

elektor

N.º 149

1992

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

electrónica: técnica y ocio

Generadores de RF

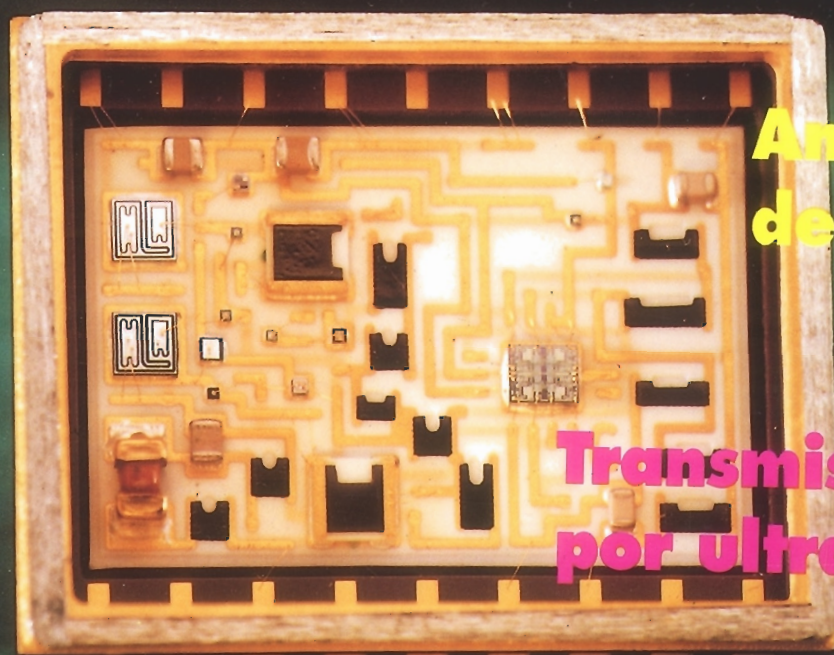


**Diseño de un amplificador
de audio de 200 W**

**Amplificadores
de vídeo**

**Transmisor de audio
por ultrasonidos**

**Luz trasera
para bicicleta**



HABLAR Y ESCRIBIR BIEN

hoy

La primera obra práctica en fascículos para el uso correcto del idioma español, **te regala** este magnífico walkman de Sony.



Es natural. La obra **Hablar y escribir bien**, hoy además de los **52 fascículos** (de aparición semanal), aporta **52 casetes**: Un soporte sonoro imprescindible, especialmente cuando se trata de explicar ciertos términos, pronunciarlos adecuadamente y realizar su entonación y dicción con pulcritud y corrección. De manera que si usted no dispone de reproductor de cintas no se preocupe: Con solo suscribirse tendrá gratis este walkman Sony con reproductor y grabador de cintas, radio AM y FM estéreo, auriculares, micro externo estéreo, contador de cinta, y un montón de prestaciones más. No lo dude:

¡Suscríbase!

**SOLO PARA
SUSCRIPTORES**

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

Hablar y Escribir bien, hoy

Oferta válida únicamente para España

☐ Deseo suscribirme a la obra **HABLAR Y ESCRIBIR BIEN, HOY** desde el fascículo **nº 2 al nº 52**, incluidas las 4 tapas para encuadernar la obra. Esta colección, de aparición semanal, me será enviada -junto con el walkman Sony- en la modalidad de pago que abajo indico.

NOMBRE _____ 1er. APELLIDO _____

2º APELLIDO _____

DOMICILIO _____ NUMERO _____ PISO _____

C. POSTAL _____ CIUDAD _____

PROVINCIA _____

EDAD _____ CIF o NIF _____ TELEFONO _____

PRECIO DE ESTA SUSCRIPCION

AL CONTADO: 45.750 Pta.

- ☐ Al recibir la primera entrega. Los envíos serán uno mensual hasta terminar la colección.
- 1ª Entrega: Números 2, 3, y 4 junto con el walkman Sony.

APLAZADO: 48.000 Pta.

- ☐ Los envíos serán uno mensual hasta terminar la colección.

- 1º plazo: 16.000 Pta. (al recibir la primera entrega: Números 2, 3, y 4 junto con el walkman Sony).
- 4 plazos mensuales de 8.000 Pta.

FIRMA
(imprescindible en pago con tarjeta y domiciliación bancaria)

FORMA DE PAGO

☐ **CONTRA-REEMBOLSO**

☐ **CHEQUE** a nombre de **F&G EDITORES, S.A.** adjunto a este boletín (esta forma de pago sólo es válida en la opción "AL CONTADO").

TARJETA

☐ VISA ☐ 4B ☐ MASTER CARD

Nº _____ / _____ / _____ / _____

Caduca _____ 199 _____
MES Y AÑO

☐ **DOMICILIACION BANCARIA.** Ruego a Vds. tomen nota de que, hasta nuevo aviso, deberán adeudar en la cuenta indicada los recibos que a mi nombre les sean presentados por **F&G EDITORES, S.A.**

Banco o Caja _____ Cuenta nº _____

Agencia nº _____ Domicilio agencia _____

Población _____

Titular cuenta _____

Envíe este cupón a: F&G EDITORES, S.A. Pza. República Ecuador, 2. 28016 MADRID

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



SUMARIO

ARTICULOS

Amplificadores de video	10-12
Un repaso a las técnicas actuales para el tratamiento de este tipo de señales.	
Transmisor de audio por ultrasonidos	10-18
Para poder escuchar, mediante auriculares, nuestra música favorita sin molestar a nadie.	
Protecciones para amplificadores operacionales de potencia ..	10-22
Métodos para proteger estos valiosos y caros dispositivos.	
Convertidores tensión/frecuencia	10-32
Un repaso al modo de funcionamiento de este tipo de circuitos.	
Diseño de bobinas	10-46
Diversos métodos para poder calcular y construir nuestras propias bobinas.	
Luz trasera para bicicleta	10-50
Un original diseño muy útil para los aficionados a pasear en bicicleta.	
Control de graves y agudos con realce	10-54
Para mejorar las prestaciones de cualquier preamplificador de audio.	
Diseño de filtros mediante giradores	10-58
Diseñemos nuestros propios filtros, mediante estas técnicas tan singulares.	
Generadores de RF	10-64
Sencillos diseños que nos resolverán muchos problemas prácticos en el campo de la Radiofrecuencia.	
Diseño de un amplificador de audio de 200 vatios	10-70
Un original diseño para lograr una etapa de potencia bastante económica.	

SECCIONES

Teletipo	10-08
Las placas de circuito impreso	10-41
Mercado	10-74
Libros	10-78
Anuncios breves	10-80

En nuestro próximo número:

- Adaptador de tensión para el automóvil.
- Mini transmisor de FM.
- Llave de protección para el PC.
- Sencillo frecuencímetro digital.
- Aplicaciones del PLL.

AÑO 12, NúM. 149 OCTUBRE 1992

Edita:
F & G EDITORES, S. A.

Director:
JULIO GOÑI

Director de Producción:
JULIO RODRIGUEZ

Ayudante de Producción:
CRISTINA MELGOSA

Director Ejecutivo:
RUFINO GONZALEZ GONZALEZ

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

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

Diseño gráfico:
J.G. PALMA

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

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

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

Distribución en Argentina capital
Ayerbe, Interior: DGP

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

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

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

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 equipos y circuitos de Radiofrecuencia y los equipos de pruebas relacionados con los mismos, hemos decidido incluir en este ejemplar algunos artículos relativos a estos temas que sin duda satisfarán a los más exigentes, siempre en la línea de evitar en lo posible aquellos dispositivos demasiado complejos.

Además, tampoco nos hemos olvidado del audio, o de la baja frecuencia en general, dedicando algunos artículos a estos temas.

Comentaremos brevemente el contenido de los artículos mencionados. En primer lugar destacaremos el tema dedicado al diseño de Generadores de RF ya que por su simplicidad seguro que nos va a resolver algunos problemas prácticos. Por otra parte el artículo dedicado al diseño de bobinas nos facilitará seguramente el acometer aquellos diseños que no nos hemos atrevido a realizar en la práctica, precisamente por contener alguno de estos componentes. Mencionaremos también el tema en el que hemos descrito como diseñar filtros mediante este curioso dispositivo al que conocemos con el nombre de "Girador", el cual, precisamente, nos evitará el tener que emplear bobinas en algunos diseños. Además, quizá el artículo de Convertidores Tensión/Frecuencia nos ayudará también para realizar algún tipo concreto de oscilador.

Respecto al audio, reseñaremos la descripción de cómo diseñar un amplificador de audio de 200 vatios, así como la realización de un transmisor de audio por ultrasonidos destinado a recibir mediante auriculares el sonido de nuestro equipo de música favorito, sin que perturbemos a quienes nos rodean.

Por último, solo comentar un diseño bastante interesante, sobre todo para los aficionados a la bicicleta, en el que se describe un original circuito para activar la luz trasera del vehículo.



Julio Sánchez

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 TÉCNICAS

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

AVISO A NUESTROS LECTORES

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

LISTA DE PRECIOS DE N.º ATRASADOS

Ejemplar sencillo	550 ptas.
Ejemplar doble	900 ptas.

SUSCRIPCIONES

España	6.400 ptas.
España certificada	7.900 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla

Ejemplar sencillo	520 ptas.
Ejemplar doble	850 ptas.

circuitos impresos

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

E8: ENERO 1981

Juego del Tula.....*79007 650

E9: FEBRERO 1981

Tarjeta de memoria RAM y EPROM	*80120	6.230
Medidor consumo carburante Módulo 1	*81035-1	675
Medidor consumo carburante Módulo 2	*81035-2	650
Medidor consumo carburante Módulo 3	*81035-3	650
Med. cons. carb. Display/Placa Pral.	*810354	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- robo.....*	*80097	900
Indicador de tensión de batería.....*	*80101	750
Protección para la batería.....*	*80109	750
Medidor de temperatura de aceite.....*	*80102	700

E13: JUNIO 1981

Sensor 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
Vollímetro + Frecuencímetro	*81156	1.700

E23: ABRIL 1982

Extens. memor. Elekterminal	*79038	2.100
Oscilador senoidal	*82006	1.050

Lecturas de mapas por ordenador	*81032	950
Mini organo	*82020	1.500
Ionizador.....*	*9823	1.700

E24: MAYO 1982

Termostato para fotografía.....*	*82069	1.000
8ucle de escucha: circuito emisor	*82039-1	1.300
8ucle de escucha: circuito receptor.....*	*82039 2	1.150

Antena Omega:

Alimentación.....*	*80076-1	1.300
Amplificador	*80076-2	1.100

E25: JUNIO 1982

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

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

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

E28: SEPTIEMBRE 1982

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

E29: OCTUBRE 1982

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

E30: NOVIEMBRE 1982

Eolición	*82086	800
Módulo capac-metro	*82040	1.000
Squelch automático.....*	*82077	1.000
Artist adhesivo frontal.....*	*82014-F	1.000

E31: DICIEMBRE 1982

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

E32: ENERO 1983

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

Antenas colectivas:

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

E33: FEBRERO 1983

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

E34: MARZO 1983

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

E35: ABRIL 1983

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

E36: MAYO 1983

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

Preludio:

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

E37: JUNIO 1983

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

Preludio:

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

Nuevo sintetizador:

Alimentación	*82078	2.500
Regulador para faros	*83028	1.000

E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Generador de efectos sonoros.....*	*82543	1.150
Flash-esclavo	*82549	575
Juegos TV en EPROM 8us	*82558-1	1.300
Juegos TV en EPROM Tarjeta		

EPROM	*82558-2	700
Super fuente de 5V	*82570	800

E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:

Corrector de tonos	*83022-5	1.875
Semáforo de audio	*83022-10	1.020
Diapasón para guitarra.....*	*82187	1.000

E41: OCTUBRE 1983

Semáforo:

Emfso	*83069-1	1.400
Receptor	*83069-2	1.350
Reloj programable Carátula	*83041-F	4.500

Preamplificador MC/MM:

Placa MC	*83022-2	2.300
----------------	----------	-------

E42 NOVIEMBRE 1983

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

Teclado digital polifónico:

Tarjeta de entrada	*82107	2.300
Desplazador de sintonía.....*	*82108	1.500
Supresor rebotes.....*	*82106	1.200
Vatímetro	*83052	1.300
Teclado ASCII	*83058	8.300

E43: DICIEMBRE 1983

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

Maestro:

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

E44: ENERO 1984

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

E45: FEBRERO 1984

Poli-bus	*82110	1.350
Elektrometro	*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

Audioespectroscopio:

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

E49: JUNIO 1984

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

Voleta electrónica.....*

*84001	2.400
--------	-------

Capacimetro:

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

E50/51 JULIO/AGOSTO 1984

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

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaberinto:

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

E53: OCTUBRE 1984

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

E54 NOVIEMBRE 1984

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

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

E55: DICIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Carátula adhesiva frontal.....	84024-F	2.760
Supervisualizador de video.....	84024-6	2.825
Analizador tiempo real:		
Generador ruido rosa.....	*84024-5	2.000

E56: ENERO 1985

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

E57: FEBRERO 1985

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

E58: MARZO 1985

Preamplificador dinámico.....	*84089	1.080
Tacómetro digital.....	84079-1	1.265
Tacómetro digital.....	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas.....	*84095	2.410

E59: ABRIL 1985

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

E60: MAYO 1985

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

E61: JUNIO 1985

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

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

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

E64: SEPTIEMBRE 1985

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

E65: OCTUBRE 1985

Metronomo electrónico:		
Placa Principal.....	83107-1	1.355
Alimentación.....	83107-2	765
Interruptor crepuscular.....	85021	1.050
Radio solar.....	85042	1.120
Medidor RLC.....	*84102	3.125

E66: NOVIEMBRE 1985

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

E67: DICIEMBRE 1985

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

E68: ENERO 1986

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

E69: FEBRERO 1986

Automonitor.....	85054	1.640
Lesley.....	85099	2.130
Generador de salvas.....	*85057	1.000

E70: MARZO 1986

Relé de estado sólido.....	85081	805-
----------------------------	-------	------

Generador de frecuencias patrón.....	85092	1.495
Anemómetro portátil.....	85093	3.635
Vobulador de audio/p frontal.....	*85103-F	1.760

E71: ABRIL 1986

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

E72: MAYO 1986

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

E73: JUNIO 1986

Tarjeta gráfica alta resolución.....	85080-1	5.710
Filtro activo para DX.....	86001	4.515
Interface RS 232 C.....	*05073	2.300

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Medidor de audio.....	85423	1.335
Amplif. Hi-Fi para auriculares.....	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías.....	85446	1.030
Sonda lógica para μ P.....	85447	935

Preamp. microf. con silenciador:

Versión simétrica.....	*85450-1	790
Versión asimétrica.....	85450-2	1.100
Mezclador de audio.....	85463	4.430
Trazador 6502.....	85466	1.070
Vúmetro para discoteca/CP.....	*85470-1	1.225
Vúmetro para disc/Víscualizador.....		
Monitor maquetas trenes.....	85493	1.375
Barrera infra-roja.....	*85449	1.420

E76: SEPTIEMBRE 1986

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

E77: OCTUBRE 1986

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

E78: NOVIEMBRE 1986

Mezclador portátil/alimentación.....	86012-4	2.240
Interface C64/C128.....	86035	1.320
Mezclador portátil:		
Frontal MIC line.....	*86012-1F	1.200
Módulo Estéreo.....	*86012-2B	1.900
Frontal módulo estéreo.....	*86012-2F	1.300
Frontal Alimentación.....	*86012-4F	2.300

397: DICIEMBRE 1986

Placa de experimentación RF.....	*85000	595
Amplificador para autorradio.....	*85102	1.530
Doblador de tensión.....	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida1b.....	86012-3B	1.765

E81: FEBRERO 1987

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

E82: MARZO 1987

Pluviómetro.....	86068	1.345
------------------	-------	-------

E83: ABRIL 1987

Medidor de impedancias.....	86041	2.525
Medidas de impedancias/Troncal.....	86041-F	2.330
Convertidor D/A para bus E/S.....	86312	1.355
TV satélite:		
Módulo audio/video.....	*86082-2	3.800
Frontal.....	*86082-F	1.500

E84: MAYO 1987

TV sat., accesorios.....	86082-3	2.585
Medidor valor eficaz real.....	86120	3.345
Medidor valor eficaz real/Troncal.....	86120-F	2.375

E85: JUNIO 1987

Circuito de reverberación.....	*8701-5-E	480
Amplificador de cascos.....	86086	1.505
Convertidor remoto/C.P.....	86090-1	2.975

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

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

E88: SEPTIEMBRE 1987

Generador ruido VHF/UHF.....	*86081	565
Capacimetro de bolsillo.....	86042	1.375

Estudio de audio portátil.....	86047	7.860
--------------------------------	-------	-------

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para os-		
ciloscopio.....	*86135	1.787
Ecualizador para guitarra.....	86051	1.980
Vúmetro estéreo.....	*87022	600

E90: NOVIEMBRE 1987

Gerador senoidal digitalizado/CP.....	87001	2.805
Gerador senoidal digitalizado/PF.....	87001-F	2.040
Preamplificador de válvulas:		

E91: DICIEMBRE 1987

Distribuidor MIDI.....	87012	2.770
ARGUS, mini detector de metales.....	*86069	1.225
Preamplificador a válvulas:		
Alimentación control da reles.....	*87006-2	3.800

Telemando:

Emisor.....	*86115-1	1.200
Receptor.....	*86115-2	1.350

E92: ENERO 1988

16K RAM CMOS para C64.....	87082	1.090
Filtros de Linkwitz.....	*84071	2.300

E93: FEBRERO 1988

Telecanguro.....	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits.....	87160	2.420

E94: MARZO 1988

Interface para facsimil.....	87038	2.715
Bifase, efectos sonoros.....	*87026	3.785

E95: ABRIL 1988

Receptor para BLU en 20 y 80 m.....	87051	3.920
-------------------------------------	-------	-------

E96: MAYO 1988

Autobomba.....	86085	2.676
Polímetro digital auto-rango.....	87099	1.755

E97: JUNIO

Bus de expansión para MSX.....	86003	6.795
Cargador baterías aliment. p/bate-		
rias.....	87076	3.205

E98/99: JULIO/AGOSTO 1988

Amplif. corrector tonos monochip.....	87405	1.225
Oscilador en puente de Wien va-		
riable.....	87441	570
Analizador del factor da trabajo.....	87448	1.560
Amplificador de auriculares.....	87512	2.375

E100: SEPTIEMBRE 1988

Preamplif. alta calidad p/microfono.....	87058	915
Detector pasivo de infrarrojos.....	87067	1.210
Transmisor equilibrado p/línea BF.....	87197	2.780

E102: NOVIEMBRE 1988

Generador de sonidos estéreo para		
μ P.....	87142	1.930
Generador de sonidos estéreo para.....	*87142	2.122

E104: ENERO 1989

«Link» el preamplificador.....	880132-1	1.890
«Link» el preamplificador.....	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores.....	880039	5.875
Antena activa para O.C.....	*880043-1	2.000
	*880043-2	1.750

E 105: FEBRERO 1989

Receptor FM estéreo en CMS.....	87023	870
---------------------------------	-------	-----

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 fron-		
tel).....	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 adapta-		
ción).....	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.....	880120-2/3	3.850
-----------------------------------------------	------------	-------

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

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

E110/111: JULIO/AGOSTO 1989

Adaptador universal CMS-DIL	884025	725
Tarjeta prototipo para µP	884013	2.865
Comprobador de transistores	884015	1.245
Amplificador BF 1 50W con 1 integrado	884080	1.145

E112: SEPTIEMBRE 1989

Interface fax para ATARI	880109	2.210
Control digital de trenes. Decodifica- dor de locomotora	87291-1	1.325
Reforzador de armónicos	880167	1.705
Interruptor red controlado por carga ...	86099	1.505

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 caracte- res (Controlador para pantallas LCD de alta resolución)	560 (2764)	

E114: NOVIEMBRE 1989

Adaptador bi-rail (Tren digital -2)	87291-3	1.250
DMos de señal para receptores de TV via satélite	880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI (Placa prD1cipal)	880178-1	2.478
Q4:unidad de control MIDI (Dis- play/teclado)	8801782	1.821
Controlador pantallas LCD alta re- solución	*880074	4.752

E115: DICIEMBRE 1989

Regulador de velocidad para repro- ductores de CD	880165	3.196
------------------------------------------------------------	--------	-------

E117: FEBRERO 1990

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

E118: MARZO 1990

Intercomunicador para motoristas	058/86	633
Sonda lógica de tensión	048/86	523
Reactancia para fluorescente	047/86	518
Robot riegamacetas	043/86	1.565
Regulador de luz por tacto	029/86	1.676

E119: ABRIL 1990

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

E120: MAYO 1990

Generador de campo acústico	90V045	3.097
Frecuencímetro (doble cara)	90V044	3.339
Commutador 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 la- boratorio:		
2 placas	*90V061	5.300
Detector MORSE RTTY:		
Placa grande	*90V063	10.450
Placa pequeña	*90V064	2.400
Limitador de volumen	*90V062	2.910

E124: SEPTIEMBRE 1990

Generador de impulsos:		
Commutador 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 V acetle ..	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	90V12	6.850
Commutador de video y audio	90V123-1	915

E130: MARZO 1991

Secráfono de bajo coste	91V01	1.979
Transmisión de audio por la red Re- ceptor AM	91V013	1.120
Transmisión de audio por la red Re- ceptor FM	91V014	1.120
Receptor de onda corta 91VO15 1.050		
Amplificador de audio HI-FI Fuente		
12V	91V017	1.848
Amplificador de audio HI-FI Amplifi- cador audio	91V018	1.848

E131: ABRIL 1991

Amplificador de audio (Fuente AC)	9 1V0 1 6	1.850
Monitor de la red eléctrica	91V012	1.525
Fuente Universal	91V024	825
Medidor de radiación	91V021-1	2.560

E132: MAYO 1991

Repetidor control remoto	91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor)	91V023-	1.900
Sistema de altavoces sin cable (re- ceptor)	91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito princi- pal (doble cara)	9 1 V02 1-2	2.420

E133: JUNIO 1991

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

E134 135: JULIO-AGOSTO 1991

Selector automático de resistencias ..	91V054	1.707
Fuente solar (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 teléfonoas	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 esté- reo de 20 W	91V093	1.175

E139: DICIEMBRE 1991

Medidor de campos magnéticos	91V1091	2.750
Terminal/monitor RS-232	91V1092	2.618
Protector de altavoces	91V1093	1.243
Protector de altavoces	91V1094	1.124
Control de velocidad para trenes miniatura	91V1095	1.462

E140: ENERO 1992

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

E141: FEBRERO 1992

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

E142: MARZO 1992

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

E143: ABRIL 1992

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

E144: MAYO 1992

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

E145: JUNIO 1992

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

E146/147: JULIO/AGOSTO 1992

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

E148: Septiembre 1992

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

Este mes...

Elektror núm. 148. Septiembre 1992

	Referencia	P.V.P.
Luz trasera para bicicleta	EPS92V901	687
Transmisor de audio por ultrasonidos (transmisor) ..	EPS92V902	2.216
Transmisor de audio por ultrasonidos (Receptor) ..	EPS92V903	2.216
Controlador de luz midi (Doble cara)	EPS92V904	8.075

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

Motor paso a paso

SANYO DENKI ha sacado un nuevo modelo dentro de su amplia gama de motores paso a paso.

Este nuevo modelo, el 103-770-6, está especialmente indicado para su aplicación en equipos de oficina, como impresoras, plotters, fotocopiadoras, facsímiles, etc. Se alimenta con una tensión continua de 5 V y tiene un consumo de 1 A/fase. Aunque su tamaño es reducido (56 mm de diámetro y 50 mm de largo) es capaz de dar un par de 4,3 kg.cm; con una resolución de 200 pasos por vuelta.

SANYO DENKI es una firma distribuida en exclusiva para España por Diode Electrónica.

LUX DATA LOGGER LX 1000

Ha sido presentado del 15 al 19 de Junio, como gran novedad en el Salón de TÉCNICAS Y EQUIPAMIENTOS MUNICIPALES "TEM 92" de Madrid, el equipo LUX DATA LOGGER LX 1000 preparado para su instalación en cualquier vehículo y que permite la medición -en marcha- del nivel de alumbrado. Este equipo de CIRCUTOR S.A. es un analizador móvil que capta, mide y guarda en memoria los valores (lux) de iluminación, a lo largo de un recorrido por cualquier vía de circulación. Un sistema digital de voz facilita la identificación posterior de dicha zona.

Estas mediciones pueden llevarse a cabo por una sola persona, mientras conduce el vehículo. Los datos se registran cada 2 metros aproximadamente, según diámetro de la rueda, gracias a un captador que proporciona un impulso por vuelta independientemente de la velocidad que debe ser inferior a 50 kms. por hora.

Este equipo tiene previsto do a de 100 y otra de 1000 lux, que se fijan con la memoria a cero, o sea, al principio de la gra-

bación, para que los cambios no puedan producir errores posteriores de interpretación. Permite una captación de 15 muestras por segundo; en caso ta velocidad, suena una alarma acústica, aunque todavía se van grabando datos hasta 20 muestras por segundo. La capacidad de memoria del equipo es de unos 500 kms. de recorrido y su gran ventaja se pone de manifiesto con la rapidez y, por lo tanto, economía para el trazado de un gráfico de ILUMINACION, calle por calle, de un área extensa de la ciudad, carretera o autopista.

El equipo está formado por: Registrador memoria; Célula captadora de luz, fijada al techo por imán; Célula emisora de impulsos con soporte para neumático; Micrófono y el correspondiente Software para el tratamiento de la información.

Para más información dirigirse al Departamento Comercial de CIRCUTOR S.A. Lepanto, 49 Teléfono (91) 786 10 00 y Telefax (91) 786 47 52 en 08223 TERRA-SA, provincia de Barcelona.

AUTOCAD con control por voz

Semiconductores y Sistemas, S.A. (SEYS), primera empresa en nuestro país en ofrecer AutoCAD ne workstation sobre UNIX y único "Main Dealer" de Autodesk en España, acaba de presentar AutoCAD Multimedia. Se trata de autoCAD con control por Voz, disponible únicamente para entornos profesionales basados en workstation SUN SPARC bajo SOLARIS (SunOS) en OpenLook.

Con carácter promocional, SEYS incorpora esta opción gratuitamente en todas las licencias de AutoCAD para las plataformas indicadas, hasta el 31 de Octubre. Esta opción, denominada IN3 Voice Command, que también puede adquirirse por separado, puede gobernar AutoCAD verbalmente en cualquier idioma y pronunciación, con independencia de la versión

inglesa de la licencia de AutoCAD.

Según Carles Aparicio, Delegado de la empresa en Barcelona, esta posibilidad añadida a las ya potentes GUI, acerca todavía más la máquina al hombre, facilitando la formación, mejorando la utilización y aumentando el rendimiento.

La densidad de integración en los circuitos aumenta cada vez más

-Utilización de ASIC, híbridos y SMT.

Uno de los objetivos más extraordinarios del desarrollo de circuitos electrónicos es la elevada densidad de funciones en un espacio relativamente limitado, además de, naturalmente, las exigencias de fiabilidad y costes. En este tenso campo se diseñan y realizan hoy los circuitos. Las soluciones logradas son las respuestas a los objetivos de diseño que deberán cumplir los ASIC, híbridos y módulos. Prácticamente cada circuito electrónico - en el fondo un sistema - está construido sobre una placa de circuito impreso como soporte, para lo que existe toda una serie de soluciones posibles, sorprendentes por la sinergia de aplicación, que sirven para coordinar la miniaturización, la fiabilidad y los costes. Muchas ideas al respecto se podrán obtener en el encuentro del ramo con motivo del **electrónica 92, el Salón Internacional para Componentes y Subconjuntos Electrónicos del 10 al 14 de noviembre** en el recinto ferial muniqués.

Todas las técnicas de realización de circuitos tienen su razón de ser. El módulo tradicional cableados, todavía se encuentra en fabricaciones de empresas pequeñas y medianas, con la ventaja del sencillo acceso en el control automático, con buenas propiedades para ser reparados y una fabricación

acreditada. algunas empresas de construcción de maquinaria e instalaciones, que comnzara en los años ochenta a ver en la electrónica la "solución a sus problemas", construye sus sistemas mediante la técnica de interconexión, construyendo a menudo los módulos en un número pequeño o medio de unidades.

Naturalmente se ha introducido en muchas fabricaciones, también de empresas medianas, el montaje superficial. La extraordinaria ventaja de SMT (Surface Mount Technology) es la arquitectura compacta del circuito, pudiendo reducir considerablemente los equipos de montaje los costes de aquél. La desventaja es el limitado acceso a los nodos del circuito en el test automático, así como la reparación de tales módulos. Sin embargo, en series grandes es posible dominar y optimizar los procesos, de tal manera que aquí es donde más rápidamente se ha impuesto la fabricación SMT.

Según los diseñadores de circuitos, que con frecuencia se ven como diseñadores de sistemas, la realización de un diseño no está ligada directamente a la placa de circuito impreso. Por ejemplo, es muy posible e incluso, diseñar un circuito complejo como componentes de aplicación específica (ASIC o USIC). Por regla general se habla aquí de la demanda de determinadas unidades, para que la fabricación sea rentable. No obstante, con los procedimientos de escritura directa es posible grabar mediante láser o chorro de electrones las estructuras de semiconductores directamente sobre las máscaras en el silicio. Por ello, estos chips también se pueden fabricar en menores cantidades. El aspecto de la rentabilidad es siempre relativo en todas las soluciones y va a parar a la pregunta: ¿Se debe equipar con un ASCII un aparato fabricado en miles de unidades o un proyecto singular del campo de investigación y desarrollo?

Circuitos híbridos (película delgada o capa gruesa) reúnen la mayor fiabilidad, potencia y construcción compacta, pero a un pre-

cio más elevado que un módulo comparable. La técnica híbrida es precursora de algunos desarrollos: fue el origen del módulo SMT.

El montaje superficial a través de SMD (Surface Mount Devices) fue practicado en la técnica híbrida ya hace 30 años. Una tendencia importante de la futura generación de circuitos también parte de los híbridos: módulos multichip o empaquetado multichip se basan en ellos. El ejemplo típico de un híbrido de capa gruesa es el módulo de encendido utilizado millones de veces en los automóviles actuales. Aquí se han optimizado los costes gracias al gran número de unidades fabricadas, con las ventajas de producción que de ello se derivan.

Los efectos sinérgicos entre las diferentes técnicas de la realización de circuitos son muy diversos. Bajo los puntos de vista de integración y costes, el compacto módulo SMT brinda las mayores ventajas. Su fiabilidad es mayor que la de los módulos convencionales, pero todavía no alcanza la de los híbridos o ASIC. Si se realizan circuitos especiales como CI específicos del cliente o híbridos, integrándolos de manera óptima en un módulo SMT, se logra una buena combinación.

Como se podrá ver en la próxima edición de electrónica, del 10 al 14 de noviembre en Múnich, los ASIC, USIC, módulos híbridos o módulos en general no se contradicen. De lo que se trata es de integrar de la forma más inteligente las diferentes técnicas. En definitiva, el chip o el módulo híbrido se coloca en una placa extensa, aumentando aquí el número de funciones. En muchos aparatos se logra de esta manera una eleversidad de funciones, para combinar de forma elegante y a un precio moderado las ventajas de las diferentes técnicas.

CIOCE, S.A.

CIOCE y MICROSOFT han llegado a un acuerdo para la comercialización de todos los

productos de esta última, entre los cuales se encuentran Word, Excel o Windows.

A partir de ahora CIOCE se introduce de lleno en el mercado del software de la mano de MICROSOFT, dando excelentes soluciones para el entorno Windows.

CIOCE potencializa, de esta manera, toda su extensa gama del entorno de comunicaciones a host, impresoras, ordenadores, etc, dando un valor añadido a toda su línea de productos.

La comercialización de los productos MICROSOFT por parte de CIOCE será efectiva a partir de Septiembre y se llevará a cabo con ofertas de lanzamiento junto a sus productos habituales.

FS-3000 El backup más rápido

CIOCE, S.A. introduce en España el sistema de backup en cinta con las más altas prestaciones existentes hoy día. El sistema FS-3000 de la firma TALLGRASS representa una nueva generación de tecnología que triplica las velocidades de transferencia de datos de los sistemas DAT y QIC que existen actualmente, consiguiendo velocidades de hasta 36 megabytes por minuto. FS-3000 junto a los programas NetSECURE o FileSECURE Enterpriz es la solución ideal para manejo de la seguridad de gigabytes de datos en redes locales operando de forma que los usuarios no ven alterado su trabajo mientras se realizan las copias. NetSECURE es una solución VAP/NLM basada en el servidor Novell mientras que Enterpriz ins en una estación graba y restaura datos de múltiples servidores en cualquier tipo de red.

FS-3000 utiliza interface SCSI y formato de grabación QIC-1350 con cartuchos de 2.7 gigabytes. Está disponible tanto en formato estándar de 5 1/4" y media altura para instalación interna como en formato externo.

AEG radiocomunicaciones potencia su mercado con la incorporación de NORTHEN TELECOM

Mediante esta incorporación, AEG RADIOCOMUNICACIONES forma parte del mayor grupo europeo de radiocomunicación.

La Compañía NORTHEN TELECOM, líder en sistemas digitales de comunicación ha adquirido un 20% de MATRA COMMUNICATIONS, multinacional francesa especializada en el sector de las telecomunicaciones y que recientemente compró el 100% de AEG RADIOCOMUNICACIONES.

En esta operación NORTHEN TELECOM ha realizado una inversión de 265 millones de dólares con el objetivo de crear el tercer grupo mundial en el campo de telecomunicaciones.

Esta incorporación permitirá según Kurt Huttli, Director General de AEG RADIOCOMUNICACIONES, participar al máximo en el desarrollo de grandes proyectos mundiales.

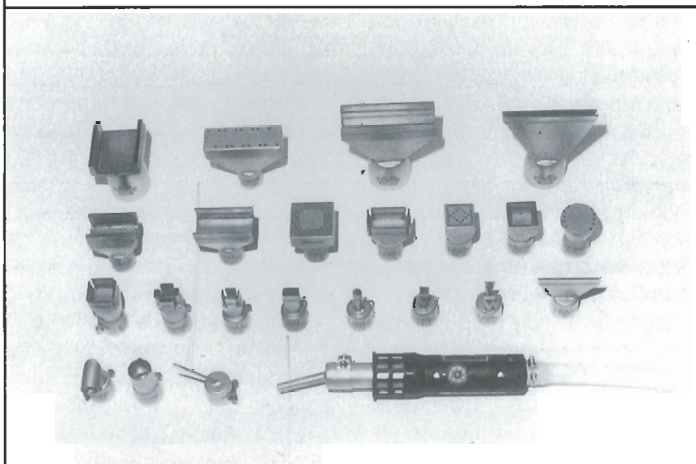
MATRA obtuvo unos resultados de facturación de 4,4 millones de dólares en 1.991 y posee una plantilla de 21.000 empleados.

AEG RADIOCOMUNICACIONES es una Compañía especializada en sistemas de radiocomunicación a medida de las necesidades del cliente, disponiendo de recursos técnicos y humanos para desarrollar pro-

LEISTER

Desestañar y estañar sin contacto

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



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

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

yectos de tecnologías avanzadas. AEG RADIOCOMUNICACIONES fue fundada en 1.961 y su cifra de negocio alcanzó los 3.498 millones de pesetas durante 1.991.

MOTOROLA ESPAÑA, S.A. suministrará la infraestructura básica de telecomunicaciones civiles para la república popular de Angola.

Con este proyecto se podrán comunicar pueblos que distan entre sí, más de 1.000 kilómetros.

La División de Comunicaciones Móviles de MOTOROLA ESPAÑA, ha firmado un acuerdo con el Gobierno de Angola para el suministro de una Red de Radiocomunicación.

MOTOROLA se enfrenta a un gran reto, poner en comunicación a más de quinientos pueblos angoleños, algunos de ellos aislados y entre los que hay, en algunos casos, distancias superiores a 1.000 kilómetros.

La mayor parte de las instalaciones se realizarán en plena Selva, por lo cual, MOTOROLA suministrará además de los más de 500 equipos de radio, paneles solares, antenas y mástiles.

Con este proyecto **MOTOROLA ESPAÑA, S.A.** inicia una nueva anadura en el campo de la exportación, aportando para ello, un fuerte componente de fabricación española (aprox. 90%).

Según Luis J. Pérez Bermejo, Director, el presupuesto inicial de este gran Sistema de Comunicaciones que desarrolla MOTOROLA ESPAÑOLA, S.A., se sitúa en torno a los 1.000 millones de pesetas, e incluye avances tecnológicos tales como el envío de telex y fax vía radio.

MOTOROLA ESPAÑA, S.A., empresa multinacional, cuya actividad se centra en el suministro de equipos y servicios de radiocomunicaciones, siendo líder en dicho mercado, inició sus operaciones en España en 1.985. Desde entonces ha tenido un crecimiento exponencial de sus ventas.

IKUSI diseña e instala los equipos de Información al Público de las estaciones de RENFE de Reus y Tarragona

IKUSI-Angel Iglesias, S.A. mantiene su posición de liderazgo dentro del mercado español en lo que al diseño e instalación de equipos de Información al Público se refiere. Los paneles de cristal líquido de la empresa vasca, simultaneados con sofisticados sistemas de megafonía, son ya habituales en los puntos neurálgicos de tráfico de viajeros de todo el Estado. RENFE, dentro de las importantes obras de remodelación y modernización de estaciones que está llevando a cabo en los últimos meses, ha apostado también porque los equipos de información al viajero sean los de la empresa guipuzcoana, que se han colocado en la zona del vestíbulo y andenes. Así, el pasado 9 de Julio, la presidenta de RENFE, Dña. Mercedes Sala, inauguró las estaciones de Reus y Tarragona, acto al que asistieron numerosas autoridades locales.

Dentro de las obras de reestructuración de la estación de Tarragona, que cuenta con una superficie de 1.145 m², IKUSI ha instalado 8 monitores de TV complementados con un sistema de megafonía automática. Por su parte, en la estación de Reus, de 924 m², se han colocado 4 monitores y megafonía automática.

Las estaciones de Reus y Tarragona cuentan con una cifra importante de tráfico de pasajeros. En 1991, en Tarragona se alcanzó una cifra de 630.000 viajeros, mientras que durante el mismo período, en Reus se registró un tráfico de 300.000 viajeros.

Dos estaciones con historia. Las estaciones de RENFE en ambas localidades catalanas cuentan con una larga tradición dentro de la historia del ferrocarril español.

La línea férrea que une ambas ciudades fue inaugurada en 1856. No obstante, el emplazamiento actual de la estación de Reus es más reciente, ya que el edificio original fue inaugurado en 1957.

Ambas estaciones, tras las obras de remodelación realizadas, han visto totalmente renovadas sus instalaciones comerciales, vestíbulo, salas de espera para los viajeros, despachos de los Jefes de Estación; así como se ha modificado toda la iluminación, tanto interior como exterior y se han mejorado los pasos inferiores a los andenes.

El importe total de la inversión realizada en Tarragona asciende a 36.500.000 de pesetas y en el caso de Reus, se han invertido 23.100.000.

Sensores inteligentes realizados micromecánicamente

Procedimientos litográficos de reducción de estructuras e incisión química, que representan los procedimientos de fabricación derivados de la técnica de semiconductores, permiten hoy fabricar económicamente microestructuras mecánicas tridimensionales para un gran número de campos de aplicación.

Como material base para construir componentes micromecánicos se toma el silicio, conocido sobre todo de la microelectrónica, del que se pueden extraer por incisión, microcanales, microtoberas, emembranas, lengüetas y vigas de flexión cuyas dimensiones son de unas pocas centésimas de milímetro. En comparación con componentes contruidos por mecánica de precisión, fabricados casi siempre individualmente, los procedimientos de fabricación de masas utilizados en la micromecánica (procesos por lotes) contribuyen a reducir considerablemente los costes por unidad, permitiendo al mismo tiempo un grado de miniaturización no alcanzado hasta el momento.

Entre los desarrollos más conocidos del campo de la micromecánica se encuentran el micrófono más pequeño del mundo, cuyas medidas son las de la cabeza de un alfiler, así como un motor eléctrico diminuto que cabe en un pelo humano hueco. Estos ejemplos espectaculares hacen ver que no existen límites para la fantasía dentro del ámbito de la micromecánica - que también se denomina técnica de microestructuras.

Diminutos sensores de presión y aceleración de diferentes versiones (piezorresistivo o capacitivo), toberas extremadamente pequeñas para impresoras de chorro de tinta, así como tamices o membranas de las más pequeñas dimensiones son algunos ejemplos prácticos de un potencial casi inmensurable de la micromecánica como tecnología clave del futuro.

Para conseguir reducir las influencias parasitarias al máximo en aplicaciones sensibles del ámbito sensorial, muchos fabricantes apuntan hacia la integración, el mismo sustrato del sensor, de sistemas electrónicos hasta ahora externos para el procesamiento y la evaluación de señales. Esta combinación de microelectrónica y micromecánica es denominada en circuitos profesionales técnica de microsistema.

El campo de aplicación principal de la micromecánica es actualmente el de los microsensors, para captar magnitudes como presión, fuerza, aceleración, vibración, ruido y paso. Y ya que actualmente se esperan altas tasas de crecimiento sobre todo en la electrónica automovilística, la mayor parte de los fabricantes concentra sus esfuerzos en los sensores micromecánicos en base a semiconductores.

Sensores de aceleración micromecánicos contribuyen considerablemente a incrementar la seguridad y fiabilidad de un automóvil. Una aplicación típica de este campo son los sistemas modernos de Airbag, en cuya construcción desempeñan un importante papel técnico sensores de aceleración económicos, potentes y fiables.

elektor kits

electrónica: técnica y ocio

KITS DE ESTE MES

Referencia	Descripción	P.V.P. (IVA Inc.)
CO152	Transmisor y receptor de audio por ultrasonidos	9.125
CO153	Lámpara trasera de bicicleta con diodos led	2.155
	Línea de retardo RD 5106 AMPO11	2.600

LOS SUSCRIPTORES TIENEN EL 10% DE DESCUENTO

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

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

FUENTES DE ALIMENTACION

CO137	Fuente A.3-25V 1,2A (TODO).....	9.792
AD103.	Fuente A.5-25V. 1,2 A	1.243
TR35A.	Fuente A.0-15V 5A	
	Estabilizada y Regulable.....	2.983
TR355B	Fuente A. 0,35 V3A.....	3.051
TR503	Fuente A. labor. 0-50V 0, 5 - 3A	3.842
TY38	Fuente A. digit. 0-35V 10mA	
	1,5 A (CON TODO).....	12.091
TY1810	Fuente A. Prof. 0-25 V 1-10A.....	6.610
552	Fuente A. 5-15V 1A	3.616

LABORATORIO

TY87	Capacimetro Digital "Auto Ranging" (Completo con Caja metálica).....	16.837
TY89	Generador de Funciones 2Hz-200Khz. (Completo con Caja metálica).....	11.187
SM 100.	Frecuencímetro 5 Khz a 150 Khz. (Completo)	25.764
S54	Fuente laboratorio LCD 1,5 - SSV 8A.....	18.984
S71	Generador de baja frecuencia	8.836
S112	Fuente laboratorio 0-20V con limitador.....	15.707
S192	Comprobador transistores y diodos	3.435
SM14	Termómetro digital LCD 20C a 70C (Reloj montado con caja).....	3.616

VARIOS

CO110.	Sistema de Secafono para audio.....	4.334
CO121	Restaurador de señales de Video.....	14.812
ES1	Amplificador videocassete o walkman	5.977
ES7	Escucha a través red: emisor y receptor	6.387
ES12	Regulador luz por tacto.....	2.748
ES15	Receptor VHF	3.706

ASESORIA CONSULTORIA Y REALIZACION DE PROYECTOS DE:

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

KITS PARA PC Y COMPATIBLES

P.V.P.

CE02.	Control acceso PC.....	3.025
CE04.	Prolongador de Bus.....	2.250
CE06.	Decodificador Direcciones	4.825
CE08.	Interface E/S.....	4.825
CE09.	Concentrador 2 PC 1 Impresora.....	3.700
CE10.	Conmutador video RS-232	3.475
CE11.	Simulador Disco memoria eprom	4.700
CE13.	Apagado de Monitor	2.450
CE14.	Emulador de memoria Eprom.....	8.558
CE15.	Llave Electrónica protección.....	10.547
CE16.	Multiplexor de salida serie	3.900
CE17.	Monito de Centronics	3.275
CE18.	Interfaz Centronics	3.675
CE21.	Sistema de Alarma PC	4.970
CE22.	Detector palabras centronics	3.675
CE24.	Extensión de Bus para PC	4.970
CE25-26	Tarjeta Tonos Cerebrales.....	12.835
CE27-28	Sistema de Control RS-232	6.861
CE30.	Interfaz de Potencia.....	2.575
CE31.	Fuente Alimentación programable vía Centronic	6.410
CE32.	Registro datos PC Data Logger.....	6.330
CE36.	Monitor Biológico	2.825
CE37.	Tarjeta experimental PC	2.758
CE40.	Sistema Automatización Hogar	2.000
CE42-43	Programador Eprom por PC	14.205

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

TODOS ESTOS PRECIOS INCLUYEN I.V.A.



Componentes Electrónicos

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

Plaza Corcubión, nº 3 - 28029 MADRID

Aprendamos a utilizar los ya maduros amplificadores de vídeo de altas prestaciones en nuestros circuitos de RF o de vídeo.

AMPLIFICADORES DE VIDEO

Los anchos de banda de los últimos amplificadores de vídeo monolíticos han alcanzado recientemente los 600 MHz. Este desarrollo se ha conseguido en dos etapas diferenciadas de circuitos integrados amplificadores de vídeo, debido a las estructuras PNP integradas verticalmente, recientemente introducidas. Estos nuevos productos están desplazando a los anteriores circuitos, incluyendo el 592 y el 733, y se están incorporando a los nuevos diseños de amplificadores de vídeo.

No obstante, el 592 y el 733, introducidos a comienzos de los años 70 para aplicaciones como cintas o amplificadores de lectura de discos, siguen siendo todavía dispositivos muy flexibles. En su día fueron el último avance de la tecnología en amplificadores de vídeo, y ofrecen una ganancia de tensión diferencial de 400, con un ancho de banda ajustable. Además, tampoco requiere com-

pensación de frecuencia. El ancho de banda típico del 592 es de 90 MHz, mientras que la del 733 es de 120 MHz. El tiempo de subida del 733 es de 2,5 nanosegundos, y el tiempo de retardo de propagación es de 3,6 nanosegundos.

Originalmente, fue desarrollado por Fairchild como el μ A592 y μ A733, pero a continuación lo suministraron otros fabricantes de circuitos integrados como Motorola, National Semiconductor, Signetics, Texas Instruments y VTC Inc. Los circuitos fueron rediseñados por estos fabricantes con sus prefijos como MC1733, LM592, SE592, TL592 y VA592.

Después de fabricarlos durante muchos años Motorola y National Semiconductor, recientemente se han retirado del mercado; pero Signetics, TI y VTC han confirmado que ellos todavía continuarán produciendo uno o ambos de estos amplificadores de vídeo. Los dos dispositivos están disponibles en una gran variedad de encapsu-

lados, incluyendo los plásticos y cerámicos DIP, y los metálicos.

Aunque sus prestaciones se han superado y sustituido por los nuevos amplificadores de vídeo, las características del 592 y del 733 siguen siendo atractivas. Puede que éstos ya no se hallen a la cabeza de la tecnología de los circuitos integrados amplificadores de vídeo pero, desde luego, todavía no están obsoletos. Esto ha repercutido en una fuerte bajada de los precios. Se han llegado a encontrar precios de hasta aproximadamente 30 pesetas, pero los precios más normales de los distribuidores está entre 90 ó 100 pesetas, para la versión DIP de plástico.

Hay ligeras diferencias entre las características del 592, que se introdujo en 1974, con respecto al 733, que apareció algunos años más tarde. Para la mayoría de los circuitos de este artículo, el 592 y el 733 son intercambiables patilla a patilla. La figura 1 es el esquema del 592, con un

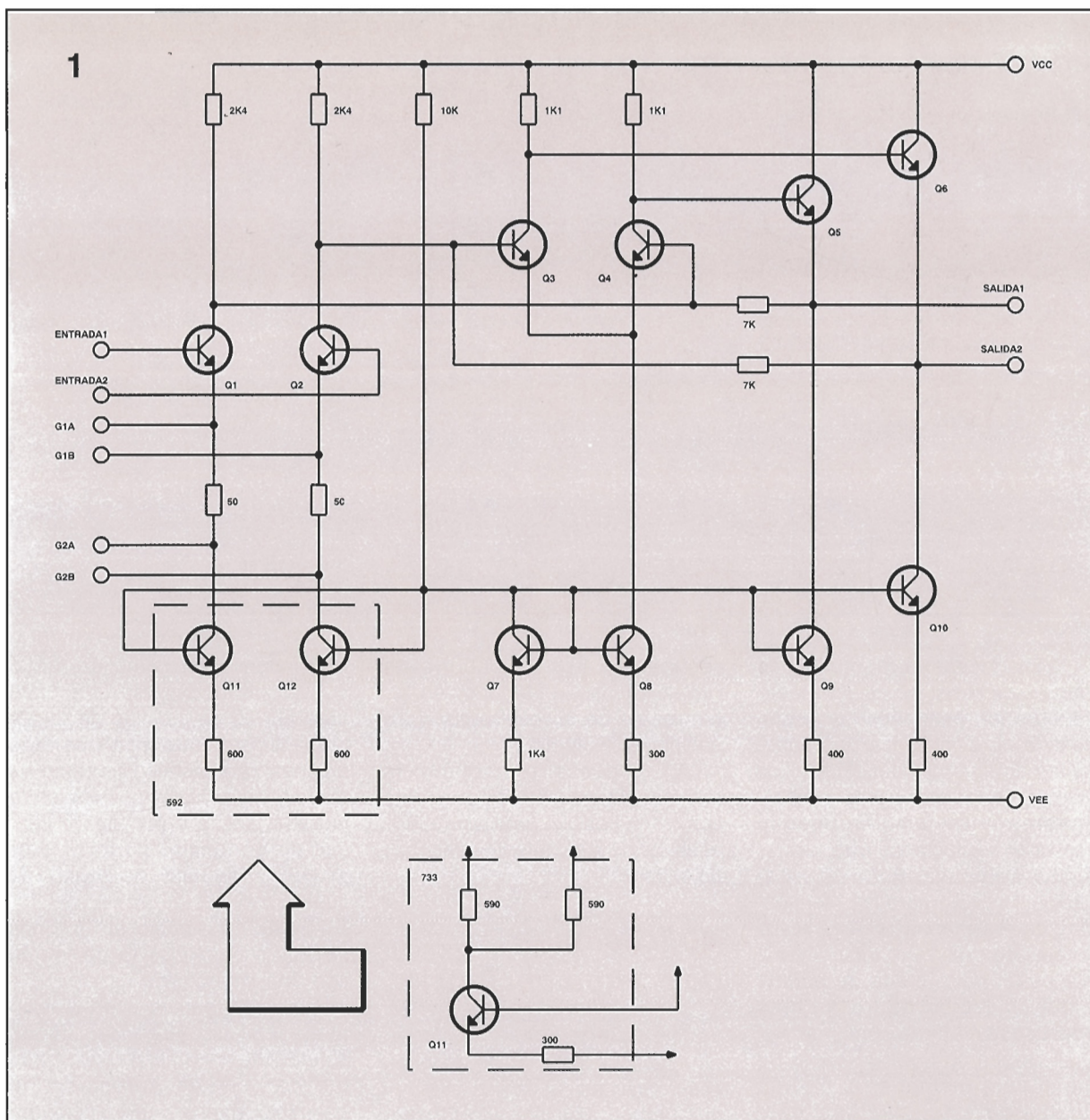


Figura 1. Esquema del 592 con un apartado que muestra las diferencias con el 733. El transistor Q11, junto con sus tres resistencias, sustituyen a los transistores Q11 y Q12, con sus dos resistencias de emisor.

apartado que muestra las diferencias con el 733. El 592 tiene dos transistores en su primera etapa del amplificador diferencial (Q11 y Q12), mientras que el 733 tiene sólo uno (Q11).

