

elektor

N.º 141
1992

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

electrónica: técnica y ocio

El lenguaje C (y XIII)

**Registrador gráfico
de frecuencias**

La telefonía móvil

Convertidor OC/OM

**Diseño de amplificadores
de audio (I)**

00141

8 414090 101455

ESCUELA DE ELECTRONICA

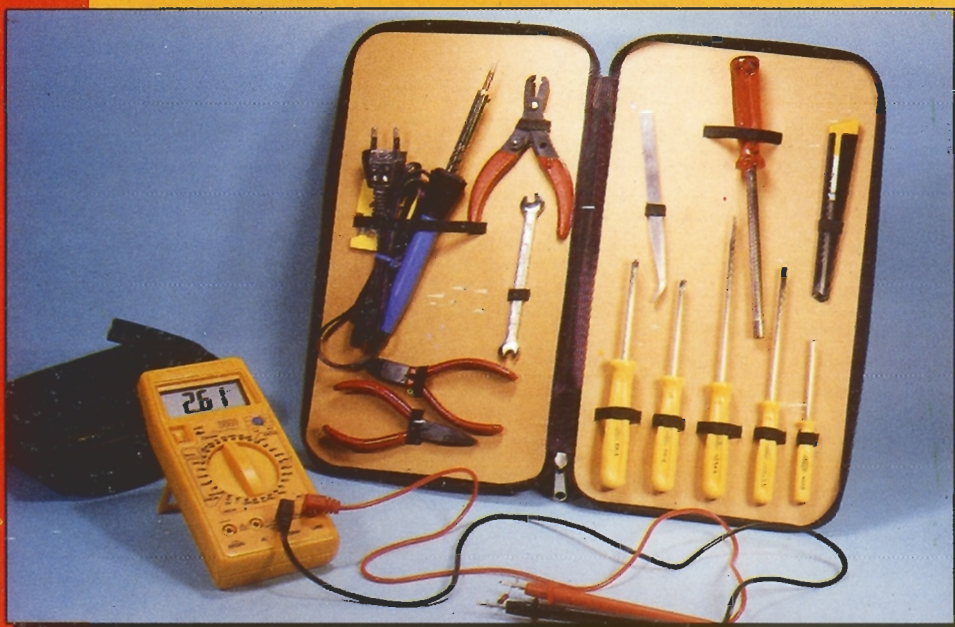
Compuesta por cuatro tomos de 260 páginas, en las que se describen un gran número de montajes eminentemente prácticos aptos para ser contruidos por cualquier aficionado, siguiendo las instrucciones que se indican.

Dentro de la estructura de la obra se incluyen también otras secciones destinadas a informar al lector de las Técnicas y Tecnologías más características que se emplean en la actualidad.

Supone, en resumen, un compendio de informaciones y datos que pueden facilitar a cualquier persona, con un mínimo de afición, a introducirse en este apasionante mundo de la Electrónica.

Todas aquellas personas que deseen suscribirse a la obra completa, además de recibir cómodamente en su domicilio cada uno de los fascículos que se compone, serán obsequiadas con un lote de instrumentos y herramientas, especialmente adaptados para trabajos en Electrónica, compuesto de:

- Multímetro digital con puntas de prueba y bolsa protectora, preparado para efectuar medidas de resistencias, tensiones e intensidades en alterna y continua. Posee además un dispositivo acústico para efectuar medidas de continuidad de una forma mucho más cómoda y permite también la comprobación de transistores mediante zócalos preparados para esta finalidad.
- Una cartera de herramientas conteniendo las más utilizadas para trabajos en Electrónica, a saber: soldador con estaño, alicates, pinzas y atornilladores de diferentes tipos.



Recorte y envíe este boletín a F&G EDITORES, SA. Dpto. de Suscripciones. Pza. República Ecuador, 2 - 28016 MADRID tno: 457 94 24 Fax: 458 18 76

OFERTA VALIDA UNICAMENTE PARA ESPAÑA

ESCUELA DE ELECTRONICA

☐ Deseo suscribirme a la obra E. ELECTRONICA desde el fascículo N°2 al 52, incluidas las 4 tapas para encuadernar la obra y las placas correspondientes. Esta colección, de aparición semanal, me será enviada -junto con el obsequio- en la modalidad de pago que indico abajo.

NOMBRE _____ 1º APELLIDO _____ 2º APELLIDO _____

DOMICILIO _____ NUMERO _____ PISO _____

C. POSTAL _____ CIUDAD _____ PROVINCIA _____

EDAD _____ PROFESION _____ TELEFONO _____ CIF o NIF _____

PRECIO DE ESTA SUSCRIPCION

☐ **AL CONTADO: 53.145 Ptas.**

Contra reembolso, incluidos gastos de envío, al recibir la primera entrega (números 2, 3 y 4 junto con regalo). Los envíos serán uno mensual con los fascículos, tapas correspondientes y placas.

☐ **TARJETA VISA / 4B / MASTER CARD**

(Tachar la que no proceda).

Nº _____ / _____ / _____ Caduca _____

☐ **APLAZADO: 55.800 Ptas.**

Contra reembolso, en 6 plazos, incluidos gastos de envío.

1.º plazo de 20.800 ptas. (al recibir la 1.ª entrega, núms. 2,3 y 4 junto con REGALO)

Más 5 plazos mensuales de 7.000 ptas. cada uno, contra-reembolso de los fascículos, placas y tapas correspondientes.

Una vez finalizado el pago total, seguirá recibiendo por correo certificado, hasta acabar la colección.

FIRMA TITULAR
DE LA TARJETA

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

SUMARIO

ARTICULOS

El Lenguaje C (y XIII)	02-12
Fin de la serie dedicada a este interesante lenguaje.	

Detección de averías en equipos electrónicos	02-22
Consejos para lograr una mayor eficacia en la detección de averías.	

Diseño de preamplificadores de audio (I)	02-30
Un análisis de los diferentes modelos y versiones de preamplificadores.	

Sintetizador digital senoidal	02-38
Un equipo capaz de generar señales senoidales mediante técnicas digitales.	

La telefonía móvil	02-50
Una panorámica del funcionamiento de este moderno sistema de comunicación.	

Convertidor OC-OM	02-58
Para poder escuchar emisiones de onda corta en un receptor de radio convencional de onda media.	

Registrador gráfico de frecuencias	02-62
Un trazador de bajo coste que permite obtener registros de las respuestas de nuestros aparatos.	

Analizador lógico profesional de bajo coste (y II)	02-68
Segunda y última parte de la descripción de este útil instrumento.	

SECCIONES

Teletipo	02-08
Las placas de circuito impreso	02-41
Mercado	02-72
Libros	02-78
Anuncios breves	02-80

En nuestro próximo número:

- Multiplicador de canales para osciloscopio.
- Diseño de preamplificadores de audio (II).
- Osciloscopio como monitor de vídeo.
- Generador de señales de vídeo (I).

AÑO 12, NUM. 141 FEBRERO 1992

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

Edita:
F & G EDITORES, S. A.

Director:
JULIO GOÑI

Director de Producción:
JULIO RODRIGUEZ

Director Ejecutivo:
RUFINO GONZALEZ GONZALEZ

Cuerpo de redacción:
VIDELEC, S. A.

Colaboradores:
JOSE M. VILLOCH
FERNANDO ACERO MARTIN
LH SERVICIOS INFORMATICOS
DAVID LOPEZ APARICIO
ELECTRONICS WORLD
RADIO ELECTRONICS
MIGUEL MENENDEZ
LEONARDO MARTIN ANGULO
GERMAN ALVAREZ TEY
JESUS C. GARCIA PRECIADO

Diseño gráfico:
J.G. PALMA

Publicidad Madrid:
Delegada:
SILVIA MULET
Videlec, S. A.
Riario 3-3.º Teléf.: 329 29 23. Fax: 747 62 72

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

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

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

Composición:
Pérez-Díaz
Santa Leonor, 48

Impresión:
Grafipren, S. A.
C/ Los Naranjos, 3. S. Sebastián de los Reyes (Madrid)

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

Estimado lector:

Dado el interés que despierta en bastantes lectores los diseños relativos a instrumentos y equipos de pruebas, hemos decidido incluir en este ejemplar algunos equipos realmente novedosos que sin duda satisfarán a los más exigentes.

Comentaremos brevemente el contenido de los artículos mencionados. En primer lugar destacaremos el final de la descripción del Analizador que se inició en el número anterior. Además creemos muy interesante el Sintetizador digital ya que es un diseño que permite conseguir señales sinusoidales a través de técnicas puramente digitales, con lo que se aprovechan las ventajas de esta tecnología tan utilizada en la actualidad.

Por otra parte debemos mencionar también el Registrador gráfico de frecuencias, que viene a resolver el problema de cómo obtener las curvas de respuesta con la frecuencia, de los equipos que deseemos. En otros artículos hemos incluido descripciones de temas técnicos de actualidad, tal como lo referente a la Telefonía Móvil o de especialidades de diseño que pensamos puedan resultar también útiles a los lectores, como es el caso de la serie que iniciamos, relativa al diseño de preamplificadores de audio.

Antes de terminar queremos citar el artículo dedicado a la detección de averías en equipos electrónicos, ya que ofrece una sistemática del proceso a seguir para la detección de averías que, sin duda, va a ser de gran ayuda para muchas personas y el artículo final de la serie que hemos venido dedicando al Lenguaje C en el que se analiza un caso práctico.



Rufino Gonzalez

DERECHOS DE AUTOR

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

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

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

Servicios Elektor para los lectores

EPS (Elektor Print Service)
La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.

Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS.

CONSULTAS TECNICAS

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

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 DEN.º ATRASADOS

Ejemplar sencillo	550 ptas.
Ejemplar doble	900 ptas.

SUSCRIPCIONES

España	5.500 ptas.
España certificada	7.000 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla	
Ejemplar sencillo	520 ptas.
Ejemplar doble	850 ptas.

circuitos impresos

E4/5: JULIO/AGOSTO 1980
Frecuencímetro para sintetizadores ..*79114 800

E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980
Junior Computer:
Circuito principal*80089-1 6.000
Fuente de alimentación*80089-3 1.264
Quinielista electrónico*79053 1.100
Sistema centralizado de alarma:
Estación principal*9950-1 1.000
Estación subordinada*9950-2 1.000
Termómetro digital*80045 1.500

E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980
Amplificador telefónico:
Circuito captador*9987-1 800
Circuito principal*9987-1 850
Golf de bolsillo*9988 1.000
Ordenador para juegos de TV:
Circuito principal*79073-1 5.570
Fuente de alimentación*79073-2 840
Circuito del teclado*79073-2 1.260
Grillo eléctrico*80016 500
Mida su fuerza*79006 650

E8: ENERO 1981
Juego del Tula*79007 650

E9: FEBRERO 1981
Tarjeta de memoria RAM y EPROM*80120 6.230
Medidor consumo carburante Módu-
lo 1*81035-1 675
Medidor consumo carburante Módu-
lo 2*81035-2 650
Medidor consumo carburante Módu-
lo 3*81035-3 650
Med. cons. carb. Display/Placa Pral. *81035-4 1.000

E10: MARZO 1981
Top Amp*80023 500
Top Reamp*80031 1.200

E11: ABRIL 1981
El genio de la lata*81042 500
Latómetro: Circuito principal*81043-1 550
Latómetro: Display*81043-2 450
Electro-multijuegos*81044 1.500
Termómetro de baño*81047 1.100
Gaita electrónica*81048 1.000
Xilófono*81051 750

E12: MAYO 1981
Encendido electrónico*80084 2.000
Anti-robó*80097 900
Indicador de tensión de batería*80101 750
Protección para la batería*80109 750
Medidor de temperatura de aceite*80102 700

E13: JUNIO 1981
Sensor escaparate*80515-1 1.100
.....*80515-2 1.100

E14/15: JULIO/AGOSTO 1981
Termómetro lineal*80127 850
Fte. alimentación 0-50V/0-2A*80516 1.050
Sensor escaparate/M1*80515-1 700
Sensor escaparate/M2*80515-2 1.100
Micro-amplificador*80543 750
Amplificador de potencia con V-FET*80505 1.300

E16: SEPTIEMBRE 1981
Digiparad*79088 500
Gate Dip*79514 800

E17: OCTUBRE 1981
Imitador electrónico*81112 1.000
Interface para Junior Computer:
Fuente alimentación*81033-2 1.000
Tarjeta adaptación*81033-3 1.450

E18: NOVIEMBRE 1981
Analizador lógico. Circuito de entrada*81094-2 1.500
Gong DOL*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
Ampliación ordenador Juegos TV*81143 5.000
Medidor de continuidad*81151 850
Voltímetro + Frecuencímetro*81156 1.700

E23: ABRIL 1982
Extens. memor. Elekterminal*79038 2.100
Oscilador senoidal*82006 1.050
Lecturas de mapas por ordenador*81032 950
Mini-órgano*82020 1.500
Ionizador*823 1.700

E24: MAYO 1982
Termostato para fotografía*82069 1.000
Bucle de escucha: circuito emisor*82039-1 1.300
Bucle de escucha: circuito receptor*82039-2 1.150
Antena Omega:
Alimentación*80076-1 1.300
Amplificador*80076-2 1.100

E25: JUNIO 1982
Detector de humedad*81567 800
Programad. de procesos: Visualiza-
dor*81101-1 1.500
Programad. de procesos: Alimenta-
dor*81101-2 1.400
Tarjeta de RAM dinámica*82017 4.000

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982
Indicador de pico para altavoces*81515 750
Generador de números aleatorios*81523 1.350
Búfers 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
Cronoprosesor universal:
Display - Teclado*81170-2 1.900

E29: OCTUBRE 1982
Comprador de RAMs 2114*82090 1.000
Mini-téster*82092 950
Frecuencímetro a cristal líquido*82026 950
Anti-robó activo*82091 950

E30: NOVIEMBRE 1982
Eolición*82066 800
Módulo capacitmetro*82040 1.000
Squelch automático*82077 1.000
Artist. adhesivo frontal*82014-F 1.000

E31: DICIEMBRE 1982
Intermitente electrónico*82038 1.000
Sist. telefonía int. placa alimentación*82147-2 900
Detector de gas*82146 1.200

E32: ENERO 1983
Cronoproc. univ. C. Display/teclado*81170-2 1.500
Foto Computer-Interface-Teclado*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
Convertidores para BLU. Conversor BF*82161-1 950
Convertidores para BLU. Conversor AF*82161-2 1.000
Crescendo82180 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
Placa de conexión*83022-9 2.925
Amplificador para cascos*83022-7 1.550

E37: JUNIO 1983
Curtis/Alimentación*82078 2.050
Regulador para faros*83028 750

Preludio:
Amplificador lineal*83022-6 2.500
Protector de fusibles*83010 750
Nuevo sintetizador:
Alimentación*82078 2.500
Regulador para faros*83028 1.000

E38/39: JULIO/AGOSTO 1983
Generador de efectos sonoros*82543 1.150
Flash-esclavo*82549 575
Juegos TV en EPROM. Bus*82558-1 1.300
Juegos TV en EPROM. Tarjeta
EPROM*82558-2 700
Super fuente de 5V*82570 800

E40: SEPTIEMBRE 1983
Preludio:
Corrector de tonos83022-5 1.875
Semáforo de audio83022-10 1.020
Diapasón para guitarra*82167 1.000

E41: OCTUBRE 1983
Semáforo:
Emisor*83069-1 1.400
Receptor*83069-2 1.350
Reloj programable. Carátula83041-F 4.500
Preamplificador MC/MM.
Placa MC*83022-2 2.300

E42: NOVIEMBRE 1983
Interludio*83022-4 1.900
Teclado digital polifónico:
Tarjeta de entrada*82107 2.300
Desplazador de sintonía*82108 1.500
Supresor rebotes*82106 1.200
Vatímetro*83052 1.300
Teclado ASCII*83058 8.300

E43: DICIEMBRE 1983
Carátula adhesiva83051-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
Búfer Preludio*83562 950
Maestro: Receptor*83051-2 6.400
Adaptador de red*83098 750

E45: FEBRERO 1984
Poli-bus*82110 1.350
Elektómetro*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-Master:
Circuito de medida*84005-1 1.700
Visualización*84005-2 1.650
Audioscopio espectral:
Filtros*83071-1 1.600
Control*83071-2 1.500
Receptor para banda marítima83024 2.135

E49: JUNIO 1984
Desfasador de audio:
Módulo de retardo*83120-1 1.900
Oscilador y control*83120-2 1.300
Voleta electrónica*84001 2.400
Capacímetro:
Tarjeta de medida84012-1 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 Búfer*83562 1.100
Indicador térmico para radiadores*83563 770
Fuente de luz constante*83553 1.050
Convertidor D/A sin pretensiones*83558 915
Generador de miras B/N con inte-
grado*83551 750

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

E52: SEPTIEMBRE 1984			Temporizador Universal*84107.....1.150			TV satélite:		
Elaborinto:			Plóter gráfico X-Y*85020.....5.350			Módulo audio/video*86082-2.....3.800		
Placa principal*84023-1.....1.850			Cuentarrevoluciones*85043.....2.645			Frontal*86082-F.....1.500		
Placa de control*84023-2.....1.630			Detector de infrarrojos*85064.....3.120					
Generador de impulsos:			E67: DICIEMBRE 1985			E84: MAYO 1987		
Placa frontal*84037-1.....2.600			Subsonikator*84109.....1.185			TV sat. accesorios86082-3.....2.585		
Placa doble cara*84037-2.....3.250			Pseudo 273285065.....1.050			Medidor valor eficaz real*86120.....3.345		
Carátula adhesiva*84037-F.....2.000			Indicador mantenimiento p/coche*85072.....3.300			Medidor valor eficaz real/Frontal86120-F.....2.375		
E53: OCTUBRE 1984			E68: ENERO 1986			E85: JUNIO 1987		
Analizador tiempo real:			Modulador UHF/VHF*85002.....835			Circuito de reverberación*87015-E.....480		
Circuito entrada y alimentación*84024-2.....1.800			Preamplificador microfónico*85009.....1.020			Amplificador de cascos86086.....1.505		
E54: NOVIEMBRE 1984			Modulador de bujías*85053.....1.160			Convertidor remoto/C.P.86090-1.....2.975		
Interface p/máquinas escribir elect.*84055			E69: FEBRERO 1986			E86/87: JULIO/AGOSTO 1987		
Analizador tiempo real:			Automonitor85054.....1.640			Control motor paso a paso86451.....960		
Placa de visualización*84024-3.....5.750			Lesley85099.....2.130			RAM extra de 16K (junto con la EPS		
Placa de base*84024-4.....8.500			Generador de salvas*85057.....1.000			86454)*86452.....685		
E55: DICIEMBRE 1984			E70: MARZO 1986			Convertidor RMS ca/cc86462.....635		
Analizador en tiempo real:			Relé de estado sólido85081.....805			E88: SEPTIEMBRE 1987		
Carátula adhesiva frontal84024-F.....2.760			Generador de frecuencias patrón85092.....1.495			Generador ruido VHF/UHF*86081.....565		
Supervisualizador de vídeo84024-6.....2.825			Anemómetro portátil85093.....3.635			Capacimetro de bolsillo86042.....1.375		
Analizador tiempo real:			Vobulador de audio/p. frontal*85103-F.....1.760			Estudio de audio portátil86047.....7.860		
Generador ruido rosa*84024-5.....2.000			E71: ABRIL 1986			E89: OCTUBRE 1987		
E56: ENERO 1985			Iluminador, C. Principal85097-1.....2.295			Módulo de memorización para os-		
Fuente de alimentación conmutada84049.....1.425			Iluminador, control lámpara*85097-2.....2.375			ciloscopio*86135.....1.787		
Amplificadores p/ZX-81 y Spectrum*84054.....1.300			Central alarma interface*85089-2.....950			Ecuallizador para guitarra86051.....1.980		
E57: FEBRERO 1985			E72: MAYO 1986			Vúmetro estéreo*87022.....600		
Sonda batimétrica:			Interface E/S de 8 bits85079.....1.550			E90: NOVIEMBRE 1987		
Placa principal*84062.....2.305			Flipper, circuito principal85090-1.....2.425			Gerador. senoidal digitalizado/CP87001.....2.805		
Convertidor RS 232 - Centro N/CS*84078.....3.500			Flipper, visualizador85090-2.....1.740			Gerador. senoidal digitalizado/PF87001-F.....2.040		
E58: MARZO 1985			Iluminador Alm y filtros*85097-3.....1.720			Preamplificador de válvulas:		
Preamplificador dinámico*84089.....1.080			E73: JUNIO 1986			E91: DICIEMBRE 1987		
Tacómetro digital84079-1.....1.265			Tarjeta gráfica alta resolución85080-1.....5.710			Distribuidor MIDI87012.....2.770		
Tacómetro digital84079-2.....1.720			Filtro activo para DX88001.....4.515			ARGUS, mini-detector de metales*86069.....1.225		
Amplificador a válvulas*84095.....2.410			Interface RS 232 C*85073.....2.300			Preamplificador a válvulas:		
E59: ABRIL 1985			E74/75: JULIO/AGOSTO 1986			Alimentación control de reles*87006-2.....3.800		
Falsa alarma*84088.....1.150			Medidor de audio85423.....1.335			Telemando:		
Generador de funciones:			Amplif. HI-FI para auriculares*85431.....1.140			Emisor*86115-1.....1.200		
Adaptador SCART*84072.....1.350			Cargador pequeñas baterías85446.....1.030			Receptor*86115-2.....1.350		
Controlador de mini-car*84130.....1.520			Sonda lógica para µP85447.....935			E92: ENERO 1988		
Harpagón. Versión 1*84073.....960			Preamp. microf. con silenciador:			16K RAM CMOS para C6487082.....1.090		
Harpagón. Versión 2*84083.....890			Versión simétrica*85450-1.....790			Filtros de Linkwitz*84071.....2.300		
Mini-impresora*84106.....2.775			Versión asimétrica85450-2.....1.100			E93: FEBRERO 1988		
E60: MAYO 1985			Mezclador de audio85463.....4.430			Telecanguro86007.....820		
Filtro activo84071.....2.235			Trazador 650285466.....1.070			Convertidor D/A de 14 bits87160.....2.420		
Fláshmetro84081.....1.620			Vúmetro para discoteca/CP*85470-1.....1.225			E94: MARZO 1988		
Termorregulador para soldador*84112.....1.090			Vúmetro para disc/Visualizador85493.....1.375			Interface para facsimil87038.....2.715		
Frecuencímetro a µP:			Barrera infra-roja85449.....1.420			Bifase, efectos sonoros*87026.....3.785		
Circuito principal*85013.....4.800			E76: SEPTIEMBRE 1986			E95: ABRIL 1988		
Visualizador*85014.....1.975			Tarjeta color alta resolución*85080-2.....4.100			Receptor para BLU en 20 y 80 m87051.....3.920		
Oscilador85015.....925			Jumbo, reloj gigante85100.....4.400			E96: MAYO 1988		
Panel frontal*84097-F.....4.400			Circuito protección altavoces85120.....3.790			Autobomba86085.....2.676		
Limpiador impulsos casete p/ZX-81*84075.....1.680			E77: OCTUBRE 1986			Polímetro digital auto-rango87099.....1.755		
E61: JUNIO 1985			Megáfono*86004.....1.150			E97: JUNIO		
Autodim*84096.....1.100			Altavoz satélite*86016.....1.085			Bus de expansión para MSX86003.....6.795		
Alimentación alterna*84035.....1.180			Alimentación doble/PF*86018-F.....1.605			Cargador baterías aliment. p/bate-		
Etapa de entrada a 1,2 GHz*85006.....1.900			Alimentación doble:			rias87076.....3.205		
Amplificador híbrido de 30W*85001.....1.450			Pre regulador*86018-2.....1.127			E98/99: JULIO/AGOSTO 1988		
Fundido diapositiva UP/CP*84115-1.....4.230			E78: NOVIEMBRE 1986			Amplif. corrector tonos monochip87405.....1.225		
Fundido diapositiva UP/placa potenc*84115-2.....2.600			Mezclador portátil/alimentación86012-4.....2.240			Oscilador en puente de Wien va-		
Selector de Eprons*85007.....1.600			Interface C64/C12886035.....1.320			riable87441.....570		
E62/63: JULIO/AGOSTO 1985			Mezclador portátil:			Analizador del factor de trabajo87448.....1.560		
Protector de alimentación84408.....920			Frontal MIC line*86012-1F.....1.200			Amplificador de auriculares87512.....2.375		
Frecuencímetro84462.....2.055			Módulo Estéreo86012-2B.....1.900			E100: SEPTIEMBRE 1988		
Alimentación para microordenador84477.....2.230			Frontal módulo estéreo*86012-2F.....1.300			Preamplif. alta calidad p/microfono87058.....915		
Alarma para frigorífico*84437.....1.050			Frontal Alimentación*86012-4F.....2.300			Detector pasivo de infrarrojos87067.....1.210		
Convertidor VHF/AIR*84438.....1.470			397: DICIEMBRE 1986			Transmisor equilibrado p/linea BF87197.....2.780		
Analizador línea RS-23284452.....1.370			Placa de experimentación RF*85000.....595			E102: NOVIEMBRE 1988		
Timbre musical84457.....1.135			Amplificador para autorradio*85102.....1.530			Generador de sonidos estéreo para		
E64: SEPTIEMBRE 1985			Doblador de tensión86002.....1.532			µP87142.....1.930		
Modulador UHF85470-2.....2.450			Mezclador portátil mod salida 1b86012-3B.....1.765			Generador de sonidos estéreo para*87142.....2.122		
Interface casete p/C-64 y VIC-2085010.....1.125			E81: FEBRERO 1987			E104: ENERO 1989		
Contador Universal*85019.....1.260			Accesorios amplificador 1.000 W*86067.....4.210			«Link» el preamplificador880132-1.....1.890		
Telefase84100.....950			Microprocesador: placa PIA86100.....1.070			«Link» el preamplificador880132-2.....3.955		
E65: OCTUBRE 1985			E82: MARZO 1987			Frecuencímetro para receptores880039.....5.875		
Metronómo electrónico:			Pluviómetro86068.....1.345			Antena activa para O.C.*880043-1.....2.000		
Placa Principal83107-1.....1.355			E83: ABRIL 1987			*880043-2.....1.750		
Alimentación83107-2.....765			Medidor de impedancias86041.....2.525			E105: FEBRERO 1989		
Interruptor crepuscular85021.....1.050			Medidas de impedancias/Frontal86041-F.....2.330			Receptor FM estéreos en CMS87023.....870		
Radio solar85042.....1.120			Convertidor D/A para bus E/S86312.....1.355					
Medidor RLC*84102.....3.125								
E66: NOVIEMBRE 1985								
Medidor RLC*84102.....2.825								

E106: MARZO 1989

Fuente gobernada por μ C (placa de procesador)	880016-1	6.050
Fuente gobernada por μ C (placa de regulación)	880016-2	3.940
Fuente gobernada por μ C (placa de visualización)	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/ μ C (panel frontal)	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación)	880042	1.345

E107: ABRIL 1989

Interruptor red controlado p/carga	86099	1.505
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador (placa adaptación)	880016-4	210

E108: MAYO 1989

LFA-150, amplificador de tensión	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador de corriente	880092-2	2.095
Sintetizador radio controlado p/ μ P	880120-1	3.850
.....	880120-2/3	2.685

E109: JUNIO 1989

Teclado MIDI portátil	880168	2.140
Reforzador de armónicos	880167	1.705
LFA-150: Etapa rápida de potencia (Alimentación auxiliar)	880092-4	1.960

E110/111: JULIO/AGOSTO 1989

Adaptador universal CMS-DIL	884025	725
Tarjeta prototipo para μ P	884013	2.865
Comprobador de transistores	884015	1.245
Amplificador BF 150W con 1 integrado	884080	1.145

E112: SEPTIEMBRE 1989

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

E113: OCTUBRE 1989

Convertidor VLF	880029	1.175
Regulador AF para tubos fluorescentes	880085	2.304
Medidor ultrasónico de distancias	880144	1.881
EPROM para juego opcional de caracteres (Controlador para pantallas LCD de alta resolución)	560 (2764)	

E114: NOVIEMBRE 1989

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

E115: DICIEMBRE 1989

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

E117: FEBRERO 1990

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

E118: MARZO 1990

Intercomunicador para motoristas	058/86	633
Sonda lógica de tensión	048/86	523
Reactancia para fluorescente	047/86	518

Robot riegamacetas	043/86	1.565
Regulador de luz por tacto	029/86	1.676

E119: ABRIL 1990

Convertidor estático de tensión	TDE 030/85	1.122
Fuente de alimentación universal	TDE 031/85	659
Termómetro para polímetro	TDE 018/85	1.510

E120: MAYO 1990

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

E121: JUNIO 1990

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

E122/123: JULIO/AGOSTO 1990

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

E124: SEPTIEMBRE 1990

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

E126: NOVIEMBRE 1990

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

E127: DICIEMBRE 1990

Indicadores digitales para el automóvil:		
Medidor combustible (doble cara)	90V103	2.025
Indicador dos dígitos (doble cara)	90V102	2.025
Medidor de vacío	90V104	950
Medidor tensión, temperatura y aceite	90V105	950
Indicador 3 dígitos (doble cara)	90V101 Incl. en rev.	
Frecuencímetro digital con Z-80:		
Placa principal (doble cara)	90V117	6.500
Amplificador (doble cara)	90V116	2.500
Prescaler (doble cara)	90V115	1.800
Display	90V118	3.525
Manómetro digital:		
Manómetros	90V119	1.450
Filtro vocal efectos sonoros	90V120	1.600
Indicador 3 dígitos doble cara	90V101	2.025

E129: FEBRERO 1991

Tarjeta de memoria para Laser-Jet	90V125	3.773
Laser de bolsillo	90V126	850
Conmutador de video y audio	90V123-1	915

E130: MARZO 1991

Secráfono de bajo coste	91V011	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 12 V	91V017	1.848
Amplificador de audio HI-FI. Amplificador audio	91V018	1.848

E131: ABRIL 1991

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

E132: MAYO 1991

Repetidor control remoto	91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor)	91V023-1	900
Sistema de altavoces sin cable (receptor)	91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito principal (doble cara)	91V021-2	2.420

E133: JUNIO 1991

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

E134-135: JULIO-AGOSTO 1991

Selector automático de resistencias	91V054	1.707
Fuente solar (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

E136: SEPTIEMBRE 1991

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

E137: OCTUBRE 1991

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

E138: NOVIEMBRE 1991

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

E139: DICIEMBRE 1991

Medidor de campos magnéticos	91V001	2.710
Medidor de campos magnéticos	91V091	1.283
Terminal/monitor RS-232	91V092	2.618
Protector de altavoces	91V093	1.243
Protector de altavoces	91V094	1.124
Control de velocidad para trenes miniatura	01V095	1.462

E140: DICIEMBRE 1991

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

Este mes...

Elektor núm. 141. Febrero 1992

	Placas	Precio
Analizador lógico profesional de bajo coste (doble cara)	EPS92V104	5.731
Registrador gráfico de frecuencias	EPS92V103	2.195
Convertidor OC/OM	EPS92V102	2.020
Sintetizador digital senoidal (doble cara)	EPS92V101	3.660

NOTA: Estos precios incluyen IVA.

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

ICL entra en el mercado de cajeros automáticos

ICL está intensificando su participación en el mercado de banca con la introducción de sus Cajeros Automáticos (ATMs) de la serie 7000. Estos sistemas cuentan ya con una base instalada bien establecida de servicio en Estados Unidos.

«Las investigaciones emprendidas por nuestra parte a través del Harris Research Centre, demuestran que ahora es el momento oportuno para entrar en el mercado de cajeros automáticos del Reino Unido», ha declarado John Patrick, director de marketing de ICL para cajeros automáticos, y añadió: «Se han resaltado elementos clave en la entrada inicial y se espera un éxito a largo plazo en el mercado de cajeros automáticos al insistir en aportaciones tales como la fiabilidad del producto, el servicio y el soporte técnico.»

En ambos aspectos, ICL, una de las empresas situadas en vanguardia de los sistemas de información en Europa, cuenta con una excelente oferta. Además de su posición de liderazgo en el sector del comercio, aporta soluciones integradas que permiten un procesamiento de transacciones de alto volumen con disponibilidad las 24 horas, especialmente a través de su red de servicio nacional.

Las previsiones de mercado con que cuenta ICL muestran el crecimiento de la base actual instalada de 17.000 a 25.000 equipos para 1996. Además, existen varias instituciones que están planificando la sustitución de sus máquinas existentes para aprovechar la flexibilidad de los sistemas abiertos. La serie 7000 está basada en el sistema abierto estándar del sector OS/2.

Según John Patrick, la entrada de ICL en este mercado permite a los usuarios una amplia gama de equipos, precios y servicios, propios de un proveedor comprometido y con experiencia dentro del sector. «La variedad de productos ICL ha de-

mostrado una singular eficacia al aportar numerosas novedades orientadas hacia un mercado cada vez más exigente, y respaldado además por una óptima organización de servicios que cubre todo el Reino Unido.»

Al comentar la decisión de ICL de lanzar la serie 7000, Nigel Croisdale, director de servicios financieros de ICL UK ha declarado: «La serie 7000 constituye un elemento clave en la estrategia de ICL dentro del mercado de servicios. Consideramos que en los años 90, los clientes exigirán niveles de capacidad y funcionalidad de servicio que revolucionarán la banca sectorial e ICL pretende ser el jugador dominante para finales de la presente década.»

Generador de gráficos programable CHROMA 2000 para monitores de hasta 2048 x 2048 pixels

GEICO ELÉCTRICO introduce en el mercado el generador de gráficos programable CHROMA 2000 de su nueva representación CHROMA ATE INC.

Este equipo ha sido concebido para la comprobación, el mantenimiento y la fabricación de todo tipo de monitores y proyectores de alta resolución.

Proporciona la máxima versatilidad, ya que permite diseñar y programar completamente la señal de salida más adecuada a cada necesidad.

El CHROMA 2000 es útil para monitores monocromo y color, con entradas analógicas y digitales (Vídeo, RGB, TTL/ECL) y con resoluciones de hasta 2048 x 2048 pixels.

El equipo combina el procesador gráfico TMS 34010, RAMDAC y 32 megabits de Vídeo RAM de alta velocidad para conseguir el acceso y la generación instantánea de los gráficos más sofisticados, con una selección de 256 colores para cada uno de los 2048 x 2048 pixels disponibles. Un circuito

de control de frecuencia, mediante PLL de precisión, permite modificar los «timings» en todos sus parámetros de las señales de vídeo y de sincronismo con variaciones mínimas de un solo pixel y hasta frecuencias máximas de 200 MHz.

El manejo del equipo es sencillo y cómodo debido a un potente software interno, que actúa en todo momento de guía para el usuario y a un panel frontal con diseño funcional. El equipo puede controlarse también de forma remota y automática mediante los interfaces RS 232 y IEEE 488 disponibles.

Básicamente, el usuario define el «timing» completo, los niveles de señal, los colores y forma de carta de ajuste, el modo de barrido, sistema entrelazado o no entrelazado, etc., para obtener una señal optimizada para su monitor en particular. Estas señales de usuario pueden almacenarse en una EPROM interna que facilita sus utilidades futuras.

El equipo dispone de una memoria EPROM con los «timings» más usuales para monitores CGA, EGA, VGA y 1280 x 1024, entre otros, y cartas de ajuste para la comprobación del tamaño de pantalla, linealidad, enfoque, geometría, resolución, contraste, color, convergencia, regulación de alta tensión, etc.

Destacamos la función «SCAN», principalmente útil para monitores de tipo «multi-sync» y para monitores para CAD/CAM. Utilizando esta función se generan de forma rápida, secuencial y automática o manual hasta 40 cartas de ajuste diferentes con diferentes frecuencias de línea («timing»), consiguiéndose también un importante ahorro de tiempo.

Texas Instruments apuesta por Europa

Texas Instruments Inc., el número 2 de EE UU en fabricación de chips, está impulsando sus expectativas en el mercado europeo para recuperarse de la

importante caída de ganancias; la compañía espera recuperarse en el último trimestre del año de las pérdidas del tercero, pese a que los analistas de la industria predicen una vuelta al principio.

Habitualmente, cuando la demanda de semiconductores baja, Texas Instruments corta de manera drástica las inversiones de capital. En esta ocasión, y a pesar de sus recientes pérdidas, la compañía ha invertido notablemente en investigación y nuevas plantas, particularmente en Europa; el pasado año Texas Instruments dedicó 909 millones de dólares para nuevas fábricas, en su mayoría en Europa, donde los activos fijos han aumentado casi un 60 por 100.

El capital presupuestado para 1991, 575 millones de dólares, se incrementará en casi otros 500 millones con los acuerdos joint-venture. «Estamos incrementando nuestra capacidad productiva en tecnología punta que incrementará significativamente nuestra cuota de mercado cuando llegue el próximo ciclo», afirmó Neil McGlone, relaciones públicas de la compañía en Europa.

Aunque la compañía continúa incrementando sus inversiones en Singapur, Taiwan y Japón, el principal foco de atención actualmente es Europa, puesto que el pasado año facturó 1.140 millones de dólares de los 6.500 que facturó Texas Instruments. La mayor inversión en Europa es en Avezzano, Italia, donde se está construyendo una planta de 1.200 millones de dólares en joint venture con el gobierno italiano.

Por otro lado, Texas Instruments es el segundo mayor fabricante de chips en Europa y el quinto a nivel mundial, con 637 millones de dólares en ventas de semiconductores el pasado año en el viejo continente. «El mercado de semiconductores europeo en 1990 supuso un volumen de negocio de 10.660 millones de dólares, de los que el 42,1 por 100 de las ventas fueron realizadas por compañías norteamericanas», afirmó Jonathan Drazin, de Dataquest Inc. en Londres.

Las compañías japonesas han alcanzado una cuota del 17 por 100, casi el cuádruple que en 1980, aunque su cuota de mercado disminuyó en 1990 debido a la caída de precios de los chips. No obstante, las compañías japonesas siguen invirtiendo fuertemente en Europa.

Roberto Schisano, presidente de Texas Instruments Europa, no está de acuerdo con los analistas que consideran el reciente incremento de las inversiones japonesas en Europa como una amenaza: «Creemos que nosotros somos la amenaza para los japoneses, y no ellos para nosotros, puesto que llevamos en Europa más de 30 años», afirmó Schisano.

«Tenemos el potencial para ser muy rentables en Europa. Todo el mundo dice que el mercado de semiconductores crecerá entre un 11 y un 13 por 100 en 1991, sobre todo durante el segundo semestre del año.»

Por otro lado, los analistas coinciden en que Texas Instruments podrá solidificar su fuerte posición en Europa. Según el Institutional Brokers Estimate System, la compañía obtendrá beneficios en el último semestre, recortando las pérdidas netas del año.

Presentación nacional de la nueva gama de Alta Frecuencia de IKUSI

La División de Alta Frecuencia de la empresa guipuzcoana IKUSI-Ángel Iglesias, S. A., dedica este último trimestre del año para presentar por todas las comunidades autónomas españolas su nueva gama de productos. La nueva línea, diseñada y fabricada por IKUSI, fue presentada oficialmente al público en las recientes ediciones de ELEKTRO y MUNICIPALIA 91, celebradas en Bilbao y Lérida respectivamente.

La División de Alta Frecuencia (DAF) de IKUSI está dedicando los meses de octubre, noviembre y diciembre a presentar su nueva gama de mate-

riales de Alta Frecuencia por todas las provincias españolas. Esta nueva línea de productos, compuesta por 5 series de material de *amplificación monocanal*, material para instalaciones de *recepción colectiva de TV por satélite*, material para instalaciones de *recepción individual de TV por satélite* y una gama completa de *centrales de amplificación de banda ancha*, incluida una específica para *mástil*, está siendo presentada en cada provincia por los directores regionales y los delegados provinciales correspondientes, exponiendo en cada lugar todo el material durante dos días.

De las presentaciones celebradas hasta la fecha por la empresa guipuzcoana, ésta es la primera vez que IKUSI realiza un despliegue tan importante para presentar una nueva gama de productos. La buena acogida recibida por parte de los clientes e instaladores de cada zona ante esta nueva fórmula ha animado a la empresa guipuzcoana a repetir la experiencia, siempre que la importancia del producto a presentar así lo requiera.

Los nuevos procesadores transaccionales de HP

Hewlett-Packard ha presentado dos ordenadores transaccionales de multiproceso simétrico y otros productos de la misma gama, que alcanzan la potencia y capacidades de los grandes ordenadores. Estas novedades fortalecen la presencia de HP en el mercado de los sistemas UNIX de gestión y suponen un cambio importante que permitirá utilizar el sistema operativo UNIX en aplicaciones de gran capacidad. En la misma línea, HP ha anunciado dos servidores transaccionales para el mismo segmento de mercado.

Los nuevos HP 9000 modelos 870S/300 y 870S/400 son los ordenadores, con sistemas operativo UNIX, más rápidos del mercado en aplicaciones transaccionales, según las medidas habituales para este

tipo de procesos. Igualan en prestaciones al IBM 3090, con un coste cuatro veces inferior.

La Compañía ha anunciado también nuevas funciones de almacenamiento y backup, que combinadas con las actuales y con las presentadas recientemente por Computer Associates, conforman una de las soluciones informáticas más completas basadas en el sistema UNIX.

Una encuesta realizada por Dataquest para el mercado de Estados Unidos, muestra que el 74 por 100 de los responsables de informática de las grandes compañías buscan alternativas a los grandes ordenadores por su alto coste y exclusividad del sistema operativo. Los analistas estiman que el mercado de estos sistemas alternativos llegará a los 2.400 millones de dólares en 1992.

Rendimientos de gran ordenador

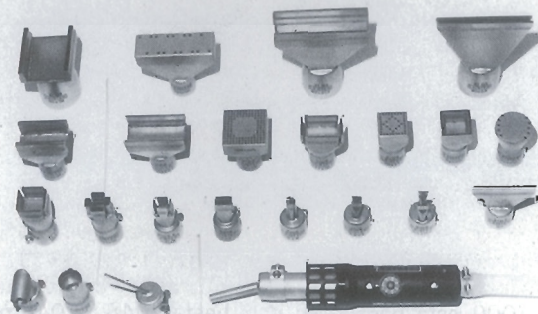
Los nuevos modelos presentados alcanzan sus prestaciones con una tecnología de multiproceso simétrico fuertemente acoplada, basada en procesadores con Arquitectura de Precisión-RISC (PA-RISC), que comparten los recursos de la memoria, del disco y de entrada/salida.

El Modelo 870S/300 tiene tres procesadores PA-RISC de alta velocidad; por su parte, el modelo 870S/400 consta de cuatro.

Las pruebas de proceso transaccional han demostrado que este último modelo supera las 170 transacciones por segundo, convirtiéndose así en el sistema UNIX más rápido del mercado. Esta cifra, conseguida con la conexión de 2.000 usua-

DESESTAÑAR Y ESTAÑAR SIN CONTACTO

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



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

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

rios, sobrepasa en casi cuatro veces la cifra más alta de transacciones on-line publicada por IBM, para su familia RISC que es de 42.5. Al mismo tiempo, duplica los resultados de las pruebas con equipos DEC de similares características.

Los nuevos sistemas, además, salen al mercado con un menor coste y también menores gastos operativos. Comparados con grandes ordenadores de rendimientos equivalentes, los nuevos modelos son un 75 por 100 más baratos, ocupan sólo el 10 por 100 de su espacio, consumen un 10 por 100 de energía y sólo necesitan el 5 por 100 de refrigeración.

Otros productos soportados por la gran capacidad de estas máquinas son: los discos de 2.7 y 5.4 Gbytes, que colocados en batería proporcionan más de 500 Gbytes de capacidad de memoria on-line de alta velocidad, permitiendo el acceso ininterrumpido a los datos aunque falle una unidad de disco; y el HP OMNIBACK/TURBO, que soporta velocidades de hasta 12 Gbytes/hora de backup.

Nuevos servidores

Los dos nuevos servidores transaccionales HP 9000 Modelos 867S y 877S, amplían la gama de servidores de la Compañía, al mismo tiempo que se presentan nuevos componentes de memoria, de 64 Mbytes que duplican la memoria del sistema, pasando de 192 a 384 Mbytes; una nueva cinta digital de audio (DAT), estándar ahora en todos los servidores transaccionales de la serie 8X7, que aumenta en un 50 por 100 la capacidad de backup, pasando de 1.3 a 2 Gbytes; nuevas ROM en disco compacto (CD-ROM) y un nuevo terminal ASCII muy económico.

Fortaleza en el mercado UNIX de gestión

Diversos análisis y estudios de mercado confirman a HP como el líder en el sector de sistemas UNIX de gestión. El Aberdeen Group estima que la cuota de mercado de HP en sistemas de gestión UNIX/RISC es

del 47 por 100. Según un estudio preliminar de Dataquest, con fecha de 6 de agosto del año 1991, para el mercado UNIX 1990 en nuestro país, la cuota en valor de HP sería del 9,3 por 100, ocupando la primera posición con una ventaja de tres puntos sobre su inmediato seguidor.

Juan Soto, «Personaje Electrónico del año»

Juan Soto Serrano, consejero delegado y director general de Hewlett-Packard Española, S. A., ha sido galardonado con el Premio Actualidad Electrónica, patrocinado por Boixareu Editores, al «Personaje Electrónico del año».

Juan Soto, ingeniero de telecomunicaciones y Master en Ciencias por la Universidad de Stanford, fue nombrado director general de HP española en 1971, cargo que ha desempeñado ininterrumpidamente hasta la fecha.

Hewlett-Packard es un fabricante internacional de productos y sistemas de informática y medida reconocido por su calidad y soporte. Los productos y servicios de la compañía son utilizados en la industria, gestión, ingeniería, investigación, medicina y educación en cerca de 100 países donde la Compañía tiene establecidas subsidiarias. HP tiene 89.000 empleados y ha obtenido una facturación de 14.500 millones de dólares en su año fiscal 1991. En España la cifra de ingresos ha sido, para el mismo período fiscal, de 41.005 millones de pesetas.

Como se sabe, estos prestigiosos Premios que han alcanzado la duodécima edición, están constituidos por cuatro trofeos que galardonan otras tantas facetas distintas de actividad dentro del sector electrónico: «Mejor producto», que este año ha correspondido a Construcciones Aeronáuticas, S. A., por el desarrollo de una antena de radiodifusión para el satélite Hispasat; «Cooperación con Iberoamérica en el campo de

las nuevas tecnologías», que ha ido a parar a Telefónica por su esfuerzo en el establecimiento de lazos comerciales con estos países; «Especial», para ANIEL, como la entidad que mejor ha contribuido al desarrollo de la electrónica española, y el ya citado «Personaje Electrónico del año» a Juan Soto, como profesional destacado por su dinamismo dentro del sector, y que fue entregado por Álvaro Espina, secretario de Estado de Industria.

Los premios concedidos en un multitudinario acto al que asistieron más de 550 personas, fueron votados por un jurado compuesto por prestigiosas personalidades del sector electrónico entre los que se encontraban: Francisco Francés, presidente de Siemens España; Antonio Morral, director general de COPRESA; Jesús Baneagas, presidente de ANIEL; José Tourne, director general de KONTRON; José María Aldecoa, director general de FAGOR Electrónica, y Javier Gazo, gerente de PREMO. Como secretario, con voz pero sin voto, actuó Lluís Alonso, director del semanario *Actualidad Electrónica*, publicación que este año cumple su decimocuarto aniversario.

IVECO PEGASO tiene el Joke-Box más grande de España

Con fecha reciente Semiconductores y Sistemas, S. A. (SEYS), ha instalado el Joke-Box de discos ópticos de tecnología WORM más grande que existe, en IVECO-PEGASO, S. A. (Barcelona). Con posibilidad de albergar hasta 5 dispositivos internos de escritura/lectura, operando de forma simultánea cada uno de ellos con 6,4 Gb. (32 Gb.), puede llegar a 1 Tb. en línea. Este sistema de almacenamiento masivo, destinado a guardar todos los dibujos y diseños, y que puede ser consultado desde cualquier cliente de la red nacional, está controlado por un procesador RISC de Sun

en conexión SCSI, instalado para tal fin.

Nueva gama Hexfet

IR ha introducido en octubre productos de 60 V con canal n y ultra baja resistencia dinámica, en encapsulados SOT-89, D-Pak TO-247.

También ha presentado la primera serie de FETs de bajo voltaje, unos 20 V y canal N y P en encapsulado SOT-89.

En este mes de noviembre aparecerá el SOT-223, un dispositivo intermedio entre el D-Pak y el SOT-89 para aplicaciones de SMT de baja y media potencia.

Así mismo se dispondrá de un nuevo encapsulado, el SMD-220, que será la versión para montaje superficial del TO-220.

Filtros NEMP (Nuclear ElectroMagnetic Pulse)

Un pulso nuclear electromagnético (NEMP) es un campo electromagnético de alta intensidad y corta duración consecuencia de una explosión nuclear fuera de la atmósfera. El caso más crítico se da cuando se encuentra alrededor de 40 km de altitud. Produciendo un pulso nuclear electromagnético (NEMP) que induce altos voltajes y corrientes en antenas, redes de transmisión, líneas telefónicas y radio-comunicaciones.

Los equipos electrónicos pueden protegerse de los pulsos electromagnéticos (NEMP), si están situados en habitaciones especiales con apantallamiento, y las líneas están protegidas con aparatos limitadores de tensión.

Para ello SCHAFFNER ofrece la serie de filtros de red FN700 para este tipo de interferencias. El esquema de la figura muestra el filtro NEMP de 20 A.

La distribución de SCHAFFNER en España y Portugal corre a cargo de DIODE.

elektor kits

electrónica: técnica y ocio

KITS DE ESTE MES

Referencia	Descripción	P.V.P. (IVA inc.)
CO 135	Codificador de llamadas para radioaficionados	8.275
CO 136	Decodificador de llamadas para radioaficionados	4.463
CO 137	Fuente de alimentación 3-25 V 1,2A	9.492
(Incluido: amperímetro, voltímetro, transformador, caja, placa e instrucciones de montaje)		

LOS SUSCRIPTORES TIENEN EL 10 POR 100 DE DESCUENTO.
AQUELLOS ESTABLECIMIENTOS ELECTRÓNICOS INTERESADOS EN DISTRIBUIR LA REVISTA,
LOS LIBROS DE ELECTRÓNICA O LOS KITS DEBERÁN CONTACTAR CON DICHAS EMPRESAS.

TFNOS. DE PEDIDOS Y SERVICIO POSTVENTA
(91) 739 07 97 - 739 07 69



Componentes Electrónicos

**SERVIMOS POR CORREO CONTRA REEMBOLSO
TODOS LOS KITS DE ELECTRÓNICA EXISTENTES
EN EL MERCADO. PÍDANOS INFORMACIÓN GRATIS.**

ORDENADORES

NORTH AT 12 MHz.	Procesador 80286 a 12 MHz.	140.000 ptas.
NORTH 386SX 16 MHz.	Procesador 80386SX a 16 MHz.	160.000 ptas.
NORTH 386 25 MHz.	Procesador 80386 a 25 MHz.	180.000 ptas.
NORTH 386 33 MHz Cache	Procesador 80386 a 33 MHz.	208.000 ptas.
NORTH 486SX 20 MHz.	Procesador 80486SX a 20 MHz.	235.000 ptas.
NORTH 486 33 MHz. Cache	Procesador 80486 a 33 MHz.	279.000 ptas.

CONFIGURACIÓN BÁSICA PARA TODOS LOS EQUIPOS:

1 Mb. memoria RAM	1 Puerta Paralelo
Monitor color 14" Antirreflectante	8 Slots Expansión
VGA color 640 x 480	Minitower
2 Floppys 3 1/2" y 5 1/4"	Ratón
Hard Disk 40 Mb.	S.O. MSDOS 5.0
2 Puertas Serie	

Para otras configuraciones:
CONSÚLTENOS.

GARANTÍA 1 AÑO

EL IVA NO ESTÁ INCLUIDO

Los filtros de Kalman no pertenecen al dominio exclusivo de los matemáticos. En este último artículo de la serie dedicada al lenguaje C se pretende desmitificar este concepto describiendo un filtro práctico para la medición de la temperatura en la presencia de ruido.

EL LENGUAJE C

(y XIII)

ESTADÍSTICAS DE UNA VARIABLE ALEATORIA

Señales continuas

Obteniendo el valor medio a partir de la distribución de amplitud.

Primer momento de y

$$\bar{y} = \int_b^a y p(y) dy$$

Evaluando el valor medio cuadrático. Segundo momento de y

$$\overline{y^2} = \int_b^a y^2 p(y) dy$$

Analogía eléctrica

$$\overline{y^2} = \sigma^2 + (\bar{y})^2$$

En la que $\overline{y^2}$ es la potencia media total y σ^2 es la potencia media de CA.

Notación alternativa

$$E[y^2] = \sigma^2 + E[y]^2$$

Si la componente de CC es cero, la varianza es igual al valor medio cuadrático.

Señales discretas

El valor medio de una señal

$$\bar{y} = \sum_{m=1}^n p_m y_m$$

Valor medio cuadrático

$$\overline{y^2} = \sum_{m=1}^n p_m y_m^2$$

Las desviación estándar σ está relacionada con la varianza por

$$\sigma^2 = \sum_{m=1}^n (y_m - \bar{y})^2 p_m$$

Filtros de Kalman. Prediciendo lo incierto

Los filtros de Kalman son una importante aplicación de los ordenadores y un área de especialización. Conectando un PC a un dispositivo externo se tiene una forma efectiva de adquirir un conocimiento efectivo de este método de proceso digital de la señal. El propósito es eliminar las fluctuaciones aleatorias y establecer tendencias. En este sentido, el filtro de Kalman es un estimador digital diseñado para eliminar el ruido, aunque esto no está claro en la literatura. La mayoría de los libros están escritos por especialistas que parecen creer que los filtros de Kalman existen con la única finalidad de manipular ecuaciones matemáticas. Esto hace que los comienzos sean muy difíciles. Normalmente es mejor pensar en términos específicos y concretos en lugar de pensar en generalizaciones. Lo mejor es mostrar el problema, marcar una posible solución y demostrar que funciona. De esta forma se puede trabajar de una forma confortable y sentirse feliz de tener unas abstracciones mucho más ambiciosas sobre el tablero.

La comprensión de este tema puede caer en uno de los siguientes perfiles:

1) El lector ya usa los filtros de Kalman con éxito y los términos de filtro digital, estado variable, modelo matemático, autocorrelación, varianza, error medio cuadrático y ruido aleatorio son bien conocidos.

