarias con la facilidad de uso y un formato manual. En el sentido de las agujas del reloj desde la esquina superior izquierda se muestran el Cable Scanner, el Ring Scanner, el Pair Scanner y el Quick Scanner.

y de resistencias de terminación, y para localizar cortos o circuitos abiertos en los cables y conectores. Es necesario un multímetro que sea capaz de medir resistencias muy bajas, ya que los cables coaxiales tienen resistencias menores que  $0,5 \Omega$  entre los extremos y los cables de par trenzado inferior a  $20 \Omega$ . Para realizar este tipo de medidas, primero hay que retirar la alimentación de toda la red para evitar afectar el funcionamiento de ésta. Después, se desconectarán los cables de los que se piensa que puede provenir el problema, antes de realizar las mediciones.

Los cables con resistencias elevadas puede ser cables con daños parciales o con conectores

en mal estado. Se comprobarán todos los terminales (cuerpos de conector con resistencias de 50, 91 o  $100 \Omega$ ) para asegurarse de que tienen la resistencia adecuada. Se utilizará la función de continuidad para localizar cortos y circuitos abiertos en los cables y conectores. Los pitidos audibles aparecen especialmente cuando se trabaja en la oscuridad o en lugares pequeños como es el caso de los techos practicables.

La función de medidas de CC también es útil. Las redes locales Ethernet transportan una alimentación de 5 voltios y datos a los transceptores conectados al cable. Se puede utilizar el MMD para comprobar la presencia de esta alimentación en el transceptor

cuando éste no dispone de un indicador de alimentación correcta. También se puede utilizar el modo de medición de CC para verificar las tensiones en las luces de emergencia y en las fuentes de alimentación ininterumpidas (UPS).

Finalmente, pero no como última aplicación, se puede utilizar el modo de medición de CA para calibrar la salida de los enchufes de alimentación y los niveles de ruido en los cables de la red local. También es frecuente que los problemas en la alimentación provoquen problemas en la red local, particularmente cuando el servidor de ficheros o el ordenador central es el que está siendo afectado por los problemas de alimentación. Entonces, toda la red local se puede venir abajo. Bastará con comprobar la salida de tensión en el enchufe de la pared con el MMD, y si la tensión no corresponde a los 220 voltios a los que trabaja el ordenador se deberá llamar a un técnico.

Los problemas de ruido pueden proporcionar grandes quebraderos de cabeza, especialmente en las redes locales que disponen de par trenzado de cable no apantallado. El ruido provoca errores aleatorios en los datos y, en algunos casos extremos, pueden hacer que la red se venga abajo. Se medirá el ruido con un MMD, conectándolo a uno de los extremos del cable y asegurándose de que el otro extremo se encuentra terminado correctamente. La lectura de un MMD para un cable trenzado sin apantallar correcto debería ser inferior a los 5 milivoltios. Una lectura elevada puede descubrir fallos no usuales como una bobina de exceso de cable o un cable encaminado demasiado cerca de fuentes de radiación electromagnética tales como las reactancias y cebadores de tubos fluorescentes. De hecho, se puede comprobar que un sobrante de cable de par trenzado sin apantallar, con una longitud de 12 metros enrollado en forma de bobina en una reactancia de un fluorescente sobre el doble techo de una oficina, puede provocar problemas en una red local recién instalada. El problema puede traer a todo el mundo de cabeza, por así decirlo. Usando un MMD como medidor de ruido tiene una utilidad limitada, ya que los MMD miden las señales en el rango de los

KHz, no en el rango de los 4 a 16 KHz de los protocolos de las redes locales.

Incluso peor, los MMD no pueden medir el ruido que está formado por impulsos, lo cual es especialmente perjudicial para el funcionamiento de las redes locales. Para este tipo de mediciones es necesario utilizar un equipo más específico como el que se describe en las siguientes secciones.

## Escáner de cables microtest

Microtest fue la primera empresa en proporcionar equipos de pruebas para las redes del tipo "todo en uno" como el Microtest Cable Scanner. Este equipo de mano contiene todo lo que se necesita para solucionar los problemas con los cables de la red local, incluyendo medidor de resistencia, medidor de ruido, reflectómetro en el dominio del tiempo (RDT), monitor de actividad Ethernet y seguidor de cables. Lo mejor de todo, del Cable Scanner, es su relativo bajo precio y la facilidad de encontrarlo en las tiendas especializadas. La Fig. 2 muestra el Cable Scanner y otros modelos similares.