Los diseñadores utilizan estos amplificadores de vídeo en el modo de salida diferencial para aplicaciones de DC o con acoplamiento de AC para salidas con terminación simple. En lugar de una realimentación externa para controlar la ganancia, los amplificadores de vídeo tienen incorporada una realimentación local interna, sólo para trabajar en el modo de lazo abierto. Debido a que incluyen únicamente transistores NPN (como aparece en la figura 1), las salidas están siem-

pre de 2,4 a 3,4 voltios por encima de masa cuando ambas entradas están a masa.

Guía de construcción

Es posible aprovecharnos del bajo precio de estos dispositivos para el próximo circuito de vídeo o RF que diseñemos, siempre que estemos dispuestos a seguir algunas reglas básicas para el diseño y construcción de circuitos de radiofrecuencia. De modo que, antes de empezar a construir algo, vamos a revisar algunos conceptos importantes:

* Utilizaremos sólo componentes pasivos que sean estables a

las radiofrecuencias. Por ejemplo, usaremos resistencias que sólo contengan compuestos de carbón, no de película metálica. Para condensadores de pequeño valor usaremos únicamente los de mica plateada (en lugar de láminas de mica), cerámicos y película "mylar". Para valores de grandes capacidades, utilizaremos condensadores de tantalio, en vez de electrolíticos de aluminio.

* Debemos mantener las pistas del circuito impreso cortas y anchas para minimizar las pérdidas por inductancia y por acoplamiento de señal entre la entrada y la salida. Esta precaución conserva adecuadamente el ancho de banda y elimina posibles oscilaciones del circuito.

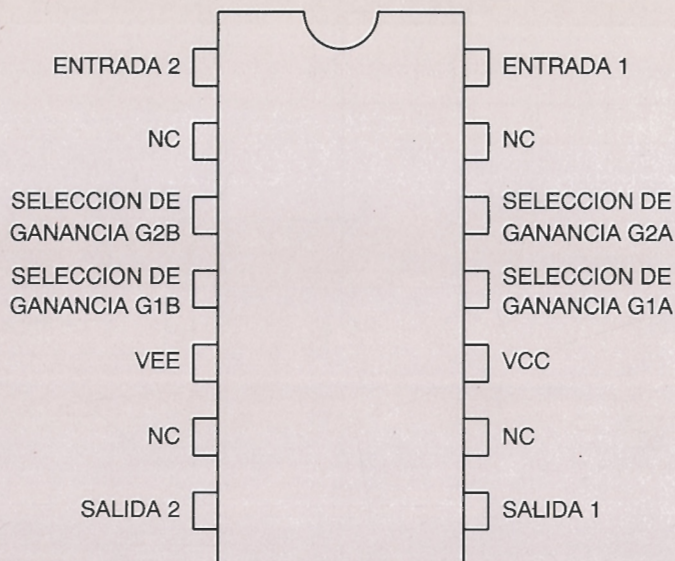
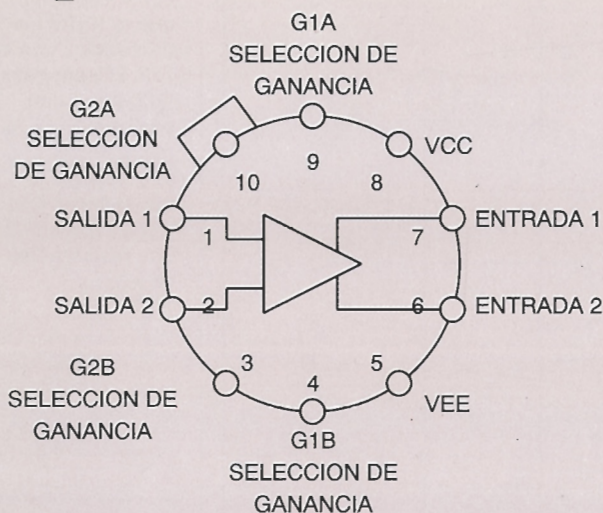


Figura 2. Vista superior del encapsulado del 592 y 733: (a) encapsulado metálico y (b) encapsulado DIP plástico o cerámico.

* Es necesario mantener los valores de resistencias y condensadores tan pequeños como sea posible para minimizar las constantes de tiempo indeseadas. Los valores de resistencias o condensadores altos también pueden provocar oscilaciones o reducir el ancho de banda. Esto es especialmente cierto para las resistencias de realimentación. Las resistencias con un valor inferior de 2 K Ω es un buen punto de partida en la selección de los valores adecuados.

* Debemos usar un cable de masa para mantener el retorno de las resistencias tan bajo como sea posible. Tenemos que evitar el cableado punto a punto pero, si es necesario usar esta técnica de montaje, tenemos que asegurarnos de conectar todos los cables de retorno de masa a un sólo y único punto para reducir la posibilidad de lazos de masa. En circuitos con una gran interferencia por señales de ruido, podría ser necesario apantallar la entrada.

* Cada cable de la fuente de alimentación del amplificador de vídeo debería ser filtrado adecuadamente con un condensador a masa tan cerca como sea posible del amplificador de vídeo. Una resistencia de 10 Ω delante del condensador también ayudará a desacoplar la fuente de alimentación del amplificador. Además, si tenemos problemas en desacoplar la alimentación del amplificador de vídeo, podemos intentar sustituir la

resistencia por un choque de radiofrecuencia o introducir en los terminales de la resistencia algunos anillos de ferrita.

* Es necesario mantener la resistencia de entrada tan baja como sea posible, para así reducir el efecto de las corrientes del ruido de entrada.

Aplicaciones de comunicación

Ambos amplificadores de vídeo nos dan acceso al emisor de la primera etapa amplificadora diferencial (como se muestra en la figura 1) a través de las patillas de selección de ganancia G_{1A} , G_{1B} , G_{2A} , y G_{2B} . Mediante la colocación de un potenciómetro entre las patillas G_{1A} y G_{1B} (patillas 4 y 11 en el DIP), podemos ajustar la ganancia de tensión diferencial sobre un margen de 250 a 600.

Añadiendo componentes dependientes de la frecuencia, estos circuitos integrados pueden actuar como filtros activos de la banda de vídeo o amplificadores de RF. La figura 3 ilustra cinco posibles configuraciones de filtros. Los componentes están situados entre las patillas G_{1A} y G_{1B} (4 y 11 del DIP) para una respuesta de salida.

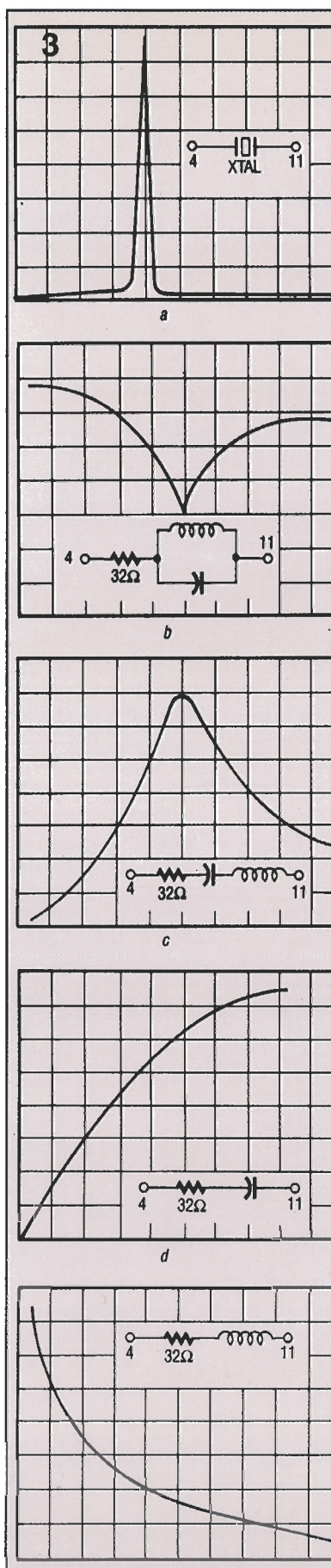
En la figura 4, al añadir un filtro cerámico de 4,5 MHz entre las patillas 4 y 9 del 592, se convierte el circuito en un amplificador de

frecuencia intermedia de audio que es perfectamente adecuado para el uso de señales de televisión. Sobre esto son posibles muchas variaciones. También es posible situar filtros pasivos en la entrada, salida y patillas de control de ganancia, para mejorar incluso el rechazo de señal y la separación.

El 592, así como el 733, nos permiten controlar la ganancia con una impedancia externa. Sin embargo, la ganancia de tensión diferencial del 733 (A_{vd}) puede ser tan baja como 8, con todas las patillas de selección de ganancia abiertas, una opción no disponible en el 592. Por lo tanto, en aplicaciones de filtros, las señales no deseadas tendrán una ganancia de tensión teórica de 20 dB como mínimo, haciendo el 592 poco conveniente para estas aplicaciones. Sin embargo, los amplificadores de vídeo se pueden intercambiar normalmente con un mínimo de modificaciones sobre el diseño básico o incluso sin ellas.

Aplicaciones de instrumentación

Debido a que estos amplificadores son dispositivos de banda ancha, resultan muy interesantes para el uso como preamplificadores en circuitos de medida y osciloscopios. La figura 5 muestra un preamplificador de instrumentación de propósito general, que



trabaja en frecuencias hasta DC. El preamplificador de la figura 5 funcionará con el 592 o con el 733, independientemente. Pode-

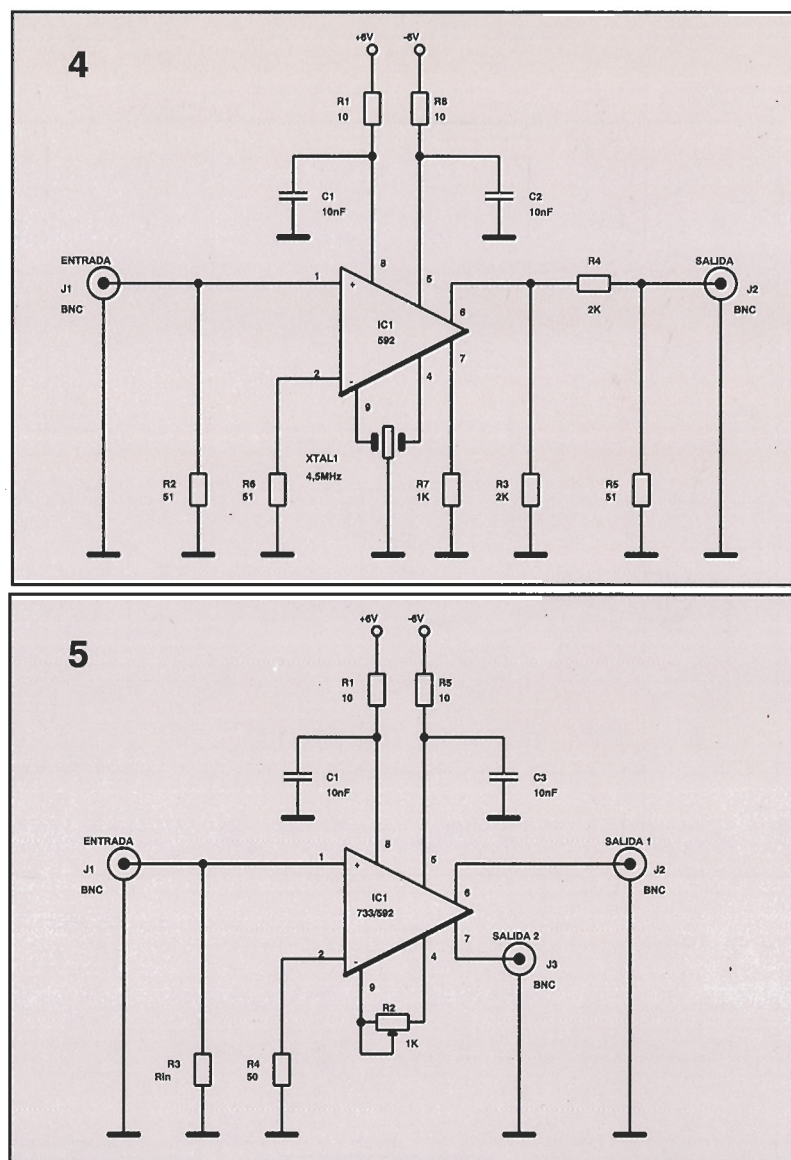


Figura 3. Filtros activos usando el 733 y el 592: (a) cristal, (b) supresor, (c) pasa banda, (d) pasa altos y (e) pasa bajos.

Figura 4. Un amplificador de 4,5 MHz basado en el amplificador de vídeo 592.

Figura 5. Un amplificador de propósito general basado en el amplificador de vídeo 592 o en el 733.

mos ajustar la resistencia R3 (R_{in}) hasta encontrar el punto adecuado a nuestras necesidades para un valor de unos pocos cientos de ohmios. Sin embargo, el diseño está limitado por su inherente baja impedancia de entrada y alta impedancia de salida.

La figura 6 muestra una mejora sobre el circuito de la figura 5, haciéndolo adecuado para utilizarlo como preamplificador de un frecuencímetro. Se ha situado un transistor FET Q1 en la entrada del 592 y del 733, y la impedancia de entrada se ha incrementado a 1 M Ω con R1. La protección de entrada la proporcionan los diodos D1 a D4 que evitan que las señales de entrada saturan el amplificador. Los diodos D3 y D4 también impiden que la salida del amplificador se sature con el incremento de la frecuencia de

conmutación. El amplificador FET tiene un ancho de banda de 100 MHz, de modo que no limitará al ancho de banda del amplificador de vídeo.

Para adaptar el preamplificador a los dispositivos TTL, tales como los que encontramos en un frecuencímetro TTL, el circuito de la figura 6 tiene un amplificador de salida y un convertidor TTL compuesto por Q4, Q5 y un inversor 7414. Estos funcionarán a 45 MHz con la ganancia del 592 o del 733 ajustada a 10 (las patillas de ganancia del 733 se dejan abiertas). Para obtener una ganancia medible del 592, debemos colocar una resistencia de emisor del valor adecuado entre las entradas de selección de ganancia G_{1A} y G_{1B} (patillas 4 y 11 del DIP). Otra alternativa es ajustar un potenciómetro de 1 K Ω para obtener la ganancia deseada.

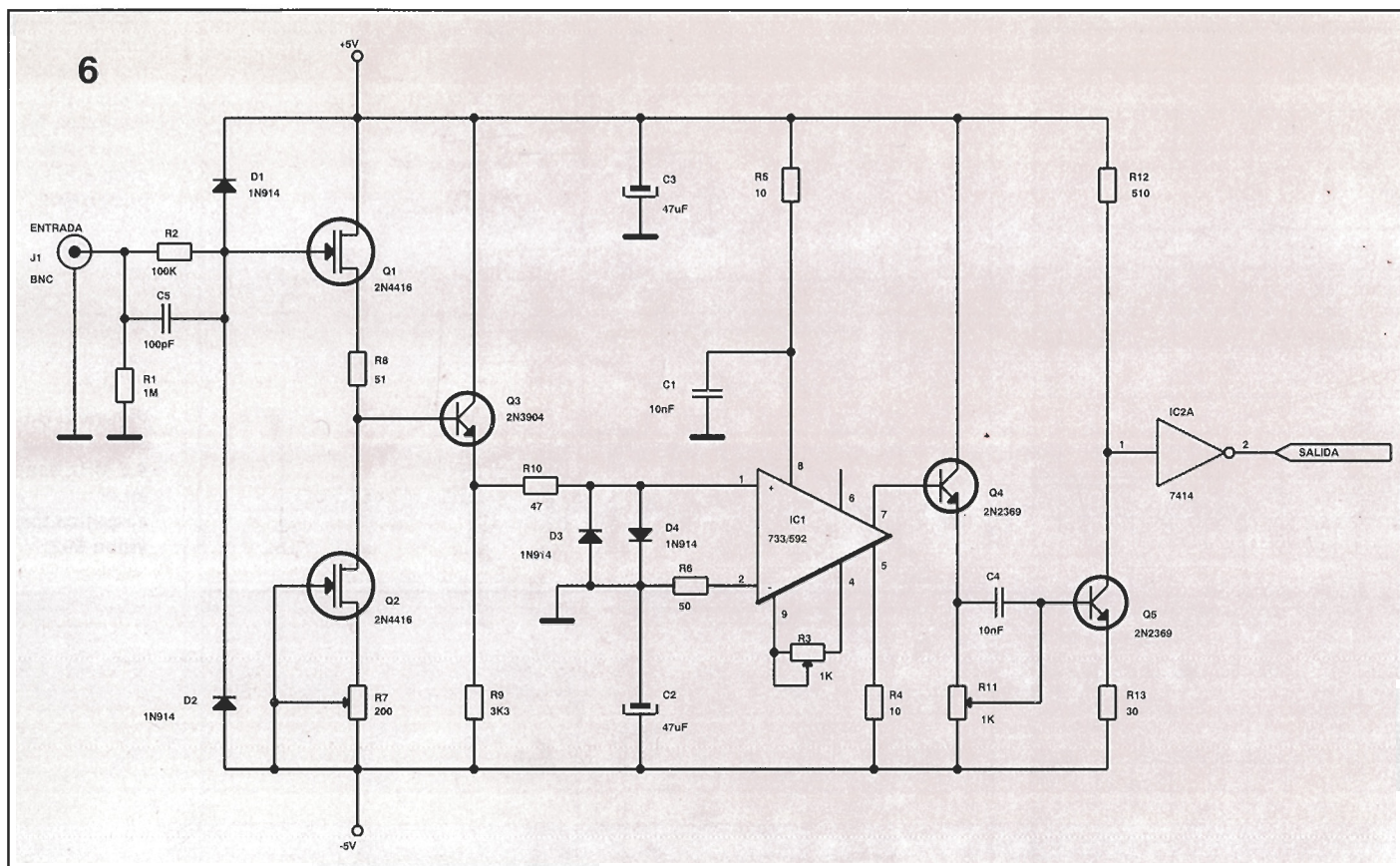


Figura 6.
Preamplificador
para
frecuencímetro
basado en el
amplificador de
video 592 o el
733.

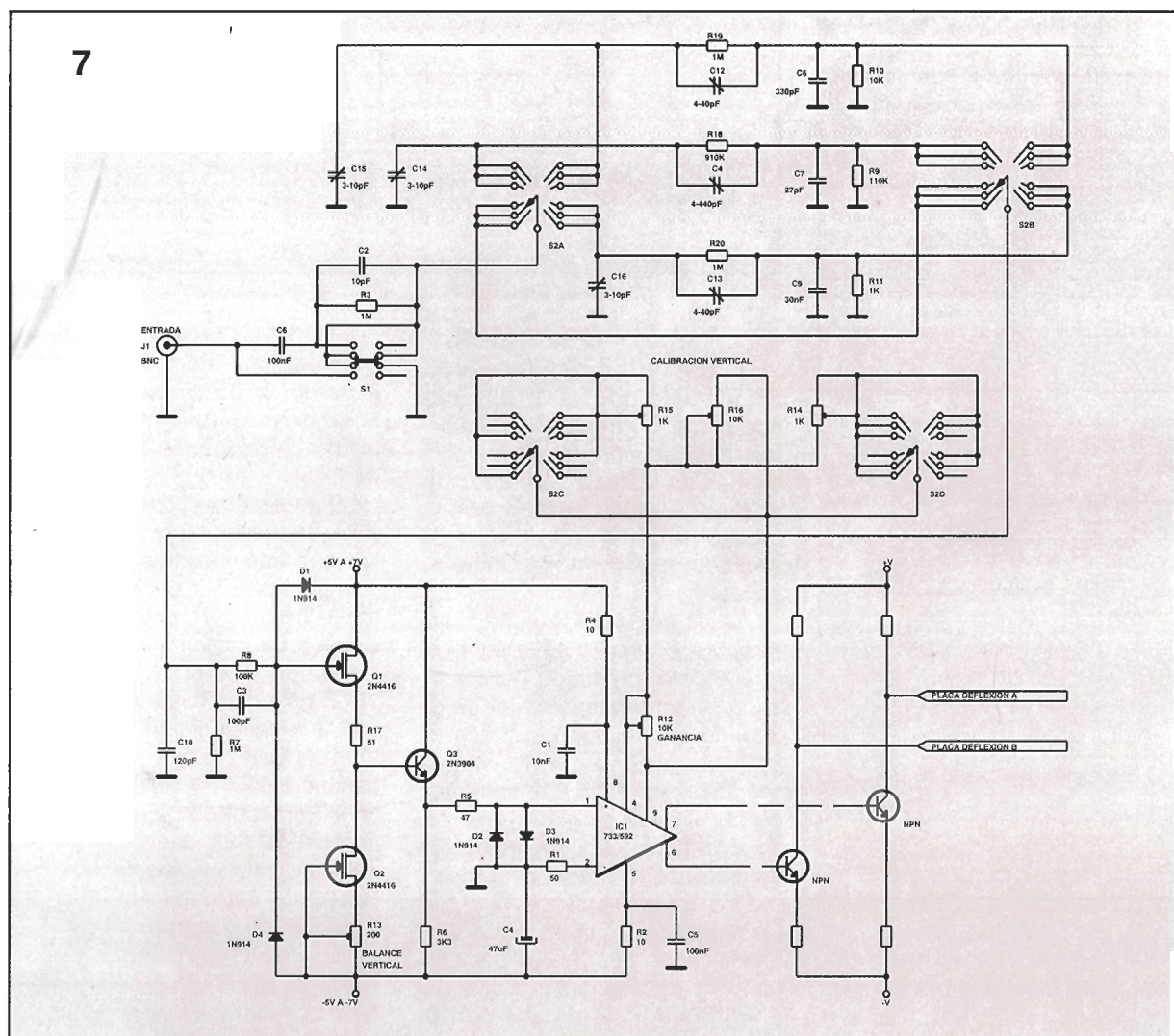


Figura 7.
Preamplificador
para
osciloscopio con
la entrada
condicionada
basado en el
amplificador de
video 592 o 733.

Si queremos diseñar nuestro propio osciloscopio debemos modificar el circuito de la figura 6, como se muestra en las figuras 7 ó 8. Ambos son circuitos preamplificadores para osciloscopios que trabajan con frecuencias de hasta 10 MHz. En estos diseños más elaborados, los circuitos de entrada y los de conmutación de ganancia pueden producir unos pasos estándar calibrados para osciloscopio de 1, 2 y 5, con un margen desde 10 mV por división hasta 5 V por división.

La figura 7 muestra un método para adaptar el preamplificador a un amplificador de deflexión vertical de un osciloscopio, cuando se trata de medidas de DC sin tener en cuenta la corriente de "offset" que se produce en la salida. De esta forma, el "offset", igual que se produce en ambas salidas del amplificador de vídeo, se anulan mediante la relación de rechazo inherente en el amplificador diferencial de deflexión vertical. Los condensadores C3 a C5 son de compensación de entrada, que se pueden ajustar con una entrada de onda cuadrada, después de que el preamplificador se ha terminado y comprobado. Los condensadores ajustables C14 a C16 compensan las sondas con escala x10, de modo que responderá de la misma forma que todos los atenuadores de entrada.

El circuito de la figura 8 muestra una modificación de la figura 7. Esto nos permite usar al amplificador de vídeo en un modo de salida simple, eliminando el "offset" de DC. Para realizar esta función tenemos a Q4 que forma un desplazador de tensión. Con los componentes mencionados que podemos ver, la salida del colector de Q4 es cero voltios. Para mantener el ancho de banda del amplificador de vídeo tenemos el adaptador compuesto por Q5 y Q6, ambos aíslan la carga de la alta impedancia del colector de Q4. Este adaptador, para una carga de 50 Ω a 20 MHz, alimentará aproximadamente 3 V pico a pico. Esta característica hace posible acoplar el preamplificador en el frontal del osciloscopio, cerca de los atenuadores, de modo que el amplificador vertical se debe alimentar a través de un cable coaxial.

Antes de colocar los integrados amplificadores de vídeo de las

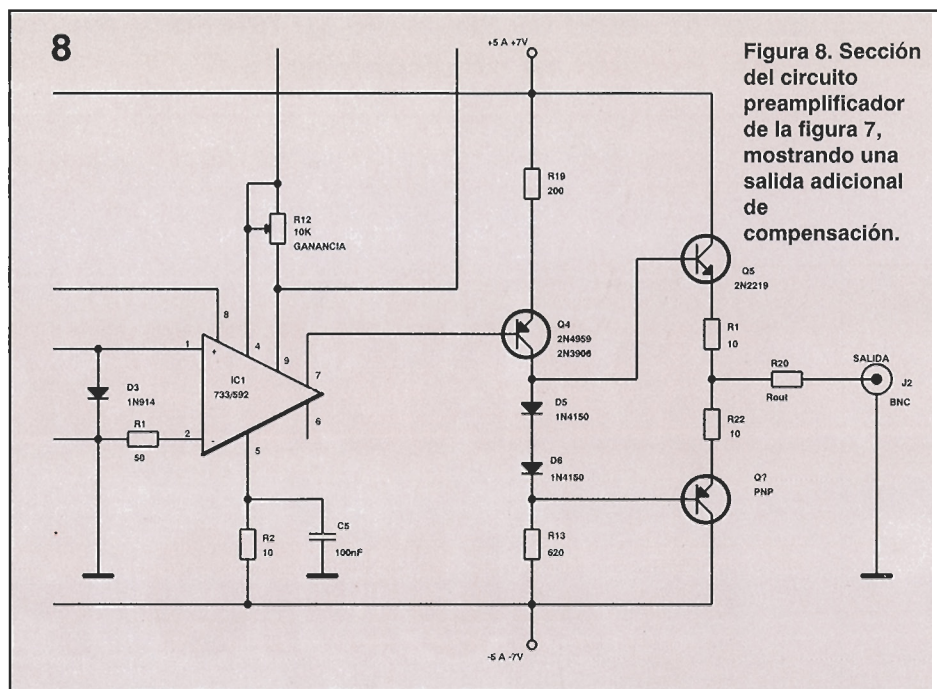


Figura 8. Sección del circuito preamplificador de la figura 7, mostrando una salida adicional de compensación.

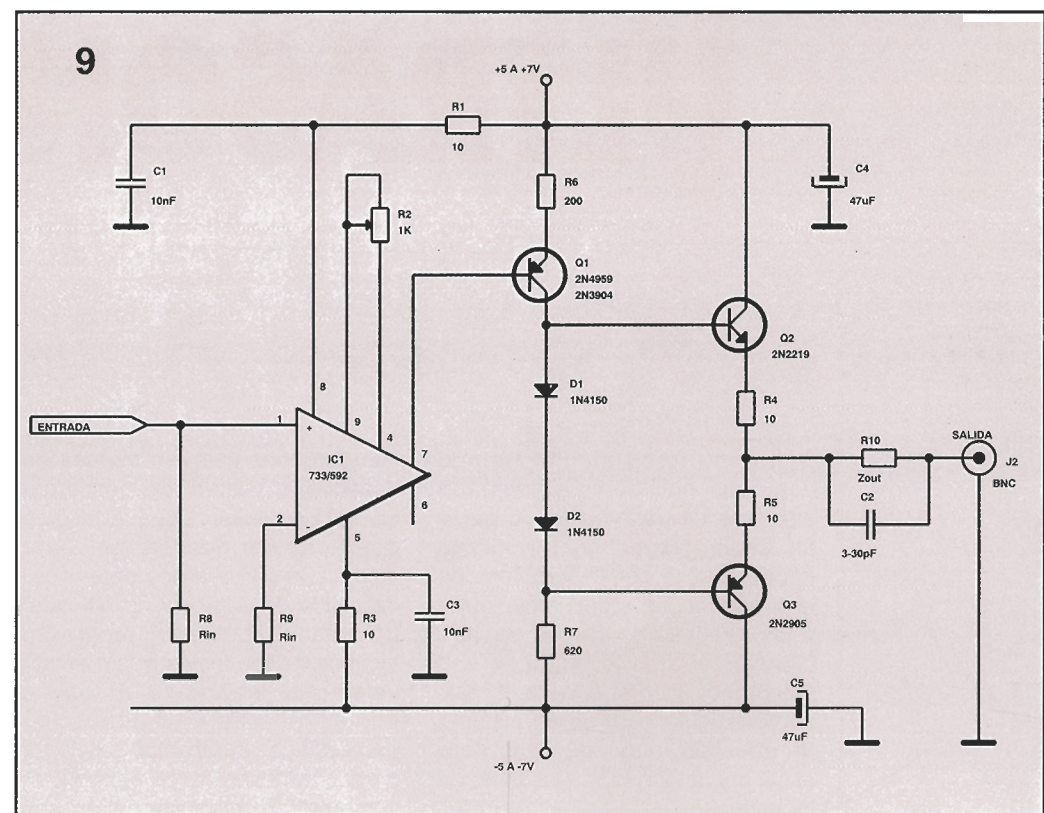


Figura 9. Amplificador de salida de propósito general basado en el amplificador de vídeo 592 o 733.

figuras 6, 7 u 8, debemos ajustar los potenciómetros de 200 Ω (R7, R13 o R17, respectivamente) de modo que la tensión en el emisor de Q3 (un 2N3904) sea cero.

En el preamplificador del frecuencímetro de la figura 6, el potenciómetro R7 y la resistencia ajustable de 1 K Ω en el emisor de Q4, variarán el umbral de Q5, de modo que se deben ajustar los dos para obtener la mejor

velocidad de conmutación y ancho de banda.

Para comunicaciones, el circuito mostrado en la figura 8 se puede modificar de nuevo, como se muestra en la figura 9, en un amplificador desde DC a 20 MHz. Este tipo de amplificador de propósito general puede ser un amplificador para distribución de vídeo de ganancia variable o incluso un alimentador de una red local de banda ancha. ■

Envíe la señal de audio de su televisor mediante este sistema sin cable basado en ultrasonidos.

TRANSMISOR DE AUDIO POR ULTRASONIDOS

Desde hace mucho tiempo están disponibles en el mercado sistemas de transmisión de audio sin cable. Normalmente, utilizan los infrarrojos como portadora de la señal. Su principal ventaja frente a los sistemas de cascos convencionales es que le permiten una mayor movilidad al usuario. El presente artículo trata de un sistema de este tipo, muy adecuado para escuchar la televisión a altas horas de la noche.

Hay tres formas prácticas para crear un enlace sin cable. Estas son: infrarrojos, radio y ultrasonidos. Si se considera la fidelidad, los infrarrojos son los más adecuados para este trabajo, aunque tienen el problema de necesitar una elevada potencia para tener un alcance adecuado. La radio tiene el problema de las interferencias y los problemas de licencias asociados con este tipo de emisiones. Si la alta fidelidad no es uno de los requisitos, los ultrasonidos están bien considerados por todas aque-

llas personas que les interesa en especial la palabra. De hecho, en la Fig. 1 se observa que incluso se puede enviar música mediante este sistema. Para una determinada salida de potencia no pulsada, un enlace ultrasónico tendrá un alcance mucho mayor que su equivalente de infrarrojos. El diseño que se muestra en este artículo proporciona un alcance suficiente para una casa. Tanto el receptor como el transmisor consumen únicamente unos 10 mA haciendo posible el uso de una pequeña batería. Se recomienda una batería de 500 mAh del tipo PP3 alcalina.

El transmisor

Este utiliza el circuito integrado LM13700N, que es un amplificador de transconductancia dual. Esto significa que su salida es proporcional a la diferencia de tensión entre sus entradas. La relación de transconductancia es controlada a través

de las patillas 1 y 16. De hecho, existe una relación lineal entre la corriente que entra a estas patillas y el valor de la transconductancia.

En nuestro transmisor, la amplitud de la portadora necesita ser modulada. Esto se puede lograr de una forma sencilla mediante la patilla de control de transconductancia. Otra capacidad muy útil del LM13700N es que puede producir una onda aproximadamente triangular utilizando un único amplificador. De esta forma, uno de los amplificadores se puede utilizar para generar la portadora y el otro para modularla.

El oscilador IC1b tiene su salida a partir de la patilla 10 a una corriente fija ajustada mediante la tensión a través de las patillas 13 y 14. Por lo tanto, después de un cierto tiempo arbitrario, la tensión sobre C4 se incrementará o disminuirá en forma lineal produciendo una tensión en los diodos de 0,6 voltios. Como muestra el diagrama, la patilla 10 se encuentra ais-

lada por el transistor Darlington, el cual controla el divisor de tensión R9, R10. Es decir, si la tensión relativa a la masa (patilla 9) es dos veces la de los diodos, la corriente de la salida podrá conmutar su dirección completando la otra mitad del ciclo.

Como se indicó previamente, la onda triangular no tiene una forma perfecta y el motivo se puede ver a continuación. En el punto de conmutación se producirá un cambio abrupto de 1,2 voltios a través de los diodos. Este deberá aparecer en la forma de onda.

La frecuencia de la oscilación deberá ser estable, lo que requiere que se tenga una corriente estable en la patilla de entrada 16 que sea independiente de la tensión de alimentación. Las corrientes constantes se logran de forma convencional mediante una caída de tensión controlada a través de la resistencia del emisor de un transistor. Se eligió un transistor del tipo PNP debido a que la tensión se debe referenciar a la línea de alimentación positiva. La tensión del emisor permanecerá unos 0,6 voltios por encima de la tensión de la base, con lo que se logra la estabilidad de la base.

Desgraciadamente, la tensión de los diodos zener económicos varía de forma considerable con la corriente y la temperatura. De

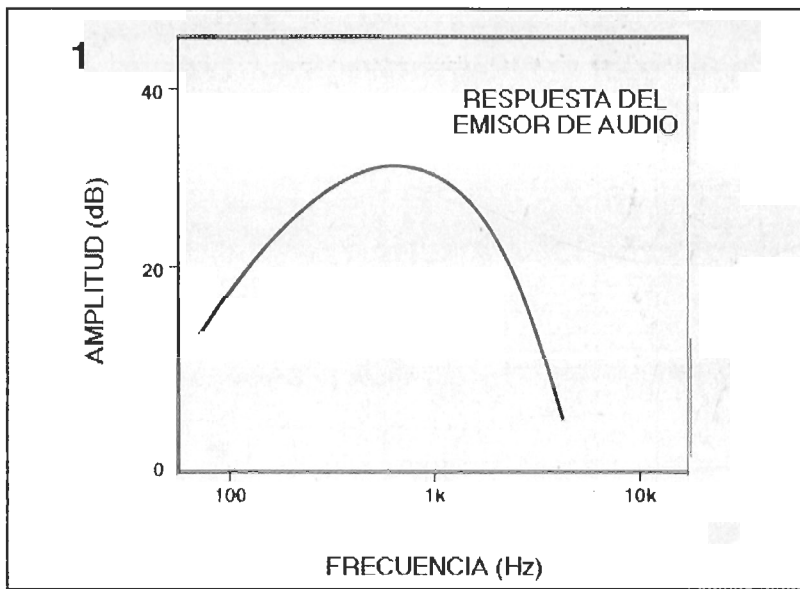


Figura 1. Respuesta del emisor de audio

la utilización de uno se obtuvo un error de 9 KHz cuando la alimentación cayó de 9 a 6 voltios, por esta causa se necesita un diodo de referencia. La caída de tensión queda ahora fijada a través de RV2 y R12. El ajuste altera la corriente y la frecuencia de oscilación. El dispositivo se puede hacer funcionar a partir de una fuente de alimentación estabilizada si se desea. El transistor anterior se puede reemplazar por un cable que conecte R12 con la patilla 16. Si se desea se puede calcular el valor de la resistencia

a partir de esto. La tensión en la patilla 16 es 1,2 voltios y la corriente debe ser de 135 microamperios aproximadamente.

Para evitar que la forma de onda se recorte cuando se produzca una disminución de la tensión de alimentación a 6 voltios su valor pico a pico se debe mantener a 2,4 voltios.

Observando el amplificador modulador se puede ver la transconductancia polarizada por R2; R1 y C1 tienen su valor elegido de forma que incrementen la respuesta a los agudos del circuito.

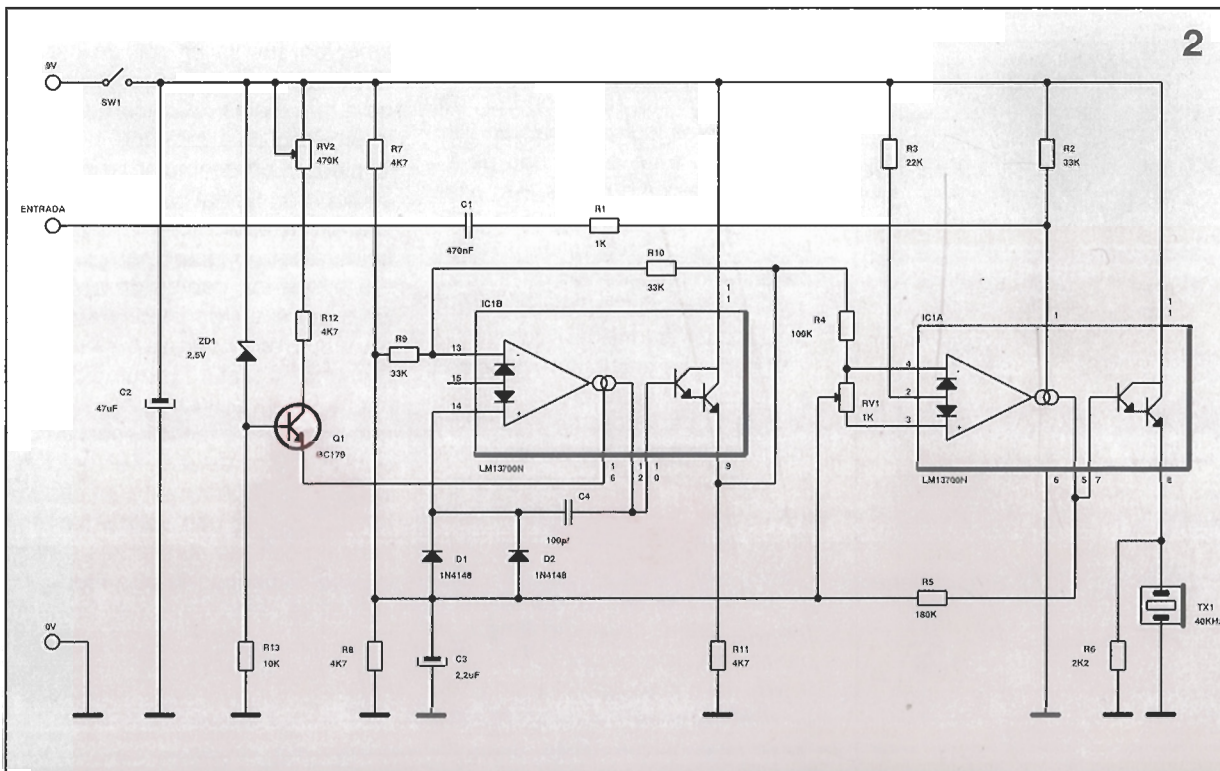


Figura 2. Circuito del transmisor

3

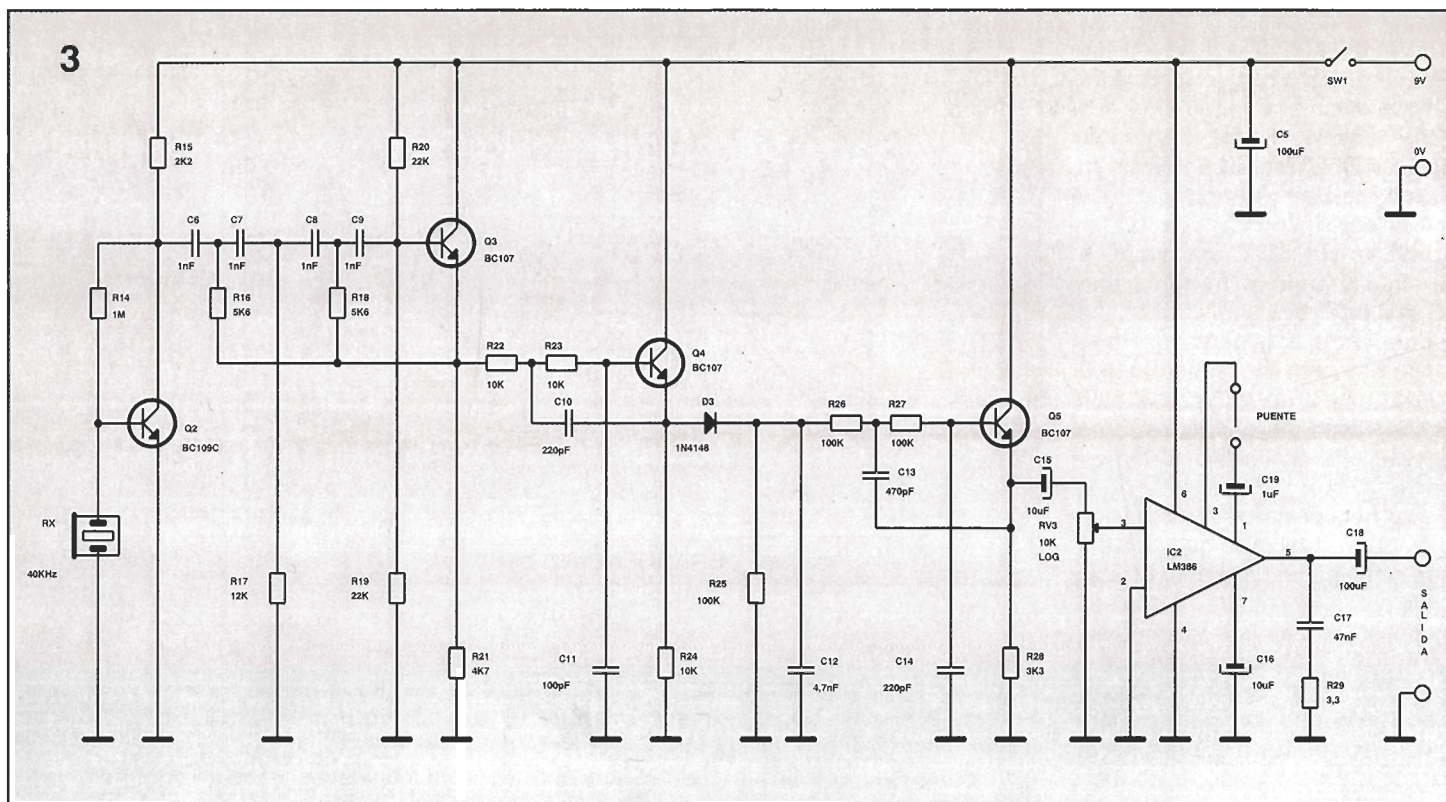


Figura 3. Circuito del receptor

El receptor

El dispositivo está diseñado para un uso doméstico. Por este motivo se eligió un alcance de funcionamiento entre 4 y 30 metros. Además, se consideró deseable el funcionamiento mediante baterías.

Desde el punto de vista funcional, el circuito está compuesto por seis partes. Un preamplificador de

alta ganancia es seguido por unos filtros pasa altos y pasa bajos. La etapa del detector está unida a otro filtro pasa bajos y, finalmente, a un pequeño amplificador de potencia, el cual es suficiente para alimentar unos cascos. El preamplificador centrado en Q2 proporciona una ganancia en tensión de 35 dB. Su salida se encuentra conectada al filtro pasa altos construido en torno a Q3. El transductor ultrasónico de 40 KHz es insensible a las frecuencias audibles; sin embargo, el detector captará ruidos ultrasónicos bajos procedentes del roce con la ropa, por lo que es indispensable un filtro pasa altos. Este es del tipo de 24 dB por octava. La red de filtro pasa bajos está formada a partir de R22, R23, C10 y C11 reduce otros ruidos del entorno procedentes de la radio-transmisión. Q4 es otro "buffer" amplificador del mismo tipo que Q3 y su salida se encuentra conectada a la etapa del detector. Esto significa que la portadora se encuentra rectificada y suavizada mediante D3, R25 y C12. Cualquier frecuencia ultrasónica residual se reduce posteriormente, mediante el filtro formado por R26, R27, C13 y C14.

De esta forma, se le proporciona una señal de audio limpia al amplificador de potencia LM386 a través del control de volumen RV3. Con el puente de hilo en este punto se consigue ajustar el amplificador a su máxima ganancia.

Para una reducción de la ganancia se ha sustituido una resistencia por el puente de conexión. 1K proporciona una ganancia ligeramente superior a 40 dB, mientras que un circuito abierto produce una ganancia de 20 dB. El valor mostrado reduce los bajos, lo que hace más sencilla la audición.

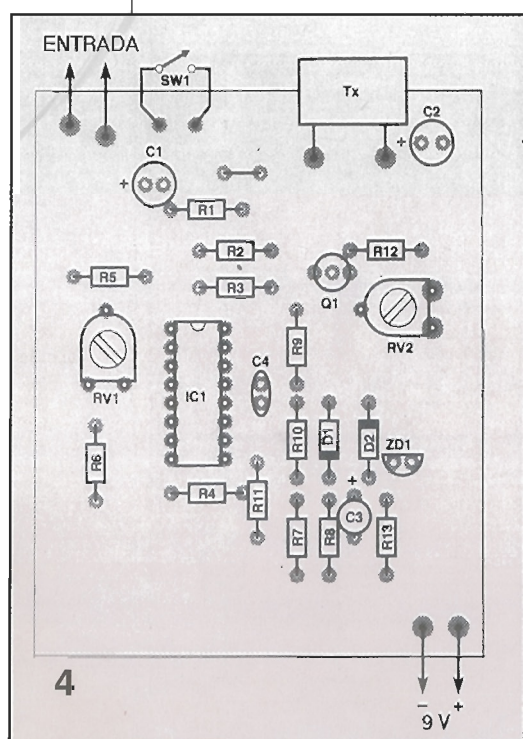
Construcción

Para la construcción hay que tener en cuenta un par de cosas. El transductor se encuentra soldado a terminales de placa de circuito impreso de 1 mm que salen de la placa. Los conmutadores 1 y 2 se deberán fijar al panel frontal utilizando la caja recomendada. Se soldará un conector para jack de 3,5 mm a los cables de entrada. Este conector se colocará mejor en la parte superior de la caja. Para evitar captar los zumbidos de alterna de la alimentación el cable que conecte la fuente sonora con el transmisor deberá ser del tipo apantallado. Finalmente, el conector estéreo se deberá cablear en paralelo con los auriculares de los que se disponga; de otro modo, el sonido se recibirá fuera de fase.

Ajuste

Lo primero que se debe ajustar es el control de volumen del recep-

Figura 4. Disposición de componentes del emisor



LISTA DE COMPONENTES

LISTA DE COMPONENTES TRANSMISOR

RESISTENCIAS

R1.- 1K
R2, R9, R10.- 33K
R3.- 22K
R4.- 100K
R5.- 180K
R6.- 2K2
R7, R8, R11, R12.- 4K7
R13.- 10K
RV1.- Potenciometro ajustable de 1K de posición horizontal
RV2.- Potenciometro ajustable de 470K de posición horizontal

CONDENSADORES

C1.- 470 nF
C2.- 47 μ F electrolítico
C3.- 2,2 μ F electrolítico
C4.- 180 pF cerámico

SEMICONDUCTORES

Q1.- Transistor BC179
D1, D2.- Diodo 1N4148
ZD1.- Diodo de referencia de 2,5 voltios
IC1.- Circuito integrado LM13700N

VARIOS

Transmisor ultrasónico de 40 KHz
Conmutador basculante SPST
Conector mono de 3,5 mm
Caja

RECEPTOR

RESISTENCIAS

R14.- 1M
R15.- 2K2
R16, R18.- 5K6
R17.- 12K
R19, R20.- 22K
R21.- 4K7
R22, R23, R24.- 10K
R25, R26, R27.- 100K
R28.- 3K3
R29.- 3,3 Ω
RV3.- Potenciometro logarítmico de 10K

CONDENSADORES

C5, C18.- 100 μ F electrolítico
C6, C7, C8, C9.- 1 nanofaradio cerámico
C10, C14.- 220 pF cerámico
C11.- 100 pF cerámico
C12.- 4,7 nF cerámico
C13.- 470 pF cerámico
C15, C16.- 10 μ F electrolítico
C17.- 47 nF poliéster
C19.- 1 μ F electrolítico

SEMICONDUCTORES

Q2.- Transistor BC109C
Q3, Q4, Q5.- Transistor BC107
D3.- Diodo 1N4148
IC2.- Circuito integrado LM386

VARIOS

Receptor ultrasónico de 40 KHz
Conmutador basculante SPST
Conector estéreo de 3,5 mm
Caja

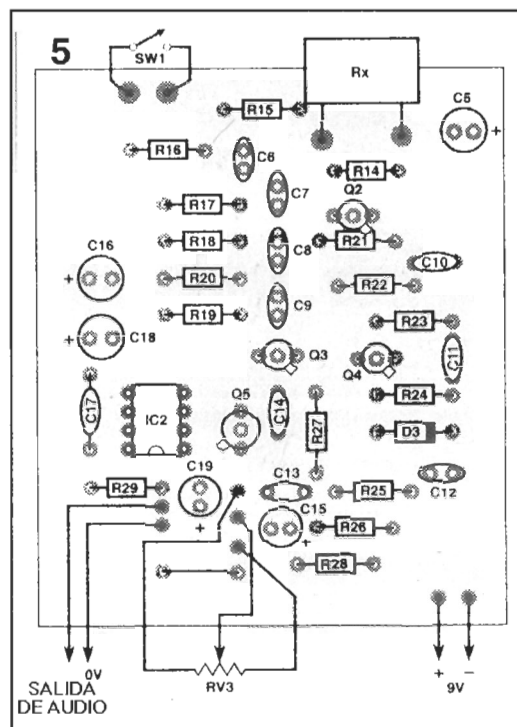


Figura 5.
Disposición de
componentes del
receptor

tor, de forma que se reciba un ligero silbido por los auriculares. A continuación, se activará el emisor que deberá colocarse a unos pocos metros de distancia del receptor. Para ajustar la frecuencia a 40 KHz se puede utilizar un osciloscopio o un medidor de frecuencia conectado a la patilla 9. De forma alternativa se puede utilizar el procedimiento siguiente.

