

Nº 166
1994

elektor

550 Ptas.

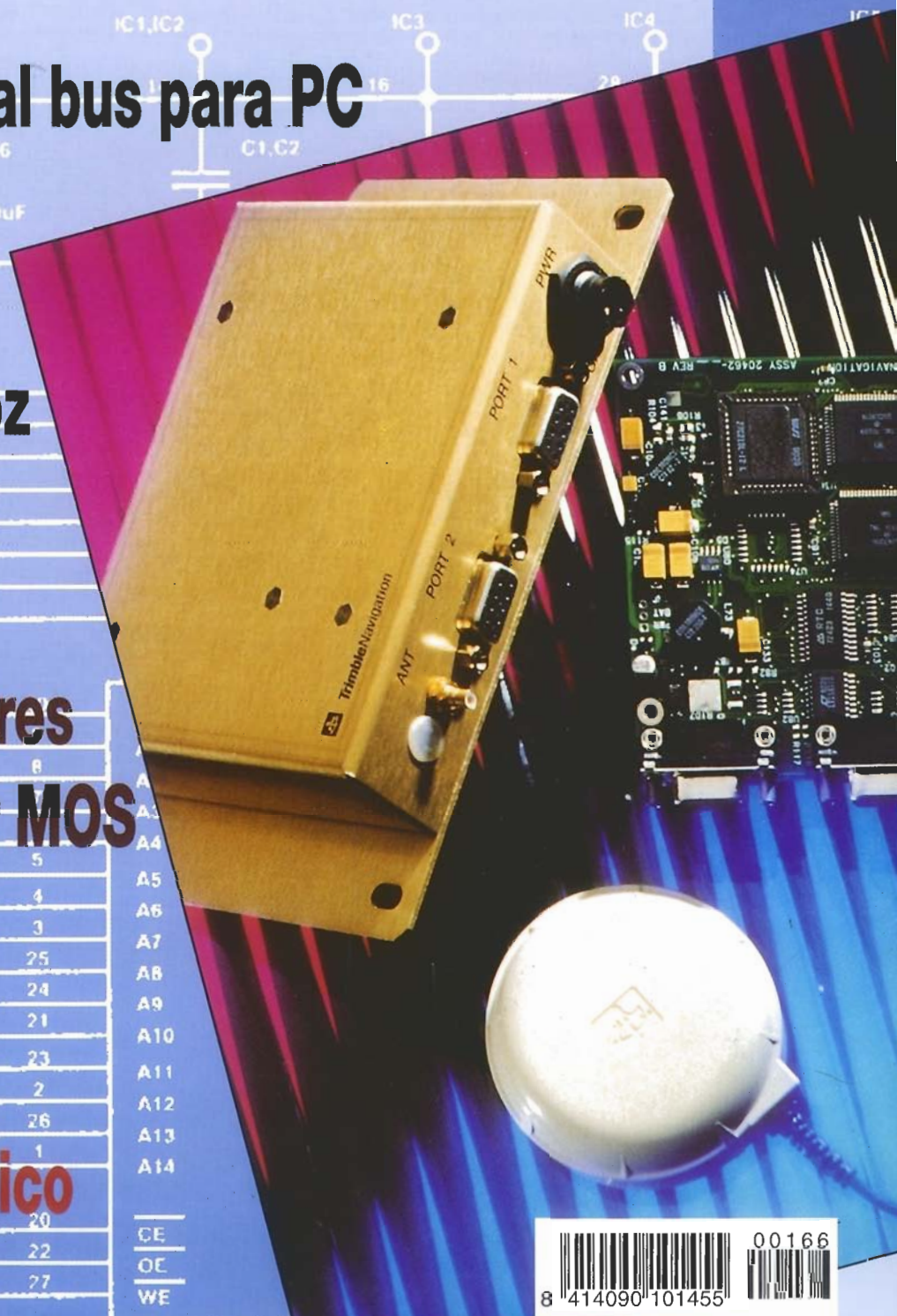
electrónica: técnica y ocio

• Acceso directo al bus para PC

• Secráfono de voz

• Los MCT: tiristores controlados por MOS

• Timbre electrónico



Sumario

Los MCT: tiristores controlados por MOS 3-14

Nuevos dispositivos conmutadores con un prometedor futuro.

Secráfono para voz 3-22

Con él, tus conversaciones privadas, grabaciones y emisiones serán auténticamente privadas.

Distorsión en amplificadores de potencia (II) 3-30

Un profundo estudio sobre las fuentes de distorsión en amplificadores de audio.

Acceso directo al bus par PC 3-46

Con este montaje te será fácil el interfaz del PC con el mundo exterior.

Timbre electrónico..... 3-60

Atractivo montaje por un coste inferior al de uno comercial.

Protección de entradas analógicas..... 3-68

Evita daños a tus equipos de medida o convertidores sin introducir errores de medida.

Secciones

Teletipo	3-08
Las placas de circuito impreso	3-41
Mercado	3-74
Libros	3-78
Anuncios breves	3-80

En nuestro próximo número

- Distorsión en amplificadores de potencia (y II).
- Estroboscopio a LED.
- Solucionando los problemas del PC (y II).
- Interruptor activado por silbidos.
- Sonido de motor para modelismo.

Edita:
 F & G EDITORES, S. A.
 Director:
 JULIO GOÑI
 Director de Producción:
 JULIO RODRIGUEZ
 Director Ejecutivo:
 RUFINO GONZALEZ GONZALEZ
 Publicidad:
 F&G EDITORES, S.A.
 MERCEDES VEGA
 Telef.: 457 69 23
 Cuerpo de redacción:
 VIDELEC, S.L.
 Santa Leonor 61, 4º - 6
 Maquetación:
 Sandra Berrocal, Yelanda L. Ferreira
 Colaboradores:
 JOSE M. VIJOCH
 FERNANDO ACERO MARTIN
 IRI SERVICIOS INFORMATICOS
 DAVID LOPEZ APARICIO
 LEONARDO MARTIN ANGUILO
 JESUS C. GARCIA PRECIADO
 GUILLERMO SANCHEZ CARRASCO
 J. JOSE ANDRES CARVAJAL
 Revisión lingüística y de estilo:
 J. G. VILLAFANE
 Diseño gráfico:
 J.G. PALMA
 Redacción, Administración y Suscripciones:
 PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º A.
 28016 MADRID. Telef.: 457 94 24
 Fax: 458 18 76
 Suscripciones y pedidos:
 APARTADO 61294
 MADRID
 Telef.: 457 94 24
 Distribución España:
 COEDIS, S.A.
 Ctra. N.º 11 Km. 602,5
 08750 MOLINS DE REI (BARCELONA)
 Distribución en Argentina capital:
 Ayerbe, Interior DGP
 Distribución en Chile:
 Alfa Iida.
 Importador para Chile:
 Iberoamericana de Ediciones, S.A.
 MATUCANA, 525 E-13. Santiago - Centro
 Importador exclusivo Cono Sur:
 C.E.D.E., S.A.
 C/Sudamérica, 1532
 1290 BUENOS AIRES ARGENTINA
 TEL: 07-54121246/07-541288506
 P.V.P. en Canarias, Ceuta y Melilla: 550 Ptas.
 Preimpresión:
 VIDELEC S.L.
 Santa Leonor, 61 4º 6
 Impresión:
 Pentacrom:
 C/ Miguel Yuste, 33. Madrid
 Depósito legal: GU 3-1980
 ISSN 0211-397X
 Impreso en España
 PRINTED IN SPAIN

Estimado lector

Aprovechamos estas líneas del editorial de ELEKTOR para brindarte una panorámica del contenido de este ejemplar.

Comenzamos este número con un montaje para acceso directo al bus en ordenadores PC. Mediante él, será fácil acceder desde el PC a cualquier sensor, convertidor, etc. y sobre todo sin que su vida corra

peligro. A continuación te presentamos otro montaje, mas asequible, que te permitirá hacerte tu propio ding-dong para puerta a un coste inferior al de uno comercial. En nuestro siguiente artículo te presentamos los MCT, nuevos dispositivos que simplificarán el control de potencia, y que creemos, como ya sucedió con los MOS de potencia, no tardarán en pisar fuerte. Posteriormente te presentamos un secráfono de voz de elevada calidad que te permitirá hasta grabar conversaciones codificadas y decodificarlas posteriormente.

La protección adecuada de entradas analógicas, y en particular de equipos de medida y convertidores analógico a digital, sin que ello afecte a la medida, es el tema de nuestro siguiente artículo.

Para terminar, al hilo de algunas peticiones recibidas en nuestro consultorio, os presentamos un profundo estudio sobre la distorsión en amplificadores de audio. Hemos de reconocer que su nivel es avanzado para un lector medio, pero necesario para no dejarse cosas en el tintero.

!Esperamos que sea de tu agrado!



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 suple ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora. La sociedad editora no eleva 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 lo tanto que tenga en uso. Algunos artículos, dispositivos, componentes, etc., 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 h. los lunes, y de 18 a 20 h. los martes.
Teléfono 304 43 54.

LISTA DE PRECIOS DE N.º ATRASADOS

Ejemplar sencillo	550 ptas.
Ejemplar doble	900 ptas.

SUSCRIPCIONES

España	5.500 ptas.
España certificada	7.000 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla	
Ejemplar sencillo	550 ptas.
Ejemplar doble	900 ptas.

CIRCUITOS IMPRESOS

E20: ENERO 1982

Interfono.....	*80069	1.400
Paristor.....	*81123	850

E23: ABRIL 1982

Extens. memor. Elektor.....	*79038	2.100
Oscilador senoidal.....	*82006	1.050
Mini organo.....	*82020	1.500
Ionizador.....	*9823	1.700

E24: MAYO 1982

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

E25: JUNIO 1982

Detector de humedad.....	*81567	800
Programad. de procesos: Visualizador.....	*81101-1	1.500
Programad. de procesos: Alimentador.....	*81101-2	1.400
Tarjeta de RAM dinámica.....	*82017	4.000

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

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

E28: SEPTIEMBRE 1982

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

E29: OCTUBRE 1982

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

E30: NOVIEMBRE 1982

Eolican.....	*82066	800
Módulo capacitivo.....	*82040	1.000
Squelch automático.....	*82077	1.000
Artista adhesivo frontal.....	*82014-F	1.000

E31: DICIEMBRE 1982

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

E32: ENERO 1983

Cronoproc. univ. C. Display/teclado.....	*81170-2	1.500
Foto Computer Interface Teclado.....	*82141-2	1.100
Silbato ultrasónico.....	*82133	750

E33: FEBRERO 1983

Amenas colectivas:		
Placa R.F.....	*82144-1	1.100
Fuente alimentación.....	*82144-2	1.100
Foto Com 2-Temporizador.....	*82142-3	950
Crescendo.....	*82180	2.260

E34: MARZO 1983

El nuevo sintetizador de Elektor.....	*82027	2.200
Cancionero.....	*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 SV.....	*82570	800

E40: SEPTIEMBRE 1983

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

E41: OCTUBRE 1983

Semáforo:		
Emisor.....	*83069-1	1.400
Receptor.....	*83069-2	1.350
Reloj programable Carátula.....	*83041-F	4.500
Preamplificador MC/MW:		
Placa MC.....	*83022-2	2.300

E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio.....	*83022-4	1.900
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada.....	*82107	2.300
Desplazador de sintonía.....	*82108	1.500
Supresor rebotes.....	*82106	1.200
Vatímetro.....	*83052	1.300

E43: DICIEMBRE 1983

Carátula adhesiva.....	*83051-F	1.820
Iluminación tren eléctrico.....	*82157	1.700
Personal FM.....	*83087	800
Iluminación para tren eléctrico.....	*82157	1.900
Maestro:		
Transmisor.....	*83051-1	1.000
Frontal adhesivo.....	*83051-F	1.820

E44: ENERO 1984

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

E45: FEBRERO 1984

Polibus.....	*82110	1.350
Electrómetro.....	*83067	1.300
Decodificador RTTY.....	*83044	1.300
Detector de heladas.....	*83123	700

E46: MARZO 1984

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

E47: ABRIL 1984

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

E48: MAYO 1984

Crono-Master:		
Circuito de medida.....	*84005-1	1.700
Visualización.....	*84005-2	1.650
Audioscopio espectral:		
Filtros.....	*83071-1	1.600
Control.....	*83071-2	1.500
Receptor para banda marítima.....	*830242	2.135

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo.....	*83120-1	1.900
Oscilador y control.....	*83120-2	1.300
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 Buffer.....	*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 integrado.....	*83551	750

E52: SEPTIEMBRE 1984

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

E53: OCTUBRE 1984

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

E54: NOVIEMBRE 1984

Interface p/máquinas escribir. elect.....	*84055	
---	--------	--

Analizador tiempo real:

Placa de visualización.....	*84024-3	5.750
Placa de base.....	*84024-4	8.500

E55: DICIEMBRE 1984

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

E56: ENERO 1985

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

E57: FEBRERO 1985

Sonda batimétrica:		
Placa principal.....	*84062	2.305
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
Harpaón Versión 1.....	*84073	960
Harpaón. Versión 2.....	*84083	890
Mini-impresora.....	*84106	2.775

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.....	*84570-2	2.450
Interface casete p/C-64 y VIC 20.....	*84029	1.340
Contador Universal.....	*85019	1.260
Telefase.....	*84100	950

E65: OCTUBRE 1985

Metronomo electrónico:		
Placa Principal.....	*83107-1	1.355
Alimentación.....	*83107-2	765
Interrupción 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
Plotter gráfico XY.....	*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 bujas.....	*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

E73: JUNIO 1986

Tarjeta gráfica alta resolución.....	*85080-1	5.710
Filtro activo para DX.....	*86001	4.515
Interface RS 232 C.....	*85073	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 µP	85447	935

Pream. microf. con silenciador:

Versión simétrica	*854501	790
Versión asimétrica	85450-2	1.100
Mezclador de audio	85463	4.430
Trazador 6502	85466	1.070
Vúmetro para discoteca/CP	*85470-1	1.225

Vúmetro para disc. Visualizador		
Monitor maquetas trenes	85493	1.375
Barrera infra-roja	*85449	1.420

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

Megáfono	*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

Amplificador para autorradio	*85102	1.530
Doblador de tensión	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida lb	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/Frontal	86041-F	2.330
Convertidor D/A para bus E/S	86312	1.355

TV satélite:

Módulo audio/video	*86082-2	3.800
Frontal	*86082-F	1.500

E84: MAYO 1987

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

E85: JUNIO 1987

Circuito de reverberación	*8701-5E	480
Amplificador de cascadas	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 osciloscopio	*86135	1.787
Equalizador para guitarra	86051	1.980
Vúmetro estéreo	*87022	600

E90: NOVIEMBRE 1987

Generador senoidal digitalizado/CP87001	2.805	
Generador senoidal digitalizado/PF 87001-F	2.040	

E91: DICIEMBRE 1987

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

Telemando:

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

E92 ENERO 1988

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

E93 FEBRERO 1988

Telecarguro	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 BIU 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/baterías	87076	3.205

E98/99: JULIO/AGOSTO 1988

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

E100 SEPTIEMBRE 1988

Preamplif. alta calidad p/micrófono	87058	915
Detectar pasivo de infrarrojos	87067	1.210
Transmisor equilibrado p/linea BF	87197	2.780

E102: NOVIEMBRE 1988

Generador de sonidos estéreo para µP	87142	1.930
--------------------------------------	-------	-------

E104: ENERO 1989

link el preamplificador	880132-1	1.890
link el preamplificador	880132-2	3.955
Frecuencimetro 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 µC (placa de procesador)	880016-1	6.050
Fuente gobernada por µC (placa de regulación)	880016-2	3.940
Fuente gobernada por µC (placa de visualización)	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/µC (panel frontal)	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonia/alimentación)	880042	1.345

E107: ABRIL 1989

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

E108: MAYO 1989

LFA-150, amplificador de tensión	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador de corriente	880092-2	2.095
Sintonizador radio controlado p/µP	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

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 150W con I integrado	884080	1.145

E112: SEPTIEMBRE 1989

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

E113: OCTUBRE 1989

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

E114: NOVIEMBRE 1989

Adaptador birail (Tren digital-2)	87291-3	1.250
DMOS de señal para receptores de TV via satélite	880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI (Placa p/D1 cipal)	880178-1	2.478
Q4:unidad de control MIDI (Display/teclado)	8801782	1.821
Controlador pantallas LCD alta resolución	*880074	4.752

E115: DICIEMBRE 1989

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

E117: FEBRERO 1990

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

E118: MARZO 1990

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

E119: ABRIL 1990

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

E120: MAYO 1990

Generador de campo acústico	90V045	4.138
Frecuencimetro (doble cara)	90V044	3.339
Conmutador RS232	90V041	3.516

E121: JUNIO 1990

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

E122/123: JULIO/AGOSTO 1990

Analizador E/S:		
Circuito principal	*90V053	5.600
Fuente alimentación universal de laboratorio:		
2 placas	*90V061	5.300

Detectar MORSE RTTY:

Placa grande	*90V063	10.450
Placa pequeña	*90V064	2.400
Limitador de volumen	*90V062	2.910

E124: SEPTIEMBRE 1990

Generador de impulsos:		
Conmutador Dip	90V081	950
Conmutadores Rotativos	90V082	1.275
Pream 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	90V091	12.870
-----------------------------	--------	--------

E127: DICIEMBRE 1990

Indicadores digitales para el automóvil:		
Medidor combustible (doble cara)	90V103	2.025
Indicador dos dígitos (doble cara)	90V102	2.025
Medidor de vacío	90V104	950
Medidor tensión:		
temperatura V aceite	90V105	950
Indicador 3 dígitos (doble cara)	90V101 Incl. en rev	
Frecuencimetro digital con Z80:		
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 LaserJet	90V125	3.773
Laser de bolsillo	90V12	6.850
Conmutador de video y audio	90V123-1	915

E130: MARZO 1991

Secarón de bajo coste	91V01	1.979
Transmisión de audio por la red		
Receptor AM	91V013	1.120
Transmisión de audio por la red:		
Receptor FM	91V014	1.120
Receptor de onda corta	91V015	1.050
Amplificador de audio Hi-Fi Fuente 12V	91V017	1.848
Amplificador de audio Hi-Fi		
Amplificador audio	91V018	1.848

E131: ABRIL 1991

Amplificador de audio (Fuente AC) 91V016	1.850	
Monitor de la red eléctrica	91V012	1.525
Fuente Universal	91V024	960
Medidor de radiación	91V021-1	3.346

E132: MAYO 1991		
Repetidor control remoto	91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor)	91V023	1.900
Sistema de altavoces sin cable (receptor)	91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito principal (doble cara)	91V02 1-2	2.420
E133: JUNIO 1991		
Simulador Subwoofer	91V042	3.358
Pestaurador de las señales de video	91V041	4.745
Generador de barrido de audio	91V043	4.411
E134 135: JULIO-AGOSTO 1991		
Selector automático de resistencias	91V054	1.707
Fuente solar (convertidor)	91V53/2	1.005
Fuente solar (regulador)	91V053/3	860
Fuente solar de alimentación (oscilador)	91V053/1	1.615
Generador de barrido de audio (fuente de alimentación)	91V051	2.277
Reloj binario (doble cara)	91V052	4.255
E136: SEPTIEMBRE 1991		
Comprobador de memorias	1V063	2.697
Sistema de bloqueo de llamadas telefónicas	91V061	4.885
Generador sónico de alta intensidad	91V062	987
E137: OCTUBRE 1991		
Editor de video doméstico	91V081	3.884
Convertidor de banca OL/OM	91V082	1.750
Brújula electrónica	91V083	1.352
Equipo de pruebas basado en PC	91V084	3.950
E138: NOVIEMBRE 1991		
Oscilador estándar de 10MHz	91V091	3.320
Repetidor doméstico de FM estéreo	91V092	1.050
Amplificador de audio L/OM estéreo de 20 W	91V093	1.175
E139: DICIEMBRE 1991		
Medidor de campos magnéticos	91V1091	3.240
Terminal/monitor RS-232	91V1092	2.618
Protector de altavoces	91V1093	1.243
Protector de altavoces	91V1094	1.124
Control de velocidad para trenes miniatura	91V1095	1.462
E140 ENERO 1992		
Codificador de llamadas para radioaficionado (codificador)	92V01	1.390
Codificador de llamadas para radioaficionado (decodificador)	92V02	3.063
Mezclador de efectos vocales	92V03	2.740
Analizador de averías para hornos microondas (circuito principal)	92V04	3.762
Analizador de averías para hornos microondas (circuito display)	92V05	2.635
E141 FEBRERO 1992		
Analizador lógico profesional de bajo coste (doble cara)	92V104	5.731
Multiplicador de canales para osciloscopio	92V103	2.195
Convertidor CC/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	3.348
E143 ABRIL 1992		
Controlador de descarga de baterías	92V108	4.190
Alarma para local	92V109	2.140
Osciloscopio con monitor de video	92V110	1.512
E144 MAYO 1992		
Interruptor de red programable		

(Base de tiempo)	92V201A	1.575
Interruptor de red programable (Contador decodificador)	92V201B	2.075
Interruptor de red programable (Alimentación)	92V201C	937
Hyper Clock	92V202	11.575
E145 JUNIO 1992		
Interface MIDI para PC	92V302	4.050
Amplificador de potencia para autorradio	92V301	9.460
E146/147 JULIO/AGOSTO 1992		
Sistema de desarrollo para microprocesador placa principal (doble cara)	92V601A	5.768
Sistema de desarrollo para microprocesador display y teclado (doble cara)	92V601B	4.718
Sistema de desarrollo para microprocesador tarjeta eprom (doble cara)	92V601C	1.852
Altímetro digital (parte analógica)	92V602A	2.276
Altímetro digital (parte digital)	92V602B	2.276
Controlador de luz MIDI (doble cara)	92V604	4.763
Control de velocidad para trenes (Tarjeta principal)	92V603A	2.297
Controlador de velocidad para trenes (Alimentación)	92V603B	2.297
E148 SEPTIEMBRE 1992		
Pedal para guitarra electrónica (Doble cara)	92V802	3.210
Fuente conmutada para laboratorio	92V801	2.909
Controlador para luces de automóvil	92V805	2.261
Comprobador de cables	92V803	3.210
Termostato electrónico	92V804	1.935
Relé de estado sólido	92V806	840
Protector de altavoces	92V805	3.442
E149 OCTUBRE 1992		
Luz trasera para bicicleta	92V901	687
Transmisor de audio por ultrasonidos (Transmisor)	92V902	2.216
Transmisor de audio por ultrasonidos (Receptor)	92V903	2.216
Controlador de luz midi (Doble cara)	92V604	8.075
E150 NOVIEMBRE 1992		
Comprobador de baterías de automóvil	92V1001	3.290
Sencillo frecuencímetro digital	92V1002	2.154
Llave de protección para el PC (Doble cara)	92V1003	3.658
El mini-transmisor de FM	92V1004	1.418
E151 DICIEMBRE 1992		
Control de motores paso a paso con un PC	92V1101	2.385
Generador de sonido relajante	92V1102	1.882
Decodificador de sonido envolvente	92V1103	2.596
E152 ENERO 1993		
Fusible electrónico	93V01	2.430
Detector de latidos del corazón	93V02	1.882
Verificador rápido de fusibles	93V03	2.120
Sintetizador controlado por ordenador	93V04	5.198
E153 FEBRERO 1993		
Sintetizador controlado por ordenador	93V04	5.196
Codificador telefónico	93V101	4.773
E154 MARZO 1993		
Marcarador telefónico de emergencia	93V102	3.170
inyector de corriente de 1 Amperio	93V201	2.002
Protector de FAX/MODEM	93V202	1.965
Botón de espera para teléfono	93V203	1.745
E155 ABRIL 1993		
Grabador personal de mensajes de estado sólido	93V401	3.110
Sencillo transmisor de FM	93V402	2.038
Sistema de vigilancia para bebés. Transmisor	93V403	2.659

Sistema de vigilancia para bebés. Receptor	93V404	2.178
E156 MAYO 1993		
Interfaz para puerto serie/paralelo	93V501	5.460
Interruptor de red con mando a distancia	93V503-A	1.575
Conector universal RS232	93V502	4.587
Interruptor con mando a distancia (para MOD 1)	93V503-B	1.575
E156 JUNIO 1993		
Limitador de intensidad	93V504	1.930
Temporizador controlado por agenda digital	93V601	3.070
Arranque remoto del PC	93V602	4.362
Alimentación de arranque remoto del PC	93V603	2.772
E158/159 JULIO/AGOSTO 1993		
Frecuencímetro portátil de 2 MHz (display)	93V705	2.832
Caleidoscopio sónico	93V702	3.495
Conmutador de audio de 8 entradas	93V704	5.100
Frecuencímetro portátil de 2 MHz (digital)	93V705B	2.175
E160 SEPTIEMBRE 1993		
Sencillo marcador móvil	93V701	3.134
Medidor de temperatura muy versátil (Circuito principal)	93V703 A	4.894
Medidor de temperatura muy versátil	93V703 B	2.175
Medidor de temperatura muy versátil (Circuito de alimentación)	93V703 C	3.963
E161 OCTUBRE 1993		
Programador de Eeprom	93V102	7.511
Medidor de temperatura	93V703A	4.894
Servomotor de 8 canales	93V1001	2.441
Medidor de temperatura	93V703C	3.693
E162 NOVIEMBRE 1993		
Convertidor RS232 a RS422	93V706	1.194
Sencillo marcador telefónico	93V701	3.134
Sencillo tester de CC y CA	93V1004	1.692
Generador de campo acústico	93V1101	4.560
E164 DICIEMBRE 1993		
Monitor de microondas	93V1106	
Micrófono sin hilos para videocámaras	93V1102	2.780
Entrenador mental	93V1004	1.692
Controlador de nivel de audio	93V1107	1.870
Arranque remoto de automóvil. Cara componentes	93V1103	6.533
Arranque remoto de automóvil. Cara pistas (soldaduras)	93V1103	
E165 ENERO 1994		
Cargador de baterías de Ni-Cd inteligente (soldaduras)	93V1105	5.570
Cargador de baterías de Ni-Cd inteligente (componentes)	93V1105	
Visualizador inteligente (display)	93V1201	3.945
Visualizador inteligente (control)	93V1202	2.675
E166 FEBRERO 1994		
Control remoto para atenuador luminoso (receptor)	94V01	2.690
Control remoto para atenuador luminoso (transmisor)	94V02	2.255
Volímetro digital de un solo chip	94V03	2.934
Acceso directo al bus del PC	94V101	4.980

Este mes...

Elektronik núm. 166, Marzo 1994

	Referencia	P.V.P.
Acceso directo al bus para PC (Componentes)	EPS 94V102	6.195
Acceso directo al bus para PC (Soldadura)	EPS 94V102	6.195
Securafón para voz	EPS 94V302	6.250
Securafón para voz	EPS 94V302	6.250

Los MCT: tiristores controlados por MOS

Los tiristores controlados por MOS combinan la versatilidad de los transistores, las muy bajas tensiones en conducción directa y las características de puerta de un MOSFET. En el presente artículo hacemos un repaso de este tipo de tecnología.