Aunque está optimizado para las redes Ethernet, el Cable Scanner puede comprobar también un par de cables trenzados sin apantallar, un par de cables trenzado apantallado, cables Token Ring y cables RS-232 mediante simples adaptadores. Además, Microtest ofrece escáneres especializados para comprobar características específicas de otros cables.

Entre las prestaciones clave del Cable Scanner tenemos las funciones de resistencia y continuidad, un medidor de ruido básico y un reflectómetro en el dominio del tiempo. El medidor de ruido es un simple voltímetro de CA que lee el ruido en milivoltios en el rango de 1 KHz; no cuenta con la posibilidad de medir el ruido de impulsos. Gracias a la naturaleza apantallada del cable coaxial, los problemas de ruido son menos frecuentes en los sistemas Ethernet, aunque también se pueden dar. El Cable Scanner está adaptado para detectar el ruido de 50 Hz de la línea de alimentación, que tanto

aparece en sistemas de cable coaxial problemáticos.

Mediante la función del reflectómetro en el dominio del tiempo, se pueden localizar cortos y circuitos abiertos en los cables de la red local. El funcionamiento del mismo es tan simple como apretar un botón. El dispositivo inyecta un impulso en el cable y éste viaja por el mismo hasta que encuentra un fallo y, por lo tanto, vuelve al instrumento a causa del cambio de impedancia en el cable. El Cable Scanner mide el tiempo que ha tardado la señal en ir y volver, sabiendo la velocidad de propagación del impulso, calcula la distancia al fallo y visualiza esa separación en el visualizador. Todo lo que se tiene que hacer es comprobar el cable a esa distancia indicada y reparar el fallo.

Hay que recordar que para que el reflectómetro funcione de forma correcta, todos los equipos restantes deben estar desconectados. De lo contrario, los datos en la línea pueden provocar medidas de distancia falsas, aparte de lo que les puede ocurrir a los ordenadores conectados a la línea. También, conviene saber que todos los reflectómetros tienen una zona ciega, o zona muerta, que se extiende desde el medidor hasta cierta distancia en el cable. El Cable Scanner no puede detectar fallos que se produzcan dentro de los primeros 7,5 metros de cable. Si se piensa que puede haber un fallo en esta zona muerta, se puede comprobar el cable de forma manual o realizar otra medida desde el otro extremo del cable.

El monitor de actividad Ethernet del Cable Scanner es muy útil para localizar transeptores en mal estado y otros casos de sobrecarga de la red. Se recordará, como ya hemos expuesto en la primera parte de esta serie de artículos, que las redes Ethernet trabajan con el método de que el primero en llegar es el primero en servir, de forma parecida a las antiguas líneas telefónicas. Sin embargo, el que habla primero obtiene la línea. Podría haber algo que funcionase mal, como, por ejemplo, que un transmisor "parlo-tee" o esté hablando todo el tiempo, en cuyo caso el tráfico podría elevarse hasta el 100% de uso. Esto, por el contrario, podría evitar que los otros ordenadores conectados a la red local intercambiaran



datos a causa de que su circuitería de detección de colisiones en acceso múltiple (CSMA) podría forzarlos a esperar continuamente. El resultado es que el funcionamiento de la red local podría entrar en una parada continuada.

El monitor de actividad cuenta el número de paquetes de datos (mensajes) enviados por los ordenadores de la red durante un cierto periodo de tiempo (por ejemplo un segundo o un minuto). Después, calcula el tanto por ciento de uso. Se puede comprobar este valor con una tabla para detectar donde hay un problema. Si es así, se deberá investigar para localizar la causa del fallo.

El Cable Scanner también dispone de un detector de cable que le permite seguir un determinado cable que corre a lo largo del edificio junto con otros. Esta es una característica muy útil, ya que todos los cables de red local parecen iguales, haciendo que sea fácil el perder tiempo siguiendo el cable equivocado. Para trabajar con el seguidor de cable se debe comprar un receptor del tamaño de un paquete de cigarrillos. En funcionamiento, el Cable Scanner envía una señal especial sobre el cable bajo prueba. Cuando se sostiene el receptor cerca de los cables, el que emite un sonido como de mur-mureo es el que se busca.