Se acoplará una señal de audio a la entrada del modulador manteniendo su volumen bajo, lo que asegura que el portador no se sobremodule provocando distorsión; se girará el cursor de RV1 a su posición media. Después se ajustará RV2 hasta que se obtenga el mejor sonido; posiblemente, se pueda mejorar después algo más volviendo a ajustar ligeramente RV1. Hay que señalar que RV1 controla la simetría de la portadora, no la frecuencia. Si se obtiene un sonido no distorsionado, pero débil, se incrementará el volumen de la fuente hasta que se produzca distorsión. En ese momento, se reducirá ligeramente. Seguidamente, podrá ajustarse el volumen utilizando el receptor.

Para reducir la impedancia de entrada del transmisor, se puede conectar entre los terminales del conector una resistencia de valor adecuado.



No resulta tarea fácil optimizar tanto la potencia de salida como la protección en los amplificadores operacionales de potencia, en este artículo veremos algunas formas de proteger este tipo de dispositivos.

PROTECCIONES PARA LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES DE POTENCIA

Los amplificadores operacionales híbridos pueden proporcionar de forma fiable una gran cantidad de potencia, siempre que se considere de forma cuidadosa una protección adecuada. A diferencia de sus hermanos, los dispositivos discretos, en los que los componentes individuales pueden reemplazarse fácilmente, una protección adecuada se presenta como algo más efectivo. Un fallo en uno de los componentes, dentro de un amplificador que está sellado herméticamente en una cápsula de metal, implica irrevocablemente la

necesidad de adquirir un nuevo amplificador.

El desafío del diseñador consiste, entonces, en optimizar tanto la protección como la salida de potencia. Como los límites de los amplificadores están descritos por los gráficos que muestran el área de funcionamiento seguro (SOA), a los que se tienen que ajustar los circuitos de protección, la tarea no es tan simple como parece. Dependiendo de las condiciones de fallo esperadas, una gran cantidad de la capacidad aparente en tensión o en corriente del amplifi-

cador, se debe sacrificar en muchas ocasiones. Además, el circuito de protección no debe interferir de ninguna forma con el paso normal de la señal.

La limitación de la corriente de salida es una de las áreas más complejas a considerar cuando se diseña la protección de un amplificador. Se deben utilizar, o protecciones que van en contra de parte de las prestaciones o grandes diseños que implican métodos de protección más complejos. Mientras que las consideraciones de limitación de corriente son el

aspecto más importante de la protección de los amplificadores operacionales, los amplificadores también puede ser sobrecargados por las fuentes de alimentación, por la misma carga e incluso por la señal de entrada.

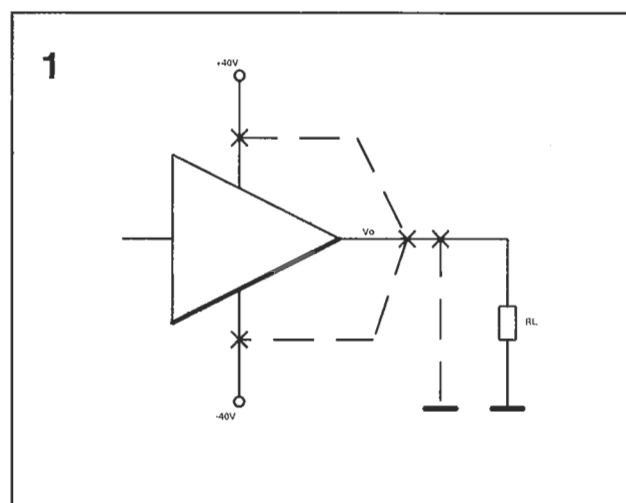
Todos los amplificadores operacionales de potencia están equipados con limitadores de corriente. En algunos, esta limitación tiene un valor fijo interno marcado previamente. En otros, puede haber un limitador de corriente externo programable. Para proteger por completo un amplificador es necesario que se mantenga dentro de los límites fijados por el SOA. La primera tarea consiste en determinar lo que constituye el peor caso esperado de fallo de la carga (Fig. 1). Por ejemplo, ¿debe soportar el amplificador cortos con cualquiera de las líneas de la alimentación o será adecuado que tolere cortos a masa?. El diseñador entonces se debe referir a las curvas SOA para determinar el lugar en donde colocar los límites de corriente (Fig. 2). El PA04 con su etapa de salida MOSFET puede manejar una mayor corriente a un elevado voltaje. A diferencia del de salida bipolar, el PA12,

éste no dispone de una ruptura secundaria.

Con cargas resistivas, la condición de fallo más desfavorable parece ser la de cortocircuito a masa. En una aplicación con división de tensión, la sobrecarga de tensión es simplemente igual a una de las tensiones de alimentación o a la mitad de la tensión entre las líneas de alimentación.

Con una carga resistiva puesta a masa, en una aplicación de alimentación única, la masa es igual a la línea de alimentación negativa. En este caso, la sobrecarga de tensión es igual al total de la tensión de alimentación entre las líneas de alimentación. La sobrecarga de tensión también es igual al total de la tensión entre líneas, en las aplicaciones con división de tensión con fallos de la carga a cualquiera de las líneas de alimentación, o cuando se utilizan cargas inductivas.

Una vez que se ha definido la condición de fallos, el diseñador tiene que asegurarse de que la corriente es limitada a un valor, coincidente con la sobrecarga en tensión, que sea seguro para el amplificador. Lo que resulta cierto es que esto depende de otros fac-



tores varios. En general, el límite SOA de CC a 25 °C suele ser algún valor considerado mínimo para la protección del amplificador. En la realidad, sin embargo, este límite no se puede mantener indefinidamente debido a que el amplificador aumenta su temperatura con el funcionamiento.

Conociendo el valor máximo de temperatura que alcanzará la cápsula del amplificador debido tanto a la temperatura ambiente como a la disipación de calor del dispositivo, se puede seleccionar un límite de corriente completamente fiable a lo largo de las líneas SOA para CC; generalmente están disponibles para temperaturas de 70°, 85° y 125°. Aunque estas líneas no aparecen en la figura 2, la mayoría de las curvas SOA de los amplificadores la suministran.

Utilizando el de salida bipolar PA12 como un ejemplo, volveremos a las curvas SOA de la figura 2 para la salida bipolar del PA12. El punto 1 será un límite de corriente seguro para cortes a masa. El punto 2 será un punto seguro para los cortos con cualquiera de las líneas de alimentación o para cargas reactivas.

Figura 1.- Cuando se utilizan amplificadores operacionales de potencia, los diseñadores deben determinar cuáles son, para el caso de que falle la carga entre los que se incluyen cortos (líneas de puntos) a masa o a cualquiera de las líneas de alimentación. La carga excesivamente reactivas o la inversión de los motores pueden ser equivalentes a los cortos con cualquiera de las líneas de alimentación.

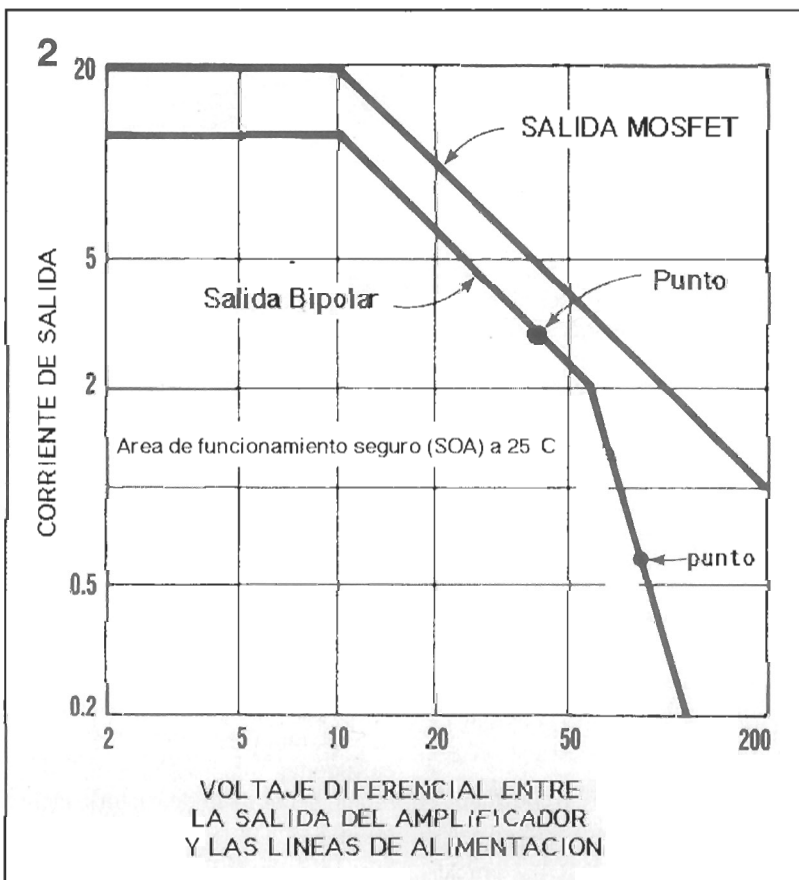
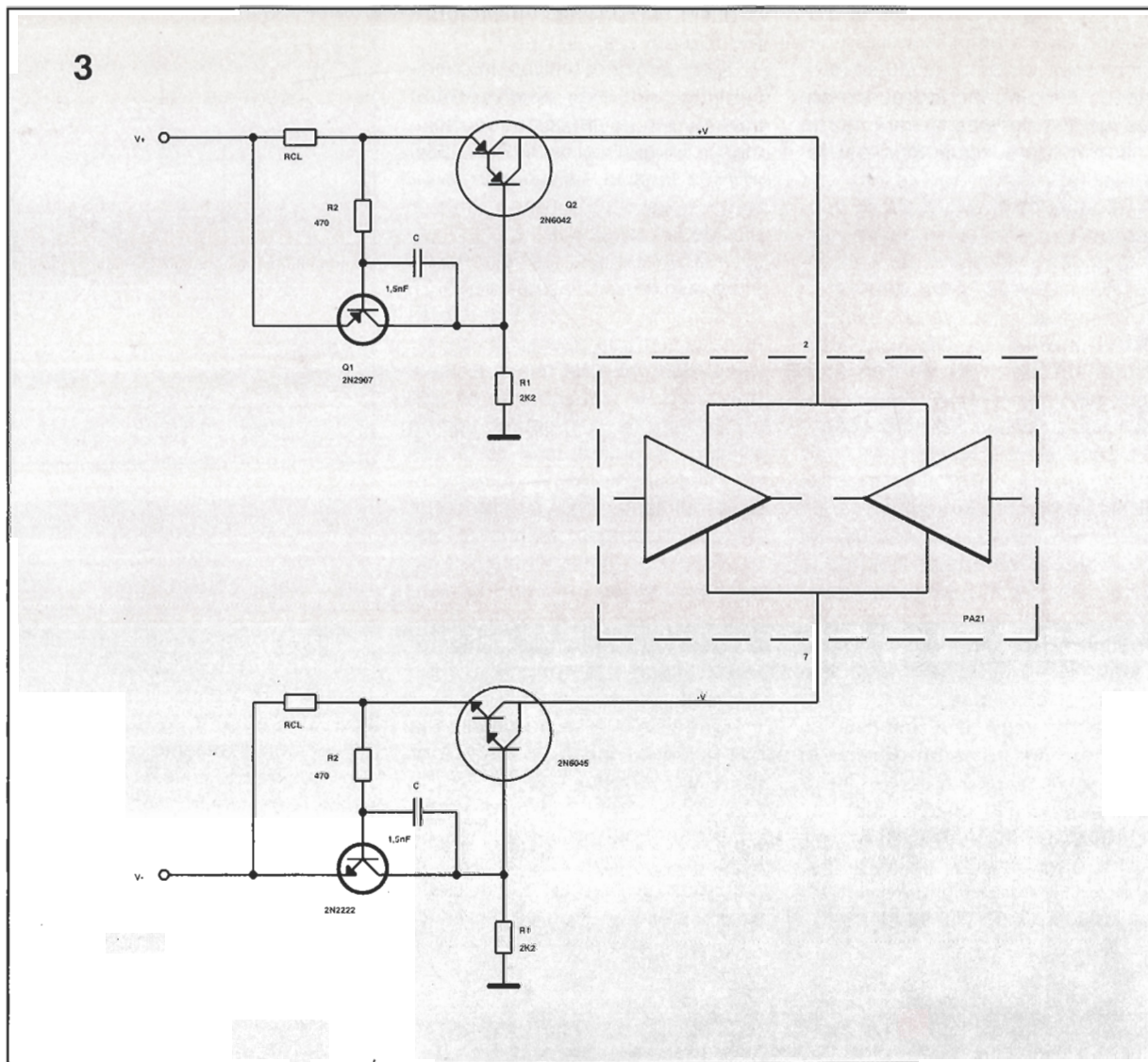


Figura 2.- Las salidas de los amplificadores operacionales de potencia se deben mantener dentro de los límites del área de funcionamiento seguro (SOA). Definiendo las condiciones de fallo y la sobrecarga en tensión asociada se determina la corriente de carga máxima.

Seguridad limitada

Los amplificadores que disponen de un límite de corriente fijo interno, son seguros bajo unas condiciones muy limitadas. En muchas aplicaciones, estos amplificadores no serán seguros incluso en el caso de cortocircuitos a masa. Sin embargo, se pueden aplicar limitadores de corriente externos a cualquier amplificador internamente limita-

Figura 3.- La limitación externa ayuda a proteger de forma interna a los amplificadores operacionales de potencia (como el PA21), cuando el desplazamiento de la salida se aproxima a las líneas de alimentación. Este circuito de corte trabaja a 5 A, mientras que se mantienen las pérdidas por debajo de 1,5 V por limitador.



do para ajustar su funcionamiento a los requerimientos de las gráficas SOA bajo los fallos de la carga (Fig. 3).

En este circuito se suministra una corriente de polarización a la base de Q2, siempre a través de R1. El valor de R1 viene determinado por el valor Beta mínimo del transistor Q2 y por la tensión de alimentación mínima.

$$R_1 = \frac{(V_s - V_{beq^2})}{(I_{lim} / \beta Q_2)}$$

donde el

$$V_{beq^2} \approx 1,2 \text{ V}$$

El limitador de corriente se activa cuando la caída a través de RCL es lo suficientemente grande como para activar el transistor Q1, por eso el límite de corriente es igual a:

$$I_{lim} = V_{beq^2} / R_{CL}$$

siendo

$$V_{beq^2} \approx 0,7 \text{ V.}$$

R2 y el condensador C hacen que el circuito limitador de corriente no oscile.

Se utilizan dos de estos limitadores de corriente, uno entre cada una de las líneas de alimentación y las patillas de alimentación del amplificador operacional. En el circuito puente de una alimentación, sin embargo, donde se está seguro que los fallos de la carga ocurrirán únicamente entre la salida del amplificador y no a masa, se puede proteger el amplificador con un limitador de corriente en la línea de alimentación positiva de cada amplificador.

Los amplificadores que disponen de una limitación de corriente externa programable resultan muy fáciles de mantener dentro de su grá-

fica SOA. Aunque para esto son más simples, todos los sencillos métodos de limitación de corriente hacen grandes sacrificios en la capacidad del amplificador en el manejo de corriente en interés de la fiabilidad. No es infrecuente para un aparentemente robusto amplificador de 10 amperios, que se reduzca la corriente a unos delicados 600 miliamperios para mantener el amplificador dentro del SOA bajo condiciones de fallo de la carga. El punto 2, en la figura 2, representa la capacidad resultante de un amplificador bipolar típico, el PA12, cuando se requiere una seguridad total ante los fallos.

Un amplificador MOSFET, el PA04 (también mostrado), indica que mientras que el MOSFET ofrece algunas mejoras, eliminando la región secundaria de ruptura, incluso una simple limitación de potencia, reduce en gran medida las corrientes seguras alcanzables.

Limitación articulada

Desgraciadamente, los fabricantes de amplificadores creen que los diseñadores se verán atraídos por la simplicidad y por la reducción del número de componentes ofrecidos por los amplificadores con limitación de corriente externa programable que utilizan una resistencia externa. Lo que realmente se necesita, sin embargo, es limitación multipendiente o limitación (articulada).

Como se apuntó anteriormente, esta técnica requiere no solamente un limitador de corriente de dos resistencias sino que también se tenga libre acceso a las bases de los transistores de limitación de corriente del interior de amplificador operacional. Esta es la única forma de obtener la flexibilidad necesaria para optimizar tanto la protección como la salida de potencia.

Quizás esta obsesión con la reducción del número de componentes es la trampa sobre la fiabilidad en la que cae todo el mundo: cuanto mayor sea el número de componentes menor será la fiabilidad. Este error acaba en muchos fallos de los amplificadores operacionales de potencia debido, principalmente, a que con un par de diodos de 100 pesetas se puede proteger un amplificador irreparable de 5.000 pesetas y normalmente no se incluyen. El efecto de la limitación articulada comparada con la limitación de corriente fija se puede ilustrar gráficamente con el PA12 (Fig. 4). Se ha elegido el PA12 debido a que dispone de un limitador de corriente interno articulado de una sola pendiente.

Las coordenadas del gráfico de -2 A a +5 A y de -50 V a +50 V representan los límites de la combinación de las tensiones de salida y las corrientes alcanzables a partir de un PA12 utilizando un limitador de corriente fijo. Las líneas representan los límites SOA para el PA12. Existen oportunidades considerables (puntos de funcionamiento), sin embargo, para exceder el SOA. Para hacer que el circuito sea seguro ante un corto a masa y ante otros fallos de carga, se necesita una reducción considerable en la corriente disponible, a partir de la alimentación.

Para mejorar la limitación de corriente se añadió la limitación de corriente articulada de forma que

se pueda incrementar la corriente disponible a medida que la salida se aproxima a la línea que está suministrando la corriente. Esto equivale a reducir la corriente disponible según la tensión de salida se aproxima a la línea de alimentación opuesta. La limitación articulada se suele denominar "limitación de línea de carga" debido a que se puede diseñar para conformar una carga resistiva específica. La limitación articulada, esencialmente "gira" el mapa de salida de forma que se ajuste mejor a las limitaciones de los gráficos SOA (Fig. 5). La línea de carga de 10 ohmios ilustra la capacidad de salida de potencia del circuito. Este limitador articulado está incluido en el PA12 y en el PA10. Esta limitación es "activada" en las aplicaciones con alimentación fraccionada conectando la patilla 7 a masa.

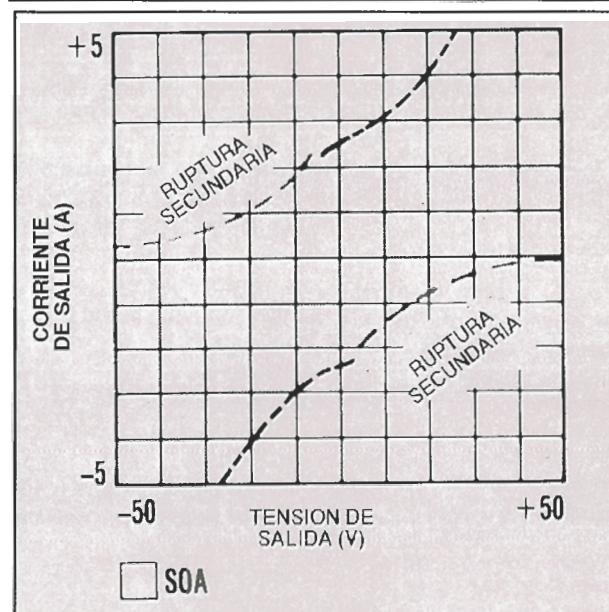
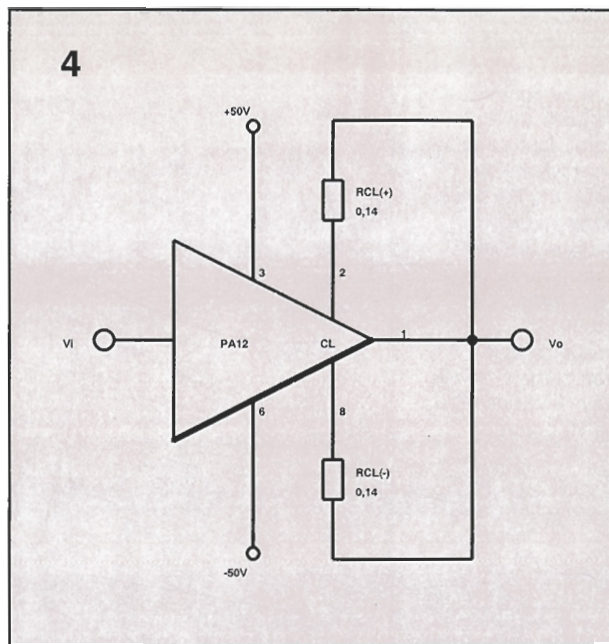
En las aplicaciones con una única alimentación, la patilla 7 debe ser devuelta a un punto de baja impedancia (inferior a 2 K) y a la mitad de la tensión de alimentación. En aplicaciones con una sola alimentación con una carga a masa (equivalente a una carga a la línea de alimentación negativa) es factible y probablemente deseable conectar la patilla 7 a masa. Para reducir la pendiente de acción de la limitación articulada, se puede insertar una resistencia en serie con la patilla 7.

Dos técnicas pueden lograr la limitación de corriente articulada: la de sustracción y la de adición (figuras 6a y 6b, respectivamente).

Sin embargo, la solución aditiva no se adapta a los amplificadores operacionales de potencia normalmente disponibles en el mercado.

Los circuitos substractivos obtienen su característica articulada a partir del ligero efecto divisor de tensión de R_b y R_f . Según la salida se aproxima hacia el valor de la línea de alimentación, el divisor reduce efectivamente la V_{be} disponible para el transistor limitador de corriente Q_x a partir de la resistencia limitadora de corriente R_{cl} .

Conforme la salida se aleja del valor de la alimentación, el divisor añade excitación a la base de Q_x . La técnica incrementa la corriente disponible cuando la salida está próxima al valor de la línea de alimentación y la reduce cuando se aleja del valor de la alimentación. Mientras que el PA10 y el PA12 son los únicos amplificadores dis-

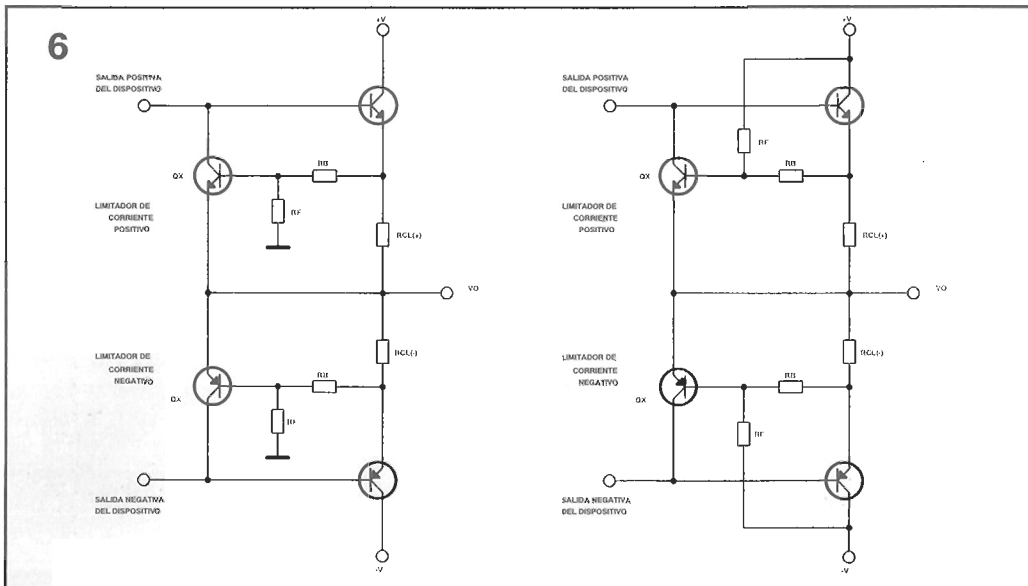


ponibles actualmente con una limitación articulada incluida, la limitación de 4 hilos en un PA04, se presta, para construir un limitador de corriente articulado con dos resistencias externas y un condensador (figura 7). El condensador evita la oscilación durante la limitación de corriente. La resistencia de base R_b se ha seleccionado con el mismo valor que la resistencia de base de los ejemplos previos en los que se utilizaba el PA10 y el PA12. Se aplican las mismas ecuaciones con los ajustes de R_f .

Un amplificador operacional externo adapta virtualmente cualquier amplificador para que pueda aceptar una limitación de corriente ajustable externamente y lograr

Figura 4.- Un PA12 con un limitador de corriente de 5 A no es seguro para cortos de la salida con la masa. Aquí, las curvas del área de funcionamiento seguro dibujan un "mapa" de tensiones y corrientes de salida que se pueden obtener.

Figura 6.- La limitación articulada susbtractiva se utiliza dentro de los amplificadores operacionales de potencia PA10 y el PA12 (a). La limitación aditiva no se puede adaptar a ninguno de los amplificadores operacionales de potencia actuales (b).



Las resistencias R_b y R_f sirven para funciones idénticas y tienen valores idénticos a sus equivalentes en los PA10 y PA12. No se debe colocar nunca ninguna resistencia entre la salida del amplificador operacional y los emisores limitadores de corriente. Esto podría suavizar la acción de recorte de los transistores limitadores de corriente en el control de la

salida es igual al de la línea opuesta a la que está suministrando la corriente.

Esta relación 2 a 1 entre la corriente máxima disponible y la corriente para la salida de 0 voltios es la máxima alcanzable con este método básico de limitación articulado. Ajustando R_f demasiado bajo, determinado valor activará el limitador de corriente del lado opuesto antes de que el desplazamiento completo de la tensión de salida haya ocurrido, recortando cualquier excitación que podría, de otro modo, estar disponible para desplazar la tensión de salida en la dirección opuesta. Esto entonces lleva a un bloqueo en la tensión de salida que solamente se puede recuperar retirando la alimentación. R_f se debe mantener lo suficientemente pequeño, de forma que cuando la salida se encuentre al máximo de su desplazamiento positivo haya -0,7 voltios a través de la unión base emisor del transistor de limitación negativo. Esta caída de potencial base/emisor es la tensión que aparece a través de R_b (dentro del amplificador operacional de potencia) el límite inferior para R_f viene determinado por la fórmula:

$$R_f = V_s / (0,7/R_b)$$

Cargas reactivas

Las cargas reactivas necesitan una consideración especial con la

limitación articulada. Una carga reactiva en el circuito de la figura 6 tendría una línea de carga con forma elíptica que podría ser difícil de mantener dentro del SOA y del mapa de salida característico.

Si se extiende fuera la curva de limitación, se producirá la limitación de corriente y la distorsión. La única solución es reducir la reactancia o aumentar los límites de corriente. Además, la limitación de corriente articulada con una carga reactiva producirá un agudo pulso de retroceso que implicará la utilización de diodos contra el retroceso de recuperación ultrarápida. Este es el problema de la limitación articulada que podría hacer que el diseñador prefiriera que no solamente se utilizaran dos resistencias limitadoras, sino que también las bases de los dispositivos limitadores de corriente se encontraran disponibles de forma separada e independiente de cualquier otra conexión.

Las técnicas de limitación articulada descritas anteriormente disponen de una sola pendiente. Pero volviendo de nuevo al mapa de salida de la figura 6, y mirando las líneas de los gráficos SOA, se puede ver que es aceptable una pendiente más gradual para la limitación articulada en las regiones en las que las tensiones de salida y las corrientes tienen la misma polaridad. De hecho, las regiones SOA no son lineales en el mapa de salida, sugiriendo que una limitación multipendiente puede ofrecer incluso unas mejores características.

La limitación multipendiente solamente se puede realizar si las bases de los transistores de limitación de corriente están separadas unas de las otras y, además, de los transistores de salida. No existen amplificadores operacionales de potencia que se presten en sí mismos para este montaje, sin embargo, se puede utilizar esta técnica si se están construyendo amplificadores de potencia para los amplificadores disponibles o se están construyendo los amplificadores de potencia de diseño propio desde el principio.

La técnica multipendiente más básica es el método de dos pendientes, que ofrece una característica de menos pendiente cuando la salida pasa por cero (figura 9), R_b tiene la misma función que en los limitadores de corriente típicos. Dependiendo de la polaridad de la salida, los diodos D1 y D2 proporcionan unos valores diferentes para la resistencia R_f . Observando el limitador positivo, por ejemplo, cuando la tensión de salida pasa a ser positiva, D1 está polarizado de forma directa y la resistencia R_f es equivalente al valor de R_1 . Durante este intervalo D2 es polarizado de forma inversa y R_f para el limitador negativo tiene el valor $R_2 + R_3$. Si la salida pasa a ser negativa, D1 no conduce y D2 está polarizado directamente. Ahora, el limitador positivo de corriente R_f es igual a $R_1 + R_2$.

R_1 y R_3 se pueden elegir muy pequeñas para proporcionar una curva muy marcada para la limitación articulada. Los extremos cur-

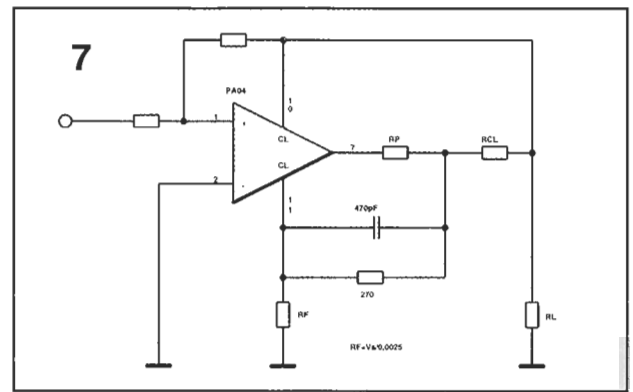


Figura 7. La técnica de limitación de corriente de cuatro hilos utilizada por el amplificador de operacional de potencia se adapta fácilmente al uso de un limitador de corriente multipendiente externo.

vados del SOA, sin embargo recortan de nuevo, la utilidad del limitador de corriente de dos pendientes. Este problema se puede resolver, añadiendo otro punto de ruptura en la curva limitadora.

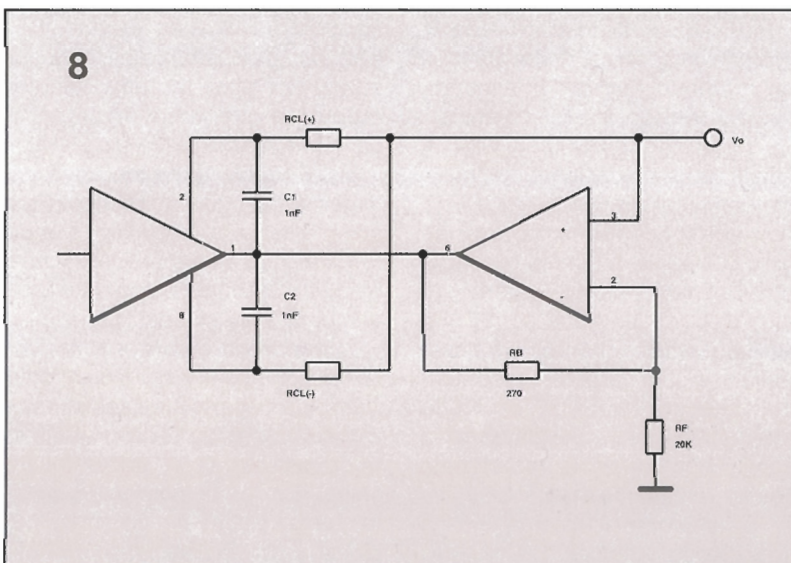
En un circuito limitador de 3 pendientes la primera ruptura aparece en torno a los 0 voltios de salida, por activación de D1 ó D2, dependiendo de la polaridad de la señal de salida (figura 10); a una mayor tensión de salida, el diodo Zener DZ1 o DZ2 se activa para reducir aún más el valor efectivo de R_v . Esta limitación de tres pendientes ofrece la mejor forma de adaptar el amplificador al gráfico SOA. Se utilizan dos circuitos completamente independientes en las dos mitades del limitador multipendiente para evitar cualquier interacción que pudiera bloquear el amplificador.

El calor es el enemigo

La destrucción de los transistores de potencia de un amplificador es función primero y principalmente de la temperatura. Para un MOSFET funcionando dentro de los límites de corriente y tensión, el fallo es sólo una función de la temperatura. Por lo tanto, el control de la temperatura del dispositivo de potencia es un elemento esencial de cualquier esquema de protección ideal. Esto se usa frecuentemente en varios amplificadores operacionales de potencia y transistores de potencia. El Apex PA03 y el National LM12, están equipados, los dos, con sensores de temperatura para el dispositivo de salida de potencia.

El sensor de temperatura de extinción de potencia no se debe confundir con el apagado térmico disponible en muchos amplificado-

Figura 8. La limitación de corriente multipendiente se puede adaptar virtualmente a cualquier amplificador operacional añadiendo un amplificador operacional de pequeña señal y de alta tensión externo.



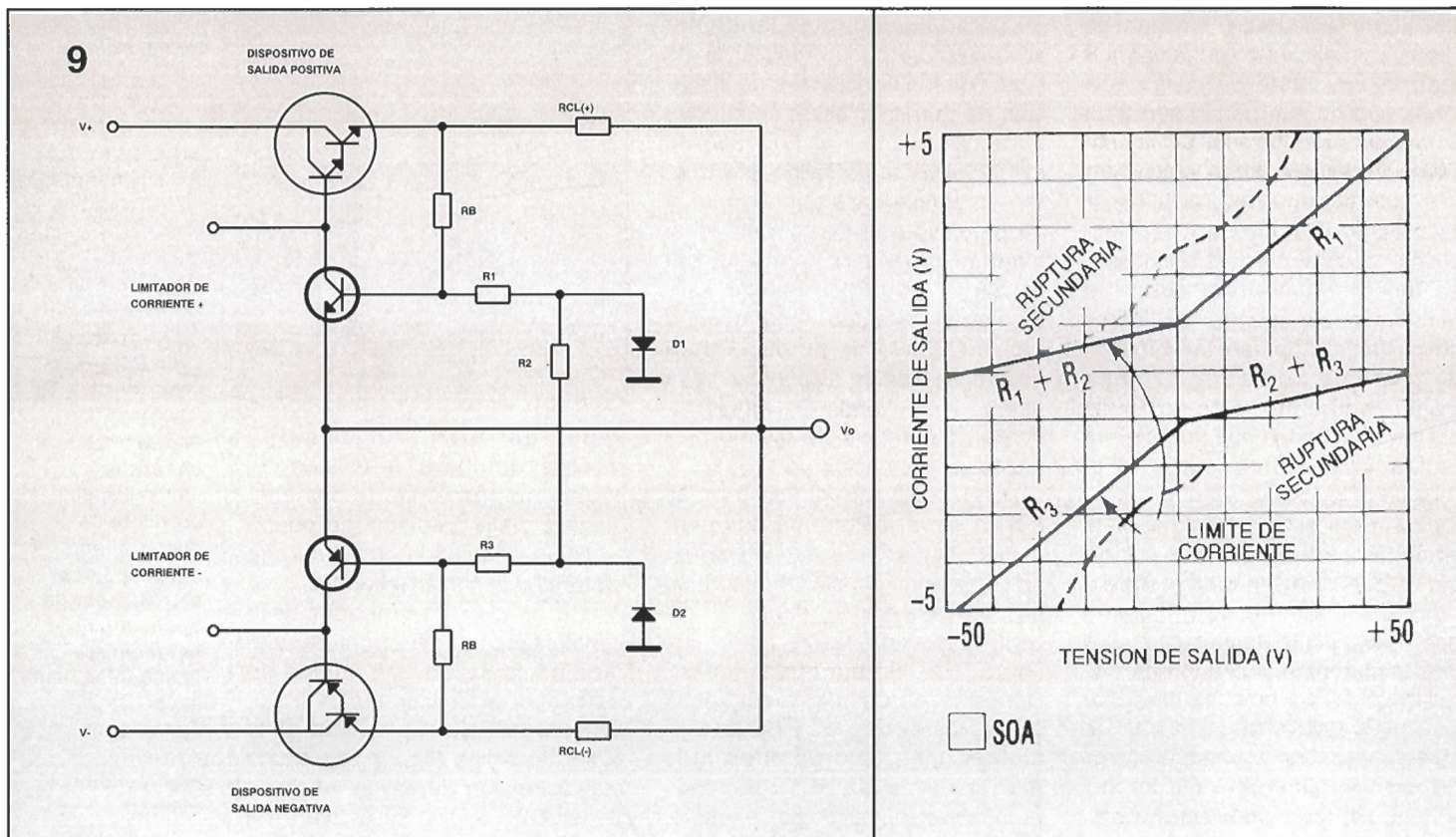


Figura 9. Con la limitación de corriente de dos pendientes los diodos permiten a R1 y a R3 ajustar los límites de corriente a bajas corrientes; si la combinación con la resistencia R2 ajusta los límites de corriente para las elevadas corrientes.

res operacionales de potencia y de alta tensión, como es el caso de la serie de amplificadores de alta tensión Apex PA80 y en los amplificadores de potencia PA21 y PA07.

La forma más frecuente de desconexión térmica es un sistema sensor de temperatura de acción lenta en contacto con la cápsula y que protege el amplificador de las temperaturas excesivas. Sin embargo, este sistema no proporciona una protección ante el fallo de la carga.

El Apex PA03 es un ejemplo de una realización híbrida de un sensor de temperatura de extinción de potencia. Está realizado mediante el montaje de un transistor sensor de temperatura de pequeña señal directamente en la parte superior de la extinción de potencia. Este sensor térmico actúa lo suficientemente rápido, de forma que cuando el amplificador operacional está funcionando dentro de las limitaciones de tensión, queda completamente protegido ante los fallos de la carga. Este transistor de salida del sensor de temperatura está acoplado, a su vez, a un sensor de temperatura del encapsulado que desconecta por completo el PA03, en el caso de que se mantengan temperatu-

ras del encapsulado excesivas. Aunque el sensor de temperatura es la forma más compleja de protección, no tiene peculiaridades especiales. No es una forma "clara" de limitar la corriente y pueden aparecer formas de onda irregulares cuando se comienza a activar. Debido a la ruptura secundaria, la limitación térmica comienza a ser menos efectiva según se van utilizando tensiones mayores con las etapas de salida de potencia bipolares normalmente disponibles. La ruptura secundaria crea "puntos calientes" aislados, que pueden escapar al control de la protección térmica. Esto provoca un aumento térmico que puede destruir el dispositivo de potencia.

Todavía queda por ver un amplificador operacional de potencia combinando salidas MOSFET con sensores térmicos. Sin las limitaciones de la ruptura secundaria el sensor térmico debería ser muy efectivo con los MOSFET. En teoría, cuando un MOSFET desarrolla un punto caliente, la resistencia local del MOSFET en modo activado aumenta, desplazando la carga al valor de la resistencia inferior remanente en el MOSFET.

En el proceso, la carga térmica se extiende. Además, las pruebas

de los prototipos del PA77 de 90 voltios (entre líneas de alimentación), 20 amperios (es el primer amplificador operacional de potencia con salidas MOSFET y protección térmica) indican que la teoría se mantiene. El dispositivo se mantiene bajo continuos cortos a masa, mientras que intenta producir la máxima tensión (se comercializó a principios de 1991). La protección final ha tenido que esperar hasta que el Apex PA77 ha estado disponible en el mercado.

El funcionamiento de un amplificador operacional dentro del gráfico SOA no elimina todas las posibilidades de destrucción del dispositivo. Por ejemplo, en cualquier momento que se interrumpa la corriente en una carga inductiva, e incluso parcialmente inductiva, se generará un pulso de retorno. Este pulso alcanzará cualquier nivel de tensión que sea necesario para mantener el flujo de corriente y se aumentará por lo tanto la tensión.

La mayoría de los amplificadores disponen de diodos anti-retorno (para protegerlos de los pulsos inductivos), estos utilizan el diodo del sustrato de su transistor de salida. En los dispositivos bipolares, estos diodos del sustrato son lentos, y su uso continuado es inefi-

caz y genera calor. Hay que considerar, también, que ciertas cargas, como es el caso de los motores con escobillas de CC, tienen unas continuas interrupciones del flujo de corriente debidas a la conmutación. Esto produce un tren continuo de pulsos de retorno que promediados sobre el tiempo pueden provocar el fallo del dispositivo de potencia.

La necesidad de diodos anti-retorno externos se explicó en conexión con las cargas inductivas y con la limitación de corriente multipendiente. Siempre que se espere una carga inductiva, la utilización de diodos anti-retorno externos son una económica mejora de la fiabilidad. Idealmente, estos diodos deberían ser del tipo de recuperación ultra-rápida, pero incluso los de recuperación rápida o de recuperación estándar suelen ser mejores que no tener ninguno.

Los transitorios de la alimentación son otra fuente de sobrecarga para el amplificador. De hecho, añadiendo los diodos anti-retorno simplemente se acoplan los pulsos de retorno a las líneas de alimentación; normalmente, se piensa que la fuente de alimentación tiene la capacidad de almacenamiento suficiente para absorberlos. Si el único almacén de energía en la fuente de alimentación es simplemente un condensador electrolítico de filtro de gran capacidad, la elevada inductancia en serie no será capaz de absorber unos transitorios extremadamente rápidos. Una fuente de alimentación regulada tampoco es una garantía de seguridad. La mayoría de las fuentes reguladas son excelentes fuentes de corriente y malas disipadoras de corriente.

En último término, la única protección contra los transitorios de la fuente de alimentación son los diodos zener supresores de transitorios. Ningún otro tipo de protección para los transitorios es lo suficientemente rápida. Los diodos zener deberán tener un valor inferior al nivel máximo del amplificador, pero mayor que la tensión de alimentación máxima que se espere obtener. Las fuentes de alimentación no reguladas, en las que esta protección contra los transitorios es considerada obligatoria, suele implicar grandes sacrificios en las tensiones de funcionamiento cuando se considera el escalonamiento de la tolerancia (figura 11). Los diodos Zener de absorción de tran-

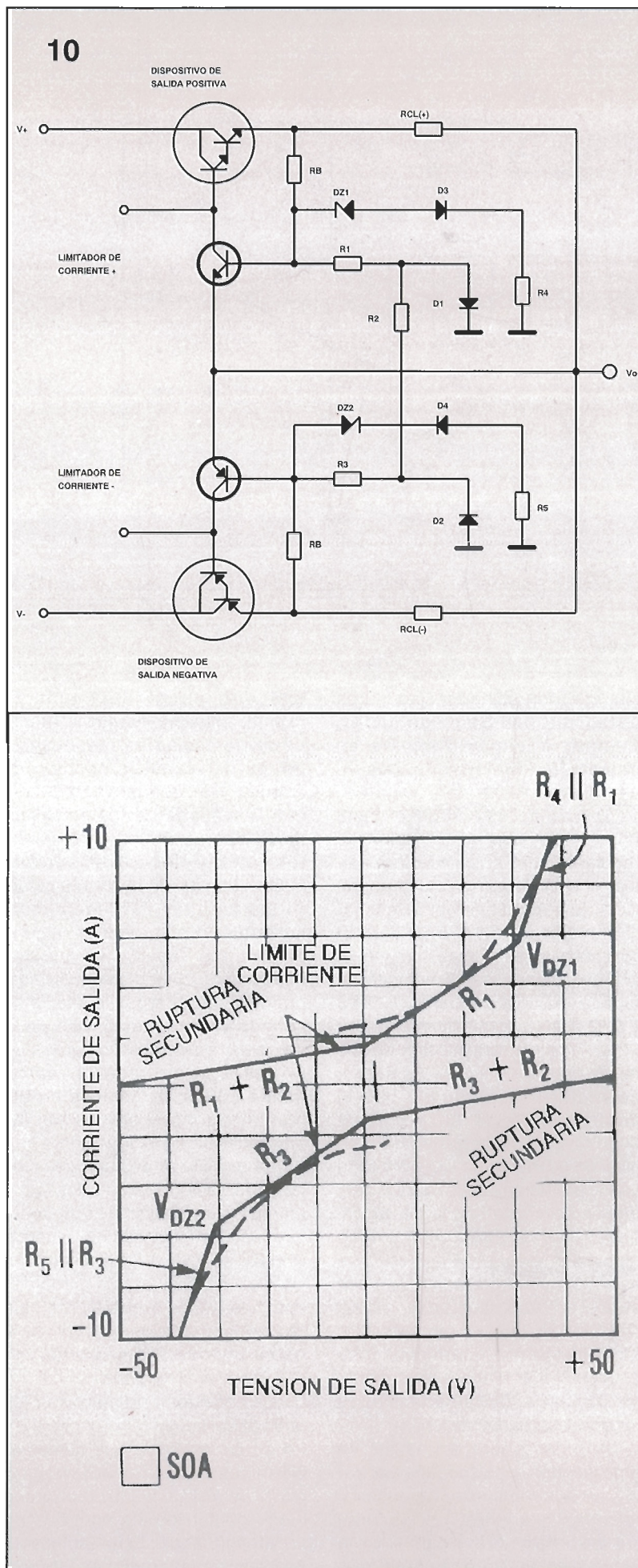
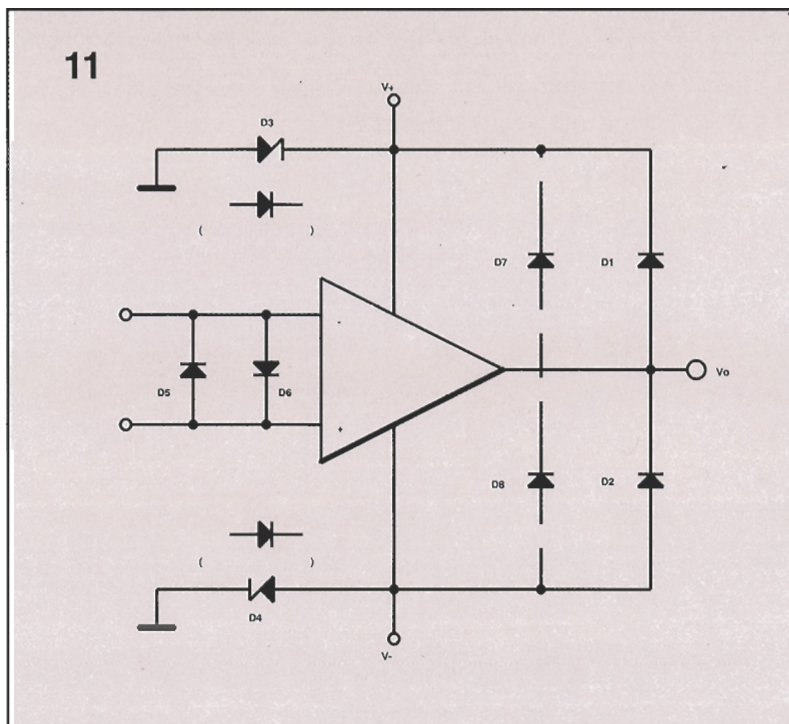


Figura 10. Con la limitación de corriente de tres pendientes $R1+R2$ ó $R2+R3$ ajustan la limitación para la baja corriente, y $R1$ y $R3$ ajustan el límite de corriente para la corriente media. $R1$ en paralelo con $R4$ o $R5$ en paralelo con $R3$ ajustan los límites para las elevadas corrientes.

Figura 11. Los diodos y los diodos Zener protegen a los amplificadores operacionales de potencia de los picos de retorno inductivos, transitorios de la alimentación y de los transitorios de modo común de gran entrada.



sitorios (denominados Transorbs por General Semiconductor, Tempe, Arizona) D3 y D4 se muestran funcionando con el amplificador PA03.

Utilizando este circuito como un ejemplo, con alimentación no regulada, será calculada la máxima tensión de alimentación permisible. El PA03 tiene una alimentación máxima de ± 75 voltios. El Transorb estándar más cercano, el 1N6291, tiene unas tensiones de ruptura máxima y mínima de 74,8 y 61,2 voltios, respectivamente.

El nivel de alimentación de CC nunca debe exceder el valor inferior de ruptura. Suponiendo que el máximo voltaje de 130 voltios de una línea de CA corresponde a un nivel de 60 voltios de CC (utilizando uno ligeramente inferior a 61,2 para proporcionar una banda de seguridad), el nivel CC a 117 voltios nominales será ± 54 voltios. Este es el voltaje no regulado mayor con el que el PA03 debería ser utilizado. Obviamente, un amplificador funcionando con una fuente completamente regulada puede manejar con seguridad unas mayores tensiones de alimentación.

Algunas sobrecargas de los amplificadores se producen a través de sus terminales de entrada, mientras que existe una tendencia para atribuir los daños en la etapa de entrada a las sobrecar-

gas que se producen en la misma, ocasionalmente la fuente de alimentación es responsable de los daños en la sección de entrada. Hay que tener en cuenta que la mayoría de los amplificadores operacionales de potencia toleran tensiones de entrada hasta el límite de la alimentación. Si las fuentes de alimentación invierten su polaridad en alguna ocasión, en especial en las aplicaciones de alimentación dividida, pueden sobrecargar la etapa de entrada violando los límites de la entrada de modo común. Las entradas se protegen generalmente de las inversiones de alimentación mediante los diodos anti-retorno que incluyen.

La posibilidad de la inversión de la alimentación fomenta los argumentos para utilizar diodos Zener que protejan las líneas de alimentación. Si se invierte la alimentación, los diodos Zener actúan como diodos polarizados directamente para recortar la excursión del nivel de la polaridad inversa, si se utilizan diodos Zener unidireccionales.

La necesidad de mantener las entradas de un amplificador dentro de los niveles de la alimentación, generalmente falla bajo el punto de vista de la protección en modo común de las entradas de un amplificador. Esto contrasta con las consideraciones de pro-

tección en modo diferencial. La protección de entrada en modo diferencial se consigue fácilmente con el diodo de recorte que se puede ver entre las entradas del amplificador. Con amplificadores de entrada FET (cuando la corriente de polarización baja del FET es importante para la aplicación) se pueden necesitar diodos de bajas pérdidas. De forma alternativa, si es importante obtener una elevada relación de seguimiento, se deberán utilizar varios diodos en serie para obtener una multiplicación.

Hay muchas oportunidades para producir una sobrecarga de entrada diferencial excesiva. Esencialmente, esto puede ocurrir en cualquier momento que un amplificador operacional se comporte de forma no lineal como cuando está recortando las señales o cuando limita la relación de seguimiento. La trayectoria seguida por la sobrecarga de entrada puede ser difícil o imposible de encontrar. Estas trayectorias incluyen líneas de ruptura a través del material de la placa del circuito en los circuitos de alta tensión.

La figura 11 muestra esquemáticamente algunos de estos detalles finales de la protección del amplificador. D1 y D2 proporcionan la protección anti-retorno. D3 y D4 proporcionan la protección contra los transitorios de la alimentación y la inversión de la polaridad. D5 y D6 ofrecen la protección diferencial para la entrada del amplificador. D7 y D8 representan un ejemplo de otro tipo de protección en modo común frecuentemente utilizada en circuitos no inversores y que necesitan únicamente la entrada no inversora.