Los tiristores y los triacs fueron diseñados con la idea de manejar cientos de amperios y voltios, pero a costa de un buen pulso de corriente para dispararlos. La excepción de esta norma la constituyen los dispositivos basados en tecnología MOS. Este tipo es similar a un mosfet de potencia

y canal N pero con una capa P adicional conectada en serie con el drenador, resultando así un componente de 4 capas. Con ello, al conducir, los portadores mayoritarios usuales se ven aumentados por una inyección de portadores minoritarios, lo cual se traduce en una tensión de conduc-

ción inferior. Este tipo de dispositivos se conoce como comfets, gemfets, etc., dependiendo del fabricante y, al igual que los mosfet de potencia, de los cuales provienen, pueden activarse o desactivarse por medio de la puerta.

No sucede así con los tiristores MOS, los cuales poseen la estructura típica de 4 capas de un SCR con una muy pequeña pérdida de tensión en conducción y, al igual que éstos, deben desactivarse llevando la tensión que los atraviesa a cero mediante un sistema externo. Sin embargo, a diferencia de los SCR, no precisan de una tensión determinada para activarlos. Los tiristores GTO (gate turn-off) pueden desactivarse de nuevo por medio de la puerta, pero la tensión para controlar esto es bastante considerable. Sus características principales pueden verse en la figura 1.

Recientes investigaciones han tenido como resultado un nuevo dispositivo que hace uso de las principales ventajas de dispositivos ya existentes, se trata del tiristor controlado MOS o MCT (no debe confundirse con el tiristor MOS). Como podemos ver en la figura 2a, este es básicamente un SCR pero, en vez de controlar la puerta mediante la base de un NPN, se utilizan dos MOSFET: uno de canal N y otro de canal P. Estas se hallan conectadas al ánodo del MCT, convirtiéndolo en un P-MCT y, de hecho, un buen conmutador. Los MOSFET de canal P pueden activar el componente mediante la inyección de una corriente en la base de la sección NPN del latch complementario, mientras que el mosfet de canal N puede desactivarse de nuevo haciendo un cortocircuito, en la base de la sección PNP, a su emisor. Para activar el dispositivo del mosfet de canal P, sólo hay que poner la corriente necesaria en la base de la sección NPN para originar de nuevo que

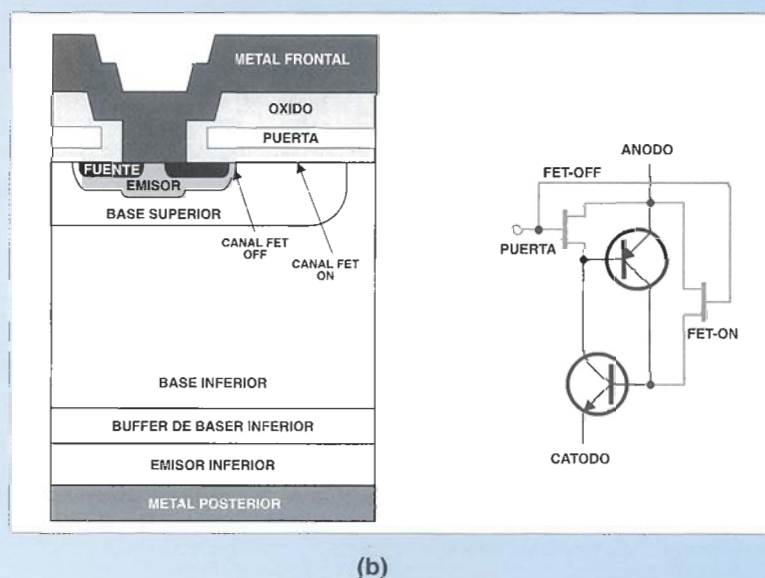
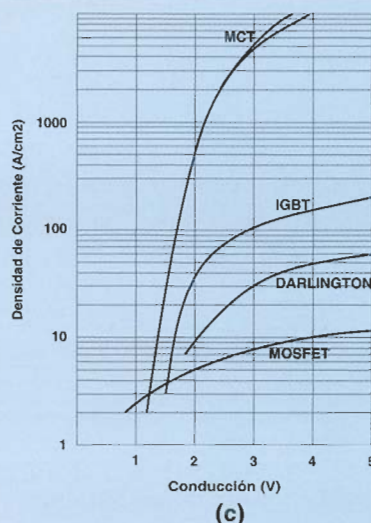
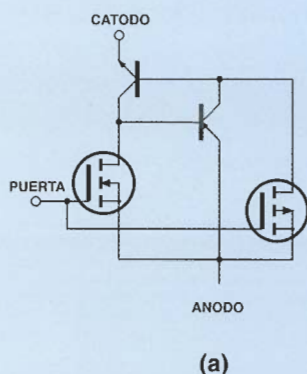
el enlace de la pareja NPN-PNP exceda de la unidad, y, en consecuencia, no precisa de una resistencia muy baja en activación. Pero, para desactivar el dispositivo, el mosfet de canal N necesita sobrepasar la corriente principal y que la caída de tensión sea inferior a la tensión directa V_{be} de la sección PNP. Esta descripción de su aplicación no se aplica al circuito como un todo

1.- Diversos tipos de Rectificadores Controlados de Silicio - SCR - (Cortesía de Motorola Inc.).

SCR Rectificador Controlado de Silicio 4kV - 4kA		
ASCR Rectificador Controlado de Silicio Asimétrico 2kV - 1,5kA		
GTO Desactivación por Puerta (Gate Turn-Off) 4kV - 2kA		
TRIAC Triodo Interruptor de AC (Triode AC switch) 600V - 40A		
Mos Thy Tiristor MOS 500V - 20A		

2.- a) Circuito equivalente del MCT, que muestra el latch bipolar complementario
b) Corte en sección y circuito equivalente de una de las células de un MCT.
c) Comparación entre la capacidad de manejo de corriente de un MCT y otros dispositivos.

2



sino a todas y cada una de sus células constitutivas, tal y como podemos ver en la figura 2b. Si utilizamos una corriente elevada, la unión base-emisor debe "cortocircuitarse" rápidamente y de forma uniforme para asegurarnos de que todas las células MCT se desactivan a una misma corriente. Si la tensión de puerta aumenta de forma lenta, la corriente se distribuye entre las células, alcanzando así un valor en cada una de ellas que imposibilita su desactivación.

Llevando el tema a la situación más sencilla, la corriente principal a través de las 4 capas PNP-NPN debe estar activada o desactivada, dependiendo de cuál sea el último MOSFET que haya entrado en conducción.

Un MCTV75P60E1 en su encapsulado TO-247 de cinco patillas se cablea de la forma descrita en

que el lazo de ganancia cae por debajo de la unidad y el mismo se desactiva) no viene especificada en las hojas del fabricante y se cifra en "mA". Con el dispositivo activado, la tensión de +24 V se reduce ligeramente. A 12 V, la tensión en bornes de la resistencia de 1 kΩ cae bruscamente a cero, indicando una corriente de mantenimiento de 12 mA para el ejemplo dado y a temperatura ambiente.

Como quiera que el control se obtuvo a través de un condensador, la tensión de control no debe referenciarse con respecto a la patilla de retorno de "gate", lo que se comprueba separando el circuito por el punto K y colocando la unión de los dos condensadores de 10 nF al extremo negativo de la alimentación de 24 V. Por lo tanto, en ciertas aplicaciones de bajo consumo, el dispositivo

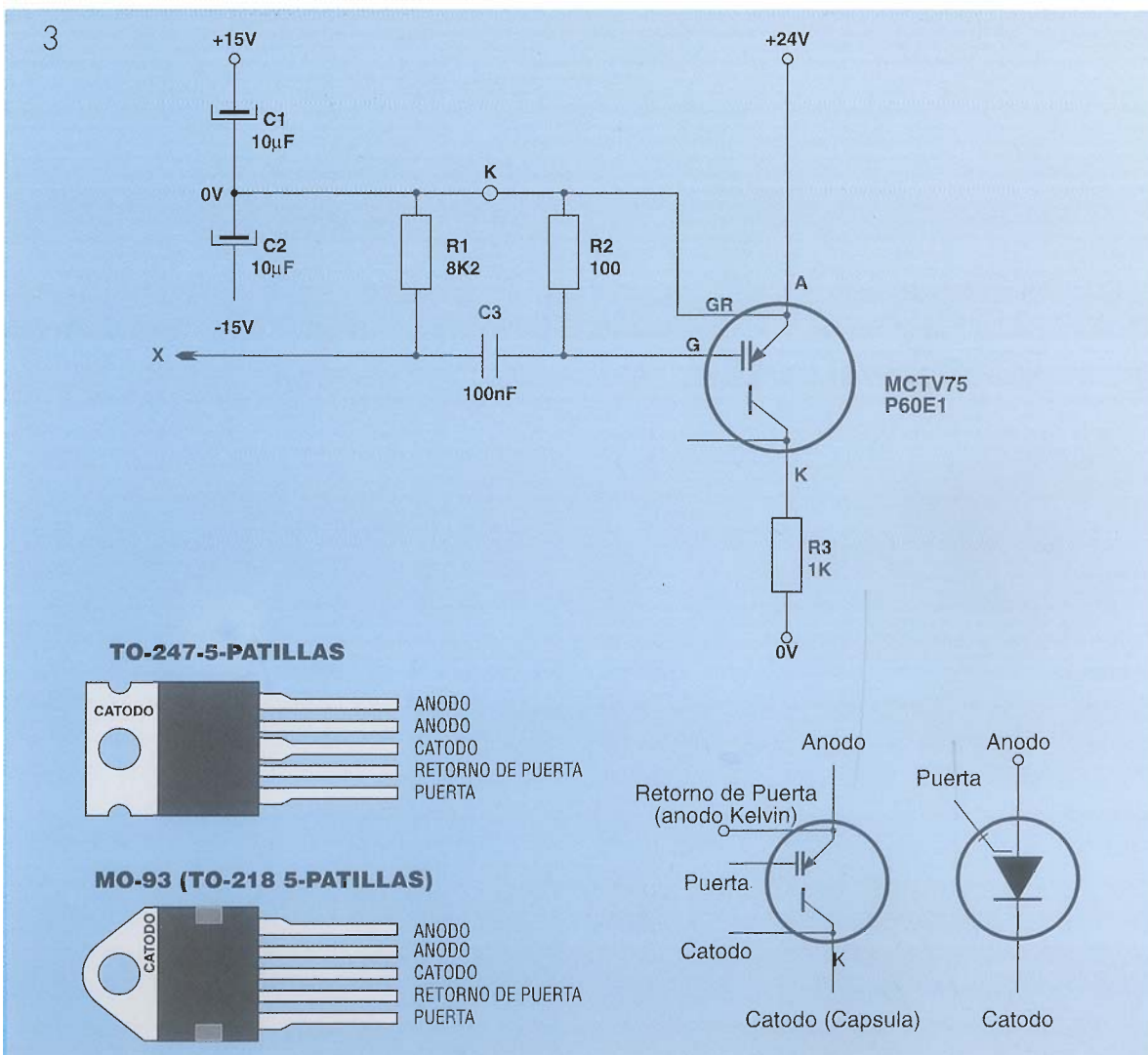
la figura 3a, y sus conexiones a la base, así como el símbolo representativo, pueden verse en 3b. La capacidad C_{iss} se refiere a la capacidad entre la patilla de puerta con respecto a la patilla de retorno de puerta (gate return) y suele ser de 10 nF para asegurar que la puerta reciba casi completos los pulso de ± 18 V que se recomiendan. El valor de C_3 en la figura 3a se ajustó a 100 nF. Al alimentarlo, el dispositivo no conducía. Si conectamos momentáneamente el punto X a los -15 V se activa y, al contrario, si conectamos X a +15 V se desconecta de nuevo.

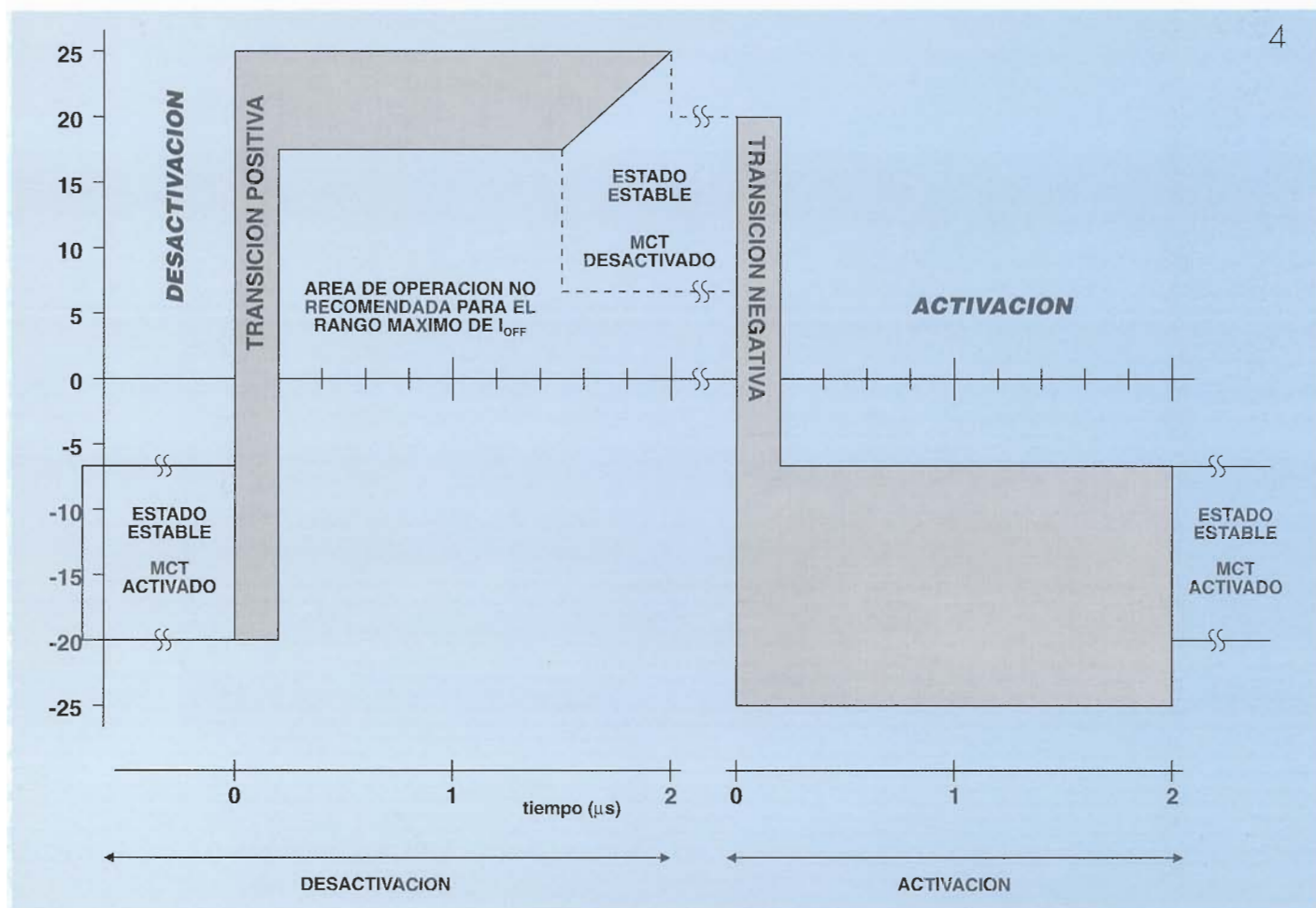
La corriente de mantenimiento del dispositivo (la mínima necesaria para mantenerlo en conducción, por debajo del valor en

puede utilizarse como conmutador auxiliar sin necesidad de tensiones auxiliares de referencia de la tensión superior. Es cierto que algunos picos de la alimentación principal podrían acoplarse a la puerta pero, debido a la elevada relación entre los $100\ \Omega$ de la resistencia de puerta y los $8,2\ k\Omega$ de la resistencia de recarga, la conmutación no intencionada debida a esta causa no resulta probable, ni lo es tampoco gracias a la capacidad de acoplamiento debida a la alta capacidad interna de puerta. Sin embargo, este no es el modo de operación recomendado, y ello por la razón siguiente: con el circuito de la figura 3a apenas se entera el dispositivo, debido a sus $600\ V$ de capacidad de bloqueo y su régimen de corriente de cátodo cifrado en $75\ A$ (a $90\ ^\circ C$). Por lo tanto, la corriente de drenaje del dispositivo es de tan solo microamperios, bastante inferior al punto en que el lazo de corriente supera la uni-

dad. Debido a ello, la situación de desactivación puede llegar a persistir, a pesar del hecho de que las bases de los dos dispositivos bipolares internos se encuentren en situación flotante. Sin embargo, en el caso de que $T_c = 150\ ^\circ C$, el pico de corriente de bloqueo en estado de desactivación "Idrm" (con $V_{ka} = -600\ V$) puede ser de, como mucho, $3\ mA$, incluso con el mosfet de canal N completamente activo ($V_{ga} = +18\ V$). Si el mosfet de canal N no está a pleno rendimiento, o incluso completamente anulado, la corriente de drenaje del colector de la sección bipolar NPN llega a la base de la sección PNP, originando el exceso de lazo de ganancia unidad: el dispositivo se activará, su capacidad de bloqueo habrá fallado. Es por esta razón por lo que se recomiendan las tensiones de conmutación y mantenimiento mostradas en la figura 4.

Para alcanzar esos requerimientos, se tomó como





4.- Límites de zona recomendada para la forma de onda del MCT.

referencia el circuito de la figura 5a, utilizando un 2N5859 (NPN) y un 2N4406 (PNP). Ambos son transistores de conmutación, de 2 A y 1,5 A de corriente de colector respectivamente, por lo que parecía plausible su utilización, ya que, para cargar Ciss (10 nF) a través de 25 V en 200 ns se requieren precisamente 1,5 A (hacemos ver que la Ciss del MCT es relativamente constante; y no se ve incrementada por efecto Miller, a diferencia de lo que les sucede a los MOSFET de potencia). El circuito fue un sonoro fallo, incapaz de pasar la tensión de puerta del MCT a + 25 V en 200 ns. Esto se debió probablemente a la caída de la ganancia de corriente en los transistores de control con un aumento de su corriente de colector, y a la ausencia de condensadores rápidos.

Cambiamos luego a un controlador discreto de la casa Unitrode (UC3707N) encapsulado en formato minidip, el cual es un controlador de potencia de alta velocidad, disponible también en encapsulado TO-220, y cuyo esquema de conexión podemos ver en la figura 5b. La figura 5c muestra la disposición interna de este circuito, mientras que

en la figura 6 vemos la forma de onda en la puerta si aplicamos una señal cuadrada a la entrada del chip de control. Gracias al doble canal podemos ver las transiciones negativa y positiva con una base de tiempos común (10 V/div en vertical, 20 μs/div y 200 ns/div en horizontal). Los 30 V de desviación sobre los 10 nF son el resultado de los 4,5 μJ de energía almacenada y disipada por la conmutación del UC3705N, lo cual está dentro de los 20 μJ contemplados para el encapsulado N y acorde con los 200 ns de tiempo de subida/bajada de la figura 6, la corriente de pico se encuentra dentro del margen de 1,5 A para el encapsulado utilizado (letra N). A 10 khz la disipación media es de $20.000 \times 4,5 \mu J = 90 \text{ mW}$, de nuevo en el margen de 1 W (25 °C).

Es de destacar que, aunque la serie UC3705X está destinada a operar entre 0 y 75 °C, incorpora un circuito interno contra sobretensiones (típico para 155 °C). La ausencia de alimentación lleva la salida del controlador a nivel bajo, lo que activa el MCT (situación esta indeseable, cuando no fatal). Existen varias soluciones para esto que

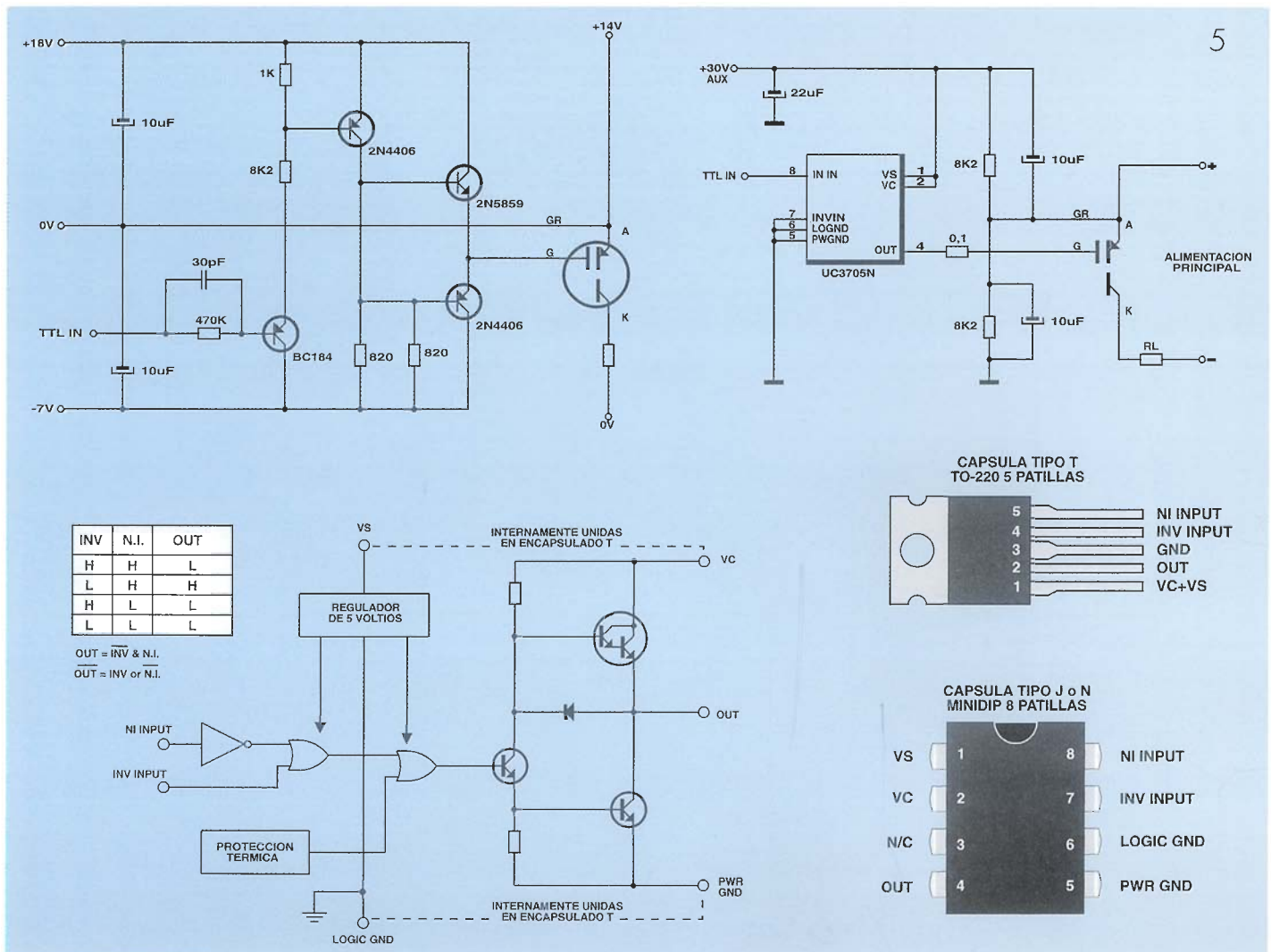
tienden a detectar un corte de energía externo antes de que afecte al circuito y realizar la desconexión previa del MCT. Una solución bastante simple pasa por utilizar otro de los dispositivos de la serie, como el UC3706X, el cual posee salidas complementarias: si utilizamos una salida invertida la desaparición de la alimentación se traducirá en una desconexión del MCT.

Un circuito de control ideal nos permitirá operar el MCT al límite de sus posibilidades. Con sus 600 V y 85 A de gama es capaz de controlar cargas de hasta 50 kW, y el fabricante ofrece dispositivos que contienen hasta 12 de estos circuitos en paralelo, lo que le posibilita para operar cargas de hasta 1 MW. Con el fin de mantener la potencia media dentro de unos márgenes, el dispositivo se activará a 4 μ s, a un régimen de 250 pps (a un 0,1% de ciclo completo), tal y como vemos en 7a. La disponibilidad de unos 600 V en el laboratorio no suele ser habitual, por lo que nos confor-

mamos con una modesta alimentación de +85 V. Como el alimentador utilizado fue desarrollado a partir de un Variac, el MCT puede recibir sin problemas pulsos de corriente a través de una existencia de 1 Ω , cuya tensión en sus extremos se muestra en 7b, el trazo inferior, siendo el trazo superior el que corresponde a la forma de onda del controlador de puerta.

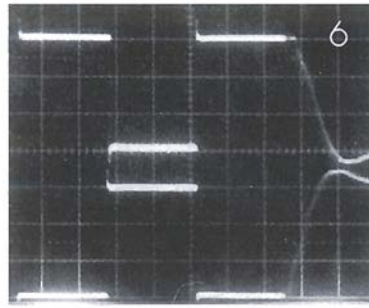
En nuestros experimentos comprobamos que el MCTX75P60E1 es bastante versátil y fácil de utilizar. Al aplicar este tipo de dispositivos debemos centrarnos en la obtención del máximo rendimiento de sus ventajas principales, tales como su poca caída de tensión si los comparamos con otros dispositivos como el IGBT -dejando los mosfet aparte- y trabajar dentro de sus limitaciones. Como dispositivo de doble inyección -tanto el emisor N como el P- la caída en conducción se sitúa por debajo de la de los transistores de puerta bipolar aislada, especialmente en los picos mayores de corriente

5.- a) Circuito de control de puerta erróneo MKI.
b) Circuito de control que usa el UC3705N.
c) Diagrama interno.



6.- Forma de onda en el control de puerta del MCT a partir de una señal cuadrada de 10 khz, utilizando el UC3705N. En el doble trazo podemos ver las transiciones positiva y negativa; 10 V/div en vertical, 20 μ s/div y 200 ns/div en horizontal.