2) El lector ya ha oído hablar de los filtros de Kalman pero no ha tenido tiempo de comprenderlos completamente.

3) El lector no ha oído hablar nunca de ellos, pero la idea de predecir un orden dentro de un aparente caos tiene un atractivo perverso.

Estos filtros aparecen en muchas aplicaciones militares, industriales y científicas. No cabe duda que muchos de los avances tecnológicos más notables de los pasados treinta años se deben en parte a la teoría de los filtros de Kalman. Entre los avances más espectaculares se encuentran:

- La navegación de la nave Apolo en donde intervienen en el cálculo la corrección durante el curso medio y culmina en el control del aterrizaje lunar.

- La guía y control de los misiles Exocet que se deslizan a pocos pies por encima de las olas en la presencia del ruido producido por el oleaje.

- En los sistemas de navegación por satélite como una ayuda para el ataque preciso y maniobra de buques.

- Sistemas de los radares de seguimiento y en el control de los pilotos automáticos.

A pesar de la complejidad de los sistemas de ingeniería, el problema principal es común a todas las aplicaciones y consiste en encontrar la forma de recuperar las características de una señal determinística corrompida por el ruido estocástico. En este punto la palabra determinístico significa exacto o predecible, mientras que estocástico describe un proceso formado por procesos aleatorios. Estos parecen impredecibles para un observador, pero se pueden caracterizar por métodos estadísticos. En este artículo se tratará de la experiencia de interconectar un transductor de temperatura de Analog Devices AD590 a un ordenador digital clónico del IBM PC a través de un convertidor analógico/digital de 12 bits. La señal se distorsionó de forma deliberada mediante ruido aleatorio antes de ser procesada en tiempo real a través de un filtro de Kalman escrito en lenguaje C. Finalmente, la salida procesada se visualizó de forma gráfica a través de una tarjeta EGA y un monitor en color.

Para poder comparar, la salida se

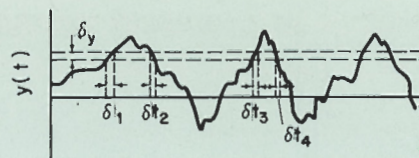
mostrará sin ningún tipo de filtrado así como tras los efectos de un promediador móvil de cinco términos. Hay que recordar que esto es la realidad y que no se trata de un juego que se juega sobre un tablero en donde todo funciona perfectamente desde el principio. Hay que estar preparado para equivocarse antes de estar en lo cierto y aprender para intentarlo otra vez con un poco más de fuerza. Mediante la adopción deliberada de un sistema relativamente modesto para controlar y visualizar, será posible ver lo que está pasando sin que quede enmascarado por el detalle y la complejidad.

Para ayudar a que el lector participe completamente en la discusión, es necesario que primero se introduzcan una serie de términos de estadística elemental. La figura 135 representa una señal aleatoria continua de tensión que puede tomar cualquier valor entre +5 voltios y -5 voltios por ejemplo. Para aprender un poco más de las características de esta señal, ¿es una buena idea buscar que parte del tiempo total de observación T_0 la señal tiene un determinado rango de tensión? Por ejemplo, las líneas paralelas de la figura 135 indican el tiempo gastado en el rango de δy y permite que se pueda calcular la suma:

$$q = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{(\delta t_1 + \delta t_2 + \delta t_3 + \delta t_4 + \dots)}{T_0}$$

El examen de esta expresión pronto hará evidente que tiende a cero cuando el tiempo de observación T_0 se hace infinito. Sin embargo, la división de q por δy cuando el intervalo entre rangos de tensión tiende a cero entonces tiende a un valor definido. Esto es lo suficientemente importante como para recibir un nombre específico —la función de densidad de probabilidad, función que viene simbolizada por $p(y)$. Gran parte del trabajo que sigue descansará en la comprensión de los términos; valor medio, varianza y valor medio cuadrático, como una forma de describir las características de una señal aleatoria. Es necesario señalar el primero y el segundo momento de una distribución de amplitud para la señal continua y para la señal de datos muestreados, como se puede ver en el recuadro. También será necesario hablar algo sobre la anotación. Es frecuente identificar la operación de evaluar el valor medio o el valor esperado de un conjunto de datos por: E . Por esta causa, el valor medio o valor esperado $[y]$, viene dado por $E[y]$.

135



Caracterizando el ruido estocástico. Guía estadística de Nodies

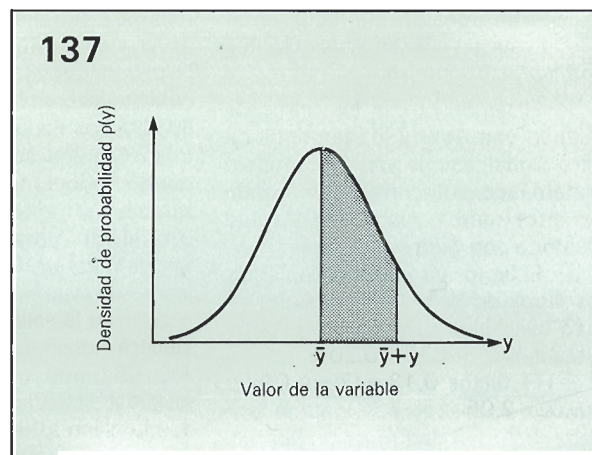
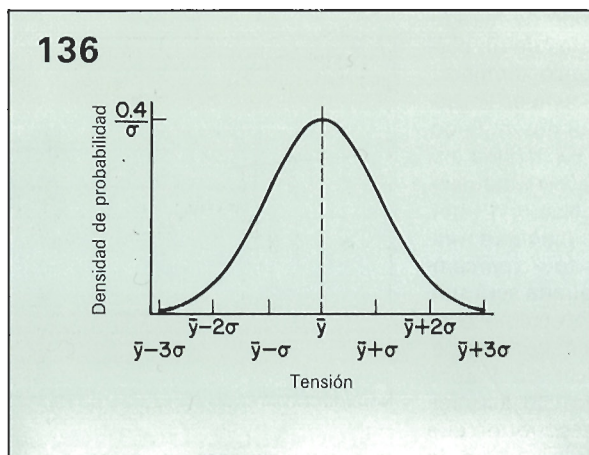
La mayoría no sólo tenemos una buena idea de lo que se quiere indicar con el valor medio, pero el concepto de estacionario puede que no esté tan claro, por ejemplo, el valor medio o el valor esperado es normalmente la media aritmética, sumada a lo largo de todos los muestreos y dividido por el número de muestreos. ¿Cómo quedaría afectado el valor medio si se incrementa el número de muestreo? Si las propiedades estadísticas permanecen sin modificación, entonces se puede decir que la señal se podría identificar como una señal estocástica estacionaria. Esto podría tener un significado considerable para cualquier investigador de los cambios en la población que esté ansioso por predecir las tendencias futuras. ¿Cuánto hay que avanzar en el tiempo para poder confiar en los resultados? En términos del proceso de señal, este problema ya ha sido resuelto, utilizando un promediador móvil de dos términos. En lugar de procesar todos los términos; la media se calcula utilizando una media móvil. Debido al pequeño número de muestras, cabe esperar una considerable variación en la media calculada. Claramente, la variación entre muestras es un parámetro importante en el análisis de señales aleatorias. Este parámetro es medido por los estadísticos como Varianza.

Para calcular la Varianza, primero se restará el valor medio de la señal, se elevará al cuadrado el resultado y se calculará el promedio. Sabiendo la Varianza σ^2 y el valor medio $[y]$, el valor medio cuadrático y^2 se puede predecir utilizando $y^2 = \sigma^2 + (\bar{y})^2$. Es interesante señalar que los ingenieros eléctricos habían utilizado este resultado durante años, para calcular la potencia media total de ondas complejas. Hay que considerar ahora la evaluación de la potencia media total de una señal formada por una componente de CC junto otra componente de CA (o varia-

Figura 135. Cuantificación de las señales aleatorias utilizando la función de densidad de probabilidad.

Figura 136. La curva de Gauss teórica para señales aleatorias normalizada en términos de la media y de la desviación estándar.

Figura 137. El área sombreada está relacionada con los valores numéricos de la tabla 1.



ble con el tiempo), que pasa a través de una resistencia de un ohmio. Obviamente el cuadrado del valor medio es la potencia en la componente de CC, mientras que la Varianza representa la potencia de la CA. Es conveniente revisar esta relación detenidamente. Hay que observar que cuando el valor medio es cero, la raíz cuadrada de la Varianza (definida como la desviación estándar) es igual al valor de la raíz cuadrada media (R.M.S.) de la forma de onda. Los generadores de ruido de las figuras 141 y 142 están diseñados para producir una tensión de ruido aleatorio con una curva de distribución en forma de campana. En la figura 136 se puede ver la curva de Gauss teórica de una señal aleatoria con un valor medio \bar{y} . Existen algunos puntos interesantes e importantes que se deben destacar acerca del modelo matemático ideal, los cuales caracterizan el comportamiento aleatorio en término de los parámetros \bar{y} y σ . Se utilizará la curva de distribución normal para aplicar un método científico para predecir el comportamiento similar de un suceso aparentemente no relacionado.

- 1) La curva es simétrica en torno al valor medio.
- 2) La probabilidad de una tensión situada entre dos valores determina-

dos es simplemente el área situada bajo la curva entre los límites adecuados (figura 137). Por ejemplo el área situada entre el valor medio \bar{y} y $(\bar{y} + \sigma)$, se obtiene de la tabla 1. Por eso se puede concluir diciendo que la probabilidad de la señal situada entre el valor medio y una desviación estándar por encima de la media es 0,341. Como la curva es simétrica, se deduce que la probabilidad de una señal de ruido teniendo un valor situado dentro de una desviación estándar a cada lado de la media será 0,682.

3) La curva de Gauss es casi cero, más allá de $(\bar{y} + 3\sigma)$. En otras palabras, la probabilidad de tener una señal situada más allá de más o menos tres veces la desviación estándar desde el valor medio es muy pequeña. Con un simple ejemplo ayudará a realizar las conexiones necesarias. Una señal de instrumentación con ruido es muestreada mediante un convertidor analógico/digital de tres bits. El análisis de un gran número de muestras proporciona una distribución de amplitud de ocho niveles que se puede ver en la figura 138.

- 1) Evaluar el valor medio o valor esperado $E[y]$.
- 2) Calcular el valor medio cuadrático $E[y^2]$.

3) Determinar la desviación estándar σ .

4) Confirmar que la potencia media total es la suma de la Varianza (potencia media de CA) y la potencia de la componente CC.

El valor medio viene dado por:

$$E[y] = \sum_{m=1}^n p_m y_m$$

$$= 0,01 \times 0 + 0,03 \times 1 + 0,11 \times 2 + 0,19 \times 3 + 0,30 \times 4 + 0,20 \times 5 + 0,13 \times 6 + 0,03 \times 7 = 4,01$$

El valor medio cuadrático se obtiene mediante la evaluación del segundo momento de la distribución de amplitud utilizando:

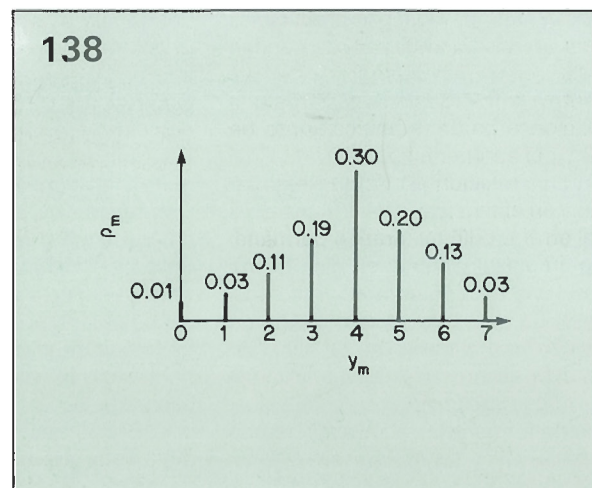
$$E[y^2] = \sum_{m=1}^n p_m y_m^2$$

$$= 0,01(0)^2 + 0,03(1)^2 + 0,11(2)^2 + 0,19(3)^2 + 0,30(4)^2 + 0,20(5)^2 + 0,13(6)^2 + 0,03(7)^2 = 18,13$$

La desviación estándar es una medida del desplazamiento general de los valores de la señal en torno a la

Figura 138. Distribución de amplitud de ocho niveles.

TABLA 1	
Area bajo la curva de Gauss	
y	Area \bar{y} a $\bar{y} + y$ (3 sgt figs)
0	0
0,5σ	0,192
σ	0,341
1,5σ	0,433
1,645σ	0,450
1,96σ	0,475
2σ	0,477
2,5σ	0,494
2,575σ	0,495
3σ	0,499



media. Se define como la raíz cuadrada de la varianza.

$$\sigma^2 = \sum_{m=1}^n (y_m - \bar{y})^2 p_m$$

$$= (0 - 4,01)^2 \times 0,01 + (1 - 4,01)^2 \times 0,03 + (2 - 4,01)^2 \times 0,11 + (3 - 4,01)^2 \times 0,19 + (4 - 4,01)^2 \times 0,30 + (5 - 4,01)^2 \times 0,20 + (6 - 4,01)^2 \times 0,13 + (7 - 4,01)^2 \times 0,03 = 2,05$$

Por lo que la desviación estándar viene dada por: $\sqrt{2,05} = 1,43$

La idea es verificar que el valor medio cuadrático (potencia media total) es la suma de la varianza (potencia media de CA) y el cuadrado de la media (potencia en la componente de CC).

$$E[y^2] = \sigma^2 + (E[y])^2$$

$18,13 = 2,05 + (4,01)^2$, lo cual confirma el resultado que se ha anticipado.

Siguiendo una señal que varía con el tiempo en presencia de ruido. Estimación óptima

Antes de que se puedan establecer las características de un estimador recursivo óptimo o de un filtro Kalman escalar, es necesario cuantificar los criterios de medida en base a los cuales se puede estimar lo mejor posible la variable enmascarada por el ruido. Este problema fue investigado hace casi doscientos años por Karl Frederick Gauss en conexión con la predicción de las órbitas planetarias basadas en observaciones enmascaradas por el ruido o poco precisas. Gauss adoptó el método del último cuadrado para encontrar la mejor aproximación a una función a partir de un conjunto de datos experimentales.

La estimación en tiempo real basada en el criterio de la minimización del error medio cuadrático permaneció imposible hasta el año 1960, cuando R. E. Kalman, y otros, demostraron la forma en la que se puede realizar el algoritmo de forma recursiva. Considerando el algoritmo recursivo elemental:

$$y(n) = ay(n-1) + bx(n)$$

En la que a y b son constantes su-

jetas a la fórmula de $a + b < 1$ para asegurar que el filtro permanece estable y tiene un buen comportamiento. Una versión ponderada de la corriente de entrada $x(n)$ se añade a la versión ponderada de la entrada media $y(n-1)$. Asegurándose de que los valores de a ponderada y b se eligen cuidadosamente, cualquier cambio repentino en la entrada será suavizado en la salida. Con esto permanecerá solamente la tendencia de los términos grandes. Cualquiera que esté familiarizado con los dígitos familiares, habrá reconocido que se trata simplemente de un filtro de primer orden pasa-bajo cuya salida «trazará» o seguirá los pequeños cambios de la señal de entrada, al tiempo que ignora el ruido de alta frecuencia, como se puede ver en la figura 139.

Este es un punto de inicio muy útil para entender el mecanismo de un filtro de Kalman; sin embargo, hace falta un par de pequeñas modificaciones para que esto funcione. En lugar de que a y b sean constantes, se permitirá que ambas sean funciones de n , de forma que el algoritmo recursivo se puede escribir como:

$$\hat{y}(n) = a(n) \hat{y}(n-1) + b(n)x(n)$$

Se habrá podido observar el pequeño cambio en la anotación. La tilde o «sombrero» sobre los términos en y están puestos para representar una estimación. En otras palabras, la corriente que se predice a la salida se realiza a partir de dos términos ponderados —el estimado anteriormente y la medida con ruido actual. La ponderación relativa de cada uno dependerá de la fiabilidad del filtro en su propia predicción o en la observación. El siguiente paso es establecer la mejor estimada $\hat{y}(n)$, en la idea de minimizar el error medio cuadrático

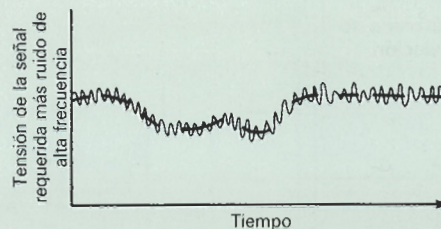
$$E[(\hat{y}(n) - y(n))^2]$$

Para hacer eso, la relación entre $a(n)$ y $b(n)$ se establecerá y la necesidad de incorporar un modelo de la señal en el filtro Kalman será demostrada. Los detalles matemáticos se pueden ver en el apéndice 1.

Control óptimo aplicado

Para diseñar un filtro Kalman es necesario conocer las características de la señal y los valores anticipados de la señal y del ruido de medición. Un ejemplo práctico convincente, el cual necesita de un aparato matemá-

139



tico relativamente modesto, es la medida de la temperatura, utilizando el AD590 de Analog Device. Este circuito integrado transductor de dos terminales produce una corriente de salida proporcional a la temperatura absoluta ($1\mu A/^{\circ}K$) en el rango de $-55^{\circ}C$ a $+150^{\circ}C$ centígrados. Una posibilidad atractiva de la hoja de datos es el modelo de circuito térmico y las constantes de tiempo para tanto el empaquetamiento F (metálico) y H (cerámico), figura 148. La hoja de datos, muy comprensiva también, proporciona una serie de circuitos de aplicación. Aquí se ha seleccionado un circuito con dos ajustes que proporciona una salida de 100 milivoltios/grados centígrados en el rango entre $0^{\circ}C$ y $100^{\circ}C$ centígrados. La ecuación diferencial que modela las características dinámicas de este transductor vienen dadas en el apéndice 2, junto con el modelo, mostrando la transformación desde los datos continuos a los muestreados.

Para completar la descripción del hardware, éste combina la salida del transductor con el generador de ruido aleatorio, mostrado en la figura 141 y se procesa a través del convertidor analógico digital de 12 bits AD574A contenido en la tarjeta de entrada analógica Blue Chip AYP-24, la cual está condicionada en el rango de 0 a 10 voltios. La adaptación del circuito que se muestra en la fi-

Figura 139. Filtro elemental pasa-bajos de primer orden digital que elimina el ruido de HF, permitiendo que la salida muestre lentamente los cambios en la señal de entrada.

140

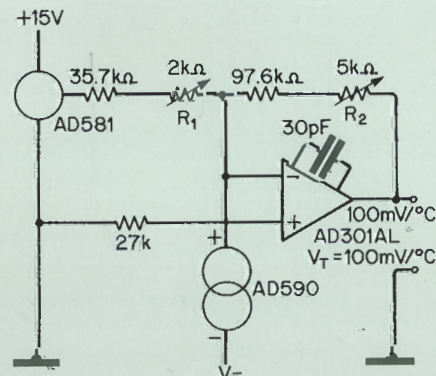
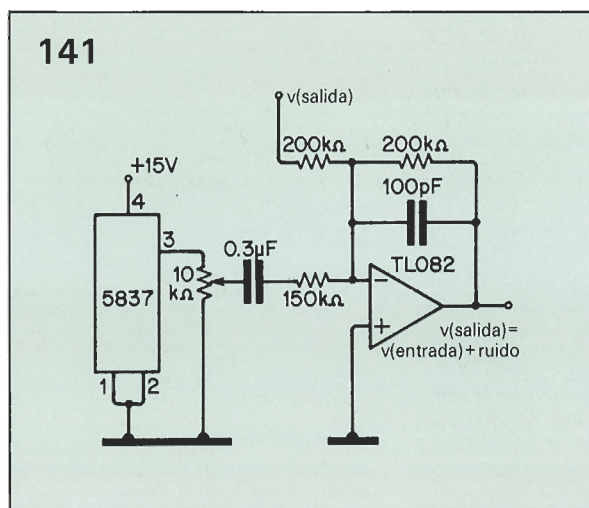


Figura 140. Medida de la temperatura utilizando el AD590.

Figura 143. El diagrama de bloques del filtro Kalman representa la relación recursiva $\hat{y}(n) = a\hat{y}(n-1) + b[n][x(n) - a\hat{y}(n-1)]$.



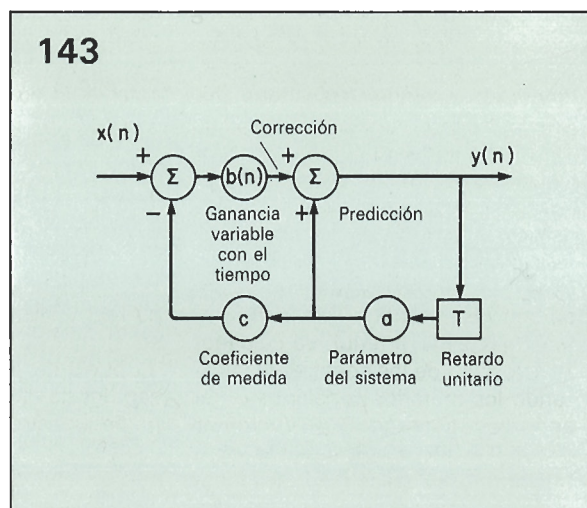
Filtro Kalman de tiempo real

La entrada del filtro Kalman será una secuencia de números. Actualmente una secuencia de ceros y unos que provienen del convertidor analógico digital, lo cual representa la salida de un transductor ruidoso. La operación del filtro será la de procesar la secuencia de datos en tiempo real antes de presentar los datos reordenados al mundo exterior. Para simplificar el diseño de proceso de la señal digital es costumbre adop-

tar los símbolos gráficos que se pueden ver en la figura 143. Aparte del bloque de ganancia variable con el tiempo $b(n)$ en el bucle de alimentación de señal, la operación matemática de cada bloque simbólico debería ser autoexplicativa.

*Simplificando
el diseño, el filtro
Kalman en régimen
permanente*

La ganancia Kalman es un parámetro que varía con el tiempo, cuyo valor no puede exceder la unidad. La magnitud de la ganancia refleja la

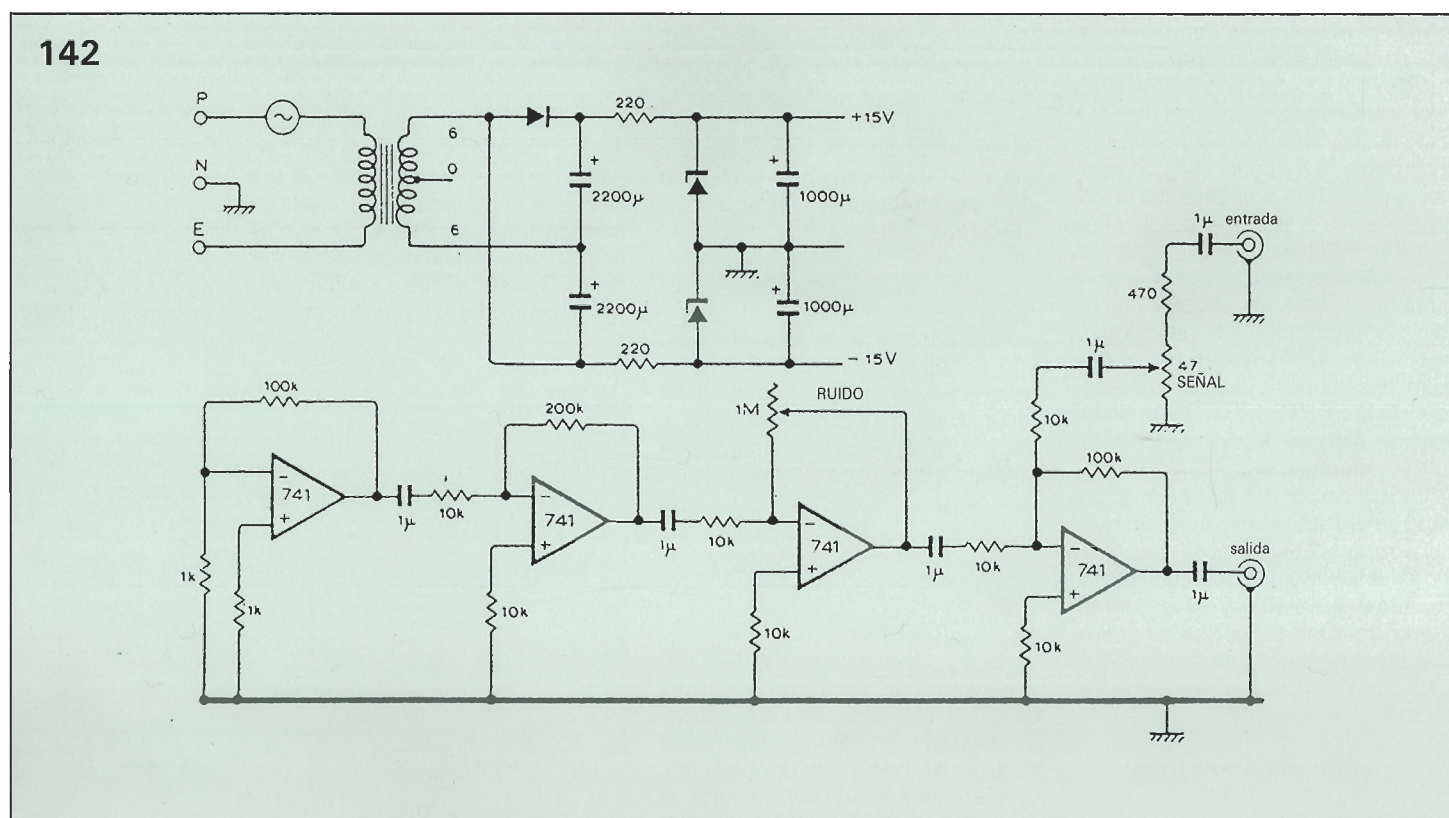


confianza del filtro en la medida de corriente. Cuando la ganancia es pequeña, el filtro sospecha que los nuevos datos son más fiables y confía más en su predicción. Cuando la ganancia es grande, el filtro duda menos de las nuevas medidas. Como se puede ver en el apéndice, la ganancia está relacionada con la covarianza del error $p(n)$, o el error medio cuadrático. En este ejemplo de variable simple, viene dado por esta expresión recursiva

$$b(n) = \frac{\rho(n)}{(\rho(n) + \sigma_v^2)}$$

en la que p_v^2 es la varianza del ruido de medición,

La naturaleza recursiva del algorit-



mo garantiza que la ganancia $b(n)$ converge hacia un valor determinado después de varias interacciones. Ignorando cualquier transitorio inicial, es posible precalcular o calcular anticipadamente la ganancia actual utilizando el método mostrado en el apéndice tres. Esto tiene el efecto de reducir el filtro Kalman a un simple filtro digital pasa-bajos. La salida procesada es simplemente la suma ponderada de la entrada con ruido actual y la salida anterior. La cuidadosa selección de los coeficientes utilizando los métodos señalados en el apéndice asegura que cualquier cambio súbito en la entrada será suavizado a la salida. Esto solamente dejará la tendencia de los grandes términos o la componente de baja frecuencia. También se puede echar un vistazo adicional a la operación de suavizado mediante la convolución del impulso de respuesta $h(n)$ con una señal de entrada $x(nn)$. El impulso de respuesta extendido en el tiempo es un recordatorio de que será necesario tener en cuenta muchos muestreos de entrada cuando se realiza la estimada actual de la salida procesada. Se puede intentar hacer pasar una señal de CC ruidosa a través del filtro y observar cómo el procesador establece las tendencias. Para entender la realidad que existe subyacente a la abstracción

para un filtrado óptimo es muy útil diseñar y utilizar su propio filtro Kalman. El resultado es realmente muy notable. El programa C con gráficos mostrado en el listado 1 es un filtro Kalman lineal de primer orden en función de las características del AD590 y el intervalo de muestreo T . Utiliza el criterio de minimización del error medio cuadrático para procesar la medida con ruido en tiempo real y visualizar la salida filtrada en el monitor. La incorporación de un bucle de retardo en la rutina de captura de datos establece un tiempo de muestreo de 50 ms. Esto está de acuerdo con el modelo y hace que se puedan observar las operaciones de proceso de señal. El Apéndice 4 es una fuente de referencia cuando se identifican los parámetros relevantes en el programa. El resultado de las experiencias de utilización del programa, transductor y fuente de ruido aleatorio se pueden ver en los volcados de pantalla de las figuras 144 a la 147.

Listado 1

```
/ *****
* FILTRO KALMAN DE PRIMER ORDEN *
***** /
#include<stdio.h>
#include<graph.h>
```

```
#include<conio.h>
#define BASE 512
#define START0
main()
{
    int x,y,j;
    float word,old,new,input;
    unsigned int lower_bits,upper_bits,flag;
    outp(BASE,0);
    / * -----
        SELECCION DE CANAL
        ----- * /
    for(;;)
    {
        _setvideomode(_DEFAULTMODE);
        _setvideomode(_HRES16COLOR);
    / * -----
        MODO EGA
        ----- * /
        _clearscreen(_GCLEARSCREEN);
        _setbkcolor(_GRAY);
        _moveto(0,199);
        _lineto(639,199);
        _moveto(0,199);
        _lineto(0,0);
    / * -----
        DIBUJO DE LOS EJES X E Y
        ----- * /
        _settextcolor(3);
        _settextposition(4,3);
        _outtext("Temperature (0-100) degrees
        Celsius");
    / * -----
        COLOR Y POSICION DEL TEXTO
        ----- * /
    for(x=0;x<=639;x++)
    {
        outp(BASE+1,START);
```

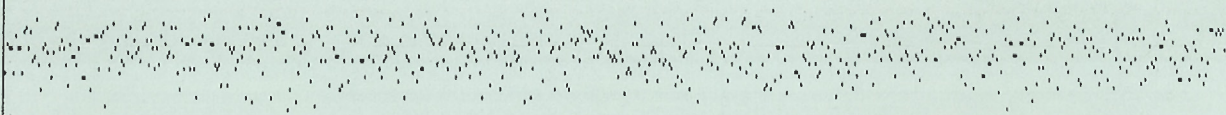
ruido sobre una carga de 1.500 ohmios; para impedancias de carga inferiores, se debe reducir el nivel de ruido para evitar la oscilación. Los amplificadores operacionales necesitan una alimentación de ± 15 voltios, que se puede obtener de un simple doblador de tensión sin regulador.

Figura 144. Señal (temperatura) más ruido aleatorio.

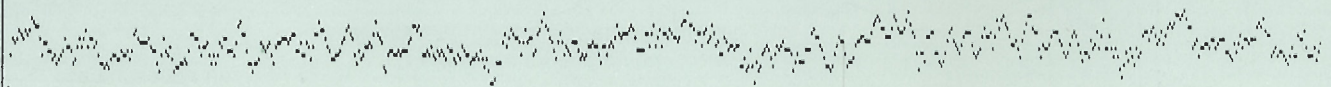
Figura 145. Efecto del promediador móvil de 5 términos.

Figura 146. Proceso de la misma señal a partir de un filtro Kalman.

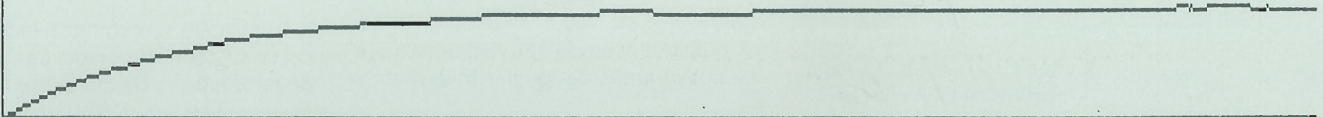
144



145



146



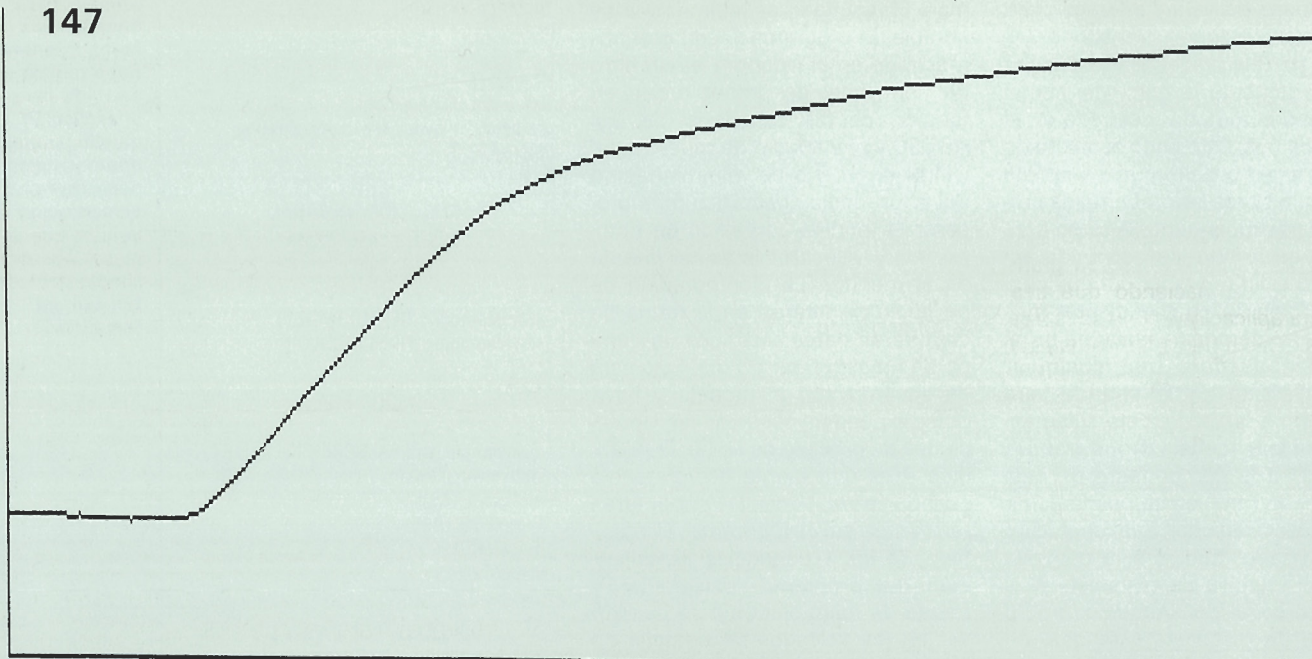


Figura 147.
Respuesta de un
filtro Kalman a un
impulso de entrada.

```

/ * -----
      INICIO DE LA CONVERSION
----- * /
do
{
flag = inp(BASE+3);
}
while(32 & flag);
lower_bits = inp(BASE + 2);
upper_bits = inp(BASE + 3);
word = ((15 & upper_bits) * 256) + lower_
bits;
input = word/4095;

/ * -----
      FILTRO KALMAN RECURSIVO EQn.
----- * /
new = 0.99 * old + 0.009 * input;
y = 200 * (1 - new);
_setcolor(14);
_moveto(x,y);
_lineto(x,y);
old = new;

/ * -----
      TIEMPO GASTADO PARA HACER QUE EL
      TIEMPO DE MUESTREO SEA DE 50ms
----- * /
for(j = 0; j <= 20000; j++)
{
}
getch();

/ * -----
      PULSAR CUALQUIER TECLA PARA
      REFRESCAR LA PANTALLA
----- * /
}
}

```

APENDICE

1) Relación entre $a(n)$ y $b(n)$

La idea es la de establecer la relación entre los coeficientes del algoritmo recursivo.

$$\hat{y}(n) = a(n)\hat{y}(n-1) + b(n)x(n)$$

En ésta el primer término es una versión ponderada de la «mejor» estimada previa en el sentido de minimizar el error medio cuadrático. El segundo término es una versión ponderada de la medida en curso. La enumeración del error por:

$$e(n) = \hat{y}(n) - y(n)$$

permite que se pueda escribir el error medio cuadrático como

$$E[(\hat{y}(n) - y(n))^2]$$

Los dos parámetros variables con el tiempo $a(n)$ y $b(n)$ se eligen para minimizar el error medio cuadrático. Escribiendo el error medio cuadrático como:

$$\rho(n) = E[(a(n)\hat{y}(n-1) + b(n)x(n) - y(n))^2]$$

Diferenciando con respecto a $a(n)$ y $b(n)$ antes de igualar a cero:

$$\frac{\partial \rho(n)}{\partial b(n)} = 2E[a(n)\hat{y}(n-1) +$$

$$+ b(n)x(n) - y(n)]\hat{y}(n-1)$$

y

$$\frac{\partial \rho(n)}{\partial b(n)} = 2E[a(n)\hat{y}(n-1) + b(n)x(n) - y(n)] = 0$$

lo cual es un mínimo cuando

$$a(n)\hat{y}(n-1) + b(n)x(n) - y(n) = 0$$

Sustituyendo $x(n) = cy(n)$ para escribir:

$$a(n) = \frac{y(n)}{y(n-1)} [1 - cb(n)]$$

ya que

$$\frac{y(n)}{y(n-1)} = \frac{Y(z)}{Y(z)z^{-1}} = z = e^{sT} = a$$

la relación necesaria es:

$$a(n) = a[1 - cb(n)]$$

2) Modelación de la característica dinámica de un transductor

El modelo matemático está basado en circuito integrado transductor de temperatura de dos terminales de Analog Devices AD590. Para tensiones de alimentación entre +4 voltios y +30 voltios, las características

eléctricas son equivalentes a las de un generador de corriente constante produciendo 1 microamperio/°K. Durante el proceso de fabricación, las resistencias de película delgada del circuito integrado se ajustan mediante láser para calibrar el dispositivo a 298,2 microamperios a 298,2°K (25°C). Debido a su alta impedancia la salida actual del dispositivo es insensible a las caídas de tensión a lo largo de cables con grandes longitudes, haciendo que sea ideal para aplicaciones con sensores remotos. Cualquier par de cables trenzados es suficiente para aplicaciones de hasta 30 metros a partir del circuito de condicionamiento. Es posible modelar las características dinámicas del transductor utilizando la ecuación diferencial lineal del primer orden:

$$\tau \frac{dv}{dt} + v = k(T + w)$$

en la que τ es la constante de tiempo del transductor en segundos;
 v es la tensión de salida en voltios;
 T es la temperatura monitorizada en grados Celsius (°C);
 k es la ganancia actual (0,1);
 w es el ruido blanco aleatorio.

La utilización de la transformada de Laplace permite que se pueda expresar la función de transferencia determinística como:

$$\frac{V(s)}{T(s)} = \frac{k}{s\tau + 1}$$

Queda claro que el polo se encuentra situado en $s = -1/\tau$. Bajo el mapa $z = e^{sT}$, el polo es trasladado desde la región estable de la izquierda del plano s a un punto en el eje real positivo del plano z localizado dentro del círculo unitario, en donde $z = a$. La función de transferencia del sistema digital se convierte en:

$$H(z) = \frac{k}{z - a}$$

en la que $a = e^{-T/\tau}$

Para obtener la relación de recurrencia se pasa de la transformada a secuencias utilizando:

$$\frac{V(z)}{T(z)} = \frac{k}{z - a}$$

multiplicando en cruz

$$V(z)(z - a) = kT(z)$$

$$v(n+1) - av(n) = kT(n)$$

Expresado en términos de la salida de corriente, esto es:

$$v(n) = av(n-1) + kT(n-1)$$

En lugar de aplicar una entrada determinística, se investiga la forma en la que el modelo modificará las características del ruido blanco. Con referencia a la figura 149 la salida muestreada se puede expresar como:

$$v(n) = av(n-1) + kw(n-1)$$

La función de autocorrelación $r_{vv}(k)$ de la salida procesada es computado bajo la base de muestra por muestra utilizando:

$$r_{vv}(k) = E[v(n) \cdot v(n+k)]$$

Cuando $k = 0$, el valor medio cuadrático del ruido de salida es:

$$r_{vv}(0) = E[v(n)^2] =$$

$$= E[(av(n-1) + kw(n-1))^2] =$$

$$= a^2 r_{vv}(0) + k^2 r_{ww}(0)$$

Esto puede ser escrito como:

$$r_{vv}(0) = \frac{k^2 r_{ww}(0)}{1 - a^2}$$

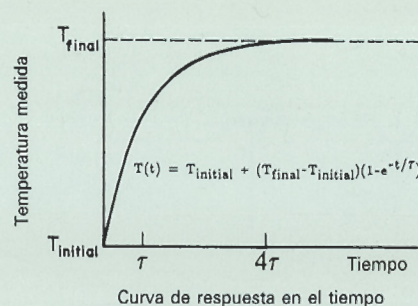
Para obtener la función de autocorrelación, se sigue este procedimiento y se calculan los coeficientes para $k = 1, 2, 3, \dots$, etc.:

$$r_{vv}(1) = E[v(n) \cdot v(n+1)]$$

$$= E[v(n)(av(n+1) + kw(n+1))]$$

$$= ar_{vv}(0)$$

148



De forma similar cuando $k = 2$:

$$r_{vv}(2) = a^2 r_{vv}(0)$$

Como la FAC (Función de Auto-Correlación) es una función par, los coeficientes son simétricos con respecto al origen, como se puede ver en la figura 150.

3) Evaluando la ganancia en régimen permanente $b(n)$

Con la ayuda de la señal y el modelo de medida mostrado en la figura 151a y el modelo para un estimador recursivo óptimo de la figura 151b, es posible expresar el error medio cuadrático como:

$$\rho(n) = E[(\hat{s}(n) - s(n))^2] =$$

$$= E[a\hat{s}(n-1) + b(n)(x(n) - ac\hat{s}(n-1)) - s(n)]^2]$$

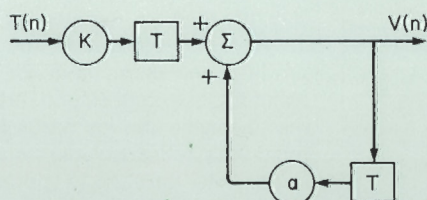
Suponiendo que el modelo de observación lineal es $x(n) = cs(n) + v(n)$ y el modelo dinámico de señal $s(n) = as(n-1) + w(n-1)$. Con lo que se sustituye y se expresa el error medio cuadrático como:

$$\rho(n) = E[(a(1 - cb(n))e(n-1) - (1 - cb(n)w(n-1) + b(n)v(n))^2]$$

Figura 148. Extracto de la hoja de datos de Analog Devices. El tiempo de respuesta del AD590 a un cambio de un paso en la temperatura viene determinado por la resistencia térmica y la capacidad térmica del chip, C_{ch} , y en este caso C_{ch} es de aproximadamente 0,04 Ws/°C para el AD590. C_{ch} varía con media medida. En la mayoría de los casos, la curva exponencial de la constante de tiempo simple de la figura 148 es suficiente para describir el tiempo de respuesta.

Figura 149. Características del filtro medelado como un filtro digital recursivo.

149



150

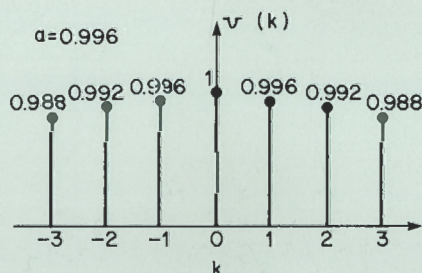


Figura 150. Efecto del filtro digital sobre una entrada aleatoria se puede determinar por autocorrelación de la señal de salida. Hay que destacar que el valor cuadrático medio viene dado por $rvv(0)$.

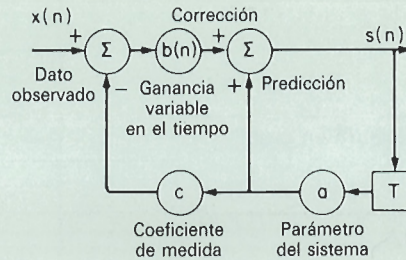
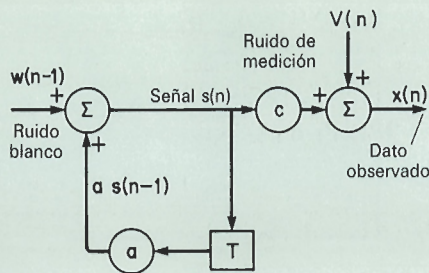


Figura 151. Modelos de señales y procesos de observación (a) y el estimador recursivo óptimo. Filtro Kalman (b).

Como $e(n-1)$, $w(-1)$ y $v(n)$ no tienen características comunes, su producto cruzado medio o coeficientes de correlación cruzada serán cero.

$$\rho(n) = a^2[1 - cb(n)]^2\rho(n-1) + [1 - cb(n)]^2\sigma_v^2 + b^2(n)\sigma_v^2$$

sustituyendo

$$\rho(n) = \frac{b(n)\sigma_v^2}{c}$$

$$b(n)(\sigma_v^2 + c^2\rho(n-1) + \sigma_w^2) = c[a^2\rho(n-1) + \sigma_w^2]$$

Por lo que la ganancia del filtro de Kalman viene dado por:

$$b(n) = \frac{c[a^2\rho(n-1) + \sigma_w^2]}{\sigma_v^2 + c^2\sigma_w^2 + c^2a^2\rho(n-1)}$$

El objeto de este álgebra tan poco placentera es la de establecer la relación entre la de régimen permanente b y el parámetro a y c . Si se ignora el transitorio inicial y suponierdo que $b(n)$ es convergente hacia un valor determinado b , cuando el error medio cuadrático es invariable con el tiempo.

Esto viene representado de forma algebraica como:

$$\rho(n) = \rho(n-1) = \rho$$

El resultado requerido que se obtiene utilizando esta relación es:

$$b^2(a^2\sigma_v^2) + b(c^2\sigma_w^2 + \sigma_v^2[1 - a^2]) - \sigma_w^2 = 0$$

La ganancia en régimen permanente se logra resolviendo la ecuación cuadrática para b . Por supuesto, este resultado se podría haber logrado de forma recursiva simplemente deduciendo (hay que recordar que la deducción es un método científico) el error medio cuadrático inicial. Como ejemplo se considerará $\rho(n-1) = 1.000$. Este elevado valor indica la poca confianza en la deducción; a pesar de ello, inicializa el sistema y hace que el filtro comience a funcionar. Es conveniente confirmar por uno mismo que $b(n)$ se aproxima al valor límite b después de una serie de iteraciones.

4) Identificando los parámetros

Como ya se ha indicado anteriormente, la salida desde el transductor

de temperatura es una tensión lineal con una sensibilidad de 100 mV/°C. Como 100°C presenta una salida de 4096 en el convertidor analógico/digital (efectivamente la unidad después de dividir por el programa), se selecciona el coeficiente de medida c a 0,01. El valor numérico del polo de señal muestreado se obtiene de la expresión $a = e^{-T/\tau}$. Con un intervalo de muestreo de 50 ms y con una constante de tiempo para el transductor de 13,5 s, se tiene un $a = 0,9963$.

Hay que destacar que a la vista de la figura 152 se puede destacar que una tensión de ruido de Gauss gasta el 99,5 por 100 de su vida útil dentro de las tres desviaciones estándar a partir de la media.

Esto significa que la variación completa de la tensión del ruido se puede representar por una figura entre cuatro y seis desviaciones estándar. Adoptando la regla de ingeniería de manejar para permitir que la desviación estándar ρ sea interpretada como $V_{rms}/5$. Es conveniente estimar la tensión pico a pico del ruido para que sea 5 voltios. En otras palabras, la varianza σ^2 será la unidad. Los parámetros estimados para el ruido son $\sigma_v^2 = 1$ y $\sigma_w^2 = 1 - a^2 = 0,00738$, lo cual proporciona una ganancia en régimen permanente b de 0,00098 así como una ecuación para el filtro de Kalman:

$$y(n) = 0,9963y(n-1) + 0,0098[x(n) - 0,009963y(n-1)]$$

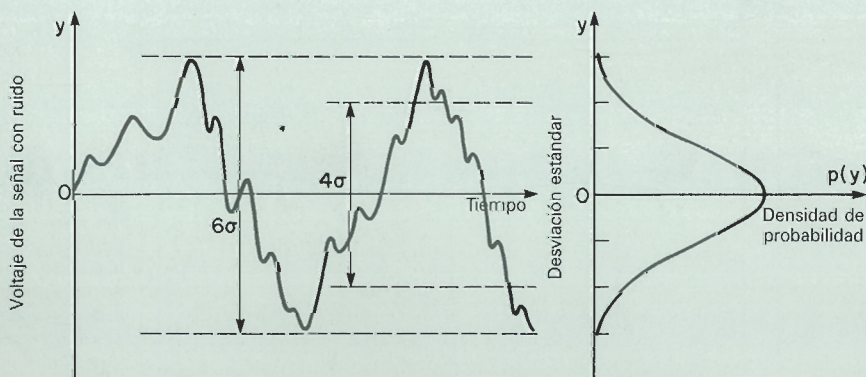
Esto debe ser expresado como un filtro elemental pasa bajos de primer orden recursivo.

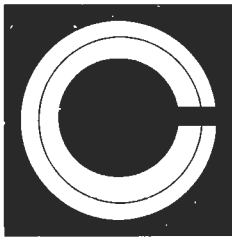
Evidentemente, éste es marginalmente inestable ya que $0,99620 + 0,0098 > 1$. Sin embargo el filtro Kalman es robusto y se puede hacer un compromiso aceptable para modificar los coeficientes como se muestra:

$$y(n) = 0,99 y(n-1) + 0,009 x(n)$$

Deliberadamente, se puede desintonizar el filtro ajustando los coeficientes y se podrá observar el cambio radical en la salida procesada. Hay que recordar que, teóricamente, no hay otro estimador que pueda producir una estimada mejor de una señal ruidosa. Esta es una buena forma de hacer que los filtros Kalman realmente reduzcan los efectos del ruido. Esto también proporciona la confianza necesaria para examinar otros proyectos más ambiguos utilizando vectores de señal y teoría de matrices.

Figura 152. Aproximación de ingeniería utilizada para establecer la desviación estándar de una señal aleatoria.





COMERCIAL A. CRUZ, S.A.

HEATHKIT

MONTESA, 38
Teléfs. 402 92 41 - 401 26 26
Fax. 309 20 28
28006 MADRID

CODIGO

P.V.P. (IVA incluido)

CORRIENTE CONTINUA

ES-6101	ELECTRONICA DE C.C. (TEORIA)	3.940
ES-6101-41	ELECTRONICA DE C.C.(22 EJERCICIOS PRACTICOS)	2.890
ES-6101-51	ELECTRONICA DE C.C. (GUIA DEL PROFESOR)	2.690
EB-61-01-31	COMPONENTES ELECTRONICOS PARA PRACTICAS	
ETW-3600-E	ENTRENADOR PARA ELECTRONICA ANALOGICA	

CORRIENTE ALTERNA

ES-6102	ELECTRONICA DE C.A. (TEORIA)	5.080
ES-6102-41	ELECTRONICA DE C.A.(20EJERCICIOS PRACTICOS)	2.900
ES-6102-51	ELECTRONICA DE C.A. (GUIA DEL PROFESOR)	3.080
EB-6102-31	COMPONENTES ELECTRONICOS PARA PRACTICAS	
ETW-3600-E	ENTRENADOR PARA ELECTRONICA ANALOGICA	

SEMICONDUCTORES/COMPONENTES ELECTRONICOS

ES-6103	SEMICONDUCTORES (COMP. ELECTRONICOS) (TEORIA)	4.990
ES-6103-41	SEMICONDUCTORES COMP. (LIBRO DE PRACTICAS)	2.990

ELECTRONICA DIGITAL

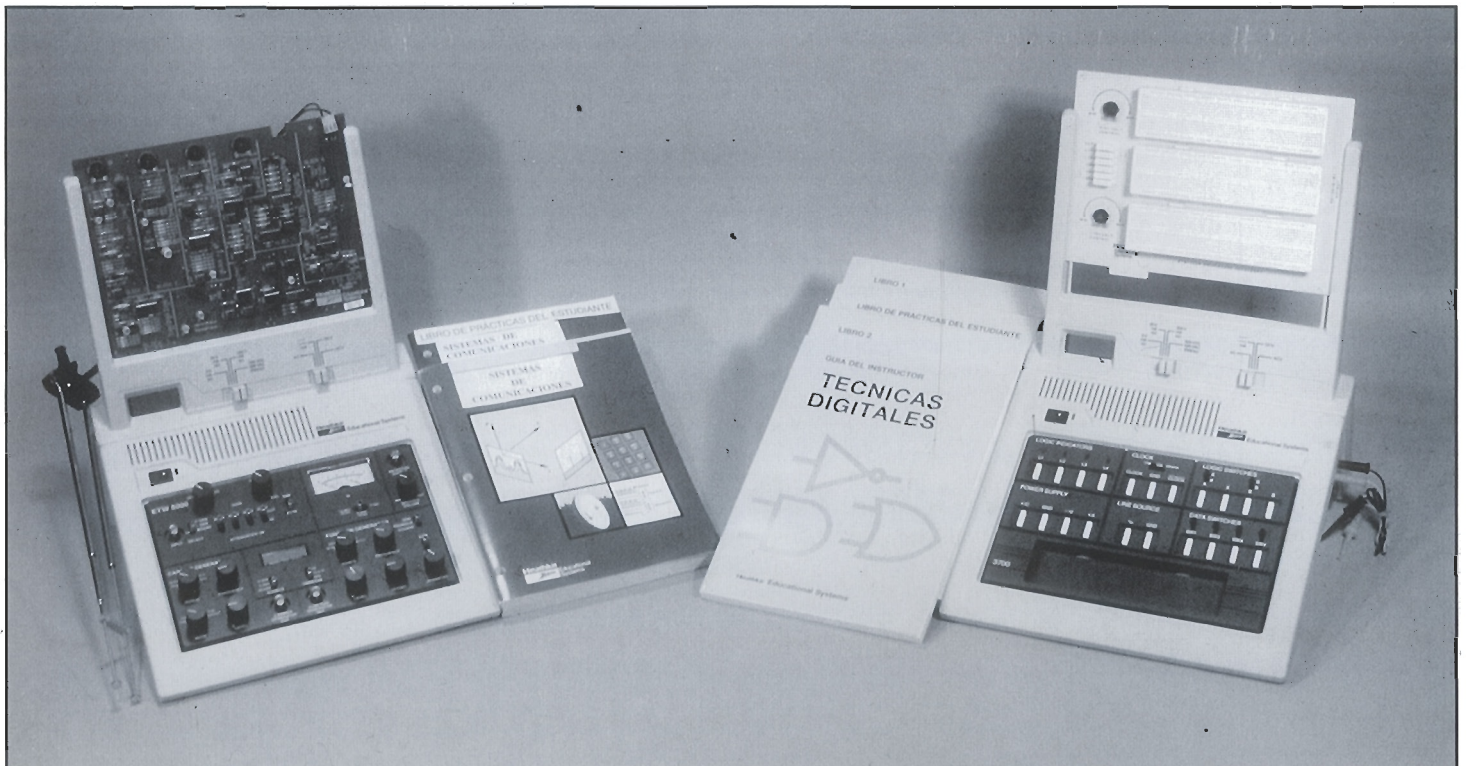
ES-6201	TECNICAS DIGITALES (TEORIAS, 2 VOLS.)	9.370
ES-6201-41	TECNICAS DIGITALES (26 EJERCICIOS PRACTICOS)	3.120
ES-6201-51	TECNICAS DIGITALES (GUIA DEL PROFESOR)	2.450
EB-6201-31	COMPONENTES ELECTRONICOS PARA PRACTICAS	
ETW-3.700-E	ENTRENADOR PARA ELECTRONICA DIGITAL	

TELEFONIA

ES-5010	SISTEMAS TELEFONICOS (TEORIA)	5.600
ES-5020-40	SISTEMAS TELEFONICOS (LIBRO DE PRACTICAS)	3.600
ES-5010-50	SISTEMAS TELEFONICOS (GUIA DEL PROFESOR)	2.300
ETW-5000-E	ENTRENADOR SISTEMAS TELEFONICOS	
ETW-3567-E	ACCESORIO CONECTOR DE TARJETAS CON POLIMETRO	
ETR-5010	MATERIAL PARA PRACTICAS: TELEFONOS Y ACCESORIOS	

SISTEMAS DE COMUNICACIONES

ES-5020	SISTEMAS DE COMUNICACIONES (TEORIA)	5.430
ES-5020-40	SISTEMAS DE COMUNICACIONES (LIBRO DE PRACTICAS)	1.390
ETW-5000-E	ENTRENADOR DE TELECOMUNICACIONES	
ETW-3567-E	ACCESORIO CONECTOR DE TARJETAS CON POLIMETRO	
ETB-5020	MATERIAL PARA PRACTICAS	



PIDALO A SU PROVEEDOR HABITUAL

Ya es hora de recuperar todos los equipos que tenía arrinconados y ponerse a repararlos. En este artículo le facilitaremos algunas pistas para lograrlo.