No se necesitan siempre todos estos métodos de protección. Pero hasta que el diseñador sepa exactamente cuáles no son necesarios, no se deben considerar como demasiada protección. Puede parecer que hay una gran cantidad de componentes adicionales solamente para protección. Pero, únicamente se han utilizado unas pocas pesetas de diodos adicionales y componentes para proteger amplificadores, que pueden costar entre 3.000 y 5.000 pesetas. No hay que caer en la trampa de pensar que la reducción del número de componentes y la fiabilidad siempre van unidas.

PARANINFO S.A.[illegible]

Los convertidores de tensión a frecuencia pueden ofrecer una alternativa económica a los convertidores A/D y D/A.

CONVERTIDORES TENSIÓN/ FRECUENCIA

En el mundo actual, de los convertidores analógicos/digitales en un solo chip de altas características, los simples convertidores de tensión en frecuencia (V/F), en ocasiones están algo olvidados. Sin embargo, los convertidores V/F ofrecen la mejor combinación de resoluciones, prestaciones, simplicidad y coste en la conversión analógica/digital (A/D) cuando no es importante la velocidad de conversión. Estos circuitos también se pueden utilizar para aislamiento y para eliminar los bucles de masa y el riesgo de descarga eléctrica, en especial, en pacientes conectados a instrumentos médicos. Su salida serie los hace ideales para la transmisión de datos a través de fibra óptica o de dos hilos.

Los datos que se toman a lo largo de un gran periodo de tiempo (flujo, kilovatios/hora y similares) pueden ser totalizados o integrados mediante la cuenta de sus pulsos de salida.

Las prestaciones y características disponibles en los circuitos

integrados, convertidores V/F actuales, hacen que sea sencillo el diseño de las propias aplicaciones. Los circuitos integrados, convertidores V/F, también se pueden utilizar para construir convertidores de frecuencia en tensión F/V, los cuales pueden funcionar como un interfaz con la lógica TTL. En este artículo se verán algunos de los circuitos integrados utilizados en varias aplicaciones.

Conversión balance carga

La Fig. 1 muestra un convertidor V/F básico utilizando un circuito integrado VFC32 Burr-Brown, junto con los valores típicos para el circuito. El VFC32 funciona hasta una frecuencia de 500 KHz. La linealidad típica es de 0,005% a 10 KHz, 0,025% a 100 KHz y 0,05% a 500 KHz. La linealidad es una medida de las prestaciones del convertidor V/F y es función de

la frecuencia a fondo de escala, F_{fs} . Esta es la desviación máxima de la función de transferencia real a partir de una línea recta entre el 90% y el 0,1% de F_{fs} . Para una F_{fs} particular, el error de linealidad disminuye con la disminución de la frecuencia de funcionamiento.

El amplificador de entrada está conectado a un integrador inversor. La realimentación negativa mantiene la patilla 1 a 0 voltios. Los componentes opcionales R3 y R4, permiten que se pueda ajustar precisamente el desplazamiento de forma que C2 no se cargue o se descargue cuando V_{in} es igual a cero.

Si V_{in} es cero, la carga de C2 se mantiene constante y no ocurre nada. Cuando se aplica una entrada positiva, la corriente de entrada: $I = V_{in} / (R1 + R2)$, carga el condensador C2 por lo que en la patilla 13 aparece una rampa descendente. Cuando la tensión de C2 pasa por cero, el comparador dispara el monoestable, cerrando S1 y aplicando momentáneamen-

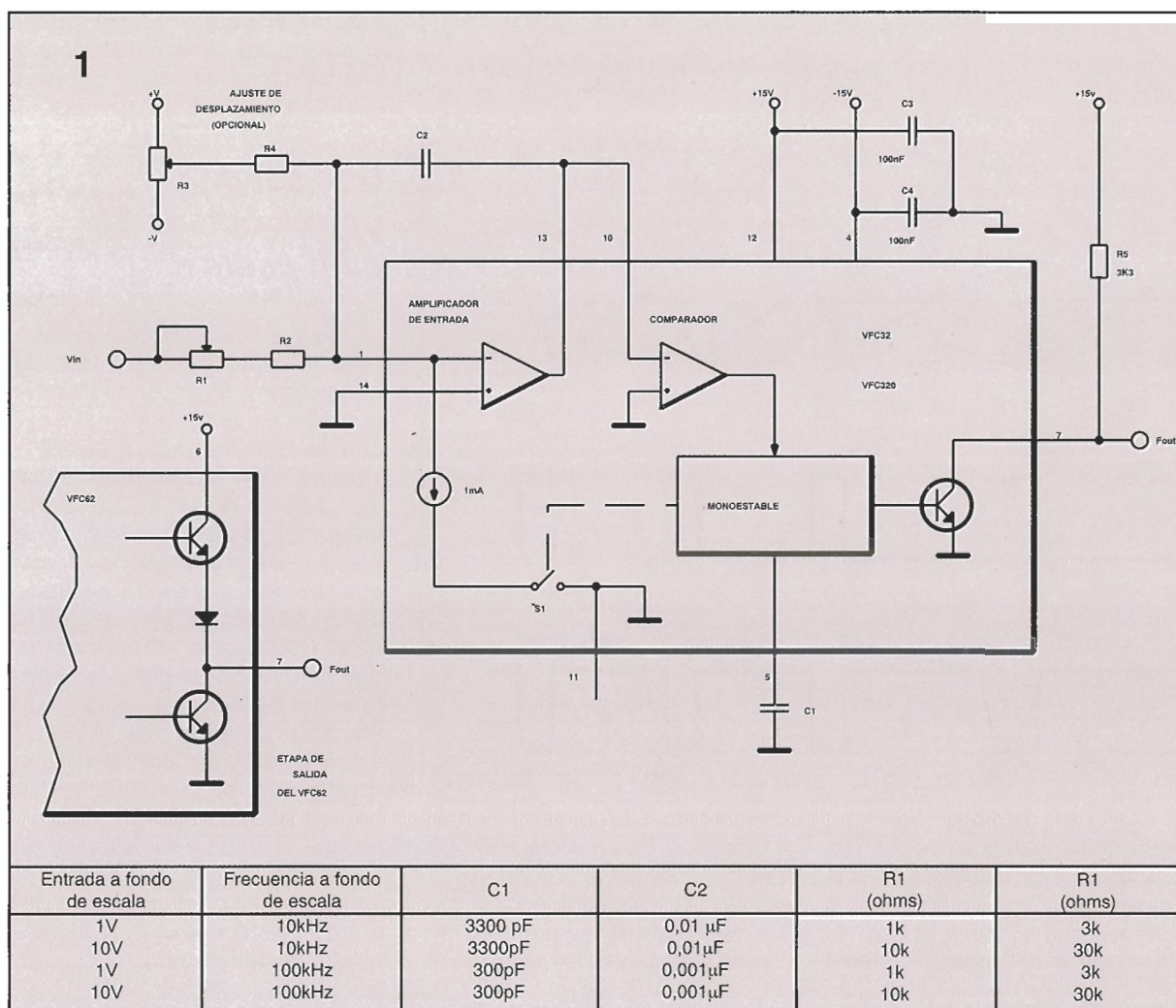


Figura 1.- Un convertidor balance-carga V/F que utiliza un circuito integrado VFC32. La carga positiva de 1 mA equilibra la carga negativa de la entrada.

te la corriente de referencia de 1 mA a la entrada del integrado. Esto provoca que C2 se cargue en la dirección opuesta, volviendo a aparecer el voltaje en la patilla 13 como positivo y permitiendo que el ciclo comience de nuevo. Si se aumenta V_{in} , la rampa descendente se produce más rápidamente, aumentando la frecuencia del pulso de forma proporcional. La corriente de entrada a fondo de escala debe ser inferior a 1 mA; la hoja de especificaciones recomienda 0,25 mA a fondo de escala para obtener la mejor linealidad. (Por encima de los 200 KHz se debe incrementar la entrada a 0,5 mA para mejorar la estabilidad con la temperatura). Si la tensión de entrada cae a cero, el condensador se carga de nuevo. Otra vez se mantiene su carga y el pulso se detiene.

Este funcionamiento se conoce como conversión "balance/carga"; la carga positiva de la fuente de 1 mA equilibra la carga negativa de la entrada. Sobre un ciclo completo la carga neta en C2 no varía. La

carga eliminada $Q = I \times T$ eliminada por la corriente de entrada durante un ciclo completo es igual a la carga añadida por la referencia temporizada de 1 mA. Si T es el periodo de un ciclo y T_s es el periodo del monoestable, entonces:

$$Q = [V_{in} / (R1 + R2)] \times T = 1 \text{ mA} \times T_s$$

$$T = [1 \text{ mA} (R1 + R2) \times T_s]$$

T_s es igual a:

$$7,5 \text{ V} \times (C1 + 30 \text{ pF}) / 1 \text{ mA}$$

en donde 30 pF representa la capacitancia interna de IC, y 7,5 V es el voltaje de referencia interno. Se recomienda un ciclo de trabajo del 25% o inferior para lograr la máxima linealidad. Esto corresponde a una corriente de entrada máxima de 0,25 mA.

El condensador externo del monoestable C1 determina la duración del pulso de salida y depende de la frecuencia a fondo de escala, f_{fs} de acuerdo con la ecuación:

$$C1 \text{ (pF)} = 33 \times E6 / (f_{max} - 30)$$

La resistencia R1 es utilizada para ajustar las tolerancias de C1

y de IC1. Se debe utilizar para C1 un condensador del tipo de baja temperatura; un NPO cerámico es lo mejor para este tipo de aplicación.

Hay que señalar que el valor de C2 no afecta a la frecuencia. El único requisito es que sea lo suficientemente grande como para mantener las variaciones de tensión en la patilla 13, dentro de los límites del amplificador de entrada. La recomendación del fabricante es que sea de $(100/f_{max}) \mu\text{F}$ por debajo de 100 KHz o de $0,001 \mu\text{F}$ por encima de 100 KHz. Es importante que las pérdidas sean pequeñas; por este motivo, se recomienda un condensador de mylar. La forma de onda del circuito de la Fig. 1 se muestra en la Fig. 2.

Antes de continuar, vamos a mencionar brevemente las dos versiones mejoradas de este circuito integrado de Burr-Brown: el VFC62 y el VFC320. El VFC62 es compatible con el patillaje del VFC32, pero incorpora un transistor de actuación, como se muestra

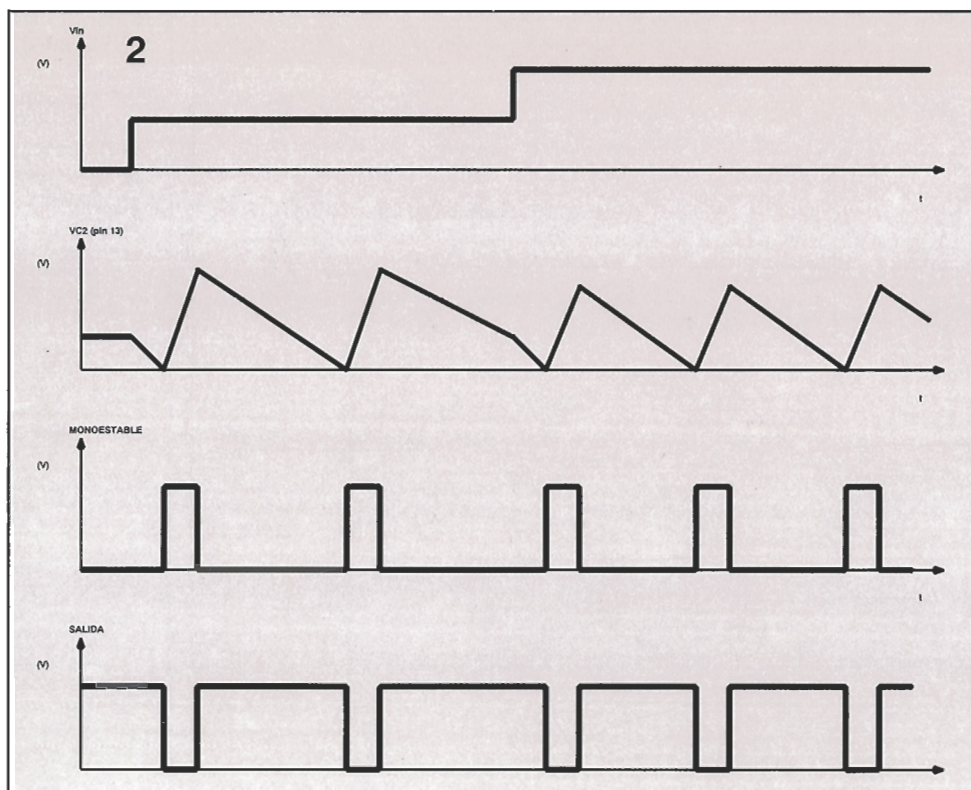


Figura 2.- Formas de onda del convertidor V/F de la Fig.1

Figura 3.- Un convertidor V/F de bajo coste con salida optoacoplada. La salida está conectada a un optoacoplador para el aislamiento entrada/salida. El circuito puede utilizar, para pulsar, un LED como entrada a un cable de fibra óptica.

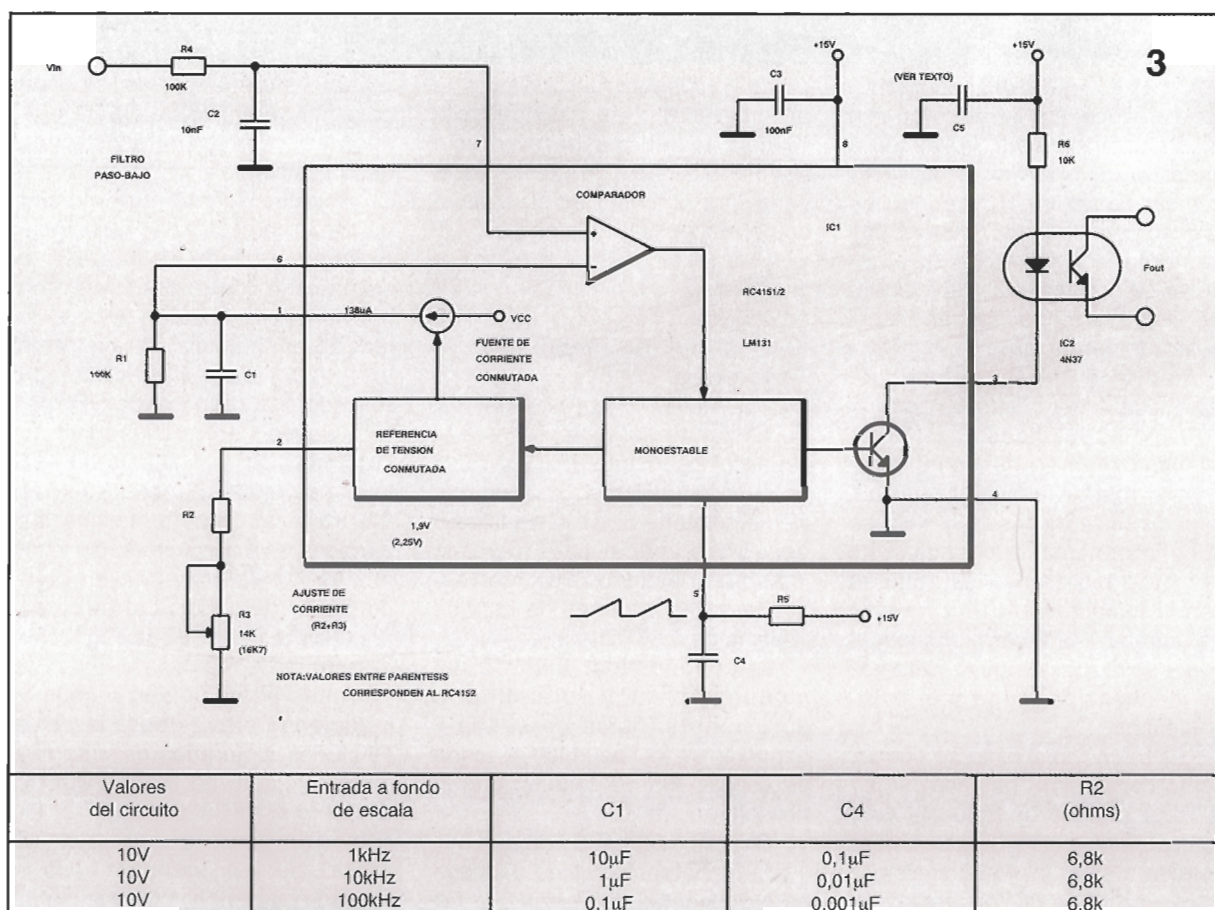
en la Fig. 1. También funciona hasta una frecuencia de 1 MHz, tiene una mayor estabilidad con la temperatura y una linealidad ligeramente mejor. Para utilizar el actuador activo, la patilla 6 deberá

conectarse a la alimentación de +15 voltios. En un circuito VFC32, con la patilla número 6 sin uso, la resistencia actuadora externa, R5, funcionará de forma conveniente. El MVC320 tiene unas característi-

cas mejoradas y es similar al VFC62, pero tiene un patillaje y una circuitería de salida idénticas al VFC32.

Una salida optoacoplada de bajo coste

Raytheon introdujo en el mercado el primer circuito integrado convertidor V/F, el RC4151, que también es fabricado por Exar con la denominación XR451. También hay disponibles en el mercado el RC4152, que tiene unas mejores prestaciones, y el LM131, de National Semiconductor, que posee un patillaje compatible. El LM131 es similar al VFC32 con la diferencia de que carece del amplificador operacional de entrada. Manejando un amplificador operacional externo se puede utilizar de una forma similar al VFC31. De hecho, en las aplicaciones con las que se trabaja con señales de bajo nivel puede suponer una ventaja el poder elegir un amplificador operacional externo de altas características.



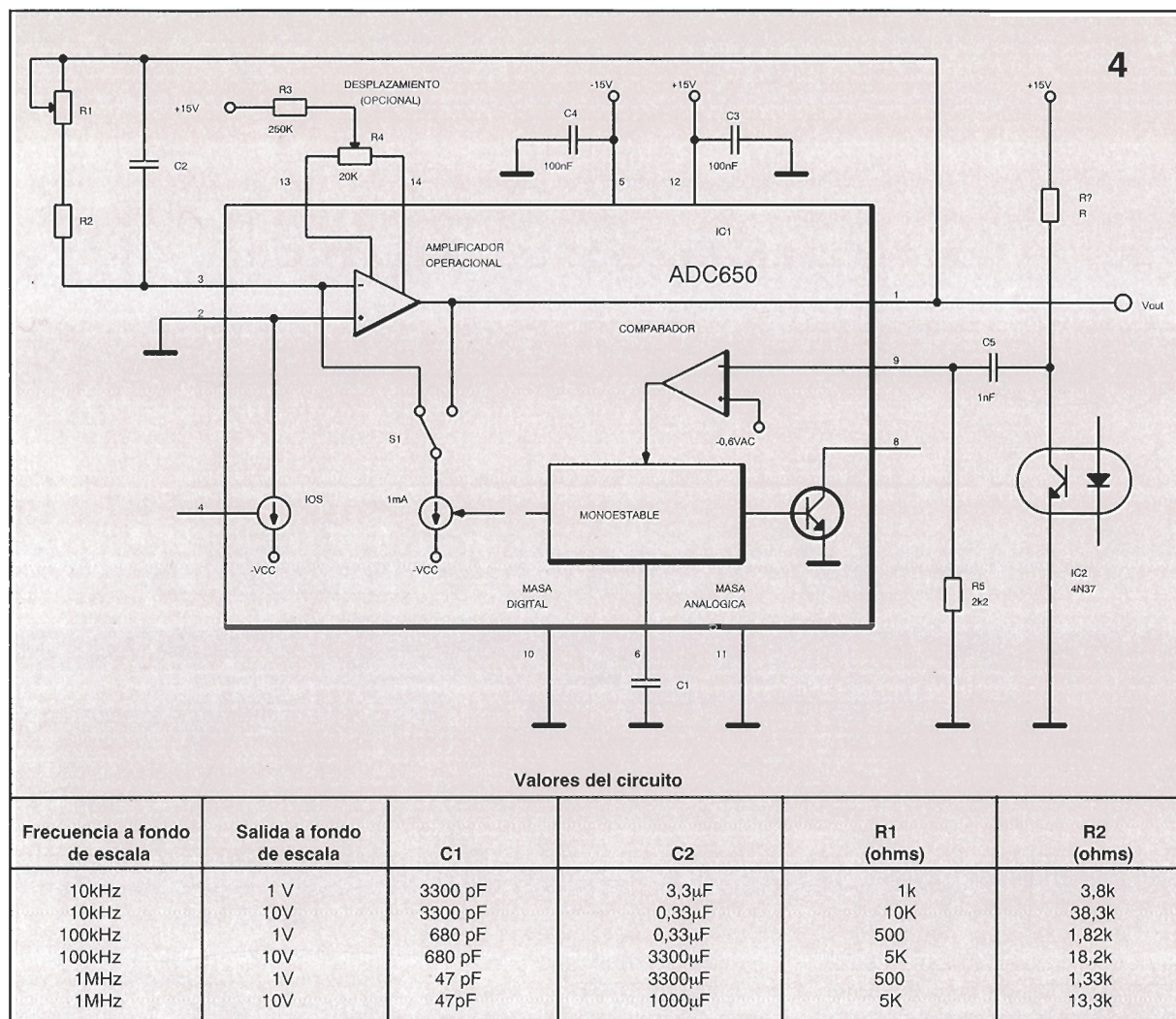


Figura 4.- Un convertidor V/F se puede transformar en un convertidor F/V que utiliza un circuito integrado AD650.

La Fig. 3 muestra el funcionamiento básico del RC4151. En esta figura también se exponen los valores típicos de este circuito. La fuente de corriente es pulsada por el monoestable, la cual aplica una carga fija ($Q=I \times T$) a C1. Entre pulsos, C1 se descarga a través de la resistencia R1. Cada vez que la tensión de C1 cae por debajo de V_{in} , se produce un nuevo disparo del monoestable. Según aumenta V_{in} , así aumenta el punto de redisparo y, por lo tanto, la tensión en C1. Cuando se dobla la tensión de C1, también se dobla la tensión de descarga a través de C1. Esto dobla la velocidad de pulso para mantener C1 cargado. La velocidad de salida de pulso, por lo tanto, se incrementa en proporción con el valor de V_{in} .

En esta aplicación la salida está conectada a un optoacoplador para obtener el aislamiento de entrada/salida. Este mismo circuito se puede utilizar para pulsar una entrada LED para un cable de fibra óptica. Cuando se produce el disparo del monoestable, la patilla

3 pasa a nivel bajo. El condensador C5 se carga entre pulsos, proporcionando un corto pulso de

elevada corriente al LED. (Se podría haber obtenido el mismo efecto eliminando C5 y haciendo

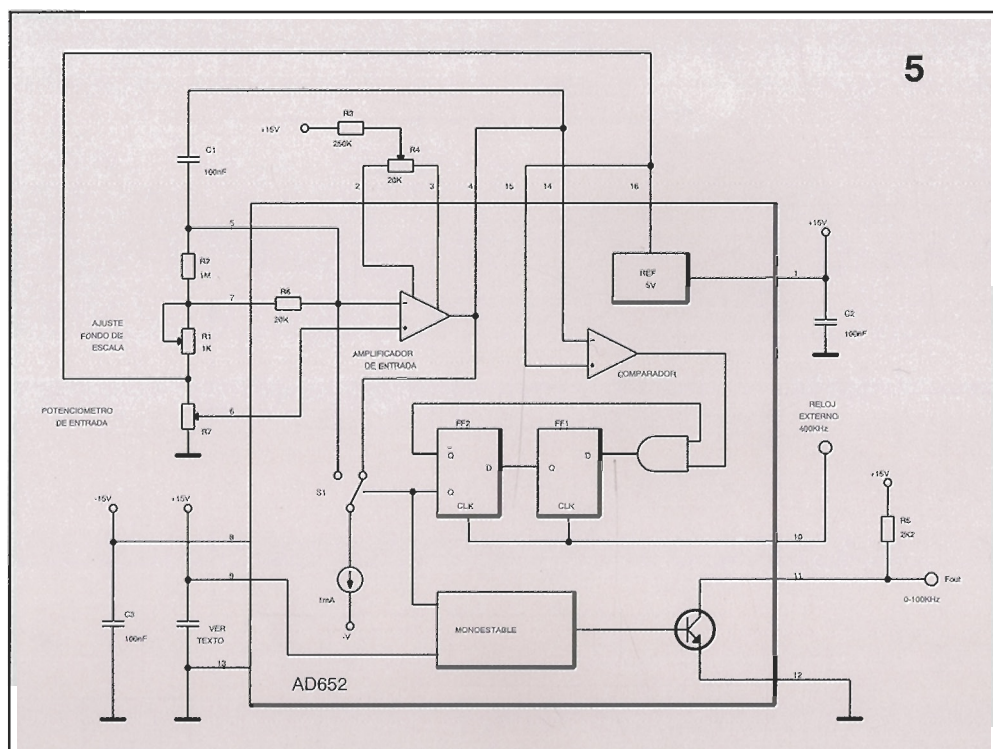


Figura 5.- Aplicación A/D con potenciómetro de entrada. Este circuito muestra un circuito integrado AD652 utilizado para convertir la posición de un potenciómetro en frecuencia.

Figura 6.- Formas de onda típicas de la Fig. 6

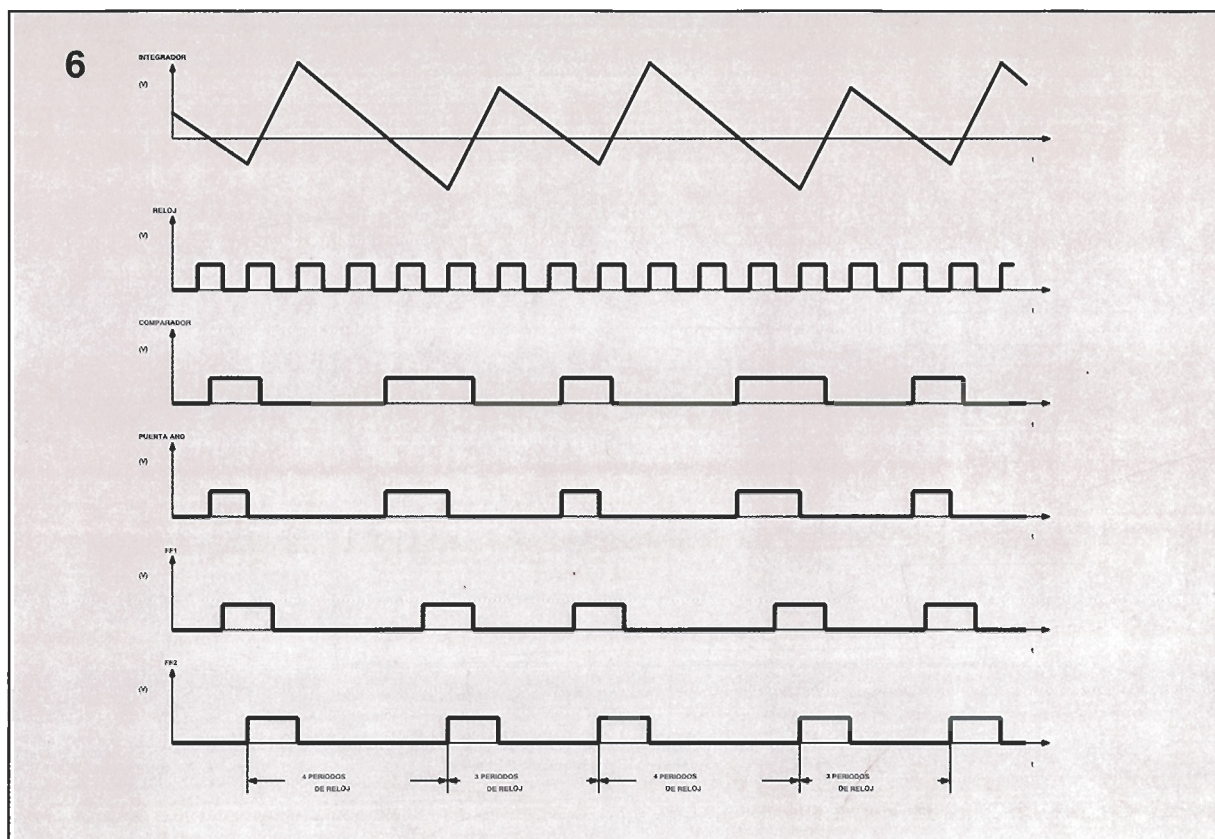


Figura 7.- Se puede hacer un sensor de temperatura y un convertidor V/F a partir de un circuito integrado AD537. Aquí es utilizado para la transmisión de datos de temperatura a través de dos hilos.

R6 más pequeño pero, en tal caso, deberían ser mayores los pulsos de alimentación).

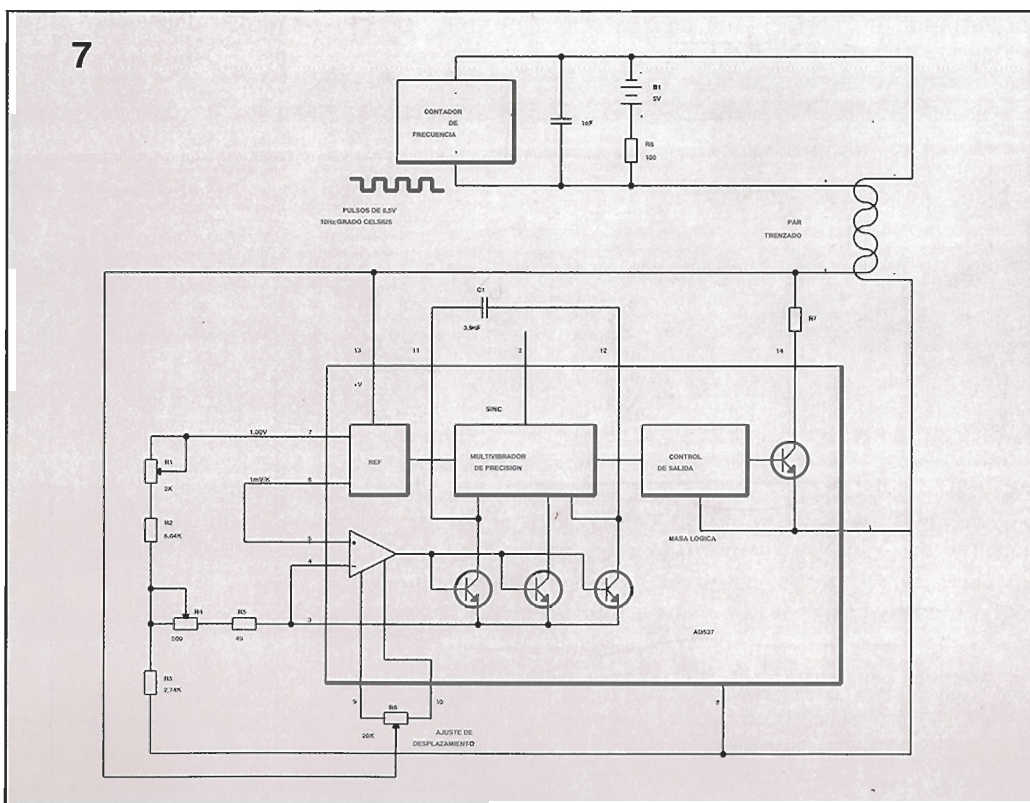
Este circuito es menos lineal que aquellos que utilizan integradores basados en amplificadores operacionales y se recomiendan

para aquellas aplicaciones con unos rangos de entrada limitados, los cuales no llegan a cero. Para un rango de entrada entre 0,01 y 10 voltios, con una salida a fondo de escala de 10 KHz, la linealidad será mejor que un 1%.

Conversión F/V

La Fig. 4 muestra cómo se puede utilizar un circuito integrado convertidor V/F para crear un convertidor de frecuencia en tensión (F/V). El circuito de altas características AD650 disponible, de Analog Devices y Maxim, es similar al VFC32, pero ofrece una linealidad garantizada del 0,1% hasta 1 MHz. La linealidad típica es de 0,002% hasta 10 KHz, 0,005% hasta 100 KHz y 0,07% hasta 1 MHz. Una fuente de corriente de desplazamiento añadida significa el diseño del desplazamiento o de rangos de entrada bipolares, pero no haremos uso de esto en nuestra aplicación. En la Fig. 4 la entrada de CA, o pulsada, se aplica al comparador. Cada vez que cae por debajo de 0,6 voltios, el monoestable se dispara conmutando S1 a la entrada del amplificador operacional y extrayendo un pulso de corriente temporizada. Entre pulsos, la corriente de 1 mA se conecta a la salida del amplificador operacional, lo que no afecta al funcionamiento general del circuito, ya que la salida del amplificador operacional simplemente suministra 1 mA extra a la fuente de corriente.

La corriente media representada por los pulsos activado/desactivado es:



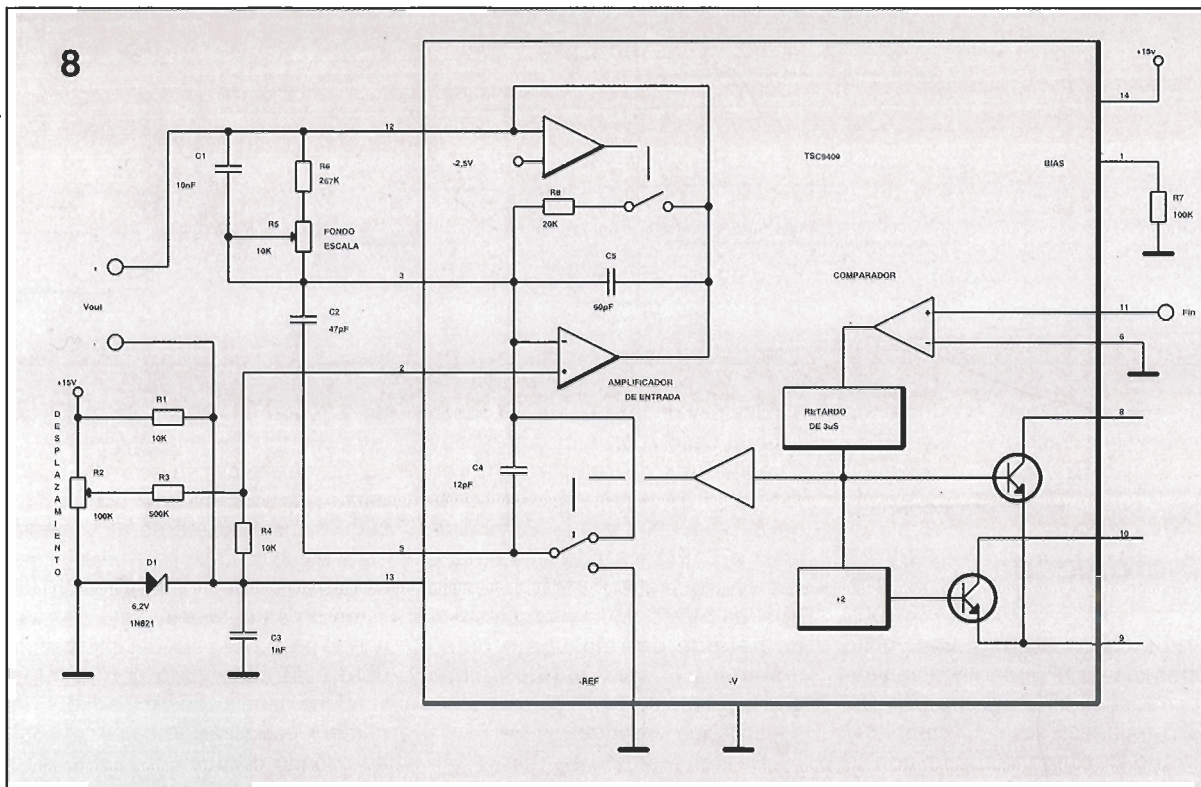


Figura 8.- El TSC9400 utilizado en un convertidor F/V simple. Un diodo zener desplaza la tensión del terminal de masa del circuito integrado. Este circuito convierte 0-10 KHz a 0-1 V.

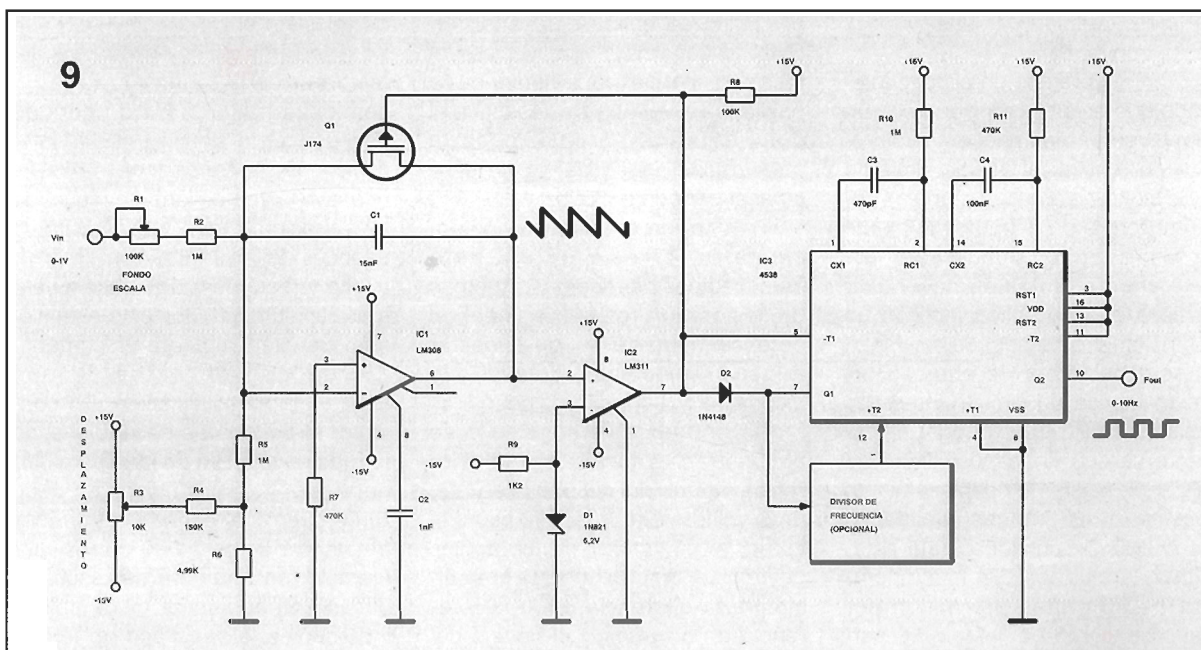


Figura 9.- Convertidor simple V/F de baja frecuencia construido a partir de circuitos integrados estándar.

$$1 \text{ mA} \times T1 / T$$

ó

$$1 \text{ mA} \times T1 \times \text{fin}$$

en donde T1 es el ancho de pulso del monoestable, y T es el periodo de entrada ($\text{fin} = 1/T$). El amplificador operacional está conectado a un filtro pasa-bajos. Cada vez que el pulso de corriente supera la salida de C2; el condensador C2 se descarga a través de R1 y R2 entre pulsos. La salida CC es igual a:

$$V_{\text{out}} = I_{\text{avg}} \times (R1 + R2)$$

ó

$$V_{\text{out}} = 1 \text{ mA} \times (R1 + R2) \times T1 \times \text{fin}$$

la salida es proporcional a la frecuencia, con el factor de conversión determinado por el valor de $R1+R2$ y por T1, el cual, está determinado en cambio por C1. El condensador C2 no afecta a la conversión, solamente filtra el rizado. El valor de T1 se puede hallar mediante:

$$T1 \text{ (ms)} = 6,8 \times C1 \text{ (}\mu\text{F)} + 0,0003$$

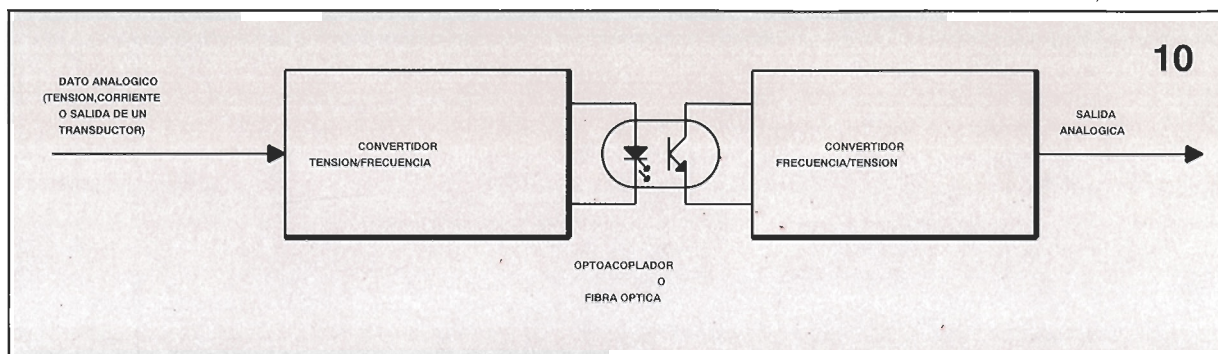
La salida pasa a ser:

$$V_{\text{out}} = [R1+R2 \text{ (K}\Omega\text{)} \times 6,8 \times C1 \text{ (}\mu\text{F)}] + [0,0003 \times \text{fin (KHz)}]$$

Los valores típicos de los componentes se pueden ver en la Figura 4.

Los valores de C5 y R5 son para lógica TTL o para otras entradas de rápido tiempo de subida, como la del optoacoplador opcional que se muestra. Las ondas sinusoidales, u otras formas de ondas lentas, pueden necesitar ser "recuadradas" mediante un comparador o un amplificador, antes de ser aplicadas a este circuito. El pulso de entrada es diferenciado por el filtro R/C pasa alto, de forma que no transcurra mucho tiempo por debajo de 0,6 voltios. Si la patilla 9 estuviese a -0,6 voltios al final de T1, el monoestable podría

Figura 10.- Los datos analógicos se pueden acoplar de forma óptica utilizando dos circuitos integrados: uno como un convertidor V/F, y el otro como un convertidor F/V.



volverse a disparar, produciendo un pulso incorrecto.

Conversión F/V sincronizada

Los circuitos que hemos visto dependen de un monoestable y de un condensador para el ancho del pulso balance/carga. Si cambia el periodo del monoestable con la temperatura, el tiempo o el voltaje de línea, también cambiará el factor de conversión.

Ahora, veremos un circuito integrado que está sincronizado con un reloj externo. Si el reloj está controlado por cristal, el desplazamiento del circuito estará determinado por la resistencia de entrada y la fuente de 1 mA. La Fig. 5 muestra el circuito integrado AD652 de Analog Devices en una aplicación con un potenciómetro de entrada. La Fig. 6 muestra la forma de onda. (Burr Brown fabrica un circuito integrado similar, el VFC-100, el cual únicamente carece de la posibilidad de utilizar un ajuste de desplazamiento opcional). Las grandes cualidades del AD652 proporcionan una estabilidad garantizada con la temperatura de 25 partes por millón por grado centígrado a 1 Mhz, 50 partes por millón por grado centígrado, a 4 MHz, y una linealidad del 0,02% o superior a 4 MHz. La circuitería se parece mucho a otras que ya hemos visto, pero con una circuitería lógica añadida entre el comparador y el monoestable. Si la salida del comparador está a nivel alto, y la salida Q del oscilador N° 2 está a nivel alto, la salida de la puerta AND también estará a nivel alto. La salida del oscilador n° 1 pasará a nivel alto con la siguiente transición negativa del reloj. En la siguiente transición positiva del reloj, la salida del oscilador n° 1 estará temporizada a través del oscilador n° 2 haciendo que las

salidas Q y de la puerta AND pasen a nivel bajo. Las siguientes dos transiciones de reloj transfieren este dato bajo, primero a la salida del oscilador n° 1 y después al oscilador n° 2. El resultado final es que cada vez que el comparador pasa a nivel bajo se producirá un pulso de un periodo de reloj. Este pulso determina la cantidad de tiempo que la fuente de 1 mA se encuentra conectada a la entrada.

El monoestable se utiliza únicamente para controlar la longitud del pulso de salida del transistor. Esto no tiene nada que ver con el factor de conversión. Poniendo la patilla 9 a nivel alto se desactiva el monoestable, en cuyo caso la anchura del pulso de salida será igual al periodo del reloj.

La entrada mediante el potenciómetro R7 es muy útil para muchos tipos de medidas. Además de la posición rotativa o lineal, el potenciómetro se puede conectar a mecanismos como flotadores o dispositivos de presión o peso.

La entrada inversora y R7 se encuentran conectadas a la referencia interna del circuito integrado de 5 voltios. Según se desplaza el cursor en el sentido de las agujas del reloj, el amplificador de entrada integra la diferencia entre la referencia de 5 voltios y el voltaje del cursor; de esta forma, disminuyendo la tensión del cursor se aumenta la frecuencia de salida.

El AD652 se encuentra escalado de tal forma que, a 10 voltios, la salida es la mitad de la frecuencia de reloj. De hecho, tanto la velocidad de conversión como la referencia de 5 voltios están precisamente ajustadas para que sean mejores que el 1%, por lo que se pueden utilizar sin potenciómetros de ajuste si no se necesita una precisión muy elevada. En este circuito, R4 (nulo) y R1 (fondo de escala), permiten una fina calibración, mejor que el 0,1%. Como la entrada es de 0 a 5 voltios, la sali-

da a fondo de escala será 1/4 de la frecuencia del reloj.

La conversión sincronizada es mejor para obtener una precisión a largo plazo, pero no es muy buena en la estabilidad pulso a pulso. Esto es debido a que la "inicialización" de 1 mA no se encuentra sincronizada con el paso por cero del integrador, pero está conectada con el reloj. Hay que señalar que en la Fig. 6 la primera inicialización comienza 3/4 de periodo después de que el integrador pase por cero y dura un ciclo de reloj. En el ciclo siguiente, debido a la temporización relativa del paso por cero, la inicialización no comienza hasta 1-1/4 de periodo después. Esto significa que el integrador tiene tiempo de ser más negativo antes de que comience la inicialización y será menos positivo después de la inicialización.

La tercera descarga pasa a cero más rápidamente. En este ejemplo, esto también requiere únicamente 3/4 de periodo antes de que comience la inicialización. En conjunto, el periodo de salida varía de forma periódica de un lado para otro entre tres y cuatro pulsos de reloj. Si se cuenta el periodo medio o la frecuencia sobre 1.000 pulsos, por ejemplo, se obtendrá un resultado preciso. Si se intenta medir pulsos individuales, el resultado no tendrá significado. Se utilizará la conversión sincronizada para la conversión A/D de alta resolución (a largo plazo), o para la telemetría de datos, pero no para aplicaciones en las que se cuenta el tiempo entre pulsos individuales.

Aplicación de multivibrador

Ahora veremos el AD537 de Analog Devices, el cual funciona con un principio diferente. La Fig. 7 muestra un sistema de transmisión de temperatura sobre dos hilos.

Veamos, primero, la forma en la que se lleva a cabo la conversión, y, después, veremos la entrada de temperatura y la salida de dos hilos. La conversión se realiza por un multivibrador de precisión. El amplificador de entrada controla los tres transistores en un circuito "espejo de corriente". Dos de los transistores proporcionan corriente de carga al condensador del multivibrador, mientras que el tercero controla los niveles de polarización en este circuito. El resultado es una conversión lineal de corriente a frecuencia desde 0,1 microamperios a 2 mA, las mejores prestaciones se consiguen cuando el circuito se encuentra dimensionado para 1 mA a fondo de escala. El circuito integrado está especificado para 100 KHz con una no linealidad, en el peor de los casos, del 0,25% o del 0,1%, dependiendo del nivel pedido.

Debido a que este circuito es un multivibrador, en lugar de un integrado de carga-descarga, su salida es automáticamente una onda cuadrada (con un ciclo de trabajo del 50%). A 1 mA, la salida es $f = 0,1/C$, donde f está en kilohercios y C en μF .

El AD537 proporciona dos salidas de referencia; una fija a 1 voltio y una segunda, que varía con la temperatura (1 milivoltios por grado Kelvin, lo cual es igual a $^{\circ}C + 273,15$). El circuito de la Fig. 7 utiliza las dos referencias para hacer que la salida se encuentre fijada a 10 Hz por $^{\circ}C$. A $0^{\circ}C$, la tensión dividida, a partir de la referencia de 1 voltio, igualará la señal de temperatura de 273 milivoltios. La corriente en R_4 y R_5 será 0, resultando una salida cero. Según aumenta la temperatura, la corriente se incrementa aproximadamente 0,4 mA por $^{\circ}C$, produciendo una salida de frecuencia de 10 Hz por $^{\circ}C$.

La salida "de dos hilos" indica que solamente se necesitan dos cables para llevar tanto la alimentación como la salida. Cada pulso de salida modula la alimentación consumiendo 5 mA a través de R_7 . Los pulsos se reciben al otro extremo del par trenzado como pulsos de 0,5 voltios a través de R_8 . Los pulsos están acoplados a través de C_2 por un contador de frecuencia o quizás a un convertidor F/V, similar al del circuito de la Fig. 4. El principio de los dos hilos se puede utilizar con cualquier convertidor V/F, no sólo con el

AD537. Ahora, veremos como calibrar el circuito. Se medirá la temperatura de la habitación T y la tensión en la patilla 6 (V_6). La tensión de desplazamiento (V_0), se puede calcular mediante:

$$V_0 = V_6 \times [273,15/(T(^{\circ}C) + 273,15)]$$

Temporalmente, se desconectará R_5 y se ajustará R_1 hasta que la tensión a través de R_3 sea igual a V_0 . Se volverá a conectar R_5 y se ajustará R_4 para obtener la salida de frecuencia correcta de 10 Hz/ $^{\circ}C$ (por ejemplo 250 Hz a $25^{\circ}C$).

Balance/carga

La familia de circuitos integrados TSC9400 de Teledyne ilustra un tipo diferente de circuito balance/carga, utilizando una descarga de condensador. En lugar de conmutar una corriente durante un periodo fijo de tiempo la inicialización se consigue mediante la carga de una pequeña capacidad a través de la unión sumadora de entrada de un amplificador.

La Fig. 8 muestra el TSC9402 en un convertidor de alimentación simple F/V. Aparte de su inicialización, su funcionamiento es similar al del convertidor F/V de la Fig. 8. Ahora, analizaremos la Fig. 8 en detalle, pero únicamente para marcar las diferencias. El conmutador interno SPDT del interior del circuito integrado normalmente puentea C_2 , y la capacidad interna de 12 pF. Cuando el comparador se dispara el conmutador conecta C_2 a -REF durante al menos 3 microsegundos. El condensador C_2 se carga a la tensión de referencia de -6,2 voltios, provocando un flujo de carga neto de $Q = C \times V$. La carga se transfiere a C_1 (además de a su capacidad en paralelo interna de 60 pF); aumentando la salida entre

pulsos la salida disminuye a través de R_5 . Cuanto más rápido sean los pulsos mayor será la media de la salida. Como ocurrió en la Fig. 4 C_1 no afecta a la escala de la salida, sino que simplemente determina la cantidad del filtrado.