(fig. 8a). Queda claro que su tiempo de desconexión es mayor que el de los mosfet, los cuales conducen tan solo por la acción de los portadores mayoritarios, a pesar de que puedan ser utilizados a frecuencias superiores que los Darlington de potencia. Los modelos simulados para los dispositivos (8b) muestran lo cercanas que están las disipaciones en desconexión medidas y las previstas. Con los modelos actuales puede que precisemos una red de rechazo para reducir el ruido numérico en la simulación, aunque en ese caso es probable que también la necesitemos en el modelo real, dependerá de la aplicación. Esto se debe a que el área de operación segura para el MCT-P se sitúa a la mitad de la tensión de ruptura del dispositivo en vez de estar a un 80% típico de los dispositivos de potencia de tipo N. Si una aplicación requiere una conmutación de tipo inductivo y la red de



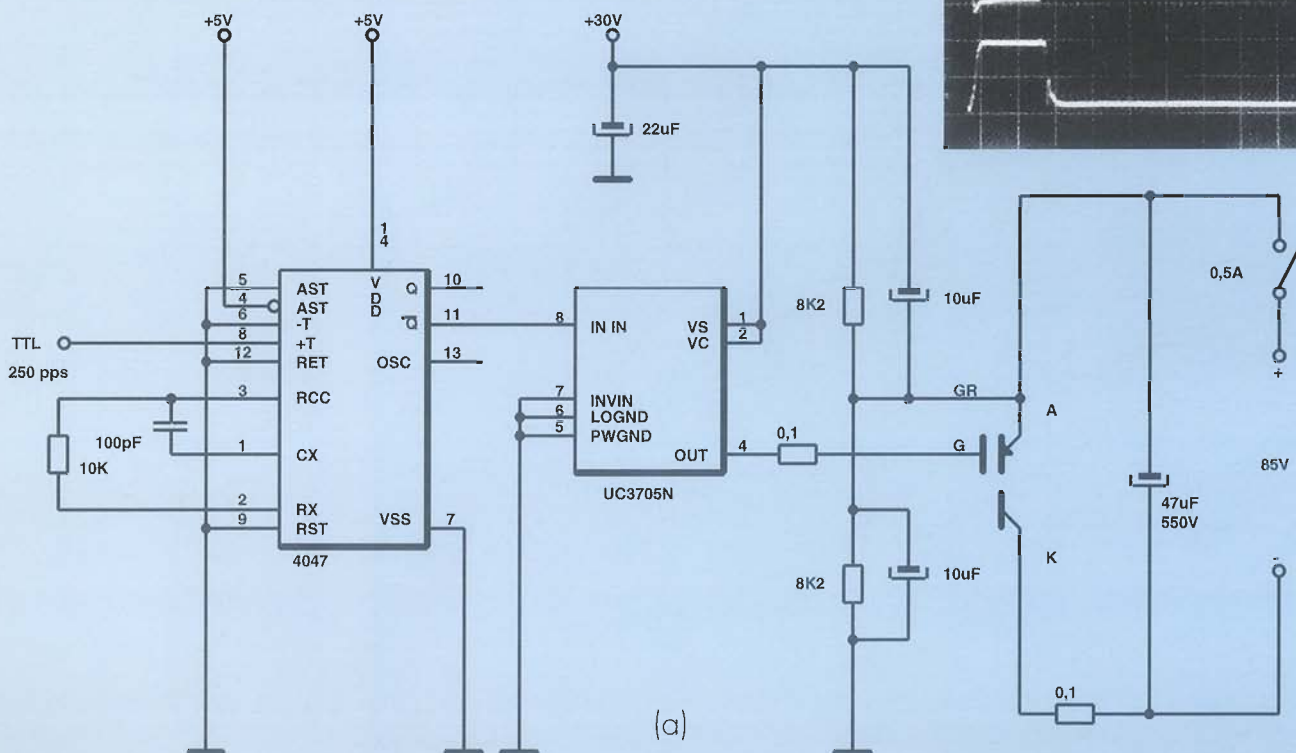
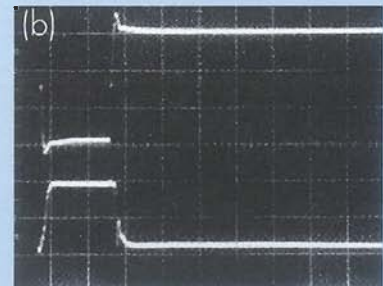
rechazo no representa un coste excesivo, el MCT será la mejor elección. Y por añadidura, si aún con la red las pérdidas de conmutación ahora se aproximan a las de conducción, aún así el MCT ofrecerá mayores ventajas.

Por otra parte, con sus mínimas pérdidas en conducción, estos

dispositivos resultan ideales en conmutaciones suaves, cargas resistivas y, sobre todo, en aplicaciones en circuitos con paso por cero como circuitos resonantes. La frecuencia máxima de funcionamiento (F_{max}) dependerá tanto de las pérdidas en conducción como en conmutación, y pueden definirse de más de una forma (figura 8c, donde "E" indica "Energía"). De todas formas, se suelen utilizar mayormente en aplicaciones cuya frecuencia de operación no exceda de 30 khz o inferiores. Ha de tenerse en cuenta que el pico inverso (V_{ka}) es de +5 V, como un circuito en puente o

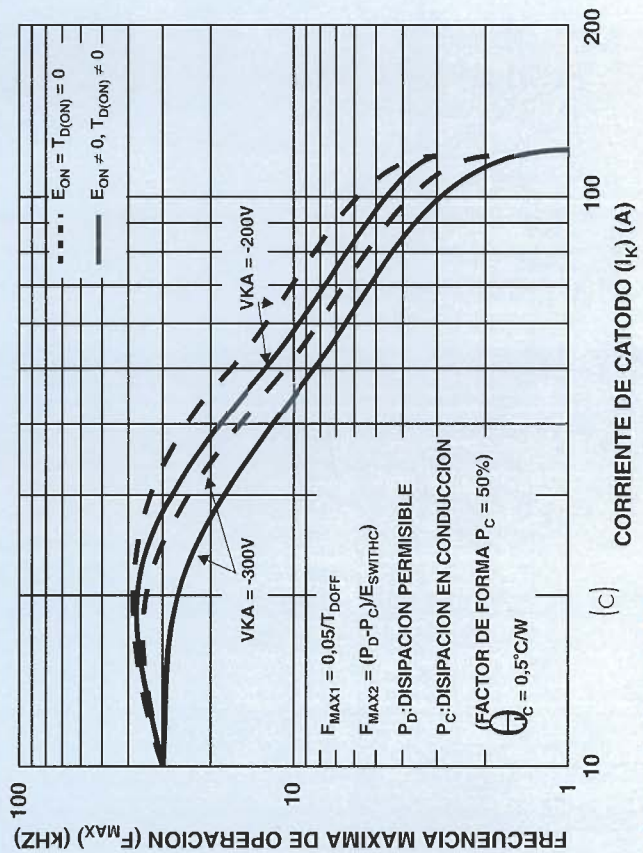
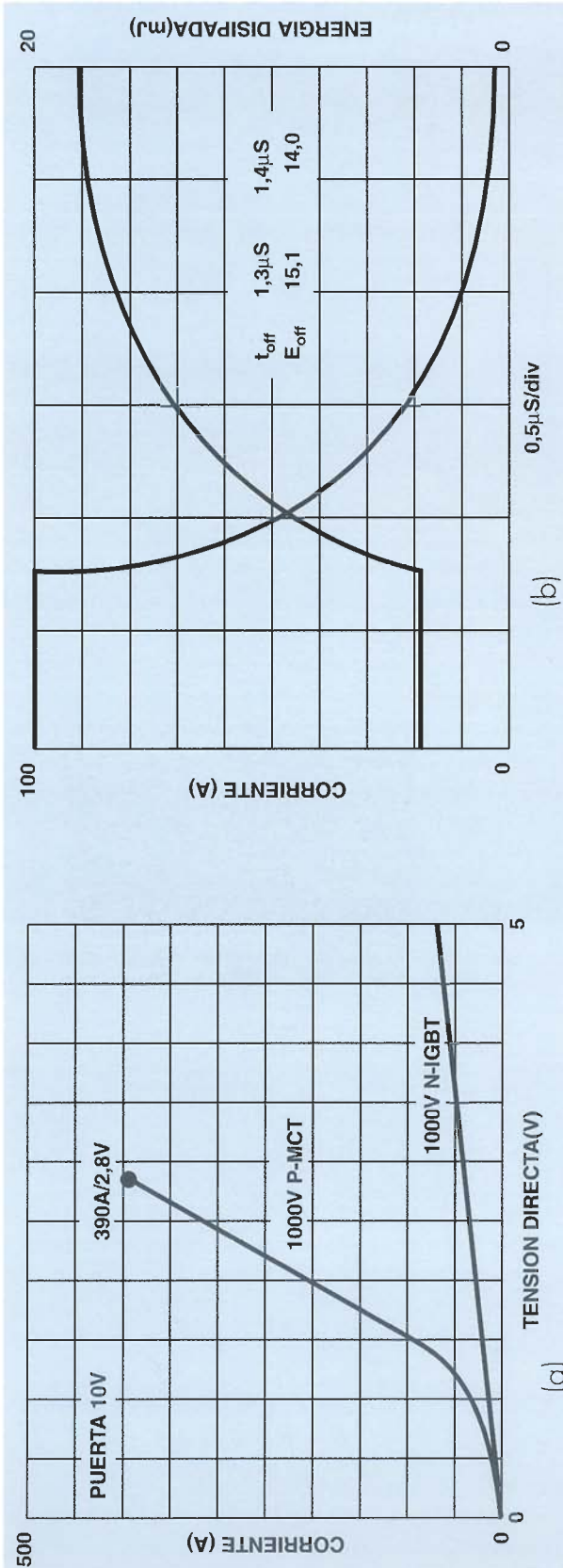
7

7.- a) Circuito utilizado para activar el MCT a 80 A. Observamos la resistencia de 100 miliohmios en la puerta de control.
b) Forma de onda en la puerta de control, 10 V/div vertical, 2 μ s/div horizontal (trazo superior), tensión sobre carga de 1 Ω , 50 V/div horizontal (trazo inferior).



rectificador de media onda con una carga inductiva, por lo que deberemos dotar al montaje de diodos en antiparalelo de conmutación para ofe-

cer una vía de salida a la corriente de magnetización al inicio de cada medio ciclo, al operar con cargas pequeñas.



8.- a) (Arriba y abajo) Caída en conducción directa del MCT comparada con la de un IGBT.
b) (Arriba a la derecha). Pérdidas calculadas y reales de desconexión de un MCT-p 600 V (300 V, + 150 °C, desconexión inductiva).
c) (Derecha) Frecuencia de operación máxima en función de la corriente de cátodo.



Secráfono para VOZ

Cómo prevenir la interceptación de llamadas telefónicas de carácter privado mediante la utilización del sistema codificador que aquí proponemos.

Existen multitud de casos en los que la privacidad de las conversaciones se convierte en algo esencial. En el mercado se pueden localizar costosos y avanzados sistemas de codificación destinados, casi siempre, a la aplicación en el campo militar. Para las necesidades de seguridad de un eventual "pinchazo" a menor escala bastan sistemas más sencillos y baratos, aunque no por ello menos efec-

tivos. El equipo que a continuación describimos invierte el espectro de frecuencias de audio de una conversación según una frecuencia de referencia para lograr, así, la codificación deseada, y la desinvierte para conseguir, posteriormente, su decodificación. Aunque, en un principio, se diseñó para proteger conversaciones telefónicas su utilización final no tiene por qué limitarse a dicha utiliza-

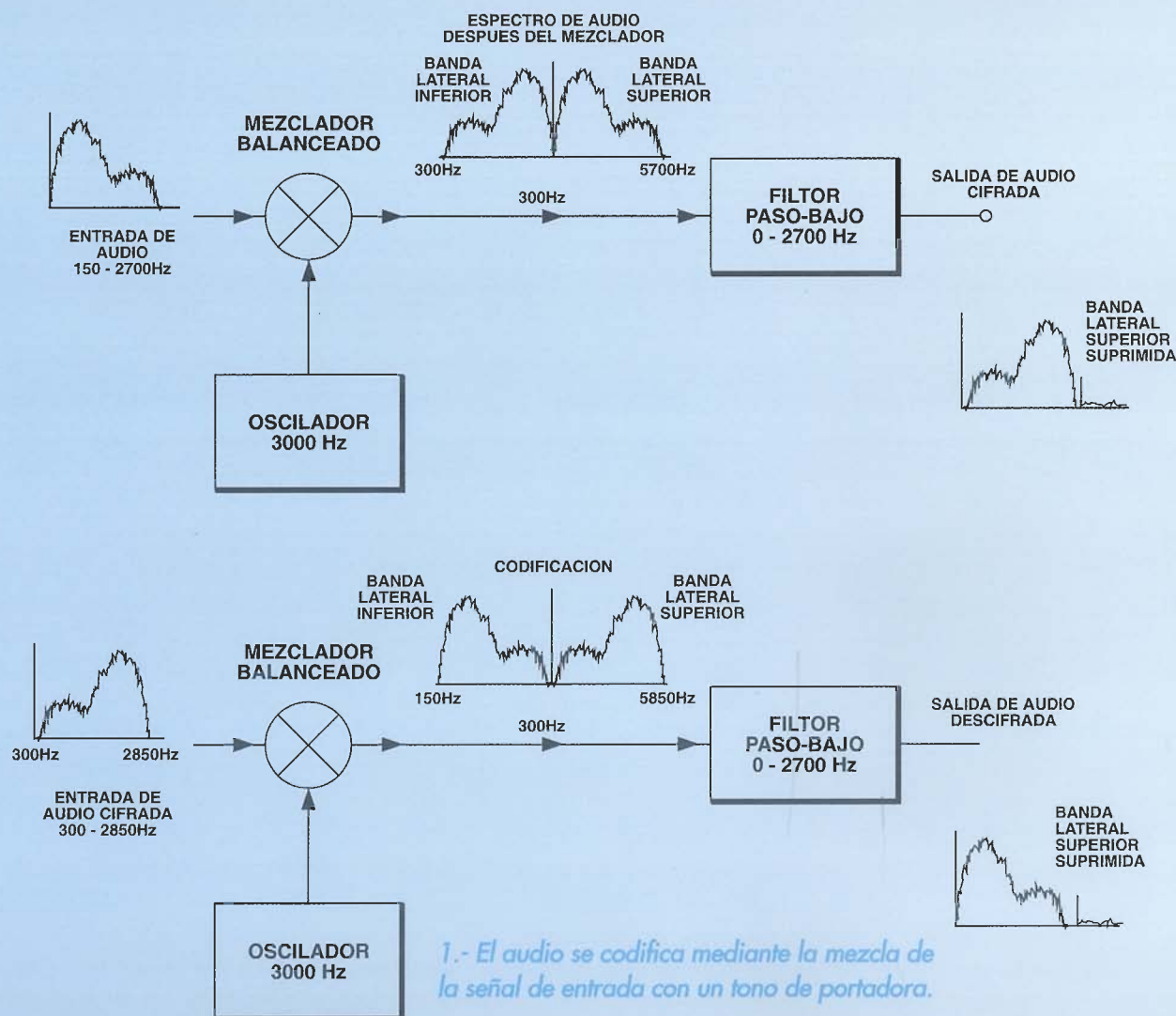
ción. El dispositivo puede incluso codificar cintas de audio, con lo que su escucha precisará posteriormente de la correspondiente decodificación.

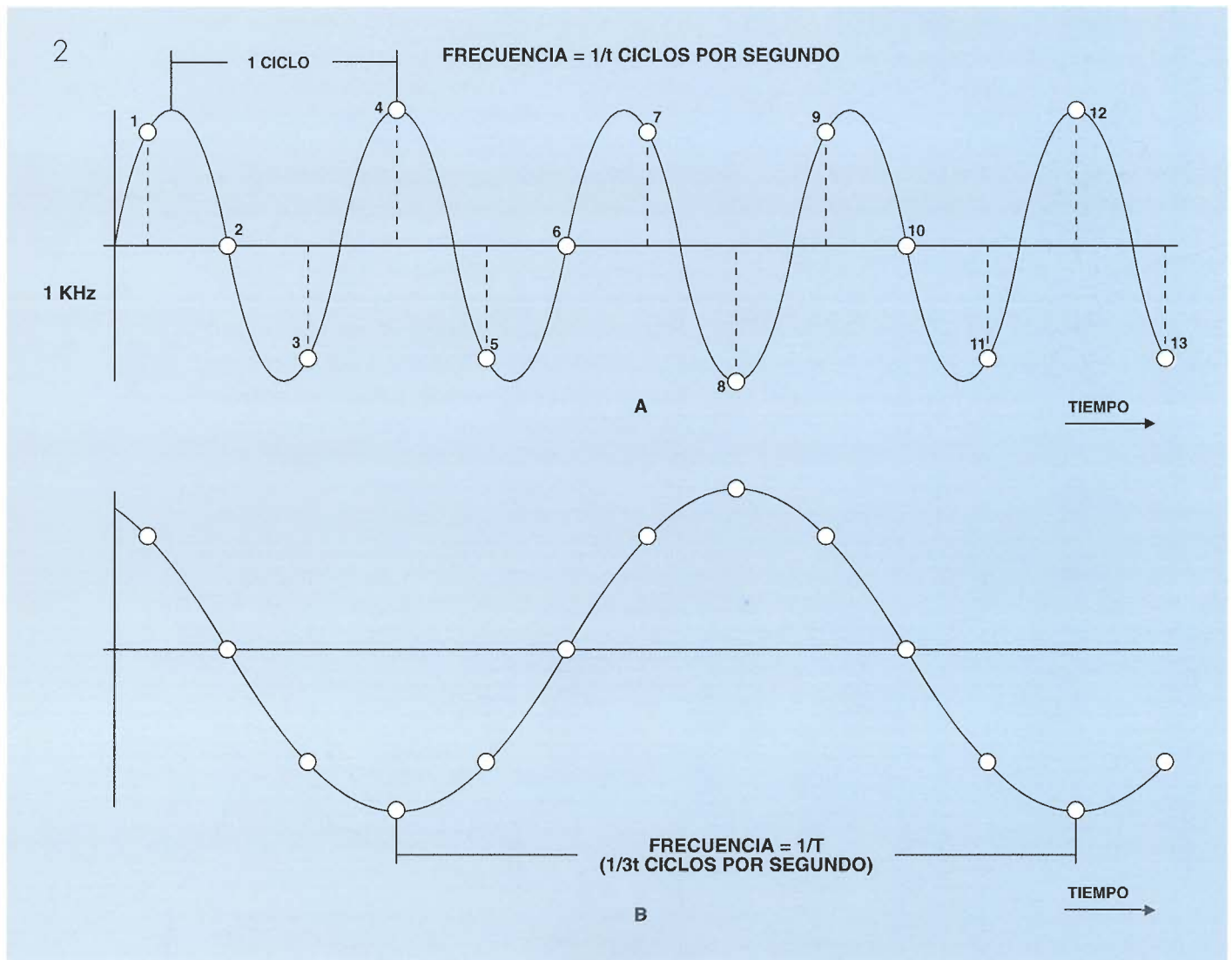
Este método de codificación de audio va acompañado de la mezcla de la señal de audio de entrada con un tono portador, tal y como podemos ver en la figura 1. El procedimiento de mezcla lo lleva a cabo un modulador balanceado, lo cual se traduce en una doble banda lateral y en la eliminación de la señal portadora. Las dos bandas laterales resultantes son las correspondientes a las frecuencias inferior y superior a la banda de frecuencias audibles, esto es, respectivamente, 150-3.000 Hz y 3.000-7.000 Hz.

Dado que la mayor parte de los circuitos de audio se diseñan para frecuencias situadas en la

banda lateral inferior, la banda superior se filtrará. La banda lateral inferior contiene frecuencias similares a las correspondientes a la gama audible, pero con el espectro invertido. Si consideramos una portadora de 3.000 Hz, una entrada de 500 Hz producirá una salida de 2.500 Hz y una entrada de 1 kHz originará a la salida una señal de 2 kHz. La energía espectral de la voz humana está más concentrada en el final del espectro audible, principalmente en la zona de 300 a 1.000 Hz, y algo menos en la gama de 2.000 a 2.500 Hz. La salida resultante tendrá, por tanto, un tono más elevado, siendo en consecuencia ininteligible.

Hemos utilizado un método de codificación digital en nuestro montaje porque éste precisa de menos





2.- La señal sinusoidal de 1 kHz es sometida a muestreo (a) y las tomas impares se invierten, resultando así una señal de frecuencia inferior (b).

componentes y ajustes que su equivalente analógico. Debido a que el principio de decodificación es el inverso que el de codificación, podemos utilizar el mismo circuito para ambos fines. El sistema de encriptado tiene dos canales para permitir así la utilización en "full duplex", facilitando, de este modo, la comunicación bidireccional. Hemos de observar que se precisará la utilización de dos equipos completos - uno a cada lado de la línea - para poder mantener una conversación telefónica codificada.

El sistema opera de la siguiente manera: la entrada de audio se filtra primeramente mediante un filtro paso-banda activo de condensadores conmutados a fin de limitar la gama de frecuencias a 150-2 700 Hz. La señal es luego digitalizada con un régimen de muestreo de 5,86 kHz, el cual duplica la mayor frecuencia de audio (2.700 Hz). Cada una de las muestras

digitalizadas en formato de 8 bits tiene su bit de signo invertido cuando se hace llegar al convertor digital-analógico. Esto produce el efecto de inversión del espectro a la salida. La señal se lleva luego a un filtro pasa banda para eliminar la componente debido a la conmutación, dejando así la señal resultante en consonancia con la de entrada, pero con su espectro "plegado" sobre una frecuencia igual a la cuarta parte de la frecuencia de muestreo, esto es, 1.465 Hz.

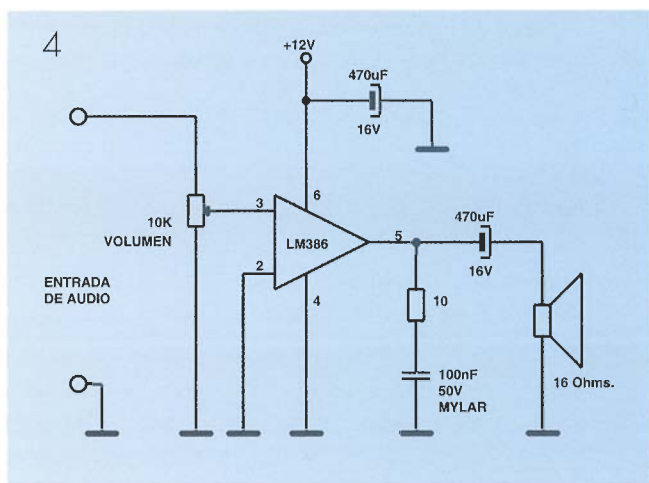
En la figura 2-a podemos ver una señal sinusoidal de 1 kHz sometida a muestreo; tal y como se ha explicado, las tomas pares se invierten, lo cual se traduce en una onda de frecuencia inferior (b). El proceso es reversible: si tomamos una señal de frecuencia inferior (2-b) y la sometemos a muestreo en los mismos intervalos obtenemos la regeneración de la señal original.

La "masa" del codificador deberá aislarse con respecto a la masa real. Por dicha razón, el circuito

El resto de la circuitería lo constituye el sistema de reloj y control para los "codec". La señal de reloj se genera a partir de un oscilador constituido por un cristal de 3 Mhz: {XTAL1}, IC1-a e IC1-b. La señal de 3 Mhz se divide por dos en IC2-a para generar el reloj principal de 1,5 Mhz, e IC2-b la vuelve a dividir por dos para obtener una frecuencia opcional de 750 kHz. Esta es luego dividida por IC3 e IC4

[illegible]

4.- Para aplicaciones que requieran un altavoz es posible que precisemos utilizar un pequeño amplificador, tal y como aquí se puede ver.

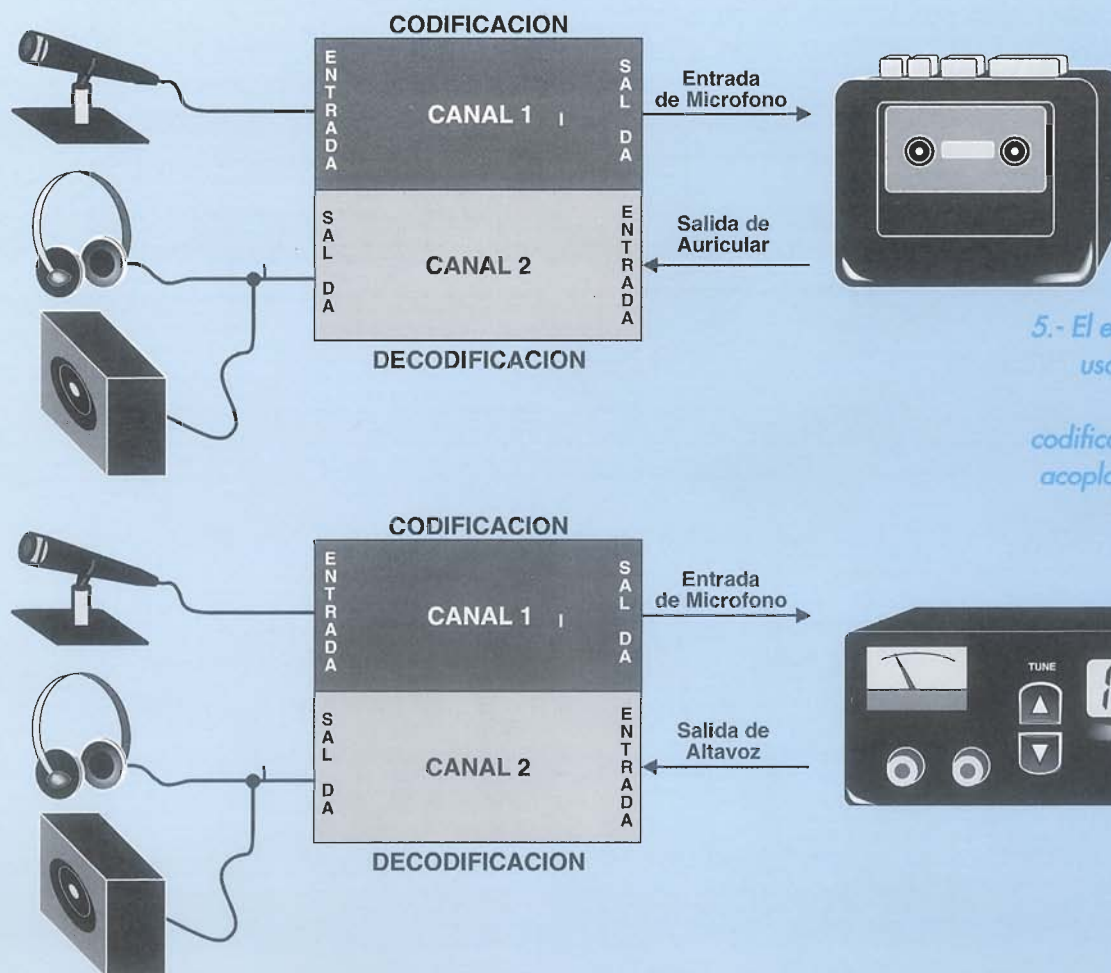


para obtener las señales de 5,86 y 2,93 kHz. El flip-flop D IC4 produce un tren de impulsos de 2,93 kHz, utilizado para la inversión del bit de signo. Los impulsos de 5,86 kHz se utilizan para desplazar un conjunto de datos serie, de anchura igual a 8 pulsos de reloj, desde el conversor A/D de los "codec" hasta el conversor D/A. Los datos prove-

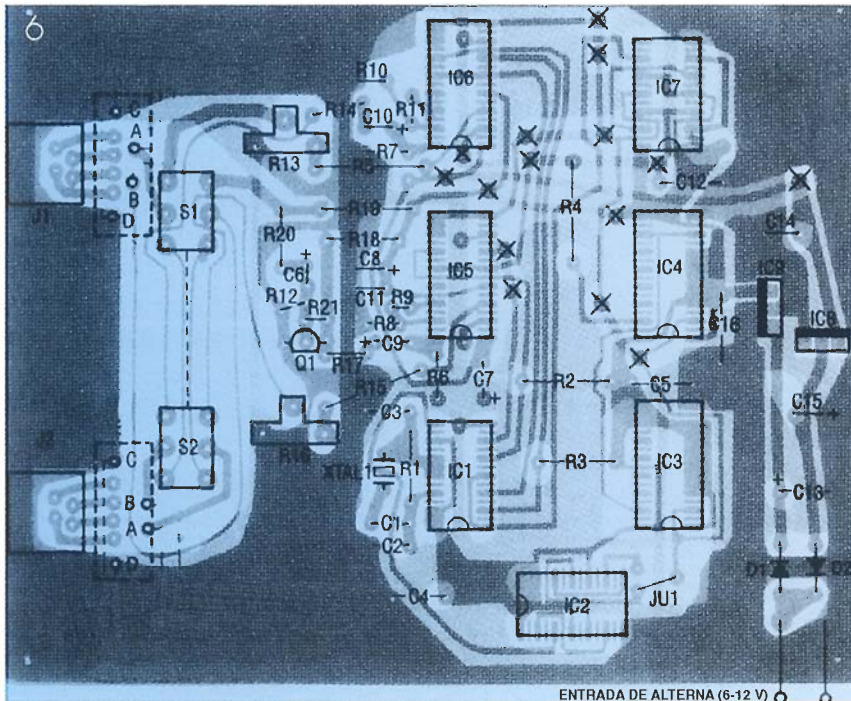
nientes de un conversor A/D (patilla 11 de IC5 ó IC6) atacan a IC1-c o IC1-d, respectivamente. Estas puertas OR EXCLUSIVA se comportan como inversores si una de sus entradas se mantiene a nivel lógico alto, o como transmisores simples de datos si la otra entrada se pone a nivel bajo. Si aplicamos la señal de 2,93 kHz en una entrada, se invertirán de forma alterna, y a una frecuencia de 5,86 kHz, los bits de signo del flujo de datos que circula por ella. Por lo tanto, los datos provenientes de la patilla 11 de IC5 (ó IC6) que realimenta la sección de conversión D/A (patilla 6) están siempre invertidos en signo.