DETECCIÓN DE AVERÍAS EN EQUIPOS ELECTRÓNICOS

Como ya dijo Thomas Edison, el genio consta de sólo un 1 por 100 de inspiración y un 99 por 100 de trabajo. Estamos convencidos de que mucha gente piensa lo mismo respecto a la localización de averías. Sin embargo, con aplicar únicamente las cuatro reglas básicas, y un poquito de lógica, el porcentaje de trabajo puede reducirse de forma drástica, y las reparaciones pueden convertirse en una labor mucho más gratificante.

En este artículo describiremos tanto la teoría necesaria para localizar averías como la parte práctica para solucionarlas. De cualquier manera, los ejemplos en que nos hemos basado son averías de la vida real. Los procedimientos empleados lo han sido para reparar equipos electrónicos; aunque pueden extrapolarse a cualquier otro campo, como, por ejemplo, la depuración de software para ordenadores u otros tan dispares como la reparación de

automóviles. Naturalmente, hemos puesto un mayor énfasis en la explicación de los problemas que atañen a los equipos domésticos, dado el elevado número de aficionados a la reparación de los mismos.

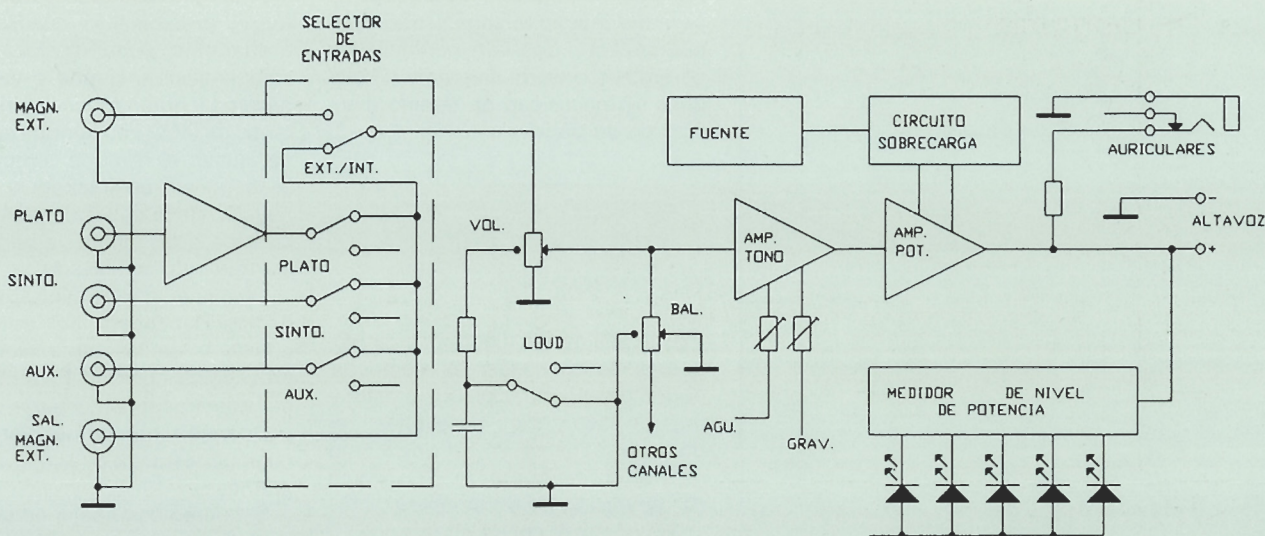
La primera parte de este artículo trata de varios aspectos generales y concernientes a cualquier clase de avería. En la segunda parte, las averías han sido clasificadas en tipos, y se aborda la solución particular para cada uno de ellos. La tercera parte nos explica cómo aplicar los métodos descritos a la hora de localizar averías reales. Por último, una serie de ejercicios le permitirán verificar sus nuevos conocimientos sobre localización de averías.

Hemos tratado, deliberadamente, de evitar cualquier descripción detallada sobre el modo de funcionamiento de un equipo concreto. Lo más importante es comprender qué parte del equipo funciona correctamente y cuál lo hace incorrectamen-

te. Si usted no está familiarizado con estos principios, le recomendamos que consulte uno de los muchos libros publicados sobre electrónica general, ya que cualquiera de ellos contendrá un capítulo sobre equipos domésticos. Esta información nos será muy útil para localizar averías. Recuerde siempre que estamos intentando solamente reparar el equipo y que, afortunadamente, no se trata de rediseñarlo.

Hemos hablado muy poco sobre fallos mecánicos, principalmente porque «ELEKTOR» es una revista para los aficionados a la electrónica. De hecho, los problemas de los modernos equipos electrónicos son muchas veces ocasionados por un fallo o por un desgaste mecánico.

Esperemos que, después de leer este artículo, su postura respecto a las averías varíe sustancialmente, y deseamos se adentre en ellas no como el «novato», para el que todo componente es sospechoso y sus



únicas pistas son los fallos, sino como quien persiste en su empeño cuando considera que merece la pena.

Filosofía

Si su mente no está estructurada para abordar filosóficamente un problema, le recomendamos que se salte esta sección y pase directamente al apartado donde comienza la práctica de este artículo.

Gracias a mi experiencia, acumulada durante años, en reparación de averías puedo permitirme dar tres consejos fundamentales y necesarios a la hora de localizar un problema, añadiendo que, por otro lado, no son el tipo de enseñanzas que podamos encontrar en un libro de texto. He tratado de resumirlos en los siguientes párrafos.

No intente conocer hasta el último detalle. Céntrese primero en los diagramas de bloque, ya tendrá tiempo, después, de conocer en profundidad el equipo; una reparación brillante suele basarse en su capacidad de mantenerse a distancia, metafóricamente hablando, y poder distinguir los principios básicos de los detalles irrelevantes.

El ser humano siempre comete errores. No podemos hacer nada contra ello, salvo desarrollar un método de trabajo que prevenga estos errores antes de que el daño causado sea excesivo. En la sección siguiente le daremos algún consejo al respecto, aunque hay muchos otros. Siempre que algo le parezca extraño, verifíquelo, no se fíe.

No saque conclusiones precipita-

das. La primera posibilidad no es la única. Intente desarrollar explicaciones que le permitan verificar e identificar la solución correcta.

Y ya está bien de teoría; aborremos, ahora, materias más prácticas.

Esquema del circuito

El esquema del circuito es fundamental para localizar averías en los complejos equipos modernos y, en el caso de los más simples, también puede facilitarnos notablemente el trabajo. Procuremos hacer lo posible para conseguirlo.

Si el equipo a verificar es una radio o un televisor, intente documentarse en una biblioteca. Algunas de ellas poseen ejemplares con los principales esquemas de radio y televisión. Se trata de publicaciones periódicas donde podemos localizar esquemas de aparatos de diversos fabricantes.

En caso contrario, podemos probar a obtener el esquema, o bien el manual de funcionamiento completo, a través del servicio técnico del fabricante. Es posible que tengamos que pagarlo.

Por último, contamos con la opción de recurrir a una de las compañías existentes en el mercado y especializadas en el suministro de información técnica, cuya referencia puede encontrarse en las páginas de diversas publicaciones del ramo.

Tenga cuidado con los frecuentes errores de los esquemas. Suele haber bastantes, y en caso de no detectarlos a tiempo pueden generarnos multitud de problemas.

Diagrama de bloques

Los diagramas de bloques suelen incluirse en la mayoría de los manuales y en bastantes proyectos de diseño. Sin embargo, son más difíciles de localizar que los típicos esquemas.

En la figura 1 vemos el diagrama de bloques de un amplificador de audio. Cada bloque representa la función de una parte del circuito. Como vemos, no hay información sobre componentes u otros pequeños detalles, ya que aquí lo que importa es la función realizada y no la forma de equipamiento.

Las líneas que conectan cada uno de los bloques representan señales eléctricas o bien líneas de alimentación. Las flechas nos indican, en caso necesario, hacia dónde fluye la información. Las líneas que llegan a un bloque, y luego salen de él, se denominan, respectivamente, entradas y salidas.

La función que realiza cada bloque se representa mediante palabras o por medio de un símbolo. Las normas europeas definen un conjunto de símbolos utilizado en los diagramas de bloque. En la figura 2 vemos varios de estos símbolos.

Existen otras normas usadas por los distintos fabricantes, pero por lo general sus instrucciones no son homologables ni están universalizadas. Algunos fabricantes rotulan el bloque con las referencias de los componentes más importantes que lo integran. Esto resulta bastante útil a la hora de referirnos al esquema eléctrico. La figura 3 nos muestra parte del diagrama de bloques de un contestador automático que hace uso

Figura 1. Diagrama de bloques de un amplificador típico.

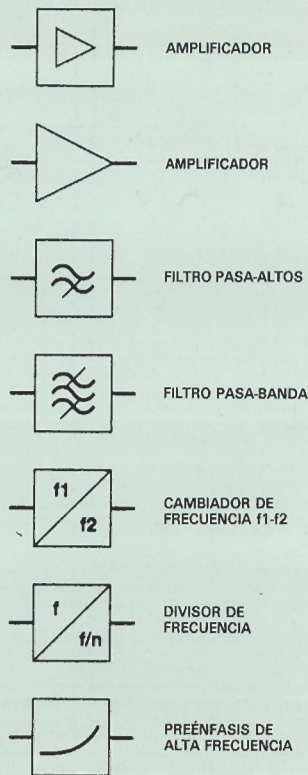


Figura 2. Ejemplo de símbolos de diagramas de bloques según norma BS 3939.

de este último método. En este caso, Q9, IC1, etc., son referencias de transistores y circuitos integrados que forman el esquema eléctrico. Para aclarar más las cosas, el fabricante nos suministra diagramas de bloques independientes para cada modo de operación. Otros fabricantes emplean una mezcla de diagrama de bloques y símbolos eléctricos, de manera que el diagrama de bloques parece más un esquema simplificado de circuito.

Espero que ya se hayan hecho una idea de la importancia de los diagramas de bloques para la resolución de averías. Aun en el caso de que no podamos hacernos con un diagrama, siempre contaremos con la alternativa de configurar uno propio basándonos en la información del circuito eléctrico.

La mayoría de los circuitos pueden ser fácilmente divididos en bloques, cada uno con una función diferente. Una vez identificados los diferentes bloques que configuren nuestro diagrama, sólo tendremos que enlazarlos con las correspondientes líneas de señal.

Conviene delimitar y etiquetar cada uno de los bloques en el esquema eléctrico. Esto es especialmente importante a la hora de identificar las entradas y salidas de cada uno de ellos, así como los puntos necesarios para efectuar medidas al localizar un problema.

Sucede que con los equipos domésticos (amplificador, casete, pletina, etc.), el diagrama de bloques se asemeja mucho al suministrado por el fabricante. Con la experiencia llegaremos a «ver» el diagrama de bloques sin necesidad de tenerlo dibujado en un papel.

Plano de localización de averías

Además de los diagramas de bloques y de los esquemas eléctricos, podemos encontrar planos o diagramas de localización de averías. Seguramente usted ya adivina cómo será el ordinograma de un servicio de reparación de automóviles:

Síntomas: el coche no arranca.

Causa probable: no hay gasolina.

Solución: coger el autobús.

Bromas aparte, opinamos que los ordinogramas o planos de solución de averías son de escasa utilidad, bien en el campo mecánico o bien en el electrónico. Ello es debido a que dichos planos sólo contemplan un número limitado de averías, comparado con el extenso campo al que nos enfrentamos en la vida real. Por añadidura, estos casos suelen ser realmente los menos útiles. Para ser justos debemos tener en cuenta que la mayoría de estos planos han sido calculados durante la etapa de diseño, con lo cual el fabricante tiene muy poca, o nula, experiencia sobre el funcionamiento y las posibles averías del circuito. Las grandes compañías suelen realizar unos estudios más exhaustivos sobre las posibles averías, que se basan casi siempre en experiencias y sugerencias provenientes de los clientes. Quizás la solución óptima hoy en día consista en instalar un sistema experto controlado por ordenador.

Equipo de prueba

La reparación y localización de averías no suele, en la mayoría de los casos, requerir de un costoso instrumental. Como aficionado al tema electrónico probablemente hará usted ya uso del equipo típico: multímetro, bien analógico o bien digital, soldador, destornillador, alicates y similares.

El uso del osciloscopio no es del todo esencial, pero su falta puede dejar nuestras posibilidades algo mermadas. Es algo así como intentar reparar un coche con los ojos vendados.

Los generadores de señal resultan

bastante útiles para reparar equipos de audio. Sólo precisamos una señal fija (bien de 400 ó de 1.000 Hz), en forma sinusoidal o cuadrada. Los grabadores pueden atacarse con sólo una cinta donde previamente hayamos grabado una señal constante de 400 Hz, aunque a la hora de ajustar el nivel de reproducción, la respuesta en frecuencia o la alineación de la cabeza, podemos precisar de otras cintas de test de precio mucho más elevado.

Cualquier otro equipo que consigamos dependerá del entusiasmo puesto y de las reparaciones que preveamos abordar. Podemos diseñar nosotros mismos parte del equipo, donde tampoco nos vendrá mal una buena fuente de alimentación simétrica.

Si queremos trabajar en serio será de todo punto necesario hacernos con un buen «kit» de puntas de prueba y un juego de conectores y adaptadores de audio.

Desmontaje

La mayoría de los seguimientos de averías conllevan un desmontaje conocido popularmente como «descacharramiento». Hay partes de un equipo que han sido diseñadas para facilitar su mantenimiento, mientras que otras son, en frase de un colega, «diseñadas para mentes privilegiadas». Aprovechando nuestra experiencia, a veces amarga, le sugerimos que siga los siguientes consejos:

Coloque tanto la tornillería como las piezas pequeñas dentro de algún recipiente tan pronto como las haya desmontado. Cualquier cajita sirve. No los deje sobre la mesa de trabajo, donde en cualquier descuido pueden caerse, perderse o incluso colarse dentro del equipo y provocar cualquier cortocircuito. Es preferible usar varias cajitas o bien una grande dividida en compartimentos; también es aconsejable reunir en un solo sitio toda la tornillería del equipo. No obstante, siempre aparecerá algún «listo» que insinúe que de esta manera y con un solo golpe podemos tirar todos los tornillos a la vez.

Al desmontar cada una de las partes del circuito procure observarlas detenidamente. Imagine por un momento que a la hora de volver a armarlo no consigue averiguar cómo encajaban todas las piezas, ¡algo bastante estúpido! No se avergüence de tomar notas o incluso de hacer un pequeño plano. Cuidado con los tornillos de diferente longitud. Esté también atento a los conectores que sin llevar etiqueta alguna tie-

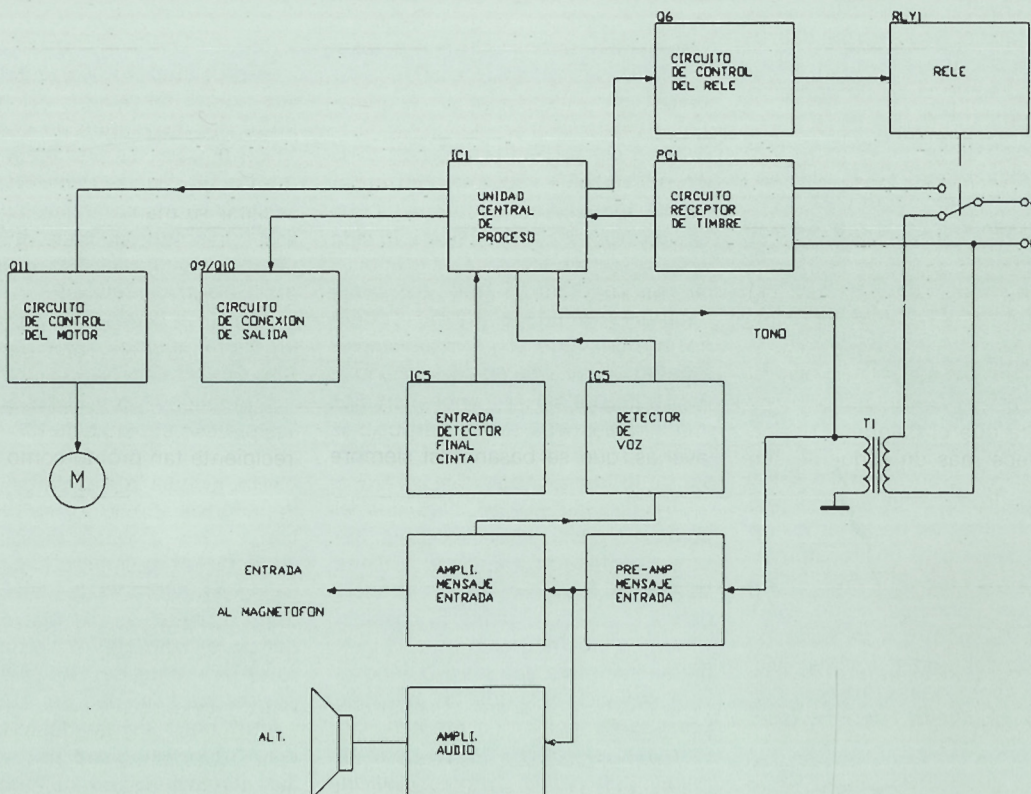
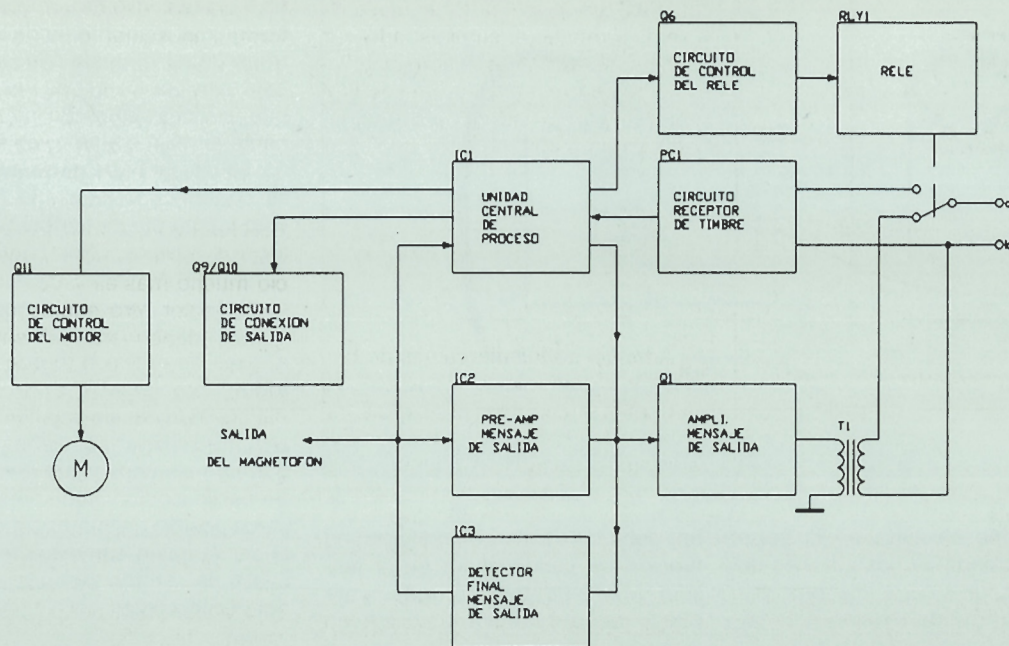


Figura 3. Parte del diagrama de bloques de un contestador automático.

nen el mismo patillaje que los conectores adyacentes. En estas ocasiones, un rotulador con el que marcar piezas, o incluso el circuito, nos será de gran ayuda.

Procúrese un pequeño imán con el que magnetizar sus destornilladores. La recuperación de tornillos que caen en esquinas recónditas será así más fácil. Evite, sin embargo, el uso

de este destornillador cerca de cabezas lectoras o, en caso contrario, asegúrese de desmagnetizar éstas al finalizar el trabajo.

Algunos tornillos pequeños de tipo Philips son difíciles de sacar. Inténtelo con unos alicates de manera que pueda hacer algo más de fuerza. Si esto tampoco funciona pruebe a realizar una muesca sobre la cabe-

za del tornillo con ayuda de una hoja de sierra de tamaño pequeño, y extraiga el tornillo con un destornillador de hoja ancha.

Seguridad

La casi totalidad de los equipos que hay en el mercado incorporan

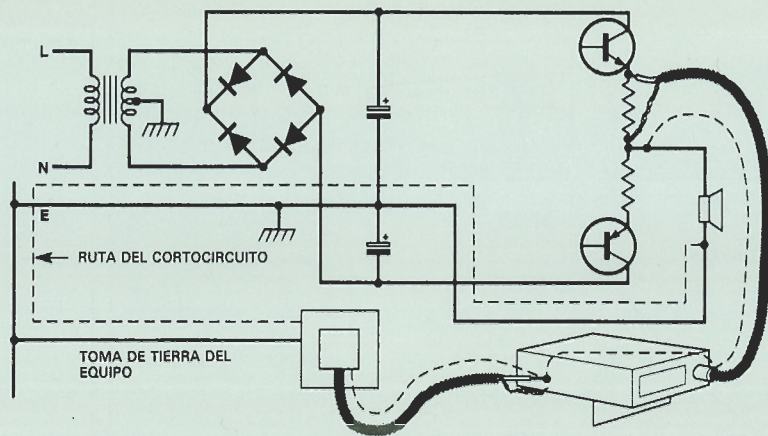


Figura 4. Ejemplo de cortocircuito producido por un osciloscopio con toma de tierra.

una pegatina de aviso en la parte posterior, donde se nos advierte de los riesgos que corremos una vez quitada la tapa del equipo. Por supuesto que hay tensiones de red en su interior, pero el peligro suele reducirse a la zona donde la red conecta al primario del transformador de alimentación. Nos será útil delimitar la zona de riesgo y, en su caso, incluso protegernos de un contacto fortuito mediante el uso de una cinta aislante adecuada (¡incluso con el equipo desconectado de la red!).

Para una mayor seguridad aconsejamos intercalar en la red un fusible de descarga a tierra, más conocido como diferencial, el cual desconectará la alimentación de forma automática y evitará que pase algo de corriente a través nuestro.

Los equipos de TV deben manejarse con mucho cuidado. Hay dos riesgos fundamentales. Por una parte, el chasis del televisor suele ir unido a una de las fases de red, y la única manera eficaz de protegernos de ello consiste en usar un transformador aislador de red. Por otra, existe una tensión conocida como MAT (Muy Alta Tensión) que va conectada al ánodo del tubo de imagen. Maneje estas conexiones con sumo cuidado. Las superficies interior y exte-

rior del tubo de imagen realizan una función de condensador de la tensión MAT. La tensión remanente puede darnos un buen susto, aun en el caso de que el equipo lleve un rato desconectado.

Masas

Los roces de partes metálicas suelen ocasionar a veces el retorno de señal para parte del circuito. Un caso típico ocurre entre el chasis y el mecanismo de un casete. Si al producirse este contacto tenemos el equipo desmontado parcialmente, hemos de procurar que sea lo más brevemente posible. Use en este caso una punta de prueba con pinzas de codrillo para restaurar el retorno original, ya que los síntomas pueden ser de lo más variopinto.

Al realizar medidas, bien con el polímetro o con el osciloscopio, hemos de procurar identificar la línea de 0 voltios, la cual será referencia del resto de las medidas. Si posee el esquema eléctrico esto no será problema, mientras que si no lo tiene se verá obligado a seguir un pequeño proceso deductivo. La masa de las entradas, el común de un transformador con patilla central, o las tomas de masa son algunos de los puntos donde podemos relacionar nuestras mediciones. Otra cosa es la carcasa del equipo, la cual no tiene por qué estar a potencial cero.

En caso de no encontrar ningún lugar adecuado donde conectar las pinzas, podemos soldar un pequeño hilo al común de las pistas impresas en el circuito.

Al conectar las puntas del osciloscopio conviene recordar que la masa de las primeras suele ir unida al chasis del segundo y éste, a su vez, a

una de las fases de alimentación. Si el equipo bajo prueba está conectado a la red conviene verificar, bien visualmente o por medio de un óhmetro, si aquél va unido a la sección de baja tensión. De ser así, es esencial que la masa del osciloscopio se conecte al mismo sitio o, de lo contrario, se causará que parte del circuito se cortocircuite (véase la figura 4). Esto último puede también aplicarse a otros equipos, tales como los generadores de señal, cuya salida va conectada a masa. La mayoría de los equipos modernos no lleva conexión a masa de red, con lo que se obvia todo el problema.

Para medidas de baja tensión o de alta frecuencia conviene usar las puntas más cortas que posea nuestro osciloscopio y conectarse lo más cerca posible del punto a medir. Suele ser también conveniente usar un cable de retorno distinto al propio del osciloscopio.

Consejos al medir

Aísle siempre la parte externa de sus puntas de prueba, así será más difícil que ocasionen un cortocircuito en el caso de que resbalen. Las puntas de prueba deben estar bastante afiladas; lo cual facilita, tanto que no se deslicen como que hagan un mejor contacto sobre conductores o pistas oxidadas.

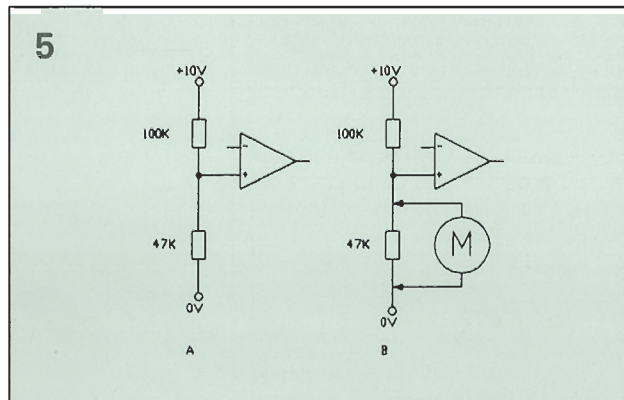
Antes de conectar las puntas de prueba al equipo de medida, asegúrese de que éste está desconectado. Tenga cuidado con el efecto producido por la impedancia del medidor al combinarse éste con el circuito a medir, incluso con circuitos de baja impedancia. En la figura 5 vemos cómo varía el voltaje del circuito al conectar el polímetro. Aun en el caso más favorable de utilizar un voltímetro digital de 10 M Ω de impedancia de entrada, el circuito deberá variar menos de 100 M Ω , si queremos una fiabilidad del 1 por 100.

Por último, evitaremos mencionar los errores estúpidos de los cuales casi siempre somos culpables nosotros mismos. En caso de que no haya tensión en ningún punto del circuito, asegúrese de que la otra punta de medida está puesta a masa.

Antes de hacer la medida de resistencias junte las dos puntas de prueba. Este método nos confirmará que el polímetro trabaja correctamente y que las puntas no están abandonadas en la mesa de trabajo.

Si el voltímetro digital oscila demasiado, es probable que estemos intentando efectuar una medida de

Figura 5. Efecto de la impedancia del medidor. Tiene una sensibilidad de 20 k/V y está en la gama de 0-10 V.



corriente alterna en el modo de corriente continua.

Antes de efectuar la primera medida con el osciloscopio podemos tocar sus puntas con los dedos, lo que nos hará contemplar una bonita imagen del «ruido» que llevamos dentro. En caso de que la imagen no aparezca, es probable que hayamos conectado la sonda adecuada al canal inadecuado.

Tipos de averías

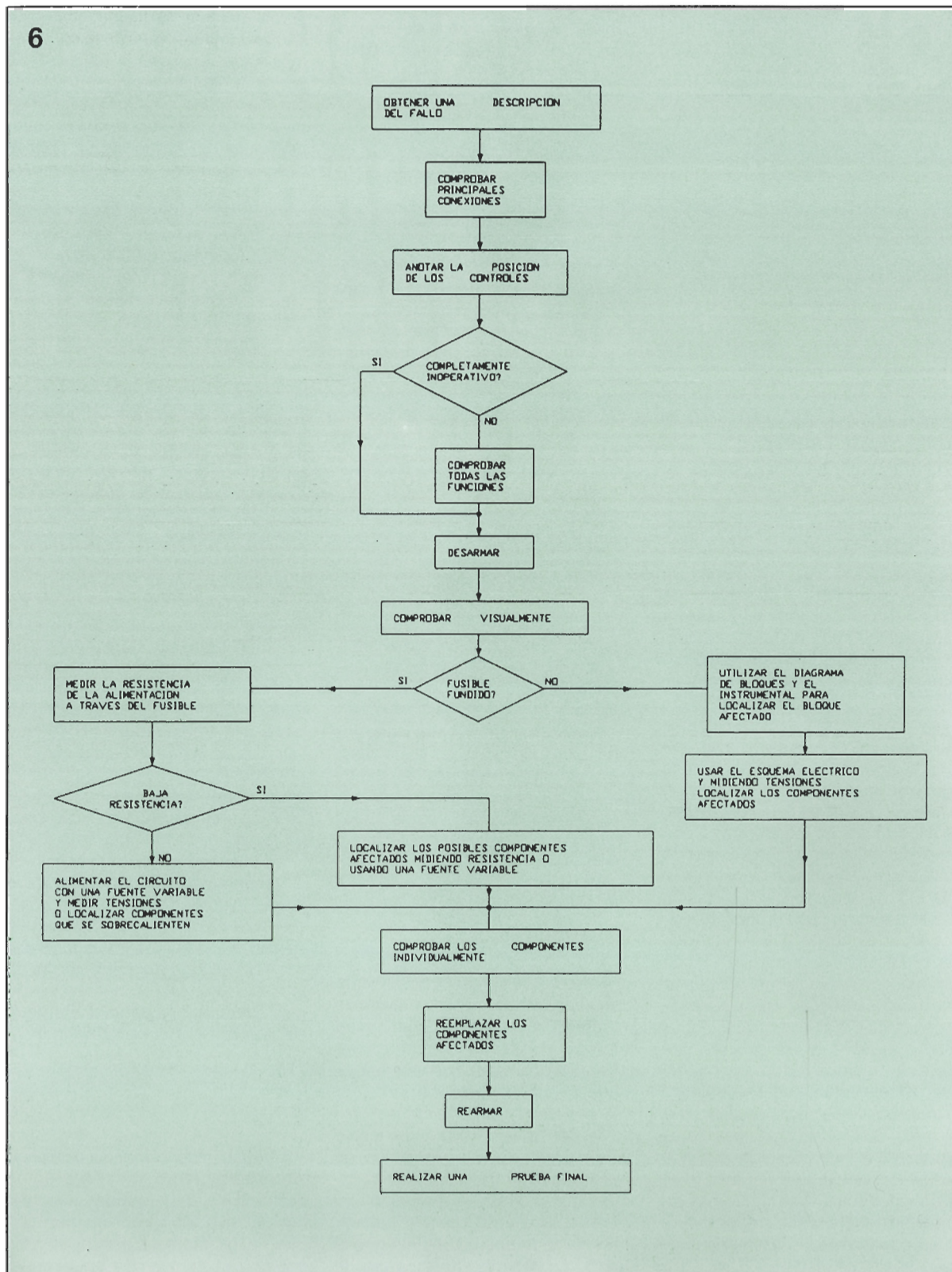
Antes de comenzar a explicar los distintos procedimientos de resolución de averías, vamos a centrarnos en los tipos de las mismas y en la forma que tenemos de atajarlas. Hemos dividido las averías en cuatro categorías.

La primera categoría se refiere a

las averías totales. A veces, éstas son las más fáciles de diagnosticar, debido a que suelen afectar a partes comunes del equipo como, por ejemplo, la fuente de alimentación.

Un segundo tipo son las averías parciales. Un ejemplo es el equipo estéreo al que sólo le funciona un canal, o el casete que reproduce pero no graba. El hecho de que una parte del sistema esté funcionando nos

Figura 6. Diagrama lógico de la resolución de averías.



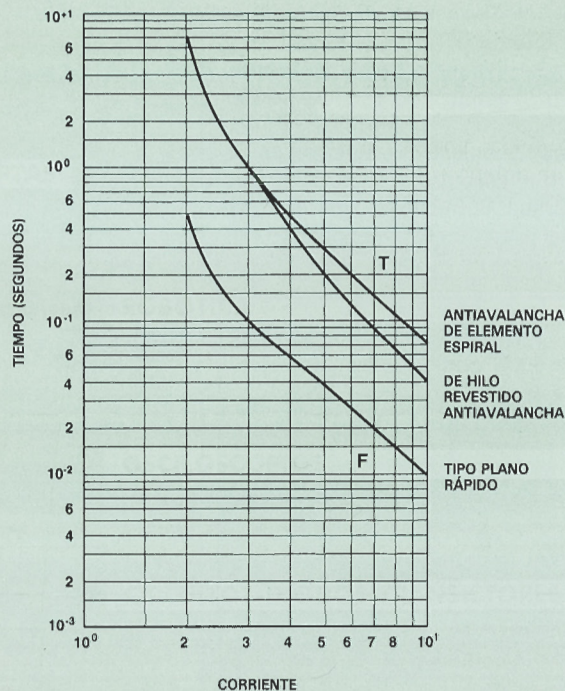


Figura 7. Gráfica que nos muestra las características para fusible rápido y para dos tipos de fusible antiavalancha.

permite eliminar inmediatamente la verificación de varias zonas.

El grupo de más difícil reparación es el formado por las averías normalmente parciales, pero que tienen la curiosa habilidad de darse intermitentemente. Algunas veces es suficiente con colocar el aparato en nuestra mesa de trabajo delante de todo nuestro instrumental y, cara a cara con las herramientas, el aparato empieza a funcionar sin más. Pero cuando se lo devuelve a su propietario, la avería reaparece y se ríe de nosotros. Incluso, a veces, si el equipo es un impresentable, basta con tocarle con las puntas de prueba para que aparentemente «sane». Sin embargo, no desespere, en el presente artículo le mostraremos una serie de consejos prácticos que le ayudarán a atajar este tipo de averías.

Respecto a los tres grupos de averías anteriormente citados, hay que decir que son equipos que alguna vez han trabajado, y han tenido ya una o varias averías. Hemos clasificado un cuarto tipo de averías, y es el que engloba a los equipos que han sido mal diseñados. Aquí podemos encontrarnos con un sinfín de problemas extraños, como, por ejemplo, conexiones erróneas. Estos errores no se dan en los otros tres tipos, pero tienen una ventaja, y es que disponemos de mucha más información sobre estos equipos, e incluso puede que los hayamos diseñado nosotros mismos.

Vamos a abordar detalladamente los procedimientos de localización de averías. En la figura 7 vemos un diagrama lógico que resume los procedimientos que se describirán en la sección siguiente y nos muestra cómo aplicarlos según la importancia de la avería.

Síntomas de la avería

En caso de que usted no tenga suficiente experiencia en la determinación de averías, aconsejamos se deje guiar por la persona que la tenga. El tipo de preguntas a formularse es:

¿Es una avería de tipo intermitente?

¿Afecta sólo a un canal?

¿Conciérne a todas las partes del equipo?

¿Apareció repentinamente, o de forma gradual?

Contar con esta clase de informaciones puede ahorrarnos mucho tiempo. La experiencia demuestra que muchas veces nos traerán equipos para reparar con informaciones tan útiles como «no funciona» o «falla a veces».

Enchufes

Lo primero que debe hacer todo buen técnico es verificar el estado del enchufe. Por lo general, el 80 por 100 de los equipos viene provisto de un enchufe que no está conectado correctamente. Podemos encontrarnos con tornillos flojos, cables desconectados o sin aislante, falta de tornillos o fusibles de un valor equivocado.

Parece un poco absurdo que los fabricantes destinen tanto esfuerzo a aumentar las medidas de seguridad en los equipos electrónicos si, luego, la instalación eléctrica de los mismos se confía a un técnico no cualificado.

Controles

Antes de modificar la posición de cualquier mando del equipo, procure memorizar cómo estaba en un principio. Resulta divertido observar la cantidad de veces que una mal llamada avería ha sido causada por una incorrecta posición de los controles del equipo. Una experiencia reciente: el caso del propietario de un radio-casete de coche que lo llevó a reparar creyendo que no le funcionaba uno de los canales, cuando en realidad lo que ocurría era que el mando de volumen/balance era de

tipo pulsador, y el propietario, al apagar su equipo, movió dicho mando accidentalmente hacia uno de los canales. Como este equipo no tenía indicación alguna de la posición de balance, él creyó que uno de los canales se había estropeado.

Test de funcionamiento

En caso de que el equipo esté completamente muerto poco podemos hacer sin quitarle las tapas. Si funciona parcialmente, es preferible verificar todos sus controles antes de empezar a demontarlo. Por ejemplo, antes de desmontar un amplificador estropeado es preferible verificar sus entradas, así como el funcionamiento de los mandos de volumen, tonos, etc.

Hay un doble motivo para esto: por una parte, si combinamos el diagrama de localización de averías con las pruebas efectuadas anteriormente, podemos descartar una parte importante del equipo y aislar rápidamente la avería. Por otro lado, es posible que así encontremos algún otro problema que anteriormente nos pasó desapercibido, como, por ejemplo, interruptores defectuosos o potenciómetros que no funcionan. Es bastante desalentador hacer una buena reparación, cerrar el equipo y comprobar, más tarde, que la lámpara indicadora de estereo no luce.

Para poner un ejemplo de los útiles que pueden resultar las pruebas de funcionamiento, supongamos el caso del amplificador con la entrada de PHONO del canal izquierdo averiada. Volvamos al diagrama de bloques del típico amplificador que veíamos en la figura 1. La prueba de funcionamiento nos indica que el amplificador funciona correctamente si usamos la entrada AUX, pero no así si utilizamos la entrada PHONO. Pensando un poquito nos daremos cuenta de que es esa entrada la que falla. Como vemos, sin necesidad de usar ningún equipo de prueba, ya hemos eliminado el 90 por 100 de las probables causas de la avería. Para solucionarla deberemos estudiar más detenidamente el circuito PHONO del amplificador.

Inspección visual

Una vez inspeccionado el equipo superficialmente, necesitaremos desmontarlo para acceder a su interior. No es posible conseguir los planos de desmontaje para todos los equipos existentes. Sin embargo, si

tenemos en cuenta los consejos anteriores y un poquito de sentido común, no es probable que nos encontremos con dificultades. Si usted tiene los planos del equipo es posible que éstos le muestren la secuencia de desmontaje.

Una vez abierto, no se lance a conectar equipos de prueba. Intente localizar problemas más obvios, tales como fusibles fundidos, componentes ennegrecidos o pistas descoloridas, lo cual puede ser síntoma de un sobrecalentamiento. Una vez descubrí dos condensadores electrolíticos que habían reventado y perdido la carcasa, quedando el resto soldado en la pista. No espere, sin embargo, encontrarse con fallos tan evidentes.

Esté atento a los «cuerpos extraños» tales como salpicaduras de cerveza, clips, grapas e incluso hojas de plantas. Mi última experiencia fue con un grabador de vídeo. Al principio no daba con la avería, hasta que, casualmente, descubrí que los cabezales habían sido dañados por un trocito de planta.

Fíjese, también, en reparaciones anteriores del aparato. Si encuentra componentes en un canal que no se corresponden con los del otro, soldaduras frías o excesivamente calentadas o si fallan tornillos, es que algún «chapuzas» ha metido mano ahí.

Si descubre un fusible fundido mientras examina el aparato, puede estar casi seguro de que su rotura tiene algo que ver con la avería. Lo que procede en este caso es ir a la sección titulada Fusibles fundidos. Los datos que suministramos en las siguientes secciones no son aplicables a este caso.

Teoría de localización de averías

A estas alturas ya debemos tener una idea clara de dónde se encuentra la avería, bien por haber comprobado el funcionamiento o como resultado de una inspección visual. Los servicios oficiales de reparación suelen poseer unos conocimientos más específicos sobre las averías más usuales, con lo cual pueden repararlas más rápidamente. Sin embargo, el mejor método es ir aislando la avería paulatinamente hasta tenerla localizada en una pequeña área del circuito.

La mejor forma de hacer esto es usar el diagrama de bloques. Verifique cada bloque por separado y compruebe que las entradas son las correctas. Compruebe sus salidas, y, si son correctas, podremos asegurar

que todos los componentes del bloque han sido verificados. Si la salida no es correcta, significa que el bloque falla.

Una vez colocado el bloque averiado podemos verificar el circuito con más detalle. En el caso de un amplificador, iremos directamente a la parte averiada; si el equipo es aún más complejo, quizá tengamos que remitirnos a otro diagrama de bloques más detallado. Al final, la avería quedará reducida a un par de componentes sospechosos. Una última prueba nos indicará qué componente es el que falla.

Aunque no siempre es así, podemos decir que el fallo de un bloque puede detectarse mediante el seguimiento de una señal, y el fallo del componente mediante una medida de tensión. Estos son los dos métodos que describimos en las siguientes secciones.

Estudio de las señales

Como ya hemos estudiado antes, todos los circuitos pueden dividirse en áreas o bloques. Cada bloque desarrolla una función. Un bloque se conecta con los demás mediante señales de entrada y salida. Si funciona correctamente, produce una salida determinada en función de que su entrada se encuentre dentro de unos valores correctos.

El estudio de las señales implica comprobar las entradas y salidas de los bloques. Si un bloque no nos da la salida correcta a pesar de que sus entradas sí lo sean, el problema, entonces, se encuentra en dicho bloque. No olvide nunca que las alimentaciones son también señales de entrada, aunque no suelen ir dibujadas en el diagrama de bloques.

Para probar algunos bloques habrá que proveerse de una fuente de señal de entrada, cuyas características estén en consonancia con el equipo a comprobar. Las salidas pueden observarse con un osciloscopio. Los equipos de audio suelen requerir una frecuencia fija en forma sinusoidal o cuadrada. Para equipos de video suele usarse la señal de barras.

Con los equipos digitales que incorporan microprocesadores, la cosa suele complicarse, sobre todo con los buses de datos y direcciones. Para simplificar esto podemos usar un breve programa que ejecute un bucle repetitivo que compruebe la parte correspondiente del equipo. Este «test» puede observarse en un osciloscopio. Y la idea se desarrolla posteriormente en el ejemplo número 1.

La forma de las señales de salida de un bloque suele ser evidente, sin embargo, en el caso de los vídeos, las señales pueden complicarse considerablemente, haciéndose necesario el uso del manual de mantenimiento donde se pueden observar las señales típicas. Si trabajamos con un equipo estéreo, el canal que funciona nos puede proporcionar todas las señales patrón necesarias.

Para observar más cómodamente las señales en un osciloscopio no hay que olvidar que podemos disparar el mismo (trigger), mediante su toma EXT, con impulsos tomados del circuito a verificar.

Medidas de tensión

Las medidas de tensión suelen realizarse cuando la avería ha sido delimitada. Éstas pueden hacerse en un voltímetro o en un osciloscopio. Tenga cuidado con el efecto tensión eficaz del voltímetro, ya que una medida de 2,5 V puede deberse lo mismo a un nivel de corriente continua que a una onda cuadrada de 5 V. Con el osciloscopio esta confusión no es posible. El ejemplo número 2 tratará este tema en profundidad.

Como ocurría con el seguimiento de las señales, también aquí es necesario conocer cuál es la tensión correcta; normalmente vienen dadas en el esquema. Fíjese bien que estas medidas han sido realizadas bajo ciertas condiciones; por ejemplo, en el caso de un casete, verifique si las tensiones corresponden al modo de reproducción. Es normal, también, una tolerancia de un ± 10 por 100 sobre las medidas del esquema. Al igual que con el estudio de señales, también aquí podemos comparar tensiones entre un canal averiado y otro operativo.

Hay varias reglas de aplicación general en caso de no disponer de los valores de tensión. Los transistores tipo NPN, que operan en modo lineal, deben tener la base 0,5-0,7 V positivos con respecto al emisor. El colector debe estar al mismo nivel positivo con respecto al emisor. Para los de tipo PNP, las polaridades citadas se invierten.

Los amplificadores operacionales que trabajen en modo lineal deben tener, tanto su entrada inversora como la no inversora, una tensión similar, la cual será de unos pocos milivoltios. Su salida rondará 1 ó 2 V por debajo de la tensión de alimentación.

Las salidas de los circuitos CMOS se moverán en el margen de los 10 V, a menos que estén conectados a una carga de baja impedancia. ■

DISEÑO DE PREAMPLIFICADORES DE AUDIO (1)

Figura 1.
Característica de
reproducción de
discos de la
especificación
RIAA:BS1928/1965.

El propósito de un preamplificador es seleccionar una señal desde cualquiera de los canales de entrada para ajustar su característica de amplitud/frecuencia, si es preciso, y así amplificar la señal al nivel de 0,25 V RMS, necesario para alimentar un amplificador de potencia y proporcionar una salida con un nivel de baja impedancia adecuado. Todo ello se hace para garantizar que esta

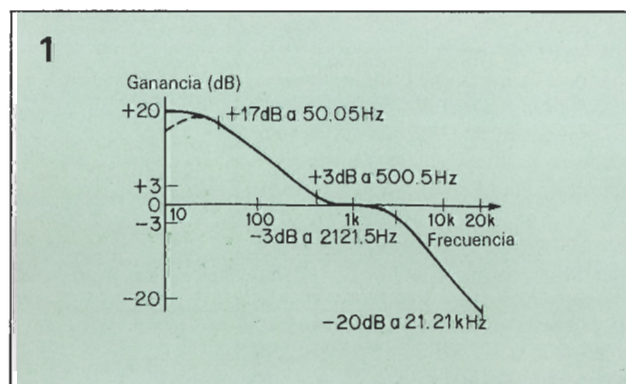
manipulación de la señal y la amplificación se realizará sin perjudicar sensiblemente la distorsión o la relación señal/ruido de la señal.

Se dice que hay mayores diferencias en el «sonido» de los preamplificadores que entre los amplificadores de potencia comparablemente bien diseñados. En este caso, las probables diferencias tonales se originan en varias partes del circuito donde se modifica deliberadamente la respuesta ganancia/respuesta, entre los cuales el mayor de todos es el circuito de ecualización de reproductor de discos.

de-énfasis de reproducción para utilizarse en la reproducción de discos, entre las cuales destaca la que se encuentra de acuerdo con la especificación RIAA: BS1928/1965, que es la que se ha adoptado generalmente para ser utilizada con los discos de 33 y 45 rpm de vinilo.

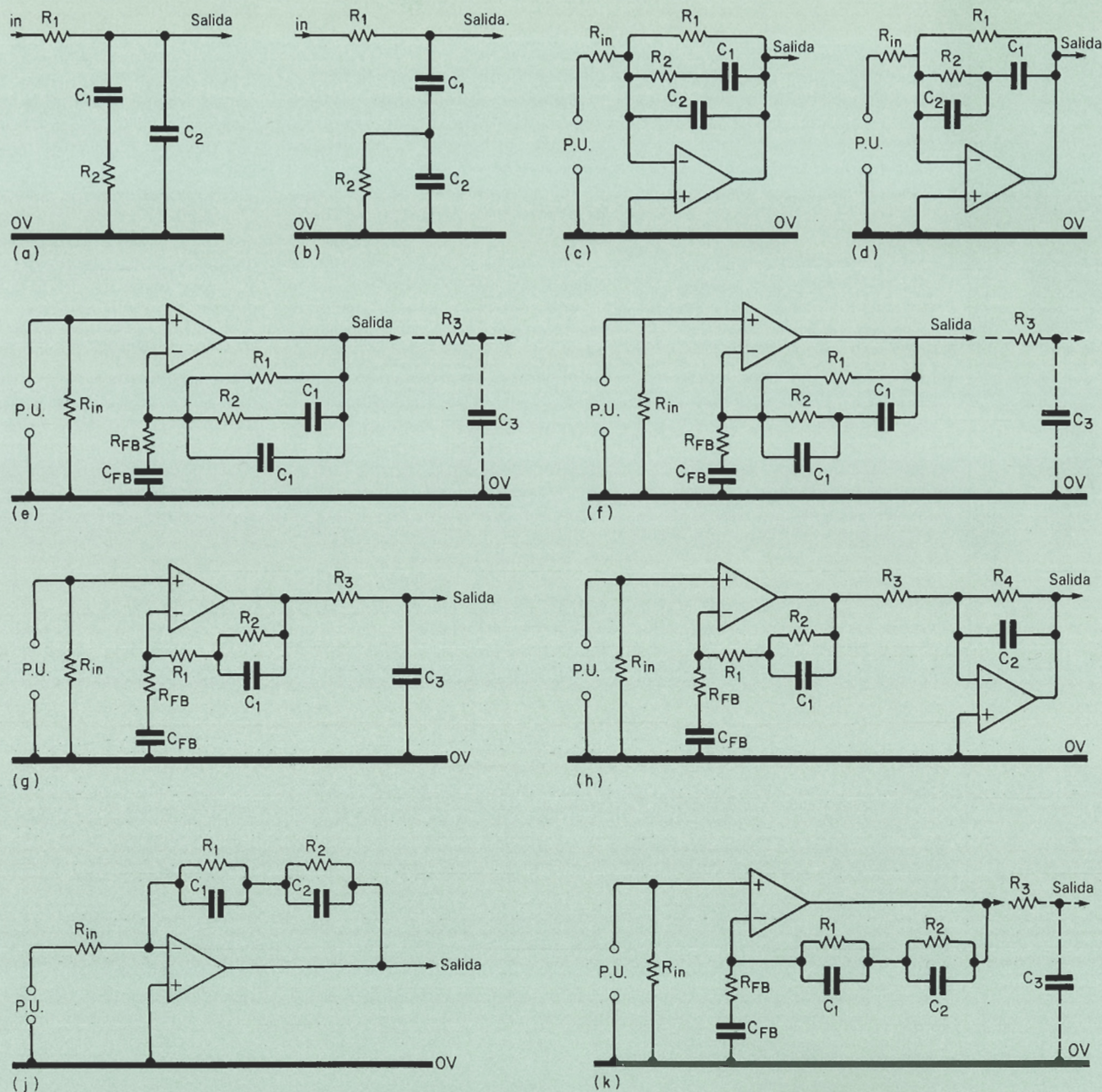
Esta característica propuesta se basó en el reconocimiento de las realidades prácticas de la fabricación de los discos y su reproducción, utilizando cabezas de grabación y reproducción sensibles a la velocidad (electromagnéticas). Se examinarán estas imposiciones detalladamente más adelante, en relación con su efecto «de altura».

En esta forma original, la especificación RIAA está pensada para una característica de reproducción con la forma que se puede ver en la figura 1, en la que el modo de la respuesta de reproducción se definía por tres constantes de tiempo: 3.180 microsegundos, 318 microsegundos y 75 microsegundos. Re-



Características de la ecualización de la reproducción de discos

Se han propuesto varias combinaciones de pre-énfasis de grabación y



cientemente ha habido un añadido: en reconocimiento al inevitable ruido de VLF, presente en la reproducción de discos, se ha incluido un redondeamiento de LF definido por la constante de tiempo de 7.950 microsegundos, como se puede ver en la línea de puntos de la figura 1.

La necesidad de aumentar la característica de ganancia en la reproducción por debajo de 1 KHz viene impuesta por la máxima separación del surco en los LP/EP de 0,01 cm, lo cual limita el desplazamiento máximo del punzón de grabación, con una consecuente reducción en la velocidad de la punta de reproducción con las frecuencias decrecientes.

El concepto de pre-énfasis de grabación de HF, seguido por un de-énfasis de reproducción, fue adoptado inicialmente para los discos de 78 rpm, de forma que el recorte de agudos en la reproducción disminuye el irritante «silbido» debido al polvo esmeril acumulado en los discos de goma laca, y se ha mantenido incluso para el caso de las superficies de vinilo mucho más silenciosas.

La ecualización de reproducción más frecuente para los discos de 78 rpm es similar a la RIAA, pero con constantes de tiempo de 3.180 microsegundos, 45 microsegundos a 1 KHz y 50 microsegundos a 20 KHz.

Circuitería de ecualización para la reproducción

Hay varios circuitos posibles que generarán la curva de reproducción RIAA para transductores captadores sensibles a la velocidad y se muestran en la figura 2. De todos estos, los más simples son las redes «pasivas» de ecualización a) y b), teniendo presente que para la adecuada precisión en la respuesta en frecuencia requieren que la impedancia de la fuente sea muy baja y que la impedancia de carga sea muy elevada en relación a R1.