**Figura 3. - El Patch Check de Paladin proporciona una información instantánea de funcionamiento o no funcionamiento de los conectores RJ-11 y RJ-45 de tipo telefónico utilizados con los cables de par trenzado apantallados y no apantallados.**



**Figura 4. - El reflectómetro en el dominio del tiempo Tektronix 1502C proporciona una visualización analógica de la distancia frente a la impedancia. Un técnico experto puede interpretar la pantalla para localizar fallos escondidos en el cable de la red local.**

Microtest también vende instrumentos más especializados para comprobar otros tipos de cable. Para los cables trenzados apantallados o no, fabrica el Pair Scanner que se encarga de los problemas más importantes de los cables trenzados, incluyendo el ruido en impulsos y las pérdidas de señal a través del cable. El Pair Scanner también tiene la posibilidad de conmutación para seleccionar diferentes pares de emisión/recepción, así como de una función de prueba del ordenador central. Para el cableado, Token Ring suministra el Ring Scanner, el cual aísla las estaciones multiacceso que fallan (UMA), determina cuándo el anillo mantiene la continuidad y controla el tráfico de la red. Además, como dato interesante, puede simular fallos de la red, de forma que se pueden realizar "simulacros de incendios" en una red local en buen estado para ver y sentir los síntomas de las averías antes de que ocurran. Todos los productos Microtest disponen de una salida serie para captura de datos o para la impresión de informes sobre papel.

### **Patch check de paladín**

La popularidad creciente de las redes locales, basadas en par trenzado sin apantallar, ha crea-

do un mercado para las herramientas de prueba especializadas para este tipo de cableado. Un buen ejemplo de ello es un simple comprobador de cables de bajo coste fabricado por Paladin Corporation denominado Patch Check. Patch Check, mostrado en la Fig. 3, identifica los fallos más comunes en los sistemas basados en cable trenzado sin apantallar, conectores con estañado defectuoso, cortos y circuitos abiertos.

Patch Check comprueba todos los sistemas basados en par de cable trenzado sin apantallar con independencia de que tenga desde uno a cuatro pares de cables terminados en conectores RJ-11 o RJ-45. Su funcionamiento consiste simplemente en introducir ambos extremos del cable en el equipo de prueba, pulsar el botón de Test y mirar los indicadores. Las conexiones malas o los circuitos abiertos aparecen como uno o más diodos LED que se apagan; los cortos se muestran como varios indicadores que se iluminan al mismo tiempo. Paladin también ofrece un indicador remoto para el caso en el que no se puedan conectar los dos extremos al mismo equipo.

Patch Check puede ahorrar mucho tiempo. Por ejemplo para resolver uno de los problemas del artículo número 3 de esta serie (de próxima aparición), se comprobó un cable con el Patch

Check en diez segundos mientras que con se tardó 5 minutos con un MMD.

## **Tektronix 1502C TRD**

De todos los equipos mostrados en estos artículos, el Tektronix 1502C TRD es el más antiguo y el más extendido. Para encontrar los problemas más complicados no tiene rival. Puede identificar conectores mal embutidos, cables coaxiales aplastados, cables mordidos por los roedores y muchas cosas más. Es lo suficientemente sensible como para localizar problemas a pocos centímetros del equipo. El 1502C es la versión actualizada de un reflectómetro en el dominio del tiempo analógico de hace varias décadas.

El 1502C se parece mucho a un osciloscopio de banco, como se puede ver en la Fig. 4. Sin embargo, en lugar del tubo de rayos catódicos usual (CRT), el 1502C dispone de un visualizador de cristal líquido (LCD) para reducir el consumo de corriente y el peso. Una retícula reemplazable sobre la pantalla muestra un gráfico de la impedancia del cable con la distancia. Los controles de funcionamiento son simples y en menor número que en un osciloscopio. Un excelente manual de usuario ayuda a quienes, aunque sea por primera vez u ocasionalmente, se dispongan a trabajar con el equipo.

Entre las características clave del 1502C se incluye un pulso negativo que desconecta los transceptores Ethernet, y una función de ampliación que permite examinar pequeños fallos, los cuales aparecen como picos de impedancia en la pantalla. La ampliación ayuda a encontrar problemas en los conectores oxidados o mal embutidos. Es la parte III se mostrará la forma de encontrar un pinchazo no autorizado en la línea utilizando estas prestaciones.