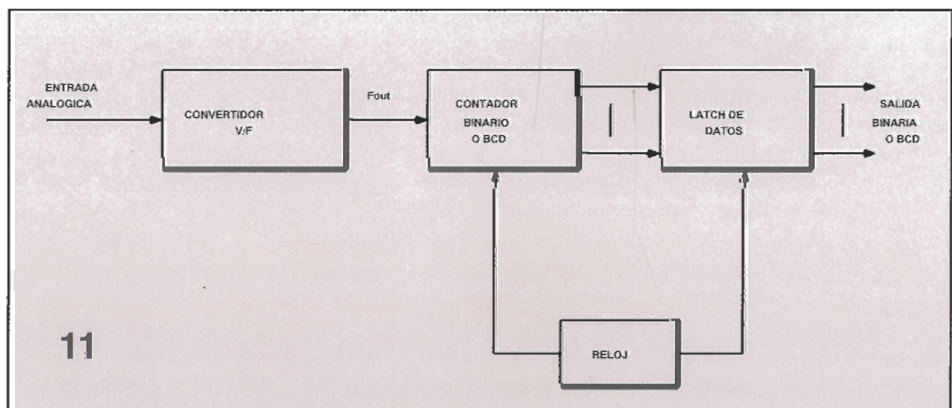
El circuito de autoarranque del TSC9402 asegura un adecuado arranque. Dependiendo de la forma en la que llegue la alimentación es posible que C_1 pueda comenzar con una carga negativa. Si el circuito integrado es utilizado en un convertidor V/F, similar al de la Fig. 1, el comparador ya habrá sido conmutado y no se producirá ningún pulso de inicialización. Si la rampa de salida del circuito integrado cae por debajo de -2,5 voltios, el comparador de autoarranque cierra de forma momentánea el conmutador, descargando C_1 e inicializando la salida 0.

La versión de menor precio del TSC9402 garantiza una linealidad del 0,25% a 10 KHz (0,05% como valor típico) y de 0,5% a 100 KHz (0,25% como valor típico). El circuito TSC9401 garantiza una linealidad del 0,01% a 10 KHz y del 0,08% a 100 KHz.

Circuitos para fabricar uno mismo

Ahora, veremos un circuito simple que puede construir uno mismo sin ningún circuito integrado especializado. Aunque posee unas menores características de funcionamiento que los circuitos integrados que ya hemos visto, funciona bien en aplicaciones de baja velocidad. El circuito de la Fig. 9 carga C_1 a un nivel de referencia fijo, inmediatamente después lo descarga y repite el ciclo; el circuito IC1 es un amplificador operacional configurado como un integrador. Con

Figura 11.- Se puede construir un convertidor A/D de alta resolución a partir de un convertidor V/F y un contador.



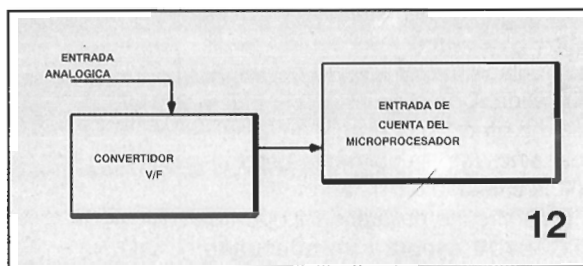


Figura 12.- En algunos microprocesador es está disponible la posibilidad de la cuenta de eventos. Estos se pueden programar para contar pulsos de forma similar a la FIG. 11.

una entrada positiva C1 se carga hasta que la salida de IC1 alcanza -6,2 voltios, punto en que la salida del comparador IC2 pasa a nivel bajo. Esto activa Q1, que es un JFET de canal P y dispara la entrada de la mitad de IC3 que es un multivibrador dual monoestable.

La patilla 7 de IC3 se lleva a nivel bajo durante 470 microsegundos, manteniendo Q1 activado durante suficiente tiempo como asegurar que C1 se encuentra descargado completamente. De nuevo Q1 se desactiva y el ciclo vuelve a comenzar. La sección de salida de IC3 proporciona un pulso de salida de mayor longitud, 47 milisegundos en este circuito.

Los valores de los componentes, R1, R2 y C1, se han elegido de forma que con una entrada de 1 voltio se tarde 10 milisegundos para que C1 se cargue a -6,2 voltios. El ciclo se repite a una velocidad proporcional a la entrada, 10 Hz a fondo de escala. Para obtener una menor velocidad de los pulsos de salida se puede insertar un circuito integrado contador, o un divisor de frecuencia, entre las dos secciones de IC3. Las bajas frecuencias de salida son útiles cuando se totalizan medidas sobre largos periodos de tiempo.

Por ejemplo, si la entrada viene a partir de un circuito que mide Kw, los pulsos de salida pueden controlar un contador mecánico o electrónico para indicar Kw/h o cuando la entrada viene de un medidor de flujo en cuyo caso la cuenta totalizada podría representar el flujo total (galones, litros, barriles, etc). Otras aplicaciones implican la medida de la carga que transporta una cinta transportadora. Si la cinta transportadora se mueve a una velocidad constante, puede utilizarse una señal procedente de un transductor de peso para ser totalizada y obtener la cantidad de masa transportada durante un determinado periodo de tiempo. Hay que señalar que C1 no realiza la integración mientras Q1 está activado. Esto representa un error en el periodo de salida y se

debe mantener pequeño. Debido a ello, este tipo de circuito no es útil para alta frecuencia de salida.

Otras aplicaciones

Acabaremos este artículo con cuatro ideas de aplicación. En la Fig. 10 un convertidor V/F y otro convertidor F/V se encuentran acoplados ópticamente para proporcionar un aislamiento de una señal. Este sistema aísla los bucles de masa y proporciona inmunidad al ruido en aplicaciones de medida industrial. La comunicación a través de fibra óptica también proporciona una transmisión de datos segura de forma inherente en áreas que contienen gases explosivos. El sistema de monitorización de pacientes, el aislamiento óptico elimina el peligro de descarga eléctrica, especialmente si el extremo conectado al paciente está alimentado por baterías. Se pueden aislar señales de hasta 100 KHz, y superiores, permitiendo el aislamiento de señales transitorias como electrocardiogramas, así como señales constantes tales como la temperatura.

La Fig. 11 muestra cómo se puede utilizar un convertidor F/V para crear un convertidor de alta resolución A/D. Sus pulsos de salida cuentan durante un periodo de tiempo determinado por el reloj. Cuanto mayor sea la cuenta mayor será la resolución.

El problema, sin embargo, es la velocidad de conversión. Se necesita que los convertidores de aproximación sucesiva y de tipo "flash" sean extremadamente precisos (y caros), según aumenta la resolución, pero pueden convertirse en microsegundos. Los convertidores basados en contador son buenos para la conversión de alta resolución de datos de CC, aun-

que no se debería utilizar ninguno para digitalizar audio o vídeo.

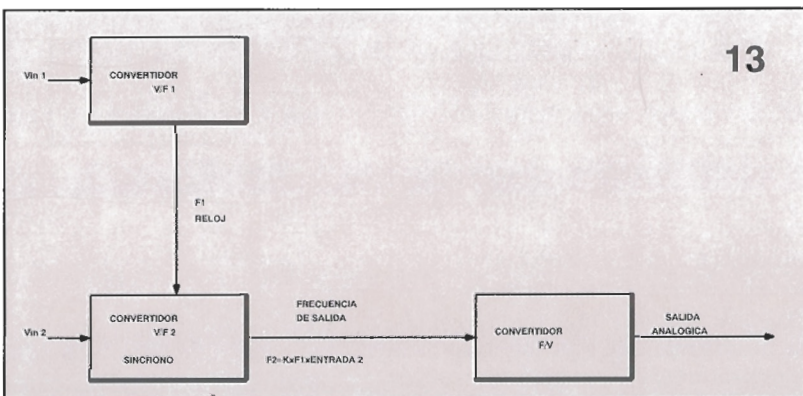
En algunos sistemas, el contador y el circuito de retención se puede reemplazar por software de microprocesador. Algunos microprocesadores incluyen un contador de eventos haciendo la interconexión eléctrica muy simple (Fig. 12). Otros pueden requerir el uso de un puerto de interrupciones y un software cuidadosamente pensado. Hay que mantener la velocidad de reloj del microprocesador y el conjunto de instrucciones en mente cuando se ajusta el rango de frecuencia de salida del convertidor V/F. Una velocidad máxima de pulso de 100 KHz es probablemente segura en la mayoría de los sistemas.

De nuevo el problema es la velocidad. La cuenta bloquea la unidad central de proceso (UPC) del microprocesador limitando su disponibilidad para otras funciones. Estos sistemas son los mejores para las aplicaciones simples de baja velocidad, donde la resolución y el bajo coste son parámetros importantes.

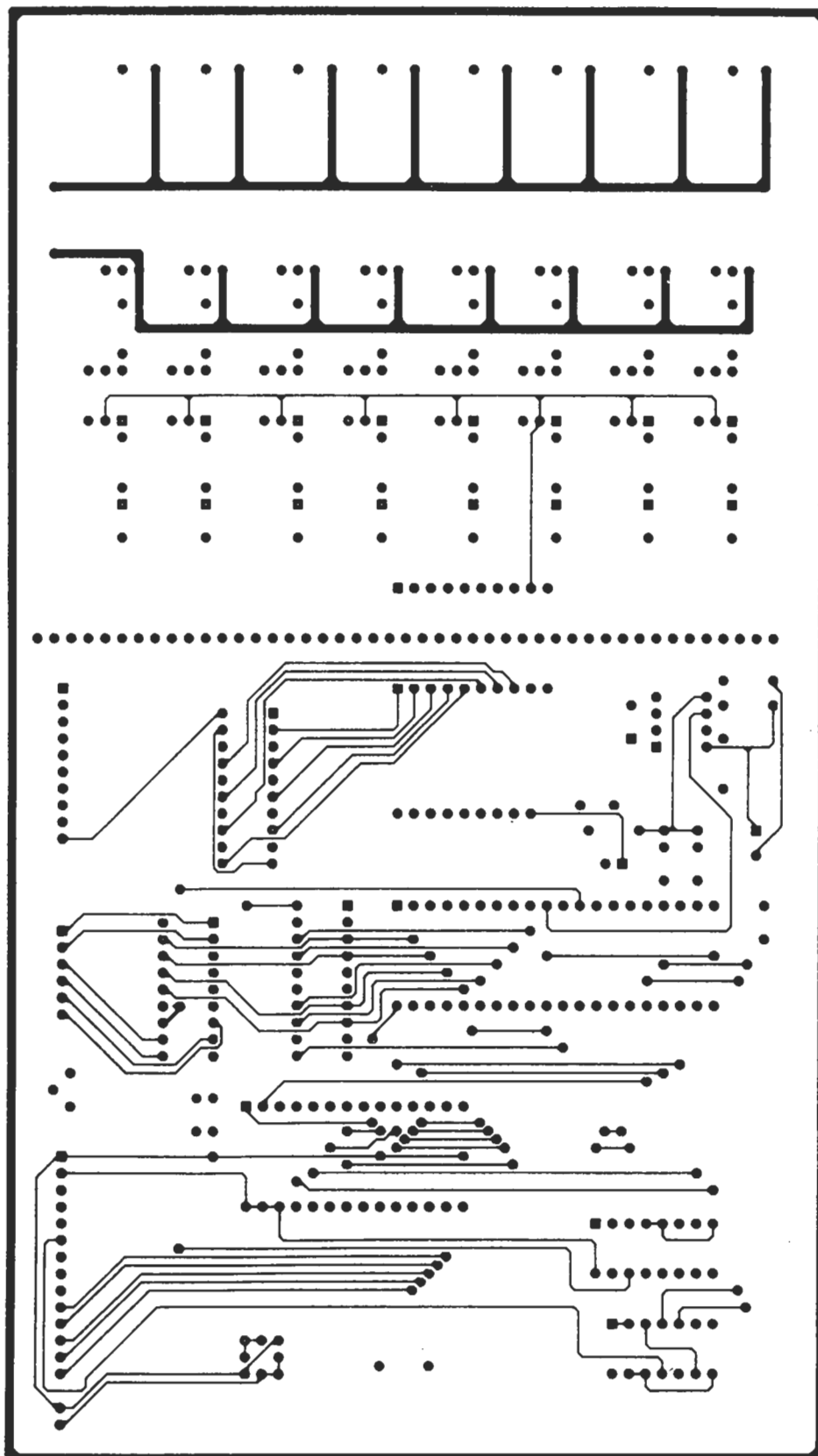
Finalmente, la Fig. 13 utiliza dos convertidores V/F para realizar una multiplicación analógica. El convertidor número 1 proporciona una salida, F1 proporcional al número de entrada 1. Un convertidor síncrono se utiliza para convertir el número de entrada 2. Como la salida a fondo de escala del convertidor síncrono se ajusta por su reloj (F1), la frecuencia F2 es proporcional al número de entrada 2 multiplicado por F1. Si se requiere una salida de CC, un convertidor F/V realiza la conversión.

Una de las cosas maravillosas de la electrónica es la posibilidad de utilizar circuitos básicos para solventar problemas únicos. Esto es sólo el principio, existen muchas más aplicaciones de convertidores V/F en las que se pueden pensar.

Figura 13.- Un convertidor síncrono produce una salida proporcional a su entrada y a su frecuencia de reloj. Lo que se puede ver en la figura es el fundamento de un multiplicador analógico.



EPS

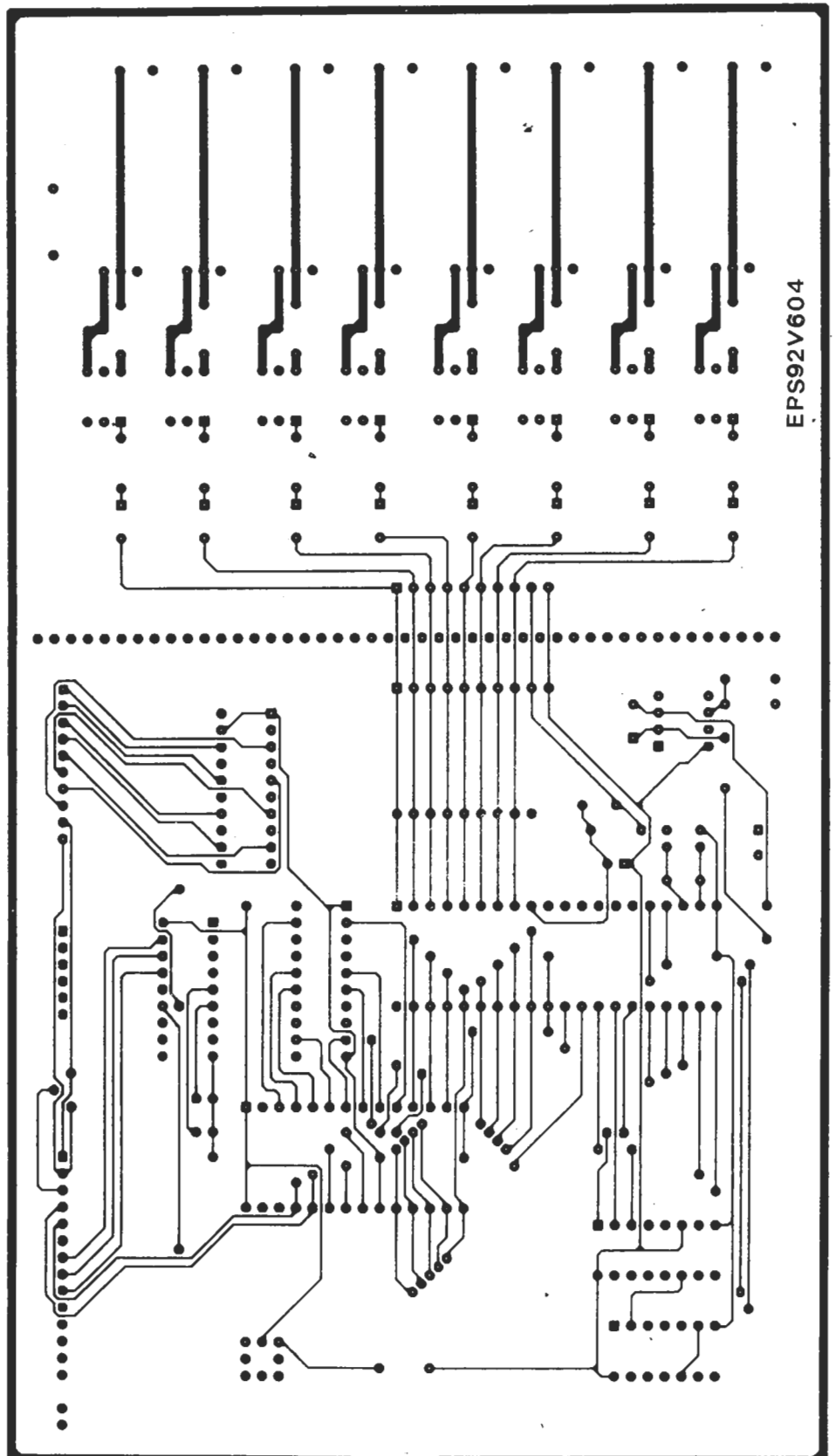


EPS 92V604
Controlador de luz MIDI
(Componentes)

The logo features the letters 'EPS' in a bold, black, sans-serif font. The letters are positioned centrally, overlapping two horizontal bars. The top bar is a light beige or off-white color, and the bottom bar is a solid dark red or maroon color. The 'EPS' text is black, creating a strong contrast with the light beige bar above it and the dark red bar below it.

EPS

EPS

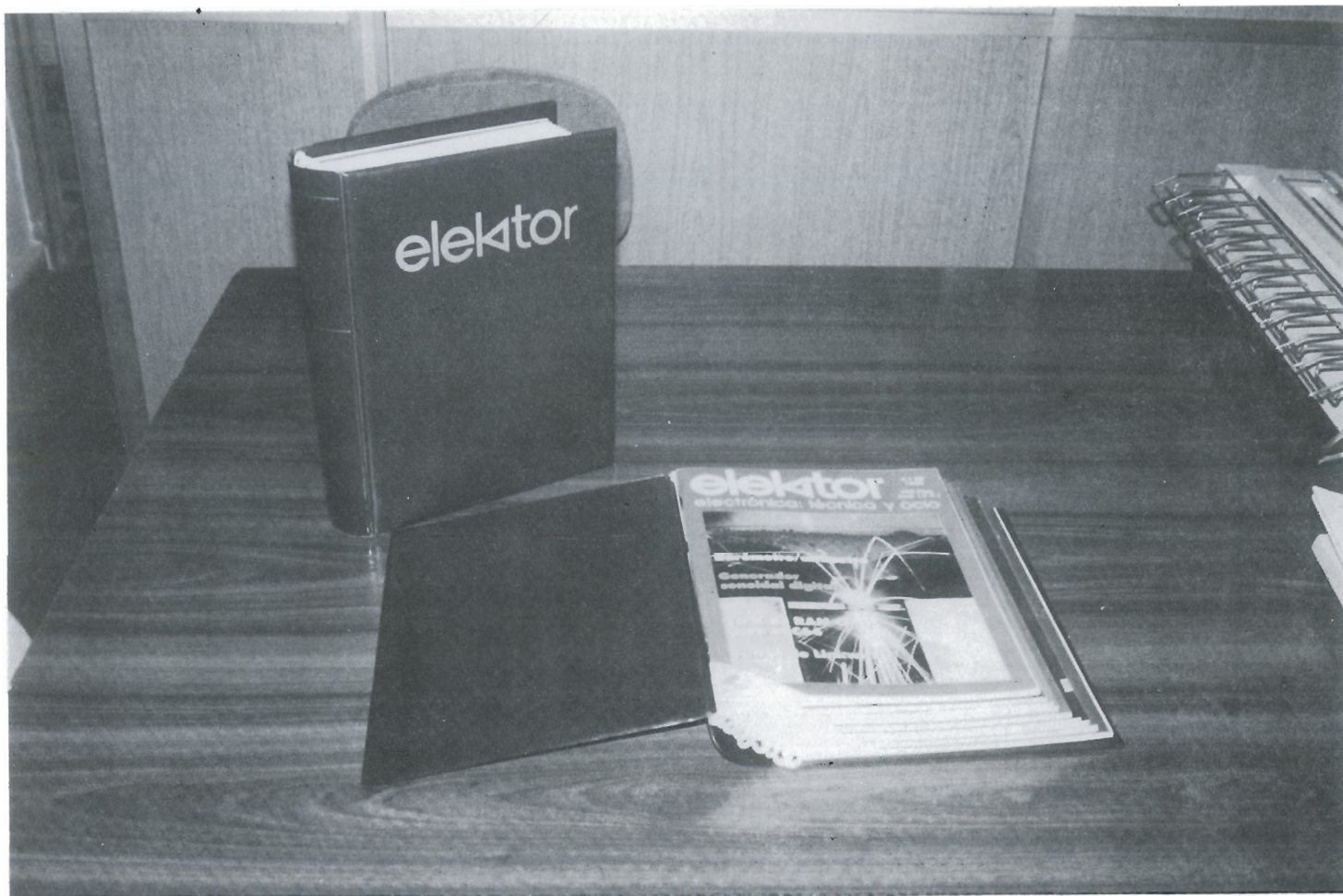


EPS 92V604
Controlador de luz MIDI
(Soldadura)

The logo features the letters 'EPS' in a bold, black, sans-serif font. The letters are positioned centrally over two horizontal bars. The top bar is light gray with a fine, grainy texture. The bottom bar is a solid, dark reddish-brown color. The 'EPS' text is slightly offset to the right, with the 'E' and 'P' partially overlapping the light gray bar and the 'S' overlapping the dark bar.

EPS

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

Cualquier tipo de bobina puede ser difícil de conseguir. Por este motivo, en el presente artículo, le proporcionamos la forma de construir este tipo de dispositivos utilizando un programa BASIC para el diseño.

DISEÑO DE BOBINAS

Antiguamente, en "la edad de oro" de los proyectos electrónicos, incluso en las tiendas locales de reparación de aparatos de radio se solía tener un almacén repleto de un amplio surtido de bobinas de RF. Además, con casi toda seguridad, los principales distribuidores por correo como Lafayette y Allied Radio, tienen en sus almacenes casi todas las bobinas utilizadas en el mundo civilizado. Sin embargo, en la actualidad, hay unas disponibilidades muy pequeñas de bobinas de RF y aquellas que existen en el mercado incluso pueden ser muy difíciles de conseguir.

Aunque ya se ha desarrollado un sustituto económico de estado sólido para las bobinas, no es necesario abandonar un montaje de radiofrecuencia debido a que el distribuidor local de componentes no disponga de un surtido de bobinas de RF. Simplemente, bastará con construir por uno mismo la bobina necesaria. Si se tiene un ordenador, el diseño de la bobina no debe ser más complicado que escribir el

nombre, siempre que se utilice el programa BASIC del Listado 1.

De hecho, el único problema que se podría tener es localizar el cable del tipo o tamaño necesario debido a que ciertos tamaños y tipos de cable pueden ser difíciles de conseguir. Incluso este problema se puede resolver de forma sencilla por el programa debido a que se pueden utilizar los datos correspondientes a los tipos de hilo disponibles para que el ordenador calcule los datos de diseño necesarios.

Electricidad y magnetismo

Una característica básica de la electricidad es que cuando la corriente eléctrica pasa a través de un conductor, esta crea un campo magnético circular en torno al mismo. Como el campo magnético es débil, y se extiende por toda la longitud del cable, se podría pasar mucho tiempo intentando buscar una utilidad, si se tiene alguna,

para un campo de este tipo.

Pero, si se bobina el cable sobre un carrete, éste todavía tendrá la misma cantidad de magnetismo en conjunto; solo que ahora, en lugar de distribuirse a lo largo de la longitud del cable, el campo magnético se concentra en un área igual al diámetro de la bobina. Mediante la concentración del campo magnético en un espacio menor hemos creado un campo magnético que es lo suficientemente fuerte como para ser útil.

Como una bobina que tiene una longitud determinada y una forma específica produce un determinado campo magnético (ver la FIG. 1), para incrementar el campo magnético es necesario aumentar la corriente que pasa a través del conductor incrementando la tensión aplicada a través de la bobina.

Como es lógico pensar, la bobina almacena la energía eléctrica en forma de campo magnético. Eliminando la fuente de electricidad de la bobina se provoca que el campo magnético se colapse en

torno a la bobina. Según se colapsa el campo las líneas de campo magnético cruzan los conductores de la bobina, convirtiendo la energía magnética almacenada en energía eléctrica de nuevo. El resultado de conjunto es que la corriente creada por el colapso del campo magnético intenta mantener el flujo a través de la bobina durante un pequeño periodo de tiempo después de que se haya eliminado la fuente eléctrica. Volver a conectar la fuente de tensión tiene el efecto opuesto, esto es, según se vuelve a formar el campo magnético, las líneas de fuerza magnética cruzan los cables de la bobina en la dirección opuesta a la corriente creada por el colapso del campo magnético. Esto crea una fuerza opuesta a la corriente que fluye a través del hilo conductor. En otras palabras, cuando el voltaje aplicado es corriente alterna o corriente continua con interrupciones, la bobina, también denominada inductor, se resiste al cambio en la corriente eléctrica pero no a la corriente real que circula por la bobina.

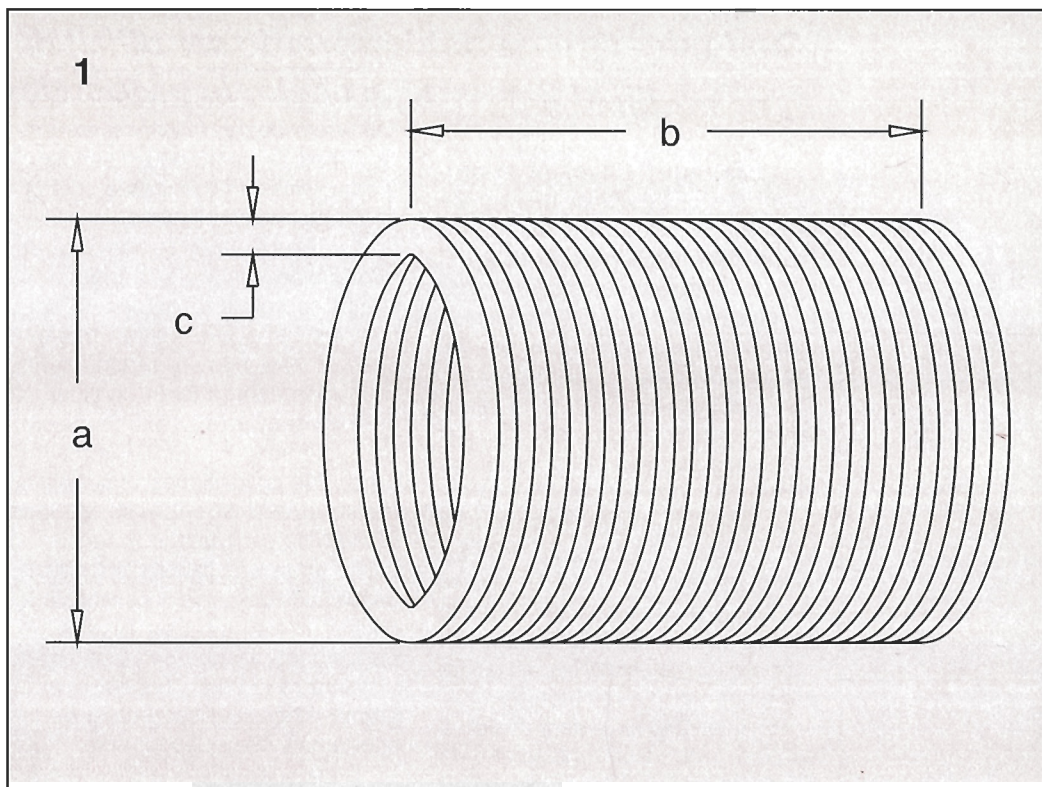
A partir de la explicación previa se podría ver que la única cosa importante que se puede medir sobre una bobina es la fuerza de su campo magnético. Como es lógico, esto es cierto; sin embargo, la fuerza del campo depende de las condiciones externas de la bobina, es decir, la tensión aplicada al mismo. Por esta razón, el término Henrio, denominado así en honor del físico americano Josep Henry, se utiliza para describir las características eléctricas de los inductores. La inductancia de una bobina es de 1 Henrio, que es cuando las variaciones de corriente de 1 amperio por segundo inducen una oposición eléctrica de 1 voltio al flujo de corriente.

La bobina

Pero hay otros factores distintos al voltaje aplicado que pueden afectar a la fuerza del campo magnético. Si queremos modificar la fuerza del campo sin modificar la tensión aplicada a la bobina, se puede hacer lo siguiente:

- * Añadir más espiras a la bobina; debido a que cuanto más espiras tenga la bobina más hilo contiene, con lo que se logra un campo magnético más concentrado.

- * Incrementar el diámetro de la



bobina; ya que, cuanto mayor sea el diámetro, mayor será la cantidad de hilo que la forma, etc.

- * Disminuir la longitud de la bobina; ya que esto debe tener el efecto de concentrar el campo magnético en un área más pequeña y, por lo tanto, se logrará que el campo sea más fuerte.

- * Bobinar el inductor sobre un núcleo de hierro o ferrita, debido a que los materiales ferroeléctricos como estos tienden a atraer y concentrar las líneas de fuerza electromagnética.

Todas las formas de incrementar un campo magnético se pueden combinar en forma de ecuación comprensiva que permita calcular la inductancia de una bobina. Sin embargo, para simplificar la ecuación y evitar la investigación necesaria para obtener los valores ferromagnéticos, vamos a ignorar la permeabilidad ferromagnética y conceptos similares.

La ecuación para calcular las bobinas con núcleo de aire se puede obtener del RADIO AMATEUR'S HANDBOOK y es la siguiente:

$$L = 0,2a^2n^2 / (3a + 9b + 10c)$$

En la que:

L = inductancia en microhenrios (como se muestra en la Fig. 1)

a = diámetro medio de la bobina en pulgadas

b = longitud de la bobina en pulgadas

c = profundidad radial del bobinado en pulgadas

n = números de espiras totales

Factor de calidad

Junto con el valor de la inductancia existe otra característica de la bobina que es necesario conocer. Un bobina se puede considerar como una resistencia que solamente funciona para la CA cuya reactancia (la cual se puede considerar como una resistencia para la CA) depende de la inductancia de la bobina y de la frecuencia aplicada en forma de tensión de CA. Sin embargo, el hilo de cobre presenta una resistencia a la CC determinada por su diámetro y longitud. La relación entre la reactancia a la CA con la resistencia a la CC se conoce como factor de calidad, o factor Q. Por ejemplo, si una bobina tiene una reactancia de 100 ohmios a 100 KHz y una resistencia de 2 ohmios, entonces el factor de calidad a 1 KHz equivale a 100/2, es decir, 50. Por supuesto que el factor Q variará con la frecuencia aplicada. Para determinar la reactancia se utilizará la fórmula siguiente:

$$X_L = 2 \pi f L$$

En la que:

XI = reactancia inductiva en ohmios

$$\pi = 3,14$$

Figura 1.- La inductancia de una bobina se determina a partir de sus parámetros físicos (a, b y c) y el número de espiras.

f = frecuencia aplicada en Hz.
L = inductancia en henrios.

El programa basic

El Listado 1 muestra el program BASIC para el diseño de bobinas. Aunque está escrito de forma específica para el IBM PC puede correr con cualquier BASIC.

Las líneas 110 y 120 se utilizan para definir las constantes que se utilizarán posteriormente en los cálculos para determinar la resistencia global de la bobina.

Desde la línea 210 a la 230 se introducen los valores necesarios para calcular el valor deseado de inductancia entre los que se incluyen el tamaño del cable del que se dispone y el diámetro de la bobina que se va a utilizar. El tamaño del cable se puede especificar en pulgadas o por medio de su calibre AWG.

La línea 240 sirve para decidir si se piensa introducir un diámetro de hilo o un calibre, si se introduce un valor de 1 o superior, el programa entiende que se trata de un calibre (¿Quién querría bobinar un inductor con cable de 6 pulgadas de ancho?) y lo convierte en diámetro.

Desde la línea 500 a la 530 se encuentra el núcleo del programa

Se considera que se desea diseñar una bobina de simple capa. La línea 500 calcula el diámetro de la bobina a partir del centro de su grosor. (El diámetro varía según se van añadiendo más capas durante los cálculos del programa). La línea 510 llama a la subrutina en la que realmente figura el número de espiras necesarias para obtener inductancia especificada con el número real de capas. Si no se puede obtener con 10.000 espiras, la línea 520 añade otra capa. La línea 530 añadirá

otra capa si la longitud de la bobina excede de 1 pulgada.

La línea 540 imprime un mensaje de error si el número de espiras necesarias excede de 10.000 y el número de capas es de 10.000 o superior. (Probablemente no se desee bobinar un inductor de este tamaño).

La línea 550 redondea el número de vueltas a la siguiente vuelta completa y, entonces, calcula los otros parámetros basándose en este número redondeado. La bobina deberá tener un valor lo suficientemente próximo como para que sea válida para la mayoría de las aplicaciones críticas sin tener que preocuparse de un número de espiras fraccionario.

La línea 560 calcula la longitud aproximada del cable necesario para bobinar el inductor. Esta longitud es aproximada ya que se basa en el diámetro medio de la bobina; el programa no calcula cada capa de la bobina de forma independiente.

De la línea 570 a la 590 se calcula la resistencia de la bobina basándose en la longitud y diámetro del cable.

De la línea 800 a la 900 se visualizan los resultados de todos los cálculos. Pero hay que tener en cuenta que la electrónica no es una ciencia exacta necesariamente, y que, por una gran variedad de motivos, los valores visualizados pueden ser ligeramente distintos de los valores "reales".

Bobina del inductor

La ventaja principal de tener un ordenador para calcular las especificaciones de la bobina es que se pueden experimentar con los materiales que tengamos a mano, probando distintas combinaciones para ver cómo afectan al resultado

final. Volver a calcular los valores es tan sencillo que podríamos ser capaces de probar tamaños y formas hasta encontrar el que más se ajusta a nuestras necesidades.

Calculemos, ahora, una bobina de 28 microhenrios como valor requerido. También utilizaremos para ello una gran bobina de hilo de cobre del calibre 32 que se adquirió en las últimas ofertas. Para conformar la bobina utilizaremos un bolígrafo ordinario.

Después de lanzar el programa, la pantalla se deberá borrar y solicitar el valor de inductancia requerido, en este punto se introducirá el valor 28. Después, el programa solicitará el tamaño del hilo a utilizar en la bobina. En este caso, se puede introducir este valor mediante el calibre (32) o mediante el diámetro del cable en pulgadas. Como se compró el cable en unas rebajas no se tiene el dato del calibre exacto del mismo. Para ello, se bobinará un inductor apretado de una pulgada de largo sobre un lápiz y se contará el número de vueltas que ocupa el mismo. Después de contar las vueltas se puede ver que nuestro cable "desconocido" necesita 125 espiras para llenar una pulgada. Dividiendo una pulgada por 125 vueltas aparece un valor de 0,008 pulgadas, por lo que se introducirá un valor de .008.

La última pregunta del programa solicita el diámetro de la bobina, por lo que se medirá su espesor (el diámetro del bolígrafo) y se comprobará que es de 3/8 de pulgada. Como 3/8 es igual a 0,375 se introducirá .375. Si el ordenador está preparado para la salida impresa se podrá obtener una hoja con todos los datos calculados Fig. 2. Si los resultados obtenidos no son los mismos de la Fig. 2, habrá que comprobar el programa para encontrar posibles errores o puntos decimales mal colocados.

Llegados a este punto hay unas cuantas cosas que se deben señalar respecto a los datos que proporciona el programa.

Primero, hay que señalar que se proporcionan dos diámetros para la bobina, uno global y otro promedio. El diámetro global se muestra para que se pueda determinar después de realizar el bobinado si la bobina se ajusta o no a la proyectada. El diámetro medio de la bobina se utiliza en el caso de que no se crean los datos pro-

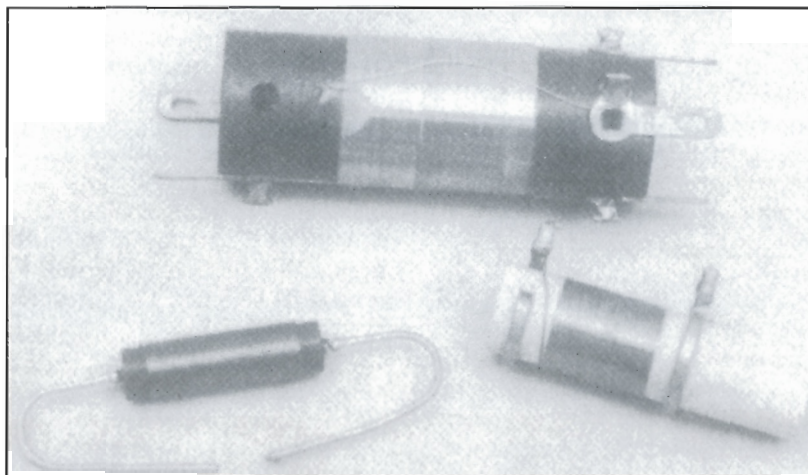


Figura 2.
Esto es lo que la pantalla o la impresora mostrará cuando el programa es comprobado calculando el diseño de una bobina de 28 microhenrios..

porcionados por el ordenador y se quieran realizar los cálculos de la inductancia a mano. En segundo lugar, parece que hay un error en la profundidad del bobinado del inductor. Anteriormente se indicó .008 como el ancho del hilo a utilizar y se trata de una bobina de única capa, por lo que la profundidad debería ser de 0,008 pulgadas, como es lógico pensar.

Bien, la discrepancia de 000001 viene de la parte en la que los ordenadores representan los números internamente. El cálculo de la longitud de la bobina sufre del mismo problema. Basta decir que el error es lo suficientemente pequeño como para que se pueda ignorar sin riesgos sin que afecte de forma negativa al resultado final, que en este caso se espera que sea de una bobina de 28 microhenrios. Hablando de 28 microhenrios la Fig. 2 muestra que la bobina es realmente de 28,0519 microhenrios en lugar de los 20 microhenrios justos. Este es el resultado de redondear el número de espiras para que se asemeje al número entero más cercano pues, como se dijo anteriormente, la electrónica no siempre es una ciencia exacta.

La resistencia de CC de la bobina se proporciona para que se pueda calcular el factor Q de la bobina después de decidir a la frecuencia a la que trabajará la bobina.

Fabricación de la bobina

Para hacer la bobina se separarán aproximadamente unos 3 metros de cable del carrete y se

comenzará bobinando sobre el bolígrafo. Hay que asegurarse de que las espiras están apretadas y próximas. Es conveniente comprobar dos veces que el número de espiras es correcto.

Se pueden utilizar dos cordones de pegamento termo-fusible a lo largo de la longitud de la bobina para mantener el bobinado en su sitio. Si no se dispone de una pistola de pegamento térmico se puede utilizar pegamento epoxy, si no se tiene inconveniente en esperar a que se endurezca.

Después de que se endurezca el pegamento (o se enfríe si es el caso) se deberá extraer con cuidado la bobina del bolígrafo (podría ser una gran idea aplicar pegamento al interior de la bobina para mantenerlo en su sitio; de esta forma, se puede asegurar que la bobina no se separará cuando se trabaje con ella).

Esto es todo lo que hay que hacer para fabricar las bobinas por uno mismo. A partir de ahora, no solamente se ahorrará dinero sino que también se puede evitar el problema y la pérdida de tiempo que supone buscar para arriba y para abajo todas las tiendas de componentes para encontrar la bobina que se está buscando, y tampoco habrá que esperar para que llegue por correo.

Nota de la redacción: Dado que este artículo emplea como unidad de medida de longitud la pulgada, hemos preferido no modificar ningún apartado del mismo para evitar errores. Los lectores interesados en el mismo únicamente tendrán que tener en cuenta que 1 pulgada = 25,5 mm. ■

Calculador de Diseño de Bobinas

Inductancia deseada en microhenrios
Calibre o diámetro del hilo en pulgadas
Diámetro de la bobina en pulgadas

Calculando

Diámetro general de la bobina	.391 pulgadas
Diámetro medio de la bobina	.383 pulgadas
Profundidad de la bobina	8.000001E-03 pulgadas
Longitud de la bobina	.6640001 pulgadas
Longitud del hilo (aprox.)	8 feet, 10 pulgadas
Número de capas	1
Número de espiras	83
Número de espiras por cada capa	83
Inductancia real	28.05109 microhenrios
Resistencia de CC de la bobina	1.348764 ohmios

LISTADO 1

```

100 'Programa para calcular el número de espiras de
una bobina
110 cls: pi = 3,1415926545
120 k= 1473061,855      ohmios por pulgada cuadra-
da de cobre
130 print "      Calculador de Diseño de Bobinas

210 input "      Inductancia deseada en microhenrios
220 input "      Calibre o diámetro del hilo en pulgadas
230 input "      Diámetro de la bobina en pulgadas
240 if diameter > = 1 then diameter = .46 /
1.1229283027 ^ (diameter = 3)
250 print: print "Calculando"
260 layers = 1           Inicialmente de una capa

500 a=diameter*layers +form      Diámetro medio de
la bobina al centro del espesor
505 print ",:
510 gosub 2000              Cálculo del número de espi-
ras
520 if prob =1 then layers = layers +1: if layers < 100
then goto 500
530 if b > 1 then layers=layers+1:goto 500
540 if n > 9999 then print " ERROR - número de espi-
ras mayor que 10.000"
550 n=cint(n) : b=n*diameter/layers:1try = (0,2 * a^2 *
n^2) /(3*a+9*b+10*c)
560 w.length = n*a*pi
570 Cálculo de la resistencia de la bobina
580 w.area = (diameter/2) ^ .2*pi
590 r = 1/(w.area*k)*w.length

800 Muestra los resultados
810 print:print
815 print Diámetro general de la bobina...."
; diameter*layers*2+form;"inches"
820 print Average coil diameter .....Diámetro
medio de la bobina
830 print"Depth of coil.....
Profundidad de la bobina
840 print "Length of coil .....
Longitud de la bobina
850 print "Length of wire (aprox).....Longitud
del hilo (aprox.)
860 print " Número de capas "
870 print "Número de espiras "
880 print "Número de espiras por cada capa "
890 print "Inductancia real "
900 print "Resistencia de CC de la bobina "

1000 system      Salida del programa BASIC

2000 ' Subrutina para calcular el número de espiras
2010 min.n=1:max.n=10000:c=layers * diameter :
prob=0
2060 n=(max.n-min.n)/2+min.n
2070 Longitud de la bobina
2080 1try = (0,2 * a^2 * n^2)/(3*a+9*b+10*c)
2090 if cint (max.n) = cint (min.n) then goto 3000
2100 if min.n => 9999 then prob=1:goto 3000
2110 if 1try < L then min.n=n:goto 2060
2120 if 1try > L then max.n=: goto 2060
3000 return

```


En este artículo le mostramos la manera de mejorar la iluminación de su bicicleta, y con ello su seguridad en carretera, mediante un circuito de alumbrado equipado con diodos LED.

LUZ TRASERA PARA BICICLETA

Un lámpara de diodos LED para bicicleta del tipo más sencillo habría solventado el problema que intentaba resolver: una lámpara lo suficientemente portátil como para llevarla encima todo el día con el fin de prevenir su sustracción; sin embargo, las baterías de tipo PP3 que usaba dejaban mucho que desear a la hora de un uso prolongado. La opción de usar baterías recargables también podía estudiarse, pero presentan el inconveniente de que "no avisan", es decir, se extinguen de manera repentina. Las baterías tradicionales, por otra parte, tienen la ventaja de irse gastando de manera gradual, lo cual puede servirnos de aviso para que éstas sean reemplazadas de forma inmediata, con lo cual no es proba-

ble que nos dejen tirados en lo alto de una colina mientras pasan coches a 100 por hora a nuestro lado y se nos acaba la luz.

Esta sencilla lámpara fue diseñada en una tarde, utilizando para ello unas lentes rojas que previamente había desmontado de una lámpara averiada, con lo que así solucioné mi problema de iluminación. Este ingenio ha estado funcionando así desde que se me ocurrió, hace de esto ya dos años. Pero, sin embargo, este invento puede depurarse aún más. Uno de los aspectos a mejorar será, sin duda, el tema de las baterías a utilizar. Una de tipo alcalina PP3 viene a costar unas 500 ptas., mientras que un paquete de 4 pilas tipo AA cuesta unas 540

ptas.; pero, aún en el caso de que la alimentación no sea utilizada muy eficientemente en el nuevo diseño, las baterías durarían unas tres veces más que las del tipo estándar PP3 debido a que una batería simple tipo AA contiene por sí sola un 80% de la energía contenida en la PP3.

Consultando la tarifa oficial de precios (aunque en algunos comercios se puedan localizar más baratas), la batería PP3 nos ofrece 1 vatio-hora por cada 100 ptas, mientras que las células del tipo AA ofrecen 3,1 vatios-hora por cada 100 ptas. Nuestro diseño hace además un uso más eficaz del paquete de baterías, por lo que pueden llegar incluso a durar 4 veces más que las otras.

1

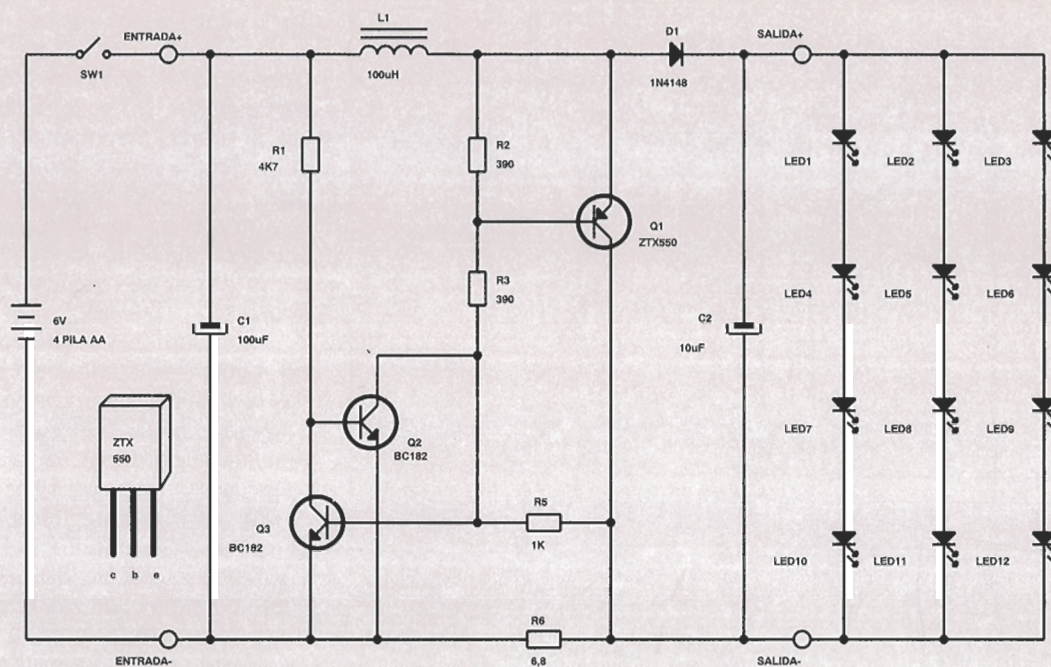


Figura 1.
Esquema
eléctrico de la
lámpara trasera
para bicicleta.

Corriente constante

Los diodos LED deben ser alimentados más que por una tensión constante por una corriente constante. La manera más sencilla de montar esto sería alimentar el LED con una tensión superior a la

nominal y limitar la corriente mediante una resistencia. Por ejemplo, tres diodos LED conectados en serie necesitan casi 6 V, los cuales podrían obtenerse de una alimentación de 9 V limitada por medio de una resistencia de 100 Ω , lo cual daría un consumo

de corriente de unos 30 mA. La desventaja de este método es que la tercera parte de la potencia consumida lo es en la disipación de la resistencia limitadora, lo que no ayuda a ahorrar energía.

El diseño de la figura 1 proporciona la corriente constante

2

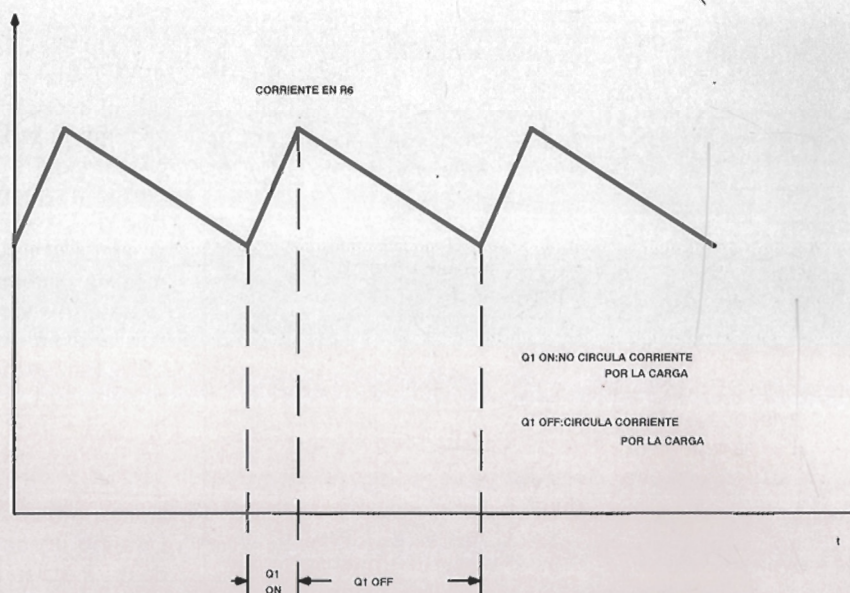


Figura 2.
Gráfica que nos
muestra la
variación de
corriente en R6.