Esto simula el efecto de inversión del espectro de frecuencia de la señal analógica reconstruida. La circuitería requerida para interconectar el sistema encriptador a la línea telefónica puede verse en la figura 3. La resistencia R17 acopla el audio entre el transistor Q1 e IC5. Dicho transistor nos proporciona una ganancia en tensión de unos 10 dB.

5



5.- El equipo se puede usar para realizar grabaciones codificadas (a), o bien acoplarse a un radio-transmisor (b).



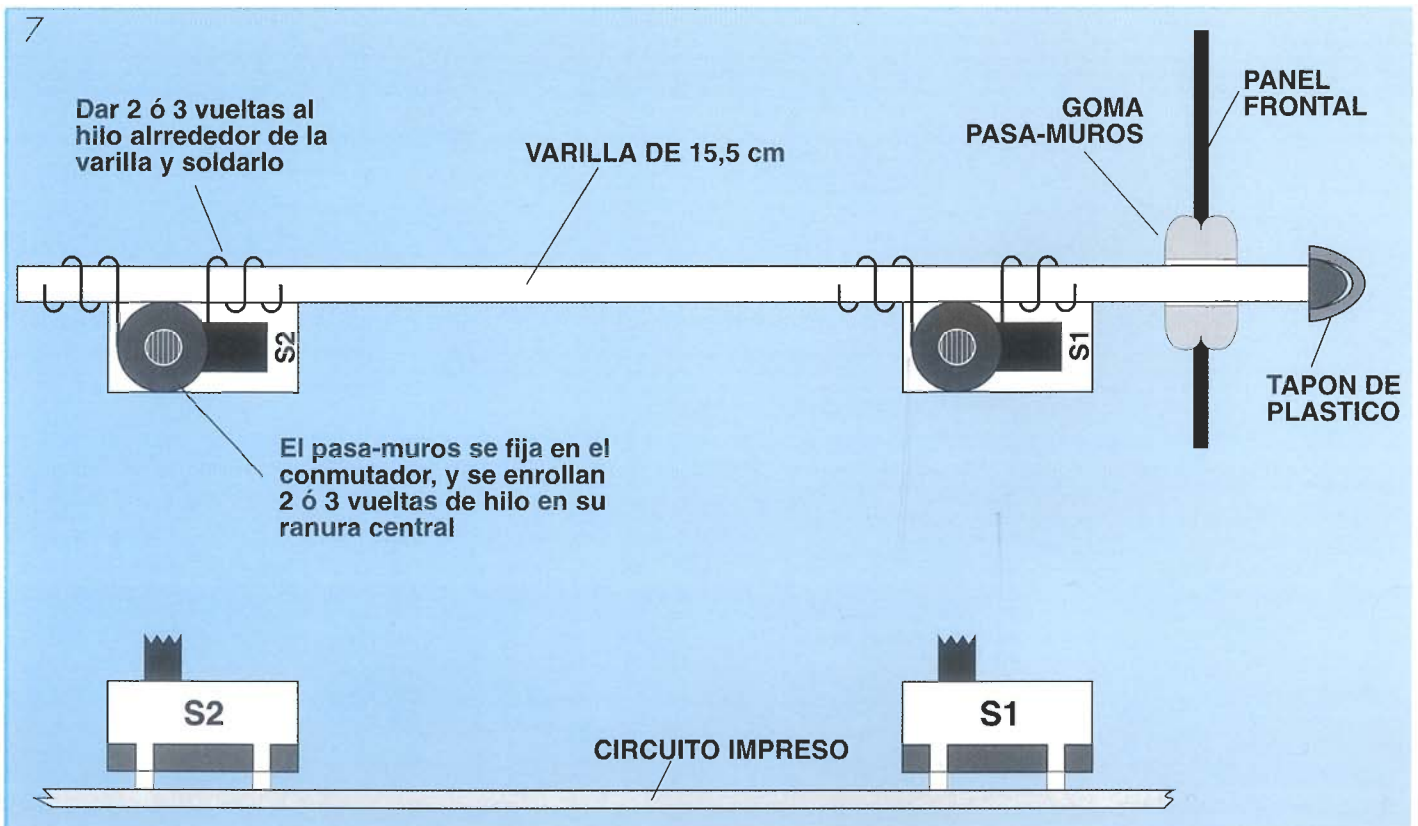
Las clavijas modulares J1 y J2 se conectan a S1 y S2 a través de puentes que deberán ser configurados de acuerdo a nuestro propio sistema telefónico. Debido a que la inserción de nuestro montaje dentro del propio equipo telefónico está desaconsejada por los consabidos problemas de conmutación y

un micrófono en la entrada del montaje, hemos de tener presente que muchos modelos llevan incorporado un preamplificador, lo que puede darnos señales de hasta 1 voltio en su salida. Este tipo de micros puede acoplarse directamente a la entrada del decodificador, mientras que otros que entreguen menos

marcación, se instalará a partir del auricular, por lo que tan solo tendremos que ocuparnos del micrófono y el altavoz del mismo. El TP3054 puede manejar una carga de 600 Ω (la impedancia de la línea telefónica) directamente. Si no utilizamos un sistema telefónico, tan solo tendremos que considerar la utilización de las patillas de entrada de cada "codec". Para conseguir que el integrado sea capaz de manejar un altavoz podemos acoplarle un pequeño amplificador, como el que podemos ver en la figura 4. Si utilizamos

6.- Situación de componentes. Instalaremos un puente de hilo conductor pasante en todos los puntos etiquetados con una "X".

7.- Los conmutadores S1 y S2 pueden trabajar al unísono con solo unirlos mecánicamente, tal y como podemos observar aquí.



8.- Aquí podemos ver el circuito completamente montado y alojado en su caja. Observamos que S1 y S2 están unidos físicamente.

Lista de componentes
Resistencias
 R1: 2,2 MΩ
 R2,3: 470 Ω
 R4,5: 100 Ω
 R6,7: 22 kΩ
 R8,10,14,15,17: 1 kΩ
 R9,11: 6,8 kΩ
 R12: 8,2 kΩ
 R13: 1 kΩ, potenciómetro
 R16: 10 kΩ, potenciómetro
 R18-20: 10 kΩ
 R21: 33 kΩ

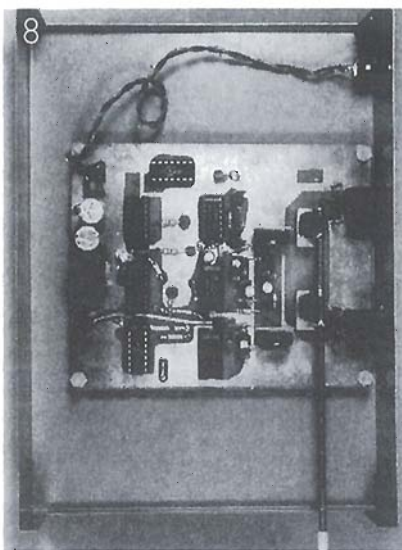
Condensadores:
 C1: 22 pF
 C2,3: 82 pF
 C4,5,11,14,16: 10 nF
 C6,9,10: 1 μF, 35 V, electrolítico
 C7,8: 10 μF, 16 V, electrolítico
 C12: 470 pF
 C13,15: 470 μF, 16 V, electrolítico

Semiconductores:
 IC1: 74HC86, cuádruple puerta OR EXC. de 2 entradas
 IC2,7: 74HC74, doble flip-flop tipo D
 IC3,4: 74HC161, contador binario síncrono de 4 bits
 IC5,6: TP3054N, Codec (National Semiconductor)

señal precisarán la utilización de un amplificador.

La red de conmutación conformada por S1 y S2 se ha añadido a la placa para conmutar la entrada y salida del codificador/ decodificador en la línea telefónica. La resistencia R13 ajusta el sonido del receptor telefónico, y R16 se puede regular para conseguir una óptima recepción al otro extremo de la línea telefónica.

En la figura 5 vemos dos aplicaciones más: la figura 5-a nos muestra cómo hacer grabaciones codificadas, mientras que en la 5-b vemos como se puede retocar una señal con nuestro dispositivo para luego aplicarla a un transceptor de radio (debemos recordar que ciertas normativas de radioaficionado prohíben expresamente la codificación de la señal transmitida).



preendida entre 6 y 12 V CA. Verificaremos la presencia de +5 V en la patilla 4 de IC5 e IC6, así como en la patilla 16 de IC2, IC3 e IC4 y en la 14 de IC1. El siguiente paso será verificar la presencia de 5 V en la patilla 1 de IC5 e IC6. Si todos estos voltajes están correctos, pasaremos a insertar los chips en sus zócalos. La figura 7 nos muestra cómo ligar mecánicamente los interruptores S1 y S2, y la figura 8 nos ofrece una vista de la placa completamente montada y alojada en su caja.

Verificación

Comprobaremos la existencia de una señal de 1,5 Mhz y 5 Vpp en la patilla 2 de IC3. Deberemos tener también un tren de pulsos de 5,86 khz en la patilla 15 de IC4, y en las 5 y 12 de IC5, e IC6. Verificamos luego la existencia del tren de pulsos de 2,93 khz en la patilla 1 de IC1-c y en la 4 de IC1-d. Debido a lo corto del pulso (250 nanosegundos), puede que nos sea difícil verlo en un osciloscopio de tipo no profesional.

Si todos los chequeos han sido correctos, aplicaremos una señal de 1 khz y 0,5 Vpp en la unión de R17 y C9; deberemos obtener un tono de 2 khz por IC5. Ahora, conectaremos, de forma temporal, la patilla 3 de IC5 a la unión de C10 y R14 utilizando para ello una resistencia de 100 kΩ. En la patilla 3 de IC6 deberemos obtener el tono original de 1 khz. El siguiente paso es la aplicación de una señal de audio (desde un aparato de radio o un casete) de unos 2 Vpp en la unión de R17 y C9. Si escuchamos la señal resultante en la patilla 3 de IC5 deberemos oír un sonido "codificado". Entonces escucharemos el sonido obtenido en el canal 2; este debe ser nítido y quizás algo atenuado en altas y bajas frecuencias debido, sobre todo, a la estrechez del ancho de banda del sistema.

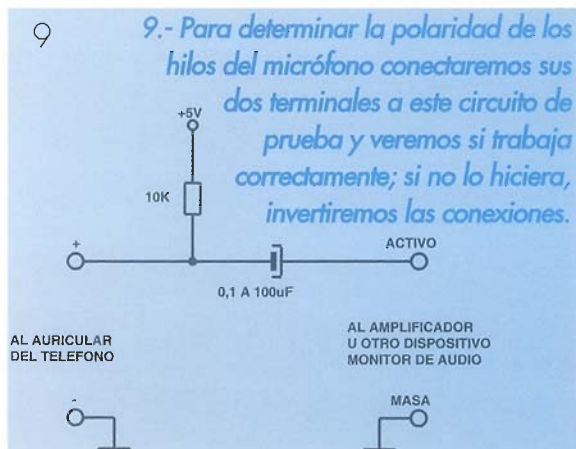
adaptación de un teléfono

Ya nos habremos dado cuenta de que no es posible conectar directamente nuestro equipo a la línea

Montaje del equipo

El circuito puede realizarse empleando técnica de cableado manual para prototipos o, por el contrario, hacer uso del diseño de placa de circuito impreso de doble cara mostrado en la figura 6.

Instalaremos primeramente todos los componentes pasivos, tales como resistencias, condensadores, puentes e interruptores. Colocaremos a continuación los reguladores de tensión IC8 e IC9. Soldaremos también los zócalos para el resto de los integrados, en el caso de que optemos por utilizarlos (opción que recomendamos). Antes de colocar los integrados en sus respectivos alojamientos aplicaremos entre el punto de unión de D1 y D2 y masa una tensión com-



telefónica. Esto se debe a que sólo es capaz de manejar señales de audio, y no señales de llamada, bien sean estas tonos, pulsos o timbre. Además de esto, su ancho de banda distorsionaría los tonos multifrecuencia utilizados por el teléfono. Debemos utilizar un teléfono de los que tienen el micro y auricular independientes de la base, y no aquellos que tienen incorporado el dispositivo marcador junto al propio auricular. Es conveniente que el auricular posea un micro de los de tipo "electret". Sin embargo, los micros de carbón (localizables en los modelos más antiguos) también pueden utilizarse si fuera necesario, aunque R19 debe pasar a valer 1 k Ω y R20 tendrá que incrementarse si el micro de carbón proporciona una señal excesiva y satura a Q1, causando cierta distorsión.

El modelo de teléfono que poseamos determinará la posición de los puentes de la placa junto a J1 y J2. Debemos identificar los siguientes puntos sobre el mismo :

1. Las conexiones del micrófono y el altavoz del auricular.
2. El tipo de micrófono (electret, carbón, dinámico)
3. La polaridad del micrófono (si es del tipo electret)
4. Las conexiones de la base telefónica.

Existen normalmente 4 hilos en las conexiones del aparato telefónico con su base. Si no somos capaces de identificarlos tras desarmar el aparato podemos intentar verificarlo con una pila de 1,5 V, la cual iremos conectando entre pares de hilos hasta que oigamos un "clic" en el altavoz del auricular. Marcaremos estos hilos como "receptores", debiendo tener una resistencia entre ellos de 50 a 1.000 Ω . El otro par de hilos corresponderá al micrófono. Buscaremos ahora un cortocircuito entre hilos de los dos pares localizados. Para ello, utilizaremos un ohmetro ajustado en la escala de resistencia elevada. La localización de un "corto" o una muy baja resistencia entre un par de hilos significará que habremos dado con los terminales de masa del micro y del altavoz del auricular telefónico. Si no podemos hallar la masa buscada, conectaremos los hilos del micrófono al circuito de prueba que vemos en la figura 9 para comprobar si funciona el micro; en caso contrario, deberemos invertir las conexiones. Con esto identificaremos el "activo" y la masa del micrófono. Una vez identificadas todas las patillas, nos fijaremos en la posición que guardan éstas en el conector modular. Las posiciones de los diferentes hilos dentro de la

clavija modular de la base telefónica pueden localizarse ahora por similitud con la posición de los hilos identificados anteriormente.

Cuando hayamos identificado todos los terminales, instalaremos los puentes de la placa de circuito impreso. En la figura 6 vemos los cuatro puntos de conexión etiquetados como A-D cercanos a la clavija modular. Los puntos están también etiquetados en consonancia. Una vez que conozcamos la posición relativa de las patillas de nuestro teléfono, sólo tendremos que efectuar los puentes pertinentes para adecuar la conexión a cada una de las funciones de los 4 hilos disponibles.

El montaje del circuito impreso puede colocarse en una caja, tal y como puede verse en la figura 8, o en cualquier otra caja adecuada. La caja mostrada ofrece la ventaja de que puede alojar el aparato telefónico en su parte superior, ahorrando así espacio.

Con una pareja de aparatos encriptadores y los correspondientes teléfonos estaremos listos para comenzar a hablar. Todo lo que necesitamos ahora es localizar alguien con quien conversar y un tema confidencial del que hablar.

Lista de Componentes (Continuación)
 IC8: LM7905, regulador a -5 V
 IC9: LM7805, regulador a +5 V
 D1,2: 1N4002, diodo
 Q1: 2N3565 6
 2N3904, transistor NPN
Varios:
 S1,2: Interruptor deslizante DPDT
 J1,2: Clavija telefónica
 J3: Conexión de potencia de 1/8 " XTAL1: Cristal de 3 Mhz. (o en la gama de 2,5 a 4 Mhz.)
 Placa de circuito impreso, separadores aislantes, caja para el montaje, etc.

PROGRAMAS PARA PC COMPATIBLES

A UN PRECIO INCREIBLE

(Toda España)

Solicitar Catálogo GRATUITO

llamando al (91) 890 38 92

o escribiendo a:

PRIX Informática - Apto. 93

28200 San Lorenzo de El Escorial

(Madrid)

FAX: (91) 896 05 10



distorsión en amplificadores de potencia (I)

En este primer artículo de una serie dedicada a la distorsión en los amplificadores de potencia, se analizará el origen de la distorsión en los amplificadores de audio. El resultado puede ser sorprendente.

Resulta chocante, en un mundo donde se puede construir el Space Shuttle y detectar los ecos del nacimiento del universo, todavía tengamos que aceptar elevadas distorsiones en los amplificadores de potencia. Consultando característi-

cas de equipos, podemos ver que a toda potencia, la distorsión armónica total (THD) puede variar de un modelo a otro más de tres órdenes de magnitud entre modelos. Aque otros parámetros no presentan un rango tan amplio,

dado el acelerado ritmo de progreso en la mayoría de los campos de la electrónica, parece que hay algo anómalo a la vista de la gran cantidad de técnicas analógicas avanzadas utilizadas en el diseño de los amplificadores operacionales; después de todo, los amplificadores de potencia no son más que amplificadores operacionales de potencia.

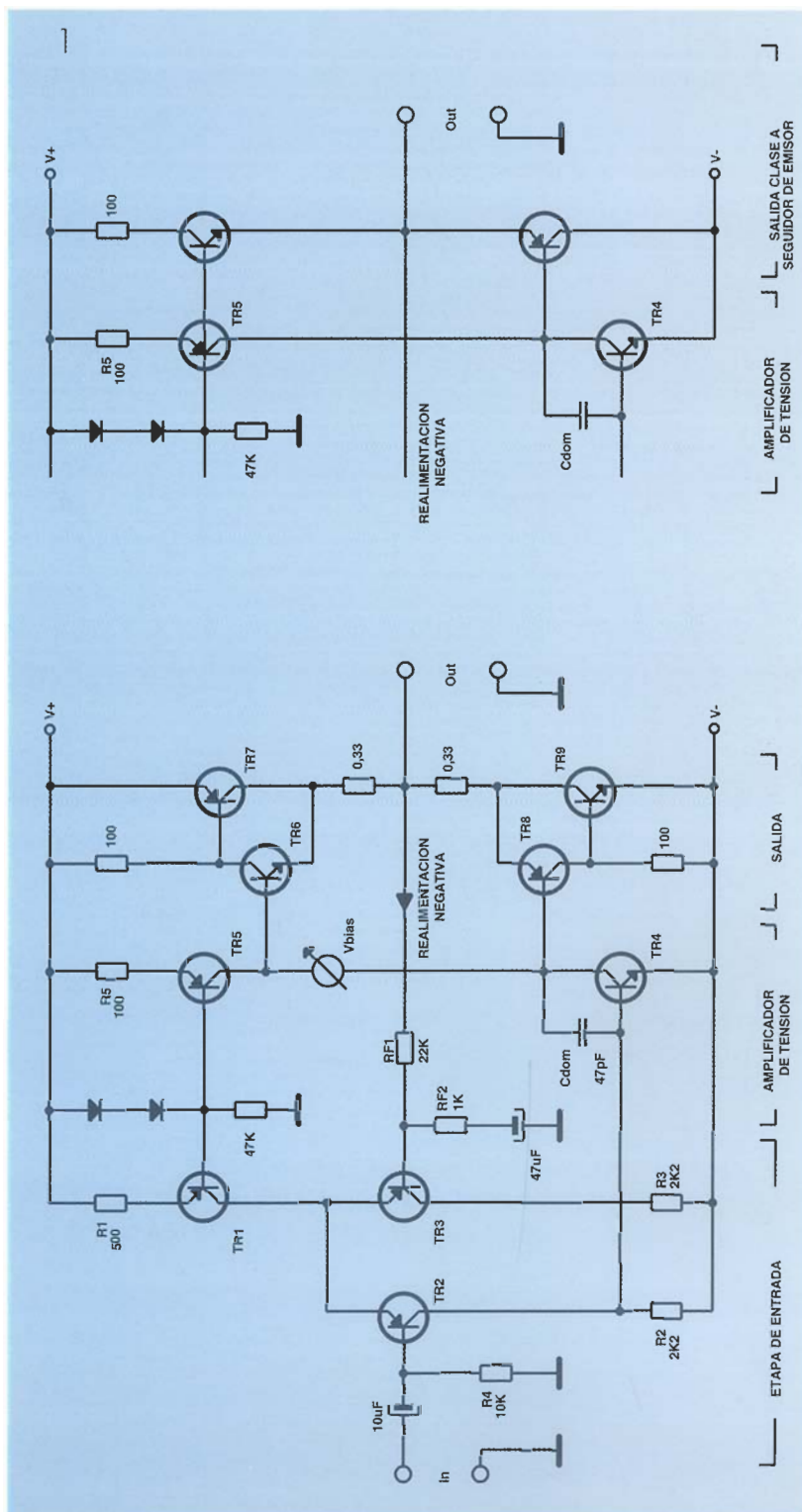
De ahí que pueda concluirse que una gran cantidad de amplificadores producen mucha más distorsión de la necesaria.

Esta serie de artículos intenta mostrar exactamente por qué distorsionan los amplificadores, además de la forma de acabar con ello, finalizando con un diseño práctico de un amplificador ultra-lineal. No obstante, y quizá debería decirse al principio, nada de esto depende de los niveles excesivamente altos de realimentación negativa. Muchas de las técnicas descritas en el presente artículo también son aplicables a los amplificadores operacionales discretos, amplificadores para auriculares y bloques de circuito similares. Asimismo, y dado que nos encontramos casi en el siglo veintiuno, no se tratarán los amplificadores de válvulas.

Como los malos entendidos y las confusiones son endémicas en el audio, se han basado estos artículos casi por completo en el trabajo experimental del autor corroborado con la simulación de determinados circuitos: gran parte del material está relacionada específicamente con las etapas de salida basadas en transistores bipolares, aunque

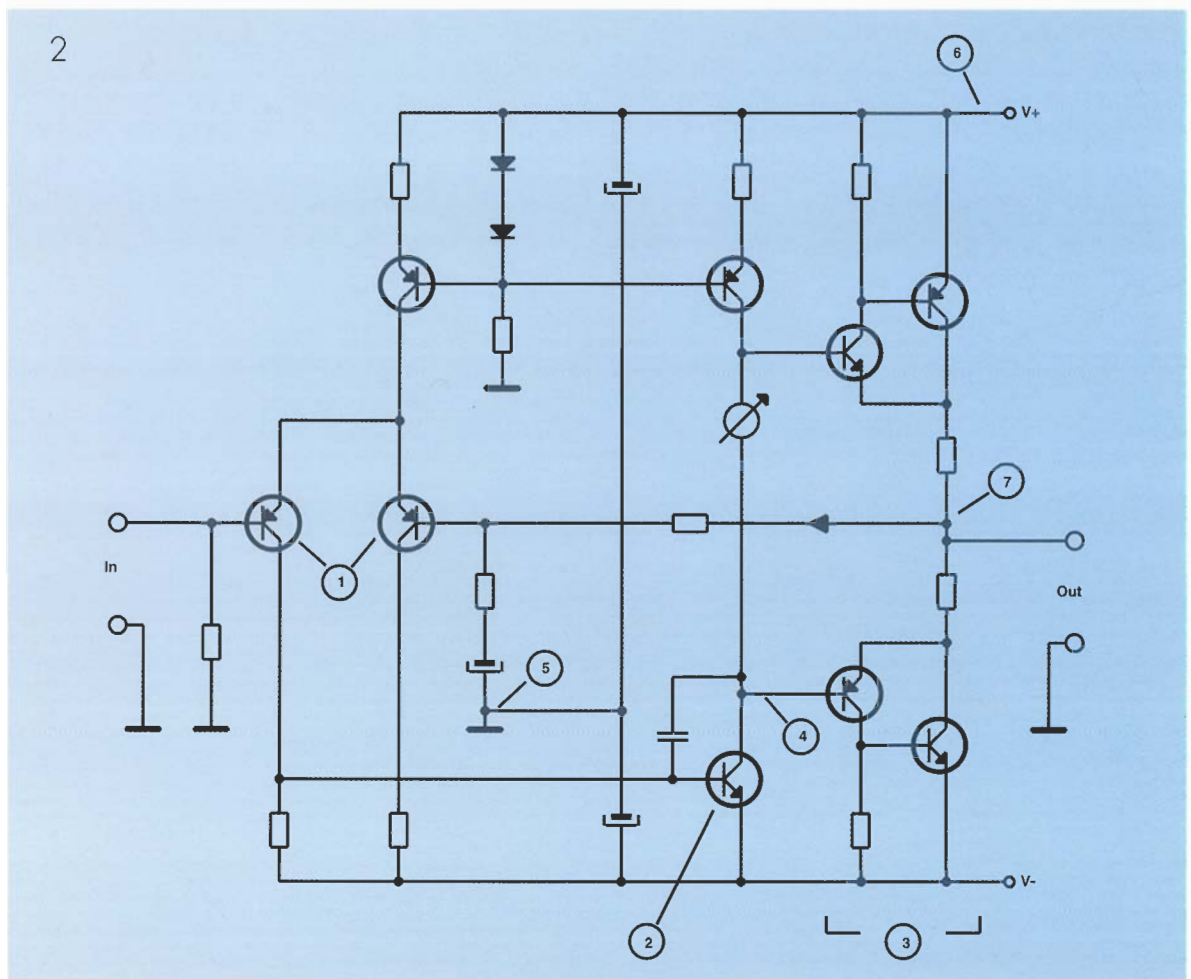
una cantidad notable se refiere a los amplificadores mosfet.