Figura 2. Esquemas de circuitos posibles para la ecualización RIAA. R3C3 en (g), forman una red de 75 microsegundos, como es el caso de la segunda etapa en (h). Las redes de las líneas de puntos son simplemente filtros de HF.

Los valores necesarios para los componentes R_1 , R_2 , C_1 y C_2 se derivaron por Livy en términos de la constante de tiempos, y se expresaron de una forma mucho más comprensible por Baxandall, en el transcurso de un excelente análisis de las varias opciones de ecualización RIAA.

Utilizando la fórmula indicada por Baxandall, aplicable a los esquemas de las figuras 2(a) y 2(c),

$$R_1/R_2 = 6,818$$

$$C_1 \cdot R_1 = 2.187 \text{ microsegundos}$$

$$C_2 \cdot R_2 = 109 \text{ microsegundos}$$

Para los esquemas de 2(b) y 2(d), los valores adecuados serán:

$$R_1/R_2 = 12,38$$

$$C_1 \cdot R_1 = 2.937 \text{ microsegundos}$$

$$C_2 \cdot R_2 = 81,1 \text{ microsegundos}$$

Los esquemas activos de 2(c) y 2(d), en los que un circuito amplificador operacional de buena calidad se utiliza como bloque de ganancia, no tiene las mismas limitaciones en la impedancia fuente/carga que las redes pasivas simples.

Se pueden aplicar unos cálculos de valores de componentes similares a los circuitos que se pueden ver en 2(e) y 2(f), pero con la reserva de que mientras que la especificación

para la reproducción RIAA requiere que la ganancia por encima de 2 KHz debe decrecer con un valor constante de 6 db/octava hasta un valor de frecuencia infinito, cualquier esquema de amplificador con realimentación en serie del tipo mostrado en 2(e) y 2(f), tenderá a la ganancia unidad a frecuencias a las que la impedancia de la red de alimentación es baja en relación con la impedancia de R_{fb} y C_{fb} .

Esto proporciona una diferencia tonal entre los circuitos RIAA con realimentación en serie y realimentación en paralelo, lo cual puede ser explicado parcialmente por la diferente característica de la distribución de frecuencias del ruido residual, y por la desigual peculiaridad transitoria de los dos circuitos debido al aplastamiento de la HF residual en la curva de respuesta de la realimentación en serie.

Baxandall apuntó, sin embargo, que esta deficiencia se puede subsanar mediante la utilización de una red RC aislante adicional, como se muestra en las líneas de puntos en los dibujos. Para «mejorar» la característica de la atenuación de HF del

circuito, esta adición es usada en la actualidad por los fabricantes más perfeccionistas.

En los esquemas mostrados en 2(c)-2(k), la resistencia R_{in} es la resistencia de carga especificada por el cartucho captador empleado y es típicamente de 47 K Ω para un cartucho de imán móvil o de reluctancia variable.

Este defecto en los sistemas realimentados en serie, consistente en que la curva de ganancia tienda a la ganancia unidad a alta frecuencia, se puede evitar mediante la división del circuito de ecualización en dos partes, utilizando una etapa de entrada con realimentación en serie, como se muestra en 2(g) y 2(h) para manejar esta parte del espectro de potencia entre 20 Hz y 1 KHz, seguido de una red de aislamiento pasiva o por un integrado activo, para proporcionar el redondeamiento necesario en la ganancia entre 1 KHz y 20 KHz. Sin embargo, esto debería tenerse presente en el caso del circuito 2(g), en el que la constante de tiempo de salida (75 microsegundos) será modificada por la impedancia de carga R_1 y será $(R_1/R_3)C_3$, en lugar de R_3C_3 .

3

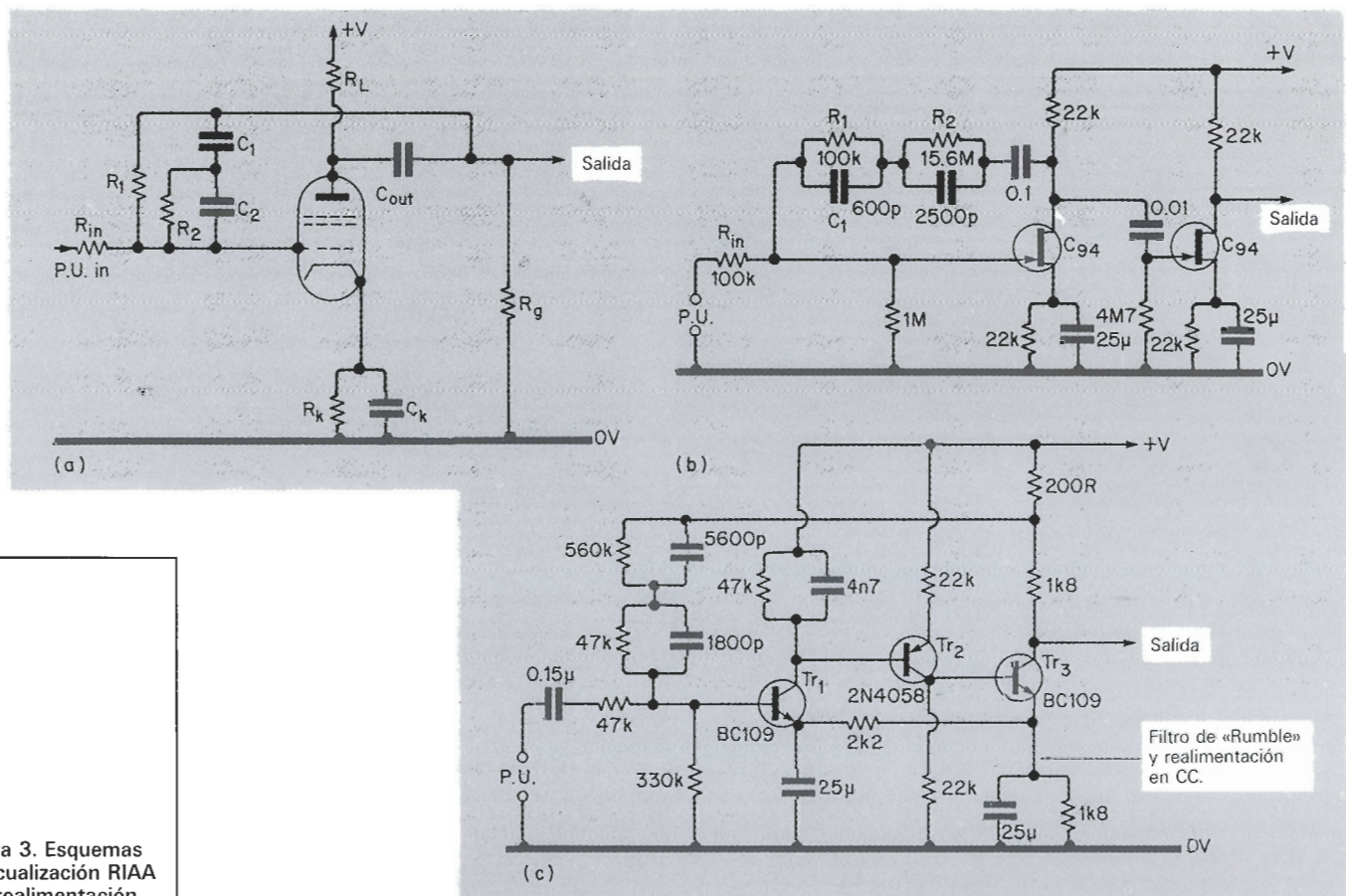


Figura 3. Esquemas de ecualización RIAA con realimentación en paralelo por Livy (a), James (b) y Linsley Hood (c).

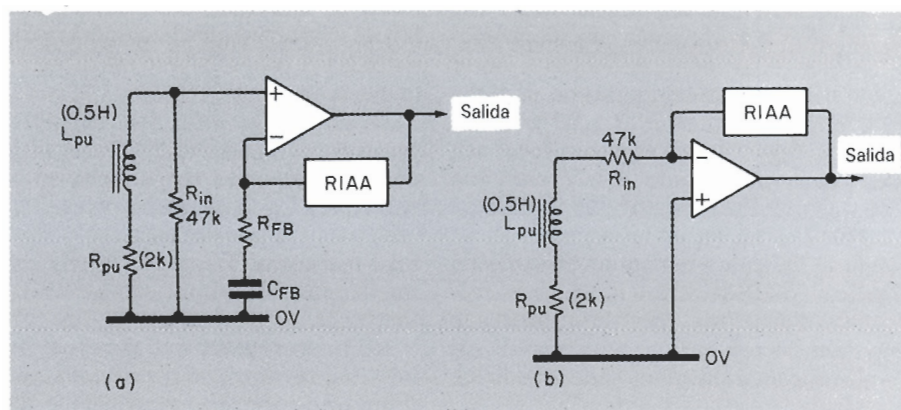
Esquemas de circuitos prácticos

En las etapas de ecualización RIAA, funcionando a válvulas, era una práctica convencional utilizar la realimentación en paralelo en torno a una etapa simple de alta ganancia fundada en un pentodo en la forma indicada por Livy y mostrado en la figura 3a. James mostró un circuito equivalente basado en FET 3(b) y en circuitos que utilizan etapas de ganancia cimentadas en un único transistor de unión como las indicadas por Tobey y Dinsdale y Caryer y Tarmar, aunque en todos estos casos la etapa de ganancia debería ser mucho menor que la proporcionada por un pentodo.

Como se puede pensar que las ventajas de la realimentación en paralelo pesan más que las pequeñas desventajas que supone una figura de ruido algo peor, se pueden seguir estos modelos en el diseño de las etapas de entrada RIAA utilizadas en los modelos iniciales del autor, aunque éste utilizó los circuitos de entrada de tres transistores de 3(c) para proporcionar una mayor ganancia para un aumento de la precisión en las características de ecualización.

Estas ventajas son tales que los sistemas realimentados en paralelo ofrecen el sistema más simple de obtener la ecualización correcta en el extremo de HF de la banda pasante; que ellos proporcionan una mayor inmunidad a las sobrecargas de entrada debidas a los «clics y plops» del disco; y que en teoría permiten un menor nivel de distorsión armónica. Sin embargo, todos estos sistemas de realimentación en paralelo adolecen del hecho de que la figura del ruido del circuito aparece influida por la presencia de la resistencia de carga de entrada del captador R_{in} , el cual es típicamente del orden de 75 K Ω . Por lo tanto, tienen una figura de ruido de banda ancha superior a los circuitos equivalentes con realimentación en serie del tipo mostrado en 2(f), en el que la resistencia de entrada R_{in} se encuentra en paralelo con el cartucho captador que, a su vez, puede tener una resistencia de bobinado de 2 K Ω o inferior, proporcionando una resistencia de entrada del circuito para CC muy inferior. Unos cálculos simples de la tensión de ruido podrían mostrar que un circuito realimentado en paralelo, con una resistencia de entrada de 47 K Ω , tendría una tensión de ruido de entrada media equivalente, a la temperatura ambiente, de unos 4 microvoltios, medidos sobre un ancho de banda de 20 KHz. El circuito

4



realimentado en serie equivalente muestra unos 0,8 microvoltios con la misma resistencia de carga de entrada, pero en paralelo con la resistencia de la bobina del captador de 2 K Ω . Estas figuras indican una relación señal/ruido máxima posible de 57 dB con referencia a una señal de entrada de 2 milivoltios para el sistema realimentado en paralelo, en comparación con una señal/ruido de 68 dB para un sistema realimentado en serie equivalente.

Estos cálculos simples dejan de lado dos factores importantes, que la etapa de ganancia RIAA no posee un ancho de banda efectivo de 20 KHz —en la práctica es probable que sea inferior a la décima parte de esa magnitud—, y que el cartucho captador suele tener una inductancia del orden de 0,5 H, como se puede ver en la figura 4(a) y 4(b).

Esto provoca que la impedancia de entrada del circuito aumente con la frecuencia de entrada, con lo que se incrementa de forma consecutiva el voltaje del ruido de salida del circuito realimentado en serie, pero se reduce en el caso del montaje

con realimentación en paralelo, de forma que la diferencia entre el ruido de fondo entre los circuitos es bastante inferior a los 14 dB indicados anteriormente.

Sin embargo, los críticos de equipos preferían medir e indicar los valores de señal/ruido estáticos con las entradas «phono» cortocircuitadas en lugar de con cartucho captador conectado. Esta situación provocó que la mayoría de los fabricantes adoptasen circuitería de entradas RIAA con realimentación en serie del tipo que se muestra en la figura 4 (a) en los equipos que se ofrecían desde mediados de 1960 en adelante. Un buen ejemplo de un amplificador de entrada para «phono» contemporáneo es el que se muestra en el diseño debido a Dinsdale, y presentado de forma simplificada en la figura 5; virtualmente todos los amplificadores comerciales que se ofrecen en la actualidad adoptan un esquema similar, aunque con transistores de silicio reemplazando de forma progresiva a los de germanio.

Un problema que presentaban es-

Figura 4. Influencia de la bobina del fonocaptor en la impedancia del circuito.

5

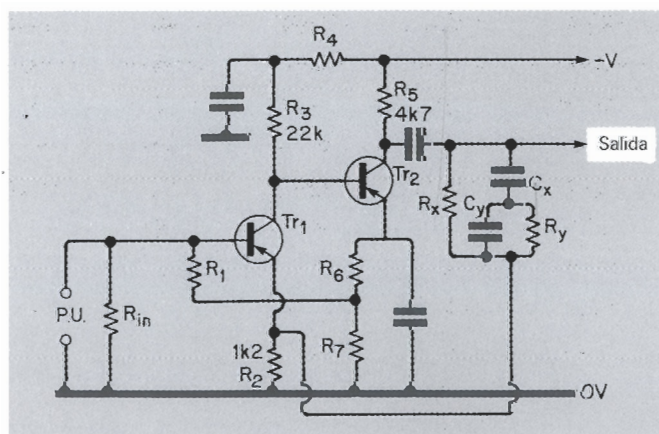
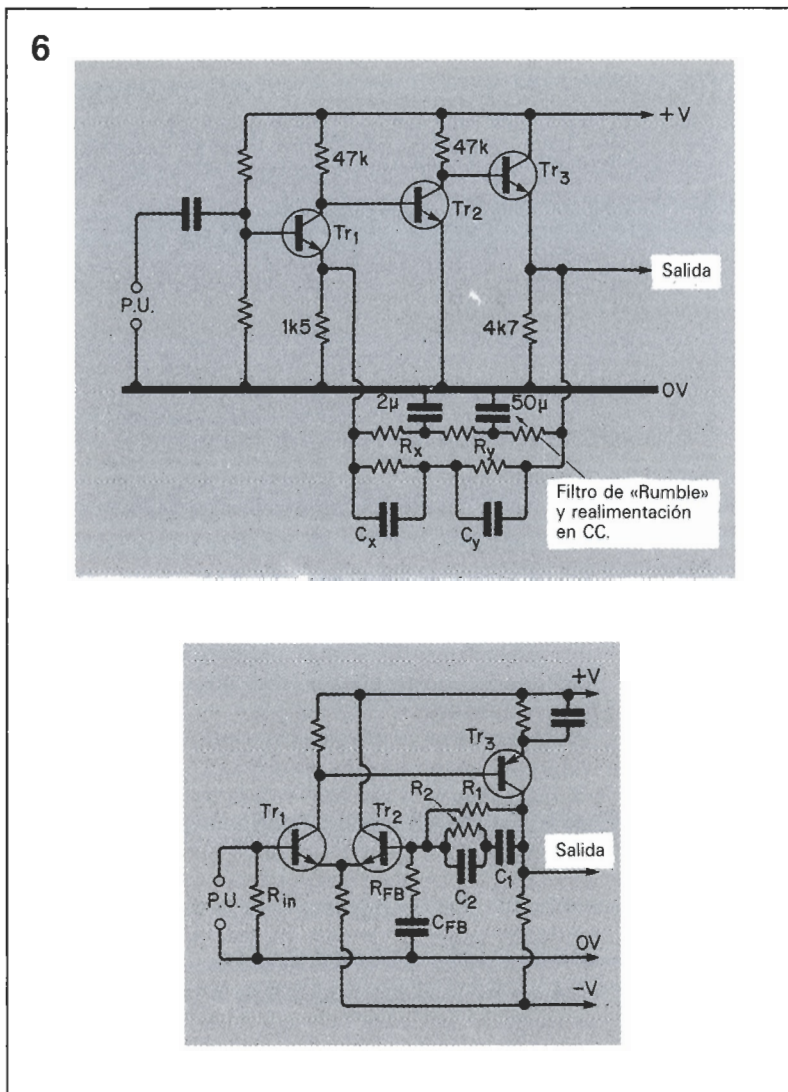


Figura 5. Circuito RIAA creado por Dinsdale, que se convirtió en un estándar en la industria.

Figura 6. Un circuito creado por Bailey, en el cual el efecto de carga de la red de ecualización es eliminado, como se puede ver en (a). El circuito de la figura (b) es un intento de separar el circuito de base Tr1 de la red de alimentación.



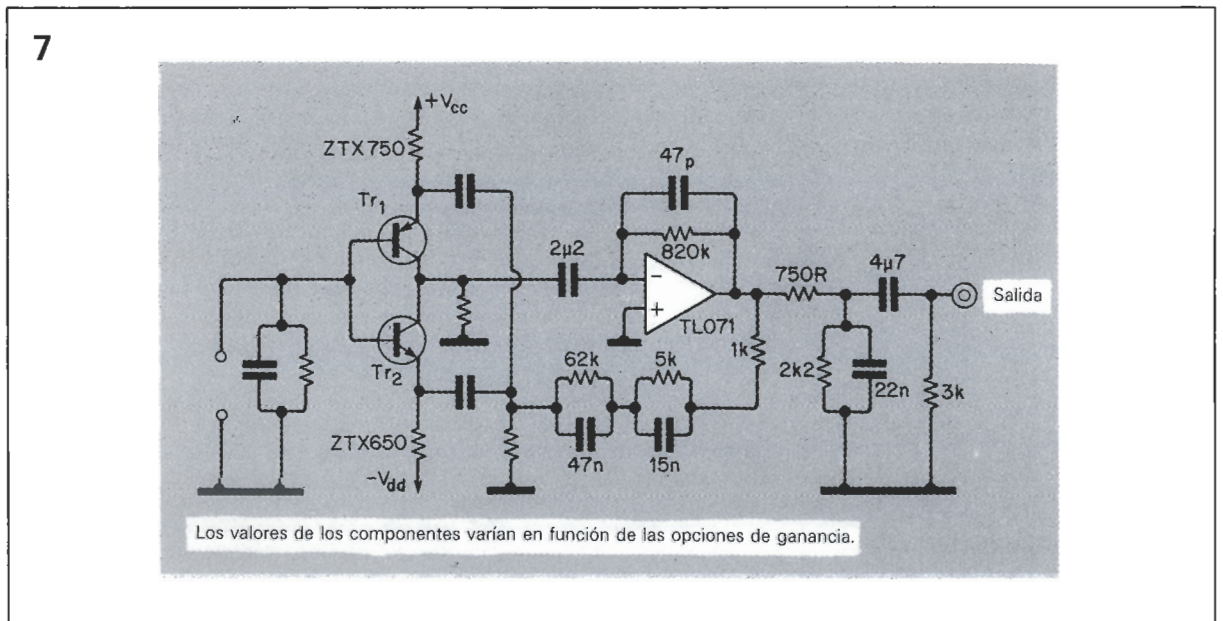
Bayley consiguió una mejora elaborando el circuito con tres transistores en la forma mostrada en la figura 6a, con un seguidor de emisor de baja impedancia de salida, Tr33, para alimentar la red RIAA. Esto también permite una ganancia mucho mayor en las etapas amplificadoras, lo cual mejora la precisión de la corrección de las características y disminuye la distorsión del circuito, especialmente en los extremos de la banda de paso audio. Hasta hace poco, este esquema de tres transistores con realimentación en serie fue el preferido como circuito de entrada RIAA en la mayoría de los equipos de audio comerciales. Sin embargo, el esquema todavía adolece de un problema sutil, como la realimentación negativa se aplica entre el emisor y la base de Tr1, los componentes en el circuito de base se encuentran efectivamente en la línea de la realimentación. La utilización de una configuración con el par de entrada del tipo de seguidor largo, como se muestra en la figura 6(b), reduce el problema pero no lo resuelve por completo.

Algunos diseños comerciales recientes han adoptado esquemas de circuitos de ecualización de dos elementos de los tipos mostrados en 2 (g) y 2(h), con una confianza creciente en los amplificadores operacionales de alta calidad y bajo ruido contenidos en circuitos integrados y utilizados como bloque de ganancia. Aunque Quad había elegido principalmente esquemas de ecualización de etapas simples basados en amplificadores operacionales, del tipo mostrado en 2(k)—con un pequeño circuito de aislamiento CR para ajustar el extremo de HF de la curva respuesta—en una versión de la unidad

tos circuitos RIAA de dos transistores consistía en que a elevadas frecuencias de audio, la red de ecualización $R_x C_x C_y$ se encuentra en serie con R2, pero se halla realmente

en paralelo con la resistencia de carga del colector de Tr2, lo que limita de forma sustancial la posible oscilación de la tensión de salida en este punto.

Figura 7. Esquema de circuito de entrada RIAA actual de Quad.



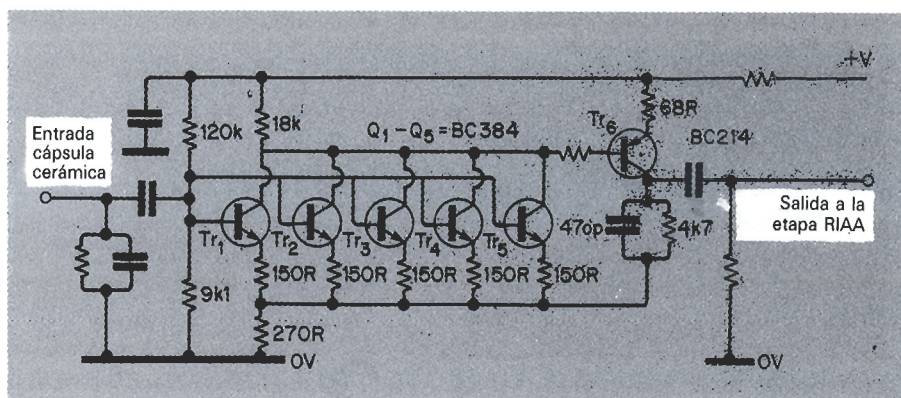


Figura 8. Un método, debido a Naim, de obtener una entrada de bajo ruido. Los transistores de pequeña señal en paralelo mantienen una resistencia de ruido de entrada efectiva baja.

de control RIAA 44, el circuito de entrada también utiliza un sistema de ecualización de dos elementos del tipo mostrado en 2(g).

En todos los diseños actuales, Quad utiliza un esquema muy ingenioso de bajo ruido basado en un amplificador inicial de dos transistores completamente simétrico mostrado en la figura 7, el cual permite la utilización de un amplificador operacional de entrada FET, de entrada normal, como segunda etapa de ganancia, incluso para las entradas de micrófonos muy sensibles.

La única innovación más importante que el autor ha encontrado entre los circuitos comerciales contemporáneos es la que utiliza Rotel en el RCi-870 y en sus diseños recientes, donde se sirve de un amplificador operacional de bajo ruido NE5534AN como una etapa de ganancia de entrada con una respuesta en frecuencia plana seguida por un circuito RIAA simple, realimentado en paralelo, del tipo mostrado en la figura 2(d). Esta es una reminiscencia del esquema adoptado por Cambridge Audio en el año 1960. Haciendo que los requisitos de sobrecarga de entrada y de figura de ruido se logren por la entrada de ganancia de entrada, este esquema puede ofrecer casi una solución perfecta a la etapa de ecualización RIAA, particularmente porque la ganancia de la etapa de entrada se puede ajustar con facilidad para que pueda manejar un amplio rango de niveles de señal de entrada.

La mayoría de los diseños recientes para sistemas de ecualización RIAA, descritos por ingenieros independientes, emplean bloques de ganancia basados en componentes discretos para ser utilizados con barras de alimentación con voltajes superiores, para permitir un nivel de sobrecarga mayor del que se puede

obtener con circuitos integrados estándar —los cuales estarán diseñados para funcionar principalmente con alimentaciones entre ± 15 voltios. Se utilizan esquemas de circuitos con elaboración creciente para lograr mayores ganancias en bucle abierto y una menor distorsión armónica.

Algunos ejemplos típicos han sido presentados por Self y Marsh. Esta aproximación también ha sido adoptada en unidades ofrecidas por Pioneer (C-90BK, etc.), Technics (SU-V50, etc.) y Marantz (PM949, etc.). Los esquemas de circuito del tipo mostrado en 2(e) y 2(f), pero con bloques de ganancia con componentes discretos altamente elaborados, parecen ser la tendencia más normal en los diseños comerciales de alta calidad.

Amplificadores de entrada para cabezas de bobina móvil

La mayor ventaja de los cartuchos fonocaptadores de bobina móvil (MC) sobre los más normales de imán móvil (MM) o de reluctancia variables (VR) es que las bobinas tienen una inductancia muy inferior a la típica 0,3-1H para un sistema de bobina fija, lo que proporciona al diseño de bobina móvil una respuesta de HF más extensa y favorecedora. La relación más íntima entre el montaje de la punta y el sistema de bobina también permite una mejor separación de los canales estéreos (30-40 dB frente a los 20-30 dB para los tipos de imán móvil y reluctancia variable).

9

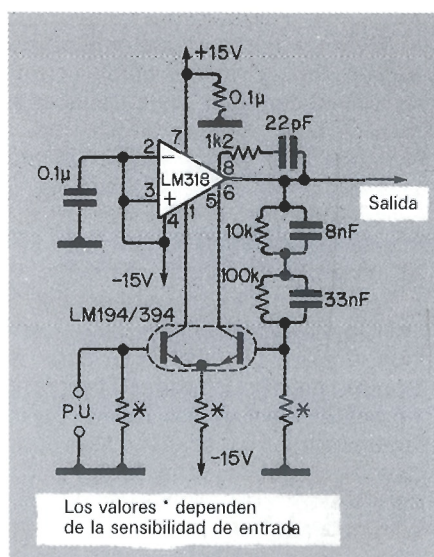


Figura 9. Esta es una solución similar a la de la figura 8 en la que el par «super-pareado» contiene muchos transistores en paralelo.

La menor inductancia de las bobinas del captador en los diseños de bobina móvil hace que las características del cartucho dependan mucho menos de la impedancia de la carga de entrada del amplificador, típicamente del orden de 100 ohmios y de su capacidad de entrada, incluyendo las de las líneas de conexión.

Las medidas realizadas por el autor también muestran que las figuras típicas de distorsión armónica de un conjunto de cartucho de bobina móvil eran sensiblemente inferiores a los de los sistemas de bobina fija, aunque todas estas figuras podrían empeorar drásticamente por pequeños errores en la alineación del cartucho captador.

Estos factores, unidos a una aparente mejor característica dinámica, han hecho que los diseños de bobina móvil sean el tipo de cartucho preferido para los aficionados a la alta fidelidad, a pesar de que su tensión de salida puede ser 20 veces inferior al de los tipos normales de bobina fija. La mayoría de los preamplificadores actuales de alta calidad ofrecen entradas de

«phono» de bajo ruido y alta sensibilidad.

A pesar de que muchos utilizan la práctica común para estos tipos de circuito de entrada de efectuar una etapa amplificadora inicial por delante del circuito RIAA principal, el cual se puede conmutar para ser utilizado cuando se necesita, algunos fabricantes como Quad (fig. 7) tienen suficiente confianza en su circuitería de entrada RIAA normal simple, para ofrecer opciones de conmutación de ganancias para ellas.

El mayor requisito de diseño para una circuitería de muy bajo ruido es la preservación de una resistencia de ruido de entrada efectiva baja, determinada principalmente por la naturaleza y el dispositivo de entrada.

John Barleycorn ha publicado artículos de revisión resumiendo las aproximaciones posibles, quien también muestra cierto número de esquemas de circuitos comerciales y Selft que proporcionan una comparación valiosa entre las figuras de ruido de entrada de cierto número de semiconductores.

En general, excluyendo la simple

opción de un transformador de entrada de 20:1, la selección consiste en el uso de un número de pequeños transistores idénticos de pequeña señal conectados en paralelo, como en el Naim NAC20 mostrado en la figura 8; o en un dispositivo especialmente fabricado con ruido ultrabajo como corresponde al National Semiconductor LM194/394, que es un circuito integrado en el cual existen una gran cantidad de dispositivos idénticos conectados en paralelo dentro del microprocesador.

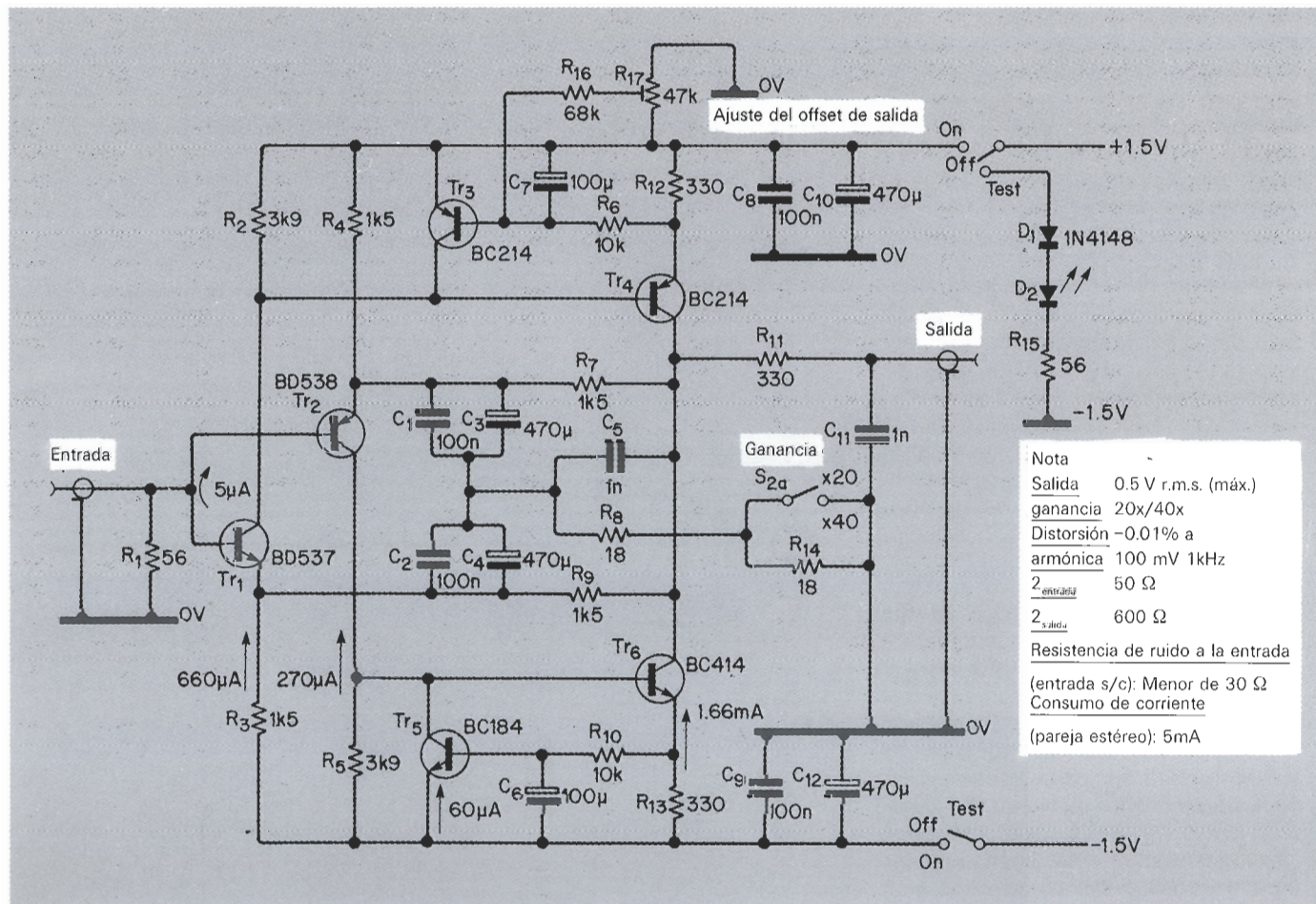
Un circuito propuesto se puede ver en la figura 9.

Alternativamente, algunos tipos de transistores de poca potencia, como el BD435, BD537 y el BD538, proporcionarán una impedancia de entrada y un nivel de ruido adecuadamente bajos. Un diseño de circuito típico de este tipo se puede ver en la figura 10.

En sucesivos artículos explicaremos algunos otros aspectos del diseño de los preamplificadores tales como los niveles, circuitería de filtro y control de tonos.

Figura 10. Este es un diseño de Linsley Hood del año 1985 para un amplificador de entrada para micrófono de bajo ruido utilizando transistores de baja potencia.

10



CONECTA CON

DATA Fox 386

¡Por vez primera, puedes tener a tu alcance el soporte de software más completo que existe!

DATA FOX y F&G EDITORES ponen a tu disposición, a través de la línea telefónica, un completísimo soporte que incluye –entre otros– servicios de:

- **ON-LINE** rápido y eficaz
- Extensa biblioteca de programas de **Dominio Público, Freeware y Shareware**
- Bases de datos
- Soporte de **PC y compatibles, Atari y Appel Macintosh**

¡y la posibilidad de **compartir tu experiencia** con los demás suscriptores de nuestras publicaciones!

TARIFAS

Normales

A) Por horas:

Inscripción anual: 6.000 Ptas.
Cuota mantenimiento mensual: 600 Ptas.
Hora alta (8 AM a 17 PM): 600 Ptas.
Hora baja (17 PM a 8 AM): 400 Ptas.
Fines de semana: 600 Ptas.

B) Cuota fija:

Inscripción anual: 6.000 Ptas.
Cuota mantenimiento mensual: 600 Ptas.
Cuota fija diaria: 200 Ptas. (con o sin llamadas)
Contrato mínimo: 3 meses (24.000 Ptas.)

OFERTA suscriptores F&G EDITORES

15.000 Ptas, 6 meses (todo incluido)
25.000 Ptas, un año (todo incluido)

Todo esto y mucho más puedes encontrarlo en **DATA-FOX 386.**

No esperes a mañana: ¡Conéctate ya!

DATA Fox 386

AHORA CON 7 LINEAS TELEFONICAS:

(93) 434 04 32 — 2.400/N81/NMP5

(93) 418 70 77 — 2.400/N81/NMP5

(93) 434 04 92 — 9.600/HST/V42BIS

24 horas al día; 7 días a la semana

Recorta y envía este cupón a:

DATA-FOX 386, Pza. de Bona Nova, 6 - 08022 BARCELONA

Si, deseo hacerme socio de DATA-FOX, según la modalidad de pago que indico.

NOMBRE _____ APELLIDOS _____

DIRECCION _____ C. POSTAL _____

POBLACION _____ PROVINCIA _____

PROFESION _____ EDAD _____ NIF _____

A) Por horas (adjunto cheque de 10.000 Ptas: 6.000 inscripción y 4.000 en créditos)

B) Cuota fija (adjunto cheque de 24.000 Ptas: inscripción más 3 meses, todo incluido)

C) Suscriptor a obra de F&G durante 6 meses (adjunto cheque de 15.000 Ptas)

D) Suscriptor a obra de F&G durante 1 año (adjunto cheque de 25.000 Ptas)

FORMA DE PAGO:

Cheque conformado por el banco
(al portador)

Obra a la que está suscrito: _____

Con este sintetizador digital directo podremos generar de forma digital una onda sinusoidal de baja distorsión.

SINTETIZADOR DIGITAL SENOIDAL

Es muy probable que alguna vez hayamos deseado poseer uno de esos fantásticos generadores de frecuencia que nos permiten tener una frecuencia exacta sin tener que jugar con el mando de sintonía para conseguir la frecuencia exacta que buscamos. Sin un frecuencímetro de alta calidad o sin una paciencia infinita es imposible hallar una frecuencia de audio sin una constante oscilación. Si de uno de estos frecuencímetros de precisión eliminamos los extras que lo encarecen, y nos quedamos con la resolución y la estabilidad, tendremos el circuito que presentamos en este artículo.

Aunque este sintetizador no posee las características de algunos productos muy caros, nos proporci-

na una precisión de 1 Hz sobre una frecuencia de 500 KHz con una precisión controlada por cristal, todo por un precio muy inferior al de mercado de un equipo similar. Después de añadir una caja adecuada y una fuente de alimentación, tendremos un sintetizador de frecuencia digital suficientemente pequeño como para caber en cualquier banco de trabajo y bastante perfecto para proporcionarnos esa frecuencia tan precisa que necesitamos para el nuevo proyecto que tenemos.

Síntesis digital directa

Como su nombre indica, la síntesis digital directa (DDS) es un procedimiento de generación de frecuencia que usa métodos digitales en lugar del tradicional oscilador analógico, lazo de bloqueo de fase o banco de cristales. La disponibilidad de los circuitos digitales rápidos y los convertidores D/A hacen este proyecto posible para la mayoría de los entusiastas de la electrónica.

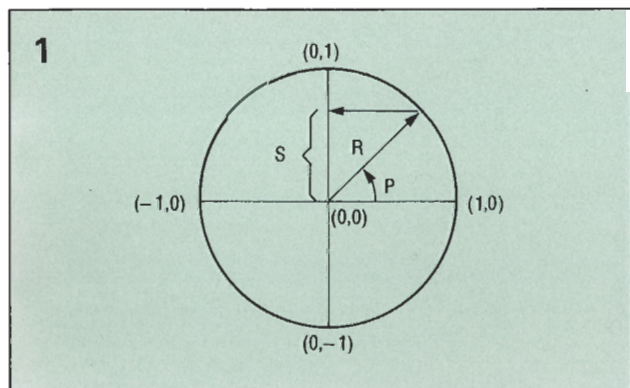
Es aconsejable un repaso de trigonometría para el entendimiento de la DDS, antes de entrar en profundidades de la electrónica. La figura 1 muestra un círculo con un radio cuya longitud se ha ajustado arbitrariamente a uno. La línea que repre-

senta al radio, denominada R, puede rotar alrededor del círculo a través de un ángulo P, que será denominado como fase. Trazando una línea horizontal desde la punta de R hasta su intersección con el eje vertical, se define la longitud S, mostrada en la figura. Como el radio R puede realizar una rotación completa alrededor del círculo, la longitud de S toma todos los valores entre +1 y -1, mientras que P varía de 0 a 360 grados. La longitud S es precisamente la función seno de P, mostrada en la figura 2-a.

Si en vez de permitir rotar libremente a R en torno al círculo establecemos 8 saltos iguales alrededor del círculo, entonces los valores de S tendrán la forma de onda mostrada en la figura 2-b. Cuando incrementamos el número de pasos a 64, la aproximación a la función seno real es mucho mayor, como se puede observar claramente en la figura 2-c. En la práctica se utilizan filtros analógicos para suavizar los saltos, como pronto veremos.

De esta simple explicación podemos deducir un método para generar una frecuencia variable. Asumimos que cada paso se produce en un preciso instante determinado, de modo que variando el ancho del paso podremos variar también el número de pasos alrededor del círculo.

Figura 1. Este círculo tiene un radio cuya longitud está arbitrariamente ajustada a uno. Como R gira alrededor del círculo, S tomará todos los valores entre +1 y -1.



Con menos pasos, el círculo se cubre más rápidamente y, por lo tanto, conseguimos la frecuencia más alta de la aproximación a la onda sinusoidal. Hay que indicar que pocos pasos significa una aproximación más tosca a la función seno real, con una salida cercana algunas veces a la onda cuadrada, donde se sitúa el límite de esta técnica. Ahora, todo lo que tenemos que conseguir es un circuito que sincronice los pasos de fase variable con un reloj de precisión.

La figura 3 muestra un diagrama de bloques del sistema. El bloque denominado Acumulador de Fase añade repetitivamente el valor ajustado por el Programador de Ancho de Paso a la suma, realizando la función de escalonado del radio R alrededor del círculo en incrementos de fase iguales. El acumulador de fase se comporta como un simple contador, excepto que en vez de incrementar su salida en uno por cada pulso de reloj, la salida avanza el valor ajustado en la programación del ancho de paso. El bloque denominado SEN(O(P) convierte el valor almacenado en el acumulador de fase en una aproximación a la amplitud del seno. El programador de ancho de paso es un simple banco de conmutadores DIP, el acumulador de fase es una serie de sumadores en cascada de 4 bit, y el bloque SEN(O(P) es una tabla de senos contenida en una EPROM.

El dato digital presente en la salida del bloque del SEN(O(P) se debería convertir en una tensión analógica para poderlo utilizar. En la figura 3 se muestra un método para hacer esto, que consiste en un convertidor D/A, un filtro y un amplificador de salida. El filtro ayuda a suavizar los bruscos saltos en la aproximación al seno, mientras que el ampli-

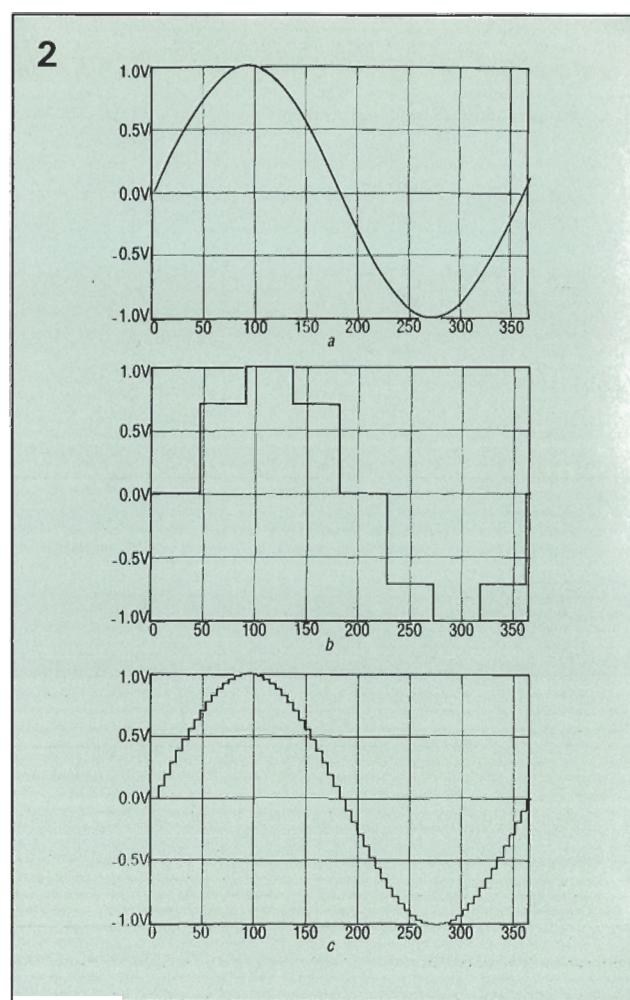
ficador de salida adapta la salida del convertidor D/A. En este diseño, las funciones de amplificación y filtrado están combinadas.

La resolución de frecuencia de un sistema DDS se ajusta mediante la frecuencia del reloj maestro, f_c , y el número de bits, N, en el acumulador de fase. Para el acumulador binario que tenemos aquí, la resolución es $f_c/2^N$. Si el programador de ancho de paso se ajusta al valor binario M, entonces la salida de frecuencia es $M \times f_c/2^N$. En nuestro diseño se mantiene M por debajo de N/4 para reducir la distorsión en la salida.

El circuito

Existen varios fabricantes que tienen circuitos integrados capaces de realizar todas las funciones digitales de partes del diagrama de bloques, pero son demasiado caros y muy difíciles de conseguir. La figura 4-a muestra el esquema parcial del acumulador de fase utilizando componentes que son baratos y sencillos de conseguir.

El acumulador de fase completo está compuesto por seis sumadores de 4 bit 74LS283, y sus salidas están enclavadas por tres 74LS374, un óctuple biestable tipo D. Las salidas de los 74LS374 realimentan a las entradas B de los 74LS283, que fuerzan la suma de los datos almacenados en los biestables tipo D con el valor ajustado por los conmutadores en las entradas A. Como los 74LS374 almacenan datos sólo en el flanco positivo de su entrada de reloj, el hecho de que sus entradas cambien rápidamente después del impulso de reloj no produce errores. El retardo a través del biestable y el sumador garantiza un funcionamien-



to libre de interferencias. En cada impulso de reloj tenemos una nueva suma presente en la salida del biestable. La salida de cada sumador estabiliza la nueva suma, permitiendo que el ciclo se repita continuamente. Esta suma representa el valor P del estudio teórico, mientras que el valor ajustado por los conmutadores DIP representa el ancho de cada paso de fase.

Figura 2. Como R gira, la longitud S es la función seno de P(a). Si determinamos 8 saltos iguales alrededor del círculo, tendremos el ancho de paso que aparece en b. Si hacemos 64 saltos, la aproximación a la función seno real es mucho más cercana (c).

3

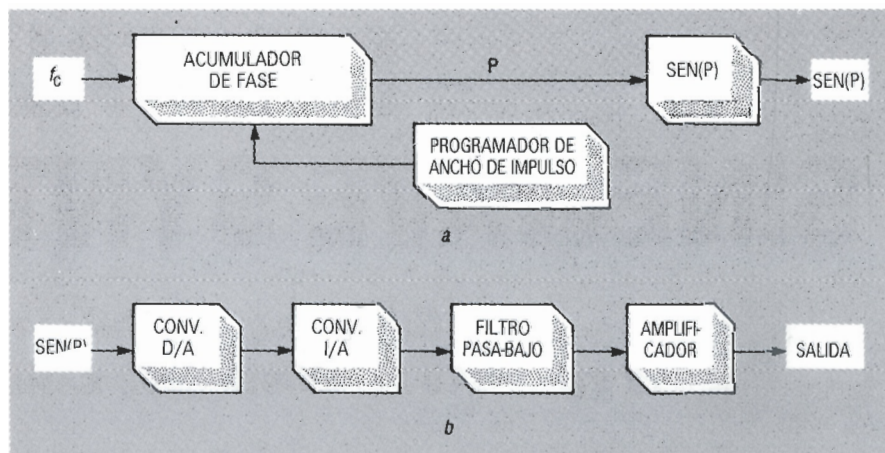
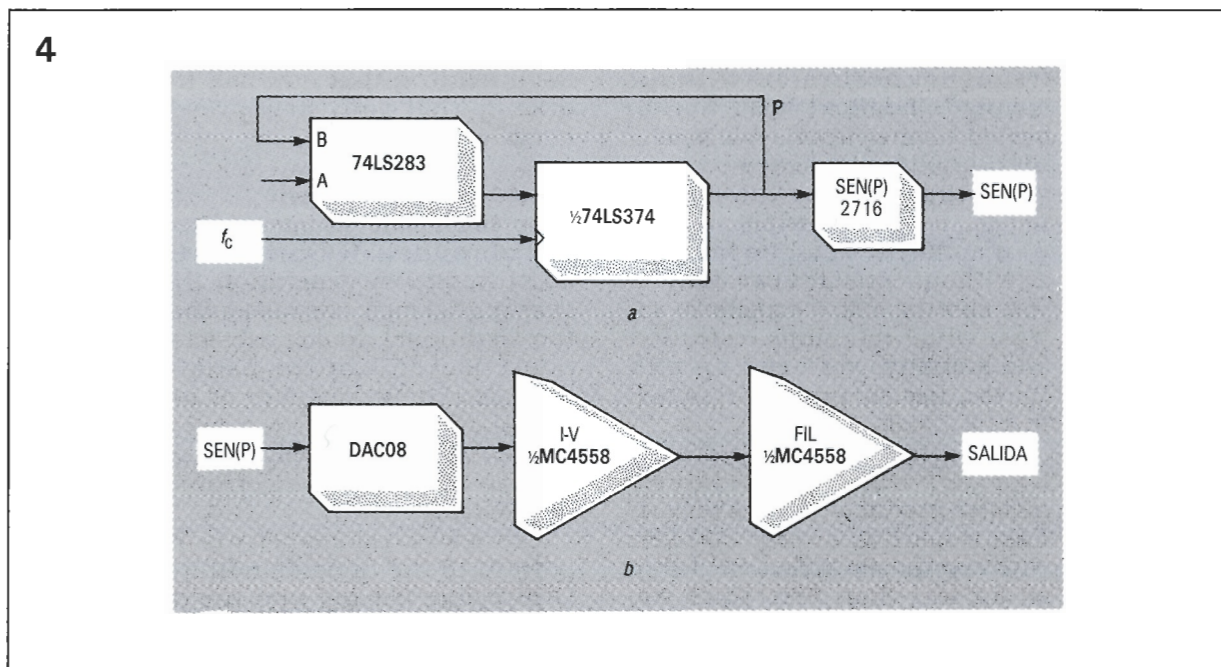


Figura 3. Diagrama de bloques del acumulador de fase y el convertidor fase a seno(a). Y diagrama de bloques del convertidor digital a analógico y la etapa de salida (b).

Figura 4. Esquema parcial del acumulador de fase (a) y el convertidor y la etapa de salida (b).



La tabla de senos está contenida dentro de una memoria EPROM 2716, proporcionando la conversión de fase a amplitud. Aunque en el acumulador de fase están disponi-

bles 24 bits, sólo se utilizan 21 bits para mantener la compatibilidad con los cristales realmente disponibles.

Los datos en la EPROM están representando los valores generados

por la función matemática $125.5(\sin(2\pi P/2048 - \pi/2))$ truncado a 8 bits, con P tomando valores de 0 a 2047, que son las direcciones de la EPROM. La fórmula equilibra la función seno de modo que asigna sus valores comprendidos entre 0 y 255 como valores P desde 0 a 2047, y evita los valores negativos, que complicarían la siguiente etapa. Esto hace coincidir la función con la EPROM 2716, con sus 11 bits para el espacio de dirección y 8 bits para el rango de salida. En el listado 1 se puede ver un programa en C utilizado para generar los valores de la tabla. Como la EPROM sólo tiene 11 líneas de dirección, se utilizan 11 líneas nada más del acumulador para esta aplicación. Los 8 bits de salida de la EPROM son una representación digital de la amplitud de la onda sinusoidal y se deben convertir a una tensión analógica antes de filtrarlo y amplificarlo.

Como la simplicidad y el bajo precio fue una de las metas del diseño, la salida de la EPROM se aplica a otro biestable de enclavamiento 74LS374, el cual habilita el período completo del reloj, permitiendo el uso de las memorias EPROM más lentas y por lo tanto más baratas. El biestable también garantiza una entrada libre de interferencias a la sección del convertidor D/A.