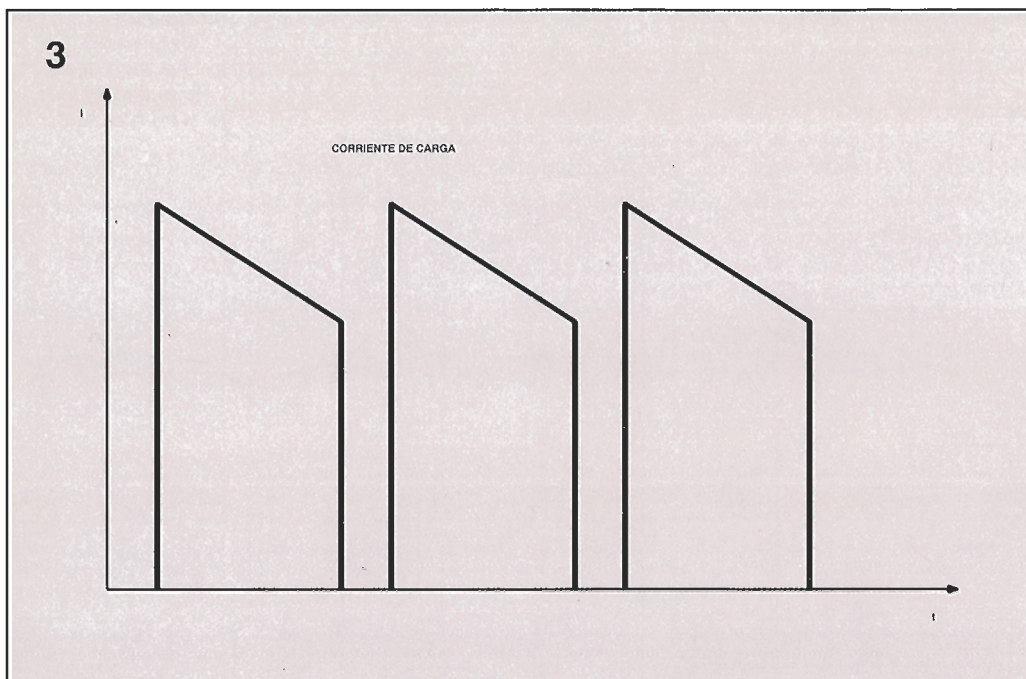


Figura 3.
Gráfica de la
corriente en la
carga

necesaria mediante un regulador que actúa en modo conmutado. Así, la única potencia desperdiciada será la que lo haga de manera accidental.

La entrada de tensión al circuito es de 6 V, mientras que su salida viene dada por la caída de tensión de los 4 diodos LED conectados en serie, esto es, unos 7,5 V. Hemos utilizado aquí tres ramas paralelas de diodos LED, y la corriente en cada una de ellas será la misma siempre que utilicemos diodos LED del mismo modelo. En caso de que se produzca un desequilibrio grande el diseñador no tendrá más remedio que añadir resistencias en serie en cada rama de 22 Ω , al objeto de ecualizar la corriente en éstas. Esto puede ocasionar algunas pérdidas, aunque siempre serán inferiores a las ocasionadas por las resistencias limitadoras.

Al encenderse el circuito la corriente en L1 (y por lo tanto, también en R6) es nula, por lo que Q3 está desactivado. Esto posibilita que Q2 conduzca activado por la corriente que pasa por R1. Esto activará a Q1, originando así una elevación de la corriente que circula por L1. Mientras que Q1 esté activado la corriente no circulará por los diodos LED, sino que retornará al negativo de la batería a través de R6.

Cuando la corriente se eleva lo bastante para que la caída de tensión en R6 sea suficiente para activar Q3, es Q2 el que deja de conducir, lo que activará bruscamente a Q3 mediante la realimentación positiva de la resistencia R4. Esto produce la desactivación de Q1, con lo que la corriente que circula por la bobina pasa ahora por D1 y los

diodos LED. Debido a que la tensión en bornes de los diodos LED es mayor a la que tenemos en los terminales de la batería, la corriente en L1 decrece. Cuando lo ha hecho lo suficiente se desactiva Q3 y se activa Q2, con lo que Q1 comienza a conducir y el proceso comienza de nuevo. Esto proporciona una elevación en la gráfica de la corriente que circula por R6, tal como podemos observar en la figura 2.

La misión del circuito consiste en regular, de manera aproximada, la media de corriente en R6. Pudiera parecer que éste regula también la corriente de la carga, pero esto no es completamente cierto. La corriente fluye por la carga tan sólo durante el periodo en que la corriente decrece, tal como podemos ver en la figura 3, de donde deducimos que un incremento del diferencial de tensión entre la entrada y la salida ocasionaría una variación en la relación que hay entre las dos partes de la onda, y, por lo tanto, en la media de corriente de los diodos LED. La corriente de los diodos LED se ha regulado al límite, ya que así se consigue que el tiempo que Q1 esté activado se reduzca.

La corriente que pasa por los diodos LED no es pulsativa, como podría deducirse de la figura 3, debido a la presencia del condensador C2. Para ser exactos, diremos que la figura 3 corresponde a la corriente que circula por D1, siendo luego promediada la que circula por los diodos LED gracias a C2.

Al ir disminuyendo la tensión de las baterías aumenta el tiempo de conducción de Q1. Al principio, esto no repercute sobre la corriente que circula por los diodos LED, debido a que el tiempo de activación de Q1 es pequeño comparado con el del total del ciclo. Cuanto más va disminuyendo el valor de la batería más acentúa el efecto sobre la corriente de los diodos LED. Piense que éstos continúan proporcionando luz hasta el momento en que el circuito deja de oscilar correctamente, es decir, con unos 2,5 V. En la práctica, el límite de uso se sitúa en los 3 V. Cuando un conjunto de baterías de 6 V ha alcanzado el nivel de los 3 V podemos estar seguros de haberles sacado todo su rendi-

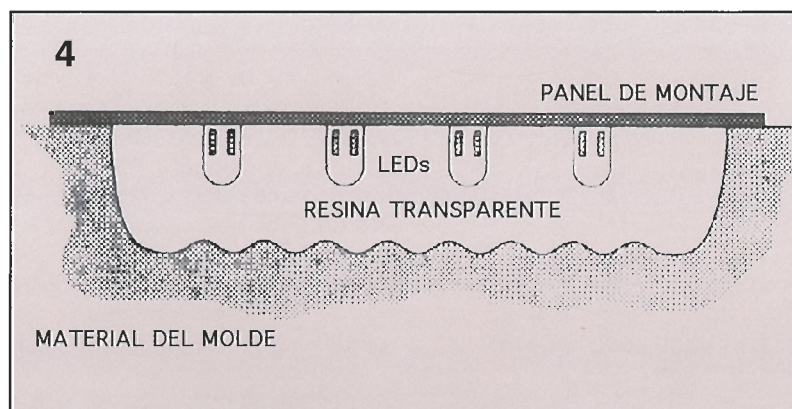


Figura 4.
Corte en sección
del panel LED y
su alojamiento.

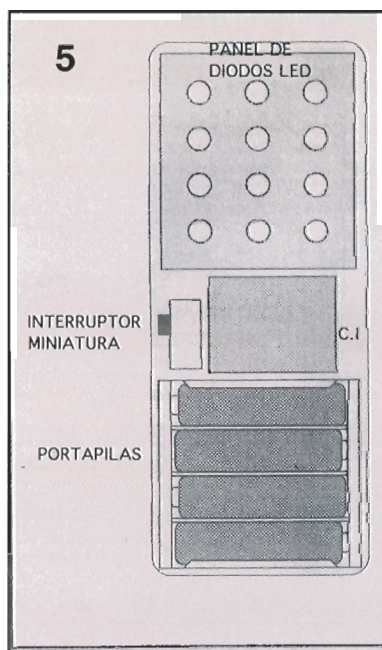


Figura 5.-
Vista general de la colocación de las partes que componen el montaje.

miento y tirarlas con la conciencia tranquila.

Montaje y verificación

El montaje puede realizarse en el circuito impreso diseñado al efecto o bien ser cableado de forma independiente. Esto no es crítico, aunque debemos tener cuidado de que el lazo principal de corriente entre C1 y C2 no sea demasiado largo, ya que podría generar interferencias de radio.

El conjunto de diodos LED se colocará distribuido uniformemente sobre un panel al efecto. El número de diodos LED, doce

en nuestro caso, se ha considerado suficiente para suministrar un nivel de luz adecuado. Recomendamos dotar con una lente al compartimento donde alojemos los diodos LED. La lente puede obtenerse, como en el caso de la nuestra, de otro indicador luminoso en desuso, o bien adquirirse en algún comercio especializado.

En caso de que no encontremos la lente podemos utilizar la opción de recubrir el conjunto de diodos LED con una capa de resina transparente; por supuesto, después de haber comprobado su correcto funcionamiento. Para realizar esta operación hay que fabricar primero un molde del tipo que se puede ver en la figura 4. La base de este molde debe poseer una superficie rugosa a fin de que la refracción de la luz se haga en todas las direcciones. No resultaría útil el que la lámpara sólo pudiera ser vista desde una única dirección. Algunos tipos de vasos ofrecen una superficie similar, por lo que podemos usar estos para realizar nuestro molde.

Cuando el circuito esté completamente montado podemos proceder a conectar éste con el panel de diodos LED y a alimentarlo con una tensión de unos 3 V. En este momento, los diodos LED deberán iluminarse. Aumentaremos, luego, la alimentación a 6 V, con lo cual la luminosidad del panel debe crecer de forma notoria. Si, llegados a este punto, todo ha ido correcto podemos asegurar que el montaje funciona óptimamente.

En caso de que los diodos LED no luzcan, habrá que revisar tanto la polaridad de éstos como la de la alimentación de 3 V, y luego se pasará a comprobar el circuito componente a componente hasta dar con el problema. Un inconveniente más que probable podría darse con el transistor Q1, ya que sus conexiones van invertidas respecto a lo que suele ser normal en encapsulados TO-92. Debido a ello, este debe ser uno de los primeros componentes que verifiquemos.

Sería recomendable efectuar estas pruebas antes de proceder al encapsulado del panel indicador de los diodos LED.

Cuando el circuito trabaje ya con normalidad lo recubriremos con varias capas de laca o barniz protector, a fin de que el mismo esté a salvo de las inclemencias del tiempo.

Montaje final

Cuando hayamos finalizado todo el proceso de verificación y protección de las partes que componen este montaje procederemos a cablear entre sí las mismas, y a introducirlas en su alojamiento. Las baterías deberán protegerse de las inclemencias del tiempo, ya que éstas podrían llegar a corroerlas, lo que nos dejaría rápidamente sin luz. Cada aficionado tiene su método, pero uno bastante aceptable consiste en alojar las 4 baterías en un portapilas obtenido al efecto, procurando que el mismo sea del tipo más estanco posible.

También, según el método de cada uno, se deberá proceder a "encapsular" de alguna manera la placa de circuito impreso, bien colocándola en una pequeña caja de plástico, o bien recubriéndola de una capa de silicona o resina plástica.

Para finalizar el montaje, colocaremos el panel LED, el circuito impreso y las baterías sobre una pequeña tira plástica (como podemos ver en la figura 5), para lo cual podemos utilizar cinta adhesiva de doble cara; eso sí, procurando no manchar en absoluto las partes a adherir pues, de lo contrario, dicha unión resultaría defectuosa.

Una vez hecho esto, podemos dar por terminado el proyecto. ■

Lista de componentes

Resistencias

R1 : 4,7 K Ω
R2,R3 : 390 Ω
R4 : 100 K Ω
R5 : 1 K Ω
R6 : 6,8 Ω

Condensadores

C1 : 100 μ F, 16 V.,
electrolítico
C2 : 10 μ F, 16 V.,
electrolítico

Semiconductores

Q1 : Transistor
ZTX550
Q2,Q3 : Transistor
BC182
D1 : Diodo 1N4148
LED1-12 : LEDs
rojos de alta eficiencia.

Varios

L1 : bobina de 100 μ H.
SW1 : interruptor
deslizante

Portapilas para 4 pilas, cuatro baterías tipo AA, placa de circuito impreso, silicona, etc.

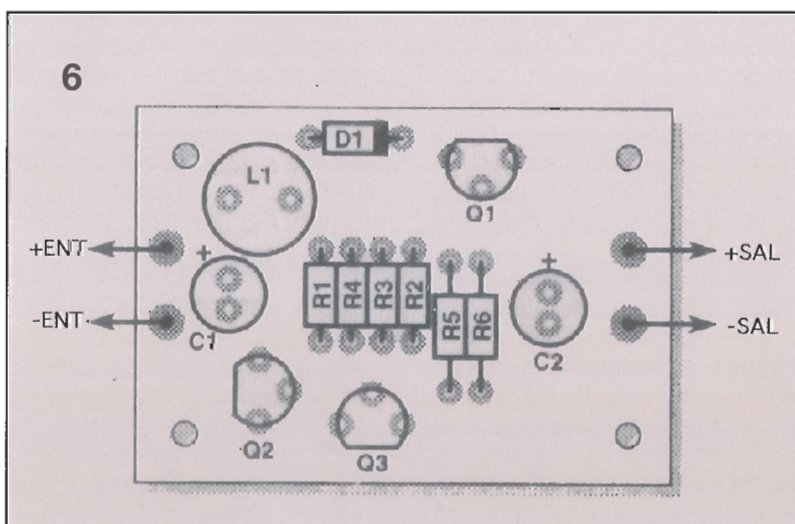


Figura 6.-
Esquema de la situación de los componentes sobre el C.I.

Cómo acrecentar la calidad de los equipos caseros de audio mediante el control de tonos que mostramos a continuación.

CONTROL DE GRAVES Y AGUDOS CON REALCE

Coja una de las múltiples revistas de electrónica que hay en el mercado y hojee sus páginas. No tardará mucho en localizar en ellas algún amplificador de bajo coste y sencillo montaje. En cuanto conecte dicho montaje a sus altavoces y oiga el sonido producido puede que se sienta algo defraudado. Seguro que los bajos no son tan "potentes" y los graves no consiguen romper su cristalería, tal y como casi ocurre con el costoso equipo de alta fidelidad que tiene en el salón de su casa. Lo normal es que los equipos de este tipo que llegan a las páginas de las revistas rara vez ofrezcan algo más que un simple control de volu-

men. En el hipotético caso de que incorporen un control de tonos, este suele limitarse a coger el sonido original (ya de por sí con muy baja calidad) y realizar un corte de agudos, con lo cual, lo único que ocurre es que obtendremos una ecualización/capado de sonido que deja bastante que desear.

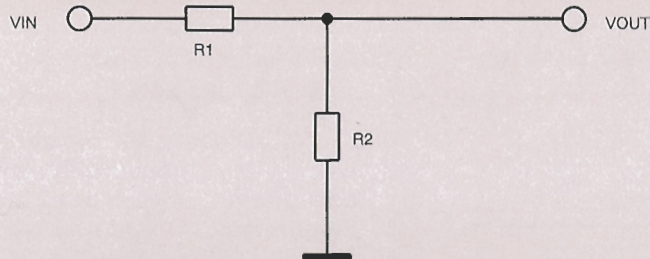
Seguro que si utilizamos unos altavoces de calidad este efecto no se notará tanto. Pero lo que nosotros realmente necesitamos es un realce de graves y agudos similar al que incorporan los equipos de alta fidelidad. Los circuitos más generalizados (tipo Baxandall) para este cometido se

componen de una red de cuatro terminales, por ejemplo, uno para la entrada, otro para la salida, un tercero para la masa común y el último para el lazo de realimentación. Para los aficionados que busquen algo aún más sencillo vamos a describir alguno del tipo 3 terminales (entrada, salida y masa común).

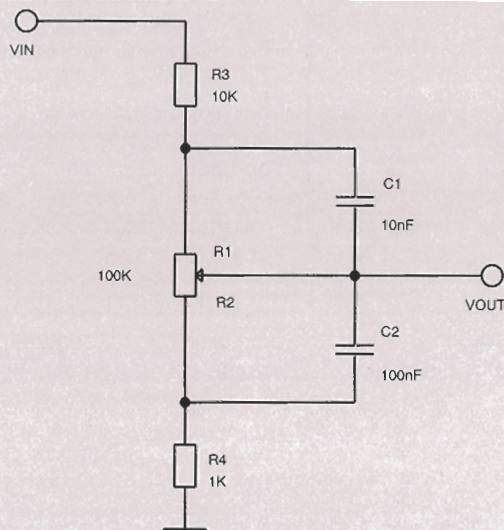
La selección de bajos

La manera más sencilla de describir el funcionamiento de estas redes tri-terminales es sin duda divi-

1



2



cuencia de la señal aplicada en hercios, y "C" es la capacidad del condensador en faradios. Como vemos, al aumentar la frecuencia disminuye la reactancia. Podemos aprender algo de esto y aplicarlo para construir un divisor de tensión dependiente de la frecuencia, el cual puede luego utilizarse como control de tonos.

Analizaremos, seguidamente, el circuito de realce de graves de la figura 2. Suponemos que alimentamos el circuito con una señal alterna presente entre la resistencia R3 y masa, y cuya salida es la toma del cursor del potenciómetro. Para entenderlo mejor podemos considerar el potenciómetro de 100 KΩ como dos resistencias en serie, R1 y R2. Los condensadores C1 y C2 van en paralelo con R1 y R2, respectivamente. Observe la diferencia en valor entre R3 y R4 y entre C1 y C2 (la explicaremos brevemente). La señal de salida viene dada por la fórmula :

$$V_{out} = V_{in} / ((1 + ((R1/X_{C1}) + R3)/((R2/X_{C2}) + R4))$$

Esta fórmula, aparentemente muy compleja, no es más que la remodelación de la fórmula aplicada al divisor de tensión de manera que incluya las capacidades en la misma.

Por suerte para usted, no se verá obligado a utilizar esta fórmula para determinar la salida en función de la frecuencia aplicada, ni a calcular la señal de salida en función de la frecuencia, ya que todos estos datos están disponibles en la

Figura 1. Este divisor de tensión básico es la base de los circuitos de realce de graves y agudos; el único inconveniente es que carece de selectividad según frecuencia.

Figura 2. La dependencia de la frecuencia que presenta la impedancia del condensador nos permite usar el circuito como realce de bajos.

dir el control de tonos en dos secciones: control de graves y control de agudos, y analizarlas por separado.

Para ayudarnos a comprender el funcionamiento de la sección de graves contamos con el gráfico de la figura 1. Este es un simple divisor de tensión CC. Podemos tomar R1 y R2 como sencillas resistencias estándar o bien considerarlas como las dos mitades de un potenciómetro, y cuyo cursor se sitúa además en el centro de ellas. Como vemos, la tensión de entrada (VIN) se aplica entre los extremos de R1 y R2. Imaginamos que la señal que nos llega a R1 proviene de algún punto de nuestro equipo de audio. La señal, ya dividida, se encuentra en el punto medio de R1 y R2 (o en el cursor del potenciómetro) y es proporcional a la relación R2/(R1+R2). Por lo tanto, al aumentar el valor de R2 (en el caso del potenciómetro esto iría acompañado de una disminución de R1) la señal de salida y el volumen aumentan.

Demos un paso más y consideremos un simple condensador.

A diferencia de lo que ocurre con las resistencias, su reactancia capacitiva (resistencia a la C.A.) es función directa de la frecuencia, y se obtiene mediante la fórmula:

$$X_c = 1/(2\pi fC)$$

donde: "Xc" es la reactancia capacitiva en ohmios; "f" es la fre-

3

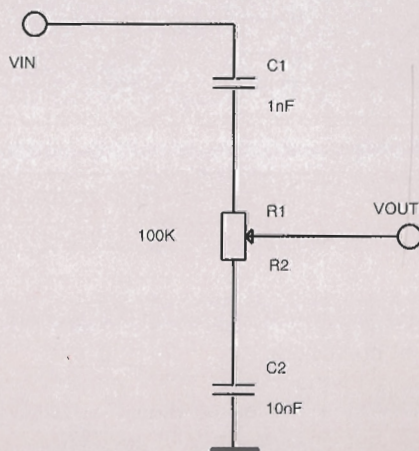
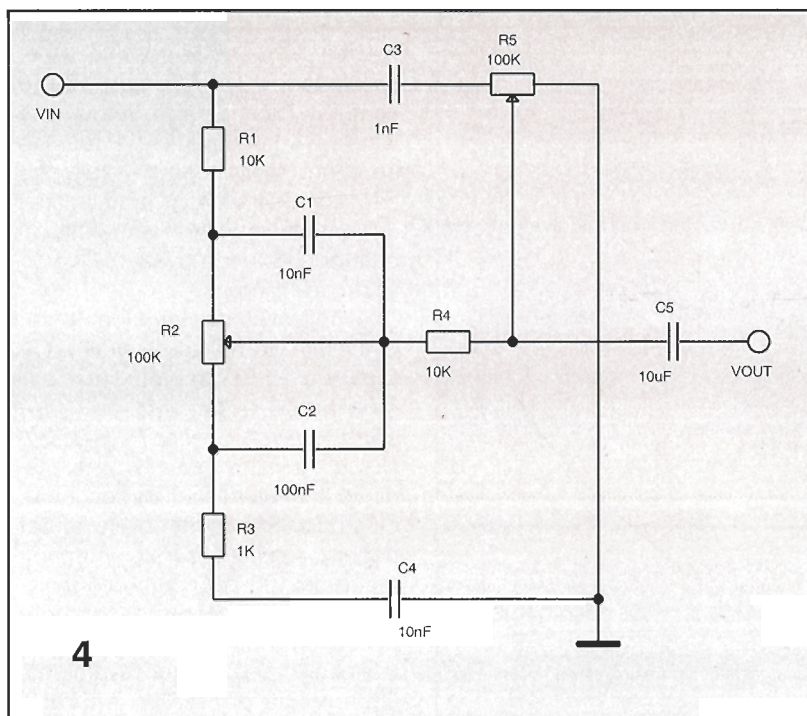


Figura 3. El control de agudos es similar al de graves, con la diferencia de que los condensadores van ahora en serie con el potenciómetro.

Figura 4. Pueden combinarse los circuitos de graves y agudos de manera que conformen un circuito con doble control como el mostrado aquí. Observe el condensador añadido para el acoplamiento en alterna.



4

tabla 1 que le facilitamos. Por ejemplo, $R1=0\Omega$ y $R2=100K\Omega$ (lo cual representa el potenciómetro girado totalmente hacia uno de sus extremos), la tensión de salida es máxima (86% de la de entrada) a un nivel de frecuencia bajo (10 Hz) y de un 9% de las altas frecuencias (100 KHz); todo lo cual significa que en esta posición se realzan las bajas frecuencias. Cuando giramos el potenciómetro (aumentando $R1$ y

disminuyendo $R2$), reducimos los bajos. En la otra posición límite ($R1=90 K\Omega$ y $R2=10 K\Omega$) lo que ocurre es que la respuesta en frecuencia se hace plana.

El control de agudos

La sección de control de agudos, mostrada en la figura 3, opera de una manera similar. La entrada

se hace en $C1$ y la salida en el cursor del potenciómetro. Este se compone de las resistencia $R1$ y $R2$. La señal de salida viene dada por:

$$V_{out} = V_{in} \times \frac{(R2 + XC2)}{(R2 + XC2 + R1 + XC1)}$$

La respuesta del circuito en función de la frecuencia puede consultarse en la tabla 2 que adjuntamos. Con $R1=0\Omega$ y $R2=100 K\Omega$, se realzan las señales de alta frecuencia, mientras que las de baja frecuencia permanecen iguales.

Si añadimos unos pocos circuitos adicionales podremos combinar los circuitos de graves y agudos (tal como vemos en la figura 4). Se da por hecho que la señal que llegue a esta red ha sido acoplada en alterna y que no contiene componente continua.

Si la aplicación prevista lo requiriera, podríamos usar exclusivamente una de las secciones del circuito. Si queremos podemos usar sólo la parte de agudos (reconocible por los condensadores en serie con el potenciómetro). Si lo que necesitamos es la parte de graves (en la parte izquierda del esquema) deberemos asegurarnos de que tanto los terminales de entrada como los de salida quedan acoplados en alterna.

		REALCE DE GRAVES				
		Porcentaje de salida en bornes de R2				
R1	R2	10Hz	100Hz	1KHz	10KHz	100KHz
0	100k	86%	60%	20%	10%	9%
10k	90k	75%	43%	14%	9%	9%
30k	70k	56%	28%	11%	9%	9%
50k	50k	40%	21%	10%	9%	9%
70k	30k	25%	16%	10%	9%	9%
90k	10k	10%	10%	10%	9%	9%

		REALCE DE AGUDOS				
		Porcentaje de salida en bornes de R2				
R1	R2	10Hz	100Hz	1KHz	10KHz	100KHz
0	100k	9%	14%	42%	86%	98%
10k	90k	9%	14%	39%	78%	89%
30k	70k	9%	12%	31%	61%	69%
50k	50k	9%	11%	24%	44%	49%
70k	30k	9%	10%	17%	27%	30%
90k	10k	9%	9%	9%	10%	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)

En este artículo se analiza la forma en que los circuitos giradores pueden imitar filtros sintonizados sin bobinas, a partir de sus equivalentes LC pasivos.

DISEÑO DE FILTROS MEDIANTE GIRADORES

Hay una gran cantidad de material disponible respecto al diseño de filtros pasivos LC que, en teoría, tienen una menor sensibilidad a las variaciones de los valores que los componentes que constituyen los filtros activos. Por este motivo, si se reemplazan las bobinas en un filtro LC por un circuito girador equivalente, la insensibilidad a los cambios de los valores de los componentes de los filtros acoplados LC es posible que no quede afectada; además, los modelos de giradores seleccionados no añaden elementos disipadores al circuito de filtro LC.

Se han desarrollado varios métodos para la fabricación de filtros LC utilizando circuitos de filtro activo como pueden ser los bicuadráticos, los de estado variable o los filtros activos universales. Todas estas soluciones implican la utilización de las ecuaciones de estado para describir la función de transferencia de segundo orden.

Los filtros de mayor orden, sin-

tetizados mediante la utilización de una cascada de secciones de filtros bicuadráticos, son sensibles a los cambios en los valores de los componentes precisamente en las etapas de filtros de este tipo.

Un nuevo método, adoptado por los diseñadores para reducir el efecto de la variación en el valor de los componentes, es el denominado diseño por sistema de saltos. Este método sintetiza el filtro LC directamente a partir de las ecuaciones de estado variable diseñadas para las necesidades particulares del filtro LC.

La construcción se consigue normalmente mediante integradores, amplificadores sumadores o computadores analógicos. Este tipo de filtro, normalmente, tiene la misma baja sensibilidad a las variaciones del valor de los componentes que los filtros pasivos LC correspondientes. Sin embargo, los circuitos diseñados por el sistema de saltos pueden hacerse muy complejos en el caso de filtros de orden elevado.

Los circuitos giradores, basados en los amplificadores operacionales han sido descritos de forma extensiva en la literatura técnica. Estos modelos de circuitos giradores se pueden utilizar para simular bobinas cuando se terminan de una forma adecuada. Sin embargo, algunos de los modelos giradores adolecen de ciertos problemas, como es el caso de la inestabilidad, bajo control de las pérdidas, sensibilidad al ajuste de los componentes y configuración de circuito demasiado compleja que limita su utilización práctica.

Este artículo describe un circuito girador que se prefiere como modelo para simular inductancias, y muestra cómo se puede utilizar en el diseño de filtros activos a partir de los prototipos de filtros pasivos LC. Este montaje seleccionado tiende a conservar los puntos fuertes de las secciones de filtro LC, a diferencia de los diseños de filtros activos.

Modelos de circuitos giradores

Hay disponibles en los manuales muchos tipos de circuitos giradores. Algunos de estos modelos de circuitos disponen de uno, dos e incluso tres amplificadores operacionales en el diseño. La Fig. 1 muestra tres versiones de esquemas de giradores que utilizan amplificadores operacionales.

Mirando al nodo 1 de la Fig. 1a, se advierte que la impedancia de entrada se puede derivar, como se muestra en las ecuaciones 1-3.

En el nodo 1:

$$I_1 = \frac{1}{R_1} (V_1 - V_3) \quad \dots 1$$

En el nodo 2:

$$\frac{(R_2 + R_3) V_1}{R_2 R_3} - \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_3}{R_3} = 0 \quad \dots 2$$

En el nodo 3:

$$\frac{V_1}{R_4} + SC(V_1 - V_2) = 0 \quad \dots 3$$

Resolviendo las ecuaciones 1, 2 y 3 para obtener la impedancia de entrada se tiene:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{R_1 R_2 R_4 SC}{R_3}$$

En la que S es la frecuencia compleja.

La impedancia de entrada para la realización del girador elegido que se muestra en la Fig. 1b, se puede obtener de una forma similar (ver las ecuaciones 4-8).

Por lo tanto, en el nodo 1:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_1} \quad \dots 4$$

En el nodo 2:

$$\frac{(R_2 + R_3) V_1}{R_2 R_3} - \left[\frac{V_2}{R_2} \right] - \left[\frac{V_3}{R_3} \right] = 0 \quad \dots 5$$

En el nodo 3:

$$V_1 (1 + SCR_4) - V_3 SCR_4 = 0 \quad \dots 6$$

Sustituyendo 6 en la ecuación 5 se tiene:

$$\frac{V_2}{R_2} = \frac{V_1 (R_2 + R_3)}{R_2 R_3} - \frac{V_1 (1 + SCR_4)}{SCR_3 R_4}$$

$$V_2 = \frac{V_1 (R_2 + R_3)}{R_3} - \frac{V_1 R_2 (1 + SCR_4)}{SCR_3 R_4}$$

Sustituyendo 7 en la ecuación 4 se obtiene:

$$I_1 R_1 = V_1 \left[\frac{R_2}{SCR_3 R_4} \right]$$

Lo que resulta

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{SCR_1 R_3 R_4}{R_2} \quad \dots 8$$

La impedancia de entrada para el caso de la Fig. 1c es:

$Z_{in} = SC R_1 R_2$, haciendo que $R_2 \ll R_2$ y $C_1 \gg C_2 \gg C_3$

Los amplificadores que funcionan con ganancia unidad, que también sean estables, pueden ser lo suficientemente buenos para esta aplicación.

Giradores para inductores a masa/flotantes

En la sintetización de filtros LC, las bobinas aparecen o flotantes o a masa. Los inductores a masa se pueden simular utilizando los modelos de la Fig. 1. Particularmente se prefiere el modelo de girador de la Fig. 1b. Sin embargo, la simulación de bobina flotante requiere dos de cada uno de los modelos de circuitos girador de la Fig. 1 para ser conectados de forma subsidiaria.

En cualquier caso, para obtener resultados estables en este tipo de configuración, la inductancia efectiva de los dos inductores simulados debe ser exactamente igual; de otro modo cualquier desequilibrio podría parecer como una inductancia positiva a masa. En la práctica, este requisito no es fácil de lograr y puede ser funcionalmente imposible.

De forma alternativa, la simulación de inductores flotantes se puede lograr de otro modo. Se prefiere el montaje de la Fig. 1b, ya que se puede modificar fácilmente, como se muestra la Fig. 2. Este se obtiene simplemente reemplazando R1 por un condensador e intercambiando las posiciones de los componentes de C y R3 en la Fig. 1b.

La impedancia de entrada en la Fig. 2 se puede obtener a partir

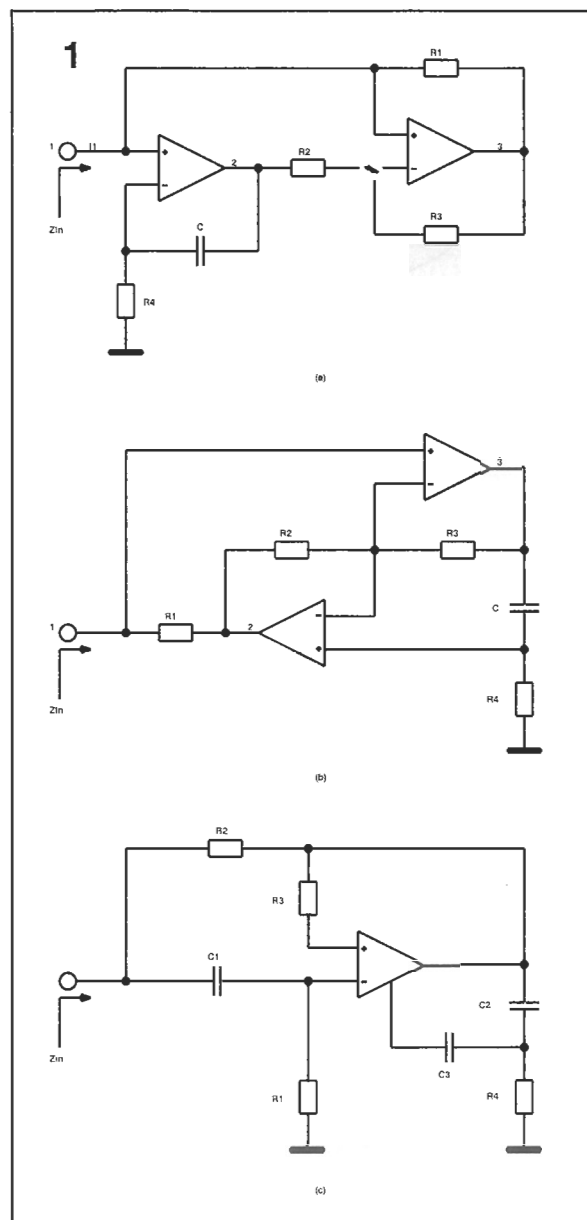


Figura 1. Tres modelos de girador en los que se utilizan amplificadores operacionales.

de la ecuación 8. Esto es, haciendo la siguiente sustitución en la ecuación 8:

$$R_1 = \frac{1}{C_1 S}; R_2 = R_1; R_4 = R_3; R_3 = \frac{1}{C_2 S}$$

y

$$\frac{1}{SC} = R_2$$

Entonces

$$Z_{in} = \frac{R_3}{S^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \quad \dots 9a$$

Si se hace $S = j\omega$ se tiene

$$Z_{in} = \frac{R_3}{\omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \quad \dots 9b$$

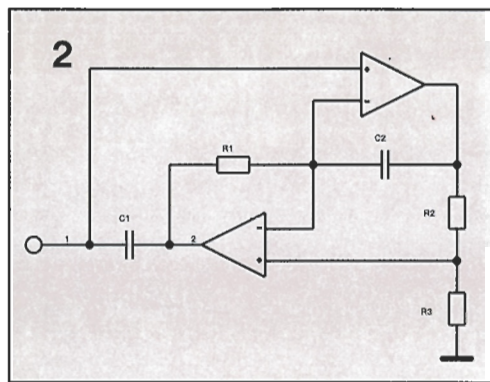
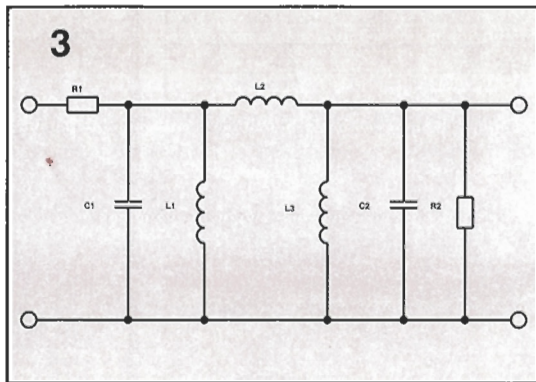
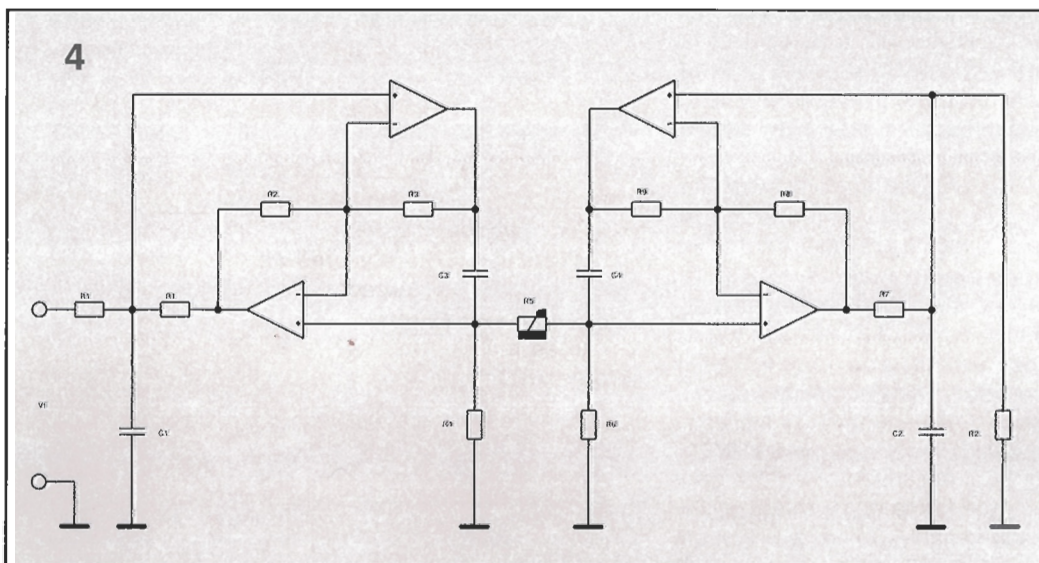


Figura 2. Modelo de circuito FDNR realizado mediante la sustitución de un condensador por R1 en la Fig. 1b, y mediante el intercambio de las posiciones de los componentes C y R3.

Figura 3. Prototipo de un filtro pasa banda resonador acoplado.

Figura 4. Realización de un filtro pasa banda con giradores a partir de la Fig. 1b.

La ecuación 9b tiene las mismas características que la función de impedancia, también denominada resistencia negativa, dependiente de la frecuencia (FDNR). Esta ha sido obtenida en la literatura utilizando otros modelos de circuito girador para la simulación de inductancia. De aquí se deduce que los inductores flotantes se pueden simular empleando el circuito de la Fig. 2. Esto significa que, para utilizar inductores flotantes en la realización de un filtro pasivo LC, primeramente han de dividirse las funciones de impedancia de todos los elementos de filtro por S, la variable compleja, y después reemplazar todos los elementos que tienen términos de factor $1/S^2$ con la Fig. 2. Es decir, la resistencia se transforma en condensadores, las bobinas en resistencia y el diagrama del circuito de la Fig. 2 reemplaza a los condensadores. Por lo tanto, diremos que los inductores a masa se puede simular utilizando el circuito de la Fig. 1b el cual puede ser modificado fácilmente para simular inductores flotantes.



Aplicación del modelo de circuito girador elegido

Se han utilizado dos prototipos de filtro para ilustrar el procedimiento de simulador de inductores. En uno de los casos, predomina el empleo de inductores a masa en el prototipo de filtro pasivo; en el otro caso predominan los inductores flotantes. Se supone que el filtro pasivo ya existe para definir los requerimientos de diseño.

Filtro pasa banda

Se diseñará un filtro pasa banda analógico, aplicable a canales telefónicos. La especificación para un filtro resonador acoplado, de este tipo, mostrado en la Fig. 3 es la siguiente:

- Ganancia en el centro de la banda = GdB
- Frecuencia de corte superior = fhHz

• Frecuencia de corte inferior = flHz

• Ondulación de banda pasante = α dB

Resistencia de terminación de entrada = r1 ohmios

• Resistencia de terminación de salida = r2 ohmios

De la literatura disponible se puede deducir una serie de expresiones necesarias para calcular los parámetros de diseño (ver caja):

$$w_o = \frac{f_s}{f_c}$$

f_s , el centro geométrico de frecuencia = $(f_H f_L)^{1/2}$ Hz

f_c , el ancho de banda a la frecuencia de corte = $(f_H - f_L)$ Hz

Haciendo $n = r_1 / r_2$

$$h = \frac{1}{10^{\alpha/20}} \quad \dots 10a$$

$$k = 2(1-h^2)^{1/2} \quad \dots 10b$$

$$p = \left[\frac{n^2 + kn + 1}{n(2-k)} \right]^{1/2} \quad \dots 10c$$

$$A = [k(1-p^2)]^{1/2} \quad \dots 10d$$

Por lo tanto:

$$G = 20 \log \left[\frac{1}{n^{1/2}} \frac{p}{1+p^2} \right] \quad \dots 10e$$

A partir de los procedimientos disponibles en la literatura, los parámetros de diseño de la Fig. 3 se pueden determinar (ver ecuaciones 11-16)

$$\text{Siendo } r_1 = nr_2 \quad \dots 11$$

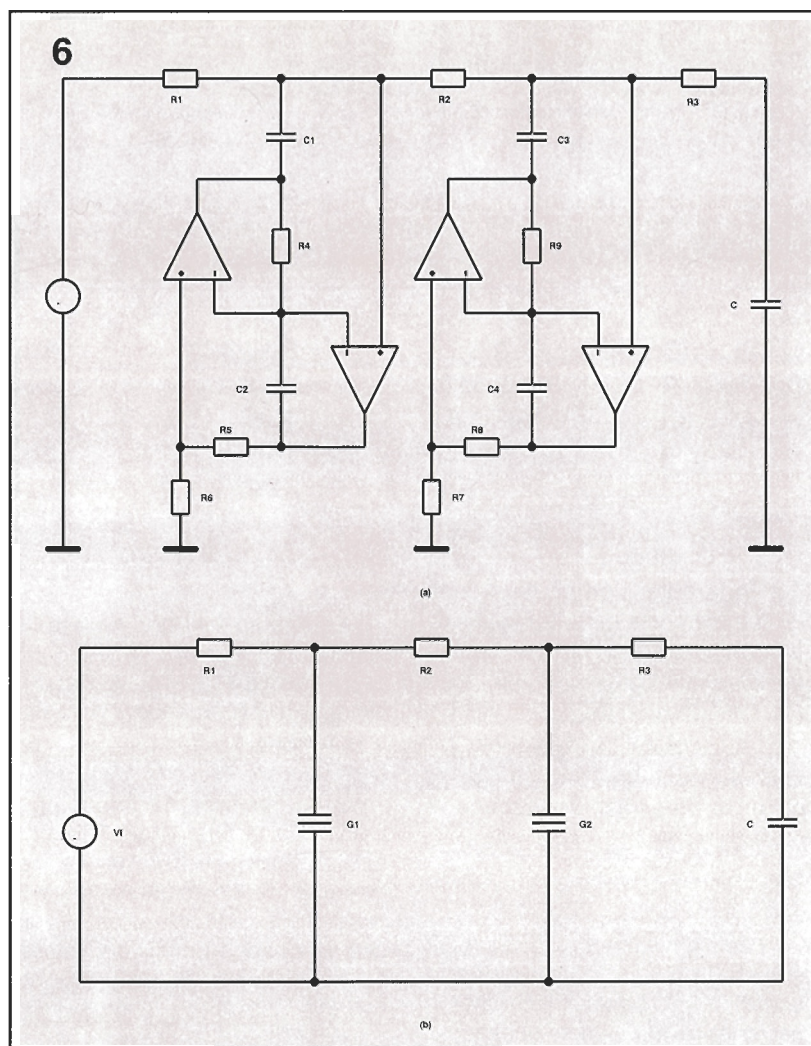
$$C_1 = \frac{w_o A}{w_s r_1 n^{1/2}} \quad \dots 12$$

$$C_2 = \frac{w_o A}{w_s r_2 n^{1/2}} \quad \dots 13$$

$$L_1 = \frac{n^{1/2} r_2}{c_1 w_s^2 n^{1/2} r_2 - w_s P} \quad \dots 14$$

$$L_2 = \frac{(r_1 r_2)^{1/2}}{w_s P} \quad \dots 15$$

$$L_3 = \frac{(r_1 r_2)^{1/2}}{C_2 w_s^2 n^{1/2} r_2 - w_s P} \quad \dots 16$$



La red en PI, para las bobinas de la Fig. 3, se puede realizar con dos modelos de girador de la Fig. 1b.

Este montaje se muestra en la Fig. 4. Para obtener unas prestaciones de girador óptimas, los amplificadores se deben elegir lo más iguales posibles. Se deben utilizar amplificadores en encapsulados cuádruples para mantener las características del entorno del amplificador lo más iguales posibles. Los parámetros de diseño que se muestran en la Fig. 4 se pueden obtener utilizando los resultados derivados anteriormente para la Fig. 1b.

En particular, si $r_1 = r_2$, todos los condensadores de la Fig. 4 pueden tener un valor adecuado (ver ecuaciones 17a-18c)

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C \quad \dots 17a$$

Por lo tanto, utilizando la ecuación 13:

$$C = \frac{w_0 A}{w_s f_2} \quad \dots 17b$$

A partir de la ecuación derivada de la utilización de la Fig. 1b

$$L_1 = \frac{CR_1 R_3 R_4}{R_2} \quad \dots 17c$$

Por lo tanto,

$$R_4 = \frac{R_2 L_1}{CR_1 R_3} \quad \dots 18a$$

Si se hace $R_1 = R_2 = R_3 = R$

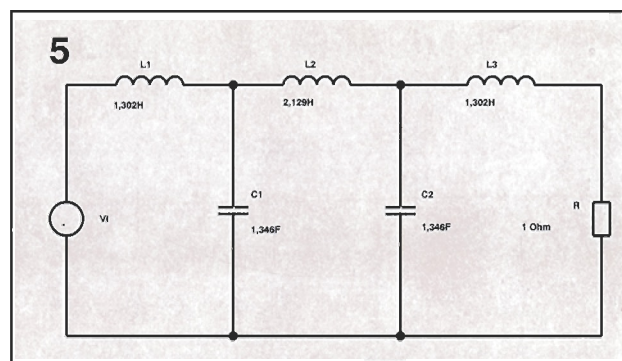
Entonces:

$$R_4 = \frac{L_1}{CR} \quad \dots 18b$$

El valor de R deberá ser lo suficientemente grande como para minimizar la carga del amplificador. De forma similar:

$$R_6 = \frac{L_3 R_8}{CR_7 R_9} \quad \dots 18c$$

R_5 en la Fig. 4 es una resistencia de acoplamiento, y se puede elegir de forma que sea una resistencia variable a fin de que actúe como sintonía para equilibrar los



sectores del amplificador. Como el acoplamiento en el circuito de la Fig. 3 es función de la relación L_2/L_1 , R_5 se puede variar de forma que:

$$R_5/R_4 = L_2/L_1 \quad \dots 19a$$

Entonces, utilizando la ecuación 18b se puede establecer el orden de magnitud de R_5 .

Por lo tanto:

$$R_5 = L_2 / CR \quad \dots 19b$$

También puede ser igualmente deseable hacer que R_1 sea una resistencia variable, en cuyo caso R_1 se elige de forma que:

$$R_1 \pi R$$

La sintonización del filtro para lograr la resonancia en la frecuencia central del diseño se puede lograr sintonizando R_1 . La determinación de los parámetros de diseño de la Fig. 4 ahora es completa.

Figura 5. Prototipo de un filtro pasa bajos Tchebycheff de cinco etapas. Los inductores del circuito son flotantes.

Figura 6. Modelo de circuito girador derivado a partir del circuito de la Fig. 2. La Fig. 6a es la realización resultante y la Fig. 6b es la representación simbólica.

Filtro para bajos pasivo

La Fig. 5 muestra un prototipo de filtros pasa bajos de tipo Tchebycheff. Este prototipo tiene una frecuencia de corte, una resistencia de terminación y una característica de ondulación de banda pasante. Los valores de los componentes han sido elegidos de forma que el filtro tuviera una frecuencia de corte de 1Hz, una resistencia de terminación de 1 ohmio y un coeficiente de reflexión del 20%, correspondiente a una ondulación de banda de paso de 0,177 dB.

Para convertir los valores de los parámetros normalizados de la Fig. 5 a los valores reales, simplemente se multiplicarán todos los valores por:

$$\frac{1}{R w_c}$$

Y las bobinas:

$$\frac{R}{w_c}$$

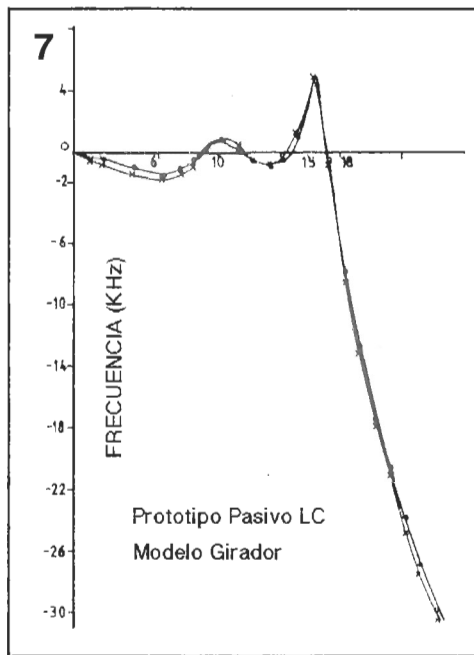


Figura 7.
Características
de magnitud.

En la que R en ohmios en la resistencia de terminación y ω_c en rad/s es la frecuencia de corte.

Como se puede ver en la Fig. 5 los inductores son flotantes; por lo tanto, la simulación de los inductores se puede realizar utilizando el modelo del circuito girador de la Fig. 2. El modelo resultante se muestra en la Fig. 6a y la resolución simbólica en la Fig. 6b. Aquí, todos los inductores son ahora resistencias, la resistencia de terminación se convierte en un condensador y los condensadores son FDNR, designados por G_1 y G_2 . Hay que señalar que se obtiene la Fig. 6 dividiendo las funciones de impedancia de todos los elementos de la Fig. 5 por la variable de frecuencia compleja S y, posteriormente, reemplazando todos los términos:

$$\frac{1}{S^2}$$

Con el FDNR de la Fig. 2.

La función de transferencia del filtro pasivo de la Fig. 5 se puede obtener fácilmente (ver ecuaciones 20a a 20g)

$$H(s) = \frac{V_0}{V_1} = \frac{SC_1}{S^6 y_6 + S^5 y_5 + S^4 y_4 + S^3 y_3 + S y_1} \quad \dots 20a$$

Donde

$$y_6 = L_1 C_1^2 \frac{(C_2 L_2 L_3)}{R} \quad \dots 20b$$

$$y_5 = C_1^2 C_2 L_1 L_2 \quad \dots 20c$$

Tabla 1.- Características de funcionamiento calculadas.

Frecuencia de filtro pasivo LP (KHz)	Magnitud en dB	Fase (°)	Realización con girador Magnitud en dB	Fase (°)
50	-1,6705902	-73,0111	-1,6705902	-73,0112
100	0,40957767	-151,632	0,40957373	-151,632
150	1,6116123	-114,815	1,6115863	-114,815
200	-17,744099	-44,017	-17,744087	-44,016
240	-30,138199	-56,778	-30,138187	-56,77

$$y_4 = [L_1 C_1 (C_1 L_3 + C_1 L_2 + C_2 L_3) + C_1 C_2 L_2 L_3] / R \quad \dots 20d$$

$$y_3 = C_1 [L_1 (C_1 + C_2) + C_2 L_2] \frac{L_1 + L_2 + L_3}{R} \quad \dots 20e$$

$$y_2 = C_1 \frac{L_1 + L_2 + L_3}{R} \quad \dots 20f$$

$$y_1 = C_1 (20g)$$

En la obtención de la función de transferencia para la Fig. 6, las ecuaciones 21a a 21b se pueden escribir de la siguiente forma:

$$V_i = f_1 R_1 + G_1 (f_1 - f_2) \quad \dots 21a$$

$$f_2 (G_1 + R_2) + G_2 (f_2 - V_0^{sc}) \quad \dots 21b$$

$$f_1 = \frac{G_2}{V_0 [1 + sc (G_2 + R_3)]} \quad \dots 21c$$

Las expresiones para G_1 y G_2 son de la forma mostrada en la ecuación 9. Utilizando las denominaciones de la Fig. 6 se obtiene:

$$G_1 = \frac{R_6}{S^2 R_4 R_5 C_1 C_2} \quad \dots 22a$$

$$G_2 = \frac{R_7}{S^2 R_8 R_9 C_3 C_4} \quad \dots 22b$$

Sustituyendo la ecuación 22 en la ecuación 21 se obtiene, después de algunos cálculos, la expresión para la función de transferencia de la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{S^5 y_6 + S^4 y_5 + S^3 y_4 + S^2 y_3 + S y_2 + K}{S^5 y_6 + S^4 y_5 + S^3 y_4 + S^2 y_3 + S y_2 + K} \quad \dots 23a$$

$$\text{Donde } y_6 = R_1 R_2 R_3 \quad \dots 23b$$

$$y_5 = R_1 R_2 \quad \dots 23c$$

$$y_4 = \frac{CR_3 R_6 (R_1 + R_2)}{y} + \frac{CR_1 R_7 (R_2 + R_3)}{y_1} \quad \dots 23d$$

$$y_3 = \frac{R_6 (R_1 + R_2)}{y} + \frac{R_1 R_7}{y_1} \quad \dots 23e$$

$$y_2 = \frac{CR_6 R_7}{yy_1} (R_1 + R_2 + R_3) \quad \dots 23f$$

$$y_1 = R_8 R_9 C_3 C_4 \quad \dots 23g$$

$$y = R_4 R_5 C_1 C_2 \quad \dots 23h$$

$$k = \frac{R_6 R_7}{yy_1} \quad \dots 23i$$

Simulación

La simulación por ordenador simula el filtro pasivo de la Fig. 5 y el girador de la Fig. 6. Para la simulación del ordenador para Fig. 6 se ha elegido

$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C = 0,01 \mu F$.