La razón fundamental por la que continúa habiendo distorsión es debida a que existe un problema técnico difícil de resolver. Un arte se convierte proverbialmente en una ciencia cuando hay más de siete variables y, como parece



1.- 1a)
Circuito convencional de amplificador de potencia de clase B. La aparente simplicidad del circuito oculta una serie de mecanismos de funcionamiento muy avanzados y complejos. El dibujo inferior (1b) muestra una adaptación de la etapa de salida para el modelado de pequeña señal.

2.- Topología de la distorsión: la localización de los siete mecanismos de distorsión.



ser que hay siete mecanismos principales de distorsión en el amplificador medio, nos podríamos ver balanceándonos en la frontera de las dos culturas. Dado que se producen muchas fuentes de armónicos no deseados, superposiciones y, en ocasiones, cancelaciones parciales, la ordenación de estas causas a la salida no es una tarea fácil.

Hacer que el amplificador sea tan lineal como fuera posible, antes de aplicar realimentación negativa, ha sido durante mucho tiempo un tópico pero, pocos artículos se han publicado sobre cómo lograr esta linealidad. Los dos factores son la linealidad básica del amplificador y la cantidad de realimentación negativa aplicada para mejorarla. Lo último no se puede aumentar más allá de un cierto límite pues deterioraremos su ganancia, mientras que no parece que haya razón, al menos en principio, por la que no se pudiera mejorar sin límite la linealidad en bucle abierto, logrando así la panacea del amplificador sin distorsión. Esta serie de artículos tiene como primera premisa la com-

prensión y la mejora de la linealidad en bucle abierto. Según sea conveniente, se agregarán bloques de circuito que culminarán en dos diseños prácticos de amplificadores que introducción las técnicas que se muestran en el presente artículo.

Cómo funciona realmente un amplificador

La Fig. 1 muestra el esquema del circuito, tan estándar como ha sido posible, de un amplificador real, correcto y bien considerado. Mucho se ha escrito acerca de esta configuración, aunque su efectividad se ha sobrevalorado, y la explicación que sigue toca, por lo tanto, varios aspectos casi desconocidos. Tiene el mérito de ser lo bastante dócil como para ser incluido en un amplificador que funcione manejado por alguien que solamente tenga

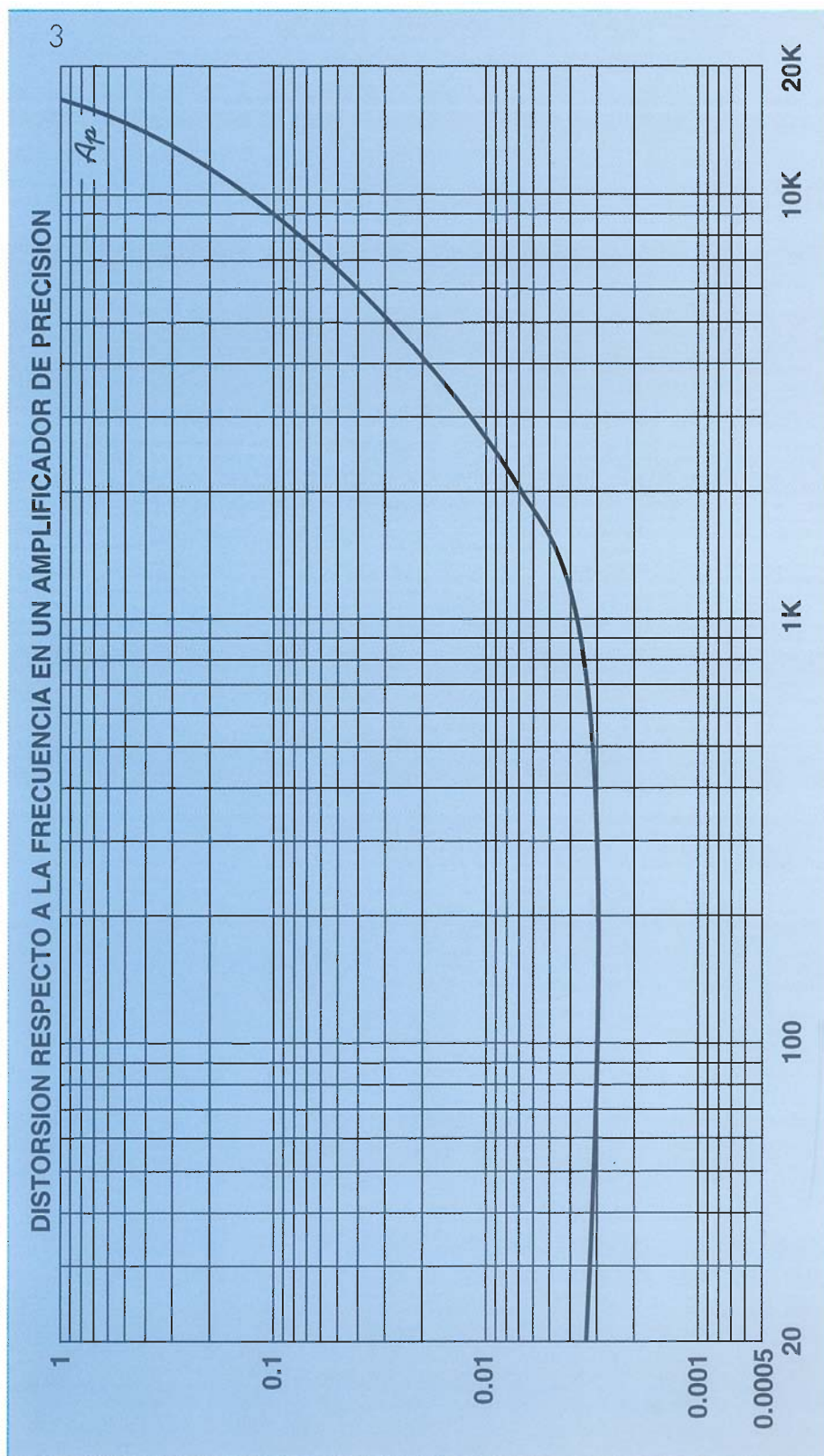
algunas someras nociones de su funcionamiento. La utilización de par diferencial de entrada es una de las pocas formas de cancelación de la distorsión en la que se puede confiar que funcione continuamente. Esto es debido a que la trans-

conductancia del par de entrada está determinada por la física del funcionamiento del transistor, en lugar de por el ajuste preciso de parámetros variables, como puede ser β . La relación logarítmica entre I_c y V_{be} es proverbialmente precisa

sobre casi ocho o nueve décadas de variación corriente.

La señal de tensión en la base del transistor de la etapa amplificadora de tensión es normalmente de un par de milivoltios, terminando más bien como una onda triangular distorsionada. Afortunadamente, la tensión en este punto tiene poco más que interés académico, ya que la topología del circuito consiste esencialmente en un amplificador de transconductancia (las diferencias de tensión en la entrada producen variaciones de corriente a la salida) que alimenta a una etapa (convertidora de corriente a tensión).

El amplificador funciona en dos regiones; la BF, donde la ganancia en bucle abierto es prácticamente constante, y la AF, por encima del punto de ruptura del polo dominante, en la que la ganancia se reduce de forma constante a 6dB/octava. Suponiendo que la etapa de salida es de ganancia unidad, hay tres rela-



3.- Las características de distorsión del amplificador clase B de la fig. 1a.

ciones simples que definen la ganancia es esas dos regiones:

$$\text{Ganancia BF} = g_m \times \beta \times R_c \quad (1)$$

El menos uno de los factores que intervienen en esta relación (beta) no se encuentra perfectamente controlado y, por ese motivo, la ganancia de BF del amplificador es una cierta extensión de algo llamado suerte; afortunadamente, esto no supone un problema, ya que es lo suficientemente grande como para proporcionar un adecuado nivel de realimentación negativa para eliminar la distorsión. El uso de la palabra "eliminar" es deliberado, como se podrá ver más adelante. Normalmente, la ganancia de BF, o el factor de realimentación local de AF, se aumenta mediante el incremento del valor efectivo de la impedancia del colector R_c , ya sea mediante el uso de una fuente de corriente colector-carga, o mediante algún tipo de amplificación.

$$\text{Ganancia AF} = g_m / (\omega \times C_{dom}) \quad (2)$$

$$1 / (\omega \times C_{dom} \times \beta \times R_c) \quad (3)$$

donde $\omega = 2\pi f$

En la región de AF, las cosas son claramente más difíciles en lo que respecta a la distorsión. Por el momento, se supondrá que es posible definir una ganancia de AF (es decir, NdB a 20 kHz) que asegure la estabilidad con las cargas prácticas y las variaciones de los componentes. Hay que señalar que la ganancia de AF, y, por ello, tanto la distorsión de AF y el margen de estabilidad, se ajustan con una simple combinación de la transconductancia de la etapa de entrada y un condensador, y la mayoría de los componentes no tiene efecto sobre ello.

Se suele decir con frecuencia que el uso de una elevada impedancia para el colector de la etapa amplificadora de tensión proporciona corriente de excitación para los dispositivos de salida, con frecuencia con la implicación de que esto, de alguna manera, permite que la etapa salte rápida y ligeramente la temida región de cruce. Esto es un concepto equivocado, ya que la impedancia del colector cae a unos pocos Kohmios a AF, debido a la realimentación local creciente a través de C_{dom} .



En un amplificador típico se suele decir que la distorsión armónica total es simplemente debida a la naturaleza de clase B de la etapa de salida, la cual está menos linealizada según disminuye el factor de realimentación debido al incremento de la frecuencia. Sin embargo, la verdadera situación es mucho más compleja, ya que las etapas de pequeña señal pueden generar una distorsión significativa por ellas mismas, al menos de dos formas diferentes, lo que puede exceder fácilmente la distorsión de la etapa de salida a altas frecuencias. Parece inaceptable permitir que ocurra esto, dada la libertad de diseño que existe en la sección de pequeña señal.

Si se incluyen todas las enfermedades a las que las etapas de clase B son propensas, se puede ver que hay siete mecanismos principales de distorsión.

La distorsión en los amplificadores de potencia aumenta a partir de:

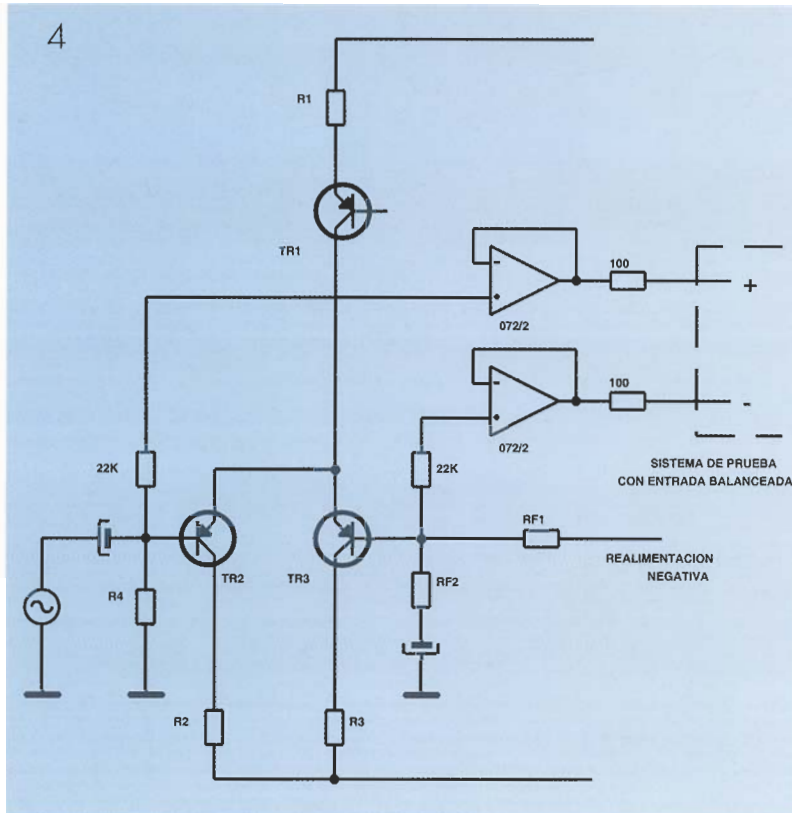
1) La falta de linealidad de la etapa de entrada. Si esta etapa es un par diferencial cuidadosamente balanceado, entonces la distorsión sólo se puede medir a AF, aumentando a 18dB/octava, y es casi un tercer armónico puro.

2) La no linealidad en la etapa amplificadora de tensión, que sorprendentemente no suele figurar en la distorsión total. Si lo hace, permanece constante hasta que se alcanza la frecuencia del polo dominante $P1$, y entonces aumenta a 6dB/octava. Con las configuraciones indicadas es casi siempre un segundo armónico.

Con frecuencia, su nivel es muy bajo debido a la realimentación negativa.

3) La no linealidad en la etapa de salida es la fuente de distorsión que por naturaleza resulta más obvia. Esto, en un amplificador clase B, será una mezcla compleja de distorsión de las señales grandes y efectos de cruce, estos últimos generando una variedad de armónicos de elevado orden, y que comunmente aumenta a 6 dB/octava. La distorsión armónica total para las grandes señales es importante con cargas de 4 ohmios y mucho peor con 2 ohmios. La situación

4



6) No linealidad producida por la inducción de las corrientes de alimentación en amplificadores de clase B en la masa de salida o en las líneas de realimentación negativas. Esto ha permanecido durante mucho tiempo en el anonimato: esta es una distorsión bastante fastidiosa, que resulta muy difícil de eliminar aunque, cuando se sabe que es lo que hay que buscar en la distorsión armónica total residual, es bastante fácil de identificar. Una gran cantidad de amplificadores comerciales sufren, en cierta medida, de este problema de distorsión.

7) No linealidad resultante de tomar la realimentación negativa de un lugar ligeramente equivocado cerca del punto en que se suman las corrientes del

transistor de potencia en un amplificador de clase

4.- Circuito de prueba para medir directamente a la ganancia en bucle abierto. La precisión de la medida depende de la relación de rechazo en modo común del montaje de prueba.

es complicada por las lentas conmutaciones en los dispositivos de salida, relativamente lentos, perfectamente señalado por los incrementos de la corriente de alimentación en las octavas de audio superiores.

4) Carga de la etapa amplificadora de tensión por una impedancia de entrada no lineal de la etapa de salida. Cuando todas las demás fuentes de distorsión se han tenido en cuenta, este es el factor limitador de distorsión en BF (es decir, por debajo de 2 kHz.) Ésta se corrige simplemente separando mediante un amplificador buffer. Su magnitud es, en esencia, constante con la frecuencia, aunque el efecto de conjunto en un amplificador completo comienza a ser menor según aumenta la frecuencia.

5) No linealidad provocada por grandes condensadores de desacoplo de alimentación, que transmiten las señales distorsionadas de las líneas de alimentación a la masa de la señal. Esto parece ser la razón por la que muchos amplificadores tienen distorsiones armónicas totales crecientes a bajas frecuencias. Examinando un montaje comercial de un amplificador para aficionados, se pudo ver que, reencaminando el retorno a masa del desacoplo, fue posible reducir la distorsión armónica total a 20 Hz en un factor de tres.

**ANUNCIESE
POR
MODULOS**

**INFORMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE
PUBLICIDAD**

TLFNO. (91) 457 69 23

B para formar la salida. Esto puede ser otro defecto bastante común.

Partiendo de lo que Mao hubiera llamado Las Siete Grandes Distorsiones (la Fig. 2 muestra la localización de estos mecanismos de forma esquemática), vamos a parar un poco para poner a luchar algunos Tigres de Papel. La primera es la distorsión en modo común en la etapa de entrada, un espectro que tiende a frecuentar las columnas de correspondencia. Como es bastante sencillo hacer un amplificador con menos de un 0,00065% de distorsión armónica total (a 1 kHz), sin necesidad de ninguna atención especial a esto, no puede ser un problema tan serio. Una prueba más rigurosa es aplicar la tensión de salida completa como una señal en modo común, haciendo que el amplificador funcione como una unidad seguidora de tensión de ganancia unidad. Esto se analiza utilizando un modelo de pequeña señal de la Fig. 1. Con una adecuada atención a la compensación, se obtiene una distorsión inferior al 0,001% al 8 V RMS a través de la banda de audio completa. Por lo tanto, parece que la única precaución real necesaria contra la distorsión en modo común consiste en utilizar una fuente de corriente adecuada para el par de entrada.

La segunda distorsión es la inyección de señales distorsionadas de las líneas de alimentación directamente a la circuitería del amplificador. Aunque este mecanismo supuesto había recibido una gran atención, junto con la distorsión número cinco, señalada anteriormente, parece ser que sólo necesita una masa adecuada. De nuevo, si se puede lograr una distorsión armónica total triple cero, con fuentes de alimentación sin regular, simples y sin necesidad de una relación de rechazo especialmente diseñada. Entonces, gran parte del trabajo realizado para la realización de fuentes reguladas puede ser de dudosa utilidad. Sin embargo, la regulación de la fuente de alimentación necesita cierta atención si las características de zumbido/ruido tienen que ser del primer orden.

Para volver a nuestra lista de los siete "infames" hay que señalar únicamente que el tipo de distorsión número tres se debe directamente a la no linealidad de la etapa de salida, aunque las distorsiones de la 1 a la 7 son debidas todas a la naturaleza del amplificador de clase B de la etapa de salida típica.

Las prestaciones

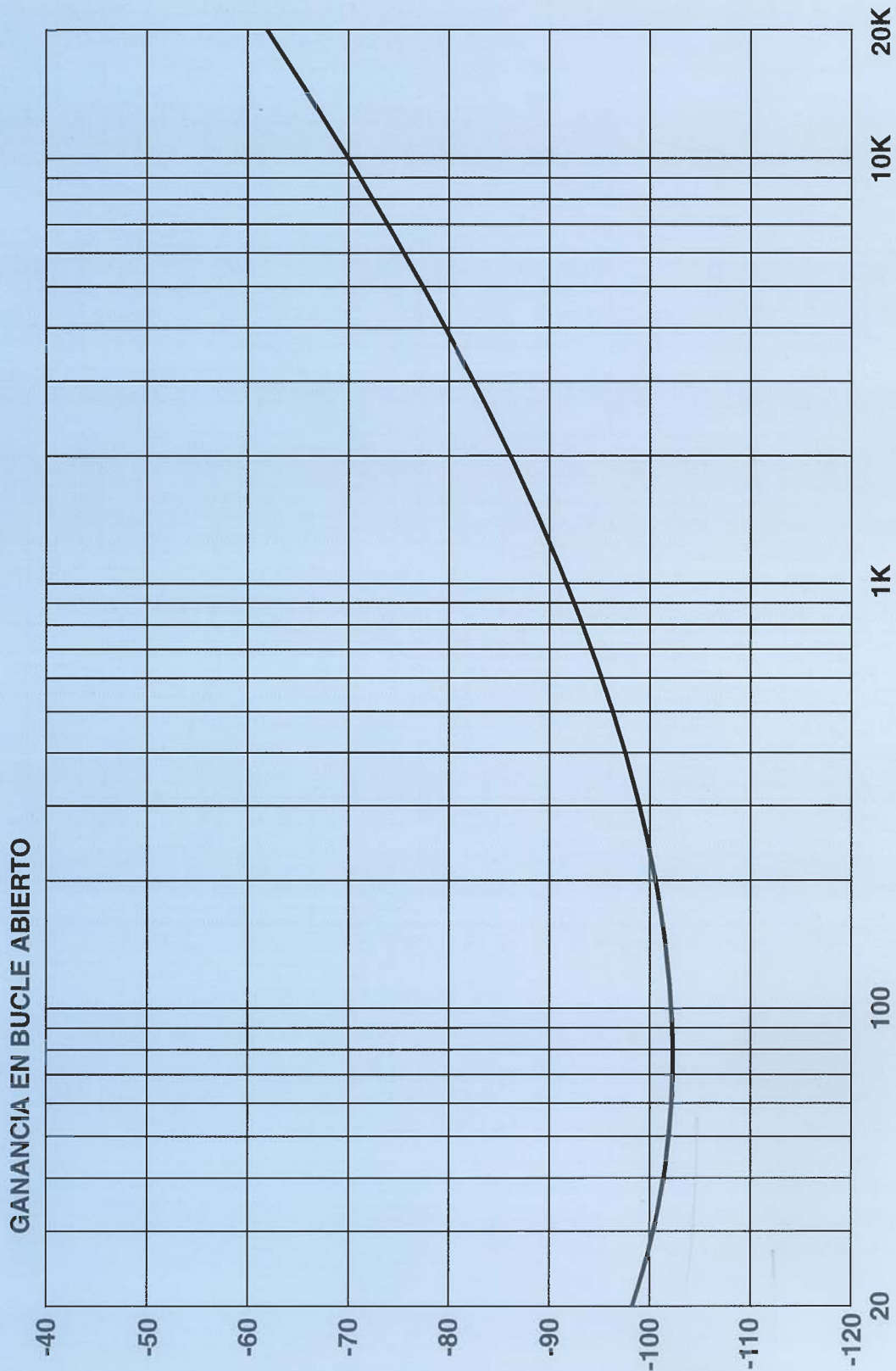
En la Fig. 3 se puede ver la curva de distorsión armónica para un amplificador estándar. Como siempre, la distorsión aumenta con la frecuencia y, como podremos ver más tarde, podría dar a sospecha si no fuera de este modo. La parte plana de la curva por debajo de los 500 Hz representa la distorsión no sensible con la frecuencia, que, en este caso, se encuentra aproximadamente a un nivel del 0,0005%. Por encima de los 500 Hz la distorsión aumenta con velocidad creciente, en lugar de hacerlo con un número constante de dB/octava, debido a la combinación de distorsiones 1, 2, 3 y 4. (En este caso las distorsiones 5, 6 y 7 se han eliminado cuidadosamente para hacer que las cosas sean simples. Este es el motivo por el que las características de distorsión ya parecen buenas, y el significado de ello no se debe pasar por alto). Con frecuencia se ha escrito que tener una distorsión constante a lo largo de la banda de audio es algo bueno. Esta es una de las afirmaciones menos afortunadas, ya que la única forma de lograr este resultado con un amplificador clase B es incrementando la distorsión en BF.

Un cambio en el valor del circuito puede alterar al menos dos de los mecanismos de distorsión y, probablemente, también cambie la ganancia en bucle abierto. En artículos posteriores se demostrará cómo se pueden medir y manipular, de forma separada, cada uno de estos mecanismos.

determinando la linealidad en bucle abierto

La mejora de algo necesita su medida y, por ello, es esencial examinar la linealidad en bucle abierto de los circuitos amplificadores de potencia típicos. En general, esto no se puede lograr directamente, por lo que es necesario medir el factor de realimentación negativa y calcular la distorsión en bucle abierto a partir de los datos de bucle cerrado usuales. Se supone que la ganancia en bucle

5



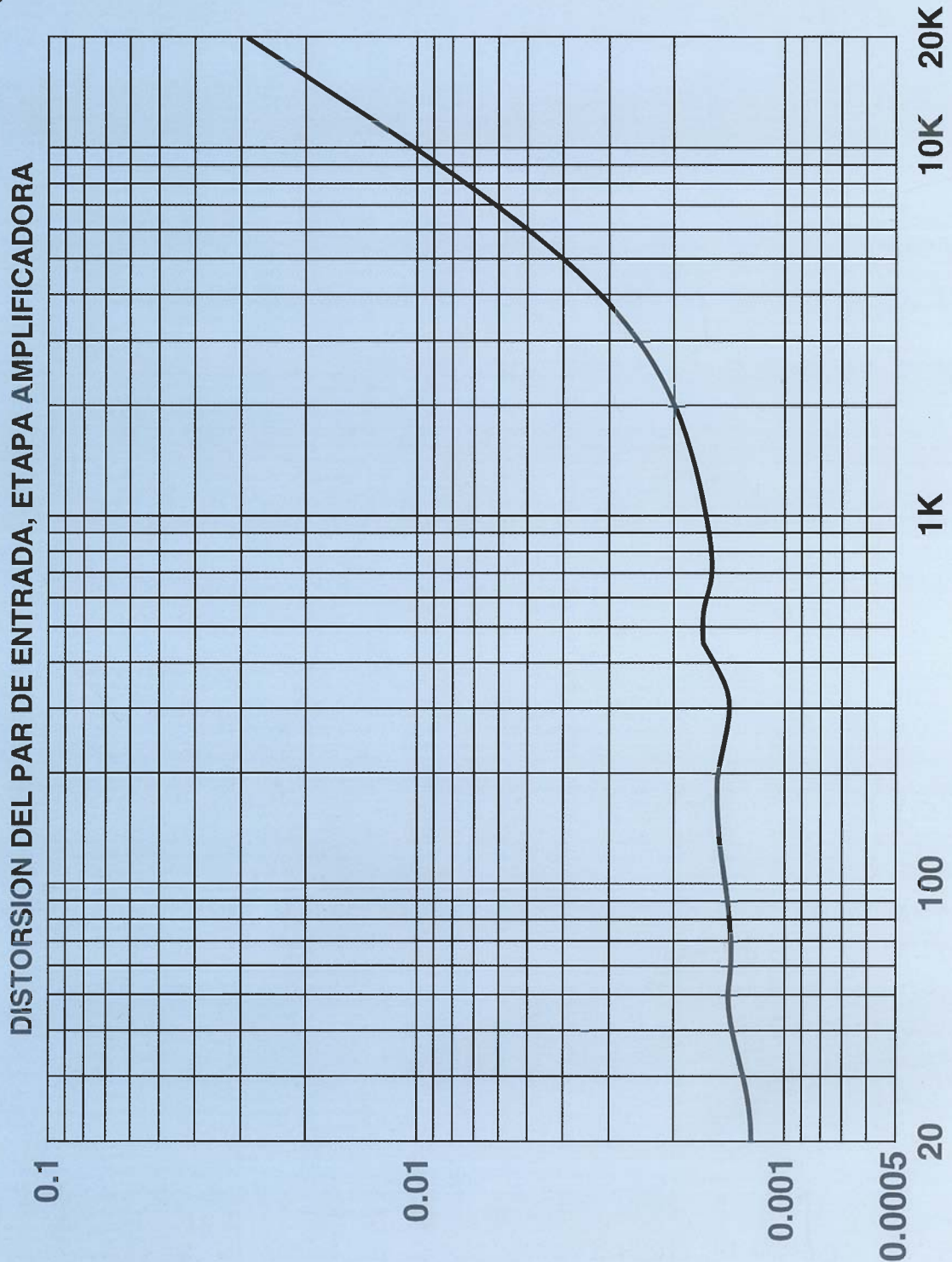
5.- La ganancia en bucle abierto frente a la frecuencia para el circuito la Fig. 1 de la etapa amplificadora de tensión.

cerrado es constante y se fija mediante los requerimientos de funcionamiento.