La figura 4-b muestra el circuito del convertidor D/A. La conversión se realiza usando el convertidor D/A de 8 bits DAC08 (se puede sustituir por un MC1408 con alguna pérdida de calidad). La salida del convertidor es una corriente proporcional al valor digital presente en su entrada paralelo de 8 bits. La corriente se ajus-

LISTADO 1

```
/* Este programa calcula el valor de la función seno de modo
que el cuarto y primer cuadrante provocan un código de 0 a
255. El código se genera para completar una PROM de 2048
bytes (2716 o equivalente) para un círculo completo de 2π
radianes. Se puede utilizar una memoria de otra capacidad
cambiando el valor de bytes en la declaración de tabla. */

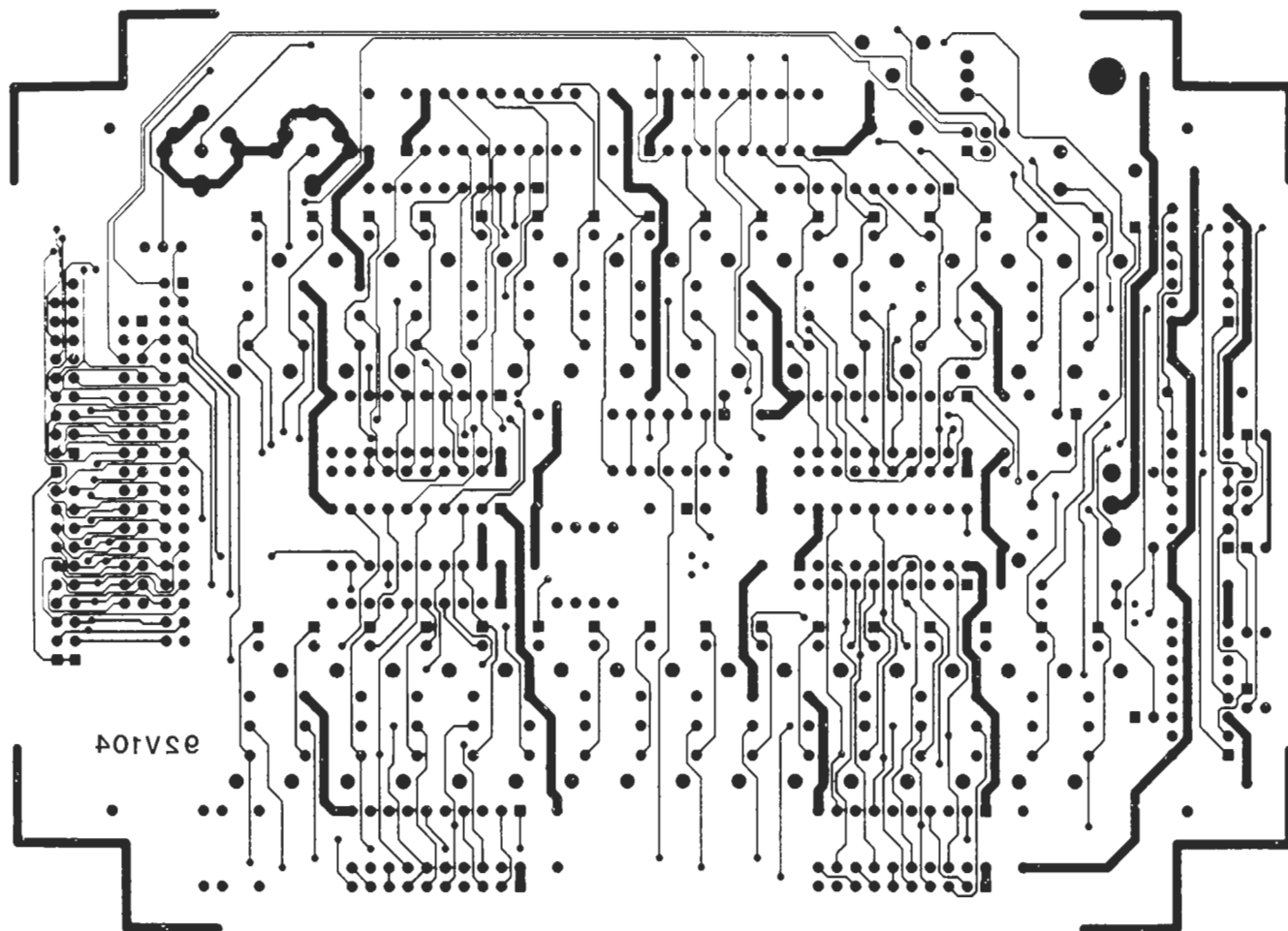
#include <stdio.h>
#include <math.h>

main( )
{
    double p = 0; /* phase input to sin fcn */
    double S = 0; /* output value of true sin fcn */
    int s; /* amplitude truncated to 8 bits */
    double sin( ); /* true sin fcn */
    double pi = 3.141592654;
    int addr = 0; /* address of EPROM */
    int bytes = 2048; /* size of EPROM in bytes */

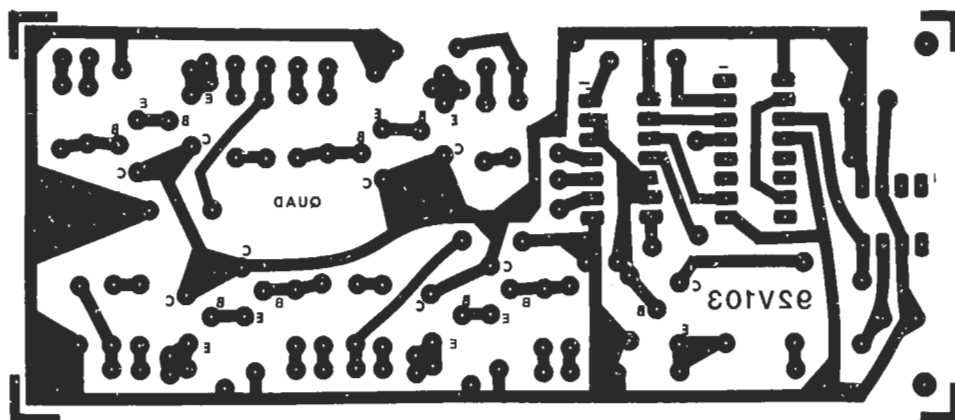
    printf("      0   1   2   3   4   5   6   7   8");
    printf("      9   a   b   c   d   e   f\n");
    while (addr < bytes)
    {
        if (addr % 16 == 0)
            printf("\n%4x ", addr);
        p = 2.0*pi* ( (double) addr ) / ( (double) bytes );
        S = 127.5*(1.0 + sin(p - pi/2.0)); /* gives 0 at -90 deg */
        s = ( int ) S; /* convert to an integer */
        if (S - ( (double) s ) >= 0.5 ) /* rounds if necessary */
            s++;
        printf(" %2x", s);
        addr++; /* increment address */
    }
}
```


EPS

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



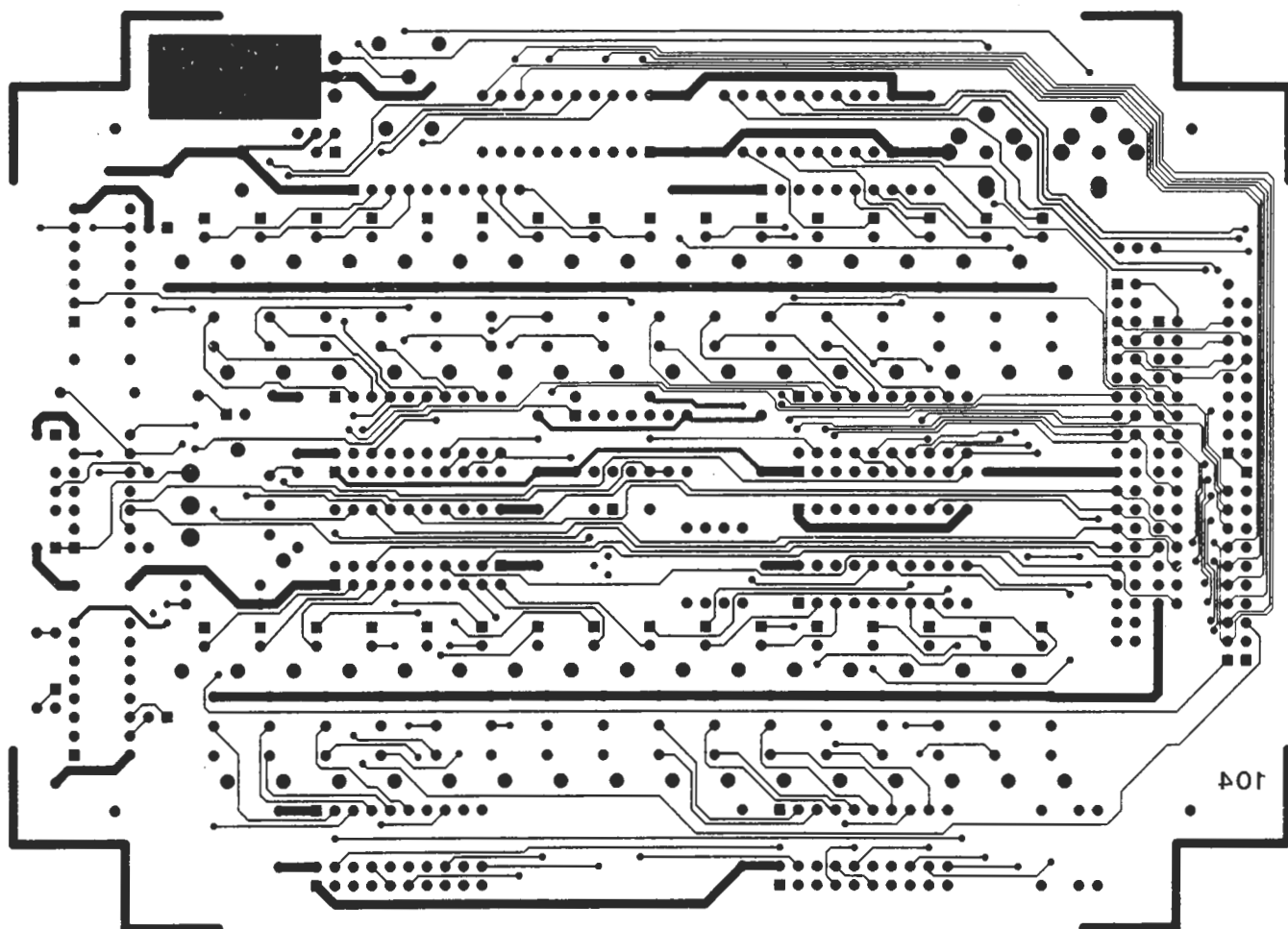
EPS92V104 Analizador lógico profesional de bajo coste (soldadura)



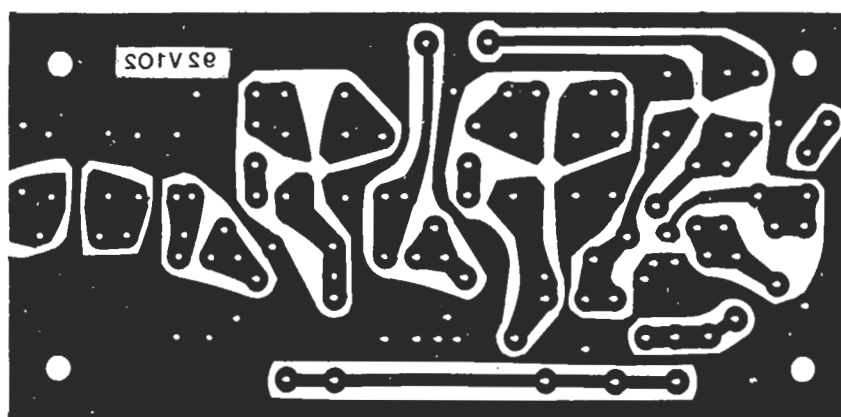
EPS92V103 Registrador gráfico de frecuencias

EPS

EPS



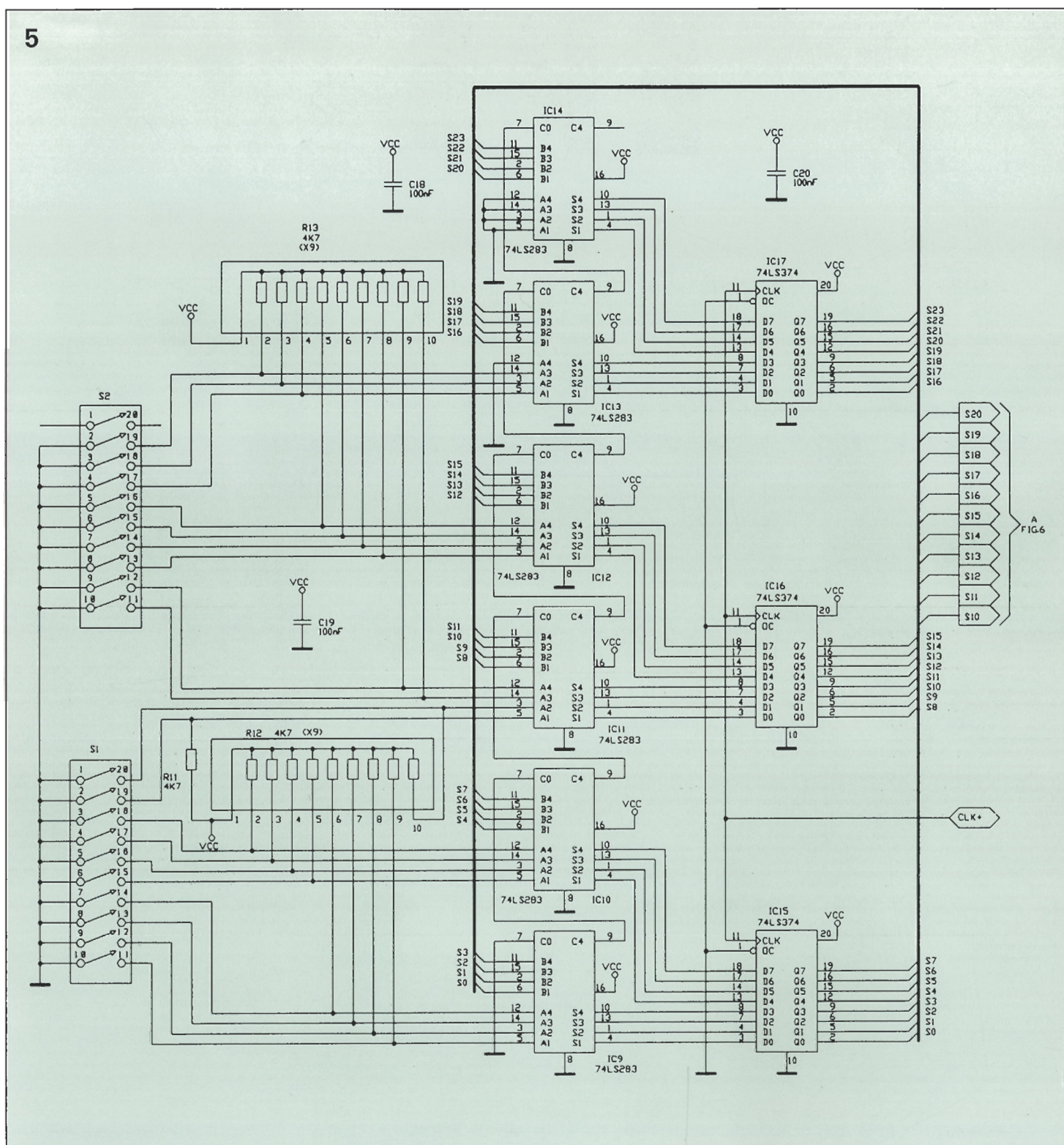
EPS92V104 Analizador lógico profesional de bajo coste (componentes)



EPS92V102 Convertidor OC/OM

The logo features the letters 'EPS' in a bold, black, sans-serif font. The letters are positioned in the center of the page, overlapping two horizontal bars. The top bar is a light sage green, and the bottom bar is a darker, more vibrant green. The 'EPS' text is large and prominent, with the 'E' and 'P' being slightly taller than the 'S'.

EPS



ta mediante R8 a un máximo de 1,06 mA. La palabra digital presentada en la entrada del convertidor D/A varía de 0 a 255, forzando a la corriente de salida a variar desde 0 a $(255/256) \times 1,06$ mA. Esta corriente se aplica entonces al amplificador operacional IC4-b, que la convierte en tensión, con una variación desde 0 hasta aproximadamente 1,0 voltios. El esquema completo del circuito acumulador de fase se muestra en la figura 5, y el esquema de

la sección analógica lo podemos ver en la figura 6.

En esta etapa de conversión, el filtrado de primer orden lo realiza C9. El amplificador operacional IC4 proporciona un filtrado adicional para conseguir suavizar más los escalones en la aproximación a la onda sinusoidal. La salida de este filtro de dos polos está acoplada en corriente alterna a la conexión de salida. La figura 7 muestra la respuesta relativa del filtrado proporcionado por la

etapa de salida. La frecuencia de codo del filtro se ajusta mediante la fórmula:

$$f_o = 1/(2\pi \sqrt{R7 \times C10 \times R6 \times C11})$$

que para los valores mostrados es igual a 842 KHz. En esta etapa se necesita un amplificador operacional de alta velocidad para filtrar la forma de onda de una manera efectiva. El amplificador usado aquí, un 4558, es un buen compromiso entre la calidad y el precio.

Figura 5. Este es el circuito completo del acumulador de fase.

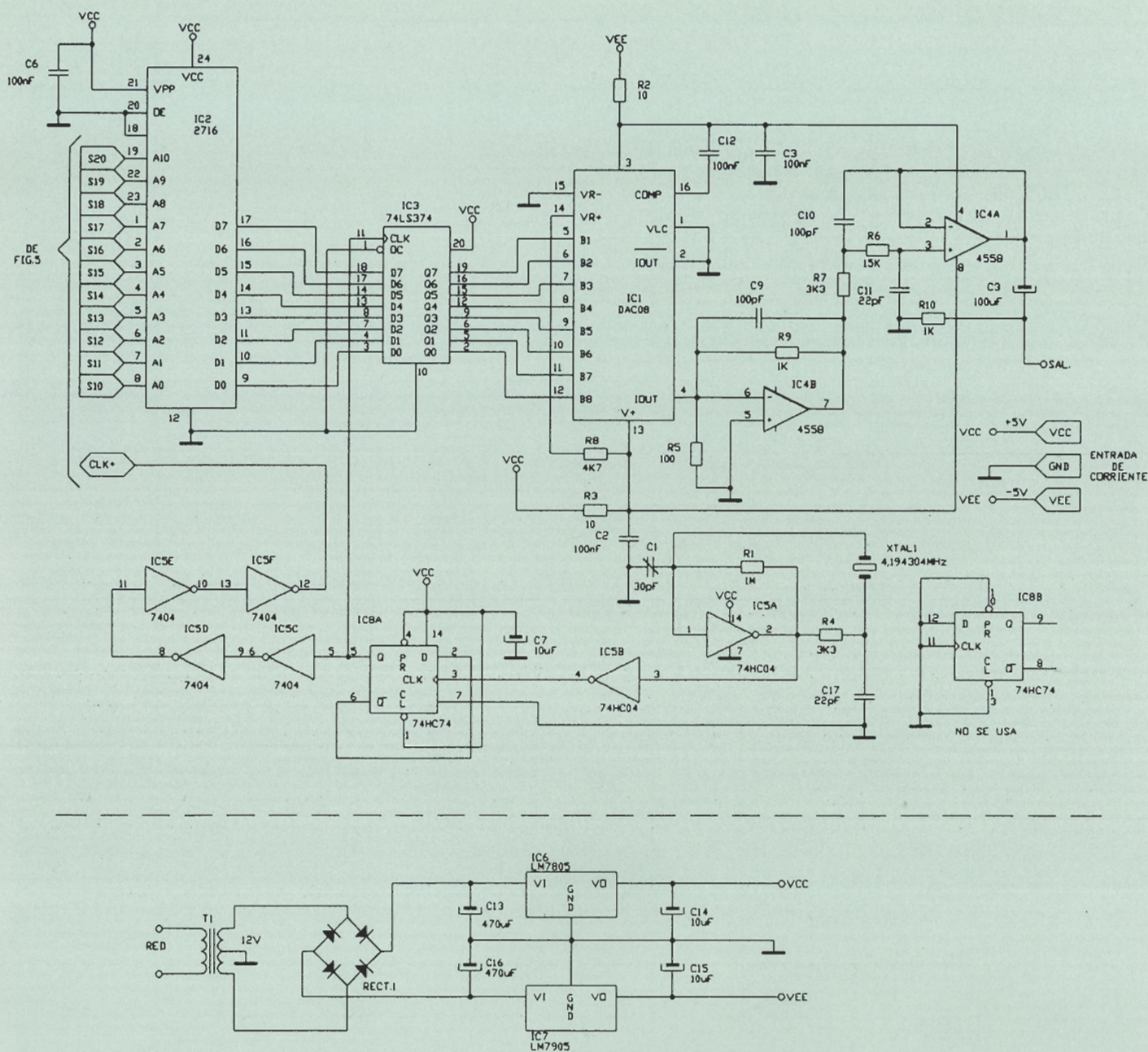


Figura 6. Esquema de la sección analógica.

El reloj general del sistema está proporcionado por un oscilador a cristal con una frecuencia de trabajo de 4,194304 MHz, que es exactamente 2 elevado a 22. Esta señal se divide por dos para proporcionar el reloj del acumulador de fase y el biestable de la EPROM. También se utilizan otros inversores adicionales, simplemente como elementos de retardo para asegurar que el impulso de reloj les llega a los biestables justo en el momento adecuado para evitar cualquier tipo de ruidos o interferencias. Con esta temporalidad y frecuencia de reloj se pueden uti-

lizar memorias EPROM tan lentas como 475 ns.

Utilizando un acumulador de fase de 21 bits y una frecuencia de reloj de 4,194304/2 MHz (fc), la resolución de salida es precisamente 1 Hz. Como el conmutador DIP presenta 19 bits en la entrada del acumulador de fase, la máxima salida de frecuencia será de:

$$2^{19} \times fc / 2^{21} = fc / 4 = 524,288 \text{ KHz}$$

Aunque los sistemas DDS pueden llegar a una frecuencia de trabajo de $fc/2$, se ha elegido $fc/4$ como máxi-

mo para limitar la distorsión total en la forma de onda de salida. La máxima frecuencia real de salida es 1 Hz menor que la máxima calculada, debido a que el valor más alto ajustado es $2^{19} - 1$, para una entrada binaria de 19 bits. El filtro que aparece en la figura 7 atenúa la distorsión relacionada con el reloj en un orden de 30 a 1.

Montaje

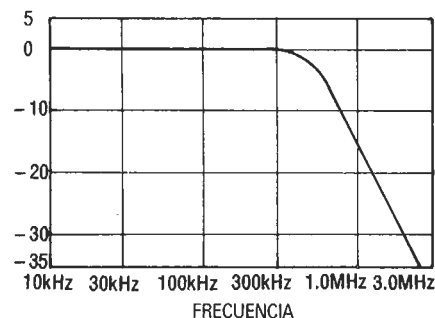
Para el montaje se debe utilizar la placa de circuito impreso de doble

cara, cuyo diseño aparece en las páginas centrales de la revista o también es posible conseguirla totalmente construida a través del servicio EPS de ELEKTOR. En la figura 8 podemos encontrar la distribución de componentes en el circuito impreso. Hay que tener en cuenta que IC5 e IC8 son circuitos CMOS de alta velocidad y, por lo tanto, se deben manejar con cuidado para evitar cualquier daño que puedan sufrir. Si es posible, usaremos un soldador con toma de tierra, y también es necesario ponernos nosotros mismos a tierra antes de coger la placa o el cir-

cuito integrado. En el circuito impreso no se ha dejado sitio para la fuente de alimentación (Fig. 6), pero esta se puede montar en cualquier tipo de placa de circuito impreso. El circuito de la fuente de alimentación no es crítico, pero debemos tener cuidado con las líneas de tensión. En la figura 9 tenemos el circuito totalmente montado.

Como la mayoría de los circuitos son digitales, se pueden utilizar los métodos tradicionales de cableado. En el prototipo original del autor se montó con el método de «grapinar» la parte digital y punto a punto la

7



8

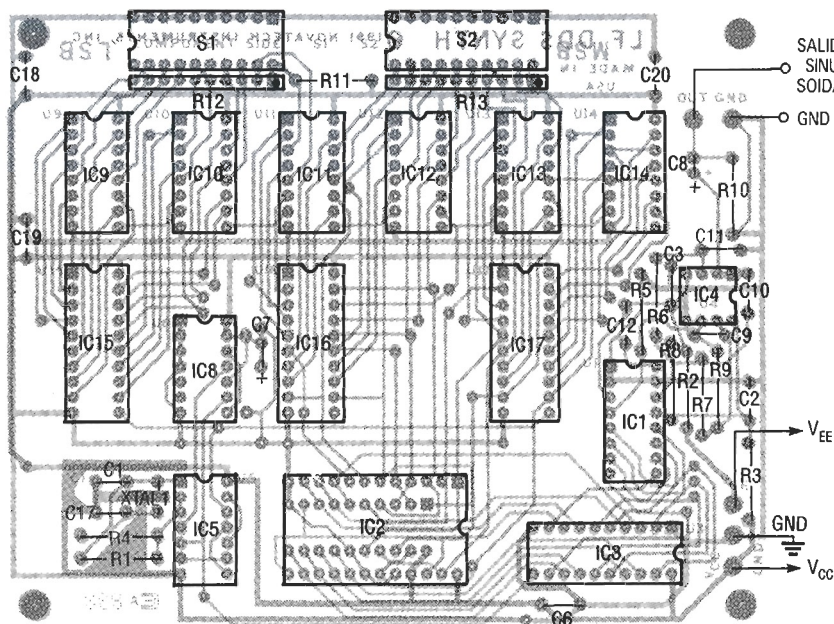


Figura 7. Respuesta relativa del filtro en la etapa de salida. La frecuencia codo es igual a 482 KHz. Para una forma de onda efectiva es necesario un amplificador operacional de alta velocidad.

Figura 8. Diagrama de distribución de componentes. Se debe seguir este diagrama si se utiliza la placa de circuito impreso. El pequeño circuito integrado dentro de IC2 es para experimentación con EPROM más rápidas, tales como la 74S472.

9

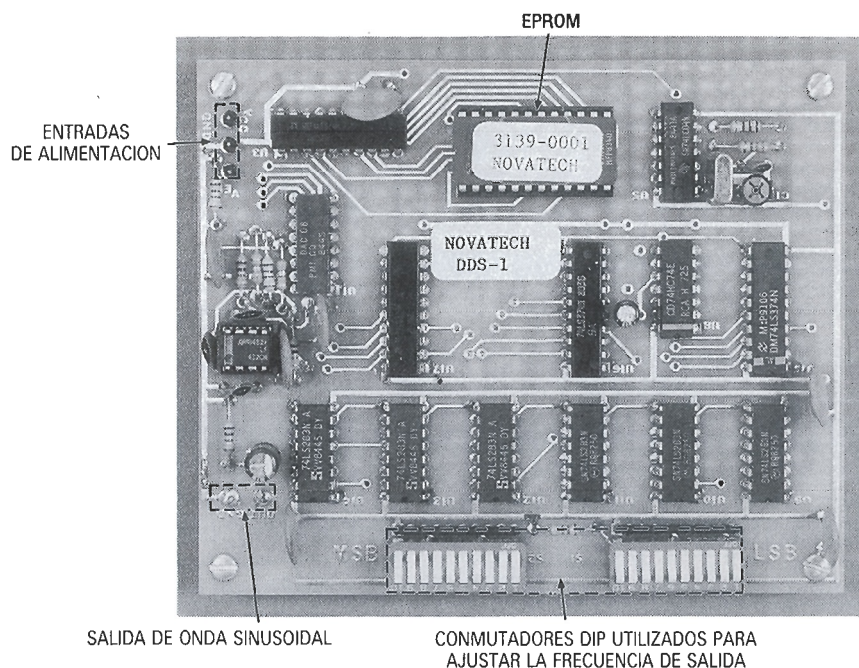


Figura 9. Circuito completamente montado. Esta placa de circuito impreso se puede instalar fácilmente en casi cualquier tipo de caja.

Figura 10. Salida del prototipo del autor de 100 KHz (5 μ s/div. horizontal y 0,2 V/div. vertical).

Lista de componentes

Resistencias

R1 = 1 M Ω
R2, R3 = 10 Ω
R4, R7 = 3K3
R5 = 100 Ω
R6 = 15 K Ω
R8, R11 = 4K7
R9, R10 = 1 K Ω
R12, R13 = 4K7 \times 9, resistencia SIP de 10 patillas

Condensadores

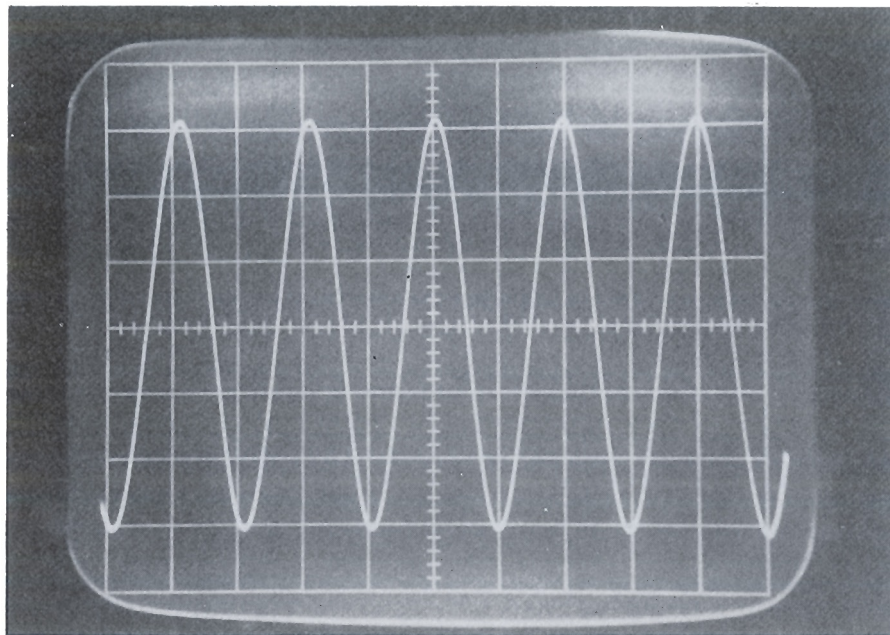
C1 = 5-30 pF, trimer
C2, C3, C6, C12, C18-C20 = 100 nF, disco cerámico
C4, C5 = no utilizados
C7, C14, C15 = 10 μ F, 35 V, electrolítico
C8 = 100 μ F, 16 V, electrolítico
C9, C10 = 100 pF, disco cerámico
C11, C17 = 22 pF, disco cerámico
C13, C16 = 470 μ F, 16 V, electrolítico (opcional para la alimentación)

Semiconductores

IC1 = DAC08CN convertidor D/A de 8 bits
IC2 = 2716, EPROM 2 K \times 8 bit
IC3, IC15-IC17 = DM74LS374N óctuple biestable latch
IC4 = MC4558CN doble amplificador operacional
IC5 = MM74HC04N inversor hexadecimal CMOS
IC6 = LM7805, regulador de tensión de +5 V (opcional para la fuente de alimentación)
IC7 = LM7905, regulador de tensión de -5 V (opcional para la fuente de alimentación)
IC8 = MM74HC74AN, doble biestable CMOS tipo D
IC9-IC14 = DM74LS283N, sumador de 4 bits
BR1 = puente rectificador de 1 A (opcional para fuente de alimentación)

Figura 11. Fotografía del analizador de espectro con una salida de 100 KHz (100 KHz/div. horizontal, 10 dB/div. vertical, 500 KHz frecuencia central, 10 KHz de ancho de banda de resolución).

10



sección analógica. Si optamos por la solución de «grapinar» el circuito debemos tomar algunas precauciones en la parte analógica para evitar que el ruido de la conmutación digital pueda alcanzar la salida. El retorno de masa de la parte analógica se debe conectar a la fuente de alimentación de forma separada con respecto a la sección digital, y los condensadores de paso se colocarán tan cerca como sea posible de los circuitos integrados. El oscilador compuesto por IC5-a, R1, C1 y XTAL1, se debe cablear de forma

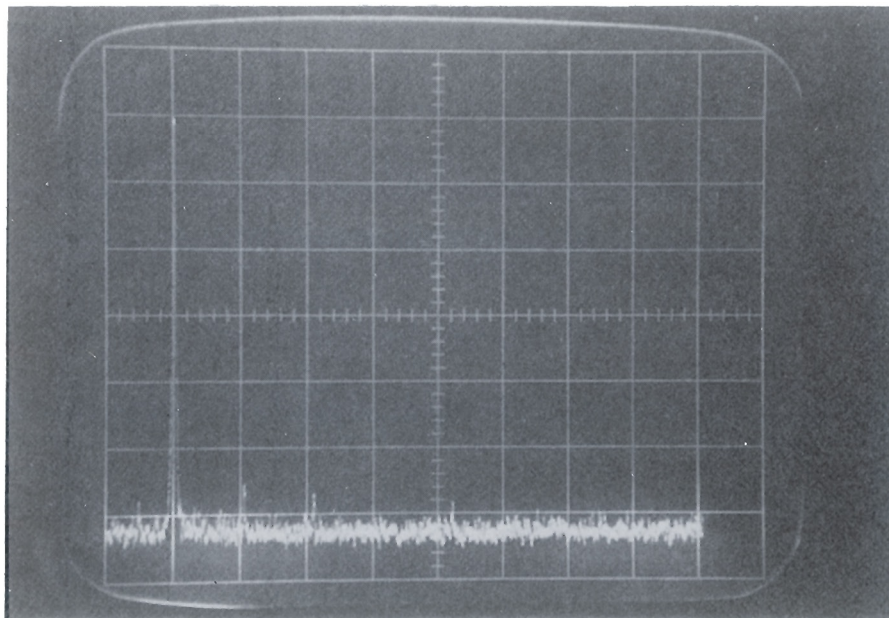
aislada en el circuito. El prototipo original del autor se hizo soldando directamente los componentes discretos sobre las patillas del zócalo de IC5. Para utilizar el método de «grapinar» sería ideal una placa con su propia línea de masa.

Funcionamiento

Antes de conectar la alimentación, debemos repasar cuidadosamente la placa y comprobar que no existe ningún cortocircuito, puentes

de soldadura, errores de cableado, etcétera. A continuación ajustamos el conmutador DIP a cualquier valor distinto de cero. Si tenemos disponible un frecuencímetro, lo conectaremos a la patilla 5 de IC8-a. En caso de no tenerlo, ajustamos C1 en mitad de su escala, con el cristal especificado; el error no debería ser mayor de aproximadamente 0,02 por 100. Aplicamos corriente al circuito y ajustamos C1 con un destornillador aislado de ajuste hasta conseguir exactamente 2,097152 MHz, en caso de tener el frecuencímetro

11



conectado. A continuación conectamos el osciloscopio a la salida y cambiamos el ajuste de los conmutadores DIP, podremos observar la variación de frecuencia. Al subir la frecuencia la distorsión será mayor, siendo máxima la distorsión para la frecuencia más alta.

La salida de frecuencia es igual al valor seleccionado por los conmutadores DIP, correspondiendo el 1 lógico a la posición «OFF». En cuanto a un ajuste de los conmutadores de 001, 1000, 0110, 1010, 0000 (100 KHz), con el prototipo del autor se consiguió la forma de onda que aparece en la figura 10. En la figura 11 podemos ver la imagen de un analizador de espectro de la salida de 100 KHz. Observaremos que los armónicos están al menos 40 dB por debajo, que corresponde a una distorsión de aproximadamente el 1 por 100. Cambiando el conmutador DIP menos significativo, la frecuencia variará en 1 Hz. Como la frecuencia se establece mediante los conmutadores DIP y el cristal de cuarzo, cuando quitamos la alimentación del circuito y la volvamos a poner seguiremos teniendo la misma frecuencia. En la tabla 1 encontraremos las especificaciones del sintetizador digital completo.

TABLA 1

ESPECIFICACIONES

Margen de frecuencia:	1 Hz a 524,287 KHz
Resolución:	1 Hz en todo el margen
Precisión:	Depende del cristal, típica 0,005 %
Salida:	Onda sinusoidal de baja distorsión
Amplitud de salida:	Aproximadamente 1 V p-p, decreciendo al final de la escala
Necesidades de alimentación	+5 V y aproximadamente 250 mA -5 V y aproximadamente 50 mA

Experimentos

Si cambiamos los circuitos digitales 74LS por 74F, la EPROM por un circuito bipolar (tal como el 74S472 que se puede adaptar al circuito impreso), y el oscilador lo cambiamos por uno más rápido, la frecuencia de salida se puede incrementar en un rango más alto. El autor del circuito consiguió una frecuencia de salida suficientemente correcta de hasta 5 MHz, con una resolución de 10 Hz. El circuito es suficientemente simple

y compacto como para incorporar varios circuitos en una misma caja y proporcionar frecuencias fijas de ajuste que podamos necesitar en nuestro laboratorio. También se pueden cambiar los circuitos TTL de alta velocidad por circuitos CMOS de bajo consumo. En caso de hacer esto IC3 debe ser un 74HCT374 compatible TTL, como salida de la EPROM. Los circuitos CMOS, 74AC o 74ACT no se deberían utilizar debido al ruido que inducen sus rápidos flancos.

Varios

XTAL1 = cristal de 4,194304 MHz
S1, S2 = conmutador DIP de 10 posiciones
PL1 = cable de alimentación para AC (opcional para fuente de alimentación)
T1 = transformador de 12 V (opcional para fuente de alimentación)

elektor

electrónica: técnica y ocio

ARGENTINA - CHILE - URUGUAY - PARAGUAY

A partir del 1.º de junio de 1991 los lectores interesados en la adquisición de los CIRCUITOS IMPRESOS Y KITS de **elektor** deberán efectuar sus pedidos a **HD TAKSON S. R. L.**, Fabricantes y Distribuidores bajo LICENCIA EXCLUSIVA de los Circuitos Impresos y Kits **elektor**

Aquellos establecimientos electrónicos interesados en distribuir los productos **elektor** deberán contactarse con:

HD TAKSON S. R. L.

Pasaje La Paz, 613

(1702) Ciudadela - Provincia de Buenos Aires
REPUBLICA ARGENTINA

Pedidos y servicio de Post-Venta ☎ 54 - 1 - 653 57 00

Actualmente, con la popularidad de los teléfonos móviles o celulares en aumento, no importa la distancia ni el lugar para que se pueda localizar y contactar con alguien mientras se va de camino. Lea el presente artículo sobre la tecnología que ha hecho esto posible para muchos.

LA TELEFONÍA MÓVIL

Los teléfonos celulares, considerados durante algún tiempo como una herramienta exclusiva de los profesionales ocupados y de los ejecutivos de desplazamientos rápidos, se han convertido en algo tan común como los teléfonos convencionales. Ello es debido a que no son «accesorios de coche» como muchos piensan. Los teléfonos portátiles (aquellos que se pueden retirar del coche de forma parecida a un teléfono sin hilos) han abierto un mundo repleto de oportunidades para las personas que deben comunicarse de forma directa con sus lugares de trabajo, como inspectores, conductores, arquitectos y reporteros. La comunicación instantánea también se ha revelado interesante para familias que desean mantenerse en contacto. Con una constante mejora y expansión de las redes celulares, así como con un abaratamiento de los teléfonos celulares, puede que no pase mucho tiempo para que todos nos convirtamos a los «sistemas móviles».

Este artículo describirá algunas de las teorías básicas, el funcionamiento de los teléfonos celulares y de las redes celulares. También se hará mención a determinados costos que inciden en el uso de los teléfonos celulares, y se describirán los peculiares problemas que pueden presentarse.

Una aproximación celular

Hay que decir, de manera sencilla y simple, que un teléfono celular no es más que una pequeña radio de baja potencia de dos vías controlada por ordenador. Esta radio transmite señales de FM (Frecuencia Modulada) en la banda de UHF (Frecuencia Ultra Alta) en forma similar a como lo haría otro equipo de radio. Sin embargo, hay algunas diferencias importantes que distinguen a los sistemas celulares de las radios convencionales. Antes de centrarnos en el funcionamiento de los teléfonos celulares, veremos el funcionamiento de los antiguos teléfonos vía radio en dos direcciones. (Véase el recuadro titulado «Una historia de los teléfonos móviles».)

En un principio, la comunicación móvil utilizaba radios de dos sentidos para establecer un enlace radio entre un coche y una estación-base transmisora/receptora, localizada de forma central, que conectaba el área de servicios locales con la oficina central de la compañía telefónica (o CC de Central de Conmutación). El coche necesitaba un transmisor de grandes dimensiones y mucha potencia (frecuentemente, potencias superiores a los 50 vatios) para mantener un enlace claro con la estación

de base. Incluso así, el área de servicio quedaba limitada a una distancia menor de 60 kilómetros de la base. Más allá de los 50 kilómetros la calidad de la señal, tanto la transmitida como la recibida, comenzaba a degradarse. Una vez que se salía más allá del alcance máximo, no se disponía de potencia suficiente para mantener el enlace, y la comunicación quedaba interrumpida. Semejante limitación restringía el uso de las comunicaciones móviles al área que rodeaba a la estación de base que proporcionaba el servicio móvil. Esta técnica también era muy propensa a las interferencias producidas por las áreas de servicio móvil próximas.

El concepto celular define las comunicaciones vía radio utilizando una técnica más inteligente e innovadora; en lugar de usar un único transmisor de alta potencia para cubrir un área de servicio amplia, la región de cobertura se divide en muchas zonas pequeñas, denominadas «células» (ver figura 1). Cada célula está equipada con un receptor y un transmisor de baja potencia. El transmisor celular del teléfono también trabaja con una potencia muy inferior (normalmente menos de dos vatios). El funcionamiento de baja potencia limita cada célula en un campo de trabajo de sólo unos pocos kilómetros, pero cuando el coche se

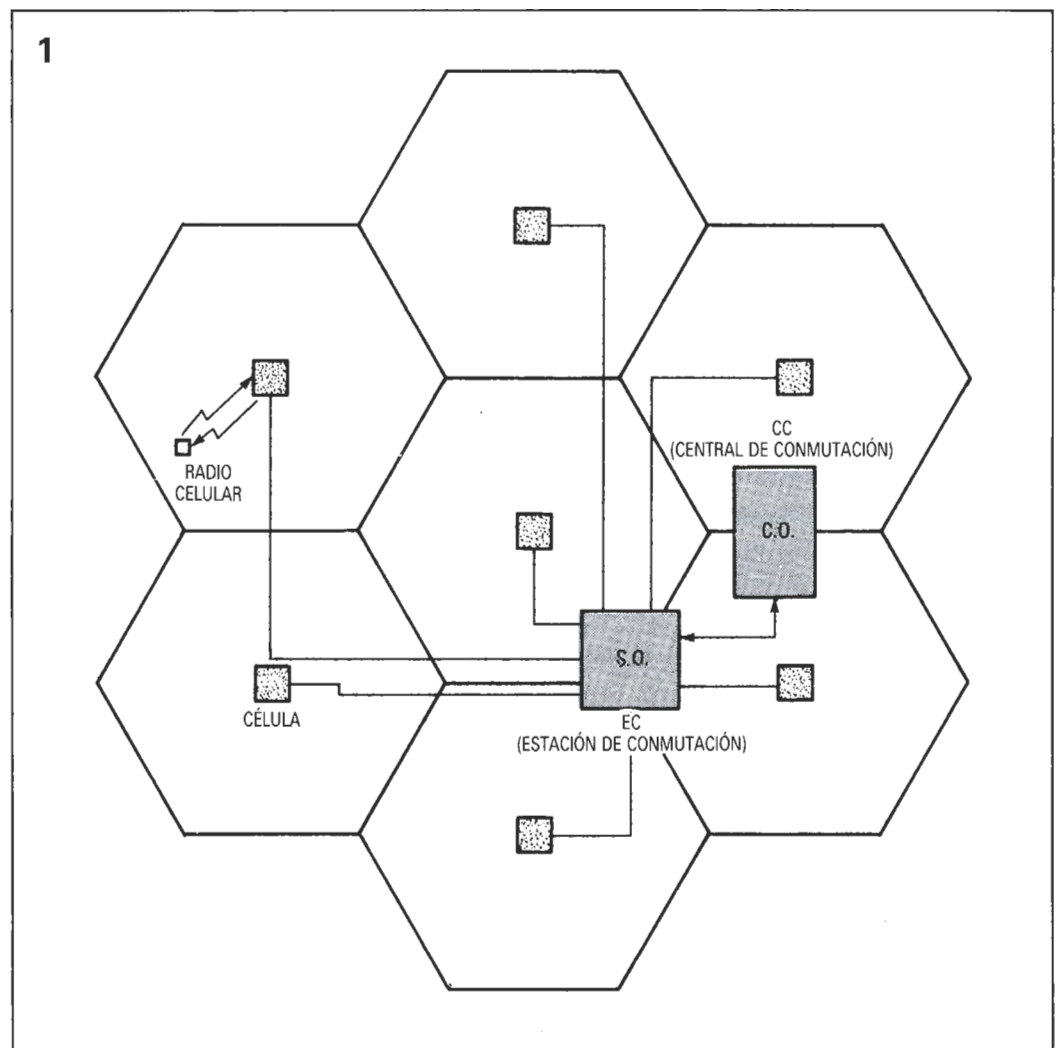
desplaza y la potencia de la señal cambia, es un ordenador el que determina qué célula de la red proporcionará la mejor señal. En el punto en el que otra célula proporcionará una señal de calidad, la conversación se conmutará de forma automática a la nueva célula. Este funcionamiento mantiene una mejor calidad de señal a lo largo de toda la cobertura de la red. Una estación de conmutación (EC), conecta y controla todas las células de la red. La EC es la que determina la mejor forma de manejar la conversación entre células, así como de interconectar la red a la central de la compañía telefónica. Finalmente, la central de la compañía telefónica conecta la red al teléfono de destino.

La solución celular ofrece un conjunto amplio de ventajas sobre la radio convencional. Primero, los transmisores de baja potencia son más pequeños y ligeros, y consumen menos energía. La baja potencia también elimina virtualmente los problemas de interferencia asociados a la radio convencional. En consecuencia, los teléfonos celulares funcionan de forma eficiente y silenciosa, y ocupan poco espacio, por lo que muchos teléfonos celulares actuales se pueden retirar del coche y transportarse a las áreas de negocio o de trabajo industrial, como ya se mencionó anteriormente. También, las áreas celulares pequeñas garantizan una señal más fuerte y clara siempre, ya que la conversación es enviada a una célula adyacente antes de que se produzca cualquier degradación de señal. Finalmente, la red se puede extender casi indefinidamente; para ello, basta con añadir células y unir las a la estación de conmutación de la red.

Quizás la característica más notable de las redes para telefonía celular moderna sea la «transparencia» de su funcionamiento. El usuario, normalmente, no es conocedor de todas las funciones que transcurren en las distintas partes de la red. Para la mayoría huelga cualquier tipo de complicación, y todo se reduce a coger el teléfono y marcar.

Componentes del teléfono

A pesar de sus botones y controles, el teléfono celular en sí mismo es realmente un mecanismo sencillo. Aunque el tamaño, forma y complejidad del circuito variarán con cada modelo, todos los teléfonos celulares se pueden dividir en cuatro



secciones principales (ver figura 2): la fuente de alimentación, el microteléfono, el módulo de control y la antena. Analizaremos cada una de estas partes con más detalle, empezando por la fuente de alimentación. Puesto que los teléfonos celulares se han diseñado como una forma de comunicación móvil, la energía es proporcionada casi exclusivamente mediante baterías. La elección de la batería dependerá siempre del teléfono en particular y de su aplicación.

En las instalaciones permanentes para vehículo, el teléfono se conecta directamente al sistema eléctrico del coche, de manera que el teléfono pueda obtener energía directamente de la batería de aquél.

Los teléfonos celulares portátiles no se conectan a la batería del coche, ya que su finalidad es la de llevarlos a cualquier parte, dentro o fuera del coche. Los teléfonos portátiles se pueden encontrar en barcos, autobuses, trenes, lugares de trabajo, etc. Los teléfonos portátiles de menor tamaño utilizan generalmente baterías de níquel-cadmio (NiCd), mientras que los portátiles de mayor tamaño suelen utilizar batería de gel electrolítico (o células-gel). Las células

de gel se prefieren porque ofrecen una vida de trabajo superior a las de las células de NiCd; y, además, no desprenden ácido como las baterías de los coches.

Los teléfonos celulares casi siempre están controlados a través del microteléfono. Muchos de los teléfonos poseen algún tipo de visualizador alfanumérico, así como las teclas de control y el teclado para marcar en el microteléfono. Por supuesto, este microteléfono también aloja el micrófono y el altavoz. El microteléfono se conecta al módulo de control a través de un cable de varios conductores que transporta tanto las señales de audio como las señales de control del teclado. Frecuentemente se utiliza un visualizador de cristal líquido para mostrar el estado del teléfono, el número que se está marcando o cualquier error que pudiera aparecer.

El módulo de control es el elemento que posee un mayor trabajo en el teléfono celular y realiza un conjunto de funciones críticas. Aloja la circuitería del transmisor que proporciona las señales moduladas por la voz a la antena. El circuito receptor demodula las señales de voz y de da-

Figura 1. Este es un diagrama de células que forman una red celular. Las áreas que cubren cada célula se pueden superponer. Las líneas que dividen cada célula muestran las áreas en las que da servicio cada célula antes de que una llamada conmute entre células.

Figura 2. Este es un diagrama de bloques de un teléfono celular típico. La lógica de control es realmente el cerebro de la máquina.

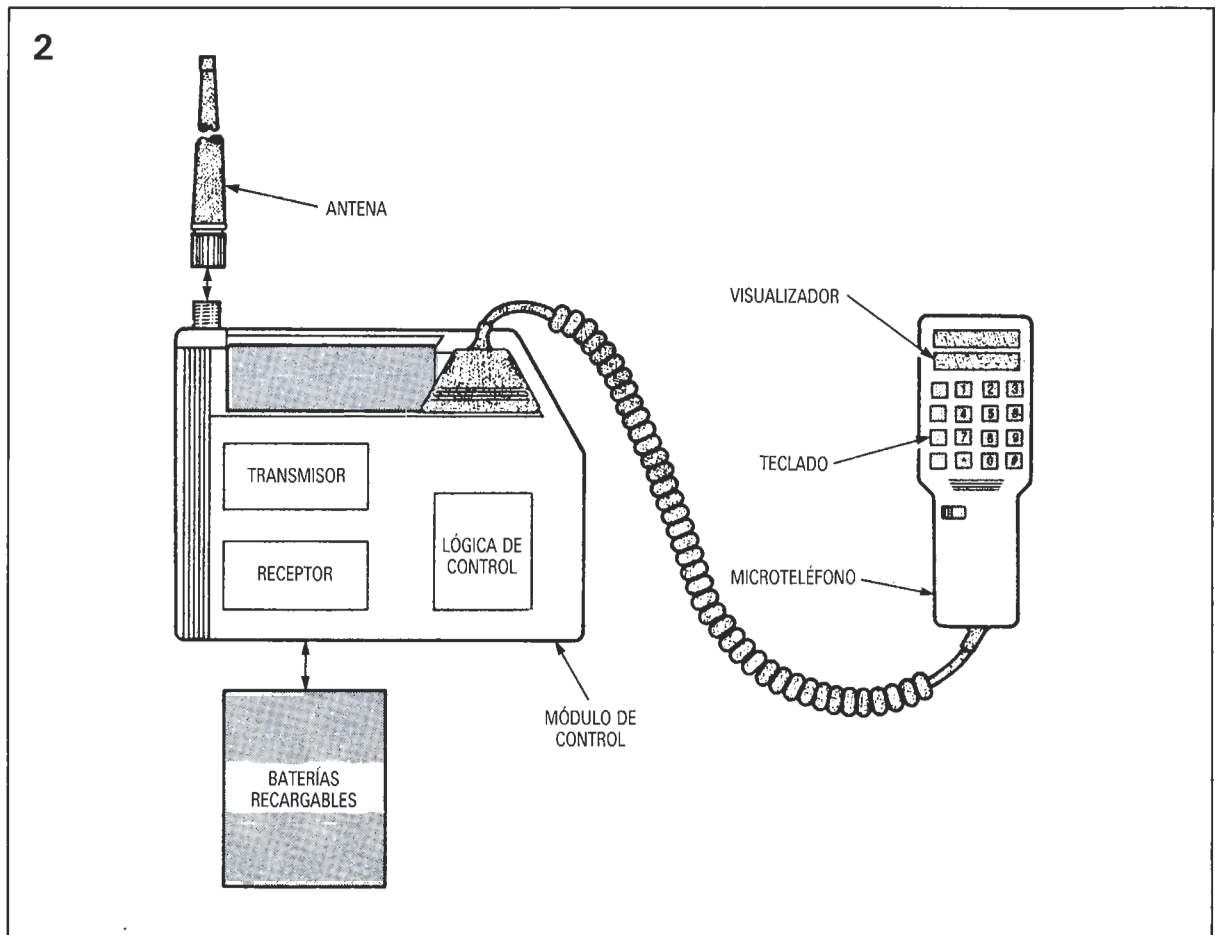
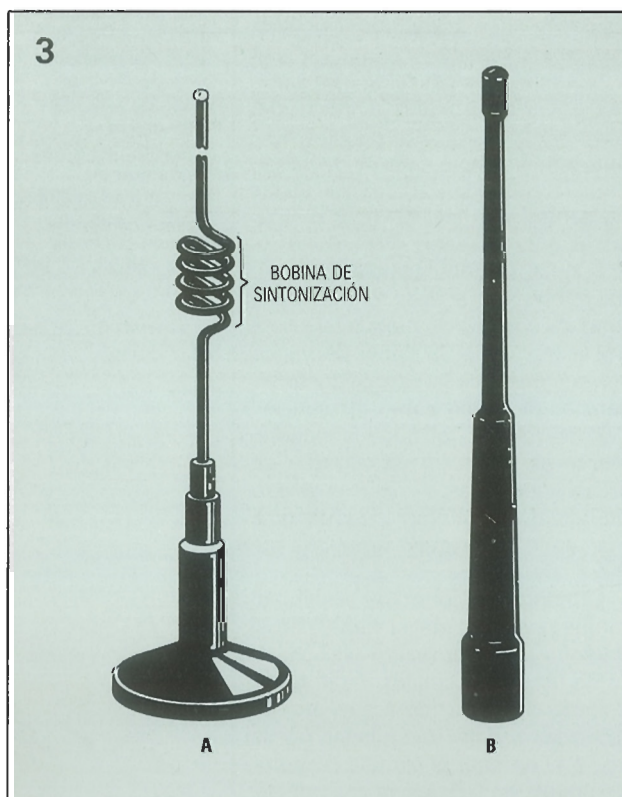


Figura 3. Aquí se pueden ver dos dibujos de antenas del tipo externo para coche: una del tipo «rabo de cerdo» (A), y otra del tipo flexible («goma») (B).



tos que van dirigidas a ese teléfono en particular. Los circuitos del transmisor y del receptor son básicamente iguales a los de cualquier otra radio de dos vías. Sin embargo, están

supervisados por el circuito de la lógica de control del teléfono. Los modelos celulares pequeños, las funciones del módulo de control, se suelen incorporar también en el microteléfono. La lógica de control contiene un microordenador que supervisa las operaciones del teléfono celular. La lógica de control codifica las señales de control del teclado y las manda al transmisor, el cual las envía a la red junto con el audio modulado.

Cualquier señal de comando o de estado de la red que llegue al receptor, será decodificada por la lógica y se mostrará en el visualizador del microteléfono, si procede. La lógica de control también ajusta la potencia de salida del teléfono para optimar la señal que llega a la célula, así como la coordinación del traspaso de la conversación entre células. Las baterías se suelen colocar dentro o al lado del módulo de control.

Hay una gran variedad de antenas que se usan normalmente con los teléfonos celulares. La elección depende del tipo de teléfono que se está utilizando, fijo o portátil, y de la situación de la antena.

Los teléfonos celulares fijos normalmente utilizan una antena que se coloca en cualquier parte de la carrocería del coche. Estas antenas son fáciles de reconocer y al-

gunas suelen tener una bobina incluida en la parte central (véase la figura 3a).

Con independencia de la variedad de tipos de antenas externas, para montar en el techo, vierteaguas o sobre el cristal, cada una de ellas está diseñada de forma ligeramente diferente para optimar las propiedades de radiación de cada clase. Por lo tanto, una antena diseñada para ser montada sobre el techo puede que no funcione bien si se acopla en el vierteaguas, y así sucesivamente. Por este motivo, hay que asegurarse de que se monta la antena apropiada en el lugar adecuado.

Los teléfonos portátiles, por otra parte, utilizan antenas flexibles, del tipo «goma», que son pequeñas y discretas (Fig. 3b). Aunque las antenas flexibles no funcionan tan bien como las antenas externas, sin embargo, por su tamaño y flexibilidad resultan ideales para teléfonos que se tienen que llevar encima.

No hay que subestimar la importancia de la calidad de la antena. La antena es responsable de emitir las señales a transmitir y de captar cualquier señal dirigida al teléfono. Ahora que se han examinado las partes de un teléfono celular típico, explicaremos el sistema celular en su conjunto.

El teléfono celular en sí mismo es únicamente una pequeña, pero importante, parte de una red de comunicaciones de gran tamaño y complejidad, que puede extenderse a través de regiones enteras de un país. Todas las redes, a pesar de su costo particular y servicio, están formadas por cinco componentes importantes: el usuario (portador del teléfono celular); los transceptores de célula; la central de conmutación celular; la central de la compañía telefónica; y el teléfono de destino. Cada segmento deberá operar adecuadamente, para que la red funcione de forma efectiva.

Los usuarios de teléfonos celulares se abonan a la red existente. Esto casi siempre se acuerda durante la compra inicial e instalación, si es necesario, del teléfono. En ese momento se programa con un número de teléfono y un número de serie. En algunos modelos también hay disponible como opción un código de seguridad. El nuevo número de teléfono es registrado con la portadora del servicio celular que le proporcionará el servicio, y que se pagará mensualmente. Una vez que el teléfono se ha programado, se tendrá un acceso normal a la red y se podrán enviar o recibir llamadas en cualquier momento. Solamente falta recordar que habrá que encontrarse dentro de la cobertura de una célula para poder utilizar la red.