Una característica importante es el control de la velocidad de propagación. Es importante porque determina la precisión en la medida de distancia del reflectómetro en el dominio del tiempo. Como se podrá recordar de las

clases de física, los electrones se propagan en el vacío a la velocidad de la luz. Pero, en el mundo real, se produce una reducción de la velocidad debido a la calidad del aislamiento y al grosor del cable. El control de la velocidad de propagación calibra el equipo para compensar la menor conductividad del cable, con lo que se proporciona una indicación de distancia correcta.

Lo más normal es que se consulten las tablas de velocidad de propagación que publican los fabricantes de cables o los vendedores de equipos para redes locales. Los valores se suelen mostrar como tantos por ciento de la velocidad de la luz en el vacío,  $c$ . Cuanto mayor es el tanto por ciento, mayor es la velocidad con la que las señales viajan por el cable. Los valores típicos para los cables Ethernet son de 0,76  $c$ . Algunas fuentes muestran los valores de la velocidad de propagación, como el valor numérico de propagación (VNP) o como factor de velocidad (FV). Todos estos términos indican la misma cosa. Con independencia del nombre, es importante ajustar el control de velocidad de propagación del reflectómetro, si se quiere que lo que se muestra tenga significado con lecturas precisas.

El funcionamiento del 1502C es muy sencillo. Se comenzará por desconectar de la red los equipos de la red local en el segmento de cable que se piensa comprobar, y se retirarán todas las resistencias de terminación (los terminadores pueden engañar al reflectómetro para que muestre unas longitudes de cable fantásticas). Después, se conectará el reflectómetro al cable a través de un adaptador de impedancias, se instalará la retícula adecuada y se conectará la alimentación. Seguidamente, se ajustarán los controles y se tendrá una representación visual de la calidad del cable.

Tektronix fabrica varios modelos de reflectómetros distintos de este. El 1503C puede trabajar con cables de hasta 15.240 metros de longitud y dispone de una opción Ethernet.

El 1503C parece una buena opción para el cable de televisión o para los cables utilizados en los portaviones. Tektronix también

fabrica el TMA-802 que es un reflectómetro digital de precio reducido y un monitor de actividad Ethernet.

## **Análogo frente a digital**

En este artículo hemos descrito dos clases de reflectómetros en el dominio del tiempo: los digitales (Microtest) y los analógicos (Tektronix). Cada tipo de reflectómetro tiene sus ventajas y sus desventajas; los dos instrumentos son ampliamente utilizados en la reparación de las redes locales.

Las principales diferencias entre los dos tipos se centran en la información visualizada y la sensibilidad ante los fallos menores en el cable. Después de pulsar un botón en un reflectómetro digital se muestra en la pantalla algo así como: "existencia de un Corto en el metro 40". Los reflectómetros digitales son buenos para los usuarios novatos debido a que hacen más fácil entender los resultados. Su principal desventaja está en el hecho de que solamente informan de los problemas más importantes, pasando por alto los pequeños fallos que suelen provocar los problemas más frustrantes.

Encendiendo un reflectómetro analógico se obtiene una presentación variable parecida a la de un osciloscopio sobre una retícula negra calibrada en impedancias frente a distancias. Como puede suponerse, los reflectómetros analógicos están pensados para los usuarios con más experiencia, los cuales pueden prescindir de la zona muerta, interpretar los cambios de impedancia y leer la distancia en la retícula. Los reflectómetros analógicos también tienen una impresionante sensibilidad para detectar contactos oxidados en los conectores, cables en los que se ha introducido humedad y otros problemas que pueden quedar sin ser detectados con los instrumentos menos sensibles.

## **Certificación de redes**

Otro tema es la certificación de las redes, la cual comienza a

cobrar bastante importancia con la tendencia de las empresas de reducir el tamaño.

La reducción de tamaño implica el uso de redes de ordenadores personales para realizar misiones críticas que normalmente corrían en ordenadores de mayor tamaño.