Al encontrar el factor de realimentación, salta a la vista una primera dificultad, en lo que se refiere a

la determinación de la ganancia en bucle abierto. Los métodos tradicionales para la medición de la ganancia en bucle abierto en amplificadores operacionales implican la ruptura del bucle de realimen-

6



6.- La distorsión de un modelo de amplificador producida por el par de entrada y por la etapa amplificadora de tensión.

tación. La necesidad de medir este parámetro es inevitable, ya que una modificación típica del circuito, por ejemplo la variación del valor de R_2 , cambiará la ganancia en bucle abierto así como la linealidad y, para evitar la confusión total, es necesario tener muy clara la idea de cuándo un cambio observado es producido por una mejora en la line-

alidad en el bucle abierto o meramente debido a que se ha aumentado la ganancia en bucle abierto. Resulta prudente mantener una comprobación en funcionamiento del factor de realimentación según se realiza el trabajo, y de esta forma se ha desarrollado el método directo de medida de la ganancia en bucle abierto de la Fig. 4.

Medida directa de la ganancia en bucle abierto

Como el amplificador mostrado en la Fig. 1 es un amplificador diferencial, su ganancia en bucle abierto es simplemente la salida dividida por la diferencia de tensión entre las entradas. Si la tensión de salida se mantiene constante de forma efectiva, mediante el suministro de una tensión constante con la frecuencia en la entrada +Ve, entonces se obtiene un gráfico de la ganancia en bucle abierto frente a la frecuencia midiendo la tensión de error entre las entradas y haciendo referencia de las mismas al nivel de salida. Esto proporciona un gráfico invertido que crece a HF en lugar de disminuir, ya que el amplificador diferencial necesita más entrada para obtener la misma salida según aumenta la frecuencia, pero este método es tan rápido y adecuado que se puede tolerar semejante comportamiento. La Fig. 5 mues-

tra la gráfica para el amplificador que se puede ver en la Fig. 1.

En la región de AF, la pendiente es casi siempre de 6dB/octava, a menos que se esté utilizando algo especial en el campo de la compensación, y deberá continuar con esta pendiente hasta que llega a la línea horizontal, representando el factor de realimentación proporcionado que el amplificador es estable.

Realizando la prueba con una entrada balanceada, con relación de rechazo en modo común suficientemente alta, el método de la Fig. 4 es sencillo; simplemente hay que separar las entradas diferenciales de las capacidades del cable con amplificadores separadores TL072, colocando una carga despreciable en el circuito si se utilizan los componentes de valores usuales. Hay tener un cuidado especial tratar las capacidades parásitas entre masa y la entrada -ve, ya que esto puede poner directamente en peligro la estabilidad del amplificador, mediante la adición de un polo de realimentación extra. Los cables cortos, entre el amplificador de potencia y el circuito integrado separador, normalmente pueden ser del tipo no apantallado, ya que se alimentan a partir de bajas impedancias.

ORDENADORES

DIP INFORMATICA. C/ POETA MAS Y ROS. 107. 46022 VALENCIA
TEL: 96/355 25 32 FAX: 96/355 27 11

386 DX/40	77.500
486 DX/33 Cyrix desde.....	85.000
486 DX/33 Intel (bus local)	117.000
486 DX2/66 Intel (bus local).....	149.500

TODAS LAS CONFIGURACIONES INCLUYEN:
HD 40 Mb 1Mb RAM 1FDD
MONITOR VGA 14" MONOCROMO
2 PORTS SERIE-1 PORT PARALELO
TECLADO 102T-MINITORRE

AMPLIACIONES:

MONITOR COLOR 14" (1024 X 768)	18.000
TARJETA SVGA 1 Mb	6.000
1 Mb RAM adicional.....	6.600
DISCO DURO: 80 Mb	10.500
120 Mb.....	13.000
170 Mb.....	12.800
210 Mb.....	20.500

OTRAS CONFIGURACIONES:
CONSULTENOS
SOLICITE NUESTRO CATALOGO EN DISQUETE
SERVICIO A TODA ESPAÑA. 1 AÑO DE GARANTIA

MODEMS DESDE 5.000.-
DISCO DURO 170 Mb 32.500.-
MAS DE DOSCIENTOS
TITULOS EN CD ROM
UNIDAD FLOPTICAL INTERNA

PERMITE ALMACENAR 21 Mb EN
DISCOS MAGNETICO-OPTICOS DE
3.5" Y USAR ADEMAS DISQUETES
NORMALES DE 720Kb Y 1.44 Mb

38.500.-

SOUND BLASTER PRO 16.300.-
SCANNER SOBREMESA
16M. COLORES / 600 Dpi

84.000.-

NUEVA SECCION DE
INFORMATICA
MUSICAL

DISTRIBUIDORES
ROLAND

OFERTA KIT MULTIMEDIA

LECTOR CD-ROM
SONY CDU-31A-02
SOUND BLASTER PRO
2 ALTAVOCES
2 TITULOS CD-ROM
KODAK PHOTO CD
LA COLECCION
(6.500 PROGRAMAS DE
DOMINIO PUBLICO CON
SUS DESCRIPCIONES
EN CASTELLANO)

49.000

DR
INFORMATICA

Las ventajas de ser convencional

El par de entrada no solamente proporciona la forma más simple de realizar un amplificador acoplado en continua sino que también cancela completamente la distorsión del 2 armónico, la cual podría generarse por una etapa de entrada de un único transistor. Una condición vital debería ser encontrar un par que debe estar precisamente equilibrado mediante la elección de los componentes asociados, de forma que los dos corrientes de colector sean las mismas.

Los dispositivos de entrada funcionan a un valor constante y casi igual a V_{ce} , lo que proporciona un buen equilibrio térmico.

El par de entrada, virtualmente, no tiene ganancia en tensión, de forma que no se puede generar un polo de baja frecuencia mediante el efecto Miller en la capacidad colector-base $Tr2$. Toda la ganancia en tensión es proporcionada por la etapa amplificadora de tensión, la cual hace que la compensación sea más sencilla.

La relación de rechazo en modo común del montaje de prueba define la ganancia máxima en bucle abierto que se puede medir:

En las pruebas se utilizó un Audio Precision System-1, sin ningún tipo de ajuste especial de la relación de rechazo en modo común. Se puede realizar una gráfica de calibración alimentando las dos entradas de los amplificadores separadores con la misma señal; probablemente se podrá comprobar que aumenta a 6dB/octava debido a la inevitable asimetría de la entrada. Esto puede ser lo bastante bajo para señales de error de amplificador que se encuentren por encima en, al menos, unos 10 dB, para lograr una precisión razonable. La gráfica de calibración será plana a bajas frecuencias, e incluso puede mostrar un aumento de BF debido a los desequilibrios en los condensadores de bloqueo de entrada del montaje de prueba.

capaz de proporcionar una variación completa de amplificación de potencia en tensión, siempre que se disponga de unas líneas de alimentación suficientemente altas. A partir de la Fig. 2 es claro que esto permitirá el estudio de las distorsiones 1 y 2 de forma aislada y, basándose en esta solución, se comprobará que es relativamente sencillo diseñar un amplificador de pequeña señal con una distorsión despreciable a través de la banda de audio. Esta es la única base segura sobre la que se puede construir un buen amplificador de potencia.

En la Fig. 6 se puede ver una gráfica que combina las distorsiones 1 y 2, donde es posible apreciar que la distorsión aumenta con pendiente acelerada, ya que, el aumento inicial de 6dB/octava de la etapa amplificadora de tensión, se le suma y, posteriormente, es dominado por el aumento a 12dB/octava de distorsión a partir de una etapa de entrada no equilibrada.

Modelos de amplificadores

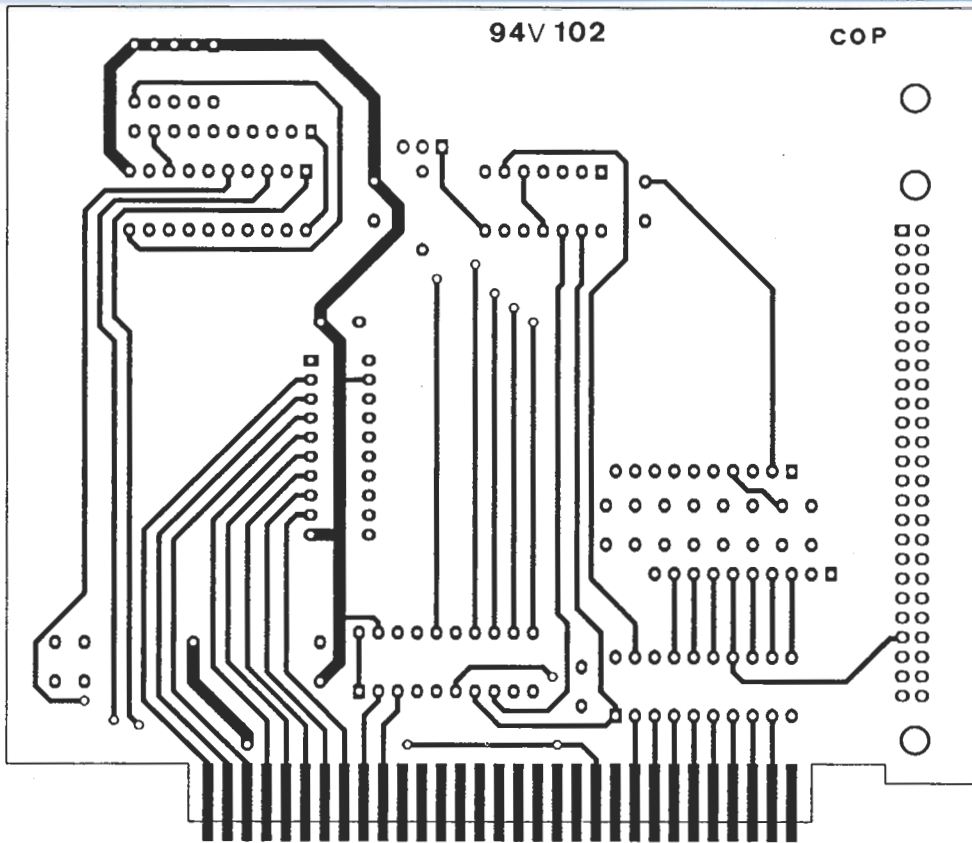
Las dos primeras distorsiones de la lista pueden dominar las prestaciones del amplificador y necesitan ser estudiadas sin las complicaciones creadas por una etapa de salida clase B. Esto puede realizarse mediante la reducción del circuito a un modelo de amplificador que consiste en las etapas de pequeña señal solas, con un seguidor de emisor de clase A muy lineal conectado a la salida, el cual permite alimentar la red de realimentación. Aquí la "pequeña señal" se refiere a la corriente, en lugar de a la tensión, ya que el amplificador modelo debería ser

Glosario

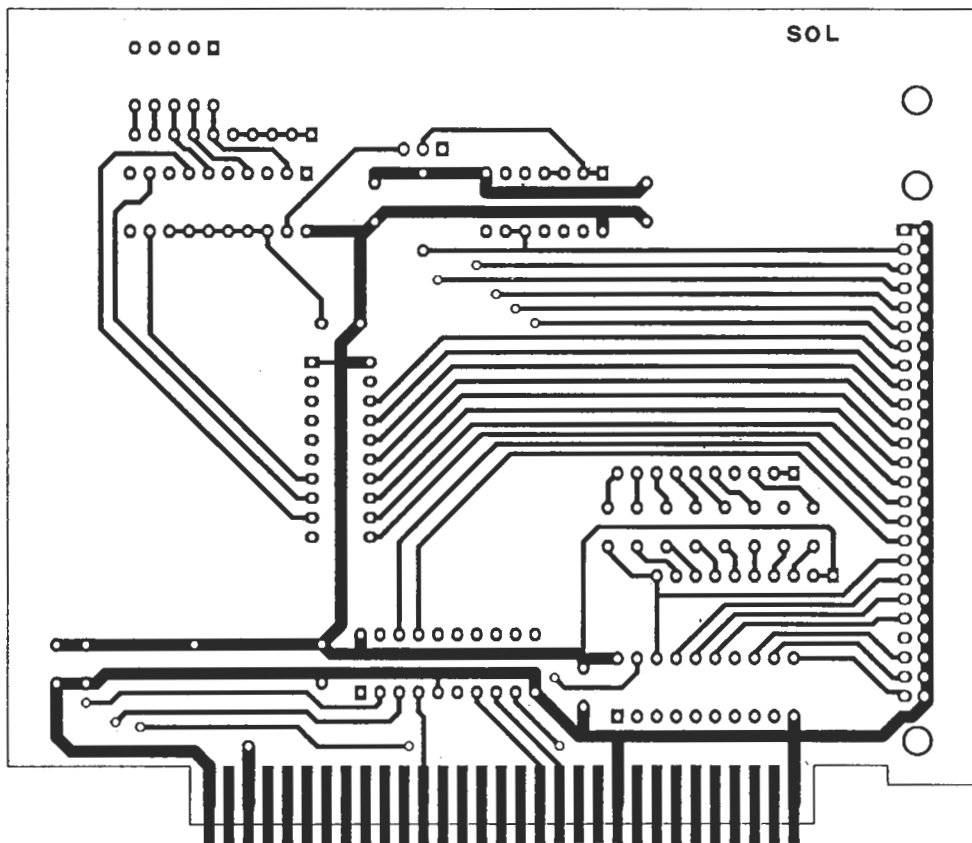
Para no alargarnos demasiado, se utilizarán en estos artículos varias abreviaturas:

BF.- Relacionada con la acción del amplificador por debajo del polo dominante, a la que se supone que la ganancia en bucle abierto es esencialmente plana con la frecuencia.

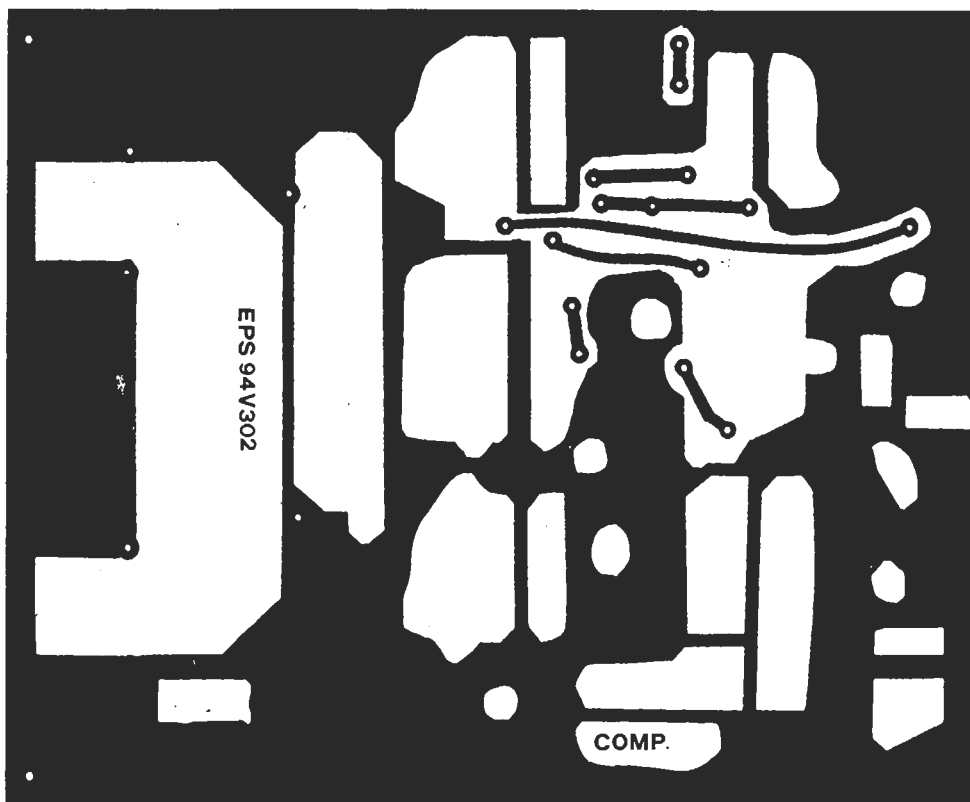
AF.- Comportamiento del amplificador por encima de la frecuencia del polo dominante, donde la ganancia en bucle abierto cae normalmente a 6dB/octava.



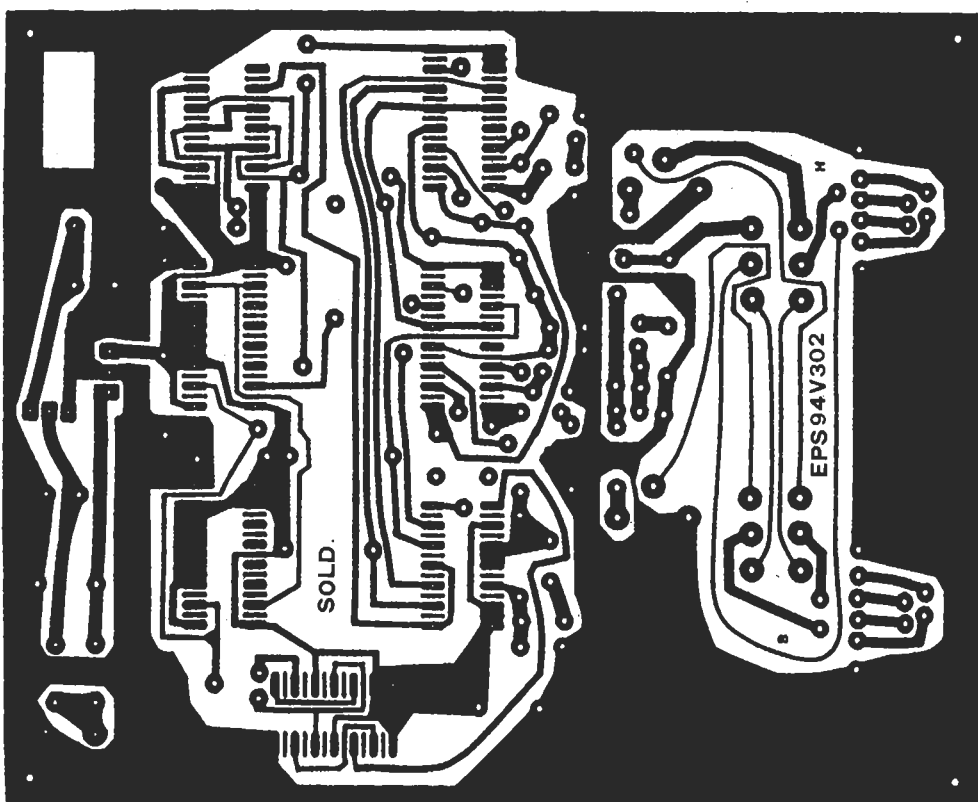
EPS94V102.- Acceso directo al bus para PC. (Componentes).



EPS94V102.- Acceso directo al bus para PC. (Soldadura).



EPS 94V302.- Secráfono por voz. (Componentes).



EPS 94V302.- Secráfono para voz. (Soldadura).

a cceso directo al bus para PC

Mediante una sencilla tarjeta interfaz de 8 bits y otra de tipo externo podremos conectar directamente al bus de nuestro PC toda clase de dispositivos, sensores, etc.

Existen varias formas de interconectar el ordenador con el mundo exterior, por así decirlo. La manera más sencilla y rápida pasa por la utilización de los conectores serie -RS232 - y paralelo (impresora). Sin embargo, ninguno de ellos nos proporciona un acceso directo al bus del PC, lo cual es realmente más rápido y nos permite una comunicación más directa con el sistema. Pero esto puede arreglarse con la utilización de nuestra tarjeta interfaz.

Y, si a dicha tarjeta, le añadimos esta nuestra de acceso remoto, la cual se conecta a la anterior mediante un cable de 50 conductores, tendremos disponibles todas las señales de datos, direcciones y control necesarias para poder manejar CAD, visualizadores, contadores y expansiones, y todo ello sin necesidad de preocuparnos de posibles cortocircuitos en nuestro PC.

Para poder manejar las líneas de datos, dirección y control del bus del PC necesitaremos una tarjeta

interfaz que podamos "pinchar" en nuestro ordenador. El interfaz de ocho bits nos proporciona el acceso a dichas líneas para ordenadores basados en arquitectura Intel 8088/86, 80x86 e i486. Si limitamos a 8 bits de datos la tarjeta interfaz, y hacemos lo propio con el espacio de direccionamiento de E/S, además de excluir las funciones de interrupción y DMA, obtendremos un montaje fácil de usar e implementar, contando con la ventaja añadida de necesitar una única ranura de expansión del ordenador para operar. Una vez que tengamos listo el circuito conectado dispondremos de un control totalmente "aislado" de las líneas de entrada y salida.

la lógica de selección de direccionamiento. La señal de reloj del microprocesador (CLK) se toma también del ordenador por comodidad. Todas las otras líneas de control se ignorarán. Como consecuencia, las salidas de señales de control de la placa interfaz serán: /IOW, la cual escribe un dato en la dirección especificada; /IOR, utilizada para leer un dato de una dirección dada; AEN, encargada de inhibir las operaciones de E/S durante los ciclos de refresco de memoria; y CLK, la cual tomamos por conveniencia del montaje.

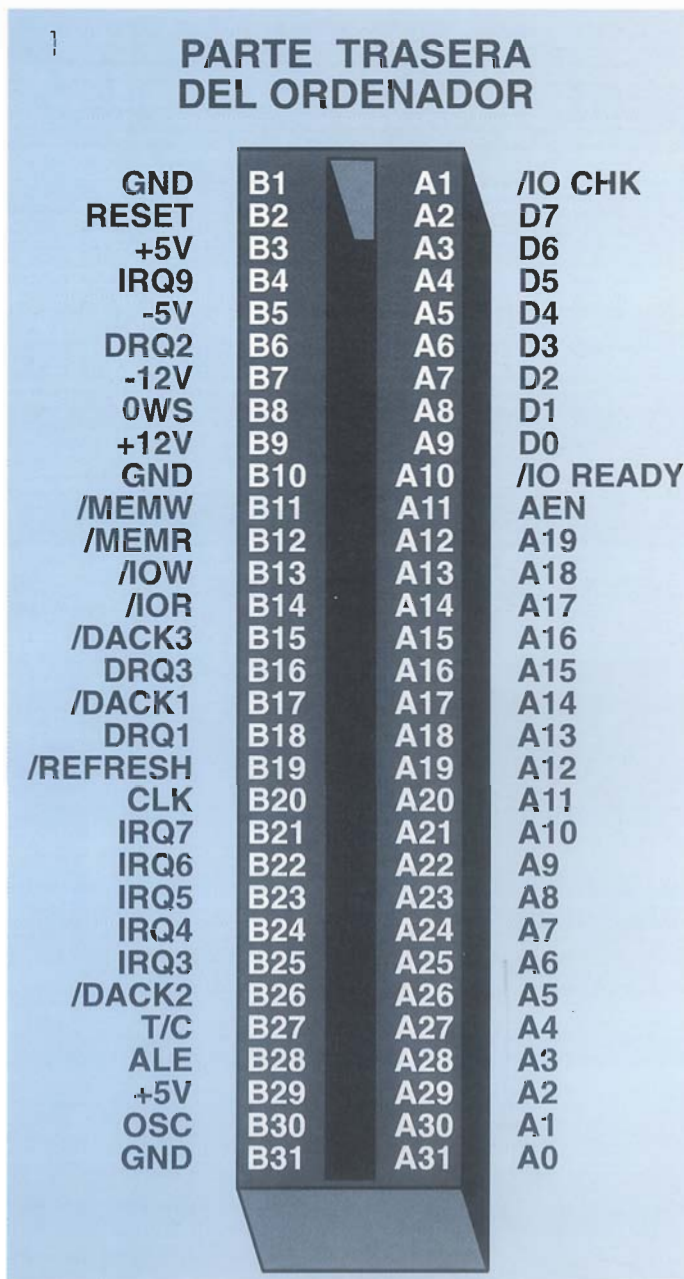
La primer ranura del PC -compatible- es un conector de 8 bits. Posee 20 líneas de dirección -etique-

eI BUS del PC

Antes de proseguir, deberemos familiarizarnos con el conector del bus del PC; tal y como vemos en la figura 1, esta ranura -o "slot" para los más anglómanos- posee 62 conexiones, los cuales incluyen tanto las señales de datos, control y dirección como las alimentaciones.

Aparte de las masas, hemos decidido no sacar del PC -a través de nuestra tarjeta interfaz- ninguna otra señal de alimentación. La razón de ello es prevenir posibles "cortos" de dichas señales, los cuales se traducirían en más que seguros bloqueos del ordenador. Si se diera esta circunstancia, no es probable que se produjeran graves daños en el ordenador, pero es seguro que el programa que estemos utilizando en ese instante se quedaría peligrosamente "colgado", con las consabidas consecuencias, lo que nos obligaría a reinicializar el computador.

Como quiera que nuestra interfaz está limitada a 8 bits de datos y al espacio de E/S, además de no gestionar el direccionamiento de memoria, sólo utilizaremos las señales /IOR (I/O READ) e /IOW (I/O WRITE). La señal AEN -encargada de diferenciar entre operaciones de E/S en memoria y ciclos de refresco de la misma- se necesita para



1.- Detalle de la distribución de patillas del conector (ranura o "slot") de un PC.

Addresses	Description	Addresses	Description
0000 - 000F	DMA Controller 1	02B0 - 02BF	Alternate EGA
0020 - 002F	INT Controller 1	02C0 - 02CF	Alternate EGA
0030 - 003F	INT Controller 1	02D0 - 02DF	Alternate EGA
0040 - 004F	Timer	02E0 - 02EF	Data Acquisition GPIB
0050 - 005F	Timer	02F0 - 02FF	Serial Port 2
0060 - 006F	Keyboard	0300 - 030F	Prototype Card
0070 - 007F	Real-Time Clock-NMI	0310 - 031F	Prototype Card
0080 - 008F	DMA Page Registers	0320 - 035F	Not Specified
0090 - 009F	DMA Page Registers	0360 - 036F	PC Network
00A0 - 00AF	INT Controller 2	0370 - 037F	Parallel Printer 1
00B0 - 00BF	INT Controller 2	0380 - 038F	SDLC or BISYNC 2
00C0 - 00CF	DMA Controller 2	0390 - 039F	Cluster Adapter
00D0 - 00DF	DMA Controller 2	03A0 - 03AF	BISYNC 1
00F0 - 00FF	Math Coprocessor	03B0 - 03BF	Mono Display Adapter
01F0 - 01FF	Fixed Disk	03C0 - 03CF	EGA Adapter
0200 - 020F	Game I/O Adapter	03D0 - 03DF	CGA Adapter
0210 - 026F	Not Specified	03F0 - 03FF	Serial Port 1
0270 - 027F	Parallel Printer 2		

2.- Puertos de E/S recomendados

tadas A19 a A0, y ocho bits de datos (D0-D7). Las demás líneas de datos y direcciones existentes en los equipos 286 y posteriores están presentes en el segundo "slot" de ampliación del PC y no se usarán en el montaje que nos ocupa. De hecho, tan solo utilizaremos las diez primeras líneas de direcciones. Por supuesto, las ocho líneas de datos sí son empleadas.