El servicio celular únicamente se ofrece en aquellos lugares que disponen de una célula para unir el usuario a la red. Una célula de red suele ser bastante fácil de reconocer (véase la figura 4). En áreas suburbanas o rurales se suelen colocar en las mayores elevaciones, colinas o montañas, para proporcionar un área de cobertura lo más extensa posible. Las células situadas en áreas suburbanas o metropolitanas se suelen situar en edificios elevados.

Las células consisten en un pequeño edificio que aloja el transmisor, el receptor y los circuitos de control para regular y dirigir el funcionamiento de la célula. En el edificio se suele montar un conjunto complejo de antenas direccionales. Cada elemento de ese conjunto consiste en una antena transmisora y una receptora, lo cual permite la comunicación simultánea en los dos sentidos. Las células modernas están diseñadas para acumular hasta 45 conversaciones en los dos sentidos al mismo tiempo. Cada conversación utiliza un par de frecuencia: una para transmitir y otra para recibir. Debido a la naturaleza de baja potencia de las

Una historia de la telefonía móvil

La comunicación móvil encuentra sus orígenes a principios del año 1920, cuando el departamento de policía de Detroit instaló radios de dos vías en sus coches patrulla. Aunque las radios (debido al estado del arte de la tecnología de aquella época) eran grandes, incómodas y difíciles de usar, se revelaron como indispensables. Por primera vez en la historia unos pocos dispersos en un área muy grande podían comunicarse y coordinar sus actividades desde posiciones alejadas. Se cogió esa idea y las comunicaciones móviles comenzaron su camino.

La tecnología de la radio se mejoró a lo largo de las dos décadas siguientes, y el primer servicio de telefonía móvil se abrió en St. Louis Missouri, en el año 1940. El sistema presentaba muchos problemas. Un operador móvil tenía que teclear el número deseado y conectar el teléfono de destino al «radio-telefono». La comunicación en dos vías (emitir y recibir al mismo tiempo, «full-duplex») era imposible, funcionaba mediante la técnica de pulsar para hablar, soltar para escuchar. Además, las pocas áreas que se ofrecían para estos servicios solían estar muy ocupadas.

En el año de 1960, las redes de radio-telefono habían crecido y comenzaron a estar más organizadas. Los avances adicionales en la tecnología de radio habían hecho los sistemas

más fiables y fáciles de usar. La introducción del servicio «full-duplex» y del marcado automático fueron dos grandes avances. A pesar de las mejoras, los sistemas estaban todavía muy congestionados con el tráfico de voz y tenían un alcance de trabajo absoluto de no más de 60 kilómetros de una única estación de control. Tenía que existir una forma mejor de hacerlo. La propuesta inicial de una red de comunicación «celular» funcionando llegó al FCC en el año 1970. Aunque el concepto básico del sistema celular se fundamentaba en el primer servicio de teléfono móvil público, fue solamente en 1970 cuando las tecnologías del ordenador y de control se habían desarrollado lo suficiente como para considerar una red práctica.

A finales de 1970 se instaló un prototipo de red celular en Chicago. Esto fue un hito. AT&T asumió un papel principal a la hora de desarrollar la nueva tecnología celular. La primera red celular completamente desarrollada estuvo en funcionamiento en Washington D.C. en el año 1984.

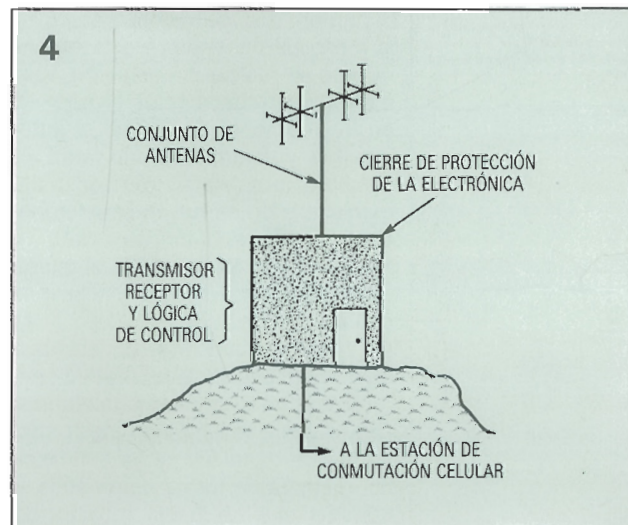
Actualmente, los servicios celulares están disponibles en muchos centros urbanos y en numerosas áreas suburbanas a lo largo de todos los Estados Unidos. Es una cuestión de tiempo, únicamente, que los servicios celulares se encuentren disponibles en todas las zonas del país.

transmisiones del teléfono celular, los pares de frecuencias se pueden utilizar de forma simultánea por células no adyacentes sin interferencias. La señal de control y los canales de voz se envían a las centrales de conmutación celular mediante cables subterráneos o aéreos. Si la célula está dentro del alcance visual de la estación de conmutación, se puede utilizar un enlace de microondas de corto alcance para conectar la célula o la estación de conmutación. La central de conmutación es la que controla las operaciones de la red.

La estación de conmutación (EC) es el nervio central de la red. Conecta cada célula para formar una distribución de cobertura a lo largo de una región. La EC acepta las señales de voz y datos de cada célula. También envía las señales de voz provenientes de la central de conmutación de la compañía telefónica, a la célula adecuada, junto con cualquier dato de control necesario para coordinar el funcionamiento de las células. La EC controla la transferencia de conversaciones entre células. Finalmente, todas las conversaciones

de la red son canalizadas a través de la EC y conectadas a la central de conmutación de la compañía telefónica. La EC celular solicita una línea telefónica de la central de conmutación de la misma forma que lo haría otro teléfono convencional. Efectivamente, la célula y la estación de conmutación solamente proporcionan una línea de datos y un enlace de

Figura 4. Si se busca en el área se puede encontrar algo parecido a esto. Esto es una célula típica.



control entre el teléfono celular y la central de conmutación. La central de conmutación, en cambio, se encuentra conectada directamente a cada uno de los teléfonos convencionales en el área local.

El teléfono de destino, visto de forma simple, es el número de teléfono al que se ha llamado desde el teléfono celular. En la mayoría de los casos será un teléfono convencional conectado a la central de conmutación. Sin embargo, este también puede ser otro teléfono celular, lo que se consigue cuando la central de conmutación intenta conectar con el teléfono de destino. Esta reenviará la llamada de destino. Esta estación de conmutación, la cual tratará las nuevas señales de la central de conmutación como una llamada entrante para otro teléfono celular (se podrán ver más detalles sobre el funcionamiento del sistema en el apartado siguiente). Como las centrales de conmutación están conectadas juntas con su propia red a través del país y del mundo, es posible que un usuario de teléfono celular pueda llamar a un teléfono convencional situado en cualquier parte del planeta. Seguidamente, veremos cómo funciona la red.

Funcionamiento del sistema

La utilización de un teléfono celular para realizar una llamada es muy similar a la ejecución de una llamada desde un teléfono convencional; muchos teléfonos celulares añaden únicamente un paso extra. Así pues, habrá que teclear el número de teléfono deseado (el teclado para marcar se suele situar en el micrófono), tal como se haría en el teclado de un teléfono convencional, y pulsar una tecla de envío (o equivalente). Si no se pulsa la tecla de envío, el número marcado permanecerá en la memoria del teléfono a la espera de que se realice la operación. Este método permite marcar el número en un momento en el que el automóvil se encuentra parado (ante un semáforo o similar) y realizar la llamada cuando se desee simplemente con pulsar el botón de envío.

La tecla de envío le dice al teléfono que conecte con la célula más cercana y que establezca una línea de comunicación entre la estación de conmutación y la central de conmutación de la compañía telefónica. Una vez que el teléfono celular confirma que el enlace se ha establecido, marcará de forma automática el número que se había introducido

Glosario de telefonía celular

CÉLULA. Un área servida por una estación transmisora receptora celular permanente (estación de célula).

CÉLULA DE CONMUTACIÓN (CC). Estación de conmutación de la compañía telefónica que conecta la red telefónica estándar a la estación de conmutación celular.

CANAL. En la comunicación celular, se trata de un par de frecuencias utilizadas para comunicaciones «full-duplex» entre un teléfono celular y una célula. Hay disponibles más de 600 canales para el uso celular.

TIEMPO DE CONEXIÓN. Tiempo que está conectado un teléfono celular a una célula (no es el tiempo de una conversación).

ZONA MUERTA. Debido a la interferencia natural o producida por el hombre un área en la cual las señales celulares no se propagan.

CAÍDA DE SEÑAL. Una pequeña pérdida de señal debida a la interferencia natural o a la intervención del hombre.

NÚMERO DE SERVICIO ELECTRÓNICO (ESN). Es el número de serie de un teléfono digital grabado en su memoria digital permanente.

CONTROL DE TRÁFICO. Es la transferencia de una conversación desde el control de una célula a otra según se mueve el teléfono.

INTERFERENCIA MULTICAMINO. Es una causa de zona muerta. Es un tipo de interferencia de radio en la que una señal directa se combina con una o más reflexiones de la misma señal.

MÓDULO DE ASIGNACIÓN NUMÉRICA (NAM). Es el microprocesador de memoria permanente del teléfono celular que contiene su ESN y su número de teléfono asignado.

ESTACIÓN DE CONMUTACIÓN (EC). Es una estación de conmutación celular que controla las células de la red y realiza la interfaz con la central de conmutación de la compañía telefónica.

previamente a través del teclado. El proceso completo no suele ocuparnos más de 5 segundos. Es posible que no se oiga nunca el tono de marcar, ya que el teléfono seleccionará el número en el momento que verifique la conexión.

Aunque no se escuchen los tonos de marcar, se podrá oír la señal de ocupado de la central de conmutación para indicar el estado del teléfono de destino. Si el destinatario coge el teléfono, la llamada se podrá realizar con normalidad (siempre que el teléfono celular se mantenga en el área cubierta por la red).

Cuando se esté listo para colgar, bastará con colocar de nuevo el mi-

croteléfono en su soporte o con pulsar una tecla de terminación como la tecla de fin. Cualquiera de las dos acciones le comunica a la célula, y al resto de la red, que se desea desconectar. Debemos asegurarnos que se ha colgado de la forma adecuada pues, no hay que olvidarlo, se paga por el tiempo que se encuentra conectado el teléfono celular a la red; por ello, aunque en el otro extremo hayan colgado el teléfono, de no seguir las recomendaciones antedichas, seguirá aumentando la factura del suyo. Además, estará usted ocupando un canal que puede ser utilizado por otro usuario.

Otro teléfono (ya sea un teléfono convencional o un teléfono celular) puede acceder a un teléfono celular de modo análogo a como se contacta con cualquier aparato. La central de conmutación fija el número de teléfono que corresponde a un determinado teléfono celular y activa una línea a la central de conmutación. La estación de conmutación busca la célula en la que se encuentra el teléfono y avisa de la llamada entrante haciendo que el teléfono suene.

El enlace de comunicación se establece cuando se descuelga el microteléfono del teléfono celular. Como es la red la que está contactando con el teléfono no es necesario pulsar el botón de envío. Después de levantar el microteléfono, simplemente hay que mantener una conversación. Advertiremos, una vez más, que se paga por el tiempo de conexión a la red celular —incluso cuando se reciben llamadas—; por ello, hay que asegurarse de que se coloca el microteléfono en el soporte o que se pulsa el botón de finalización de la conversación para desconectar.

Costos

El mayor gasto único inicial, asociado a un teléfono celular, es la adquisición e instalación. Aunque están disponibles la posibilidad del alquiler y el arrendamiento con opción de compra, a través de casi cualquier vendedor de teléfonos celulares, muchos usuarios han aprovechado el abaratamiento de estos y los han adquirido en propiedad. El costo de un teléfono celular nuevo está dentro de unas determinadas cantidades, normalmente entre las 100.000 y las 400.000 pesetas, dependiendo de las funciones y características de cada modelo. Existen ciertas ventajas y desventajas en la compra, alquiler y «leasing» (arrendamiento con opción de compra).

El alquiler es la forma más versá-

til, pero también la más cara. Se puede alquilar por un determinado período de tiempo: un día, una semana, un mes, un año, etcétera. Se puede devolver el teléfono en cualquier momento o por cualquier motivo. Si se estropea, bastará con devolverlo y solicitar otro. No se es responsable de su mantenimiento o reparación (a menos, por supuesto, que se pierda el teléfono o se trate inadecuadamente más allá de lo esperado como normal).

El «leasing» (arrendamiento con opción a compra) es una fórmula entre el alquiler y la compra en propiedad. Las diferencias principales entre el alquiler y el «leasing» son: 1) Un «leasing» es un contrato legal de alquiler de un cierto teléfono durante un período de tiempo fijo, en el que este tiempo de alquiler puede ser flexible. 2) Cuando expira el «leasing», normalmente se es propietario del teléfono. 3) Si el teléfono se estropea durante el período de alquiler, se opta por un remplazo temporal en préstamo, hasta que se repare el teléfono original. Como el «leasing» implica pagar sobre un determinado tiempo fijo, el costo total del «leasing» es generalmente inferior al del alquiler, pero todavía resulta más caro que la compra del teléfono.

La compra es, quizás, la forma más popular de obtener un teléfono celular para un uso prolongado. El pago único, al contado, del precio de compra del teléfono puede ser ventajoso cuando se compara con el alquiler mensual o los costos del «leasing». Sin embargo, como elemento de la propiedad personal, tiene las mismas responsabilidades y problemas que cualquier otra posesión per-

sonal. Se es responsable de su seguro y reparación (aunque hay disponibles garantías extendidas y contratos de servicios).

Una vez que está instalado el teléfono habrán de considerarse algunas de las cargas que entrarán a formar parte de la factura cada mes. La «tasa mensual» es el costo fijo más corriente. Este es muy similar a la tasa mensual que aparece en la factura de teléfono convencional. Esta tasa es la que permite el acceso regular a la red.

La «tasa de uso» suele ser el grueso del coste variable. El tiempo de uso se incrementa siempre que el teléfono celular se conecte a la red, con independencia de que se esté realizando o recibiendo una llamada. Como puede constatar, la forma de ahorrar dinero consiste en mantener las llamadas cortas y efectuarlas al lugar adecuado.

Los gastos de llamada son similares a los de los teléfonos convencionales, pero teniendo en cuenta que siempre se tratará de llamadas interurbanas, correspondiendo los costes más elevados al caso de enlace entre dos teléfonos móviles. Hay que recordar que cuando se realiza una llamada, en definitiva se están utilizando los servicios de la compañía telefónica, con lo que se deberá pagar normalmente por cualquier llamada que se realice. Si se recibe una llamada, el teléfono que llama será el que pagará el gasto de llamada.

Las tasas por el servicio cubren cualquier prestación especial de que se pueda disponer en el contrato: espera de llamadas, llamada a cobro revertido, etc. Los impuestos indirectos se sumarán a la factura, y dependerán de la utilización de la red.

Problemas

Aunque los teléfonos celulares son normalmente unos instrumentos adecuados y fiables, tienen algunas limitaciones de funcionamiento. De vez en cuando es posible encontrar situaciones en las que el teléfono no funcionará correctamente.

Como los teléfonos celulares trabajan intensivamente en forma de comunicaciones de radio de UHF, estos experimentan las mismas limitaciones que otros equipos de radio. La comunicación se puede degradar al producirse una pérdida momentánea y substancial de la potencia de la señal de radio. Esto puede reducir en gran medida la calidad de la conversación, provocando que se corte momentáneamente en ocasiones, lo cual es muy similar a «la mala conexión» de un teléfono convencional.

Las caídas de señal son debidas a unas condiciones de transmisión deficientes, como las que existen en zonas rurales bajas, en torno a grandes superficies de agua, o en áreas con mucha arboleda. Las caídas de señal también se pueden producir en áreas urbanas en las que hay grandes edificios muy próximos, bajo puentes o en torno a otras grandes estructuras. Ello es debido a que las ondas de radio de UHF son reflejadas fácilmente y dispersadas por los objetos. Los edificios de gran tamaño o las barreras naturales, como colinas y montañas, son especialmente notorias en este sentido. Cuanto más obstrucciones tenga la señal de radio, más se incrementará la probabilidad de interferencia.

Desgraciadamente, no hay forma de saber si una zona determinada es propensa o no de una caída hasta

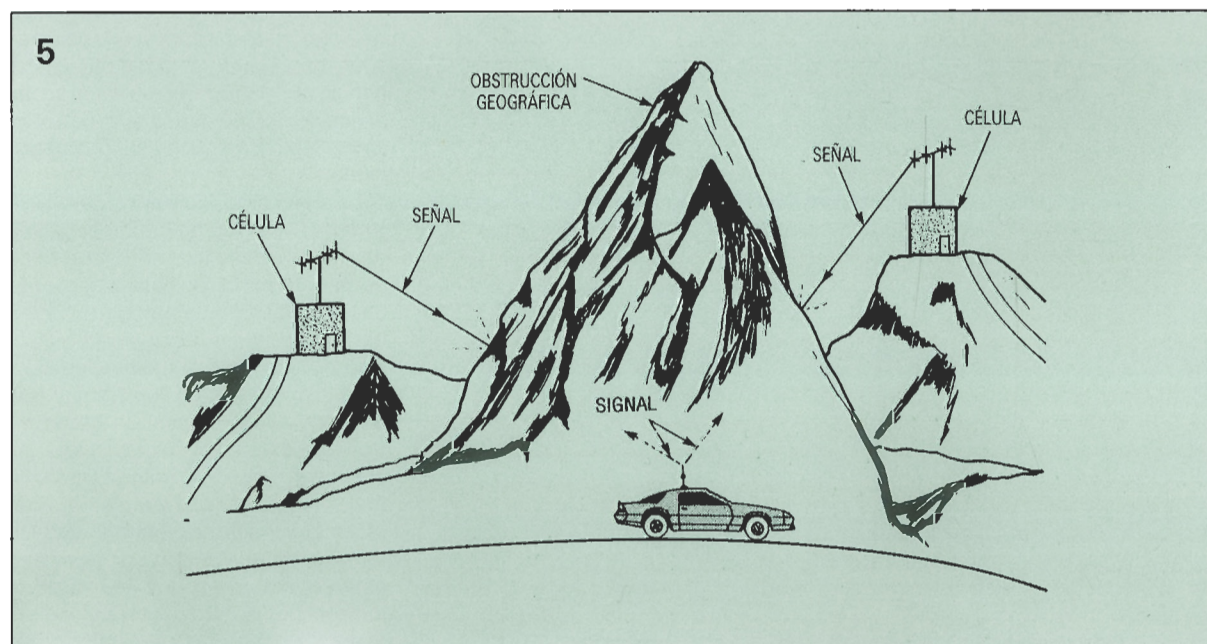
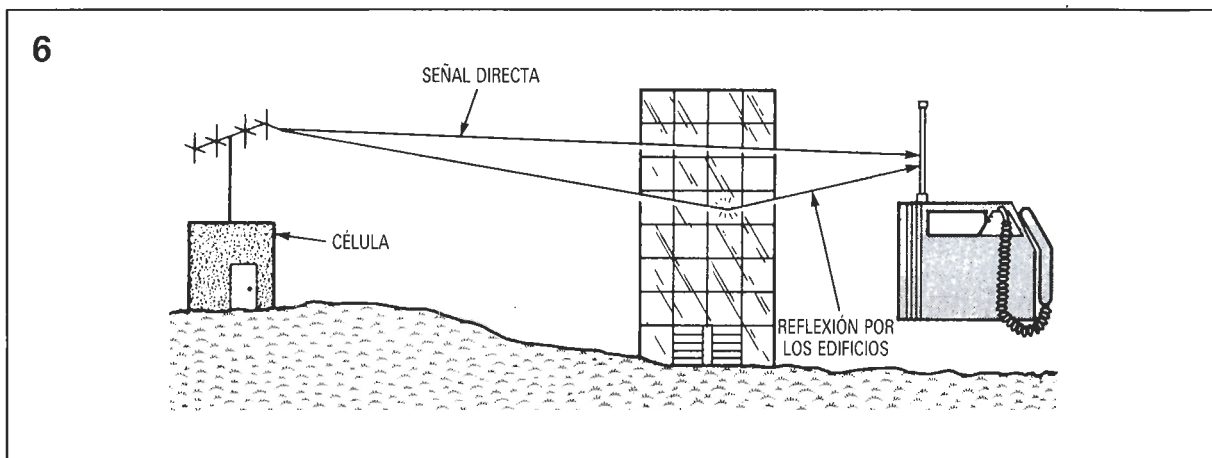


Figura 5. Una zona muerta geográfica se puede producir con grandes montañas que interfieren la recepción celular.

Figura 6. En las áreas urbanas las zonas muertas se suelen producir por las grandes estructuras fabricadas por el hombre, las cuales interfieren la recepción o cancelan la señal por la interferencia destructiva producida por las reflexiones de la señal.



que uno se encuentra en ella y comprueba que esto ocurre, pero las redes celulares están diseñadas para tolerar pequeñas caídas de señal sin desconectar la conversación. Si se encuentran frecuentes o prolongadas caídas de señal, la red puede interpretar que se ha perdido la señal, ya sea porque el usuario ha colgado el teléfono o porque lo ha hecho su interlocutor. Siempre que se experimente una caída de señal, se puede cortar la conversación durante un momento e intentarlo de nuevo más tarde o simplemente se avisa al interlocutor que en algún momento se puede cortar la conversación y que se volverá a llamar si esto ocurriese.

De forma efectiva, las zonas muertas se producen por lo mismo que las caídas de señal —las ondas de radio están bloqueadas. Una zona muerta, sin embargo, cubre un área mucho mayor que una de caída de señal, quizá de varios kilómetros. En

una zona muerta no habrá disponible ningún servicio celular (lo cual se puede extender durante varios kilómetros). Si se entra en una zona muerta mientras se lleva a cabo una conversación, la llamada se cortará y se desconectará. Probablemente se experimente una serie de caídas y cortes intermitentes antes de entrar en una zona muerta y de que se corte definitivamente la conexión.

Las zonas muertas pueden ser naturales, debidas a la geografía de la región a través de la que se está viajando (figura 5). La gran mayoría de las zonas muertas se encuentran en torno a montañas, en valles y cerca de grandes superficies de agua.

Las áreas urbanas también tienen zonas muertas, aunque son menos comunes. Las zonas muertas urbanas se producen cuando las señales de radio se reflejan en los grandes edificios y se mezclan con las señales originales de la célula para for-

mar patrones de interferencias destructivas (véase figura 6). Este fenómeno se denomina normalmente «interferencia de caminos múltiples».

Conclusión

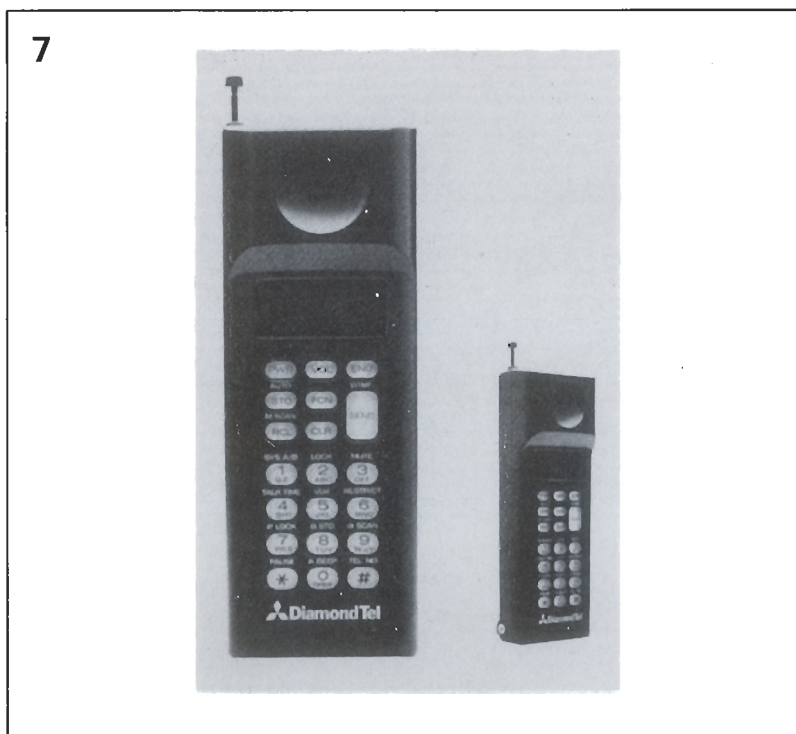
La demanda de comunicaciones celulares ha crecido en los últimos años. Las redes a través del país proporcionan servicio a millones de usuarios. Esta tendencia a crecer continuará, casi con seguridad, con la mejora y expansión de los servicios de las redes y con la reducción, fiabilidad y coste más reducidos de los teléfonos celulares.

Los teléfonos celulares son casi tan fáciles de usar como los teléfonos convencionales. Con la excepción de unas teclas extras, se pueden enviar y recibir llamadas de la red local o de una red operativa mientras se viaja, de forma casi igual a como lo haría con su propio teléfono de casa.

Incluso aunque el gasto inicial y el coste mensual de poseer y utilizar un teléfono celular son muy superiores a los de un teléfono estándar, los beneficios que proporciona en muchas aplicaciones personales y profesionales puede justificar su gasto adicional.

Con ello se ve lo que no se ha visto antes, existen teléfonos celulares que pueden llevarse en los bolsillos de la camisa. Es posible que pronto pasen a ser un equipamiento estándar en algunos automóviles. En el futuro podrán verse los servicios celulares disponibles en los transportes públicos como barcos, autobuses o trenes. Los costos de los teléfonos celulares bajando rápidamente y la mejora en la calidad y en la cobertura en el servicio, casi continuas, harán posible que pronto se conviertan estos aparatos en una herramienta indispensable para nuestra vida cotidiana.

Figura 7. Aquí se pueden apreciar dos vistas del teléfono celular DIAMOND TEL 90X. La fotografía ha sido proporcionada por cortesía de Mitsubishi Corporation.



RELACION DE LIBROS DE EDITORIAL

PARANINFO S.A.

OBRAS GENERALES

PTAS

CONTROLADOR PROGRAMABLE PC 0085, Balcells	1.790
DIAGNOSTICO DE AVERIAS EN ELECTRONICA, Loveday	2.100
DICCIONARIO DE ELECTRONICA ESPAÑOL-INGLÉS, INGLÉS-ESPAÑOL, Amos	3.200
ELECTRONICA. (Fórmulas, Problemas, Tablas, C. Integrados), Borque	870
ELECTRONICA BASICA (5 tomos), School Council	
Tomo n.º 1	610
Tomo n.º 2	750
Tomo n.º 3	710
Tomo n.º 4	610
Tomo n.º 5	1.120
ELECTRONICA FACIL, Sastre	720
ELECTRONICA FISICA Y MICROELECTRONICA, Rosado	3.000
ELECTRONICA FUNDAMENTAL (7 tomos), Angulo	
Tomo n.º 1	690
Tomo n.º 2	1.100
Tomo n.º 3	810
Tomo n.º 4	600
Tomo n.º 5	1.100
Tomo n.º 6	1.500
Tomo n.º 7	960
ELECTRONICA MODERNA, Morris	1.330
ENCICLOPEDIA DE ELECTRONICA MODERNA (7 tomos), Angulo	
Tomo n.º 1	1.100
Tomo n.º 2	1.200
Tomo n.º 3	1.375
Tomo n.º 4	875
Tomo n.º 5	2.100
Tomo n.º 6	1.390
Tomo n.º 7	1.390
INTRODUCCIÓN A LA FIBRA ÓPTICA Y EL LÁSER, Safford	1.730
INGENIERIA ELECTRONICA, González BernalDOX de Quirós	2.340
INGENIERIA ELECTRONICA ASISTIDA POR COMPUTADOR, O'Reilly	2.250
LOCALIZACIÓN DE AVERÍAS EN ELECTRONICA, Loveday	1.300
TECNOLOGIA ELECTRONICA, Gómez de Tejada	1.450
MANUAL BÁSICO DE MOTORES ELÉCTRICOS, Peragallo	800
MOTORES ELÉCTRICOS AUTOMÁTICOS DE CONTROL, Roldán	1.350
DISEÑO SISTEMAS DIGITALES, Deschamps	1.700

ELECTRONICA DIGITAL

PTAS

CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES Y COMPUTADORES, Woolard	1.330
ELECTRONICA DIGITAL, Dokter	1.570
ELECTRONICA DIGITAL PARA ELECTRICISTAS, Morris	1.260
ELECTRONICA DIGITAL MODERNA, Angulo	2.650
MEDIDORES DIGITALES, Perales	1.330
TÉCNICAS DIGITALES, Barrio	1.200

AMPLIFICACIÓN

PTAS

AMPLIFICADORES OPERACIONALES, García y Gutiérrez	1.100
AMPLIFICADORES OPERACIONALES EN AUDIO, Jung	2.100

MICROELECTRONICA

PTAS

DICCIONARIO DE MICROELECTRONICA ESPAÑOL-INGLÉS/INGLÉS-ESPAÑOL, Plant	1.520
PRÁCTICAS DE MICROELECTRONICA Y MICROINFORMATICA, Angulo	1.500
PROYECTOS EN MICRO-ELECTRONICA, Thompson	870
MEMORIAS DE BURBUJAS MAGNÉTICAS, Angulo	2.710
MICROPROCESADORES DE 16 BITS, Angulo	1.930
MICROPROCESADORES DE 32 BITS, Angulo	1.930
MICROPROCESADORES, ARQUITECTURA, PROGRAMACIÓN Y DESARROLLO DE SISTEMAS, Angulo	2.490
MICROPROCESADORES, CURSO SOBRE APLICACIONES EN SISTEMAS INDUSTRIALES, Angulo	2.780
MICROPROCESADORES, DISEÑO PRÁCTICO DE SISTEMAS, Angulo	2.570

MICROPROCESADORES. FUNDAMENTOS. DISEÑO Y APLICACIONES EN LA INDUSTRIA Y EN LOS MICROCOMPUTADORES, Angulo	3.480
MICROPROCESADORES Y MICROCONTROLADORES APLICADOS A LA INDUSTRIA, Torres	2.900

ROBÓTICA

PTAS

AUTÓMATAS PROGRAMABLES, Simón	1.775
CURSO DE ROBÓTICA, Angulo	3.320
GUÍA FÁCIL DE ROBÓTICA, Angulo y N.º	900
ROBÓTICA Y PRACTICA, Angulo	2.100

OSCILOSCOPIOS

PTAS

LOCALIZACION DE AVERIAS CON EL MODERNO OSCILOSCOPIO, Goodman	1.610
OSCILOSCOPIOS, (Funcionamiento y ejemplos de medición), Erk	1.740

CIRCUITOS-DIODOS-TRANSISTORES

PTAS

CIRCUITOS INTEGRADOS, Hibberd	600
CIRCUITOS INTEGRADOS CMOS, Bernstein	1.380
CIRCUITOS INTEGRADOS, (Como utilizarlos), Warring	960
CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, (Sus aplicaciones), Torres	1.390
I.C. CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, EQUIVALENCIAS, CON DESIGNACIÓN DE PATILLAS, Muiderkring	1.450
COMO DEBEN EMPLEARSE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS, Dehmichen	2.410
DIODOS EQUIVALENCIAS, (Diodos de zener, Tiristores, Triacs, Diacs, L.E.D.), Muiderkring	960
DIODOS Y TRANSISTORES, Lehmann	1.450
DISEÑO DE CIRCUITOS CON TRANSISTORES, Horn	2.500
DISEÑO DE CIRCUITOS DIGITALES TTL Y CMOS, Erustes	1.550
1001 CIRCUITOS ELECTRÓNICOS PRÁCTICOS, Tab Books	2.030
PROBLEMAS RESUELTOS. TEORÍA DE CIRCUITOS, Góms	2.100
SELECCION DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA, Van Deven	910
SELECCION DE CARACTERISTICAS DE TRANSISTORES, Van Deven	910
TRANSISTORES EQUIVALENCIAS, Muiderkring	870
TTL. CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 1) ..	1.710
TTL. CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 2) ..	1.820

APLICACIONES

PTAS

ALARMAS CONTRA ROBOS, Capel	1.190
40 MONTAJES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES BIFET, IBM OS, CMOS, Schreiber	1.020
INTERFONOS Y TELEFONOS, Gueulle	1.200
MONTAJES ELECTRÓNICOS DE ALARMA, Juster	600
MONTAJES ELECTRÓNICOS DE INICIACIÓN, Fighiera	850
OPTOELECTRONICA APLICADA, Cáster	1.330
ORCAD. SDT/III, incluye disquete	1.800
SISTEMAS REALIMENTADOS DE CONTROL, D'Azzo	2.940
ULTRASONIDOS, Cracknell	1.450

ENERGÍA SOLAR

PTAS

ENERGÍA SOLAR, (Bases y aplicaciones), Cobarg	1.330
CALOR SOLAR EN SU CASA, Adams	1.260

MONTAJES

PTAS

MONTAJES ELECTRÓNICOS 1 (incluye circuito impreso)	650
MONTAJES ELECTRÓNICOS 2 (incluye circuito impreso)	650
MONTAJES ELECTRÓNICOS 3 (incluye circuito impreso)	650
MONTAJES ELECTRÓNICOS 4 (incluye circuito impreso)	650

Con este montaje podremos captar las estaciones de onda corta sin necesidad de cambiar la radio de nuestro coche o de casa

CONVERTIDOR OC-OM

¿Está aburrido con las programaciones de AM o cansado de la música de FM? Le presentamos la siguiente solución: un montaje mediante el cual convertiremos la radio del coche, o cualquier otra, en un receptor de onda corta, descubriendo todo un mundo nuevo de programaciones.

Como el circuito se conecta entre la antena y el receptor, no se necesita realizar ninguna modificación a la radio actual. El convertidor cubre 1 MHz seleccionable dentro de la banda de 5 MHz a 30 MHz, dependiendo de los componentes que utilizemos. El circuito consume tan sólo 10 mA a 12 V, de modo que todo lo que tenemos que hacer es sacar una alimentación de cualquier parte del coche que será suficiente. La banda superior tiene una buena sensibilidad y funciona bien con la antena del coche, aunque con una antena más larga obtendremos un funcionamiento mejor, especialmente por debajo de 10 MHz.

Descripción del circuito

En la figura 1 es posible observar que el conmutador S1 permite seleccionar si la señal de antena se lleva directamente al receptor, para recibir AM o FM sin afectar al funcionamiento del receptor, o si pasa al con-

vertidor para sintonizar las emisiones de onda corta.

Para la recepción de onda corta, situamos el conmutador S1 en la posición SW. Las señales de radio entran por el jack J1 a S1-a, donde se acopla inductivamente a la entrada del convertidor de RF a través de dos vueltas de cable aislado en torno a L1, que resuena a la frecuencia de entrada debido a C1 y C2. El condensador C1 es básicamente para sintonía, mientras que C2 es para adaptar el tanque L1-C1-C2 a Q1.

El transistor Q1 es un amplificador en base común. R1 es la resistencia de polarización para Q1 y la señal desarrollada en R1-C2 se aplica al emisor. Los componentes R2 y R3 polarizan la base de Q1, y C3 es el condensador de desacoplo que mantiene la base a potencial de masa para la corriente alterna. El transistor de base común permite una adaptación fácil para la sintonía del circuito sobre un amplio margen de frecuencias, y es menos probable sufrir la inestabilidad de RF en onda corta que cubre nuestro convertidor. La resistencia R4 suprime las oscilaciones parásitas, evitando a Q1 las oscilaciones espurias en frecuencias de VHF-UHF. El circuito tanque C4-L2 está sintonizado a la frecuencia de entrada del convertidor, y sirve como carga para el amplificador de RF, Q1. La tensión de alimentación DC se aplica a través de R5, y C5 es un condensador de filtrado de alimentación.

Las señales amplificadas se acoplan a través de C6 al emisor de Q2, un mezclador en base común, que heterodina las señales de RF de entrada con el oscilador local. El condensador C7 acopla la señal del oscilador local al emisor de Q2. La resistencia R6 polariza el emisor, y R7-R8 polarizan la base, que está con potencial de masa para las señales de RF. La tensión de alimentación se aplica a través de R9, y C9 es el condensador de desacoplo de alimentación. La salida del mezclador se aplica a L3, un choque de RF de 1 mH. El condensador C15 bloquea la corriente continua, y C16 desvía a masa las señales no deseadas procedentes del mezclador. La frecuencia diferencia de salida en C16 es igual a la frecuencia de entrada menos la frecuencia del oscilador local. Esta señal diferencia se conduce a través de S1-b, y mediante PL1 la introducimos en la radio del coche.

Supongamos, por ejemplo, que la frecuencia del oscilador local es 11 MHz, entonces el convertidor de onda corta recibirá frecuencias en el margen de 11,5 MHz a 12,5 MHz. Después de que las señales de onda corta se convierten con el mezclador, las frecuencias entran en la radio en la banda de 500 KHz a 1.500 KHz. Y como un receptor de AM puede captar frecuencias dentro de 525 KHz y 1.605 KHz, con el convertidor podremos captar las emisiones de onda corta en

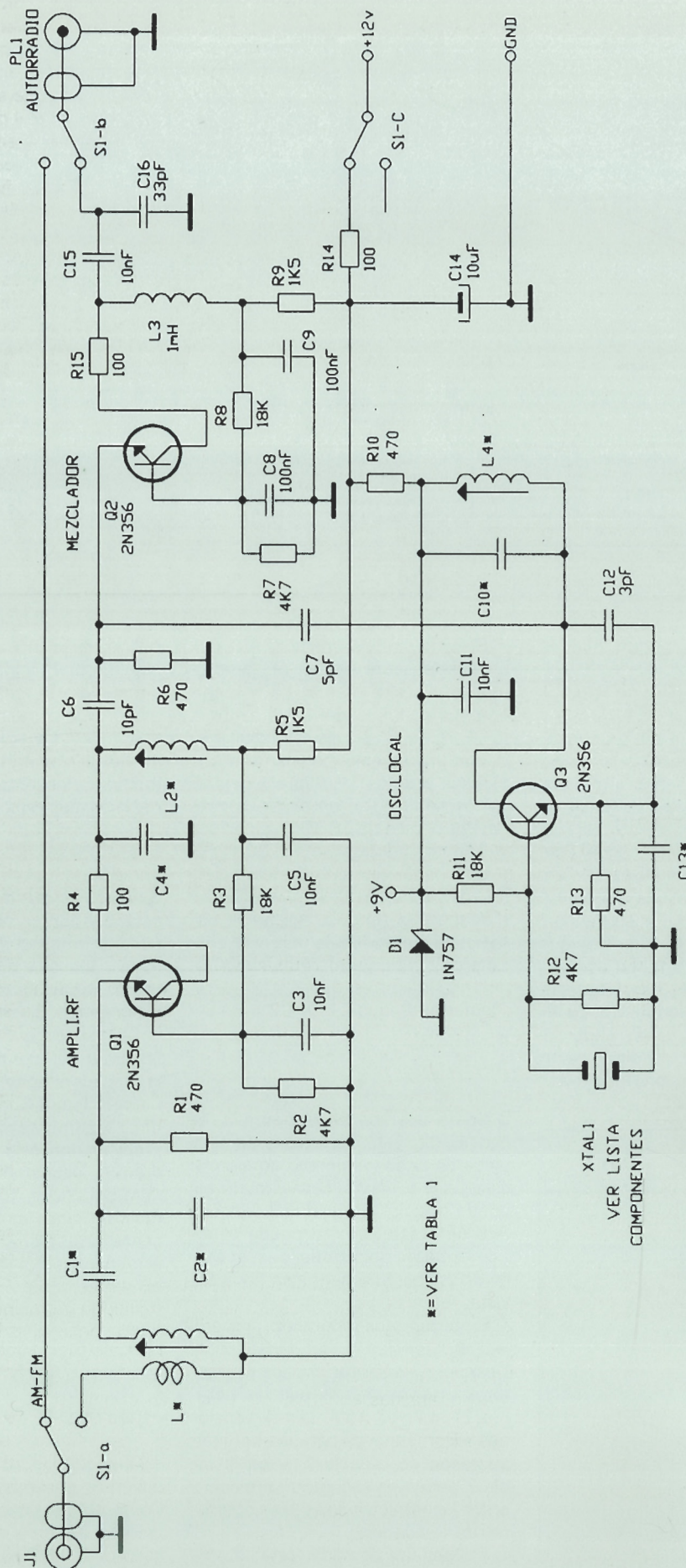


Figura 1. Los transistores de VHF Q1, Q2 y Q3 pueden trabajar cómodamente hasta 50 MHz, donde todavía tienen ganancia. El transistor Q1 es el amplificador de RF, Q2 es el mezclador y Q3 es el oscilador local.

Lista de componentes

Resistencias

R1, R6, R10, R13 = 470 Ω
 R2, R7, R12 = 4K7
 R3, R8, R11 = 18 K Ω
 R4, R14, R15 = 100 Ω
 R5, R9 = 1K5

Condensadores

C1, C2, C4, C10, C13 = ver tabla 2
 C3, C5, C8, C11, C15 = 10 nF, disco cerámico
 C6 = 10 pF, disco cerámico
 C7 = 5 pF, disco cerámico
 C9 = 1 μ F, mylar
 C12 = 3 pF, disco cerámico
 C14 = 10 μ F, electrolítico
 C16 = 33 pF, disco cerámico

Bobinas

L1, L2, L4 = ver tabla 2
 L3 = 1 mH, choque de RF

Semiconductores

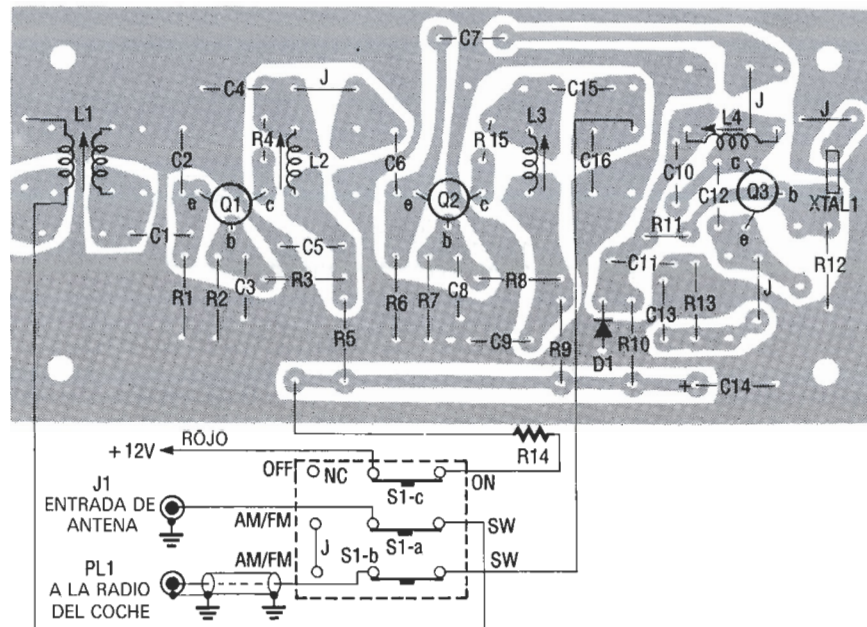
Q1-Q3 = 2N3563

Varios

XTAL1 = cristal, para frecuencia véase tabla 2, resonancia serie, 0,005 por 100 fundamental o tercer armónico
 J1 = jack de antena de coche
 PL1 = conector de antena de coche
 S1 = conmutador 3PDT

Figura 2. Diagrama de distribución de componentes en la placa. Los puntos de soldadura tienen un ancho de cobre superior al normal para acomodar fácilmente cualquier tipo de bobina que se quiera utilizar de diferentes anchos.

2



el dial de AM sin ningún tipo de problemas.

El oscilador local (Q3) de tipo Colpitts utiliza el cristal XTAL1 como elemento controlador de frecuencia. El cristal es de resonancia serie, del tipo fundamental o tercer armónico, que pone a potencial de masa la base de Q3 exclusivamente para su frecuencia de resonancia serie. Esto evita que Q3 oscile a cualquier otra frecuencia que no sea la del cristal. La sintonía general se hace mediante el tanque L4-C10, mientras que C12 y C13 forman una red de realimentación. R11 y R13 son las resistencias de polarización de Q3. La alimentación de +9 V del oscilador local está regulada por el diodo zener D1 y los componentes C11 y R10.

Si sustituimos el cristal XTAL1 por un condensador de 10 nF, tendremos oscilación cuando L4 resuene con sus condensadores de sintonía (C10 + C7 + C12 más pérdidas). Podemos hacer esto para ahorrarnos algunas pesetas, pero la estabilidad del oscilador local no será tan buena. Por debajo de 10 MHz puede ser suficiente, aunque sobre 30 MHz puede haber demasiada desviación de frecuencia, lo cual puede hacer muy difícil la sintonía. Por tanto, nosotros recomendamos utilizar el cristal para determinar la frecuencia.

Montaje

Como aparece en la figura 2, el convertidor está construido en una placa de circuito impreso de simple cara de 5 x 10 cm. Este circuito se puede adquirir a través del servicio EPS de ELEKTOR o se puede construir a partir del diseño que aparece en las páginas centrales de la revista.

Empezaremos montando primero las resistencias y condensadores. Después seguiremos con los transistores y terminaremos con las bobinas L1, L2, L3 y L4. Las dimensiones recomendadas para las bobinas aparecen en la tabla 1, y en la tabla 2 podemos encontrar la relación entre las inductancias y las coberturas de frecuencias.

Las señales de onda corta se acoplan inductivamente al circuito bobinando dos vueltas sobre L1. Esto se

puede hacer utilizando un cable aislado normal: soldamos un extremo del cable a la masa del circuito impreso, bobinamos dos espiras alrededor de L1 y soldamos el otro extremo al conmutador S1-a. Finalmente, colocaremos la unión cerca del lado más próximo a masa de L1.

Para las bobinas L1-L3, hemos usado transformadores de F1 recuperados de una vieja televisión. Si se prefiere, es posible utilizar bobinas estándar con un núcleo de 6 mm. El circuito impreso está distribuido de forma que sea posible utilizar diferentes bobinas, esto simplifica el montaje con diversos componentes.

La resistencia R14 se debe instalar fuera del circuito impreso, entre la placa y el conmutador S1-c.

En la figura 3 podemos ver el circuito totalmente montado. Debemos emplear una caja metálica que podremos instalar debajo del salpicadero del coche. Tiene que ser lo suficientemente grande como para contener la placa, un conmutador y el conector. Es aconsejable que la alimentación de 12 V DC se haga a través de un fusible de 1 o 0,5 A.

Ajustes y pruebas

Conectamos los 12 V de alimentación y ensamblamos el circuito. Comprobamos que hay aproximadamente +2 V en el emisor de los transistores Q1, Q2 y Q3. Y también nos aseguramos de que están los +9 V en el diodo zener D1. Para el resto

TABLA 1

DIMENSIONES DE BOBINAS

Microhenrios	N.º de vueltas (aproximadamente)
0,75	8
1,3	10
1,8	15
2,2	17
3,0	19
5,5	27

El diámetro de las bobinas es de 6 mm.

El rango de inductancia depende de las bobinas, pero las bobinas típicas de TV nos darán de -30 a +50 por 100.

de las pruebas necesitaremos la radio del coche o cualquier otro receptor con una conexión de entrada de antena. Conectamos el convertidor entre la antena y el receptor de AM. Si disponemos de un frecuencímetro, lo conectamos en C13 y ajustamos L4 hasta que el oscilador comienza a funcionar. Ahora sintonizamos la radio sobre la banda de AM, deberíamos oír emisiones de onda corta. Sintonizamos una señal que sea débil y ajustamos L1 y L2 hasta que obtengamos la mejor recepción. Deberemos encontrar un punto donde la respuesta sea máxima. Si no es así añadiremos o quitaremos una vuelta de L1 o L2, según sea necesario, y lo intentaremos de nuevo.

La banda de onda corta comprendida entre 6 MHz y 15 MHz está llena de emisiones, de modo que podremos encontrar algo de día o de noche. Las frecuencias inferiores (5-15 MHz) se captan mejor por la noche, mientras que las más altas (15-30 MHz) se reciben mejor durante las horas del día, aunque esto no es ninguna regla rígida. Si no logramos escuchar ninguna señal volveremos a repasar el cableado y las conexiones.

Con esto terminamos el ajuste y las pruebas del convertidor de onda corta. Si queremos utilizar diferentes bandas de frecuencia, podemos emplear un conmutador giratorio para conmutar los diferentes valores de componentes y cristales pero probablemente es más fácil construir varios convertidores y conmutar la alimentación de los circuitos y sus señales de entrada.

TABLA 2

COMPONENTES PARA DETERMINAR LA FRECUENCIA

Margen de frecuencia	XTAL 1 frec. (MHz)	Inductancia de sintonía μ H			Capacidad pF				
		L1*	L2*	L4*	C1	C2	C4	C10	C13
5,5-6,5 MHz (49 metros)	5,0	5,5	5,5	8,0	150	1.000	120	220	100
9,2-10,2 MHz (3-metros)	8,7	3,0	3,0	3,2	100	820	91	150	100
11,5-12,5 MHz (25 metros)	11,0	2,2	2,2	2,1	82	680	68	100	100
13,2-14,2 MHz (21 metros)	12,7	1,8	1,8	1,6	82	680	68	100	100
14,5-15,5 MHz (19-metros)	14,0	1,6	1,6	1,6	82	470	68	82	82
17,5-18,5 MHz (17 metros)	17,0	1,3	1,3	1,1	68	470	56	82	82
21,0-22,0 MHz (13 metros)	20,5	0,9	0,9	1,0	68	470	56	68	68
25,5-26,5 MHz (11 metros)	25,0	0,8	0,8	0,74	56	330	47	56	56
26,5-27,5 MHz (11-metros)	26,0	0,76	0,76	0,72	56	330	47	56	56

* Se debería ajustar de -30 a +50 por 100 del valor mostrado.
Véase tabla 1 para determinar las dimensiones.
L1 tiene dos vueltas desde el extremo frío para todos los valores.

Consejos de manejo

El convertidor de onda corta hace muy fácil la sintonía de una estación, debido a que podemos rastrear g 1 MHz de la banda de onda corta en todo el dial del receptor de AM. Esto nos proporciona un gran espacio para sintonizar individualmente cada estación.

Otro aspecto importante que debemos tener en cuenta es el hecho de que será más sencillo sintonizar una emisión en un receptor con sintonía manual que en uno con sintonía digital. Esto es debido a que las emisiones regulares de AM están separadas 10 KHz una de otra, y en los

receptores con sintonía digital la sintonía se realiza en saltos con un incremento exacto de 10 KHz cada uno en el dial.

Las estaciones de onda corta se pueden sintonizar en cualquier punto del dial, ya que no están separadas con ningún tipo de orden. Una radio con sintonía manual nos permitirá ajustar cada estación para la mejor recepción. También es posible utilizar un receptor de sintonía digital, pero la recepción de algunas estaciones puede que no sea perfecta. También es posible que no se pueda llegar a sintonizar alguna emisión en todo el dial, esto se solucionaría con un receptor de sintonía manual.

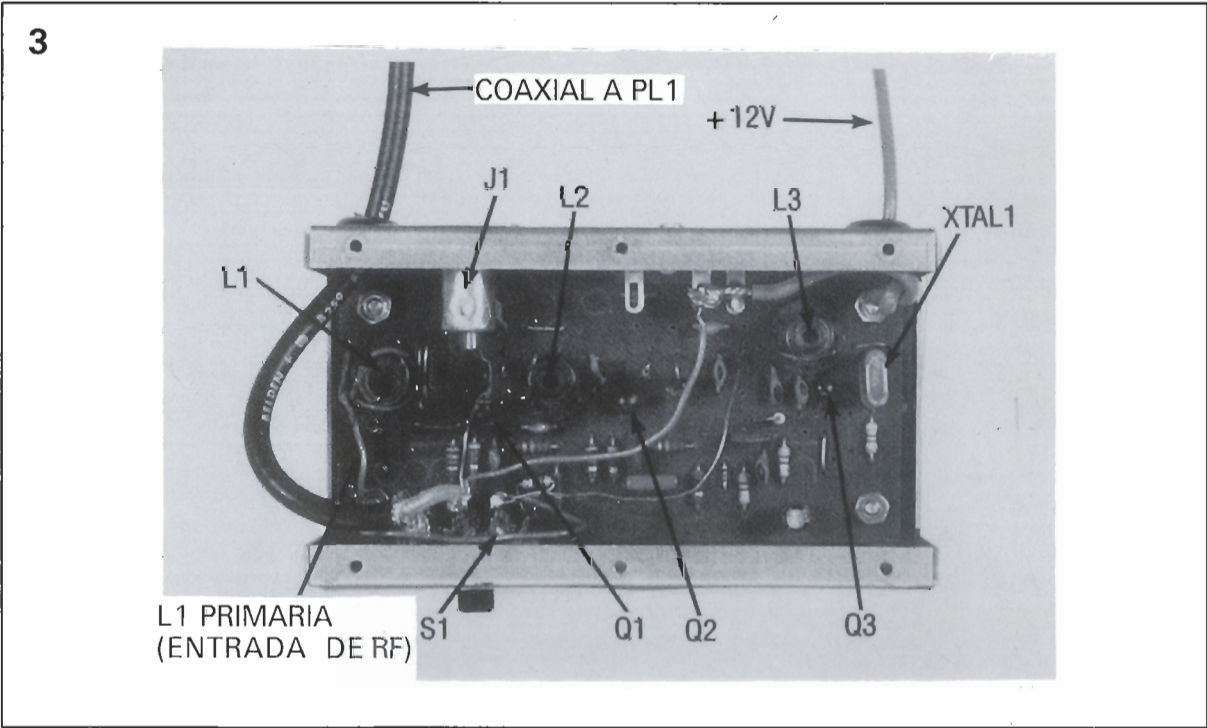


Figura 3. El prototipo del convertidor está cuidadosamente montado en una caja de metal. El conmutador S1 y el conector PL1 se han montado con precaución, de modo que no se golpeen con ningún otro componente de la placa.

En este artículo presentamos un equipo de pruebas muy manejable para poder utilizarlo con el osciloscopio.