Misión crítica significa que la salud y competitividad de la empresa depende críticamente de los sistemas informáticos que soporta la compañía. Sin una red fiable, los trabajadores no pueden hacer sus trabajos, por ello, los bienes y servicios se entregan tarde a los consumidores. Si se incrementa la insatisfacción de los consumidores, la compañía sufre y también los trabajos. Como es lógico, todos estamos interesados en que nuestras redes locales trabajen de forma fiable.

En el pasado, los cables de las redes solían ser mantenidos e instalados por contratistas de cableado eléctrico o telefónico que no tenían la experiencia o las herramientas adecuadas. Como resultado, los cables Ethernet tenían una mayor longitud que la recomendada, los excesos de cable de par trenzado sin apantallar se bobinaban en el doble techo junto a las reactancias de los fluorescentes, y así sucesivamente. Estos problemas reducían las prestaciones, e incluso podían servir para reducir la fiabilidad.

En respuesta, los principales fabricantes de redes locales han desarrollado tests de prestaciones para ayudar a asegurar que las redes locales cumplen los estándares para el nivel de ruido, atenuación y otros factores que puedan afectar a sus prestaciones y fiabilidad.

Sin pensar en eliminar el problema, el más moderno reflectómetro del mundo puede quedar inservible. Es necesario desarrollar la capacidad para identificar un problema y trabajar de forma lógica para pensar en las posibles causas hasta que se resuelvan los problemas.

Se asegurará de ello en la tercera parte de este artículo, en donde, con el pasar de las hojas, se podrán reparar las redes locales actuales sin las herramientas y equipos descritos aquí. ■

**Gracias al uso de este sensible amplificador podremos hacer audibles los latidos del corazón.**

# DETECTOR DE LATIDOS DEL CORAZÓN

A causa de que el circuito que les mostramos puede también funcionar como amplificador de audio nos encontraremos, tras su puesta en funcionamiento, con "dos" nuevos equipos en nuestro laboratorio. Cuando seleccionemos el modo LATIDOS el montaje amplificará las frecuencias bajas correspondientes a las generadas por nuestro corazón hasta hacerlas audibles por unos cascos de impedancia media (como, por ejemplo, los del típico Walkman). Los latidos más intensos que se produz-

can podrán también ser seguidos mediante el diodo LED incorporado al equipo.

El montaje incorpora un pequeño altavoz interno que resulta de particular interés cuando lo utilizamos como amplificador de audio; aunque, por otro lado, el uso de los cascos resultará imprescindible para escuchar los latidos del corazón. En realidad, quien realiza la escucha de estos latidos es un transductor de tipo piezoeléctrico, cuya ventaja más evidente es su alto nivel de salida, lo cual se tra-

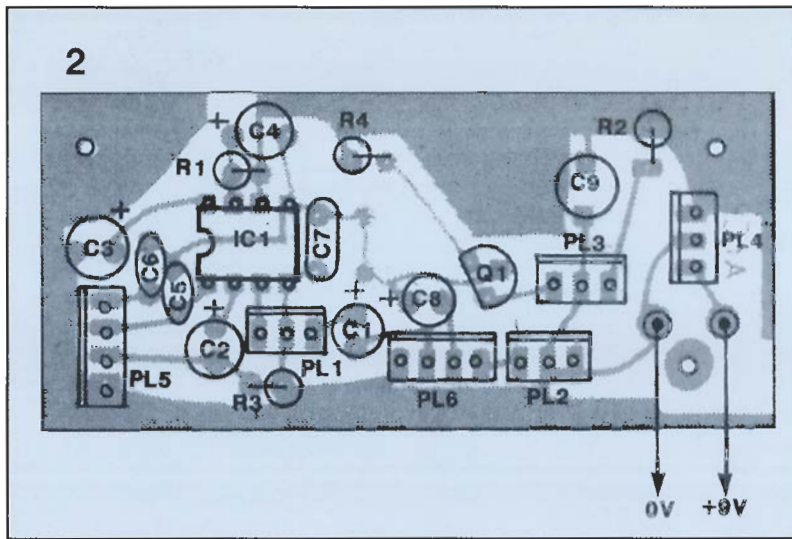
duce en una menor necesidad de ganancia de amplificación.