Si los valores de los componentes de la Fig. 5 han sido normalizados para obtener la frecuencia de corte deseado y la resistencia de terminación, entonces se pueden definir los valores de impedancia de los giradores FDNR.

$$G_1^* G_2^*$$

Por lo tanto, G_1^* y G_2^* representan los valores de impedancia FDNR obtenido mediante la multiplicación de los valores de capacidad normalizada de la Fig. 5 por los valores elegidos en el modelo de girador. Los valores normalizados de la inductancia de la Fig. 5 son igualmente divididos por el valor seleccionado de la capacidad, que en este caso es de $0,01 \mu F$.

Como $G_1^* = G_2^*$ se puede hacer que $R_4 = R_5 = R_8 = R_9 = 1,5K$

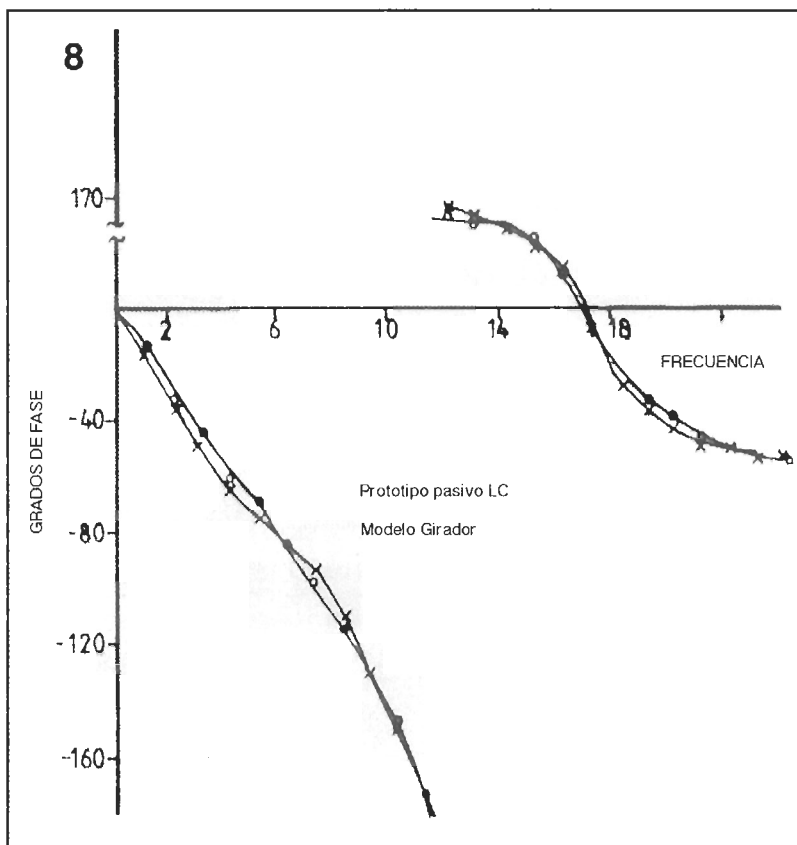
Entonces, los siguientes valores de resistencia de la Fig. 6 se pueden expresar:

$$R_6 = \frac{y}{G_1^*} \quad \dots 24a$$

$$R_7 = \frac{y_1}{G_2^*} \quad \dots 24b$$

En las que y e y_1 están definidos en la ecuación 23.

En general, la resistencia del girador R_4 se elige igual a R_5 .



Sin embargo, este mismo tratamiento no se puede hacer con los condensadores en el circuito girador. Se puede observar durante la simulación por ordenador que un cambio del 5 al 10 % en los valores de los condensadores modifica las características del modelo de disco girador realizado en comparación con el prototipo de filtro.

Los condensadores electros-táticos son considerados como componentes pasivos "verdaderos", esto significa que para mantener el rango de tolerancia de los condensadores usados en la fabricación del girador, es preferible utilizar condensadores electrostáticos (por ejemplo, cerámicos) que muestran unos menores coeficientes de temperatura frente a los condensadores electrolíticos. Por este motivo, los condensadores utilizados en los circuitos giradores deben tener un bajo porcentaje de tolerancia además de un bajo coeficiente de temperatura en su comportamiento.

La sensibilidad del circuito a las variaciones de la capacidad se puede reducir de otra forma. Por ejemplo, se puede seleccionar una resistencia que tenga un coeficiente de temperatura igual, pero de signo opuesto al del condensador, de forma que el producto RC muestre un coeficiente de temperatura que sea aproximadamente 0.

K

Figura 8. Características de fase de un filtro simulado derivado a partir de la simulación de los circuitos de las figuras 5 y 6. La frecuencia de corte se ha elegido de 15 KHz.

Estas resistencias de girador se rigen teniendo en cuenta que sus valores son muy inferiores a los especificados, tales como la impedancia de entrada de los amplificadores operacionales utilizados.

La resistencia R8 y R9 se eligen de modo análogo. Los valores de la capacidad para el girador se eligen de forma que proporcionen una elevada impedancia de entrada como se deriva de la ecuación 9 a todas las frecuencias de interés.

La Fig. 7 y 8 muestran respectivamente la magnitud y las características de fase que resultan de la simulación de los dos circuitos de filtros de la Fig. 5 y 6, siendo 15 KHz la frecuencia de corte. Aquí, la frecuencia de corte es la frecuencia terminal del canal de ondulación y el punto de corte convencional de 3 dB. Los resultados parecen ser favorables. De hecho, las diferencias existentes se han exagerado para mejorar la claridad. La tabla 1 muestra la simulación entre el prototipo de filtro simulado y el modelo de girador para una frecuencia de corte de 150 KHz. La ondulación de paso de banda obtenida es de 0,1774153dB, frente al valor supuesto de 0,177dB.

Es importante señalar que variando la resistencia del girador en, aproximadamente, un 20% no

se afecta en gran medida a los resultados. Esto significa que las resistencias utilizadas en los circuitos osciladores pueden tener grandes relevancias. Por lo tanto, las resistencias son menos problemáticas, lo cual podría ser algo positivo para la fabricación basada en un circuito integrado del modelo de circuito girador.

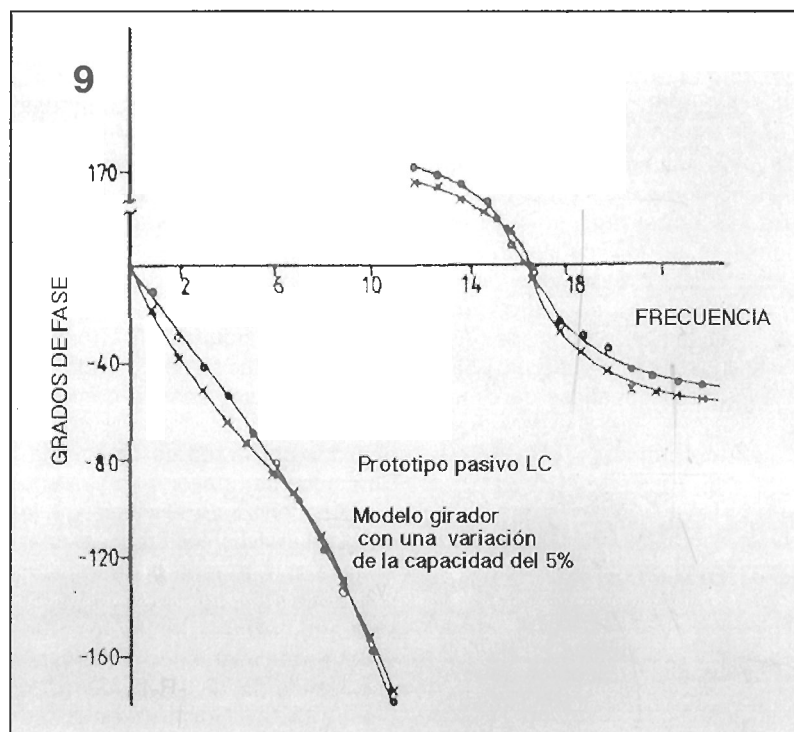


Figura 9. Características de fase de modelo de filtro girador comparado con el prototipo de filtro cuando se modifica la capacidad en un 5%.

Después de leer este artículo ya no tendremos problemas para probar nuestros montajes con un generador de señales adecuado.

GENERADORES DE RF

Aunque para el diseño de generadores de señal de RF de altas prestaciones tendríamos que adentrarnos en las profundidades de la teoría, nosotros nos saltaremos un montón de cálculos teóricos y nos limitaremos a explicar un pequeño número de circuitos que, para las ocasiones en que los necesitemos, nos resultarán más prácticos. Los circuitos que vamos a ver podemos usarlos en una gran cantidad de aplicaciones. En primer lugar, echaremos un vistazo a los tipos genéricos de circuitos osciladores que, probablemente, ya conoceremos.

Tipos de circuitos osciladores

Hay dos categorías principales de osciladores: osciladores de relajación y osciladores de realimenta-

ción. Un oscilador de relajación utiliza algunos dispositivos con descargas rápidas, tales como el tubo de neón o el transistor "uniunión". Un oscilador de realimentación usa un circuito amplificador y una red de realimentación para comenzar y mantener la oscilación de una frecuencia particular. La mayoría de los osciladores que se utilizan para generar ondas sinusoidales son del tipo de realimentación.

Las necesidades para mantener una oscilación, el llamado criterio de Nyquist, son: La ganancia total del circuito, incluyendo las pérdidas por la red de realimentación, debe ser mayor o igual a uno a la frecuencia de oscilación, y la señal de realimentación debe estar en fase con la entrada de señal a la frecuencia de oscilación. El segundo criterio significa que la señal de realimentación debe estar desplazada de fase en algún múltiplo de 360° . Normalmente, se

obtiene un desplazamiento de 180° de la inversión del amplificador y los otros 180° se consigue con la red de realimentación selectiva de frecuencia.

Los osciladores de realimentación se pueden clasificar de acuerdo con la naturaleza de sus redes de realimentación. Entre los osciladores de RF hay tres tipos básicos (y muchas variaciones de ellos): Armstrong, Colpitts o Clapp y Hartley. Hay otros métodos de realimentación utilizados para frecuencias de audio, pero vamos a ver sólo los de osciladores de RF. Es posible distinguir los diferentes tipos por sus redes de realimentación (ver figura 1).

El oscilador Armstrong (véase la figura 1A) utiliza una bobina de reacción (L2) separada para proporcionar realimentación para la bobina principal de sintonía (L1). Las bobinas se devanan normal-

mente la una sobre la otra. El oscilador Colpitts (figura 1B) utiliza un circuito resonante paralelo sintonizado y, esta es la clave, un divisor de tensión capacitivo con toma central (C1 y C2) para obtener la realimentación. El oscilador Clapp (no se muestra) es una variante del circuito Colpitts, el cual se utiliza un circuito resonante serie sintonizado. Finalmente, el oscilador Hartley usa un divisor de tensión inductivo con toma central (figura 1C) para la red de realimentación.

La parte resonante del oscilador puede ser un circuito sintonizado inductivo/capacitivo (LC), como se muestra en la figura 1, o un resonador piezoeléctrico-cristal. El último es más estable que los circuitos sintonizados LC.

Oscilador de cristal de 1 a 20 MHz

La figura 2 muestra un circuito simple, casi un generador de señal universal, que puede funcionar con frecuencias de cristal de 1 a 20 MHz. Trabaja en el modo fundamental, de forma que la frecuencia que marca el cristal es la frecuencia que tendrá el oscilador (al contrario que otros que funcionan con armónicos de la frecuencia fundamental). Si tenemos que elegir nosotros mismos, cuando pidamos el cristal, solicitaremos uno que trabaje con 32 pF de

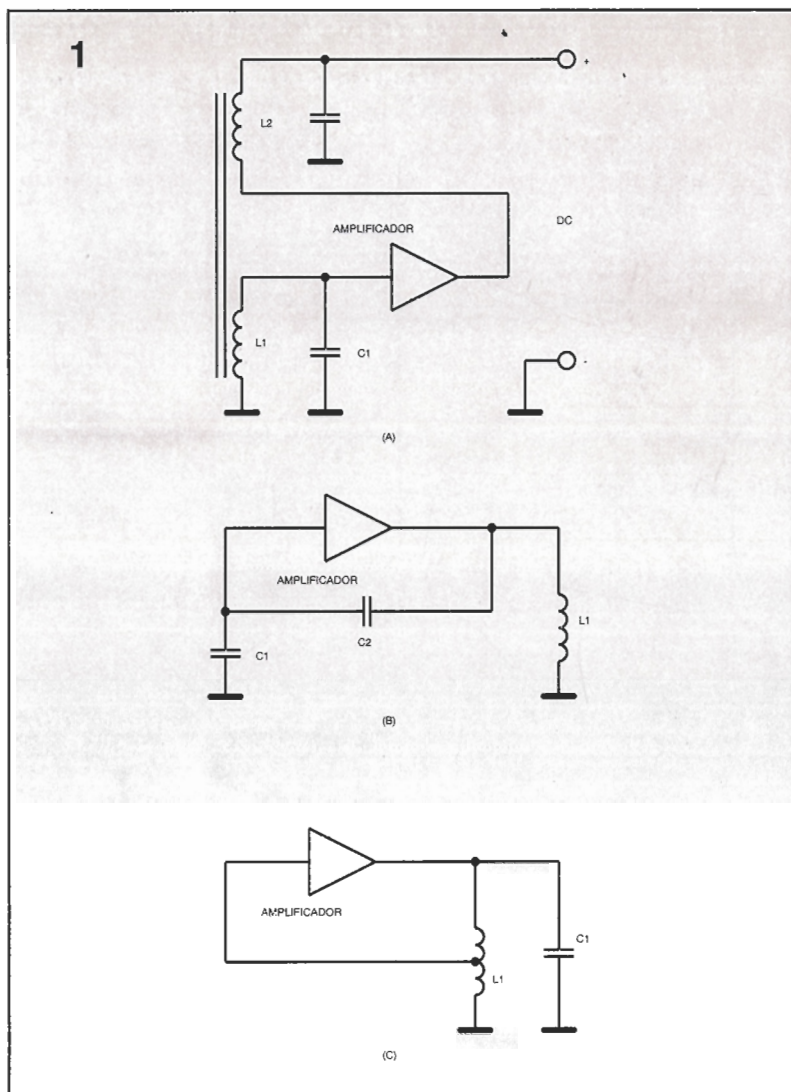


Figura 1. Estos son los tres tipos principales de osciladores de RF de realimentación: Armstrong (A), Colpitts (B) y Hartley (C).

Lista de componentes para el oscilador de cristal Colpitts

Condensadores

C1 = 82 pF, mica plateada o disco cerámico NPO
C2 = 1 nF, mica plateada o disco cerámico NPO
C3 = 100 pF, mica plateada o disco cerámico NPO
C4 = 10-100 nF, disco cerámico
C5 = 1 nF, disco cerámico

Otros componentes

Q1 = 2N3904, transistor NPN de baja señal
R1 = 200 KΩ
R2 = 1 KΩ
XTAL1 = 1-20 MHz, cristal (ver texto)

capacidad. De otra forma, la actual frecuencia de trabajo puede ser ligeramente diferente a la frecuencia especificada.

El elemento amplificador puede ser un simple transistor NPN bipolar. El transistor seleccionado no es crítico, pero el 2N3904 y el 2N2222 los ha utilizado el autor para los prototipos en numerosas ocasiones en los circuitos. Obviamente, cualquier transistor que elijamos debe trabajar como oscilador en el margen de frecuencias que nos interese. Si queremos usar un transistor complementario PNP (por ejemplo, el 2N3906), simplemente tenemos que invertir la polaridad de la fuente de alimentación de DC.

El circuito tiene la forma más simple de polarización de DC para el transistor, R1 está directamente conectada entre el colector del transistor y su base. La señal de salida se hace pasar a través de un condensador de bloqueo para la DC (C5), que está entre la resistencia de emisor (R2). El condensador de

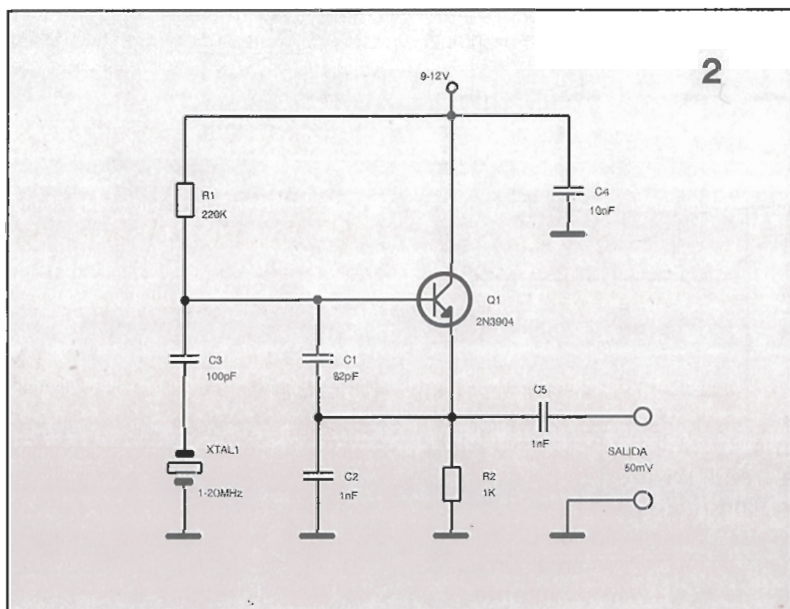


Figura 2. Este es un oscilador de cristal tipo Colpitts para una frecuencia de 1 a 20 MHz. Se puede construir fácilmente con piezas del cajón del "desguace" y el cristal se substituye simplemente.

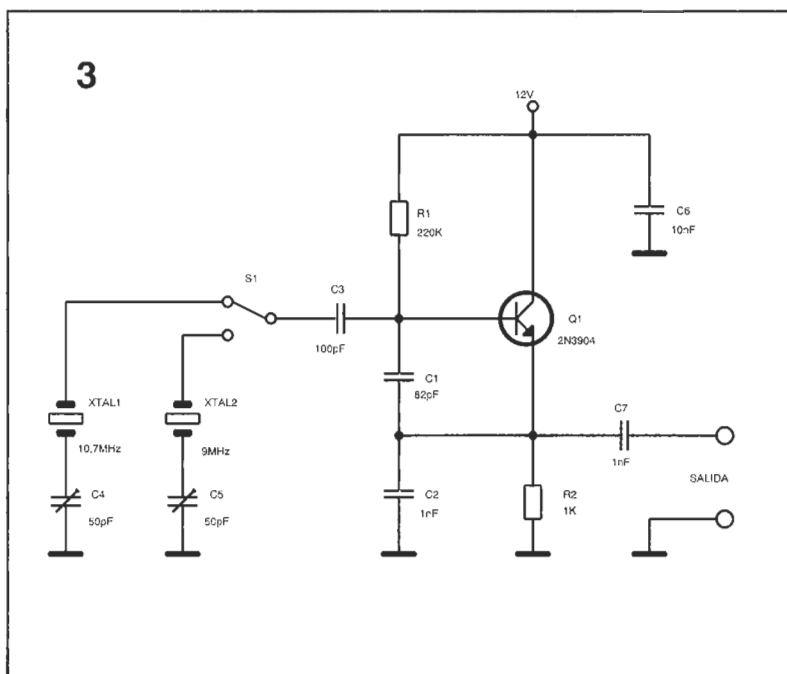
Figura 3. Aquí tenemos un oscilador de cristal Colpitts de dos frecuencias para pruebas de receptores de FM. Esto es sólo una variación del circuito de la figura 2 para mostrar lo flexible que se puede hacer este circuito añadiéndole un conmutador.

Lista de componentes para el oscilador de cristal Colpitts conmutable

Condensadores

C1 = 82 pF, mica plateada o disco cerámico NPO
C2 = 1 nF, mica plateada o disco cerámico NPO
C3 = 100 pF, mica plateada o disco cerámico NPO
C4, C5 = 50 pF, variable
C6 = 100 nF, disco cerámico
C7 = 1 nF, disco cerámico
Otros componentes
Q1 = 2N3904, transistor NPN de baja señal
R1 = 200 K Ω
R2 = 1 K Ω
XTAL1 = 10,7 MHz, cristal
XTAL2 = 9 MHz, cristal
S1 = conmutador SPDT

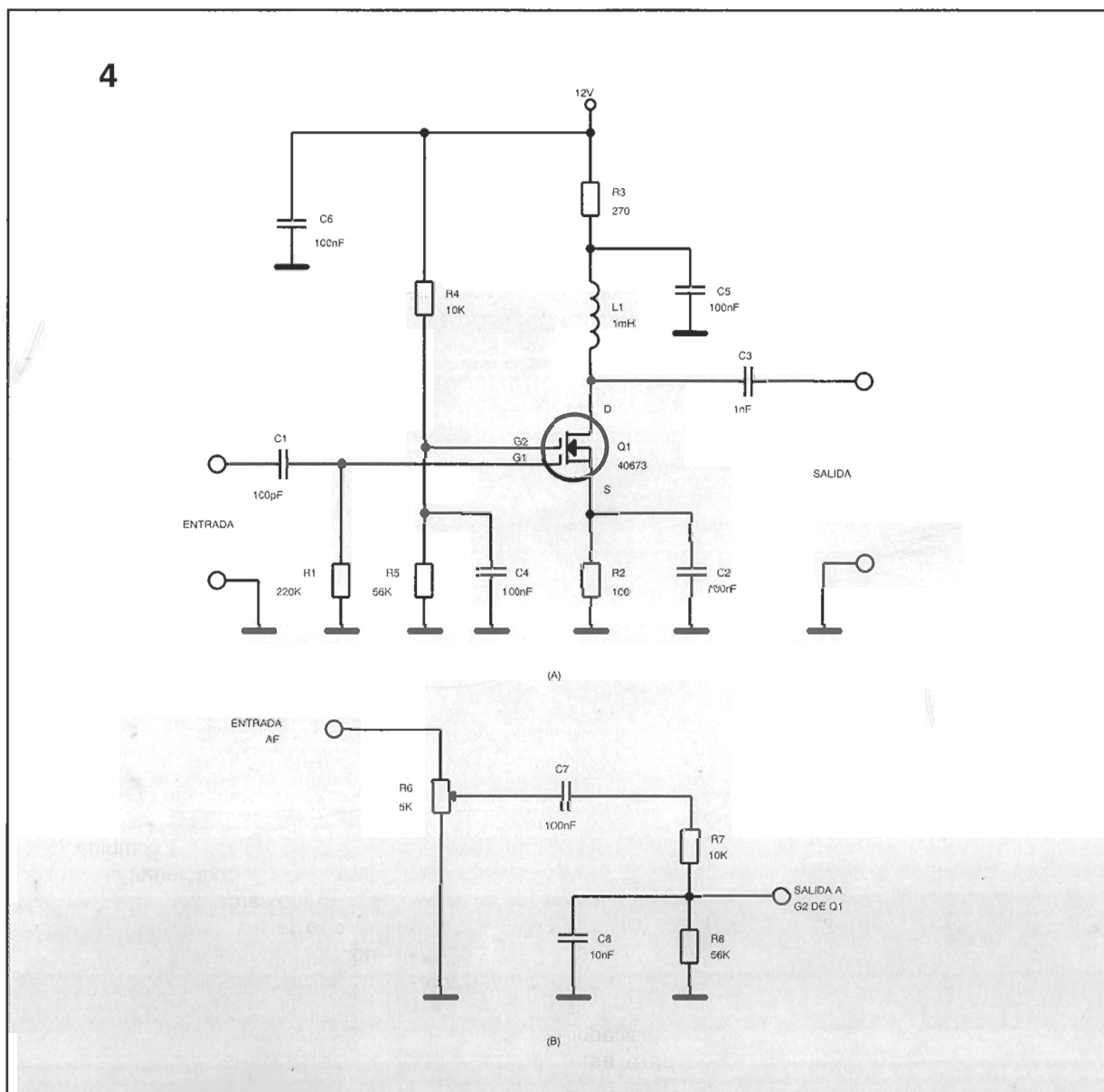
Figura 4. La ganancia del circuito amplificador separador, en A, se puede modular en amplitud reemplazando los componentes de la puerta 2 por los que aparecen en el circuito B.



desacoplo C4 (con un valor entre 10 y 100 nF) está conectado entre el colector y masa. El condensador pone al colector a potencial de masa para las señales de AC para mantenerlo a una relación de tensión de alimentación de 9 a 12 V DC.

La red de realimentación está compuesta por los condensadores C1 y C2. La relación de sus valores ha sido seleccionada para conseguir un razonable nivel de tensión de salida y estabilidad. Estos condensadores junto con C3 deberían ser de mica plateada o disco cerámico NPO. Utilizando este tipo de condensadores evitaremos las desviaciones de frecuencia del oscilador por la temperatura.

El circuito, como se muestra en la figura 2, trabaja a una frecuencia simple, ya que está controlado por cristal. Aunque nos



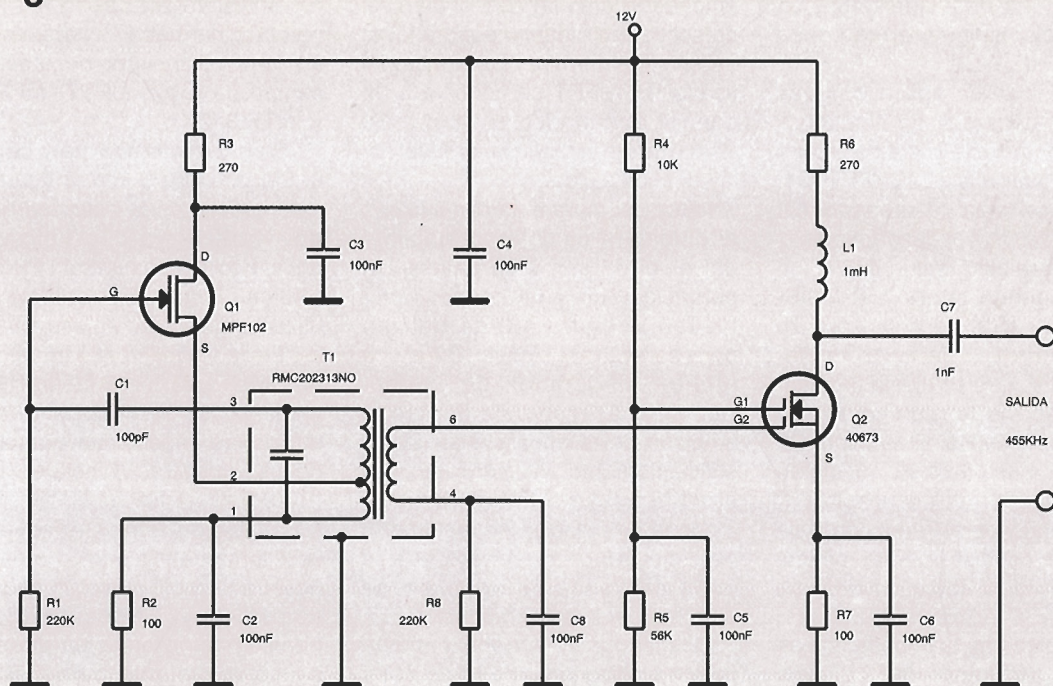


Figura 5. Este circuito generador de señal de FI para AM de 455 KHz, basa su estabilidad de frecuencia en T1.

Lista de componentes del amplificador separador de VHF/UHF

Resistencias

R1 = 220 K Ω

R2 = 100 Ω

R3 = 270 Ω

R4 = 10 K Ω

R5 = 56 K Ω

Condensadores

C1 = 100 pF, disco cerámico

C2, C4-C6 = 100 nF, disco cerámico

C3 = 1 nF, disco cerámico

Otros componentes

Q1 = 40673, MOS-FET de doble puerta

L1 = 1000 μ H, choque

gustaría pensar que el cristal siempre trabaja en la misma frecuencia, las diferencias de capacidad de los circuitos hacen que oscilen a diferentes frecuencias. Si es importante la frecuencia exacta, reemplazaremos C3 por un condensador variable. Por otra parte, conectamos un condensador variable de 50 pF en paralelo con el cristal.

El circuito es popular para la gente que haya tenido que seguir algún problema en receptores de FM. En la figura 3 se muestra un generador de señales que se puede usar para ajustar y probar un receptor de FM común. El circuito básico es el mismo que el de la figura 2, pero el cristal se reemplaza por un par de cristales con un conmutador SPDT. El cristal de 10,7 MHz se utiliza para probar las etapas amplificadoras de FI (ya que 10,7 MHz es la FI estándar de FM). El cristal de 9 MHz se usa para probar el extremo de la banda de sintonía y la precisión de ésta.

Un cristal de 9 MHz nos dará suficientes armónicos en 90, 99 y 108 MHz para comprobar la calibración del extremo inferior,

medio y superior de la banda de sintonía, respectivamente. Podemos observar que el generador de señal no produce ningún tono de audio en la salida del receptor, pero podemos detectarlo por un incremento en la lectura del medidor de recepción.

Amplificador separador de HF/VHF

Se utiliza un amplificador separador para aislar la salida del oscilador de los circuitos que le siguen a lo largo del camino de la señal. Las variaciones en la carga de un oscilador pueden hacer variar ligeramente su frecuencia, de modo que se usa el amplificador para evitar este problema. La figura 4 muestra un circuito para un amplificador separador que puede utilizarse en bajas frecuencias (LF), altas frecuencias (HF) y el extremo inferior de la banda de VHF.

El amplificador que hemos utilizado para esta misión es un MOSFET de doble puerta 40673

(o el NTE-222, que es su sustituto estándar). El MOSFET está conectado en la configuración normal "fuente común". La resistencia de 100 Ω , R2, conectada de fuente a masa, proporciona una pequeña polarización a la fuente. El condensador de 100 nF en paralelo con R2, mantiene a la resistencia con un potencial de masa para las señales de RF, mientras que también mantiene una pequeña tensión positiva de DC, provocada por la caída de tensión en ella.

La tensión positiva de DC de trabajo en el drenador se aplica a través de la resistencia de carga de drenador R3 de 270 Ω y el choque de radio frecuencia de 1.000 μ H L1. El choque tiene una reactancia inductiva que se incrementa linealmente con la frecuencia, de modo que la combinación de R3 y L1 proporciona una impedancia de carga que se incrementa con la frecuencia, trayendo consigo la tendencia del transistor para ofrecer menor ganancia a frecuencias más altas. Esta red de carga de drenador de DC se desacopla mediante un par de condensadores de 100 nF.

Lista de componentes para el modulador amplificador

R6 = 5 K Ω
 R7 = 10 K Ω
 R8 = 56 K Ω
 C7 = 100 nF, disco cerámico
 C8 = 10 nF, disco cerámico

Lista de componentes para el oscilador de prueba y ajuste ñpara FI de 455 KHz

Resistencias

R1, R8 = 220 K Ω
 R2, R7 = 100 Ω
 R3, R6 = 270 Ω
 R4 = 10 K Ω
 R5 = 56 K Ω

Condensadores

C1 = 100 pF, disco cerámico
 C2-C6, C8 = 100 nF, disco cerámico
 C7 = 1 nF, disco cerámico
 Otros componentes
 Q1 = MPF-102, JFET
 Q2 = 40673, MOSFET de doble puerta
 L1 = 1000 μ H, choque
 T1 = 0,64 mH, transformador Toko de 455 KHz RMC-202313NO, TK-1301

Figura 6. La frecuencia de este circuito generador de señal de AM y Onda Corta se sintoniza con un condensador variable, C4, de forma que cubre las dos bandas.

Podemos utilizar condensadores de disco cerámico, de poliéster, o cualquier material que tenga un buen funcionamiento en la banda baja de VHF.

La entrada se aplica a través de un condensador de bloqueo a DC (C1) y la resistencia de puerta R1, a la puerta del MOSFET G1. La salida se toma del drenador (D) a través de un condensador de 1 nF (C3) para bloquear la DC.

La segunda puerta del MOSFET 40673 (G2) se polariza a un potencial de DC de aproximadamente 10 V, que se ajusta mediante el divisor de tensión construido en torno a R4 y R5. El terminal G2 se lleva a masa para AC mediante el condensador de desacoplo C4, seleccionado para tener una baja reactancia capacitiva en la mínima frecuencia de trabajo en relación con R5. En términos prácticos, esto significa que la impedancia de C4 debe ser menor de la décima parte que la resistencia de R5.

Una variación sobre este tema se puede construir mediante la conexión de una red divisora de tensión (R4/R5) a un potenciómetro u otra fuente de tensión variable, en lugar de la fuente de ali-

mentación (como se muestra). La tensión variable se puede usar entonces, como un control de nivel de salida. En algunos generadores de señal, el terminal G2 del amplificador MOSFET se conecta a un control automático de ganancia (CAG) para estabilizar el nivel de la señal de salida.

Otro uso para el terminal G2 es el dirigido a modular la amplitud del nivel de señal de salida. Un potenciómetro y un condensador (véase la figura 4B) se utilizan para conectar el circuito G2 a una fuente sinusoidal de audio. Debemos asegurarnos de que la amplitud de la onda sinusoidal es suficientemente alta para hacer al amplificador no lineal (de otro modo la modulación no resultaría), pero no tanto como para que la onda de salida se aplane y se deforme por la sobremodulación.

Oscilador de prueba y ajuste para amplificadores de FI en AM a 455 KHz

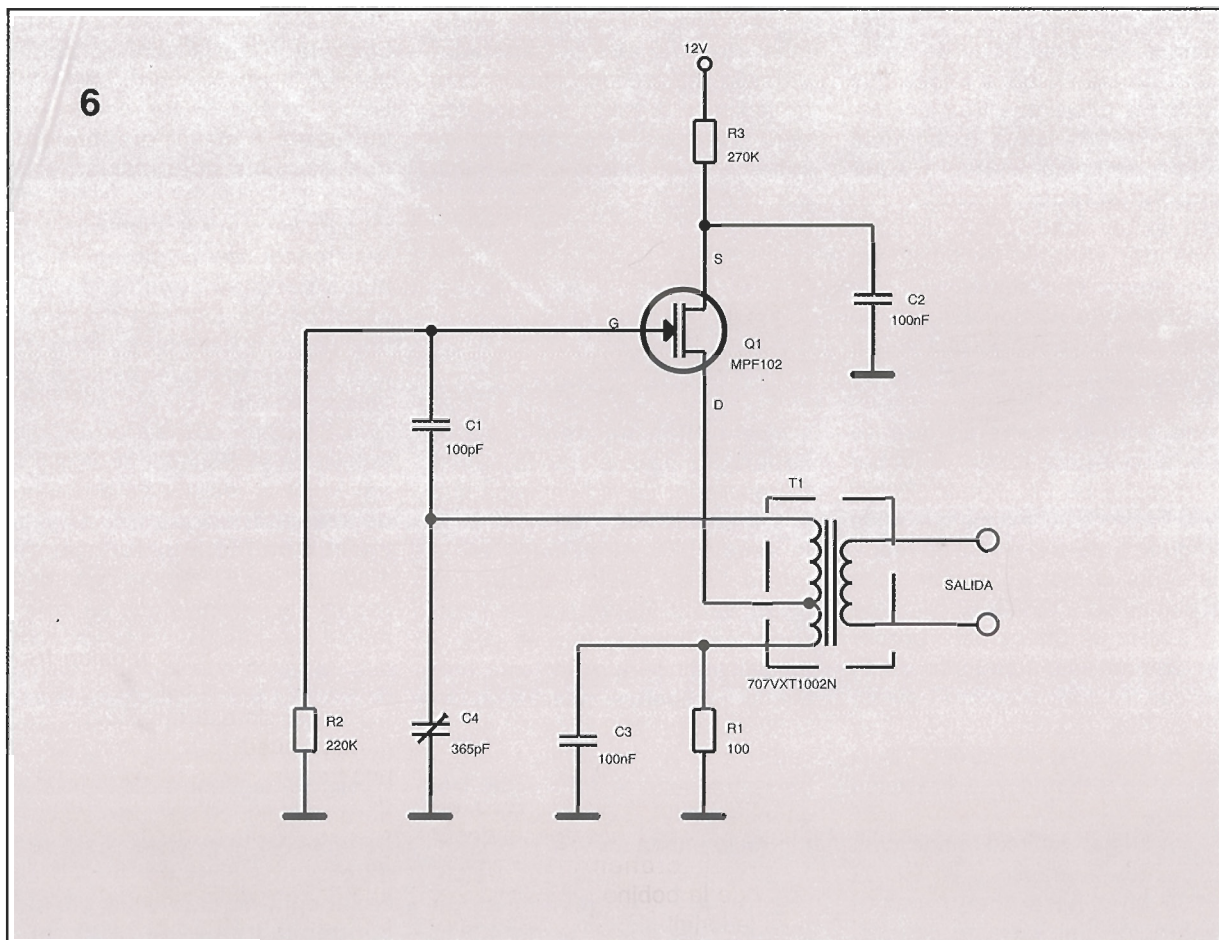
Un moderno receptor superheterodino de AM utiliza un amplificador de FI de 455 KHz (en los receptores de AM de coche se emplean 262,5 KHz). La figura 5 muestra un simple circuito genera-

dor de señales que se puede utilizar para probar, seguir las averías o ajustar la etapa de FI de un receptor normal. El elemento activo es un transistor de efecto de campo de unión (JFET) MPF-102 (o NTE-312).

Como podemos ver, comparando la figura 5 con la figura 1C, este circuito es la base del oscilador Hartley, ya que utiliza una bobina con toma central (T1) en su realimentación. El transformador utilizado para esto es uno estándar de FI de 455 KHz. El transformador tiene una toma central en su primario que se utiliza para adaptar la baja impedancia de colector de los transistores bipolares amplificadores (PNP o NPN), pero nosotros podemos aprovechar esta toma del circuito tanque LC a nuestro servicio como un oscilador tipo Hartley. El secundario del transformador forma un puerto de salida manejable para pasar la señal de 455 KHz a la etapa amplificadora (ver la figura 4 y la explicación anterior sobre este circuito).

Generador de señales para las bandas de AM y Onda Corta

El mismo tipo general de circuito se puede usar para la



Q1 = 2N3904,
transistor de baja
señal
L1 = bobina (ver
texto)
L2 = 100 μ H,
choque

Con o sin esa modificación, el circuito puede ser sintonizado a una frecuencia fija con una tensión de DC, a una frecuencia variable a través de un potenciómetro, o barrer una banda de frecuencia con una señal de diente de sierra de 10 a 60 Hz.

Los amplificadores de válvulas nunca pueden usar los valores de ganancia de bucle abierto que se pueden lograr de forma rutinaria con las configuraciones de transistor más básicas. En el presente artículo mostramos las técnicas del diseño de válvulas para producir un amplificador de potencia transistorizado muy lineal de baja ganancia y banda ancha.

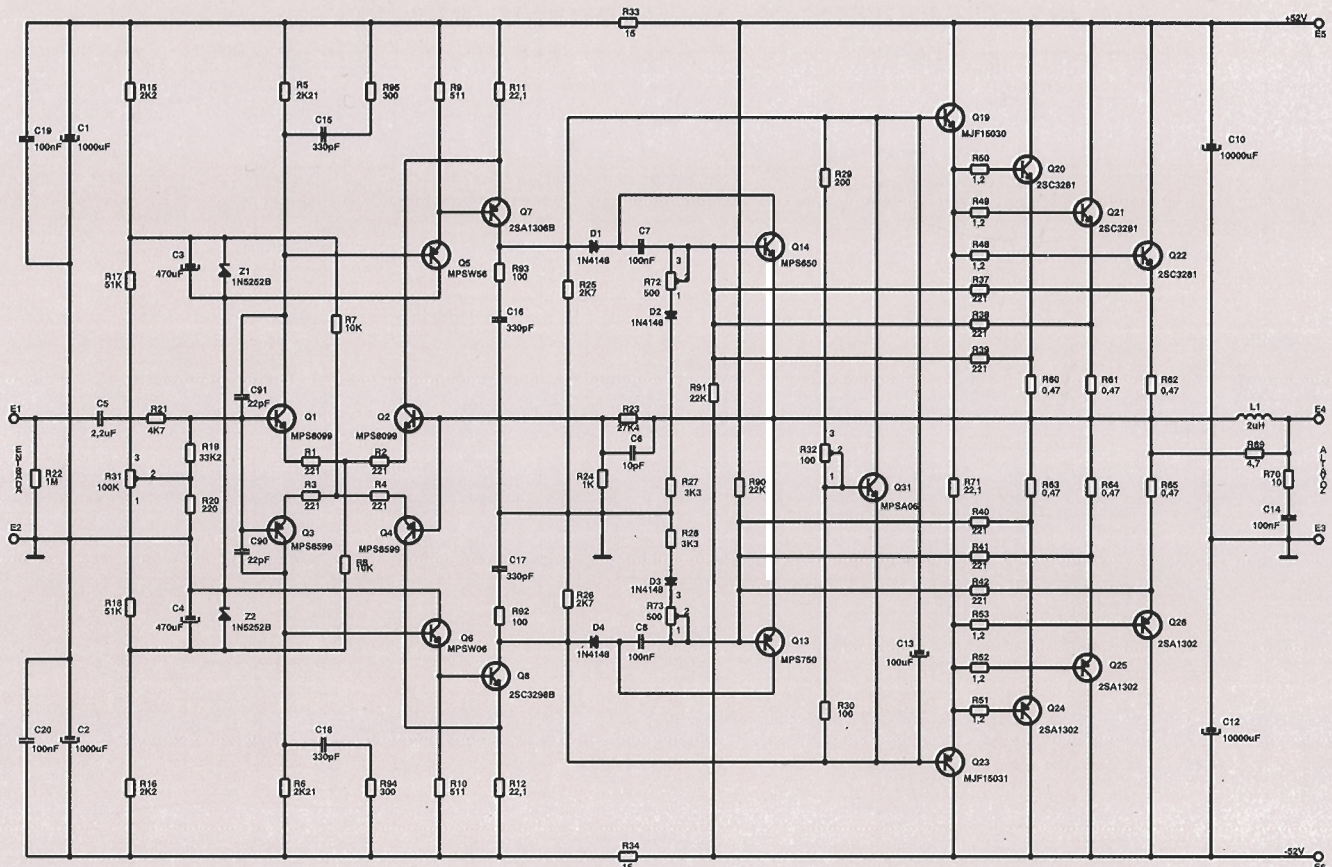
DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE AUDIO DE 200 VATIOS

La mayoría de los diseños de audio de los dos últimos decenios utilizan una elevada cantidad de realimentación negativa para asegurar una baja distorsión armónica de bucle cerrado. Los mayores contribuyentes a este tipo de distorsión son los dispositivos de salida. Otras fuentes se derivan de los "dri-

vers" o mecanismos que preceden a los dispositivos de elevada salida de señal y a las etapas de elevada ganancia de tensión también denominadas etapas de transconductancia.

Un efecto asociado a una elevada ganancia de bucle abierto es que resulta muy difícil lograr un amplio ancho de banda con

dos etapas de ganancia; por lo tanto, la mayoría de estos diseños de elevada ganancia tienen un ancho de banda para bucle abierto inferior a unos pocos kilohercios. Esto significa que se necesita incluso una mayor ganancia que la que se precisa para la banda media (referida a la banda de audio) para obtener una



baja distorsión a 20 KHz en la condición de bucle cerrado.

Una solución es utilizar secciones de ganancia de tensión de bucle abierto más bajas e incrementar el ancho de banda para bucle abierto a 20 KHz. Mejor resultaría, incluso, si se instalasen múltiples dispositivos de salida para mantener la excursión de la corriente baja para cada dispositivo al tiempo que se permanece en un rango lineal de ganancia. Aunque resulte una solución popular, es una solución costosa. Un nuevo par complementario de transistores de salida bipolares fabricados por Motorola, el 2SC3281 y el 2SA1302, muestran un elevado grado de linealidad sobre su rango de corriente especificado; permitiendo que puedan reemplazar a transistores múltiples. El circuito amplificador que sigue utiliza esto. Otros atributos incluyen un amplio ancho de banda para bucle abierto con menos de 25 dB de realimentación negativa.

Baja realimentación, baja distorsión

En la figura 1 se puede ver el diagrama de circuito de un amplificador de 100 vatios. Este diseño comienza con el par complementario MPS8099 y MPS8599 como etapa de entrada. Estos dispositivos están montados como duales diferenciales. Un diodo zener de 24 voltios con resistencias de 10K suministra aproximadamente 1,25 mA de corriente a cada par. Este esquema suministra la suficiente corriente como para asegurar una corriente de polarización lo suficientemente baja como para obtener un cantidad de error de desplazamiento de entrada aceptable.

La segunda etapa de ganancia de tensión, en ocasiones denominada como etapa de transconductancia, está realizada a partir de un par Darlington. Los dispositivos de entrada de los

pares Darlington son EPSW06 y MPSW56 respectivamente. La corriente de reposo es de aproximadamente 3,5 mA lo que, en cambio, ajusta las corrientes de reposo para el 2SC3298B y el 2SA1306B a aproximadamente 50 mA ó 2,4 vatios en cada uno de estos dispositivos. Se necesita un pequeño disipador de calor para mantener bajas las temperaturas de las carcasas. La etapa de transconductancia es cargada tanto por la etapa de salida como por el par de resistencias de 2k7, los cuales ajustan la ganancia en tensión de esta etapa.

Mirando la etapa de entrada y a la segunda etapa, respectivamente, sus ganancias son aproximadamente 18,5 dB y 34 dB, produciendo una ganancia de conjunto de aproximadamente 52 dB. Se utilizan redes de compensación a las salidas de ambas etapas para proporcionar la adecuada ganancia y el adecuado margen de fase para la condición de

Figura 1. Esquema de un amplificador de 100 vatios. La ganancia de bucle abierto es de aproximadamente 52 dB, lo cual restringe la realimentación a menos de 25 dB. Como los amplificadores de válvulas, los cuales muestran unos niveles también bajos de realimentación, éste contribuye a que el amplificador tenga una baja distorsión por intermodulación de transistores y resulta un sonido "limpio". La THD medida es inferior al 0,02% a plena potencia.

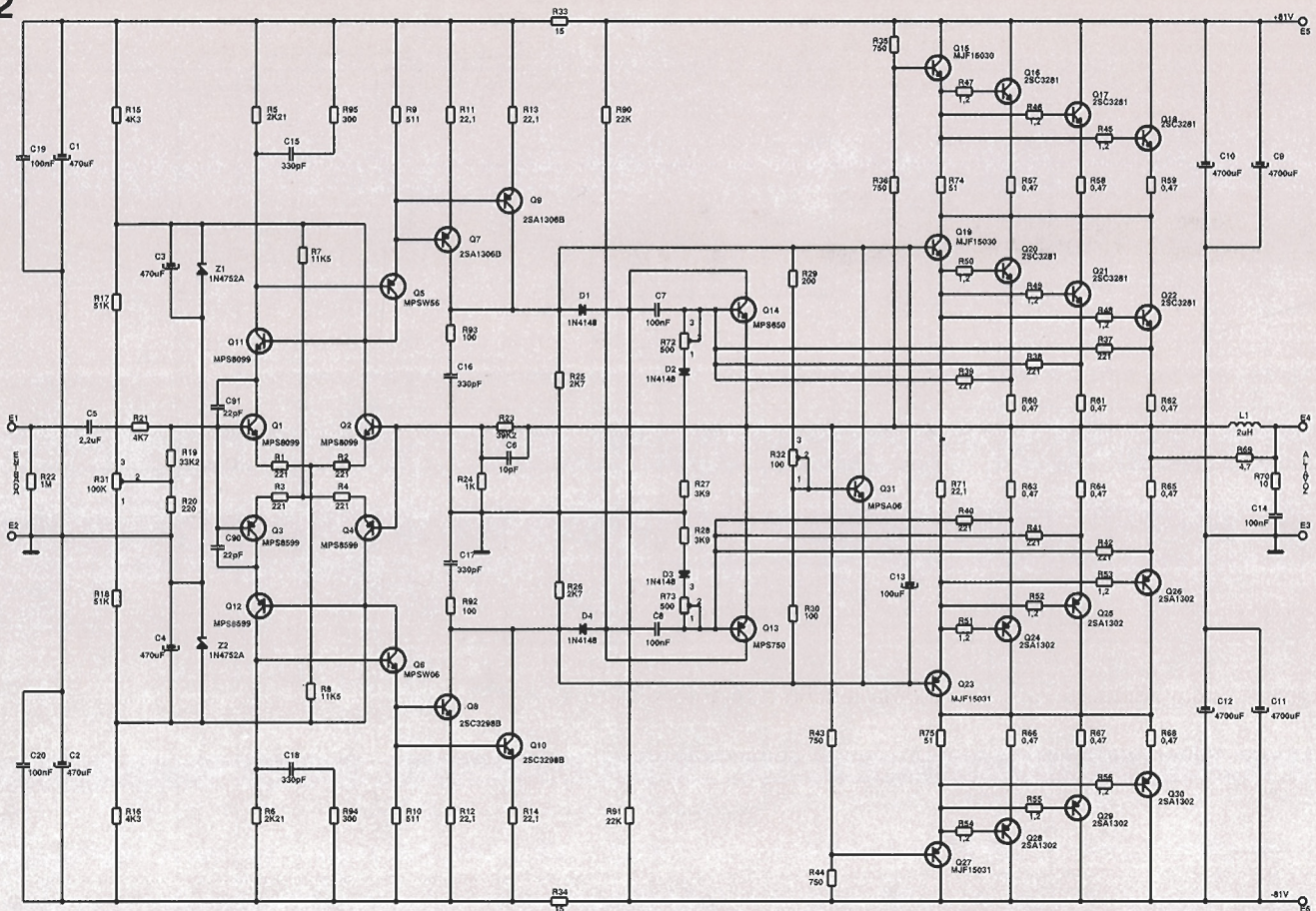


Figura 2, La versión del amplificador de 200 vatios utiliza un árbol de transistores de salida para mantener la excursión de la tensión de pico a través del dispositivo de salida en torno a los 80 voltios, haciendo que el diseño sea casi inmune al fallo por la ruptura secundaria. También hay que destacar que el árbol en cascada en la etapa de entrada limita el desplazamiento de la tensión a través de los dispositivos individuales. No hay prácticamente problemas de distorsión utilizando este esquema de circuito.

bucle cerrado. La ganancia de bucle cerrado del amplificador se encuentra ajustada a 27,8 dB proporcionando una sensibilidad de entrada de 1 voltio.