REGISTRADOR GRÁFICO DE FRECUENCIAS

Si no estamos demasiado contentos con los detalles de diseño de los filtros, activos o pasivos, o si somos unos enamorados del audio y queremos saber la respuesta de los altavoces, del amplificador o incluso de todo el equipo, este proyecto está pensado para nosotros. Únicamente necesitaremos el osciloscopio para poder ver la respuesta en frecuencia de ese circuito que tenemos dudoso. Por respuesta de frecuencia entendemos la respuesta en amplitud (eje Y) en relación con la frecuencia (eje X). La utilidad de este circuito está limitada únicamente por nuestra propia imaginación.

El circuito genera dos tensiones necesarias para alimentar a las placas X e Y del osciloscopio. Además, contamos con la opción de elegir entre un trazado lineal o logarítmico para las respuestas de amplitud y frecuencia. ¿Qué más podemos pedir?

Teoría

El funcionamiento básico se podría condensar en una frase con la ayuda del esquema que aparece en la figura 1, pero si queremos entender totalmente su funcionamiento necesitaremos ampliar la explicación.

Este proyecto se puede dividir en dos secciones, la primera genera un tono puro de audio (una onda sinusoidal), que barre todo el espectro y, por lo tanto, proporciona una señal de prueba. Después que esta señal pasa por el circuito bajo prueba se lleva a la segunda parte del circuito. Esta señal nos da una indicación directa de la respuesta en frecuencia, pero necesita la segunda parte del circuito para convertir la señal a una forma representable por el osciloscopio.

Ahora que sabemos, en términos generales, cómo está compuesto el

circuito, vamos a analizar su funcionamiento más en profundidad. El corazón del circuito es el generador de onda sinusoidal construido en torno a IC6. Para conseguir esto hemos construido un generador de rampa con el integrador IC1-b. Un integrador es un circuito electrónico capaz de realizar la función matemática de la integración. Esto se hace con respecto al tiempo, de modo que el resultado de integrar una constante de DC es una función de tiempo lineal, por ejemplo, una línea recta de una tensión en incremento. Dos comparadores y un biestable tipo D nos proporcionan la lógica necesaria para controlar este integrador. Para entender esto, lo mejor es guiarnos por el diagrama de la figura 2. Cuando se aplica alimentación al circuito por primera vez, la salida del integrador, originalmente a cero, comienza a subir y una vez que alcanza $+V/2$ la salida del comparador 1 (IC2-a),

Figura 1. Esquema del trazador de frecuencia.

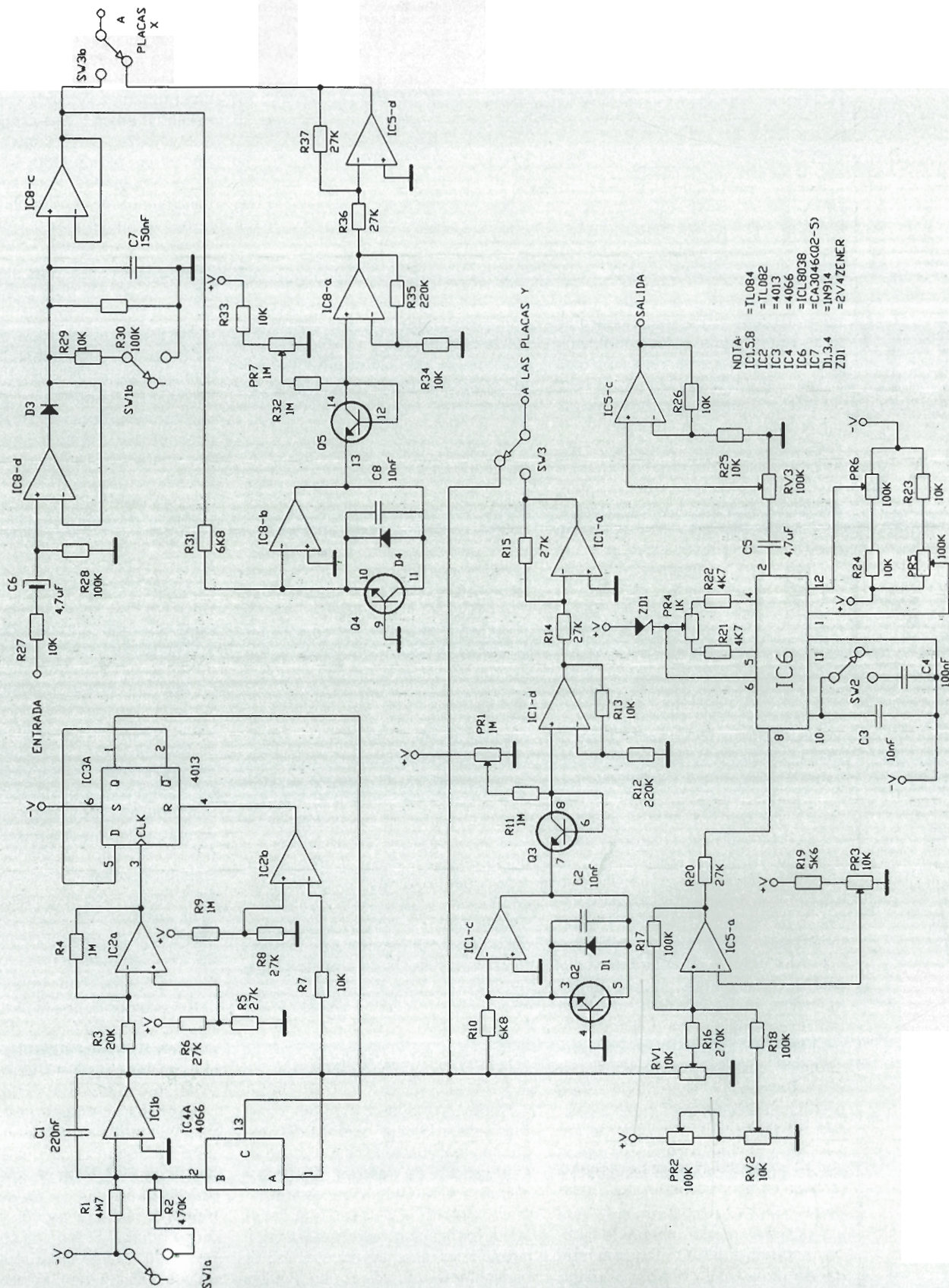
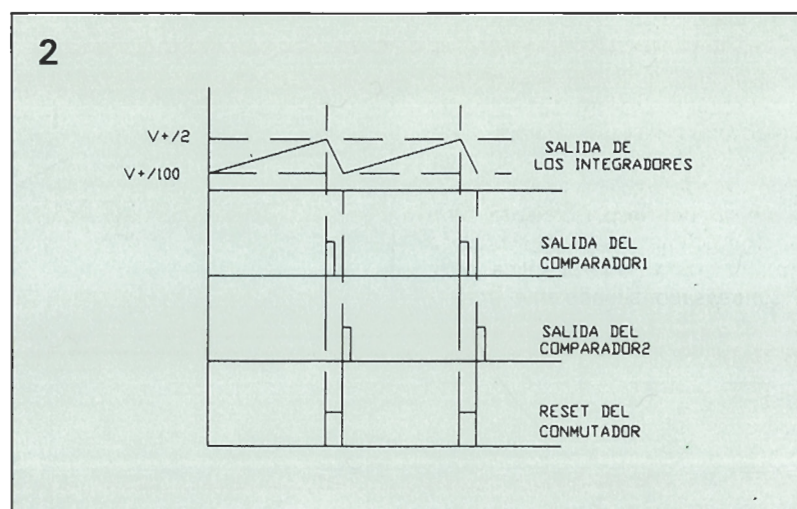


Figura 2. Diagrama de tiempos.



pasa al estado lógico uno. Se ha añadido una pequeña realimentación positiva para hacer la transición más suave. Esto está conectado al reloj de IC3-a, y tiene el efecto de disparar al biestable, que actúa como divisor por 2. El resultado de todo esto es que la salida del «flip-flop» pasa a nivel alto; conectando el conmutador y, por lo tanto, haciendo el «reset» del condensador de integración que, a su vez, provoca que la salida del integrador caiga rápidamente hacia cero voltios.

Si tuviéramos que esperar hasta que llegara a cero, pasaría mucho tiempo, debido a la naturaleza exponencial del decrecimiento de la señal que sólo se aproxima a cero. Por este motivo, tenemos el compromiso de decidir cuándo debe comenzar la rampa de subida. Para tomar esta decisión está el comparador 2 (IC2-b), que hace que el proceso se repita cuando la salida alcanza $+V/50$. Cuando la tensión alcanza este punto envía un pulso positivo al «flip-flop», haciendo el «reset» a la salida, desconectando el conmutador y, por lo tanto, parando el ciclo de «reset». Podemos observar que no se ha incluido realimentación positiva a causa de que una vez que se ha hecho el «reset» al biestable la transición limpia es menos crítica. El resultado de todo esto es una rampa lineal que usaremos para barrer el osciloscopio y el oscilador. Para permitir al usuario configurar el margen de barrido, y la frecuencia del oscilador, se han incluido dos puntos de ajuste para variar las características de la onda de rampa. RV2 proporciona el desplazamiento que ajusta la frecuencia mínima de barrido, mientras que RV1 atenúa la rampa, de modo que controla el rango de barrido. Antes de aplicar las dos señales al oscilador, se deben sumar e invertir, ya que el oscilador tiene una tensión negativa del flanco de frecuencia (una tensión más alta da

como resultado una frecuencia de salida más baja).

Como se mencionó anteriormente, el eje de frecuencia inferior se puede hacer logarítmico o lineal. Un método alternativo y más obvio consiste en cambiar la onda de rampa, barriendo el oscilador de uno lineal a uno logarítmico. En cambio, nosotros cambiamos la tensión de barrido del osciloscopio de uno lineal a uno logarítmico. El bit que hace esto es un convertidor logarítmico. Entraremos en más detalles sobre esto en el capítulo de «funcionamiento».

La señal de retorno se amplifica y, al mismo tiempo, se rectifica de forma activa. La señal de DC obtenida tiene una correlación directa con la atenuación experimentada por el generador de onda sinusoidal. En otras palabras, esta señal de DC representa la respuesta de frecuencia para una frecuencia determinada. De modo que una curva de esta señal será la curva de la respuesta de amplitud en relación con la frecuencia, exactamente lo que estamos buscando.

Asimismo, el convertidor logarítmico similar al anterior nos permite trazar la respuesta de amplitud logarítmica.

Pruebas y ajustes

Como únicamente pueden construir este montaje quienes dispongan de osciloscopio, esta parte es muy sencilla de describir. Lo primero que tenemos que hacer es alimentar el circuito y verificar que todas las tensiones son correctas y las polarizaciones son las adecuadas; es conveniente identificar las patillas de alimentación de los circuitos integrados. Esto lo haremos antes de insertar los integrados en sus zócalos. El punto más apropiado para empezar con la sonda es la salida del in-

tegrador. Comprobaremos que está generando una suave rampa y que pulsando el conmutador su frecuencia sube de 2 Hz hasta aproximadamente 20 Hz. A continuación verificamos el estado de los comparadores y el «flip-flop». La figura 2 nos ayudará a buscar algún posible mal funcionamiento. Seguidamente comprobamos la salida del convertidor logarítmico y nos aseguraremos que se parece a alguna de las mostradas, las partes altas planas y los lados empinados. Para ajustar PR1 utilizaremos el osciloscopio y lo haremos de modo que el ciclo de salida comience en cero voltios.

El siguiente punto es el oscilador. Situamos RV1 y RV2 a cero y ajustamos PR3 de forma que la salida de IC5-a sea la misma que en la patilla 6 de IC6. Esto debería asegurar la oscilación en la salida (patilla 2). Ahora viene la parte donde se necesita tener un buen ojo para ajustar la simetría y la distorsión. La idea es observar la patilla 2 mientras se ajusta en primer lugar PR4, de modo que parezca simétrico. Es una tarea fácil observar la onda de salida de modo que parezca triangular o cuadrada en las patillas 3 y 9, respectivamente, para obtener el 50 por 100 del ciclo completo. Después de un resultado satisfactorio, ajustaremos PR5 y PR6 de forma que la onda sinusoidal aparezca de una forma correcta. Hay que decir que el primero ajusta la parte superior de la onda sinusoidal, mientras que el segundo ajusta la parte inferior. Si disponemos de un medidor de distorsión, el método es mucho más sencillo y exacto. Finalmente, comprobamos que todo el circuito funciona girando RV1, mientras observamos la salida de IC5-c. Debería parecerse a lo que aparece en la figura 4, pero lo más importante es que su salida debe ser constante a través de todo el barrido. Girando SW2 se incrementará la frecuencia hasta el próximo rango.

Ya sólo nos queda la parte del rectificador para verificar y ajustar. Para esto necesitamos conectar el circuito a las entradas X e Y como si lo estuviéramos utilizando normalmente. Sin señal de entrada, las salidas lineal y logarítmica deberían ser cero, pero la logarítmica necesitará el ajuste de PR7. Para comprobar que todo está bien, conectamos directamente la salida de prueba a la entrada de prueba. Si todo es correcto, el resultado es una línea recta dibujada sobre el eje cero, en ambos ajustes, logarítmico y lineal. Para estar seguros de que el circuito funciona correctamente, sugerimos probar la respuesta de algunos filtros RC simples pasa-altos y pasa-bajos. Esto de-

bería parecerse a la conocida gráfica logarítmica de 3 dB por octava.

Funcionamiento

El integrador activo está configurado en modo inversor, de manera que la entrada negativa es una masa virtual; por tanto, de la figura 3 podemos deducir:

$$V_{in}/R = -C(dV_{out}/dt)$$

o también

$$V_{out} = (-1/RC) \int (V_{in}) dt$$

Haciendo $V_{in} = -V$ de alimentación y eligiendo los valores de R y C , podemos obtener la rampa deseada.

Un obstáculo en cualquier circuito de este tipo es el problema de elegir una frecuencia de barrido que proporcione un adecuado tiempo de estabilización para el oscilador. Sería ridículo barrer un oscilador con un rango de 20 Hz a 20 kHz con una rampa de 400 Hz, ya que el oscilador no tendrá tiempo para generar ninguna señal de audio en el extremo inferior de la banda. Para poder resolver este problema es posible utilizar dos frecuencias conmutables, 2 y 20 Hz. Obviamente, la frecuencia de corte no tendrá un trazo estable, pero esto es debido a la persistencia de la visión.

Ambos convertidores logarítmicos parten del mismo diseño. Los amplificadores operacionales aprovechan la relación logarítmica entre la tensión base-emisor y la corriente de colector de un transistor para producir una salida proporcional al logaritmo de la tensión de entrada posi-

tiva. La resistencia de entrada es necesaria para convertir la tensión de entrada en una corriente adecuada para el proceso del transistor. El otro transistor es necesario para la compensación de temperatura. El preajuste de cero genera una pequeña corriente de desplazamiento para determinar cuál de las tensiones de entrada proporciona la salida cero. El condensador situado en el transis-

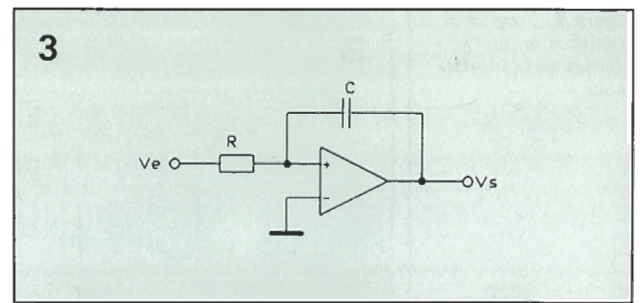


Figura 3. Circuito del integrador activo.

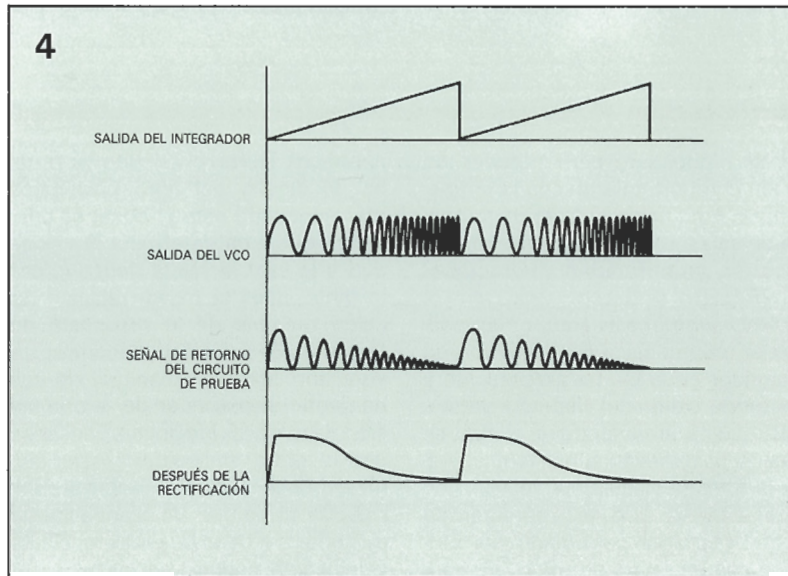


Figura 4. Varias formas de onda de salida.

tor se utiliza para estabilizar el lazo de realimentación, mientras que el diodo es, por así decirlo, una póliza de seguros para el transistor si por alguna casualidad la tensión de entrada se hiciera negativa. Si esto se llegara a producir, la unión base-emisor se dañaría de forma irremediable y el siguiente paso será comprar un nuevo transistor. El amplificador no inversor proporciona la ganancia ne-

cesaria para llevar el nivel de salida desde centésimas de voltio a voltios y un amplificador inversor lo hace retornar sobre el eje de cero voltios. Antes de terminar con los convertidores logarítmicos debemos observar que es mejor usar amplificadores operacionales con corrientes de desplazamiento bajas, como las entradas de FET, y en la parte de los transistores la mejor opción es un con-

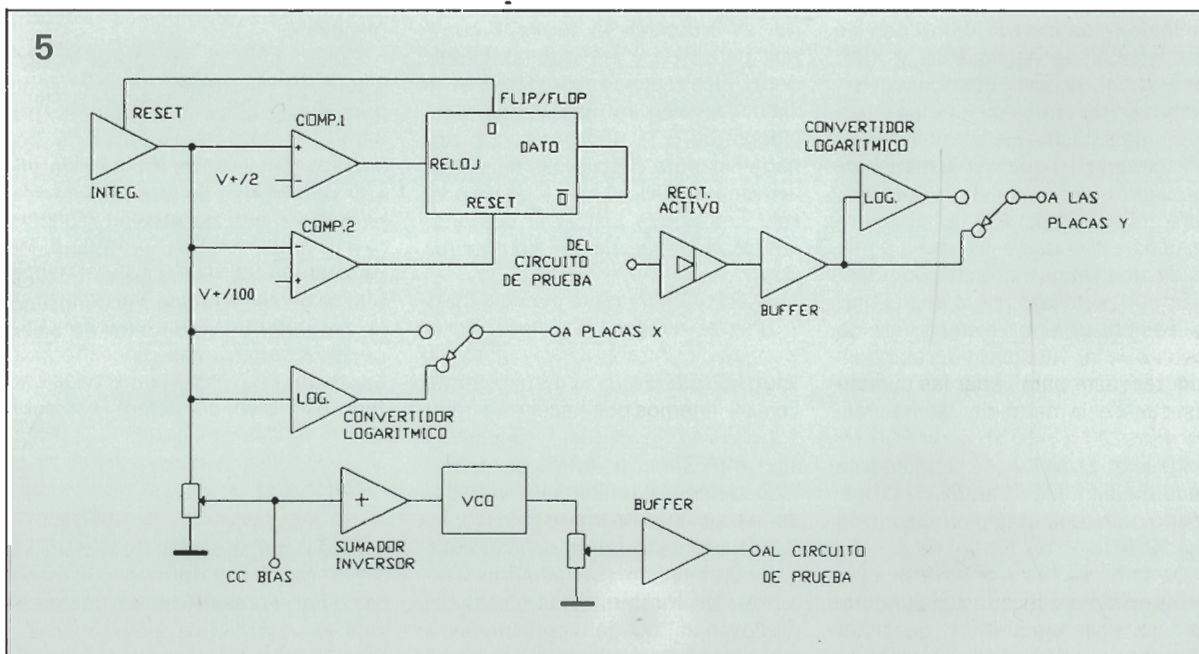
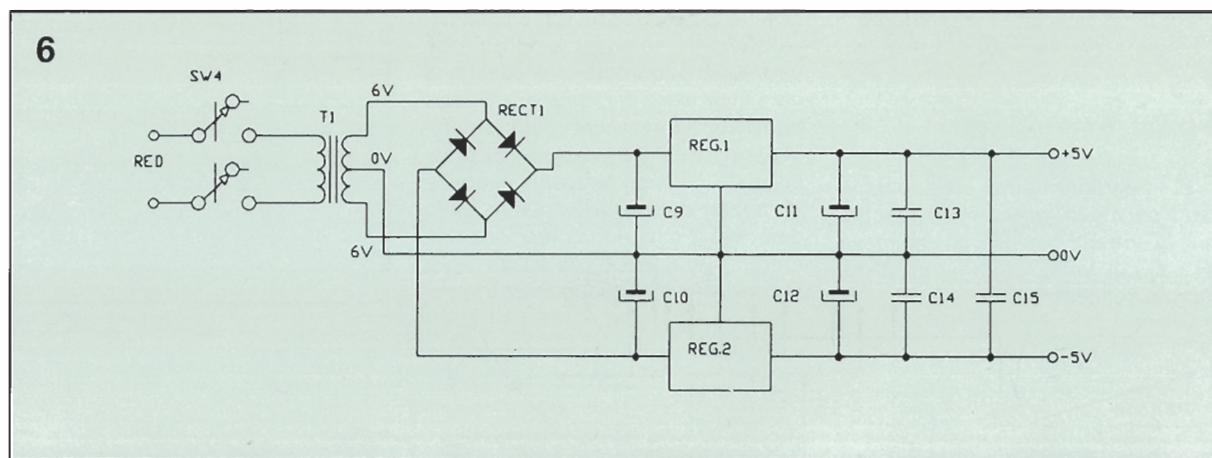


Figura 5. Diagrama de bloques del trazador de frecuencia.

Figura 6.
Distribución de
componentes en la
placa.



junto monolítico, para obtener un buen comportamiento con la temperatura. Aquí hemos usado un paquete de seis transistores, LM3046, y el común amplificador operacional TL084FET.

Volviendo al oscilador, un amplificador diferencial, IC5-a, actúa como sumador de la DC de polarización y la rampa atenuada, y como inversor. PR3 ajusta el nivel sobre el cual se realiza la inversión y, por tanto, ajusta la mínima frecuencia posible.

El ICL8038 (IC6) está configurado como oscilador controlado por tensión con un rango de 40:1. Una tensión de +V hasta +V/2 cubrirá este margen. Para evitar el problema de que las tensiones de salida de los amplificadores operacionales sólo pueden subir hasta 2 V por debajo de su tensión positiva de alimentación, reducimos la tensión de alimentación del oscilador, aplicándola a través de un diodo zener de 2,4 V y, por lo tanto, damos un margen al amplificador operacional. La simetría de temporización de la onda sinusoidal se puede ajustar mediante PR4 y los niveles de distorsión de la onda también se pueden modificar con las resistencias de ajuste PR5 y PR6. Este microprocesador también genera formas de ondas cuadradas y rectangulares, pero no se utilizan en este circuito, ya que sólo estamos interesados en la salida sinusoidal. Ésta no es la mejor de las ondas sinusoidales, ya que está hecha a partir de una onda triangular recortándola con un diodo, pero incluso así es posible obtener distorsiones de menos de 1. Mediante los condensadores de temporización se pueden conmutar los márgenes de frecuencia entre 20 a 800 Hz y de 500 Hz a 20 kHz. El ajuste de amplitud se hace mediante RV3 antes de amplificarlo con una pequeña ganancia con IC5-c.

La señal de retorno se desacopla antes de ser rectificada activamente, esto se hace para evitar cualquier error que puedan añadir los compo-

nentes de DC en el circuito de prueba. El diseño del filtro pasa-bajos más adecuado para el diodo es crítico, ya que éste determina la velocidad a la cual la salida decae y, por lo tanto, dicta la mayor relación de caída medible de la respuesta de amplitud. Es necesario encontrar un equilibrio entre la velocidad de caída (preferiblemente alta) y la otra acción de suavizar los golpes causados por la onda sinusoidal (preferiblemente baja). No hay ningún problema con el tiempo de respuesta, ya que el diodo tiene una resistencia insignificante cuando conduce y, por lo tanto, el único límite es la resistencia de salida del amplificador operacional IC8-d. Son posibles dos elecciones con el filtro pasa-bajos, que corresponden a los dos rangos de frecuencia del oscilador. En el margen superior no es necesario un filtro muy potente, ya que la mínima frecuencia posible es 500 Hz, de modo que el filtrado pasa-bajos es muy ligero para permitir un decaimiento más rápido. La fuente de alimentación para este circuito está compuesta por un puente rectificador para obtener la corriente continua necesaria y por dos condensadores electrolíticos para filtrar el rizado. También se utilizan dos reguladores de 5 V, uno positivo y otro negativo, para obtener las tensiones necesarias. Después de todo esto ya sólo nos queda aplicar la corriente alterna a través de un transformador.

Utilización

La conexión de este circuito es algo muy sencillo. Antes de conectarlo debemos inhibir el generador de rampa interno del osciloscopio. Para hacer esto existe un conmutador denominado normalmente «externo». De ese modo, las placas del osciloscopio quedan conectadas a las respectivas salidas del circuito.

Ahora tenemos que seleccionar la frecuencia de barrido. Veamos algunos consejos sobre esto: en principio, cuando examinemos la respuesta en la parte inferior de la banda de audio, por debajo de 100 Hz, es aconsejable utilizar el ajuste de 2 Hz, para dar tiempo al oscilador y al rectificador a que se estabilicen. El rango alto no tiene este tipo de restricción. Cuando tengamos el circuito ajustado a nuestras necesidades particulares, situamos RV1 en cero y ajustamos RV2 de forma que la frecuencia del oscilador sea la frecuencia media de prueba que necesitamos. A continuación ajustamos RV1, de modo que el margen de barrido sea el más adecuado a nuestras necesidades. El otro potenciómetro, RV3, se ha incluido para que el dispositivo se pueda utilizar con circuitos de prueba que tengan amplificación o poder manejar señales de entrada muy pequeñas. Cuando probemos equipos como, por ejemplo, amplificadores, debemos empezar con este potenciómetro en la posición cero, e incrementarlo muy lentamente hasta que obtengamos una señal razonable.

Conectando el circuito al equipo estéreo y utilizando un micrófono para recibir la señal de retorno, podemos probar la respuesta de frecuencia del sistema. En caso de utilizar micrófonos de alta impedancia es posible que necesitemos un pequeño amplificador o un adaptador de impedancia. También es posible probar la respuesta de frecuencia de un grabador o reproductor de cassette con diferentes cintas.

Montaje

Para la construcción de la placa se deben seguir las normas lógicas de cualquier montaje. Primero colocaremos los pequeños componentes, como diodos y resistencias. A conti-



Condensadores:
C1 = 220 nF, poliéster
C2, C3, C8, C15 = 10 nF, poliéster
C4, C13, C14 = 100 nF, poliéster
C5, C6 = 4,7 µF, tantaló
C7 = 150 nF, poliéster
C9, C10 = 4700 µF, electrolítico
C11, C12 = 2200 µF, electrolítico

Semiconductores:
IC1, IC5, IC8 = TL084
IC2 = TL082
IC3 = 4013
IC4 = 4066
IC6 = ICL8038
IC7 = CA3046
REG1 = 7805
REG2 = 7905
D1, D3, D4 = 1N914
ZD1 = 2V4, zener
LED1 = LED rojo de 5 mm

Varios:
SW1, SW4 = SPDT
SW2 = SPST
SW3 = DPDT
Bananas de 4 mm
Transformador de
6V-0-6V, 500 mA

Figura 7.
Diagrama de
distribución de
componentes y de
conexiones.

los circuitos integrados, que siempre son recomendables. Hay que tener un especial cuidado con el circuito ICL8038, ya que es muy sensible a las descargas estáticas, de modo que tomaremos las precauciones normales para con los CMOS. También es recomendable tomar las mismas precauciones con los demás circuitos integrados, aunque sean menos caros y sensibles. ■

Completamos la descripción del montaje de este analizador lógico de bajo coste.

ANALIZADOR LÓGICO PROFESIONAL DE BAJO COSTE (y II)

El mes pasado se habló de la circuitería, en el presente artículo trataremos sobre la construcción.

Notas de montaje

El montaje es simple en teoría, pero el cableado es algo complicado; por lo que se recomienda el uso de una placa de circuito impreso. Se proporcionan las plantillas necesarias para que uno mismo se pueda fabricar sus placas; también hay disponibles placas grabadas, taladradas y serigrafiadas a través de la dirección que se proporciona en la lista de componentes. Utilizando la figura 5 como guía, se montarán todos los componentes, excepto aquellos que se mencionan más adelante en la cara de componentes de la placa de circuito impreso. Los diodos LED deben colocarse de forma

que su parte superior se encuentre a nivel o ligeramente por encima de S1.

El conector de alimentación de CC J2 es para una clavija coaxial de 3,5 mm, que se monta en la cara de las pistas de la placa de circuito impreso, como ocurre con varias de las opciones de configuración (el condensador C4 y los puentes de selección de opciones JU1-JU5).

En la posición reservada para C4 (en el lado de las pistas del circuito impreso) se montará un zócalo de dos patillas y se insertará un condensador de tipo cerámico de 33 pF cofaradios. Después se montará un soporte para puentes de tres posiciones en JU1-JU4 y un soporte para puentes de dos patillas en JU5. Los puentes se deberán insertar en los soportes de acuerdo con lo que se indica en la tabla 1. Se deberá comprobar y corregir cualquier error de

cableado, pero no se montará todavía la placa en la caja.

Comprobación inicial

Antes de instalar la placa en la caja, hay que realizar las siguientes comprobaciones:

1) Con la ayuda del polímetro se comprobará que la lectura entre la pista de +5 V y masa es superior a 20 ohmios.

2) Se enchufará el adaptador de red y se comprobará la existencia de 5 V entre la patilla 20 y la patilla 10 de IC1.

3) Sin ninguna de las pinzas de prueba instaladas, se verificará que todos los diodos LED están parpadeando. Si no ocurre así hay que comprobar si la patilla 8 de IC6 está oscilando a aproximadamente 2 Hz.

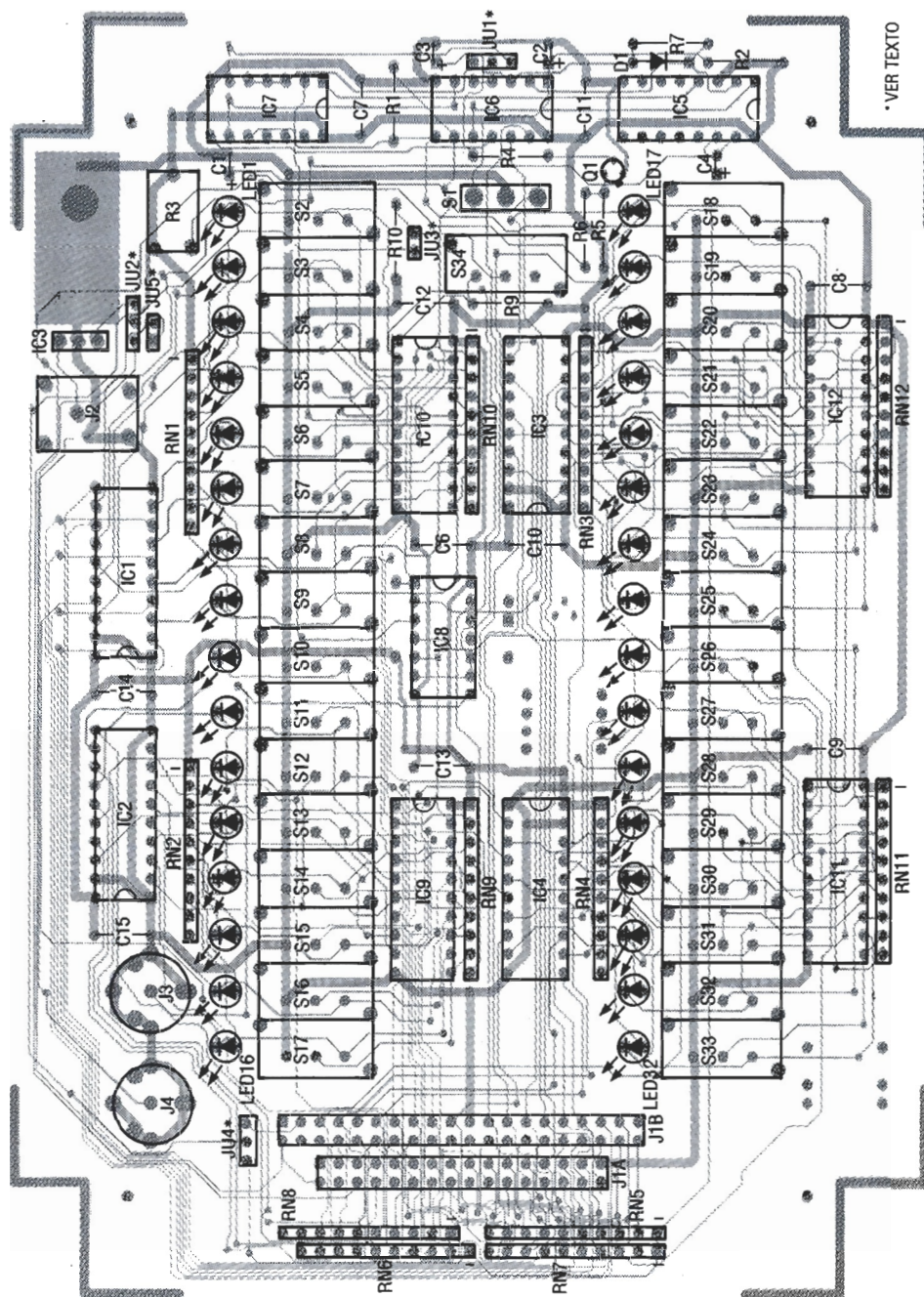


Figura 5. Todos los componentes se deberán montar como se muestra aquí. Señalemos que C4, J2 y los cinco soportes para los puentes, se montarán en la cara de las pistas de la placa.

Lista de componentes

R1 = 150 K
R2 = 100 K
R3 = 200 K, potenciómetro para montaje sobre placa de circuito impreso
R4 = 1 K
R5, R10 = 10 K
R6 = 2.3 M
R8, R9 = 47 K
RN1-RN4 = Array de 9 resistencias de 470 ohmios, 1 patilla común.

RN5-RN12 = Array de 9 resistencias de 74 K, 1 patilla común

Condensadores

C1 = 2.2 μ F 25 V, tántalo
C2 = 0.1 μ F, 25 V, tántalo
C3 = 1 microfaradio, 25 V, tántalo
C4 = 33 picofaradios, disco cerámico con zócalo (ver texto)
C6-C15 = 0.1 μ F, cerámico

Semiconductores

IC1-IC4 = 74HCT240
IC5 = 74HCT221
IC6 = 75HCT14
IC7 = 75HCT00
IC8 = 74HCT32
IC9-IC12 = 74HCT688
IC13 = 7805
Q1 = Transistor 2N2222
D1 = diodo 1N914
LED1-LED32 = diodo LED rojo (encapsulado T1-3/4)

4) Con un lado de una pinza de prueba conectada a masa, momentáneamente se tocará con el otro extremo a cada entrada de datos y de direcciones. Comprobaremos que el LED correspondiente se apaga y que los demás continúan parpadeando.

5) Se revisará el correcto nivel lógico de las líneas WAIT y READY.

6) Se verificará que cuando S1 está en la posición de «Funcionamiento», una punta de prueba de un osciloscopio conectada al conector

de WAIT (J4) mide un uno lógico (5 V), y que cuando se encuentra en la posición de «Parada» mide un cero lógico (menos de 0.5 V).

7) Se mantendrá S1 en la posición «Paso» y se verificará la presencia de pulsos de nivel alto en J4. El pulso tiene un ancho reducido (aproximadamente 1 microsegundo) y una velocidad de repetición baja (2 Hz), por este motivo puede ser difícil de ver. Se utilizará un osciloscopio en el modo de barrido simple o

una sonda lógica con compresor de pulsos incluido.

8) Hay que asegurarse que cuando se deja de pulsar S1, cesan de aparecer los pulsos en J4.

9) Se pondrá S1 en la posición «Paso» varias veces, y se verificará que la señal J4 son pulsos de nivel alto cuando se hace esto.

Si falla cualquiera de las comprobaciones, se quitará la alimentación y se comprobará el circuito antes de continuar.

Otros componentes

J1-a = Base de conexión
16 x 2 0,1"

J1-b = Base de conexión
20 x 2 0,1"

J2 = Clavija coaxial de
3,5 mm

J3-J4 = Conector mono
RCA para montar sobre
placa de circuito impre-
so

JU1, JU2, JU4 = Base de
conexión de 3 patillas
0,1"

JU3, JU5 = Base de con-
exión de 2 patillas 0,1"

S1 = Conmutador bascu-
lante SPDT, centro des-
conectado y uno de los
lados momentáneo (Al-
coswitch MTA-106H-PC
o equivalente)

SW2-SW33 = Conmuta-
dor deslizante SPDT
centro no conectado

SW34 = Conmutador
deslizante SPDT

Varios

Adaptador de tensión de
6 V 300 mA CC, panel
frontal, caja, cables para
ROM de 28, 32 y 40 pa-
tillas, cable para la línea
WAIT, tornillería de
montaje

TABLA 1

PUENTES DE SELECCION DE OPCIONES

Puente	Posición	Descripción
1	1-2* 2-3	Espera a nivel bajo Espera a nivel alto
2	1-2* 2-3	Activa alimentación interna Activa alimentación a través de la pinza de prueba
3	Activado Desactivado*	Activa señal de activación de preselección en la pinza de prueba
4	1-2* 2-3	Activa señal de activación de preselección en la pinza de prueba de 8 bits Activa señal de activación de preselección en la pinza de prueba de 16 bits
5	Activado* Desactivado	Activa la alimentación a través de la pinza de prueba en la patilla 30 Desactiva la alimentación a través de la pinza de prueba en la patilla 30

* = Por defecto

Comprobación final

Ahora ya se está listo para conectar la unidad a un sistema para su comprobación:

1) Conéctese el cable de prueba al Analizador y acóplese la pinza de prueba sobre la PROM en el sistema bajo prueba basado en microprocesador, al mismo tiempo hay que verificar la correcta orientación de la patilla 1.

2) Si el microprocesador bajo prueba utiliza lógica de colector abierto en el circuito de espera, basta con empalmar el cable WAIT directamente a la patilla WAIT. Otro método para hacer esto consiste en insertar una resistencia de 200 ohmios entre la lógica de espera del circuito bajo prueba y el microprocesador, como se puede ver en la figura 6. Si no es posible utilizar ninguno de los dos métodos, se deberá evaluar la circuitería del sistema bajo prueba para encontrar la mejor for-

ma de conectarse a la lógica de espera. Hay que advertir que el Analizador utiliza línea WAIT para controlar el microprocesador, por lo que las funciones de paso a paso y de preselección de valores no funcionarán sin la conexión al circuito de espera.

3) Una vez efectuada la conexión a la línea WAIT, ahora habrá que ajustar el temporizador de espera del Analizador. El objetivo consiste en ajustar el pulso de espera de forma que el dispositivo bajo prueba ejecute una operación cada vez que se pulsa el conmutador «Paso». Con el potenciómetro R3 se ajustará el ancho del pulso de espera. Si el pulso de espera es demasiado corto, el microprocesador puede que no avance un paso; si el pulso de espera es demasiado largo, puede que se realicen varios pasos cada vez que se intente avanzar un único paso. Si el dispositivo bajo prueba corre muy despacio, es posible que sea necesario incrementar el valor de C4, el

cual está montado mediante un zócalo para facilitar su posible sustitución en el caso de que se desee experimentar con varios valores.

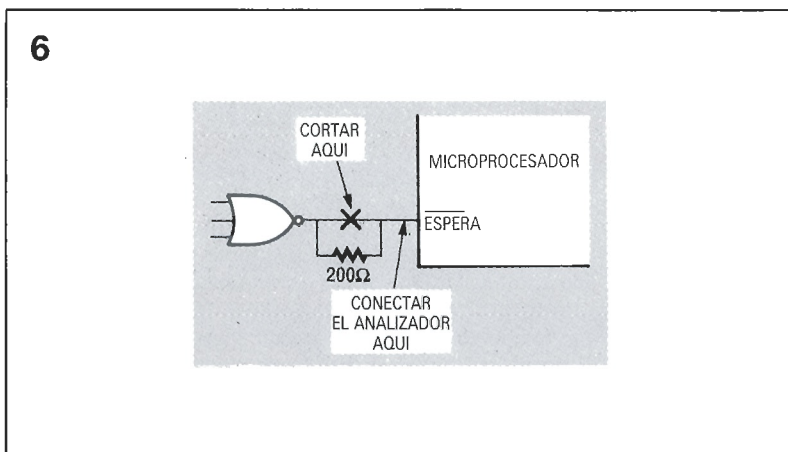
Un modo de ajustar el pulso de espera es obtener o programar una EPROM conteniendo exclusivamente códigos de instrucción «NOP» (No Operación). La EPROM NOP hará que el microprocesador bajo prueba pase a través de todas las direcciones de memoria. Después de instalar la EPROM NOP, se colocará S1 en la posición «Parada»; en los diodos LED correspondientes a las direcciones aparecerá una dirección aleatoria, y en los LED de datos deberá encontrarse el código de instrucción correspondiente a la operación NOP. Pulsando S1 una vez, se incrementará la dirección en 1, 2 ó 4, dependiendo de la longitud de la palabra de instrucciones del microprocesador que se esté utilizando.

Si el impulso de espera es demasiado corto, la dirección no se incrementará. La mejor técnica consiste en comenzar por un impulso corto a intensificar la duración hasta el momento en que comience a incrementarse la dirección del programa.

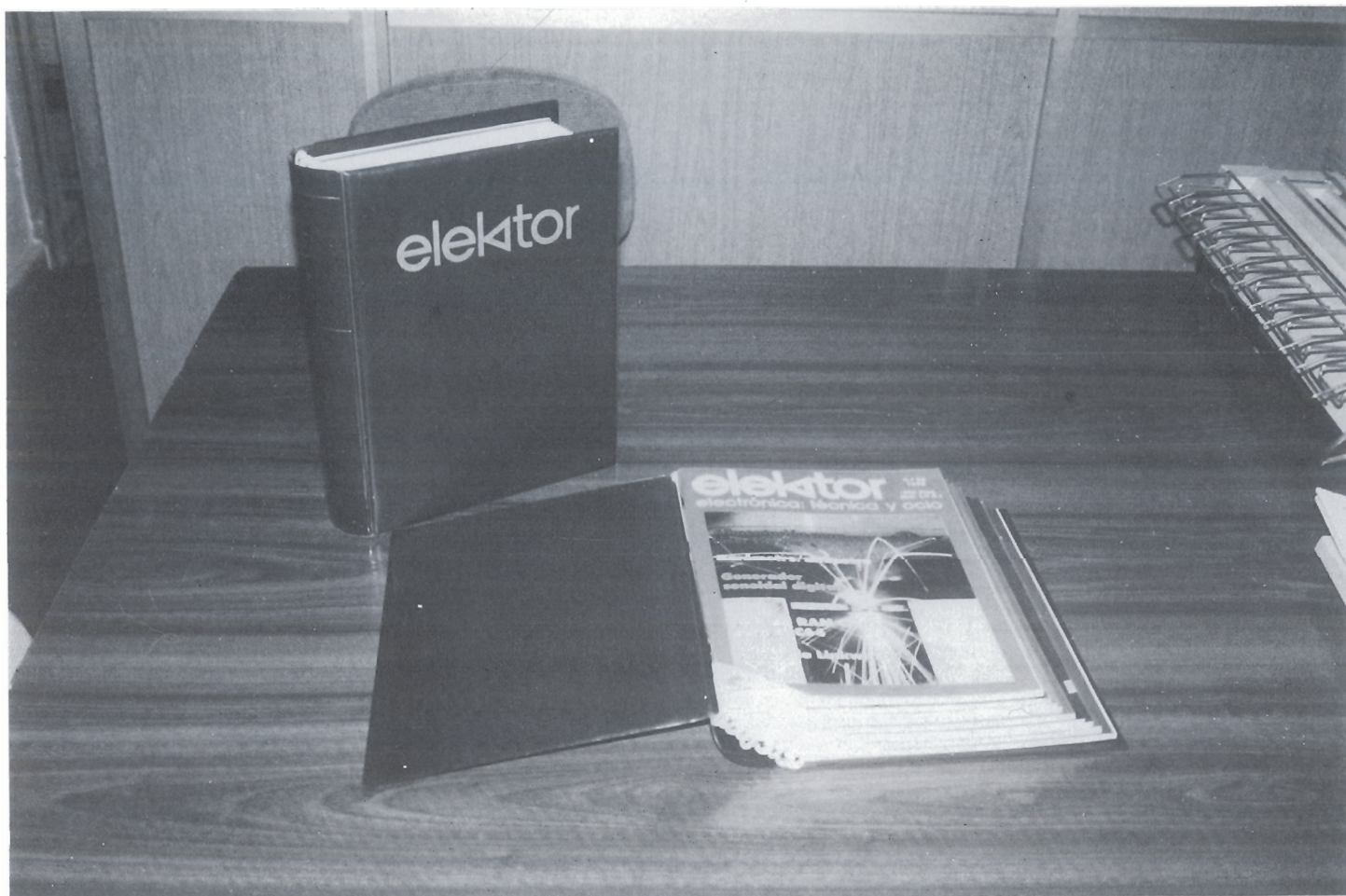
Después de ajustar el pulso de espera, hay que asegurarse de que funciona el modo de paso automático. Pulsando el conmutador «de paso»; los diodos LED deberán mostrar la dirección incrementándose con una velocidad aproximada de dos veces por segundo.

Con esto las comprobaciones están realizadas completamente y nuestro Analizador está listo para ser usado sobre el banco de trabajo o a pie de equipo. ¡Feliz depuración! ■

Figura 6. El Analizador se conectará al sistema bajo prueba, directamente o insertando una resistencia en serie con la línea WAIT activa a nivel bajo.



UN SITIO PARA CADA REVISTA...



... Y CADA REVISTA EN SU SITIO

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

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

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

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

995 ptas.

IVA INCLUIDO

Infraport de Sennheiser: nuevo sistema inalámbrico para oír la TV sin molestar a nadie

Bajo el nombre de Infraport Set 100 (mono) e Infraport 200 (estéreo), Sennheiser electrónica, la compañía líder en el campo de la tecnología de infrarrojos durante muchos años, ha presentado dos nuevos sistemas para la escucha perfecta y cómoda sin hilos del sonido de TV en el congreso de otólogos de Mainz. Infraport es el sistema más avanzado por el momento, diseñado especialmente para satisfacer las necesidades de las personas con dificultades auditivas. Los receptores de estos sistemas son los receptores de infrarrojos de peso más reducido del mundo. Esto significa la máxima comodidad cuando se llevan puestos.

Los sistemas Infraport Set presentan control de volumen separados para los oídos izquierdo y derecho, control electrónico del sonido para conseguir una inteligibilidad óptima y control de ganancia y on/off automático. La audición individual es posible con todo el volumen necesario sin molestar a los demás. El diminuto transmisor se conecta sencillamente al enchufe de los auriculares del aparato de televisión. Cuando

se enciende el aparato de televisión el transmisor también se conecta automáticamente y la luz infrarroja transmite el sonido por toda la habitación.

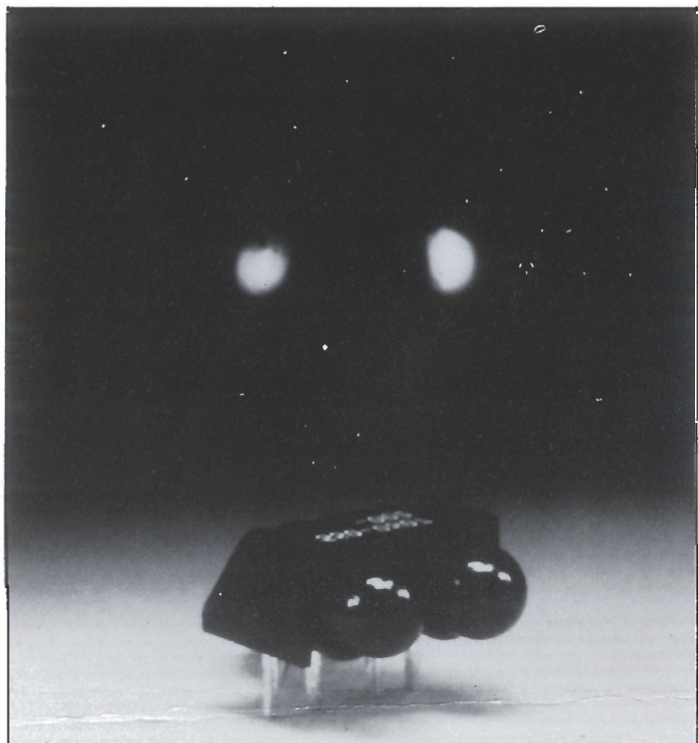
La señal luminosa puede ser recibida por uno o varios receptores. El transmisor convierte la señal en información acústica. El receptor es alimentado mediante una pequeña pila que se puede cargar en un compartimento especial del transmisor. Un compartimento adicional permite el uso de dos pilas alternativamente, lo que significa un tiempo de funcionamiento ilimitado.

La versión estéreo del Infraport Set 200 es similar en funciones a la versión mono. Ambos sistemas son compatibles con los actuales sistemas Infrared Set de Sennheiser.

Cardenal Silíceo, 22 • 28002 MADRID • Tel. (91) 519 24 16. Fax. (91) 519 64 44 • Télex: 42451 MAGNE

Dialight introduce un nuevo conjunto de LED doble, superbrillante

Un encapsulado con dos LED superbrillantes (20 mA), es uno de los últimos miembros de la serie 550 para aplicaciones en



placas de circuito impreso de alta densidad introducido por Dialight.

Los LED compactos T-1 3/4 (5mm) están especialmente indicados para la indicación de estados lógicos.

Son intercambiables con otros miembros de la serie 550 de unidades LED simples y cuádruples.

Otras especificaciones incluyen: fuentes de luz de estado sólido; rango de temperatura de $-30 + 85^{\circ}\text{C}$ y montaje en ángulo recto.

La serie 550 de indicadores LED dobles están disponibles en configuraciones estándar o especiales de colores (rojo, amarillo, verde, ámbar, etc.), en cápsula negra para optimización del contraste y visibilidad.

DIALIGHT está representada en España por AMITRON, S. A.

DYPY: cartuchos de salvaguardia originales

Especializada en la fabricación de soportes magnéticos

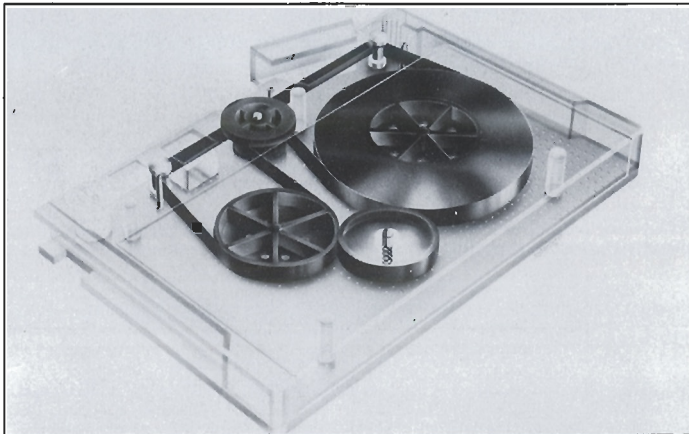
(cintas magnéticas, disc-packs, cartuchos de datos, etc.), la sociedad francesa DYPY lanza al mercado una gama de cartuchos de salvaguardia cuya concepción es original.

Basándose en varias patentes, estos cartuchos utilizables con todo los microordenadores facilitan el archivo de datos informáticos.

Varias características diferencian dichos cartuchos de los demás productos existentes en el mercado, como por ejemplo el empleo de una correa fabricada según un procedimiento «case-ro». Unida con un rodillo prensador, permite la obtención instantánea de la tensión de la cinta. Otra innovación: la reducción del número de piezas móviles, generadores de fricción, lo que permite un contacto cabeza-cinta eficiente.

La concepción de las bobinas es muy original. Permite la ventilación dentro del cartucho de datos, por lo que puede ser utilizado en condiciones climáticas severas. Eficaz, la acción del rodillo prensador asegura el funcionamiento en condiciones de almacenamiento difíciles. En efecto, elimina la película de aire entre las espiras y conser-





15 y 30 V y posee una velocidad de respuesta de 400 ns. Así mismo proporciona una elevada corriente de salida necesaria para la carga-descarga del condensador en funciones de ON y OFF.

TOSHIBA está distribuida por LOBER, S. A.

Nueva llave de microprocesador con memoria

La sociedad francesa MICROPHAR fabrica y comercializa desde 1983 unas llaves de protección contra el pirateo de los programas.

Actualmente, más de 750.000 llaves protegen los programas micro y mini de más de 4.000 sociedades de servicio en Europa y Estados Unidos. Siendo ya el más adelantado con la primera llave de memoria en 1987, y luego en 1989 con la primera llave de microprocesador, MICROPHAR

innova ahora con dos nuevos productos:

La llave de microprocesador con memoria

Permite la protección de programas desarrollados sobre miniordenadores o estaciones de trabajo cualquiera que sea el sistema operativo utilizado. Sus características de funcionamiento (periferia estándar conectable en un puerto serie RS 232, emisión-recepción de cadenas de caracteres aleatorios) le convierten en una excelente herramienta de protección. Su memoria interna permite el almacenamiento y la modificación de informaciones en 16 palabras de 16 bits. Su portabilidad es excelente ya que funciona como un periférico estándar en el puerto RS 232.

La llave de microprocesador para red local

Desarrollada para la protección de programas utilizados en una red local, esta llave se conecta en el puerto paralelo del servidor de la red. Es una de las aplicaciones de nuestra nueva llave de microprocesador con memoria. Provista de una zona memoria programable reservada al desarrollador, permite también controlar el número de puestos usuarios del programa en un determinado momento. La llave comunica sobre el servidor gracias a un driver que respeta las especificaciones de cada red. Hay varias versiones del driver disponibles: Novell 286, 386 y Netbios. La llave es, por supuesto, transparente para con las impresoras.