## **El montaje**

En la figura 1 podemos ver el esquema completo del circuito. Como se observará, el diseño del amplificador está totalmente basado en la utilización del circuito integrado TBA820M (posiblemente uno de los amplificadores de audio más veteranos y más fáciles de localizar hoy día). La conexión de



Figura 2. - Diagrama de ubicación de componentes.



hecho esto, podremos colocar ya la placa de circuito impreso en su alojamiento.

El piezoeléctrico recomienda-

do es del tipo Tandy, ya que posee un reborde plástico que hace más fácil colocarlo justo "pegado" al corazón. Estos sen-

sores suelen llevar ya soldados dos cables, los cuales procederemos a desoldar para colocar en su lugar un par de conductores de mayor longitud. La soldadura sobre el sensor deberá efectuarse lo más limpia y rápidamente posible, ya que así evitaremos que pueda producirse cualquier daño al cristal piezoeléctrico. El otro extremo de este cable se rematará con una clavija macho de tipo audio de 3,5 mm. Es posible, también, recubrir el sensor de manera que ofrezca un aspecto más profesional; aunque, eso sí, dejando un pequeño agujero para que se igualen las presiones interna y externa. Una vez recubierto puede también pintarse. Realizando estas tareas con un poco de buen gusto podemos darle una apariencia seria.