La etapa de salida tiene una configuración Darlington complementaria. Esta etapa utiliza tres dispositivos 2SC3281 NPN y tres 2SA1302 PNP conectados en paralelo. Estos son controlados por el par complementario compuesto por un MJF1530 y un MJF15031. Los dispositivos de salida están reajustados para 15 A y 200 voltios con una disipación de potencia de 150 vatios. Los "drivers" son transistores de 8 A 150 voltios con una disipación de corriente de 36 vatios. Los niveles de tensión son adecuados para utilizar una fuente de alimentación de 100 voltios nominales. El MPS650 y el MPS750 se utilizan para obtener una limitación de corriente. Los dos dispositivos están pensados para 2 A y producen una excelente

te saturación y características de ganancia a 100 mA.

Doblando la potencia

El diagrama del circuito de la versión de 200 vatios se puede ver en la Fig. 2. Las etapas de ganancia de 200 vatios son muy similares a las del amplificador de 100 vatios con unas pocas diferencias. Debido a las elevadas tensiones de alimentación, se utilizó una configuración en cascada para la etapa de entrada. La porción de desplazamiento de nivel de la cascada se encuentra conectada al zener de alimentación de 33 voltios que se utilizan por las resistencias de corriente de entrada.

Uno de los cambios es el uso de "pre-drivers" paralelos o transistores de etapa de transconductancia. Esto acomoda las necesida-

des incrementadas de corriente para proporcionar a la carga dual de 2K7 y el requerimiento de una mayor corriente de base de la etapa de salida por una mayor tensión de alimentación. El beneficio es un pequeño incremento en la pendiente del voltaje y un incremento en la ganancia de bucle abierto de aproximadamente 4 dB. Esto logra la ganancia extra necesaria para la potencia máxima con una entrada de 1 voltio.

Otro cambio es el uso de una etapa de salida en cascada. Doblando de forma efectiva el número de dispositivos de salida sin incrementar la tensión de funcionamiento, la ruptura secundaria no es un problema. El circuito exterior está controlado por una serie de redes divisoras resistivas conectadas a la entrada del amplificador. Esta red divisora fuerza a la cadena de dispositivos de salida a compartir la tensión y potencia entregada a la carga.

Transistores de salida

Entre las áreas de interés para el diseño se encuentran la tensión de ruptura, disipación de potencia, área de funcionamiento seguro (SOA), linealidad de la ganancia en corriente y f_T . En la actualidad, hay un número limitado de dispositivos complementarios que puedan trabajar a 100 V en encapsulados de plástico. Además, muy pocos de estos dispositivos tienen una buena linealidad de la ganancia en corriente en la zona situada más allá de 1 amperio. La mayoría muestra unos segundos puntos de ruptura que suelen caer entre los 20 y 40 voltios. Estos se pueden clasificar como transistores de 150 vatios, pero funcionando eficientemente solo hasta 40 voltios; punto a partir del cual su capacidad de manejo de tensión cae de forma muy rápida. Los dispositivos de salida seleccionados son el 25C3281 y el 25A1302 que son transistores NPN y PNP que pueden funcionar a 200 voltios, 15 amperios. La disipación de potencia es de 150 vatios para el encapsulado TO-3 PBL que es un encapsulado de plástico para elevada potencia con un orificio de montaje en placa aislado.

El ajuste de los límites de corriente de una etapa de salida no es una tarea sencilla en un amplificador de audio. El cálculo se puede realizar a partir de un

punto de partida, cuyo resultado real se debe hallar mediante experimentación.

Existen dos limitaciones a considerar cuando se trabaja con la capacidad de manejo de corriente de un transistor: la temperatura media de la unión y la ruptura secundaria. En una etapa de salida AB, los dispositivos de salida no se encuentran realmente en la situación de ciclo de trabajo del 50%. La corriente de polarización se necesita añadir a la corriente calculada que la carga pueda representar al dispositivo. A elevadas frecuencias el pico de potencia puede ser considerablemente mayor que la potencia media. A bajas frecuencias la duración que una de las caras de la etapa de salida puede soportar durante una condición de carga puede ser de varios cientos de milisegundos que se aproxima mucho a una condición de CC.

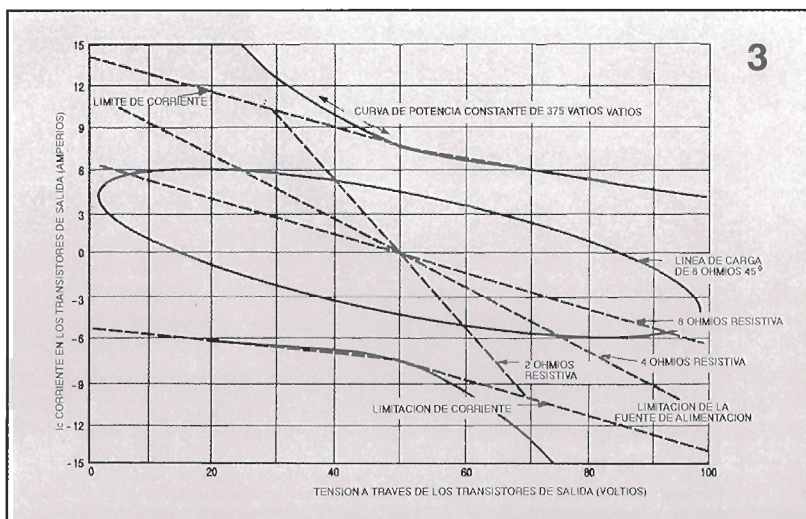
La ruptura secundaria de un transistor puede limitar severamente la capacidad de disipación de corriente del dispositivo. Cuando las tensiones de alimentación de un amplificador son superiores a 100 voltios, los dispositivos de salida están alcanzando sus límites. Mediante la configuración de los dispositivos de salida en serie-paralelo, en lugar de configurarlos todos en paralelo, se puede obtener un incremento en la potencia de salida a partir de un conjunto de dispositivos. Las líneas de carga del amplificador de 200 vatios indican una curva de potencia cons-

tante de 750 vatios, la cual es dos veces la del amplificador de 100 vatios. Existen el doble de dispositivos de salida conectados en una configuración serie-paralelo como resultado de utilizar el mismo criterio de los 125 vatios para cada uno, tal como sucede en el amplificador de 100 vatios. Como cada uno de estos dispositivos no alcanza más de 80 voltios en funcionamiento, la ruptura secundaria no es un inconveniente. Aunque los dispositivos pueden funcionar en una etapa de salida conectada en serie, su funcionamiento es similar a la configuración en puente, pero las prestaciones a baja impedancia se ven disminuidas. Este amplificador tiene su límite de corriente cuando se conecta a una carga de 2 ohmios, mientras que el amplificador de 100 vatios carece de esa limitación.

Necesidades de disipadores de calor

La elección de los radiadores de calor es importante. Aparte de las necesidades de tamaño, forma, factor de forma y apariencia estética, la característica básica es la transferencia de calor. Los disipadores de calor elegidos para estos dos amplificadores son del tipo estándar de aluminio con extrusión en forma de árbol con un peso de aproximadamente 3 Kg/metro. Tiene un área superficial de 80 cm² por cm lineal y una transferencia térmica por convección de 1,8 °C/W por cada pieza de 8 cm. El uso de dos extrusiones de 18 cm en el amplificador de 100 vatios proporciona a la etapa de salida la capacidad de disipar aproximadamente 90 vatios, con un aumento de la temperatura inferior a 35°C por encima de la temperatura de la habitación ($T_A = 25^\circ\text{C}$). Los pruebas que se han efectuado indican que con el amplificador de 100 vatios funcionando a toda potencia, los disipadores de calor permanecen por debajo de los 60 °C. La adición de un ventilador que mantenga un flujo de aire continuo sobre los disipadores de calor permiten que el amplificador trabaje de forma permanente sobre una carga de 4 ohmios.

FIG. 3.- Este diagrama muestra las condiciones de carga para la etapa de salida completa del amplificador de 100 vatios. La línea de carga para una carga de 4 ohmios, a 45°, indica la necesidad de disponer de 6 amperios de corriente de colector, con una caída a 4 amperios cuando la tensión del colector se reduce a 50 voltios. El diagrama también muestra los picos de corriente en las condiciones de menor carga resistiva. La curva de potencia constante mostrada a 375 vatios está dibujada a lo largo de la línea a los que se han puesto los límites de corriente para este amplificador. Si esta potencia se reparte entre tres dispositivos, cada uno de ellos deberá disipar 125 vatios.



Más pantallas magnéticas KEPSTON para la red Europea de Radiotelescopios

Seis años después de montar un juego de pantallas magnéticas en su primer reloj atómico y patrón de frecuencia "masérico" de hidrógeno, científicos de Jodrell Bank (Universidad de Manchester) están tan satisfechos con su rendimiento que han vuelto a acudir a su proveedor original con un pedido repetido para un juego duplicado de pantallas para su segundo "maser" de hidrógeno. Especialistas en pantallas magnéticas, Kepston Q-Fab Ltd. produjo el juego original de pantallas en 1.985. La compañía ha establecido para sí misma una reputación internacional como una de las pocas entidades mundiales capaces de realizar en una sola instalación fabril el tratamiento térmico y las técnicas de elaboración de chapa metálica que se precisan en la fabricación de las pantallas magnéticas. Se lleva a cabo bajo condiciones estrechamente vigiladas en las instalaciones de Kepston un proceso especial de recocido en hidrógeno para asegurar que el material magnético desarrolle las óptimas propiedades magnéticas "suaves".

Pantallas magnéticas para Jodrell Bank

Secuencia atómicos en Jodrell Bank para sincronizar los radiotelescopios con otros telescopios de la EVN (Red Europea de ILBML (ILBML: "Interferometría de Línea de Base Muy Larga"). La EVN abarca radiotelescopios en los Países Bajos, Alemania, Suecia, Polonia, Italia, Francia y la Crimea. Se utiliza para producir imágenes

Quásares y otras fuentes radioeléctricas con una resolución angular del orden de una milésima de segundo de arco.

Para conseguir esto, los patrones de frecuencia de cada observatorio tienen que estar estables dentro de una parte en 10^{14} . Visto como reloj, esto corresponde a un error de un segundo en tres mil millones de años. Esto puede conseguirse sólo, el cual aprovecha la resonancia de hidrógeno a 1.420.405.751,7 Hz muy débil pero uniforme y constante.

Dice George Millage, Presidente Ejecutivo de Kepston Q-Fab: "Nos ha dado enorme satisfacción recibir de una institución científica tan acreditada este testimonio de la eficacia de nuestras pantallas".

Además de las pantallas especializadas para equipos poco usuales como los "maseros", Kepston Q-Fab produce pantallas magnéticas para equipos electrónicos sensitivos tales como los escáneres de cuerpo y los terminales de ordenador, y fabrica también una gama estándar de envueltas de apantallamiento muetálicas de embutición profunda para las aplicaciones electrónicas.

*F. angelet, Medel Cadena
SA, Badal 104-110,
Dpcho 8,
08014 Barcelona
Tel: 3426 7048
Fax: 3431 5697*

GANDALAF amplia las funciones del sistema de gestión de redes de marcas múltiples

EL NUEVO SOFTWARE de gestión de redes LAN con

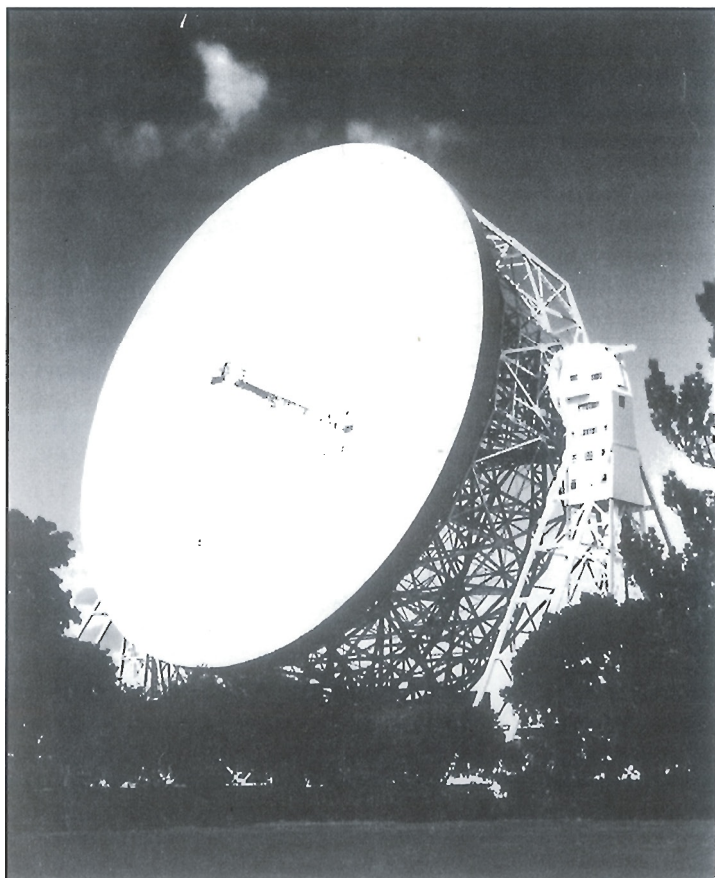
protocolo SNMP/OSI, que ofrece Gandalf-Infotron Internacional, incrementa significativamente la capacidad funcional de su sistema de gescas, por medio del Accss Manager, de UNIX.

El nuevo programa incorpora una opción que se encarga de localizar automáticamente dispositivos conectados a la red, representando su estado y tipo de protocolo en un mapa topológico, eliminando de esta forma las prolongadas tareas que tienen que desempeñar los administradores de redes para dar entrada a datos.

El nuevo software Release 1.2 comprende ampliaciones de Management Information Base (MIB - base de información de gestión) con protocolos SNMP concretos para cada marca, des-

tinados a dispositivos marca ACC, Cabletron, Cisco, Proteon y SynOptics, como también para el concentrador LAN de Gandalf Access Series y productos para la interconexión de redes. Por otra parte, el Access Manager Enterprise Edition ofrece la capacidad de una herramienta estándar de integración MIB de tal modo que los usuarios pueden incorporar MIBs con SNMPs concretos para productos de otras marcas, tales como Wellfleet, Chipcom, 3Com y Ungermann-Bass.

Access Manager Enterprise Edition se encarga de la gestión de redes grandes, con una amplia distribución geográfica y una multiplicidad de segmentos. La versión Domain Edition ha sido concebida para redes con menos de



250 dispositivos gestionados, y tiene un precio más bajo que el de algunos sistemas DOS que ofrecen un número menor de prestaciones y rendimiento inferior.

La prestación opcional de Enterprise Edition, llamada NetworkDiscovery, que se puede obtener con el Release 1.2, es capaz de localizar dispositivos conectados a la red, representando su estado en un mapa topológico, con lo que se facilita la gestión de configuración, mantenimiento preventivo y solución de problemas.

El nuevo programa incorpora, asimismo, un Management Domain Controller (MDC) que permite la interconexión a la red de sistemas múltiples Access Manager. Esta función es recomendable en redes grandes, de amplia distribución geográfica, en las que la seguridad y la eficacia del ancho de banda son consideraciones importantes.

El MDC también facilita la transferencia del control de gestión, determinada por el usuario. Dicha función permite la transferencia automática de la gestión de la red a una ubicación física

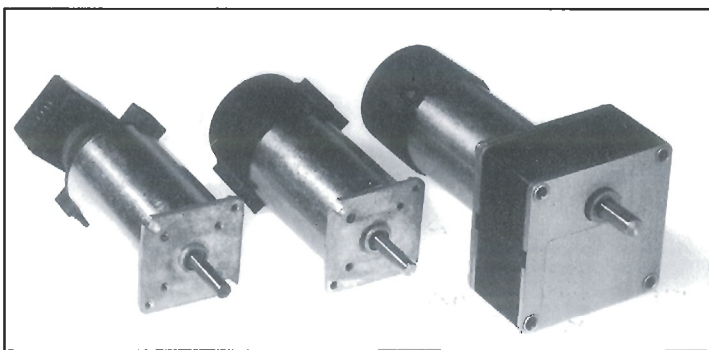
distinta, por ejemplo, a una hora prefijada.

El software Release 1.2 aporta enlaces al sistema de gestión de bases de datos Informix SQL. Mediante un sistema normalizado de gestión de bases de datos, los administradores son capaces de recopilar datos de la manera que más les convenga.

Codificadores Crouzet para motores y motorreductores de corriente continua, motores base 82 800/ 82 810

Adaptables tanto a los movimientos simples como al posicionamiento.

Una resolución de 1,5 y 12 impulsos para el codificador magnético y de 200 impulsos para la primera versión I codificador óptico: los nuevos captadores Crouzet para motores y motorreductores de corriente continua



juegan deliberadamente la carta de la flexibilidad. montados sobre el eje motor o eje motorreductor, suministran una señal relativa a una velocidad o a una posición. Las funciones así constituidas pueden ser integradas en un sistema de regulación o de servomecanismo. El codificador magnético, de concepción Crouzet, es una solución económica y muy fiable; es muy conveniente en particular a los movimientos simples. El codificador óptico manda a otras soluciones, permite trabajar con una precisión elevada. Las adaptaciones para motorreductores están propuestas para los dos productos.

Los codificadores Crouzet asociados a los motores de corriente continua están destinados a la distribución automática, a los paneles publicitarios y al aparellaje médico. Los codificadores a tecnología magnética están disponibles; los de tecnología óptica están disponibles desde el 2º trimestre de 1992.

Tarjeta TOKEN-RING EISA

CIOCE anuncia la disponibilidad de un nuevo adaptador

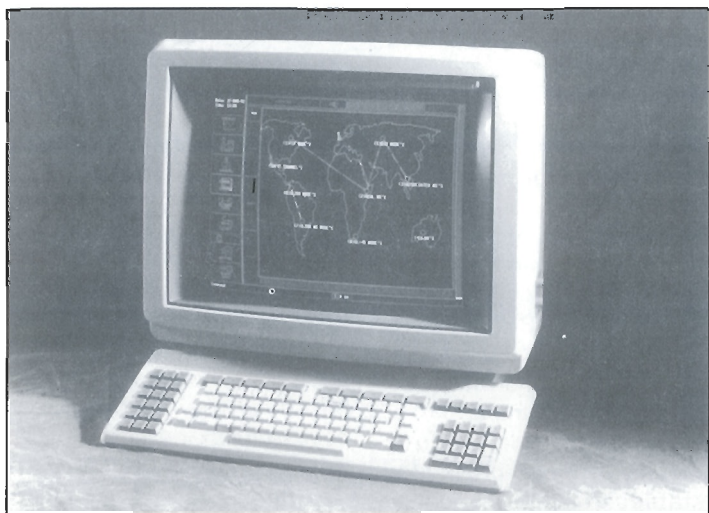
Token-Ring con arquitectura EISA de la firma OLICOM. La nueva tarjeta, la más rápida del mercado, está especialmente diseñada para incrementar las prestaciones de super servidores de ficheros o servidores conectados a múltiples anillos.

El nuevo producto incorpora además del conector estándar para cable apantallado, conector RJ-45 para UTP. Utiliza el bus EISA a velocidad de hasta 32 Megabytes por segundo y permite seleccionar la velocidad de transmisión a 4 ó 16 Mbits/s. su inmejorable diseño permite variar cualquier parámetro de la configuración del hardware sin necesidad de extraerla del slot del PC.

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

Con el adaptador se suministran los drivers para la mayoría de los sistemas operativos, incluyendo Netware, Lan Manager e IBM LAN Server.

OLICOM es una firma líder en el mercado de los productos Token-Ring y está repre-



sentada en España por CIOCE S.A.

Transductor EE22 para la medición de parámetros eléctricos

Cualquier proceso industrial del consumo eléctrico, puede ya ser resuelto fácilmente con el nuevo equipo captador "EE 22" y un INDUSTRIAL MICROCOMPUTER "MIDA 44". el EE22 es un captador de medida de los parámetros de una red trifásica.

A partir de unos transformados 22 parámetros eléctricos que se pueden solicitar, en cualquier momento, a través de su propio RS 485. La relación de tensión e intensidad es programable, lo cual facilita la lectura en las unidades correctas.

Va montado en una caja de plástico preparada para ir colocada a fondo de panel, bien sea mediante tornillos o bien en un raíl DIN simétrico. Está adaptado para conectarlo directamente a la unidad

MIDA 44 de control industrial, almacenando los valores solicitados en unos registros y, a partir de ellos, poder ejecutar un programa de mediciones eléctricas para cualquier línea de procesos. Puede efectuar medidas de:

- Tensión e intensidad de verdadero valor eficaz de las tres fases.
- Potencia activa de las tres fases.
- Potencia inductiva y capacitativa de las tres fases.
- Energía activa, inductiva o capacitativa.
- Frecuencia y cos "fi".

Tiene una gran precisión de medida, con un margen de 0,5% sobre las lecturas de tensión e intensidad y de 1% sobre las lecturas de potencia. Este transductor EE22 cuenta con un microprocesador de 16 bits que trabaja a una frecuencia de reloj de 20 MHz, lo que le confiere una velocidad adecuada para mediciones muy precisas. El microprocesador lleva un circuito watchdog (supervisor) que controla en todo momento el funcionamiento correcto del equipo y, en caso de anomalía, provoca un reset para inicializar el sistema.

RAYNET recibe un importante pedido de la DEUTSCHE BUNDESPOST TELEKOM

La Red Telefónica Alemana toma medidas para la creación de una infraestructura de telecomunicaciones con sistemas de fibra óptica en los Nuevos Estados de la Zona Este.

La DBP Telekom ha seleccionado a Raynet Corporation a través de su subsidiaria Alemana, Raynet GmbH, para instalar su sistema de fibra óptica en el bucle de abonado (FITL) LOC-2i™ y dar servicio telefónico y de TV por cable, opcional, a aproximadamente 48.500 viviendas en las ciudades Alemanas de Brandenburg, Dresden-Cotta, Gera, Grevesmühlen y Hoyerswerda. La orden de pedido de la DBP Telekom para la primera fase del proyecto para 1993 está valorada en 100 millones de dólares. El hardware y software suministrado por Raynet ha supuesto un 40% de la adjudicación.

Raynet fue una de las cuatro compañías seleccionadas por la DBP Telekom para comenzar el despliegue de los sistemas FITL. La primera fase de la instalación consiste en dar servicio a 200.000 viviendas aproximadamente. Raynet comenzará la instalación de sus sistemas LOC-2i a principios de 1993 y entrarán en funcionamiento en diciembre de este mismo año.

Deutsche Bundespost Telekom es la compañía portadora de telecomunicaciones más grande de Europa.

Raynet ha nombrado a Krone AG, Berlin, proveedor establecido de la DBP Telekom con instalaciones en

los estados de la zona este, como el mayor subcontratista para la instalación del trabajo.

"Las redes de cobre de larga distancia ya han sido sustituidas por tecnología de fibra óptica", comentó Jacques de Labry, Presidente de Rayneon. "El siguiente paso que deberán seguir los países, clave para su futura competitividad, es la sustitución gradual de sus redes locales por fibra óptica, lo que posibilitará una amplia gama de nuevos servicios para el público en general. Esto es lo que se está haciendo en Alemania con este proyecto y estamos muy satisfechos de tomar parte en esta apuesta por el futuro". La selección de Raynet para este proyecto culmina una relación de cuatro años con la BPD Telekom, con los que ya hemos realizados tres ensayos con fibra óptica en Alemania.

El proyecto de DBP Telekom, anunciado en noviembre de 1991, creará una nueva infraestructura de telecomunicaciones en importantes zonas de los estados de la nueva Alemania oriental con sistemas de fibra óptica que pueden proveer: servicio de telefonía, televisión por cable y servicios de datos a alta velocidad tales como RDSI (red digital de servicios integrados). Las fases subsiguientes previstas para 1994 y 1995 alcanzarán un total de 1.200.000 viviendas.

Sistema FITL LOC-2i de Raynet

El sistema LOC-2i se caracteriza por una arquitectura de red óptica pasiva (PON), en la que cientos de señales telefónicas se transmiten a través de unos pocos cables de fibra óptica a la red local. A continuación, la señal se divide pasivamente (sin costosos equi-



pos y se transmite a unidades de terminación de red óptica (TRO) situadas cerca del local del abonado. La TRO divide nuevamente la señal y la distribuye a varias viviendas o apartamentos. Gracias a la mínima utilización de costosos elementos electrónicos y al reparto del coste de los cables de fibra óptica y componentes electrónicos entre cientos de abonados, el sistema LOC-2i minimiza el coste instalado de los servicios telefónicos actuales, al tiempo que instala fibra óptica de gran capacidad para las aplicaciones futuras.

El sistema LOC-2i del proyecto Alemán está capacitado

para dar servicio de telefonía, TV por cable y RDSI desplegados a través de cable de fibra óptica de gran capacidad para las aplicaciones futuras.

El sistema LOC-2i del proyecto Alemán está capacitado para dar servicio de telefonía, TV por cable y RDSI desplegados a través de cable de fibra óptica que terminan en las aceras (postes, fachadas o pedestales) o en las paredes interiores del edificio en el caso de bloques de viviendas. El Sistema de Video de Raynet instalado en la primera fase soportará el espectro de los canales de TV por cable de Telekom en su totalidad y puede ser puesto al día para

incrementar el número de canales y ampliar el ancho de banda que será necesario para los futuros servicios de vídeo, tales como la televisión de alta definición (HDTV).

Sistema de Operación y Mantenimiento, iRIDES

El sistema LOC-2i de Raynet es controlado y mantenido a través del sistema de operación y mantenimiento iRIDES™ software (OSS), la versión Europea RIDES® está ahora en ensayos de evaluación por seis de las siete compañías Regional Bell. RIDES ha sido también seleccionado por otros cuatro suministradores Norte Americanos para manequipo de bucle local permo que las compañías telefónicas suministren, mantengan y controlen el servicio automáticamente desde un emplazamiento centralizado, lo que evita la necesidad de llamadas de servicio e intervenciones manuales, al tiempo que reduce la espera de puesta en servicio a los abonados.

Ensayos de Raynet

La primera aplicación del sistema conjunto de telefonía y CATV de Raynet fue instalada en la red DBP Telekom en Colonia, Alemania, España, Suiza, Reino Unido y 10 pruebas en EE.UU.

Raynet Corporation desarrolla, fabrica y vende en todo el mundo sistemas de fibra óptica, de recursos compartidos y bajo coste, para distribución de voz y vídeo en el bucle de abonado. Fundada en 1987, Raynet es una filiar de Raychem Corporation. La oficina central en los Estados Unidos de Raynet se encuentran en Menlo Park, California; lopa se encuentra en Kessel-Lo, Bélgica y la oficina central de Raynet GmbH se encuentra en Bonn, Alemania.

Oscilador en miniatura que proporciona 1,4 VA de salida para la excitación de transductores

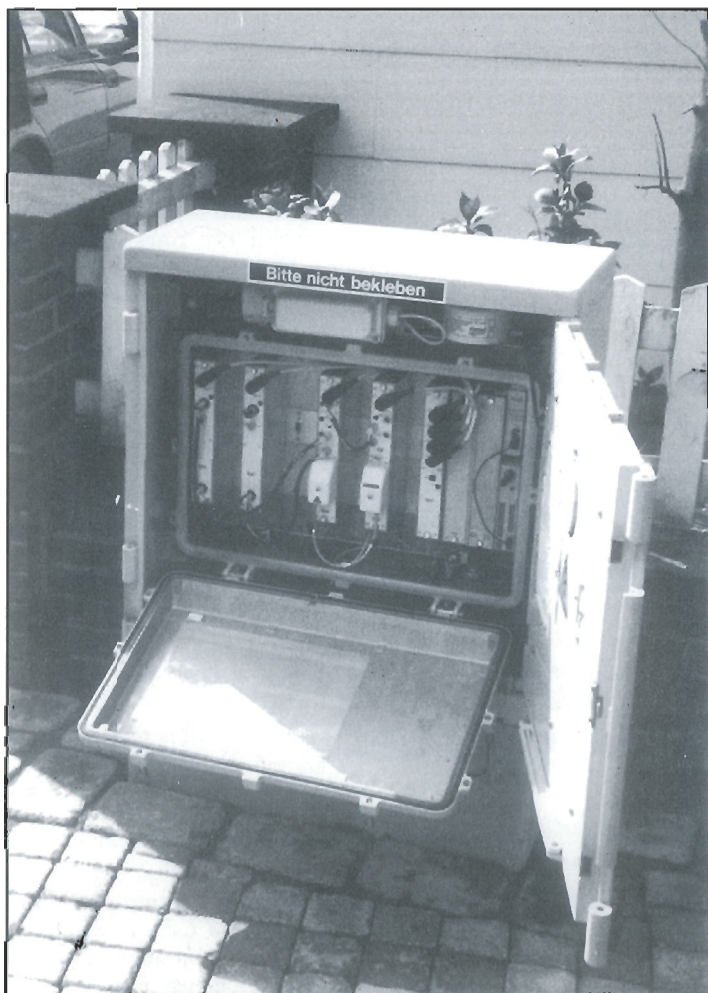
El nuevo oscilador de cuadratura en miniatura OSC-15802 de DDC, contenido en un conjunto cerámico herméticamente sellado y que mide solamente 1,0 x 0,8 x 0,2 plg, es capaz de suministrar una potencia de salida de 1,4 VA. El oscilador se ha diseñado para utilizarlo como fuente de excitación de CA con transductores electromecánicos tales como sincros, resolvers, LVDT e Inductosyn.

El OSC-15802 proporciona salidas de cuadratura de 90° fuera de fase que los hacen ideales para comunicar energía a las entradas de señal y de referencia de Inductosyn tanto rotatorios como lineales.

La frecuencia de salida del oscilador se puede programar entre 400 Hz y 10 KHz con cambiar simplemente dos condensadores externos. La unidad proporciona una salida de 215 mA a 7 voltios eficaces que se mantiene entre los límites de temperatura de -55°C a +125°C. La salida de voltaje se puede graduar con una sola resistencia.

El conjunto de 18 clavijas va herméticamente sellado y la versión Mil-Std-883B es operativa.

Anatronic S.A.,
Avenida de Valladolid 17,
28008 Madrid
Tel: 1-542 4455,
Fax: 1-248 6975



ORCAD VST

Pedro García Guillén
ISBN 84-283-1951-0
399 págs. 17 x 24 cm.
Editorial PARANINFO

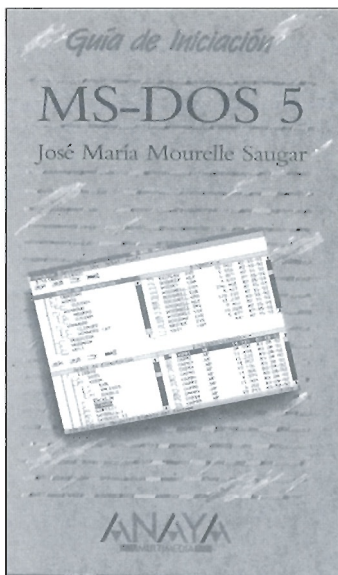


miten adquirir un manejo notable del programa.

La obra incluye un disquete de demostración que facilita el aprendizaje del programa a través de los ejemplos contenidos en la misma. Los esquemas de los circuitos analizados se encuentran en el directorio DESIGN, y se distinguen por la extensión ".SCH". Con la versión reducida de SIMULATE, contenida en este disquete, no se pueden simular los diseños "T8RL.SCH", "MULTI.SCH", ni ningún otro diseño que contenga más de 80 nodos.

MS-DOS 5

Guía de iniciación
Jose María Mourelle Saugar
ISBN 84-7614-395-8
180 págs. 12 x 20,5 cm.
Editorial ANAYA



No haga ningún caso si algún conocido le comenta que es harto difícil pues, generalmente, le intentará convencer abrumándole con una retahíla de términos que, seguro, le resultarán incomprensibles; como un vendedor de ordenadores que intentará convencerle para comprar una máquina diciéndole de corrido que es un 386 a 25 Mhz, 1 Mb de memoria, 80 Mb de disco duro, con una unidad FD de 3 1/2 y otra de 5 1/4, y un monitor VGA 1024 x 768, y demás atributos

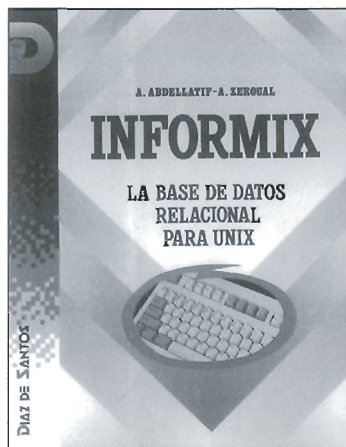
que harían menguar a los del caballo de Espartero.

Después de dar el primer paso, que consiste como es obvio en comprar el aparato, viene el segundo peldaño de esa escalera tan larga, en el que se puede ver escrito "Y esto como se come". No obstante, lo más importante es saber las partes de que dispone un ordenador y cómo comunicarse con él. Después viene lo más peliagudo que se solucionará mediante una respuesta satisfactoria a la pregunta sobre cuál sea el artilugio que hace funcionar el cacharro. Lo que hace funcionar el ordenador es el sistema operativo (no se deje impresionar por estas palabras) que, en el caso que nos ocupa, se trata del MS-DOS. El MS-DOS es el encargado de controlar las órdenes que nosotros le damos a través del teclado y las procesa a gran velocidad; cuando las ha terminado de procesar, nos transmite mensajes a través de la pantalla comunicándonos si la tarea que se le ha encargado ha finalizado con éxito o no. En definitiva, es como un guardia de tráfico que se encarga de poner orden en una calle atascada.

Aprender a utilizar un ordenador es una tarea relativamente sencilla.

INFORMIX

La base de datos relacional para UNIX
A. Abdellatif
A. Zeroual
ISBN 84-7978-029-0
292 págs. 18,5 x 24 cm.
Editorial DIAZ DE SANTOS



Los años 80 han estado particularmente marcados por la proliferación de sistemas relacionales. Efectos de la moda en unos casos, respuesta a las necesidades reales en otros, estos sistemas han determinado que se imponga como núcleo de los sistemas de información de las empresas. Este dominio de los sistemas relacionales pone fin a una treintena de años durante los cuales fueron propuestas, y ensayadas, diferentes aproximaciones para manejar el capital de información de las empresas, un capital que toma cada vez más amplitud e importancia.

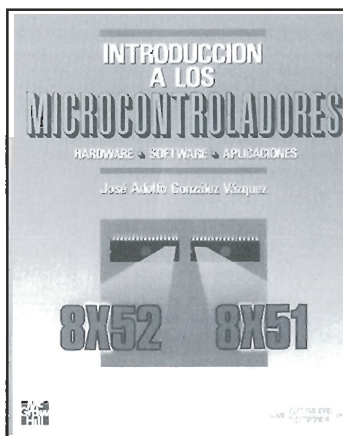
El objetivo de este libro es presentar de un modo suficientemente detallado el SGBD, el cual se destaca en estos últimos años en el entorno Unix: el SGBD Informix.

Después de una presentación general de los principios fundamentales de las bases de datos relacionales, y de la gama de productos Informix, el acento será puesto en particular sobre Informix-SQL, la herramienta de desarrollo de aplicaciones a base de menús.

Este libro se dirige especialmente a las personas con capacidad de decisión que desean informaciones que les permitan evaluar el producto y compararlo a otros SGBD. La primera parte podría ser suficiente para estos lectores. También va dirigido el libro a los desarrolladores y usuarios de Informix que deseen tener un primer contacto con el producto. Todos ellos encontrarán en las páginas de esta obra los datos que les permitirán descubrir las posibilidades del producto. Los capítulos 2 y 3 serán útiles a los lectores que no posean una cultura suficiente de bases de datos relacionales. A los estudiantes y profesores que utilicen Informix como base de aprendizaje de las técnicas relacionales, y especialmente del lenguaje SQL. Los numerosos ejemplos que acompañan a cada concepto y posibilidad de Informix, facilitarán la tarea de estos lectores.

Introducción a los Microcontroladores

José Adolfo González Vázquez
ISBN 84-7615-803-3
292 pág. 18,5 x 23,5 cm
Editorial McGRAW-HILL



El libro expone, con un enfoque eminentemente práctico, los principios de diseño de sistemas automáticos activados por microordenadores, y enseña a manejar las "herramientas" necesarias para poder desarrollar las aplicaciones generales alrededor del microordenador.

Todos los ejercicios que incluye el libro pueden ser ejecutados y probados manejando programas simuladores que las propias casas de desarrollo de sistemas suministran para el entrenamiento de los técnicos y depuración, dentro de ciertos límites, de los programas.

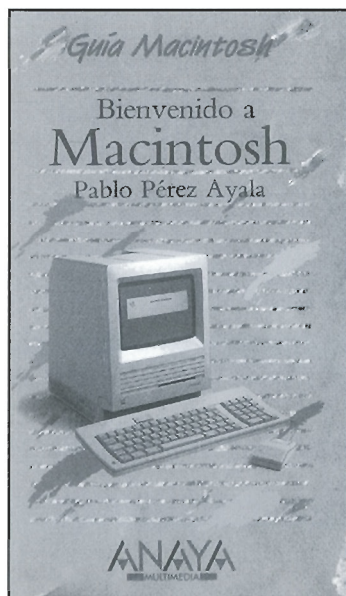
Este libro está escrito teniendo como modelo la última generación de microcontroladores de 8 bits del fabricante INTEL. Su importancia viene avalada por los muchos fabricantes que le han incorporado a su catálogo en segundas fuentes, lo que garantiza que se podrán encontrar repuestos en cualquier parte del mundo. Otra de las razones por las que los autores debieron elegir este modelo fue la conveniencia de los estudiantes a los que iba dirigido (estudiantes del Módulo de Nivel III de Sistemas

Automáticos y Programables, SAP), que se habían formado en los microprocesadores 8086, 80286, etc., del mismo fabricante.

El deseo de muchos técnicos identificados con esta área de la tecnología del desarrollo de sistemas es mejorar la formación de esta especialidad en los centros de enseñanza, que los fabricantes hagan un esfuerzo por disminuir los precios de las herramientas de diseño (naturalmente que la incorporación de técnicos a esta especialidad de la microelectrónica contribuirá favorablemente a lograr este objetivo), y que estas herramientas sean flexibles para ser capaces de adaptarse al mayor número de fabricantes de microprocesadores y microcontroladores.

Bienvenido al Macintosh

Guía Macintosh
Pablo Pérez Ayala
ISBN 84-7614-389-3
360 págs. 12 x 20,5 cm.
Editorial ANAYA



No echemos las campanas al vuelo precipitadamente, ni hagamos una excesiva propa-

ganda del Apple. Es cierto que el particular diseño del SO del Mac hace de él una máquina tan potente como fácil de usar, pero esta mezcla de potencia y sencillez tiene sus peligros. Una cosa es que se precise poco esfuerzo y comprensión de los intrínquilos del sistema para sacarle jugo, y otra muy distinta que no se precise ninguno.

Ultimamente se ha extendido la idea de que para trabajar con un Mac sólo es necesario enchufarlo y pulsar los botones del ratón. Y es cierto. Pero también es verdad que hay que saber dónde debe colocarse el indicativo del ratón para después pulsar sus botones. Y si, realmente, quiere obtener de su Mac todo lo que puede darle, es conveniente meter las narices un poco más en profundidad: aprender algo acerca de los tipos de letra y su manejo; de los INIT o extensiones del sistema, esas maravillosas utilidades que pueden ser fuente de satisfacción o de problemas; y de tantas y tantas "pequeñas" cosas que están ahí, a su servicio, esperando sólo que las descubra y las utilice.

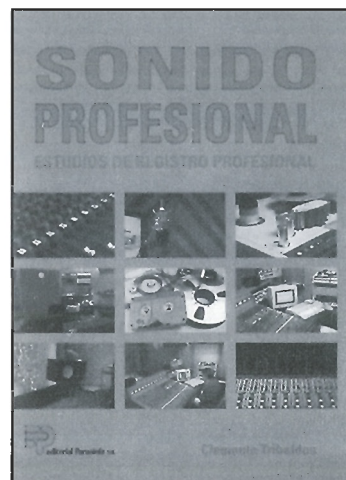
Este es el propósito de esta guía: llevarle de la mano en un recorrido a través de ese gran almacén de sorpresas que es su Mac.

Esta guía está escrita pensando especialmente en aquellas personas que no tienen (ni tienen por qué tener) la menor base informática. Por esta razón, los autores han puesto el mayor cuidado al introducir términos de la jerga informática, marcándolos en cursiva la primera vez que aparecen en el texto, junto con su explicación.

Por otra parte, tampoco se ha descuidado a los lectores que, poseyendo una cierta base, busquen en la guía un conocimiento un poco más profundo de los vericuetos del Mac. Para aquéllos, a lo largo del texto, hay una serie de "secciones avanzadas" que están en cursiva y serán reconocibles por el símbolo que acompaña estas líneas.

Sonido profesional

Clemente Tribaldos
ISBN 84-283-1880-8
587 págs. 17 x 24 cm.
Editorial PARANINFO



La experiencia, dedicación y profesionalidad de un grupo de técnicos e ingenieros altamente especializados en la técnica de grabación de sonido, ha hecho posible la presente publicación, que logra ofrecer en un sólo volumen todo cuanto se relaciona con las nuevas tecnologías introducidas en los equipos de sonido y registro profesionales de un estudio de grabación moderno.

La obra trata con toda la amplitud requerida el desarrollo, instalación y perfeccionamiento de las técnicas que intervienen en este campo, entre otros:

- * Física del sonido
- * Acústica, acondicionamiento de recintos
- * Consolas de mezcla. Sus técnicas.
- * Sistemas múltiples de grabaciones
- * Altavoces. Monitorizado.
- * Discos, casetes y compactos.
- * Programas educacionales de sonido.
- * Estudios en España y en Europa.

Todo ello profusamente reforzado con ilustraciones fotográficas sobre grandes equipos en el campo musical; estudios de tipo medio; características, útiles; prestaciones de equipos similares a los profesionales, pero a un coste más reducido, etc.



ELECTRONICA
E INFORMATICA

MILD-MAC, S. A.

INGENIEROS DE DISEÑO ELECTRONICO
ESTUDIO Y DESARROLLO
DE PROYECTOS DE ELECTRONICA,
REDES Y COMUNICACIONES
PLANIFICACIONES INFORMATICAS,
ACCESORIOS

Canarias, 30, 1.º B - P-8 Tel. 527 77 70
28045 MADRID Fax. 527 34 91

A P T MILD S.L.



SERVICIOS TELEFONICOS Y PUBLICIDAD

- ★ DESARROLLO Y PLANIFICACION DE IDEAS PUBLICITARIAS
- ★ VIDEO PUBLICITARIO, INDUSTRIAL Y PRESENTACIONES

NUEVO:

- ★ APARTADO TELEFONICO Y...
- ★ CORREO ELECTRONICO PARA CORPORACIONES DE PROFESIONALES, EMPRESAS Y PARTICULARES

Canarias, 30, 1.º B, Pul 8 Tel.: 527 77 70
28045 MADRID Fax.: 527 34 91

INDUSTRIAL
ELECTRONICA
RAFE

Jorge Juan, 57
ANTES ACTIVOS Y PASIVOS
ANTENAS

**ANUNCIESE
POR MODULOS
INFÓRMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD
TFNO.: (91) 329 29 23**

ELEC.
PUENTE, S. A.

¿LE INTERESA LA ENERGIA SOLAR?

El Centro de Estudios de la Energía Solar (CENSOLAR), primer Centro europeo de formación técnica en la especialidad (*), anuncia la apertura del plazo de admisión de solicitudes para el nuevo curso de cualificación profesional conducente a la obtención del DIPLOMA de:

PROYECTISTA INSTALADOR DE ENERGIA SOLAR

(Autorizado por el Ministerio de Educación y Ciencia, O.M.26-III-82)

El curso, que se imparte totalmente en régimen de ENSEÑANZA A DISTANCIA, contiene toda la información actualizada necesaria para especializarse en uno de los sectores con mejores expectativas de desarrollo, y está orientado a la formación técnica en las aplicaciones prácticas de esta forma limpia de la energía.

Requisito único:

Poseer un nivel general de formación técnica medio, no siendo necesario haber cursado estudios previos en la materia.

*Para obtener información
completa, programa detallado
e impresos de solicitud, los
interesados pueden dirigirse,
preferentemente por escrito, a:*

Solicitudes telefónicas: (95) 427 81 58
Solicitudes por Fax: (95) 428 00 14



CENSOLAR

Avda. República Argentina, 1
41011 SEVILLA

(*) Servicio concertado con todos los países de la CEE.

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	Anunciantes	Pág.
	Activox.....	82
	Apt.....	81
302	Coelma.....	11
	Censolar.....	81
281	Data fax.....	57
212	Elecon.....	82
283	Electrónica Alvarado.....	82
258	Electrónica Puente.....	82
215	Electrosón Madrid.....	82
	Española de Equipos Electrónicos.....	82
	Mild Mac.....	81
276	Paraninfo.....	31
223	Quero Hermanos.....	9
282	Roan.....	82

ANUNCIESE POR MODULOS

INFORMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD
TFNO. (91) 457 69 23

ESPañola 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



**ELECTRONICA
PUENTE, S. A.**

C/ LINNEO, 21 (Junto Puente Segovia)
TELEFS. 265 86 21 - 265 86 23
28005 MADRID

COMPONENTES ELECTRONICOS

**SERVIMOS A DOMICILIO Y A
PROVINCIAS, EN EL DIA. PRECIOS
ESPECIALES PARA TALLERES,
ESCUELAS Y PROFESIONALES**

**lacti
vox** **ACTIVOX**



SOLDADOR A GAS

Totalmente autónomo equivalente a uno eléctrico de 60W. Temperatura ajustable, la carga de gas dura 90 minutos y se recarga igual que un encendedor. Se suministra en un práctico estuche de 230 x 80 x 36 mm que incorpora: Punta 2mm, punta de aire caliente para cortante para plásticos y poliuretano, punta especial para SMD, esponja limpiadora, soporte de seguridad y cápsula de encendido.

Referencia 26651N-V P.V.P. 5.000

PIDALO AHORA

**¡NUEVO! ELECTRO-CATALOGO,
CON MAS DE 100 PAGINAS CON LO
MAS INOVADOR.**

ENVIO CONTRA

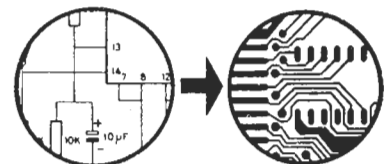
REEEMBOLSO DE 500 PTAS.

FELIX APELLANIZ, 13

TLF.: (942) 88 19 77

39300 TORRELAVEGA

CANTABRIA



- PROYECTOS
- DISEÑOS COMPLETOS DESDE CUALQUIER DOCUMENTO
- FABRICACION CIRCUITOS IMPRESOS: PROTOTIPOS Y SERIES.



ELECTRONICA INDUSTRIAL OFICINAS Y TALLERES
MOLINA 39, TELF. (91) 315 18 54 - 315 18 95
28029 - MADRID

Electrónica ALVARADO

COMPONENTES ELECTRONICOS

Gran surtido en semiconductores

TRANSFORMADORES
TRANSISTORES
DIODOS
CONDENSADORES

INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS

Calle JAEN, n.º 8
(Metro Alvarado)
Tel.: 233 08 27
28020 MADRID



ELECTROSON
MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

TEL. 431 14 80*
FAX 576 03 75

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

- COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS
- KITS DE MONTAJES

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléf.
472 28 29*
472 92 74

ELECTRONICA

650 ptas

fácil

Nº 2 Octubre 1988

CURSO DE AUDIO
El Amplificador
de potencia

QUE ES COMO FUNCIONA
EL IL

MONTAJE
Temporizador digital

TRUCOS Y
APLICACIONES
Soldadura en circuitos
impresos

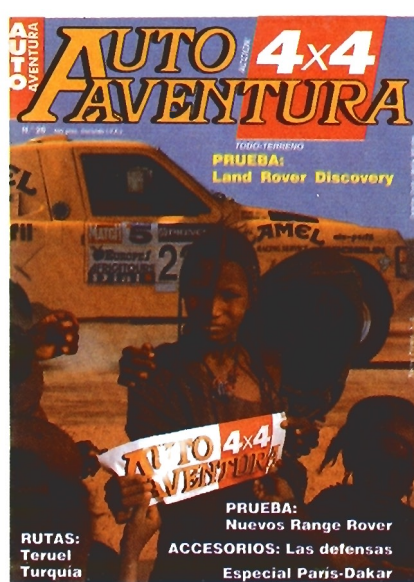


TODOS LOS MESES
EN SU QUIOSCO

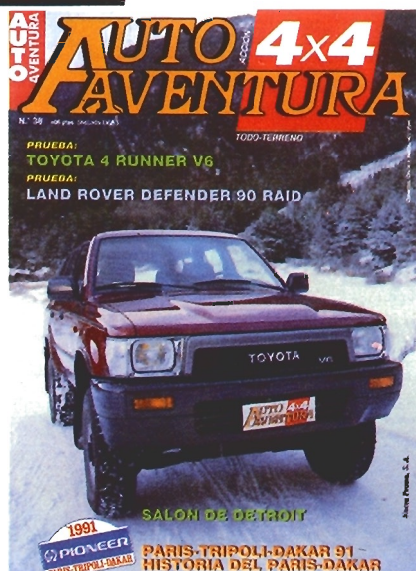




*Tu revista
del
TODO-TERRENO
y la
AVENTURA*



np



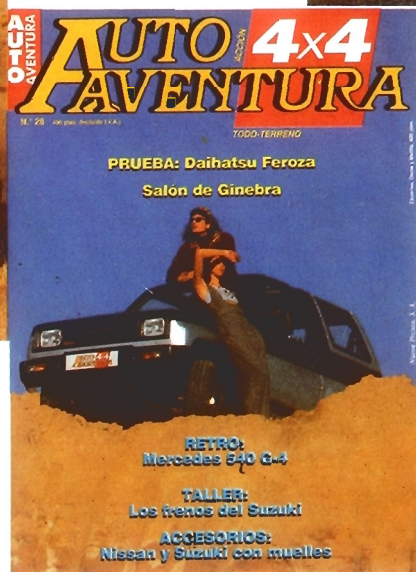
np



np



np



np



np



np

*... es otra publicación de
EDITORIAL NUEVA PRENSA, S. A.*