Considerable progreso en el campo de la protección de programas en red, esta llave garantiza un altísimo nivel de protección porque el diálogo criptado con el driver es aleatorio y el control se efectúa en el microprocesador y no el driver.

MICROPHAR ESPAÑA
Travesera del Dalt. 10, entlo 3.
08024 BARCELONA. Tel. (93)
237 31 05. Fax: (93)
217 46 11
Sr. Luis Gardeta

va así la calidad del bobinado de origen.

La geometría del conjunto platina-guías se consiguió gracias al procedimiento de fabricación adaptado a los materiales escogidos. Las guías de alineado, elementos importantes para la longevidad del cartucho, fueron también objeto de una especial atención.

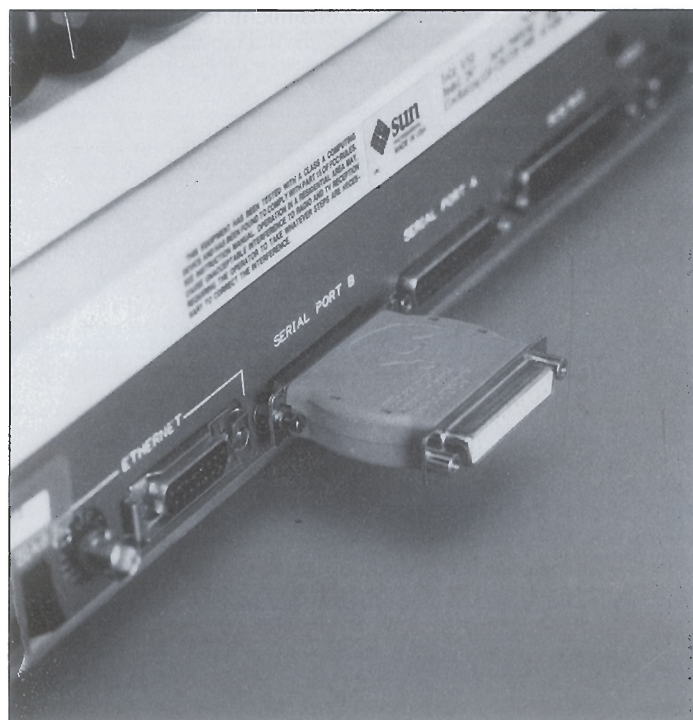
El montaje de la platina metálica y de la cubierta de plástico es realizado por un sistema de fijación, también patentado, que compensa los fenómenos de dilatación diferencial de los dos constituyentes, nociva para el buen funcionamiento del cartucho.

Una protección de escritura garantiza la seguridad de los datos y un espejo preciso garantiza la fácil detección de las referencias de principio y fin de cinta. Elemento clave del sistema, la cinta se fabrica a partir del pigmento magnético y de componentes seleccionados para elevar densidades.

Con un compromiso de «Calidad total», la sociedad tiene por objetivo el cero defecto. Todos los componentes y las materias primas son objeto de un control muy estricto. Resultado: los cartuchos son garantizados durante 10.000 pasos en utilización normal, o sea muy por encima de las normas en vigor.

Fotoacoplador IC para IGBT y MOS de potencia (TLP-250)

Con la adopción del IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) como elemento de potencia para mejorar la velocidad de los sistemas de control, TOSHIBA ha desarrollado el TLP-250, el cual es ideal como driver de dispositivos de potencia. Estos fotoacopladores se emplean en aplicaciones en inversores y en control de servomotores. Este dispositivo requiere una tensión de alimentación de entre



DYPY
20, rue du Général Delestraint
Z. I. Vaux le Pénit
F-77000 Melun
Tel. (64) 39 64 21. Fax: (64)
39 78 52

Placa de vídeo «MM-Vídeo»

La Multimedia es la tendencia de los 90, y la placa MM-Vídeo permite aceptar el reto presentado por la nueva tecnología. La placa MM-Vídeo permite combinar imágenes de vídeo en tiempo real, con gráficos, textos y otros elementos de forma interactiva. Se pueden explotar aplicaciones completamente nuevas, en las áreas de presentaciones, formación y comunicación de la información.

La MM-Vídeo es una placa de superposición de vídeo y captura de vídeo para ordenadores PC y compatibles, basada en el chip PCVIDEO de Chips & Technology.

Permite al usuario conectar un reproductor de vídeo, Camcorder, Vídeo Disco, cámara de vídeo estático o cualquier otra fuente de vídeo a un ordenador con VGA. La imagen de vídeo se visualiza en tiempo real en cualquier monitor VGA estándar, a pantalla completa o en una ventana, y las imágenes capturadas se almacenan en el ordenador en los formatos de ficheros más utilizados.

Al contrario que otras placas digitalizadoras de vídeo, la MM-Vídeo es capaz de mostrar una fuente de vídeo en tiempo real y con 2 millones de colores en la pantalla VGA estándar. Con un sintonizador UHF adicional la MM-Vídeo puede conectarse a una antena de TV para permitir al usuario mostrar las imágenes de televisión en la pantalla del ordenador.

Las imágenes de vídeo se pueden mostrar en tiempo real a pantalla completa, o modificar su tamaño y colocarlas en cualquier parte de la pantalla. También puede hacerse «zoom» en factores de 2, 4 y 8 veces el tamaño normal. Estas características hacen que la MM-Vídeo sea apropiada para todo el rango de aplicaciones multimedia en que se requiera reproducción de vídeo.

Mediante la avanzada tecnología de Chips & Technology, la MM-Vídeo lleva al ordenador personal el vídeo digital de alta calidad, a un precio reducido.

La plaza MM-Vídeo dispone

de un fuerte respaldo de software de utilidades, demostración y aplicación, tanto para el usuario final como para el desarrollador.

La placa MM-Vídeo ha sido diseñada y construida específicamente para ser integrada en aplicaciones de Windows 3, incluyendo Aldus Pagemaker, Xerox Ventura Publisher, Asymetric Toolbook, SPC SuperBase 4, Corel Draw, Computer Presentations Arts & Letters, Lotus Notes, Word For Windows, Lotus Ami Pro, Wordperfect para Windows y aplicaciones multimedia basadas en el nuevo estándar multimedia de Windows.

La placa MM-Vídeo es un producto excelente para convertir los sistemas PC existentes, en sistemas compatibles multimedia.

Telesignal, S.A. Cristóbal Bordiú, 13. Tel. 554 55 43. 28003 Madrid

Bobinas de choque en núcleo toroidal de polvo de hierro

La firma española SABER, ubicada en Barcelona, presenta una nueva gama de choques bobinados sobre núcleos toroidales de polvo de hierro de especial aplicación para fuentes conmutadas, reguladores de velocidad para motores o cualquier otra aplicación en la que se precise un filtro de HF compacto y de altas prestaciones.

La gama completa consta de 243 referencias, bobinadas sobre nueve tipos distintos de núcleos, con diámetros comprendidos entre 9,5 mm y 51 mm, cubriendo ampliamente todas las necesidades del sector. Para cada núcleo hay disponibles 27 referencias, todas ellas con unos valores de inductancia L comprendidos entre los 10 µH y 1 mH para todas las gamas y unas corrientes que varían entre 300 mA y 50 A según modelo.

Está disponible una hoja de

características en la que se detallan todos los modelos con sus correspondientes dimensiones y características eléctricas (inductancia y corriente). Es también posible cualquier realización que no figure en este folleto, cuando por cualquier motivo sea preciso un valor o una mecanización especial.

Interfase directo TTL a bucle de corriente

CRYPRESA ha presentado recientemente el modelo CLA-TTL de MICROBRIDGE, un conversor directo para comunicaciones con transmisión, serie de datos para aplicaciones que requieren largas distancias y/o están en un entorno industrial susceptible de interferencias electromagnéticas.

La conversión de datos se efectúa directamente en el módulo CLA-TTL, desde niveles de tensión TTL a los típicos de bucle de corriente digital. El módulo, que se alimenta a 220 VAC, puede ser montado en sobremesa, fijado a un panel o directamente en un rail DIN. Ambos extremos de los interfaces están totalmente optoacoplados.

Su utilización es atractiva en aquellos equipos que disponen de un puerto serie TTL, habitualmente convertido a RS-232 C, pero que en ocasiones requieran un interfase de bucle de corriente.

MICROBRIDGE también dispone de conversores RS-232 a bucle de corriente.

Hub Transceiver para 10 BASE-T (SSI 78Q903)

En su esfuerzo de ayuda al diseño de sistemas para redes locales, SILICON SYSTEMS anuncia el SSI 78Q903, destinado para repetidores multipuerto. Su misión es hacer de interfaz entre el hub y el cableado UTP.

Entre sus funciones destacan la transmisión y recepción en modo squelch, testeo de línea,

corrección automática de recepción con polaridad invertida y temporizador watchdog.

En el modo de control por software provee de interfaz para microprocesador con extensas opciones de comandos y estados. En modo hardware dispone de operación stand-alone.

Está realizado en tecnología CMOS de bajo consumo, con alimentación única a +5 V, y disponible en encapsulados 14 pin DIP y 28 pin PLCC.

Convertidores DC/DC de 25-30 vatios de bajo perfil de 1.500 V de aislamiento

Ericsson Components presenta una nueva serie de Convertidores DC/DC de bajo perfil diseñados para ser utilizados en las tarjetas de alimentación en los sistemas descentralizados de potencia con refrigeración por conversión natural. Los convertidores fueron inicialmente diseñados para utilizarse en sistemas de telecomunicación y de transmisión de datos, aunque han sido utilizados para una gran variedad de aplicaciones. La serie PKE ha sido diseñada para sistemas de baterías de 48 y 60 V (dc) y comprende 5 modelos diferentes con versiones de simple, doble y triple salida. Con muy bajo perfil (10,7 mm/0,42 in) y una superficie estándar de 3 x 3 pulgadas, permite espaciar las tarjetas a un mínimo de 0,7 pulgadas. La serie PKE introduce también un aislamiento entre entrada y salida de 1.500 V (dc), que la convierte en el estándar para muchas futuras aplicaciones de telecomunicación. Este aislamiento está de acuerdo con las normas EN 41003 y UL 1459 recientemente establecidas. La tensión de entrada es de 38 a 72 V (dc) al objeto de satisfacer las necesidades de los sistemas con baterías de 48 y 60 V (dc). Para proteger las baterías contra una excesiva y perjudicial descarga, la tensión mínima de entrada ha sido ajustada a 38 V (dc) y

DOMINE UN ORDENADOR PERSONAL EN 2 HORAS

Si ya tiene o desea comprar un ordenador personal, no dude en adquirir esta didáctica cinta de vídeo, fundamental para el aprendizaje del mismo.

«SIN LIBROS NI MANUALES»

La primera de una gran colección dedicada a la informática.

Este es su amplio contenido:

- **HARDWARE**

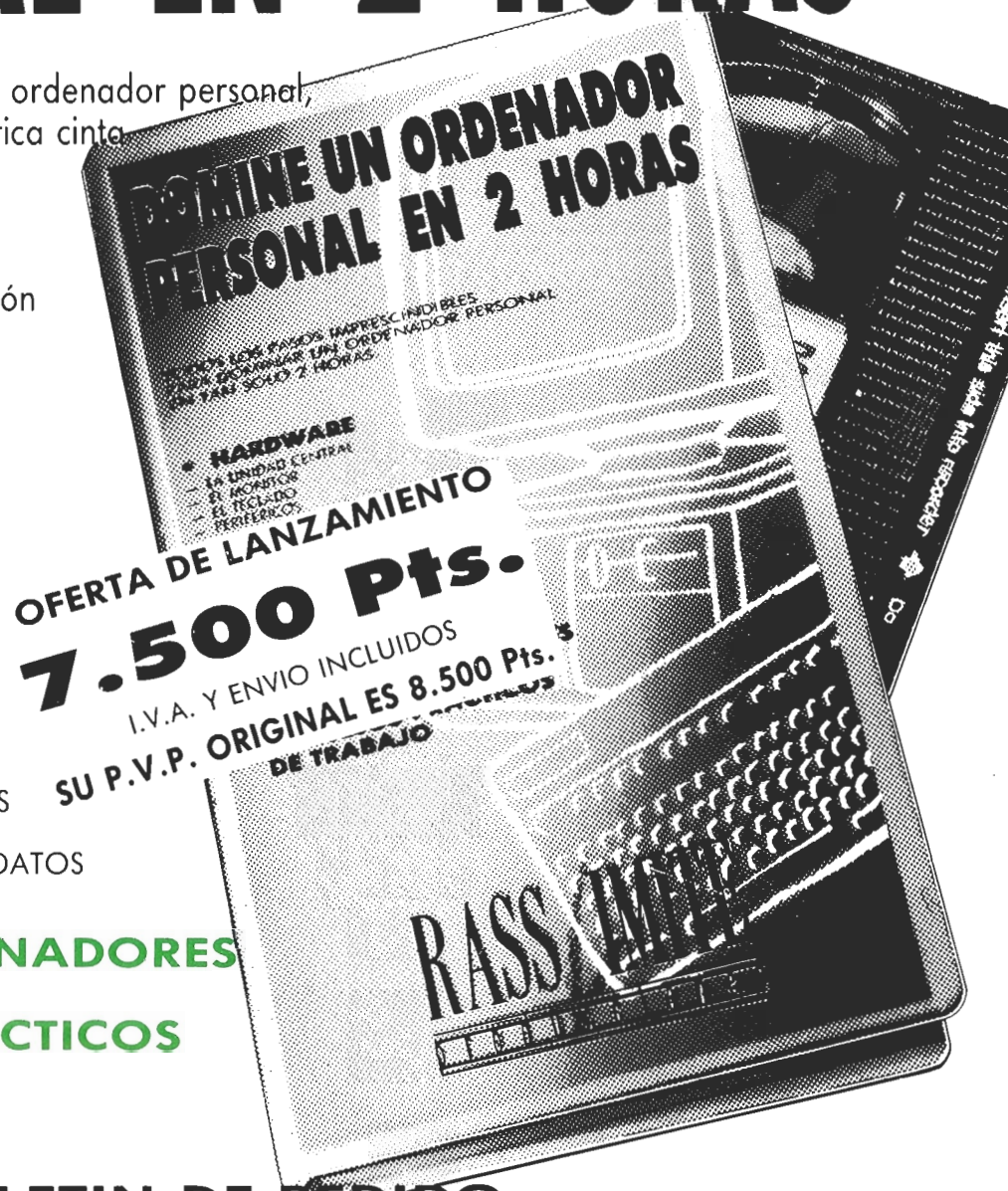
- LA UNIDAD CENTRAL
- EL MONITOR
- EL TECLADO
- PERIFERICOS

- **SOFTWARE**

- SISTEMA OPERATIVO
- TRATAMIENTO DE TEXTOS
- HOJA DE CALCULO
- GESTORES DE BASES DE DATOS

- **TIPOS DE ORDENADORES**

- **CONSEJOS PRACTICOS DE TRABAJO**



BOLETIN DE PEDIDO

PROMO-SOFT

* EN EL TELEFONO (91) 259 18 98

* CUPON REMITIDO A F & G EDITORES

FORMA DE PAGO:

- ☐ TALON BANCARIO A NOMBRE DE PROMOSOFT
- ☐ CONTRARREEMBOLSO

ENVIAR ESTE CUPON A F & G EDITORES, S.A.
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2 - 28016 MADRID

NOMBRE
APELLIDOS
PROFESION
DIRECCION
D.P.

TELF.

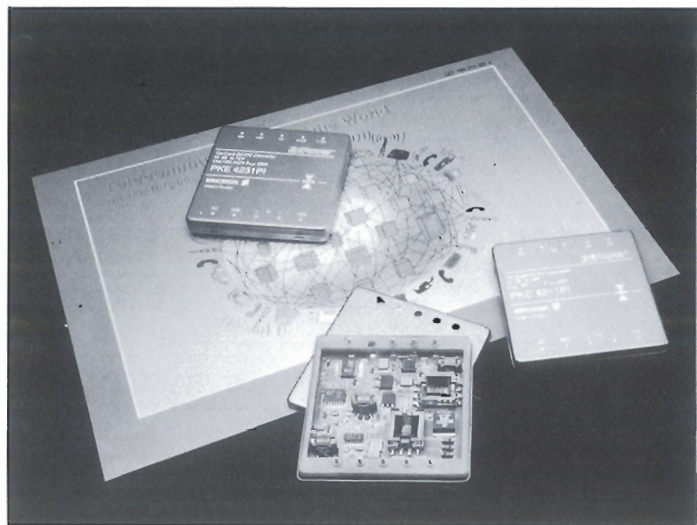
N.º DE CINTAS

SISTEMA DE VIDEO

☐ VHS

☐ BETA

IMAGEN LIMITE



dispone de un ajuste por caída de tensión. Este dispositivo desconecta el convertidor cuando la batería llega a un bajo nivel de carga. La plena potencia se obtiene sin deriva térmica hasta + 85 °C sin necesidad de disipadores. El M. T. B. F. es superior a 2 millones de horas a + 45 °C de temperatura ambiente, pudiendo operar los convertidores a temperaturas de hasta - 45 °C. Las salidas están protegidas contra cortocircuitos y la entrada dispone de un supresor de transitorios con una atenuación de 1 J. La EMI radiada y conducida cumple el nivel A de las normas CISPR 22, VDE 0871 y FCC 20780 apartador 15 J. Un pin de masa conectado a la envoltura metálica puede ser utilizado para la atenuación de los campos EMI. Se dispone de control remoto On-Off y las salidas pueden ser ajustadas en un ± 10 por 100 de la tensión nominal de salida.

La serie PKE está fabricada utilizando tecnología híbrida, siendo un desarrollo adicional de los estándares industriales de la serie PKA. Se han utilizado un diseño, fabricación y chips de control propios. La frecuencia de conmutación es de 300 kHz con una frecuencia de rizado de 600 kHz y una densidad de potencia de hasta 8,0 W/pulgada cúbica. El rendimiento típico es del 80-85 por 100, dependiendo de la tensión de salida. Su peso es de 75 g. y satisface las especifica-

ciones de choque y vibración normalmente requeridas a los componentes discretos.

Los convertidores han sido fabricados por Ericsson Components en la línea automatizada de producción de Kalmar, en el sur de Suecia, donde también son fabricados los convertidores serie PKA. Con un 100 por 100 de Burn-in y un automatizado procedimiento de control final ATE a elevada temperatura, se está próximo a alcanzar el grado de Cero defectos. Un ajuste por láser permite obtener la frecuencia de conmutación, la tensión y corriente de salida y los límites de desconexión en las especificaciones requeridas, permitiendo así paralizar los convertidores.

Los primeros modelos, de una serie de cinco, presentados al mercado son: con salida simple de 5 V/5 A (PKE 4211PI) y con salida triple de 25 W + 5 V/5 A, ± 12 V/1 A (PKE 4231PI). En enero y febrero de 1992 se presentarán dos modelos de 30 W con salida dual (12 V y 15 V) y posteriormente aparecerá una versión de 25 W triple salida (+5 V/5 A, ± 15 V/0,8 A).

Para más información, por favor, contactar con:

José Luis Güemes
Fulltron, S. A. Tel. (91)
630 56 28/88. Fax: (91)
630 55 08

Convertidores DC/DC de 5 W (Series NMX)

NEWPORT COMPONENTS aumenta su gama de convertidores DC/DC con la familia NMX, compatible EMI, con una potencia de salida de 5 W.

La nueva serie NMX utiliza el encapsulado estándar industrial de 2" x 2".

Están disponibles para tensiones de entrada de 5, 12 ó 24 V y tensiones reguladas de salida de 5, 12 ó 15 V, tanto en simple (5 V, 12 V, 15 V) o doble (± 5 V, ± 12 V).

Esta serie tiene una regulación mejor del 0,5 por 100 y un aislamiento de 500 V, con una eficacia del 70 por 100.

NEWPORT COMPONENTS está distribuida por LOBER, S. A.

Filtro para líneas de teléfono y datos (Serie EM2000)

La serie EM2000 de filtros para interferencias en modo común de NEWPORT ofrecen una efectiva solución a los problemas asociados con las líneas de transmisión de datos y telefonía. Con supresión CMI, cubren un rango de frecuencias entre 100 KHz y 100MHz.

Pueden actuar como filtros paso banda (3 dB atenuación) hasta 80 KHz y como Stop band, con atenuación mínima de 37 dB para 2,5 MHz.

Estos dispositivos ofrecen 40 dB de atenuación de ruido en modo común sobre un rango de frecuencias de 100 KHz a 30 MHz, pudiendo incrementarse el rango hasta 100 MHz.

El encapsulado es de 0,3" pitch DIL de 14 pines con aislamiento de 1700 Vrms entre líneas.

Los filtros EM2000 no requieren conexión a tierra para garantizar su funcionamiento.

NEWPORT está distribuida por LOBER, S. A.

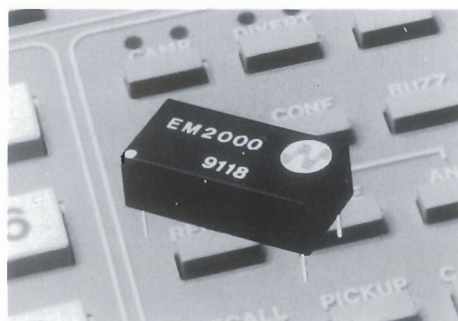
ICL lanza la revista ENIC

Con ocasión de la celebración del SIMO, ICL ha lanzado una nueva publicación trimestral bajo el nombre de ENIC, orientada hacia el ámbito de las comunicaciones.

La publicación responde a una iniciativa del Centro Europeo de Integración de Redes dirigido por Agustín Borrás y constituido en España por ICL en mayo pasado.

El contenido de este primer Boletín ENIC abarca el campo de las redes de comunicaciones, así como sus productos y servicios de valor añadido, tales como:

- Integración de sistemas de distintos suministradores.
- X-400/X-500.
- EDI.
- Redes privadas X.25.
- Videotex.



Según Agustín Borrás, la nueva publicación —distribuida con carácter gratuito— pretende ser una línea de comunicación ágil, capaz de mostrar las actividades y aplicaciones de los sistemas ICL, referentes a redes de comunicación, productos y servicios de valor añadido asociados a ellas como son: X 400/ X 500, EDI, Video-text, etc.

FUJITSU ESPAÑA fabricará la nueva impresora financiera de ICL

ICL y FUJITSU ESPAÑA, dos empresas líderes en el sector de la informática, han firmado un acuerdo por el cual esta última producirá en su fábrica de Málaga la impresora financiera FDP 20 de ICL.

La nueva impresora FDP 20 de ICL ha sido diseñada para ser empleada en el sector financiero, con posibilidad de admisión de una gran variedad de los formatos de documentos utilizados por las aplicaciones financieras, incluyendo cheques, cartillas, etc. En el diseño de dicha impresora se ha prestado una gran atención a las necesidades de los usuarios finales, con gran énfasis en los factores ergonómicos y de tendencia de mercado.

La disponibilidad de una función de alimentación automática evita la constante atención del operador al equipo, al no tener éste que alinear los documentos, su fácil acceso al interior elimina los procesos de mantenimiento largos, complejos y sucios.

La sencillez de uso y manejo de la FDP 20, se manifiesta en el panel de control situado en el frontal de la impresora de cara al usuario. Los programas de la estación de trabajo con los que esta impresora operará, podrán ser programas estándar con adaptaciones de usuario final.

La emulación FDP 20 Printer dispone de controles «Hardware» y «Software», que permiten una gran flexibilidad

de uso. Lo que permite al operador que el usuario disponga de una gran variedad de servicios sin preocuparse ni de la impresora ni de la estación de trabajo.

El reducido tamaño y el bajo nivel de ruidos la hace única en su entorno. La posibilidad de una instalación variada y múltiple —mesa, pared, etc.— permite ahorrar el máximo de espacio en el área de trabajo.

La nueva FDP 20 sustituirá y será compatible con las dos anteriores impresoras financieras de ICL y ha sido desarrollada por Nokia Data, empresa que fue adquirida por ICL el pasado mes de septiembre.

El contrato tendrá una duración de varios años y su valor total será de 5.000 millones de pesetas.

En lo referente a la disponibilidad de los equipos, se espera que las primeras impresoras FDP 20, serán entregadas a ICL en 1992.

«El factor clave para nuestra decisión ha sido la excelente reputación y los elevados estándares de calidad de la fábrica de Málaga», ha señalado Bob Smith, director de los Servicios Financieros de ICL.

Este es el inicio de una nueva etapa en la que Fujitsu España e ICL colaborarán en el plano técnico-industrial con el fin de alcanzar un elevado efecto sinérgico, que repercutirá beneficiosamente tanto para los participantes en la operación como para los usuarios, al tiempo que se consolida la fábrica de Málaga como centro industrial estratégico en Europa para el grupo Fujitsu.

El Ministerio de Defensa Británico adjudica el contrato de automatización de oficinas CHOTS al consorcio ICL-LED

Al consorcio TOPIX ICL-LED le ha sido adjudicado un contrato por parte del Ministerio de Defensa para la puesta en mar-

cha del sistema de tecnología para su Oficina Central Corporativa conocido como CHOTS. Los socios de ICL del consorcio TOPIX son BICC, Coopers and Lybrand Deloitte, Data Logic y Hewlett-Packard.

El contrato se presentará en forma de precio fijo para que haga posible el acuerdo, de modo que el Ministerio de Defensa efectúe sus pedidos en consonancia con el programa de implementación. El valor de este contrato es del orden de 250 millones de libras esterlinas.

Este seguro sistema de automatización de oficinas se pondrá en marcha progresivamente durante los próximos cinco años en 30 emplazamientos del Ministerio de Defensa (MOD) del Reino Unido. Incluye la instalación de más de 10.600 terminales de seguridad de ICL y varios cientos de sistemas de ordenadores departamentales basados en UNIX que serán utilizados por 18.000 militares y funcionarios públicos.

Se prevé alcanzar al menos un 15 por 100 de incremento en la productividad en el Ministerio de Defensa, por el uso de las funciones básicas de la oficina electrónica y prevé un 6 por 100 adicional cuando todo el sistema esté enlazado para hacer posible el uso a gran escala del correo electrónico.

Comentando sobre el contrato, John Gardner, director general de ICL (UK) Limited, declaraba: «La adjudicación del contrato CHOTS resalta la singular preparación de ICL para desarrollar y gestionar sistemas informáticos de alta seguridad. La seguridad se está convirtiendo hoy en día en un requisito clave en numerosos proyectos de automatización de oficinas e ICL y sus socios de TOPIX cuentan con suficiente experiencia para ofrecer soluciones completas seguras para cada organización o empresa que posea información que necesite protección.»

CHOTS dispone de todas las funciones de una oficina electrónica, incluido el proceso de textos, correo electrónico, hojas de cálculo y gráficos comercia-

les. Pueden desarrollarse aplicaciones de bases de datos personales y departamentales y se permitirá a los usuarios autorizados acceder a los centros remotos de datos.

Estos medios los proporciona el sistema de automatización de oficinas OFFICEPOWER basado en el sistema operativo UNIX de ICL, ampliamente utilizado en todo el mundo. Se han incorporado funciones adicionales de seguridad para garantizar que la información esté disponible únicamente para aquellos que tengan la autorización pertinente. También cuenta con una gama completa de servicios, incluida la función de gestión de red, aprendizaje o «Help Desk» («Pupitre de Ayuda») y soporte de seguimiento para los usuarios.

Todo el sistema CHOTS ha sido desarrollado por el consorcio TOPIX cumpliendo las normas para sistemas abiertos. Desde el punto de vista de las normas de seguridad, los principales componentes están concebidos para alcanzar y mantener un nivel de confianza que se aproxime al UKL3 con algunos componentes vitales de comunicación a un nivel más alto.

La adjudicación del presente contrato fue precedido por un piloto de dos años durante el cual TOPIX desarrolló, instaló y probó un sistema prototipo en dos emplazamientos del Ministerio de Defensa. El prototipo ha demostrado que pueden hacerse realidad todos los beneficios de la automatización y funcionamiento en red así como cumplir los estrictos requisitos de seguridad del Ministerio de Defensa.

ANÚNCIESE POR MÓDULOS

¡INFÓRMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD
TFNO. (91) 457 69 23

El IBM PC y PS/2 a fondo

Técnica y programación avanzada
Peter Norton
ISBN 84-7614-337-0;
384 págs.: 18 x 22,5 cm.
Precio: 4.240 ptas.
Editorial ANAYA



Desde el día de su aparición, el ordenador personal IBM no ha dejado de despertar el interés y la fascinación, porque el PC (como todo el mundo conoce) supuso el nacimiento de la era de los ordenadores personales. Hoy en día, el PC está sólidamente establecido como la herramienta imprescindible para ayudar a los profesionales a intensificar su rendimiento y a mejorar la calidad de su trabajo. El PC ha engendrado, así mismo, una cantidad importante de ordenadores (algunos de IBM, otros de los productores de ordenadores compatibles con IBM) que ha desembocado en lo que llamamos «familia de los PCs».

Como sin duda habrá comprendido, este libro no va dirigido a quienes son incapaces de encontrar el interruptor de su ordenador sino, por el contrario, es un libro idóneo para aquellas personas que, como usted, tienen inteligencia y curiosidad suficientes para entender esta maravillosa familia de máquinas.

Ante todo, este es un libro para comprender, escrito para ayudarle a comprender lo que realmente necesita saber sobre el PC. Puede utilizar con éxito un PC sin entenderlo en abso-

luto. Sin embargo, cuanto mejor conozca su PC, más preparado estará para emplear todo el potencial de la máquina y, no olvidemos, para enfrentarse a las emergencias que puedan presentarse mientras trabaja con él. Después de todo, cuando algo no funcione en su C, tendrá más probabilidades de actuar correctamente y resolver el problema cuanto mejor entienda su máquina, en vez de errar y complicar más las cosas. Existen muchas razones por las que podemos desear entender el funcionamiento interno de nuestro PC. Una de ellas, y muy buena, es simplemente la satisfacción intelectual y el sentimiento de dominio que produce la comprensión de las herramientas con las que trabajamos. Otra razón es la de abrirse a nuevas perspectivas. Al fin y al cabo hay mucha demanda, hoy en día, de personas que entienden los PC.

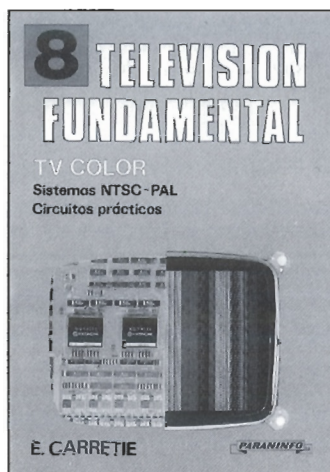
Este libro le ayudará a introducirse lo más posible en el terreno de los expertos, está aquí para ayudarle, para introducirle lo más posible en el terreno de los expertos, para permitirle acceder a ese reducido grupo de magos, capaces de hacer que el PC desarrolle toda su magia.

Televisión fundamental

E. Carriete
ISBN 84-283-1877-8;
188 págs.: 15,5 x 21,5 cm.
Precio: 1.100 ptas.
Editorial PARANINFO

La obra TELEVISION FUNDAMENTAL consta de ocho tomos de exposición teórico-práctica, que en su conjunto permiten alcanzar unos conocimientos muy sólidos acerca de las bases de la televisión.

Los diversos tomos se han concebido por orden lógico, para facilitar al máximo el carácter pedagógico de la obra. Así, el lector que, partiendo de una base normal en electrónica general, desconozca por completo la técnica de la televisión, deberá comenzar por el primer tomo, siguiendo por orden numérico, en la confianza de que,



paso a paso, de forma natural, sus conocimientos adquiridos le llevarán de la mano hacia adelante.

Quienes dispongan ya de ciertos conocimientos sobre la materia, y sea su objetivo la consolidación o consulta de temas particulares sueltos, podrán dedicar su atención al tomo o tomos de su conveniencia. Para ayudarles en la elección, he aquí, de forma resumida, el contenido de todos ellos:

Tomo 1:

El T.R.C. y sus circuitos de polarización. Las deflexiones. Modelos comerciales de Tubos de Imagen y Deflectoras.

Tomo 2:

La formación de la imagen. Vídeo y sincronismos. Bandas de transmisión. Tubos de cámara. Diversos modelos de receptores. Sus esquemas por bloques.

Tomo 3:

Las antenas de televisión. Antenas individuales y colectivas. Cálculo de las instalaciones. Datos técnicos. Materiales para la instalación.

Tomo 4:

Circuitos de alimentación. Alimentaciones estabilizadas. Alimentaciones con tiristores. Alimentaciones conmutadas (SMPS). Sistemas de sintonía clásicos. Sintonía con «varicap». Sintonizadores diversos.

Tomo 5:

Amplificadores de F.I. Circuitos clásicos. Circuitos integrados. Amplificadores de vídeo. Circuitos C.A.G. Circuitos de sonido. 2.º F.I. de sonido. Baja frecuencia.

Tomo 6:

Sistemas de sincronismo. El barrido de cuadro. Sistemas clásicos e integrados. El barrido de línea. Sistemas clásicos integrados.

Tomo 7:

TV Color. Fundamentos. Colorimetría. T.R.C. de color.

Tomo 8:

TV Color. Sistemas y circuitos. NTSC.PAL.SECAM.

Esquemas complementarios:

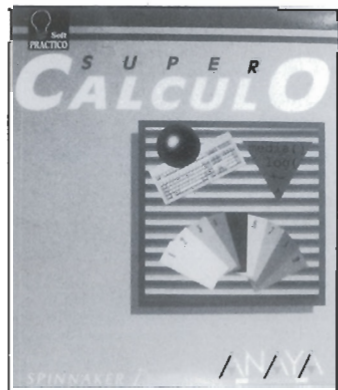
Al final del tomo 1 se incluyen los esquemas eléctricos desplegables de cinco receptores que se estudian en la colección. Se recomienda vivamente su consulta cuando, al tratar los diversos circuitos, a lo largo de cada tomo, se desee adquirir una visión más exhaustiva de cada equipo. En el tomo 8 se incluyen esquemas de TV color.

Supercálculo

Hoja de cálculo práctica y potente
Precio: 8.064 ptas.
Editorial ANAYA

Supercálculo es un programa sencillo de aprender y fácil de manejar, pero que proporciona toda la potencia requerida por los usuarios; incluye numerosas funciones matemáticas, estadísticas, financieras, de fecha, etcétera; posee un módulo de gráficas para representar los datos calculados; importa y exporta ficheros compatibles con Lotus 1-2-3. Y todo ello sin necesidad de perderse entre manuales complicados y centenares de opciones cuya función se desconoce.

Todas las opciones del pro-



grama se hallan disponibles en una barra de menús y, por supuesto, el programa está en castellano. La documentación es muy completa: con un manual y una ayuda en pantalla sensible al contexto. Pero, con todo, si se presentara alguna dificultad, habrá de tenerse presente que siempre se podrá contar con el soporte técnico de ANAYA MULTIMEDIA.

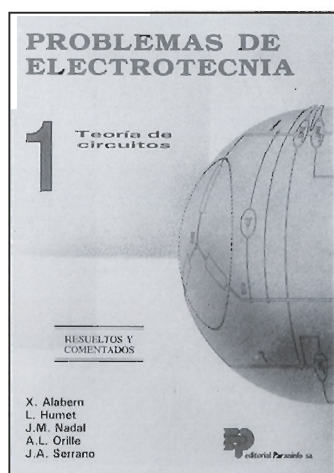
En resumen, se puede decir que SUPERCÁLCULO es adecuado para usuarios que necesiten realizar su trabajo rápidamente, sin perder el tiempo intentando aprender a usar un programa. Además, si necesita compartir datos, la posibilidad de exportarlos en el formato estándar garantiza su uso por otros programas.

Problemas de electrotecnia (1)

Teoría de circuitos
X. Alabern, L. Humet, J. M. Nadal
A. L. Orille, J. A. Serrano
ISBN 84-283-1902-2;
356 págs.; 17 x 24 cm.
Precio: 2.490 ptas.
Editorial PARANINFO

En esta obra, que, dada su amplitud, se divide en dos volúmenes, los autores se han fijado como objetivo primordial facilitar la formación profesional de ingenieros en el área de la ingeniería eléctrica.

Para conseguirlo, han considerado sobre todo la práctica



como el mejor camino. Así, ofrecen a lo largo de las páginas de este libro casos prácticos y problemas preparados dentro de ciertas finalidades específicas que se requieren en la aplicación de las leyes y conceptos que se estudian en la Teoría de Circuitos. Cada enunciado va seguido de comentarios para su resolución por uno o varios métodos, consiguiendo así que el lector comprenda mejor el alcance práctico de la correspondiente teoría.

Otro propósito del libro es ofrecer una obra que sea verdaderamente útil tanto para profesores como para alumnos u otras personas que profesionalmente se interesen por el tema.

Autosketch

Ramón Montero
ISBN 84-283-1893-X;
416 págs.; 17 x 24 cm.
Precio: 2.800 ptas.
Editorial PARANINFO

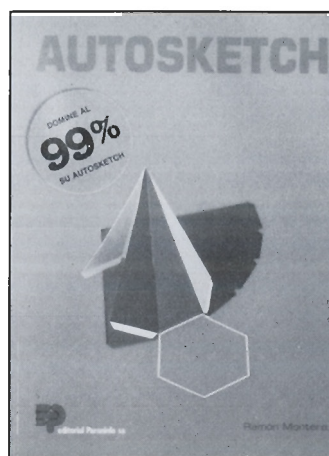
Actualmente, nadie duda de la importancia que tiene en el mundo de la informática todo lo relativo a los gráficos.

AutoSketch es uno de los programas CAD (Computer Aided Drawing/Drafting) o DAO (Dibujo/Diseño Asistido por Ordenador) que permiten introducirnos en esta área de la informática.

Al plantear este libro, se ha tenido en cuenta que va dirigido a usuarios que no tienen experiencia con programas CAD, bien porque se incorporan a la informática en este momento, o bien porque se quieren introducir en el CAD.

De todos los posibles grupos de lectores, se ha tenido muy presente aquellos usuarios de la informática que quieren introducirse en el CAD poco a poco; el lector de la enseñanza; los usuarios de AutoCAD que utilizan AutoSketch como complemento; los lectores interesados en el mundo del CAD; los usuarios de programas de Autoedición que necesitan un programa de gráficos; el sector de la ingeniería, de la construcción y del diseño en general.

La distribución del libro se ha



hecho teniendo en cuenta que muchos lectores necesitan algo más que saber manejar el programa AutoSketch, como por ejemplo, organizar bien su disco duro, aumentar la velocidad de ejecución, conocer los programas más útiles de las impresoras, etcétera.

El lector que se introduce actualmente en el mundo de la informática o del CAD debe seguir el orden que marca el libro para no perderse. El lector que ya maneja algún programa de CAD, sobre todo si conoce el propio programa AutoSketch, puede pasar al capítulo que más le interese.

La organización del libro ha sido pensada para que se utilice como manual de consulta de AutoSketch y como una introducción al CAD en general.

Lotus 1-2-3

Actualizado hasta la versión 2.2
John Mueller
ISBN 84-7614-339-7;
384 págs.; 19 x 22,5 cm.
Precio: 3.710 ptas.
Editorial ANAYA

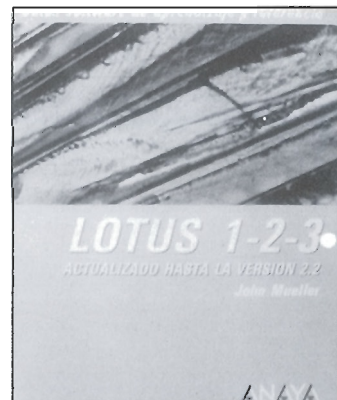
Este libro describe cómo crear hojas de cálculo usando el Lotus 1-2-3 versión 2.2. Indica todo lo que necesita saber el usuario, incluso si nunca ha utilizado antes una hoja de cálculo. También le enseña a usar cada mandato que incluye la versión 2.2. Le ofrece, asimismo, sugerencias sobre cuándo y dónde hay que utilizar cada mandato. Además, le muestra

cómo obtener la información para transformarla y crear una representación gráfica. El uso de gráficos mejora la presentación y la apreciación de la información.

Esta guía software responde a las necesidades de un gran número de usuarios. Para los principiantes, ofrece una ayuda muy elemental sobre el uso de una hoja de cálculo. Con el simple aprendizaje de las técnicas que traza la hoja de cálculo, se pueden ahorrar inacabables horas calculando ecuaciones a mano. Para el uso inmediato de la hoja de cálculo, este libro ofrece un índice completo y conciso de todos los mandatos del Lotus 1-2-3. También trata sobre algunos de sus usos específicos. Asimismo, hace hincapié en los mandatos gráficos que un usuario de nivel medio necesita para la presentación de la información de la hoja de cálculo. El usuario de nivel avanzado aprenderá nuevos métodos de creación de macros y ecuaciones usando el Lotus 1-2-3. Un apéndice de este libro ofrece información sobre cómo crear un macro, y algunos macros de prueba.

Los profesores pueden usarlo como ejemplo para crear y utilizar hojas de cálculo. Al ofrecer una labor de conocimiento de los mandatos del Lotus 1-2-3, los estudiantes verán las ventajas del uso de un mandato sobre otro en una situación determinada.

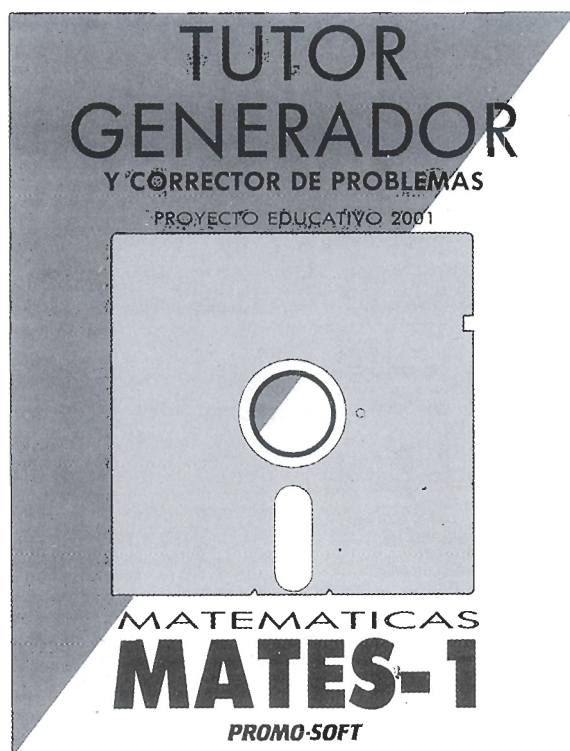
Este libro está escrito en forma de capítulos fáciles de leer. Cada uno describe un mandato específico, posibles aplicaciones para su uso y ejemplos para aprender cómo opera.



UNA SOLUCION INFORMATICA PARA LAS MATEMATICAS

COMBINATORIA
POTENCIAS Y RAICES
PROGRESIONES ARITMETICAS
PROGRESIONES GEOMETRICAS
MATEMATICA COMERCIAL
SISTEMAS DE PRIMER GRADO
ECUACIONES DE SEGUNDO GRADO

INECUACIONES
POLINOMIOS
NUMEROS COMPLEJOS
PARABOLAS
PROBABILIDAD
ESTADISTICA



Es un programa
que genera, corrige
y explica
miles de problemas
diferentes
de matemáticas.

MATES-1 es un tutor generador de problemas que sigue el temario oficial de las matemáticas del primer curso de B.U.P., primero de una ambiciosa serie que formará el **PROYECTO EDUCATIVO 2001**.

Este programa viene acompañado de un manual que trata de dar una visión general de la asignatura que permita utilizar el tutor generador de problemas con los mejores resultados. Se trata de un manual dirigido principalmente a la explicación de la teoría estrictamente necesaria para la resolución de problemas y está íntimamente ligado con el temario oficial.

En caso de que el estudiante no consiga resolver los problemas planteados por el generador en sus dos primeros intentos, el programa le da una explicación, paso a paso, de cómo debe hacerlo.

A continuación, se le da otra oportunidad de resolver un problema parecido al anterior, donde puede poner en práctica las explicaciones dadas anteriormente. Al final de cada lección el alumno obtiene una calificación que le permite autocontrolar el resultado de sus esfuerzos. En cualquier momento puede optar a mejorar dicha calificación, repitiendo la lección. Al repetirla, los problemas que se le plantearán serán semejantes, pero no idénticos.

Este programa es ejecutable en ordenadores personales IBM o en cualquier compatible con un mínimo de 320 Kb de memoria. Funciona igualmente con pantalla monocromática o de color y **puede ser utilizado por personas que no posean conocimientos de informática.**

SOFTWARE EDUCATIVO

15.900,- Ptas. (I.V.A. incluido y libre de gastos de envío).

NOMBRE.....

DIRECCION.....

POBLACION.....PROVINCIA.....

D.P.N.I.F.TELEFONO.....FAX.....

DISQUETES: 3 1/2 5 1/4 NUMERO DE UNIDADES

FORMA DE PAGO ☐ Contra Reembolso ☐ Adjunto talón a nombre de PROMO-SOFT.

TIPO DE USUARIO:CENTRO DE ESTUDIOS,PROFESOR,ALUMNO,INFORMATICO,

Nombre del centro de estudios..... Curso.....

RECORTA Y ENVIA ESTE CUPON POR FAX O POR CORREO. Apártado de correos 61.294.(28080 MADRID)

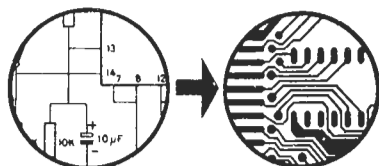
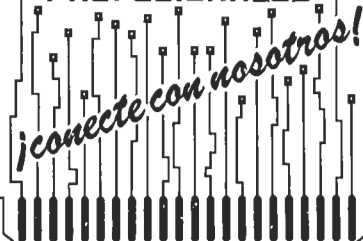
Teléfono (91) 458 23 59 - FAX (91) 458 18 76



INDUSTRIAL ELECTRONICA ALJARAFE

C/ La Chacona, 7 GINES 41960 SEVILLA
Telf. 95 4713011- 4713951 FAX 95 4713011

**CIRCUITOS IMPRESOS
PROFESIONALES**



- PROYECTOS
- DISEÑOS COMPLETOS DESDE CUALQUIER DOCUMENTO
- FABRICACION CIRCUITOS IMPRESOS: PROTOTIPOS Y SERIES.



ELECTRONICA INDUSTRIAL OFICINAS Y TALLERES
MOLINA 39, TELF. (91) 315 18 54 - 315 18 95
28029 - MADRID



Jorge Juan, 57
COMPONENTES ACTIVOS Y PASIVOS
CONMUTACION-ALTAVOCES-ANTENAS
Teléfs. 435 63 53 - 435 73 72 - 575 86 22

(y a 10 metros)

Jorge Juan, 58
INSTRUMENTACION-HERRAMIENTA
CONECTORES-CABLE-CAJAS
Teléfs. 578 10 34 (5 líneas)

Ofic.: Alcalá, 129
28001 Madrid

Teléf. 578 10 34
Fax 577 58 40

J. ALDAMA

Material de electrónica de ocasión
procedente de subastas, quiebras,
obsoleto y recuperado. Ideal para
pequeña fabricación, prototipos,
investigación, colegios,
talleres, aficionados a radiofrecuencia,
telecomunicación, informática, T.V.,
máquinas diversas, aparatos antiguos,
militares, y de colección.

(91) 6992414
PARLA

(91) 8149094
MADRID



ELECTRONICA PUENTE, S. A.

C/ LINNEO, 21 (Junto Puente
Segovia)
TELEFS. 2658621 - 2658623
28005 MADRID

COMPONENTES ELECTRONICOS

**SERVIMOS A DOMICILIO Y A
PROVINCIAS, EN EL DIA. PRECIOS
ESPECIALES PARA TALLERES,
ESCUELAS Y PROFESIONALES**

ELECSOON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

- COMPONENTES ELECTRONICOS
ACTIVOS Y PASIVOS
- KITS DE MONTAJES

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
472 28 29*
472 92 74

Electrónica ALVARADO

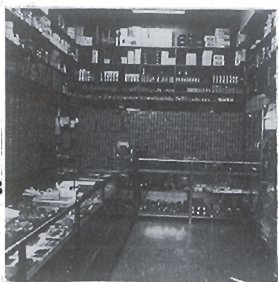
COMPONENTES ELECTRONICOS

Gran surtido en semiconductores

TRANSFORMADORES
TRANSISTORES
DIODOS
CONDENSADORES

**INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS**

Calle JAEN, n.º 8
(Metro Alvarado)
Tel.: 233 08 27
28020 MADRID



LECTROSON MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

TEL. 431 14 80*
FAX 576 03 75

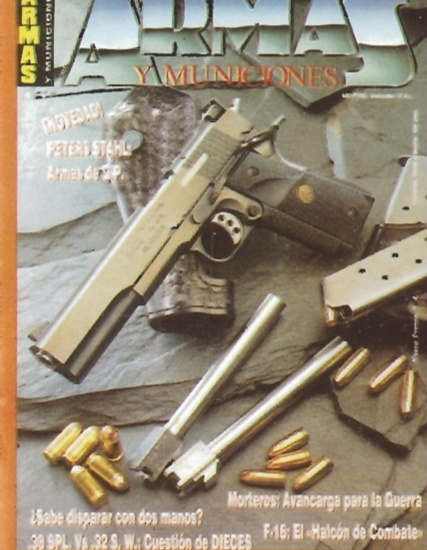
ESPANOLA DE
EQUIPOS
ELECTRONICOS



DISEÑO Y FABRICACION DE CIRCUITOS IMPRESOS

- DISEÑOS PROFESIONALES DESDE CUALQUIER FUENTE.
- GARANTIZAMOS EL 100 % EN TODO EL PROCESO.
- ENTREGAMOS PLANOS DE MONTAJE, FOTOLITOS Y ARCHIVOS EN FORMATO GERBER, GTCO, OTROS.
- PROTOTIPOS Y MONTAJES EN 1, 2, HASTA 32 CAPAS. SERIGRAFÍA
- PRESUPUESTO VIA FAX EN 2 H.

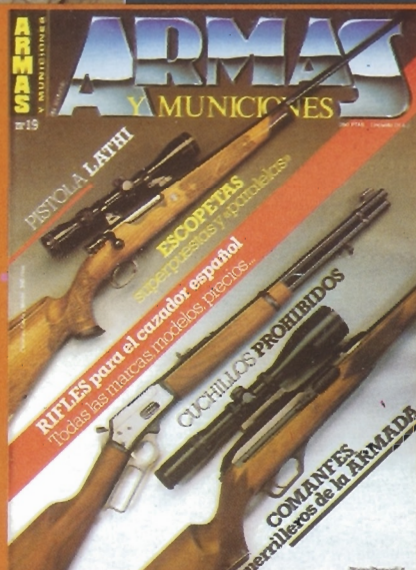
C/ SANTANDER, LOCAL 5
28922 ALCORCON-MADRID
TELEF.: 643 11 84



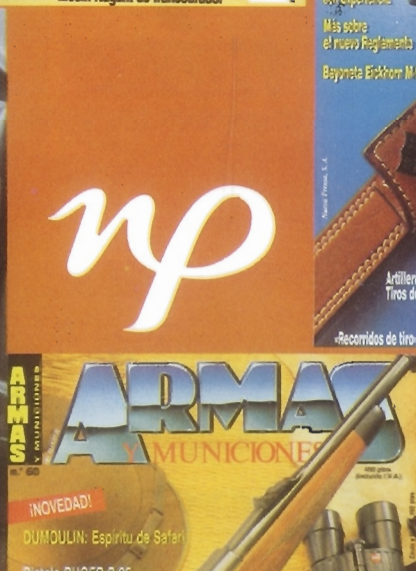
Conozca la
mejor revista
de ARMAS...
Y MUNICIONES



up



up



up

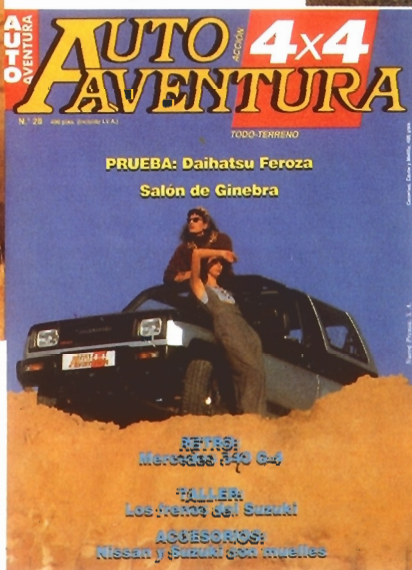
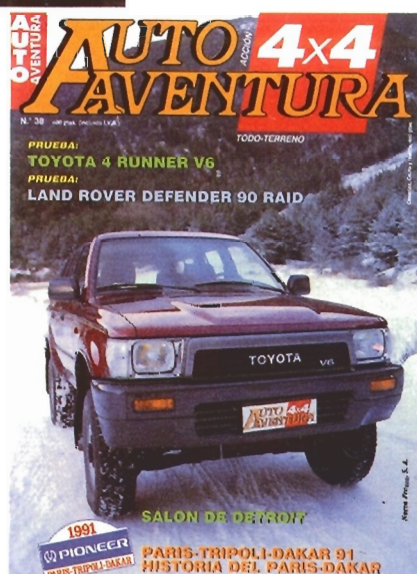
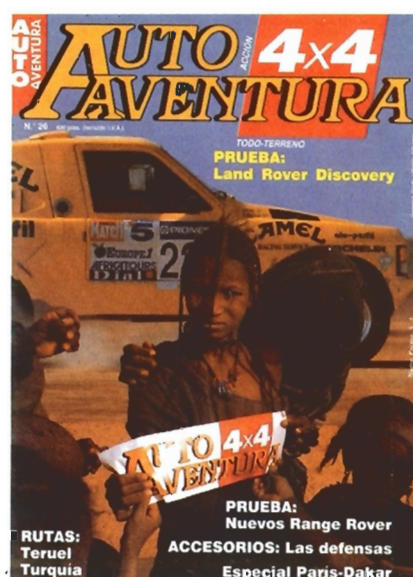
up

up

... es otra publicación de
EDITORIAL NUEVA PRENSA, S. A.



Tu revista
del
TODO-TERRENO
y la
AVENTURA



... es otra publicación de
EDITORIAL NUEVA PRENSA, S. A.