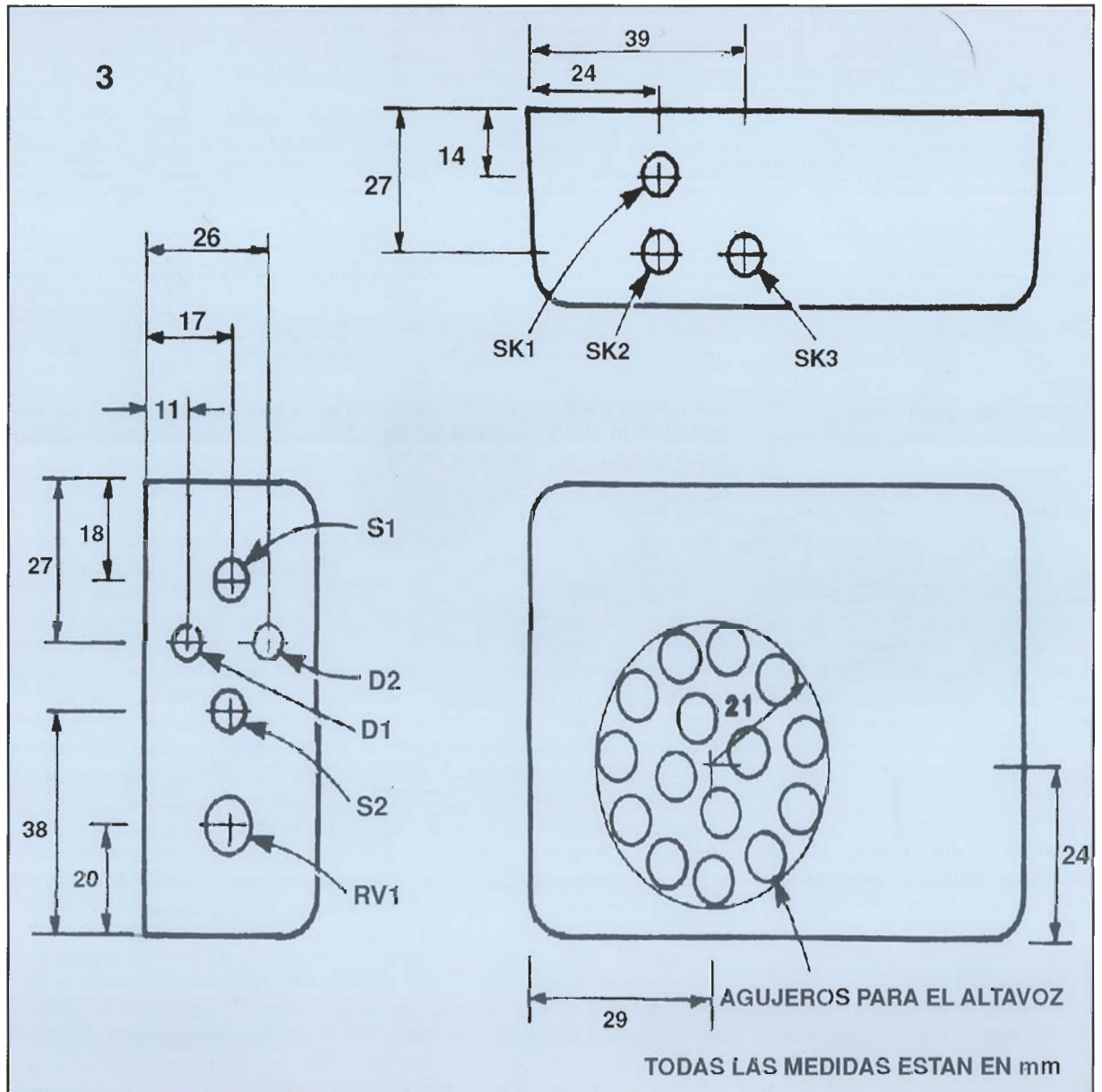


Figura 3.- Esquema de los cableados.

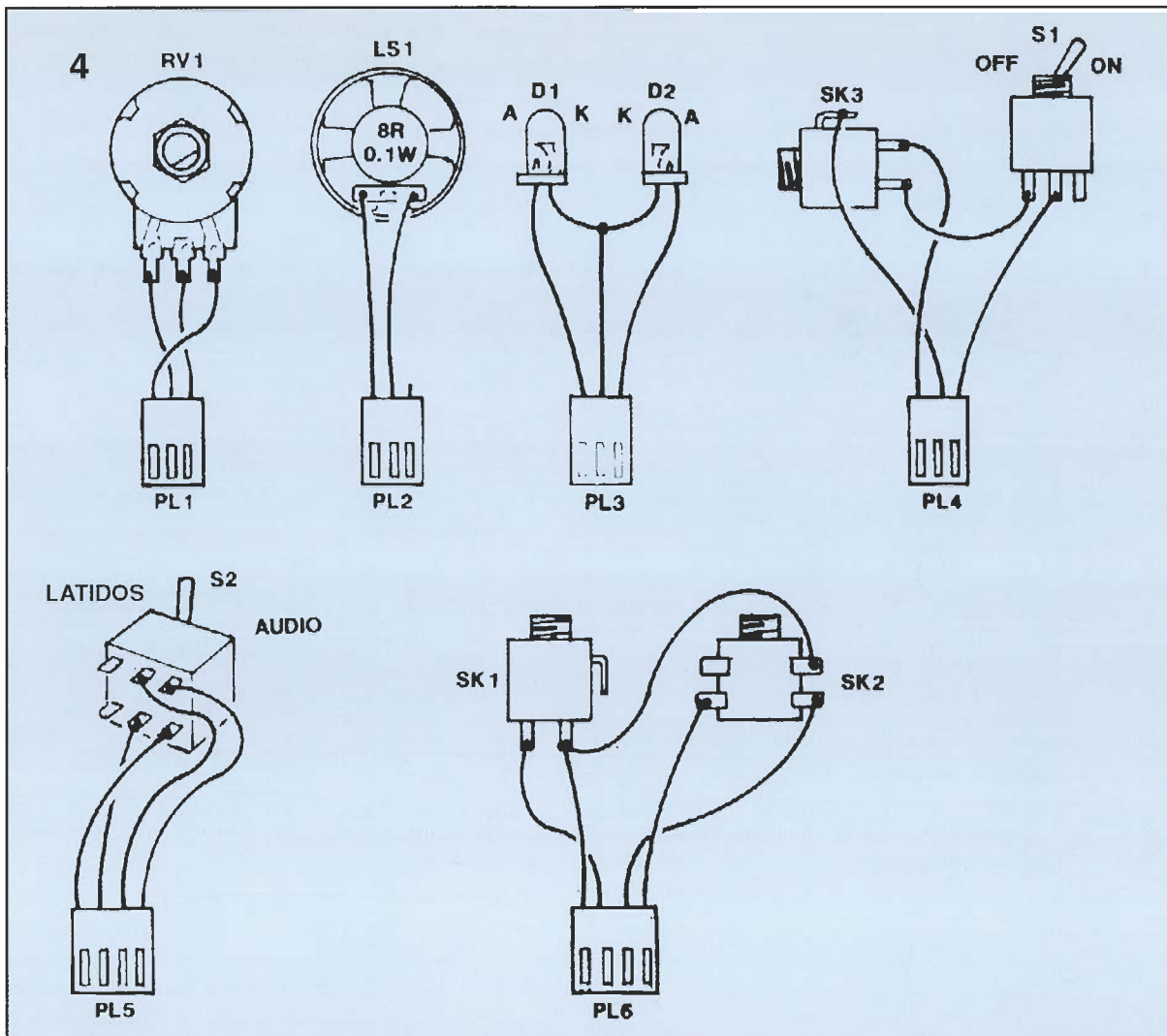


Figura 4.- Distancias aconsejadas para el taladrado.