Las únicas instrucciones software, a las que responderá nuestra tarjeta, serán IN(P) y OUT, las cuales están disponibles en la mayor parte de los intérpretes y compiladores BASIC, C y casi en todos los lenguajes de programación disponibles, incluido el lenguaje máquina. En QBASIC, la sintaxis de estas instrucciones es la siguiente: <INP (número del puerto)>, en la que el "número del puerto" abarca desde 0 hasta FFFF (Hex), 64 Kbytes; y <OUT número de puerto, dato>, donde el puerto puede ir de 0 a FFFF (Hex), 64 Kbytes y el dato abarca de 0 a FF (Hex), esto es, 0 a 255 en decimal.

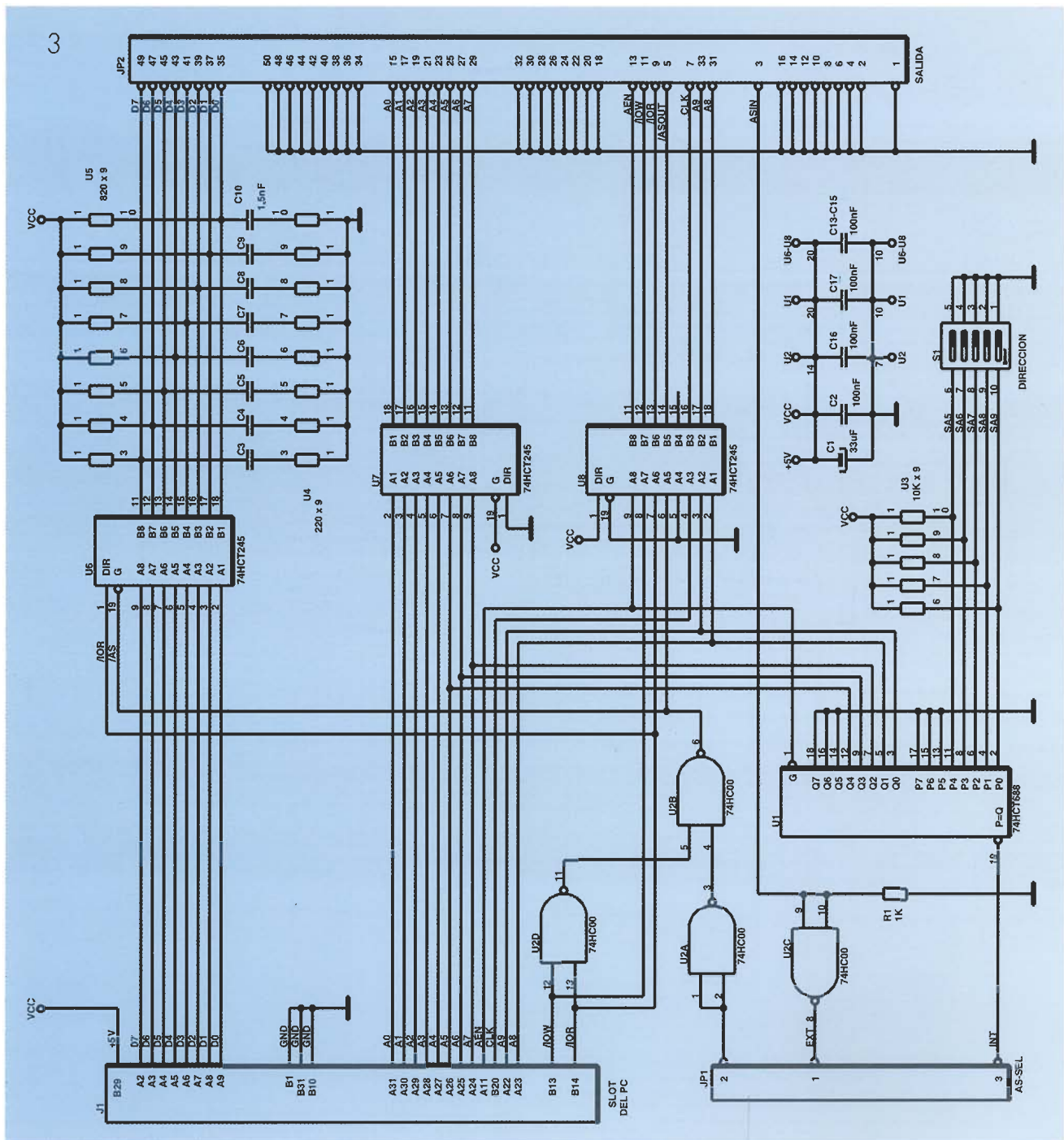
A primera vista, parece que tenemos 64 kbytes de espacio disponible de E/S para dispositivos externos; pero las apariencias engañan. Debemos recordar aquí que la mayoría de las placas CPU sólo decodifican las diez líneas de dirección inferiores (A0 a A9), y también que de los 1.024 puertos decodificados hay un buen

número que ya ha sido preasignados a funciones particulares de E/S, tal y como vemos detalladamente en la figura 2.

IBM reserva los puertos de E/S, que van de la dirección hexadecimal 0300 a la 031F, para establecer prototipos. Esto se traduce en 32 puertos de entrada y otros 32 de salida. Si decodificamos las 10 primeras líneas de dirección para seleccionar los puertos de prototipos y añadimos las señales AEN e /IOW o /IOR podremos utilizar cualquiera de los 64 puertos para nuestras aplicaciones particulares.

a lgo más sobre el circuito

Si nos fijamos en el esquema eléctrico de la figura 3 vemos que los componentes etiquetados como U1, S1, U2A, U2B y U2D llevan a cabo la lógica de decodificación de la tarjeta interfaz. El comparador de 8 bits U1 genera una salida cuando las patillas P0 a P7 coinciden con las A0 a A7 y, además, la entrada G está a nivel bajo (lógica 0). El comparador se utiliza para detectar la coinci-



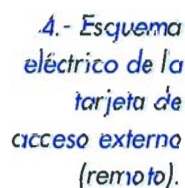
dencia entre las direcciones A9 a A5 del bus IBM con el preajuste del "micro-switch" DIP etiquetado como S1 (SA9 a SA5). Las 6 líneas restantes de entrada de U1 se ponen a masa.

En esa situación, cuando A9-A5 coinciden con SA9-SA5 y la señal AEN está a nivel bajo, la salida de U1 está a 0, indicando así la igualdad entre las líneas de dirección y el ajuste del "switch". Esto no es aún suficiente para seleccionar el puerto buscado, pero se le va acercando. Para completar la selección del puerto deberemos

asegurarnos de que se está ejecutando una instrucción IN o una OUT. Al llegar las señales /IOW e /IOR a la puerta NAND U2D y pasar su resultado por el inversor U1, y de nuevo por la NAND U2B, obtenemos la señal de selección de dirección, /ASOUT, que es la que ataca la entrada de disparo del "buffer" del bus de datos (U6).

Utilizando únicamente las líneas de direcciones A9 a A5, la circuitería se encarga de decodificar las 1.024 localizaciones de direcciones de E/S en 32 grupos de 32. Esto significa que cada posi-

3. - Esquema eléctrico de la placa interfaz enchufable al PC.



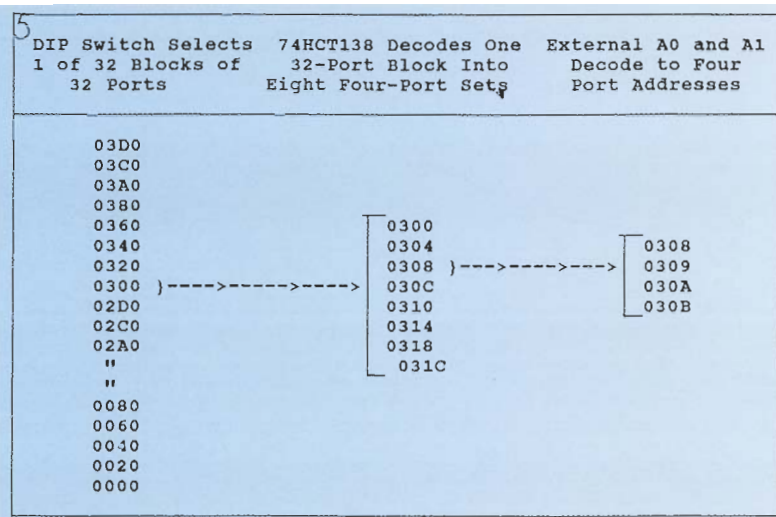
Debemos fijarnos en que la salida de U1 ataca a un grupo de tres patillas de conexión. La patilla 2 de dicho grupo llega al inversor U2A, y la patilla 1 viene desde la entrada del "buffer" U1C, el cual se alimenta a partir del conector JP2 de la

tarjeta interfaz. Si la lógica de decodificación incorporada no satisficiera nuestras necesidades, este puente de configuración nos proporciona una forma de conseguir nuestra propia decodificación de E/S de forma externa a la placa interfaz. Para configurar la placa en el modo de decodificación externa, cambiaremos el puente de conexión existente entre las patillas 2 y 3 a JP1 a las patillas 1 y 2.

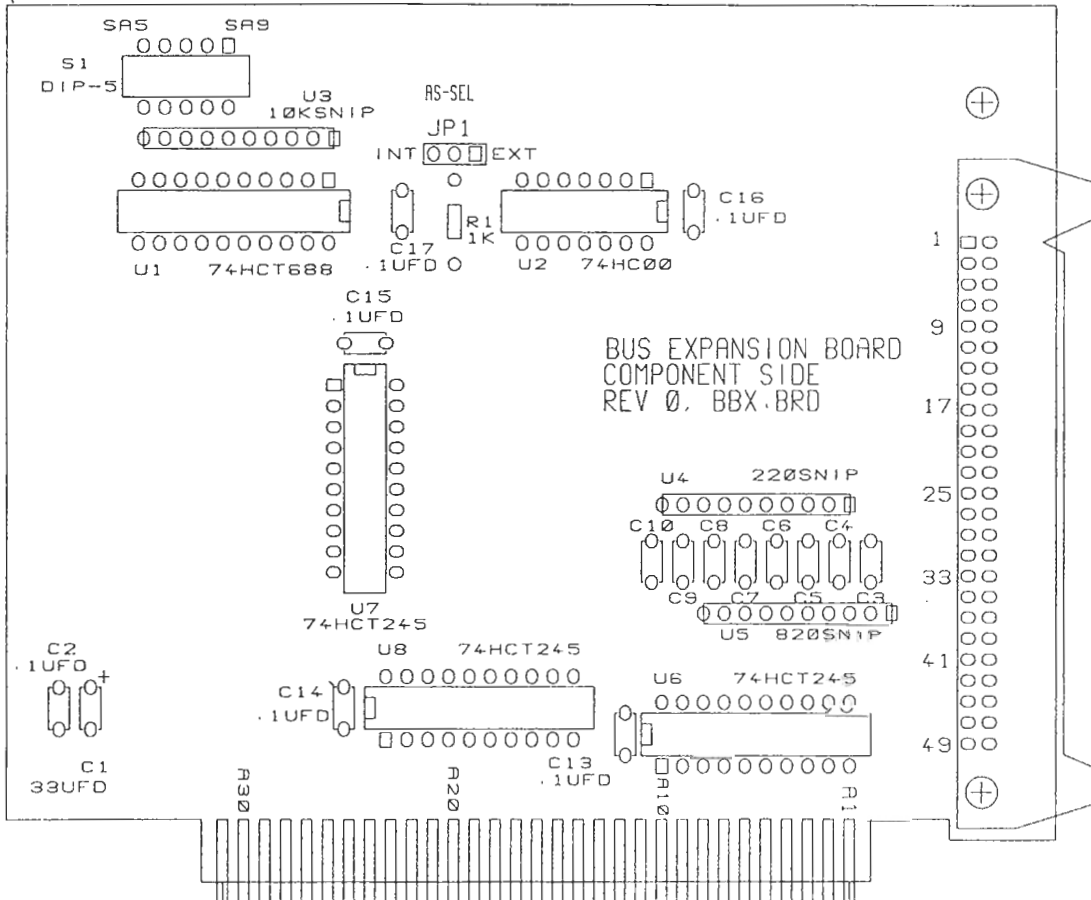
Además de activar el "buffer" del bus de datos (U6), a través de la señal de selección de dirección /ASOUT, deberemos especificar la dirección de transferencia de los datos; desde el ordenador hacia afuera (instrucción OUT) o bien desde el mundo exterior hacia el ordenador (instrucción IN). Debido a que las señales /IOR e /IOW no pueden acontecer de forma simultánea, y a que el cableado de U6 es tal que la transferencia entre el ordenador y la placa interfaz ocurre cuando la patilla DIR de U6 está a nivel alto, es fácil ver que /IOR puede usarse como señal indicadora de dirección del bus. El circuito 74HCT245 es un transceptor de bus óctuple, de tipo triestado. Cuando la señal de entrada G (la señal /ASOUT) está a nivel bajo, el dispositivo permanece activado. Con la señal

DIR a nivel alto los datos fluirán desde las patillas An a las Bn (siendo n = 1 a 8). Con la señal DIR a nivel bajo, los datos circularán de Bn hacia An. Por consiguiente, cuando se ejecute una instrucción OUT, se activará la patilla de entrada G del circuito, la línea DIR pasará a nivel alto, debido a que /IOR está también en alto, y los datos circu-

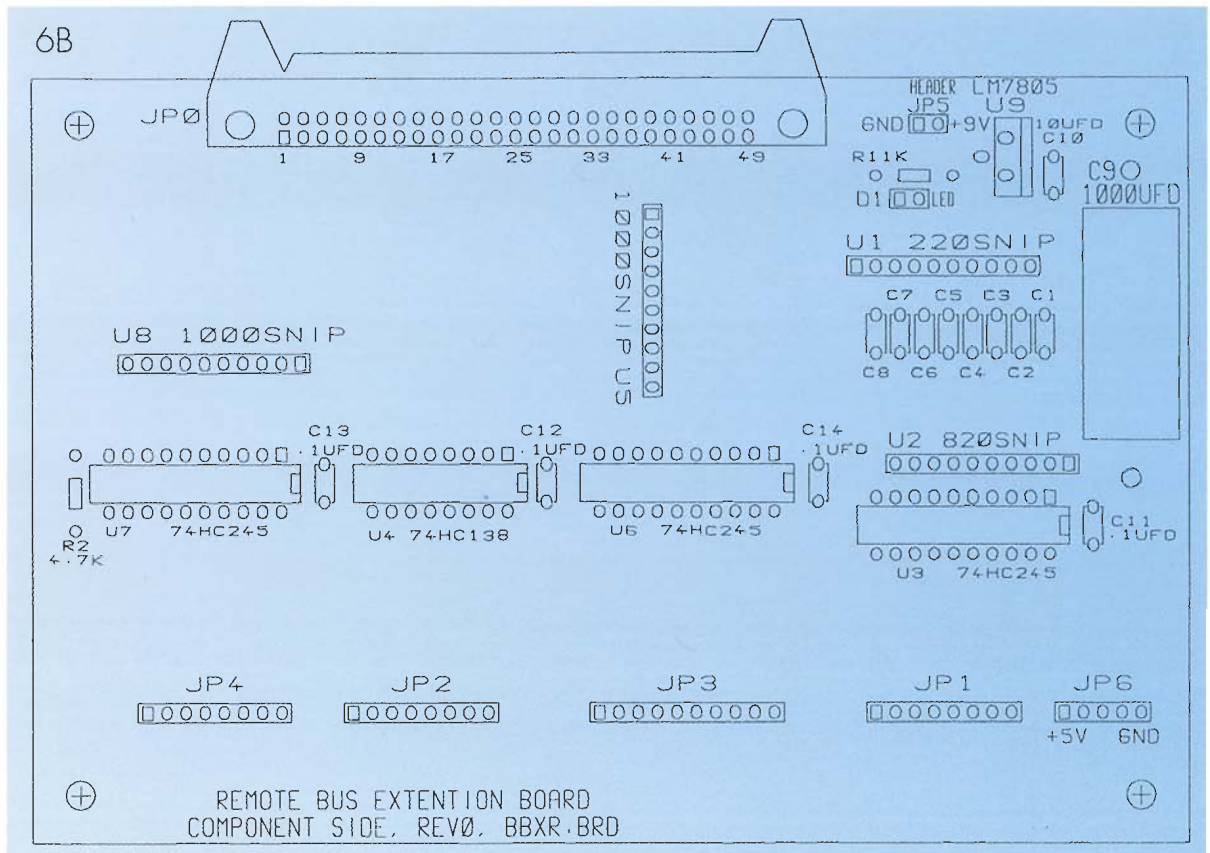
5.-
Decodificación
de E/S en la
placa interfaz.



6A



6.- Esquema
para la
ubicación de
componentes
en (A) placa
interfaz y (B)
placa de
acceso
externo.

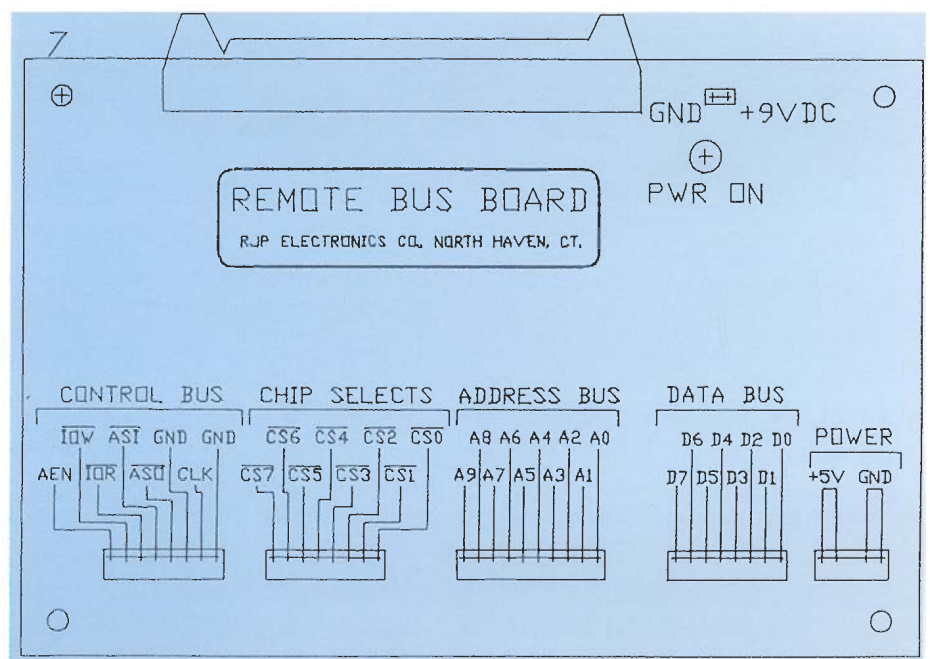


larán de las patillas A a las B, colocando el dato específico de salida en las líneas de datos de la tarjeta interfaz. Por el contrario, al darse una instrucción IN, la señal /IOR pasa a nivel bajo, ocasionando que el flujo de datos sea de Bn hacia An. Es recomendable volver a leer lo anterior para asegurarnos una absoluta comprensión de lo explicado hasta aquí.

Las salidas del "buffer" de datos U6 están terminadas por la red recomendada en la nota de aplicación titulada "Utilización de los 74HCT HCMOS en la sustitución de LSTTL y en líneas de control de transmisión", ("High-Speed CMOS Designer's Guide (1988)" de Signetics. La terminación de la línea de transmisión se debe al hecho de que el

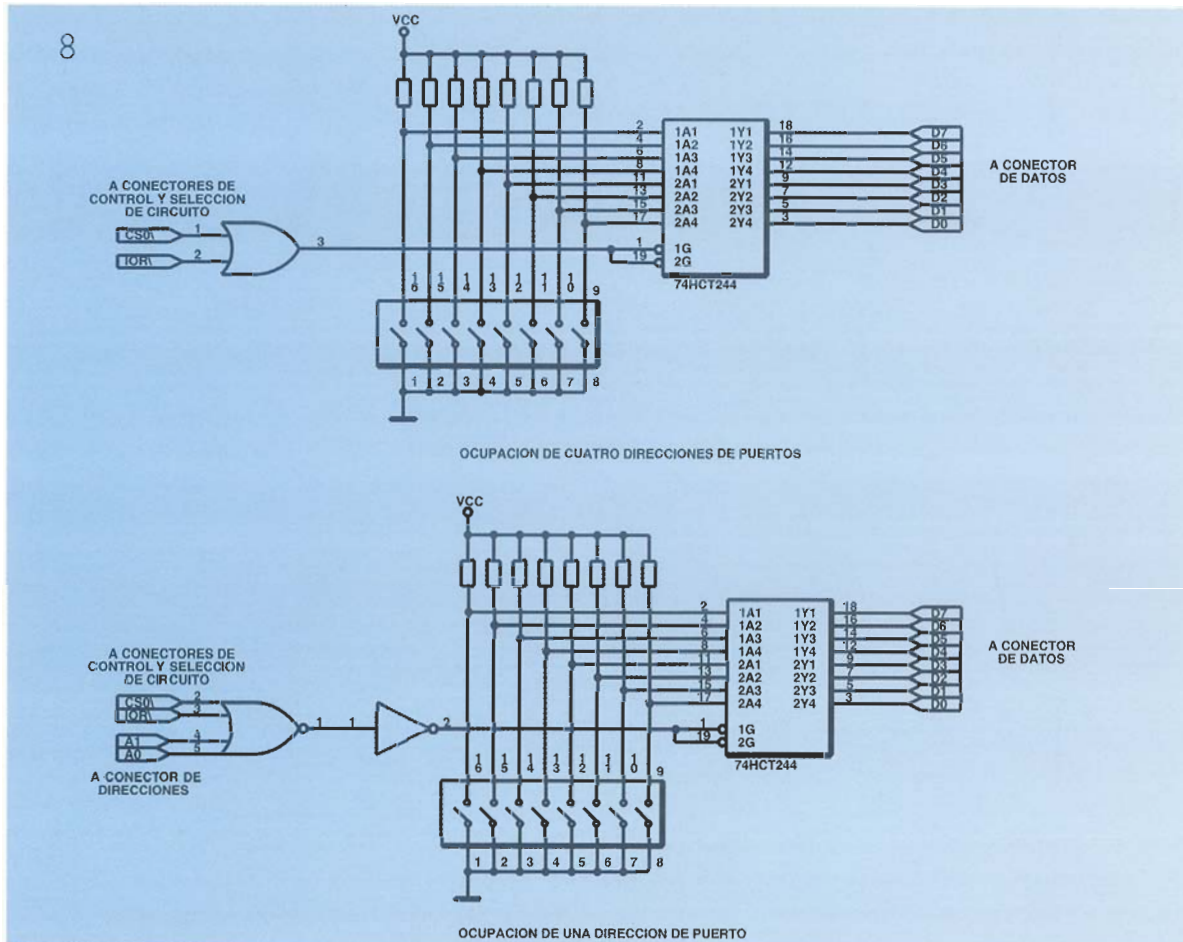
bus de datos es bidireccional y precisa que ambos extremos de la línea estén convenientemente terminados.

Las líneas alternas del cable de conexión de 50 hilos que une la placa interfaz y la placa externa se han puesto a masa, con objeto de proveer el conveniente aislamiento entre los diferentes hilos de



7.- Vista superior de la placa de acceso externa (remoto).

8.- Ejemplo de circuitos de aplicación.



señal. También, las líneas de dirección han sido terminadas en la tarjeta externa mediante resistencias de $1.000\ \Omega$ a +Vcc, así como la línea ASIN (Address-Select Input) de entrada a la tarjeta interfaz. Si nos fijamos en la figura 4 vemos que es la misma red de salida que la utilizada a la entrada del segundo "buffer" de bus de datos (U3). Tanto U5 como U8 incorporan también red de salida a resistencias a +Vcc para las líneas de dirección y control que llegan a la placa.

Todas las líneas que interconectan la tarjeta interfaz y la tarjeta externa están aisladas en ambos extremos. Si se diera un cortocircuito, este diseño protegerá los circuitos de la placa de nuestro ordenador para que, en ningún caso, puedan sufrir daños.

El circuito 74HCT138 de la figura 4 (decodificador de 3 a 8 líneas) -U4- requiere alguna explicación añadida. Antes de darla nos fijaremos en el "buffer" del bus de datos (U3). La entrada DIR (patilla 1) de U3 se controla por la señal /IOR, y la entrada (G) -patilla 19- se maneja por la señal /ASOUT, tal y como ocurría con U6 en la figura 3. Las líneas de control de estos 2 circuitos están conectadas en paralelo. Los circuitos U6 y U7, de

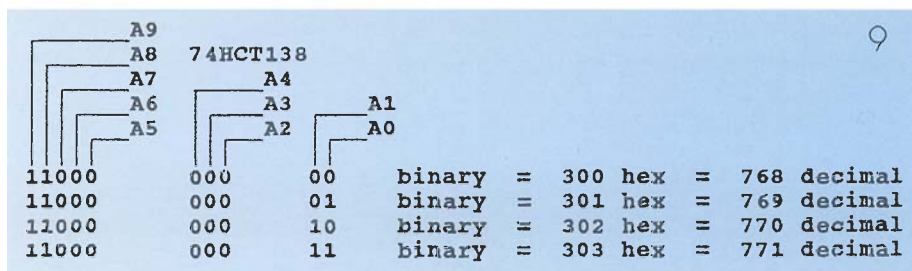
la figura 4, se utilizan como "buffers" unidireccionales para las líneas de dirección y control; sus patillas de "Gate" y Dirección se han cableado a masa y +Vcc respectivamente.

El circuito U4 proporciona parte de la decodificación a nivel bajo del sistema. Las líneas de dirección A2, A3 y A4 atacan a las entradas A, B y C del integrado. Cuando /ASOUT está activa, una de las 8 salidas decodificadas del circuito ("chip select") pasa a nivel bajo. Lo que luego ocurre es que desciende un poco más el nivel de selección de los 32 grupos de 32 puertos de dirección comentados anteriormente.

El "micro-switch" DIP de la placa interfaz sitúa los 32 grupos de puertos en el espacio de direccionamiento de E/S del PC. El circuito U4 divide el grupo de 32 seleccionado en 8 grupos de 4 puertos. La decodificación de las líneas de dirección A0 y A1 nos proporcionan cuatro combinaciones posibles, y la unión de dichas salidas con una de las señales de "chip select" provenientes de U4 nos proporciona ya la selección de un único puerto de E/S.

La tarjeta de acceso remoto (externa) incorpora una pseudo-fuente de alimentación, conformada por C9,

9.- Ejemplo de selección de puerto mediante el 74HCT138.



C10 y U9. La alimentación puede provenir de un simple adaptador de red de 9 V y 500 mA, o de cualquier fuente de laboratorio de 9 V CC. El diodo LED D1 proporciona la indicación de que el circuito está alimentado. El conector JP6 posibilita el acceso a la alimentación regulada de +5 V de la placa.

posible cortocircuito entre la placa y la mesa de trabajo. Podremos alojar el montaje en una caja de tamaño adecuado al mismo.