### Lista de componentes

#### Resistencias

R1 : 56  $\Omega$   
 R2,4 : 220  $\Omega$   
 R3 : 100  $\Omega$   
 RV1 : 47 K $\Omega$ , potenciómetro logarítmico

#### Condensadores

C1 : 10  $\mu$ F, 16 V.  
 C2,4 : 100  $\mu$ F, 16 V  
 C3,8 : 47  $\mu$ F, 16 V  
 C5 : 220 pF  
 C6 : 10 nF, cerámico  
 C7 : 220 nF, multicapa  
 C9 : 229  $\mu$ F, 16V.

#### Semiconductores

IC1 : TBA820M  
 Q1 : BC549C  
 D1,2 : LED rojo

#### Varios

Batería de 9V. (PP3)  
 SK1 : clavija estéreo de 3,5 mm.  
 SK2 : clavija mono de 3,5 mm. con dos contactos de apertura  
 SK3 : clavija mono de 3,5 mm. con un contacto de apertura  
 SW1 : conmutador SPDT ( 1 circuito y 2 posiciones )  
 SW2 : conmutador DPDT ( 2 circuitos y 2 posiciones )  
 LS1 : Altavoz miniatura de 8  $\Omega$  ( 1,6" )  
 PL1-4: Conector fila de tres contactos para CI  
 PL5,6: Conector fila de cuatro contactos para CI  
 caja para el montaje, clavija de conexión, sensor piezoeléctrico, auriculares estéreo, etc.

## Verificación

Enchufaremos el sensor y un par de auriculares en las clavijas correspondientes y encenderemos el equipo. Si tenemos conectada, bien una batería u otra fuente de alimentación, el diodo LED de encendido deberá lucir. Habrá que asegurarse de que el conmutador LATIDOS/AUDIO se encuentra colocado en la posición audio. Una vez acabada esta operación, hablaremos delante del sensor, debiendo escuchar, así, nuestra propia voz a través de los auriculares. En caso contrario, ajustaremos el control de volumen RV1. Pasaremos, ahora, el conmutador a la posición de latidos. Cogemos el micrófono cuidadosamente por el borde y lo apretaremos firmemente contra nuestro corazón; eso sí, dejando libre el agujero de aire posterior. La sensibilidad

del sensor hace que éste sea efectivo incluso a través de la ropa o tejido fino. En caso de no localizar nuestros latidos, podemos ayudarnos con una carrerita para acelerar nuestro pulso y hacerlo más fuerte. Así, se encenderá el diodo LED D1.

Si queremos controlar los latidos durante un buen rato será conveniente fijar el sensor a nuestro pecho mediante una correa elástica atada a nuestro contorno. El circuito puede atarse a la cintura con un cinturón, con un enganche de llavero, o simplemente introduciéndolo en la cintura del pantalón.

## Cómo funciona

Mientras SW2 esté en la posición AUDIO, el integrado IC1 queda configurado como un amplificador convencional. Cuan-

do conmutamos al modo LATIDOS, la resistencia de ganancia (patilla 2) se cortocircuita para conseguir, así, una ganancia mayor. Al mismo tiempo, el condensador C6 se coloca en paralelo con C5 para, de este modo, modificar la característica de frecuencia de IC1. Con esto se consigue recortar las altas frecuencias e incrementar la ganancia a frecuencias bajas. La salida se toma de la patilla 5, a través de un condensador de bloqueo de continua, llegando así hasta el altavoz. El diodo LED se controla directamente por un transistor configurado en modo de ganancia de corriente. Se comprobó que la utilización de la salida de tensión de la patilla 5, para controlar directamente la base del transistor, era lo más adecuado; y se verificó, además, que no era necesaria la utilización de condensadores de bloqueo ni control de ganancia.