Hemos de ser cuidadosos a la hora de realizar el cable de interconexión de la placa externa con la interfaz. Haremos coincidir cuidadosamente los números de patillas en ambos extremos del mismo y, a ser posible, elegiremos conectores que incorporen una pequeña marca o muesca en el lugar correspondiente a la patilla 1, para así reducir las posibilidades de error del cableado. Esto elimina la mitad de la problemática asociada al montaje del cable. La otra mitad, es decir, el insertado de los conectores es, por así decirlo, "harina de otro costal". Verificaremos que la patilla identificada con el número 1 del primer conector corresponde con la 1 del segundo conector.

La longitud del cable utilizado puede ser, teóricamente, cualquiera que no sobrepase los dos metros. En nuestro prototipo tuvimos que acortar ésta a tan solo un metro y medio, debido a los problemas de ruido generado en el cable al probar el equipo, tanto en un 80386 a 20 Mhz como en un obsoleto 8088.

Montaje

La utilización de una placa de circuito impreso para montar en este proyecto es indispensable, y el uso de zócalos de perfil bajo para los integrados resulta altamente recomendable. La placa interfaz deberá incorporar contactos de tipo dorado y de alta calidad, y la colocación en la misma de un soporte metálico, con el que fijarla a la carcasa del PC, es bastante recomendable.

Si planeamos realizar nuestra propia placa de circuito impreso, podremos utilizar el diseño suministrado en la figura 6 para la placa interfaz y el de la figura 7 para la placa externa de control remoto. En caso contrario, también podremos obtener éstas mediante el servicio de distribución de los kits de Elektor. Una vez que tengamos listas las placas para cablear deberemos consultar el plano de ubicación de componentes mostrado en la figura 8. La posición de la patilla 1 de cada uno de los integrados se representa con un rectángulo. Sólo tenemos un condensador polarizado (C1) en la placa interfaz, y habrá que asegurarse de que dicho condensador se coloca en la posición correcta.

En la placa de acceso remoto, hemos de colocar, en la posición correcta, los componentes polarizados siguientes: D1, C9 y C10. Hacemos notar también que al montar el regulador U9, así como C9 y C10, en la cara de las soldaduras de nuestra placa eliminamos cierta aglomeración de componentes que se daría de haberlos montado en la cara contraria, además de facilitarnos el acceso a los conectores de dicha placa.

Hay cuatro taladros convenientemente colocados en

las esquinas de la placa externa para facilitar la colocación de sendos separadores con sus correspondientes tornillos de fijación, con objeto de impedir cualquier

Utilización del equipo

La mejor manera que encontramos para conectar la tarjeta remota con el circuito de prueba fue utilizando unos 25 a 30 cm de cable paralelo, rematado en pines de conexión de 0,025". Como el bus de datos (JP1), el bus "chip select" (JP2) y las líneas de control (JP4) contienen 8 señales cada uno, nos arreglamos con tres tramos de hilo paralelo de 8 conductores. Ya que el bus de direcciones (JP3) cuenta con 10 líneas, tuvimos que añadir al montaje un tramo de cable paralelo de 10 conductores (véase la figura 9).

Cuando soldemos el cable a los pines deberemos colocar un poco de macarrón termorretráctil en las

Lista de componentes:
TARJETA
INTERFAZ PARA
EL BUS-

Semiconductores:
U1 - 74HCT688,
comparador de 8
entradas
U2 - 74HC00,
cuádruple puerta
NAND
U3 - 10KSNIP,
paquete de 9
resistencias
U4 - 220SNIP,
paquete de 9
resistencias
U6,7,8 -
74HCT245,

transferidor óctuple

Condensadores:
C1 - 33 μ F, 16 V,
electrolítico
C2, C13-17 - 100
nF, cerámico
C3-10 - 1,5 nF,
cerámico

Resistencias:
R1 - 1 Ω , 1/2 W,
5%

Varios:
JP1 - pines molex
(3)
JP2 - conector de
50 patillas
S1 - Interruptor
DIP de 5 elementos
Placa de circuito
impreso, pletina
de sujeción a
ranura del PC,
zócalos de perfil
bajo para los
integrados, etc.

soldaduras para, de este modo, evitar engorrosos contactos entre patillas.

Los conectores previstos para las señales de salida pueden aceptar tanto hilo de conexión de galga 0,5 como 0,4, así como también las patillas de 0,025". De todas formas, si no deseamos realizar estos cableados podremos conectar las señales directamente a las patillas previstas.

El siguiente paso será decidir dónde ubicaremos la tarjeta interfaz dentro de la zona de E/S disponible. IBM recomienda que los prototipos se sitúen en 0300H, con SA9 y SA8 abiertos y SA7, SA6 y SA5 a masa; si ya tenemos utilizado este espacio, deberemos localizar otro grupo de 32 puertos que no esté siendo utilizado por el sistema y colocar el "switch" DIP apropiadamente.

Ejemplos de aplicación

La forma más trivial de entradas y salidas para un ordenador viene dada por el uso de microinterruptores y luces (o diodos LED). Trataremos ahora lo que concierne a la lectura de un banco de interruptores determinado. En primer lugar, necesitaremos un "buffer" triestado (74HCT244, LS244, etc.), ocho interruptores y ocho resistencias, con los que conformaremos un circuito similar al que podemos ver en la figura 10.

Las resistencias se conectan entre las entradas del "buffer" y Vcc, a lógica 1, mientras que los interruptores tienen la misión de "cortocircuitar" dicha entrada a masa (lo que implicaría una lógica de

entrada igual a 0), o bien dejar la misma al aire, esto es, con el interruptor abierto (esto es, lógica igual a 1). Las salidas del 74HCT244 están directamente conectadas con las líneas D7 a D0.

Para leer el estado de los interruptores desde el PC necesitaremos de una dirección de puerto más una señal que le indique al "buffer" triestado que coloque los datos en las correspondientes líneas de registros, esto es, D7 a D0. La dirección puede obtenerse a partir de la decodificación de "chip selects" efectuada por el 74HCT138.

Como quiera que las patillas de habilitación de salida de los «244» (una por cada banco de 4 "buffers" triestado) son de lógica negativa, un 0 en dichas entradas conectará los interruptores de datos con el bus (por supuesto de datos). El único instante en que esta operación puede tener lugar es cuando la dirección del puerto especificada aparece en las líneas de dirección A9-A0 y, además, la señal /IOR está a nivel bajo. Resumiendo, tenemos que efectuar una operación OR con la señal de /CSn (siendo n = 0 a 7) y la señal de /IOR. También podemos efectuar una operación NOR con ambas señales y así invertir la señal resultante, tal y como vemos en la figura 10 (A).

La lectura del banco de interruptores desde el PC es sencilla. Sólo tendremos que asignar el valor del número del puerto a una variable, en nuestro caso "Switch", tal y como sigue: Switch = INP (&300), o bien Switch = INP (768), donde 768 (decimal) equivale a 0300 (hexadecimal).

Si no estamos muy al tanto del número del puerto que debemos usar para leer un interruptor, podemos olvidarnos de A0 y A1. Utilizando uno de los ocho grupos de cuatro direcciones de puerto generados

por el 74HCT138, podemos hacer uso de hasta 4 puertos (véase la figura 11). Por ejemplo, supongamos que utilizamos la señal /CS0 y los microinterruptores DIP de la placa interfaz están colocados en la combinación binaria 11000. Cada vez que coincida la dirección de E/S se habilitarán cuatro puertos. Si queremos reducir el asunto a un solo puerto añadiremos A0 y A1 a

```
CLS
'Definitions
RD = &H300
ST = &H300
EOC = &H304
SEL = &H304

DO UNTIL k$ = "q" OR k$ = "Q"
k$ = INKEY$
FOR I = 0 TO 7
OUT SEL, I
OUT ST, 0
DO UNTIL Busy = 1
Busy = INP(EOC) AND &H1
LOOP
DTA = INP(RD)
LOCATE I + 4, 20
PRINT I;" "; USING "#.####"; DTA * .0198
PRINT "Volts"
NEXT I
LOOP
END
```

10

```
'Read ADC port address
'Start ADC port address
'End of conversion port
'Select ADC input

'Manual program stop
'Test for stop character

'ADC input address
'Start conversion

'Test for end of
'conversion
'Read data into PC
'Print
'data
'on PC terminal
```

las puertas de decodificación, tal y como puede verse en la figura 10(B).

Ahora, echaremos un vistazo a un sencillo circuito destinado a "latchear" el puerto de salida. El 74HCT374, 74LS374, etc., es un típico latch de salida de 8 bits para microprocesador. En la figura 12 vemos una configuración de puertas posible. Aquí, en vez de la señal /IOR se utiliza la señal /IOW para activar el "latch" (o sea, cargar los datos desde el interfaz en el "latch").

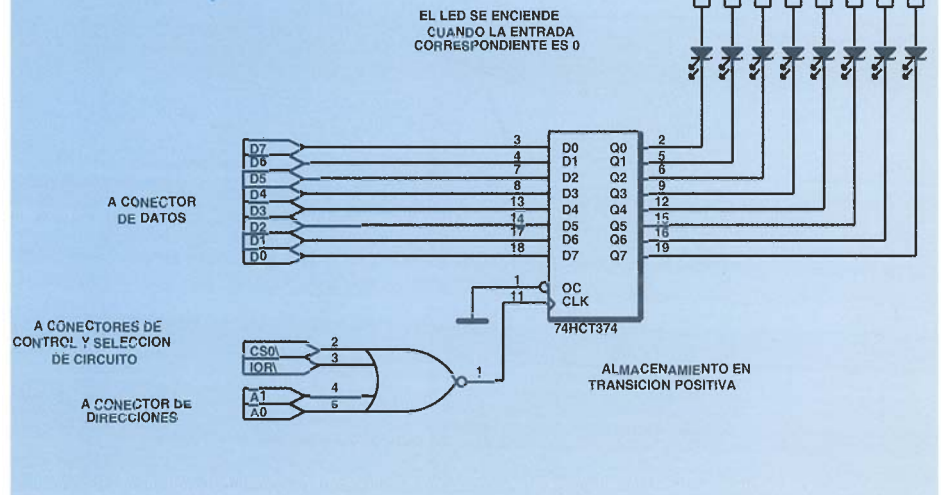
Vamos ahora con la interfaz de CAD (Conversión Analógica Digital). El circuito convertidor ADC0809, que incorpora un multiplexador de 8 canales, ha sido suficientemente experimentado y, en consecuencia, resulta fiable para nuestros fines. La figura 13 muestra el cableado que precisa este circuito. Utilizamos una cuádruple puerta NOR ("buffer" triestado no inversor) 74HCT00 como generador de reloj y una alimentación de 5 voltios, lo que nos proporciona un sistema de adquisición de datos de 8 bits con 8 entradas diferenciadas (a elegir). El propósito de este ejemplo es enseñarnos cómo las señales de "chip select" se pueden utilizar para controlar un periférico.

A lo largo de este artículo se asumió que la dirección donde se sitúa la tarjeta interfaz es la 0300 Hex. Como el convertidor posee 8 entradas analógicas será preciso seleccionar una de ellas. El 0809 incorpora un "latch" de dirección (donde "dirección" se refiere a la, valga la redundancia, dirección de la entrada analógica, y no del puerto de E/S). Podremos configurar los tres bits (A0, A1 y A2) del 0809 y después enviar un pulso a la línea ALE de dicho circuito.

Como las líneas de dirección de las entradas analógicas están conectadas a las líneas del bus de datos correspondientes a D0, D1 y D2, y la señal ALE se conecta a /CS1, a través de una puerta NOR, todo lo que tiene que hacer el ordenador es generar una instrucción OUT, de la forma OUT(&H304), lo que corresponderá a un número de entrada analógica entre 0 y 7.

El CAD almacenará entonces el estado de las tres líneas de direccionamiento de entrada. Para comenzar una conversión, el ordenador tiene que enviar un pulso a la entrada "start" (comienzo) mediante la instrucción OUT (&H300), donde se

11.- Estructura clásica de salida "latch" de 8 bits para microprocesador.



utiliza una variable determinada. Esta podrá ser cualquiera de los caracteres del código ASCII.

Por el momento ya hemos seleccionado la señal que deseamos convertir e iniciado el proceso de conversión. Ahora, deberemos elegir el momento en que se ha ultimado la conversión y establecido que los datos están listos para ser leídos por el PC. Al operar el convertidor en modo asíncrono, y dado que las líneas de retorno de interrupción del ordenador no están disponibles, deberemos utilizar una técnica de escrutinio para determinar el momento en que el CAD ha finalizado su trabajo. Es aquí cuando el 74HCT126 "buffer" triestado entra en juego.

Después de que el PC inicie el proceso de conversión, éste interroga al CAD para averiguar si el proceso ha finalizado o no. Esto se realiza mediante la lectura de la línea EOC (End Of Conversion), a fin de averiguar si la misma está a nivel lógico bajo. Si es así, la conversión está todavía en proceso. En caso contrario, la conversión habrá finalizado. Para leer la línea EOC, el ordenador debe efectuar una instrucción de entrada de la forma siguiente: Busy = INP(&H304).

Seguidamente, colocaremos estas tres instrucciones en un programa de ejemplo (listado en la figura 1), el cual leerá secuencialmente las ocho entradas del CAD. Como podemos ver, esta operación no reviste complicación alguna. Tan solo se utilizan comandos INP y OUT, aparte de cierto cálculo

Lista de Componentes (continuación)

TARJETA DE ACCESO EXTERNO

Semiconductores

- D1 - Diodo LED de 5 mm.
- U1 - 220SNIP, paquete de 9 resistencias
- U2 - 820SNIP, paquete de 9 resistencias
- U3,6,7 - 74HCT245, transceptor óctuple
- U4 - 74HCT138, decodificador de 3 a 8
- U5,8 - 100SNIP, paquete de 9 resistencias
- U9 - LM7805, regulador a 5 V, 1 A
- Condensadores:
- C1-8 - 1,5 nF, cerámico
- C9 - 1.000 µF, 16 V, electrolítico
- C10 - 10 µF, 16 V, electrolítico
- C11-14 - 100 nF, cerámico



$R2 = 4,7 \text{ k}\Omega$

JPO - Fila de
patillas de 50
contactos (2 X 25)

Conector de 8 patillas

JP3 - Conector de
10 patillas

JP5 - Patillas de
conexión (2)

JP6 - Patillas de
conexión (5)

Placa de circuito
impreso, zócalos
de perfil bajo para
los C.I.S, cable
paralelo de 50
hilos, conectores
tipo IDC, etc.

Para finalizar, contamos con varios circuitos harto familiares en el círculo de interfaces del PC. Entre ellos se encuentran el 8253/54/C54, 8255/C55 y otros de la serie 82XX. Estos circuitos están diseñados para intercomunicarse con el PC con un mínimo de requerimientos, y haciendo uso de las técnicas de interfaz descritas anteriormente. Por ejemplo, el periférico programable de E/S 8255 puede configurarse con 24 entradas o salidas o cualquier combinación entradas

El 8255, acoplado a una pareja de convertidores D/A, junto con unos cuantos operacionales, unos LM317 y un CAD multiplexado de 8 bits puede llegar a ser una decente fuente dual de tipo programable con posibilidad de monitorización de tensión y corriente, amén de la consabida limitación de intensidad.

Y, como suele decirse, el límite a las aplicaciones adaptables a nuestro montaje, únicamente lo establecerá la imaginación de cada uno.



timbre electrónico

Si tiene el timbre estropeado es la ocasión de construir uno nuevo con un agradable sonido y componentes sencillos de conseguir.

En estos días, la mayoría de los objetos para el gran consumidor, incluyendo los timbres, se tratan como productos "desechables", debido a que el coste de reparar el artículo invariablemente excede al coste de comprar uno nuevo. Si nuestro timbre está estropeado, o si no tenemos uno, entonces aquí presentamos una oportunidad ideal de construir nosotros mismos un

modelo propio. Cuando se presiona el interruptor del timbre, el circuito genera el familiar sonido "ding-dong" mediante la alimentación secuencial de las salidas de dos generadores de tonos a un pequeño amplificador. Esas salidas del generador de tonos alimentan al amplificador por medio de FETs CMOS separados, que actúan como resistencias variables para dar

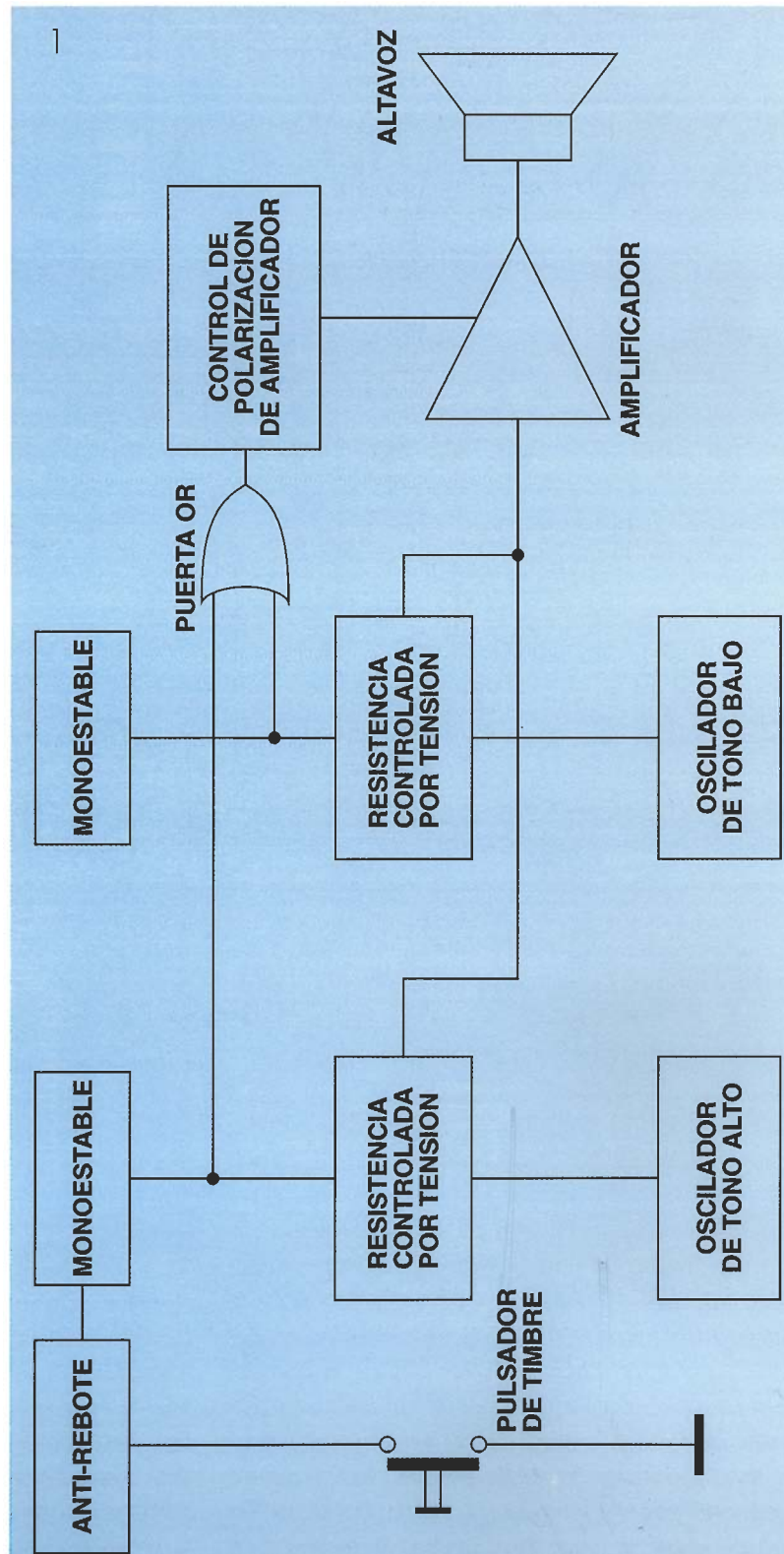
las características requeridas de cadencia. La alimentación para el circuito se deriva desde un paquete de pilas de 6 voltios, compuesto de cuatro células tipo AA de 1,5 voltios. Si usamos pilas alcalinas, deberían durar aproximadamente un año o más. Como alternativa, podríamos reemplazar las pilas con un adaptador de alimentación, 6 voltios 300 mA, y olvidarnos de las pilas.

ladas por tensión, se llevan al amplificador audio y de aquí al altavoz.

Dado que el circuito está continuamente energizado, hemos realizado un truco más bien pulcro con la etapa del amplificador de audio. Debemos hacer, también, la corriente en reposo (p. ej. la

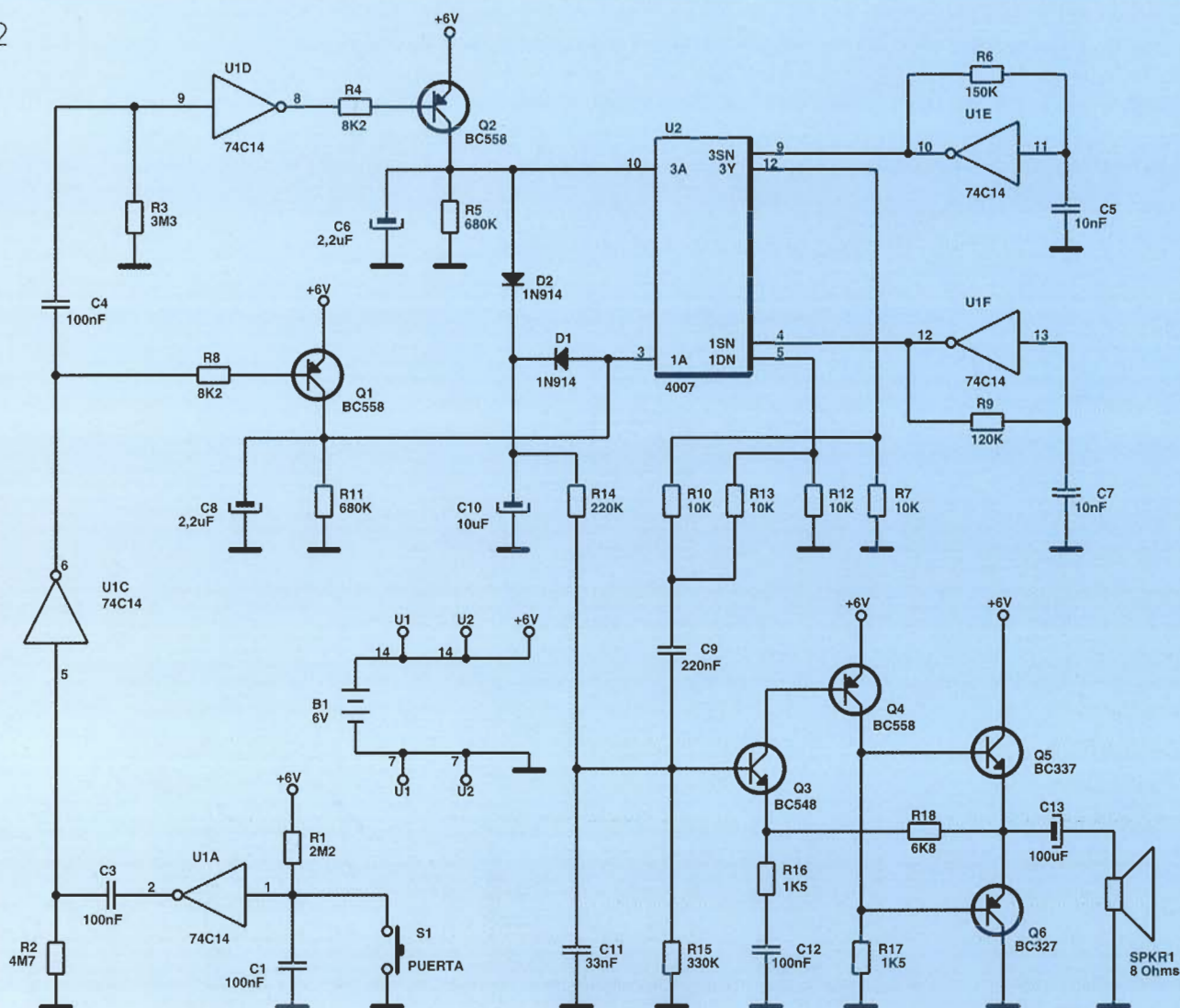
Diagrama de bloques

La figura 1 muestra un diagrama de bloques funcional del circuito del Timbre. Pasaremos por él brevemente en esta etapa para que comprendamos la teoría básica del circuito. El interruptor anterior del timbre se conecta al circuito antirrebotes para prevenir un falso disparo debido al rebote de los contactos del interruptor o causado por breves impulsos que se generan en los cables del interruptor por chispas cercanas de aparatos de alta potencia o líneas de alimentación. De allí, la salida se aplica a dos multivibradores monoestables. Los multivibradores proporcionan el retardo correcto de tiempo entre los dos tonos para el timbre. Cada monoestable se conecta a una red de resistencias controlada por tensión, que se usa para modular las salidas desde los osciladores de tonos para dar el sonido de llamada característico. Las salidas, desde las etapas de resistencias contro-



1.- Diagrama de bloques del Timbre Electrónico. Al presionar el pulsador del timbre, las dos etapas de monoestables se activan secuencialmente, aplicando la polarización a las de etapas de resistencias controladas por tensión. Estas modulan la salida de los generadores de tonos, y las señales resultantes se aplican a un amplificador de audio y altavoz.

2



2.- Esquema eléctrico del timbre.

corriente cuando el circuito está en su etapa de espera) tan baja como sea posible para conservar las pilas.

Utilizando circuitos integrados CMOS, no tendremos problemas de consumo, pero tenemos que controlar la corriente en reposo del amplificador de audio. La manera más fácil de lograr esto es usar las salidas del monoestable para controlar la polarización de CC del amplificador por medio de una puerta OR. Cuando el circuito está en reposo, las salidas del monoestable se hallan en nivel bajo y no se aplica ninguna polarización al amplificador. Así, la corriente en reposo consumida por el amplificador de audio se reduce a cero. Por el contrario, cuando la salida del monoestable es alta, la salida de la puerta OR es también alta y la polarización se aplica al amplificador, que entonces funciona

normalmente. Esto nos permite mantener la corriente de reposo por debajo de tan solo 160 μA , lo cual no está nada mal.

diagrama del Circuito

La figura 2 muestra el esquema eléctrico completo del circuito Electrónico de Timbre. El proyecto está basado en dos circuitos integrados CMOS normales y seis transistores. Vamos a comenzar con el interruptor del timbre. La resistencia R1 (de 2,2 megohm), el condensador C1 (de 0,1 μF) y el integrado U1-a (1/6 de un disparador Schmitt 74C14) forman un circuito antirrebotes.

El antirrebotes, como se llama, limpia la forma de onda producida por los contactos del interruptor, produciendo un pulso positivo limpio (sin rizado) en la patilla 2 de U1-a, cada vez que se pulsa S1.

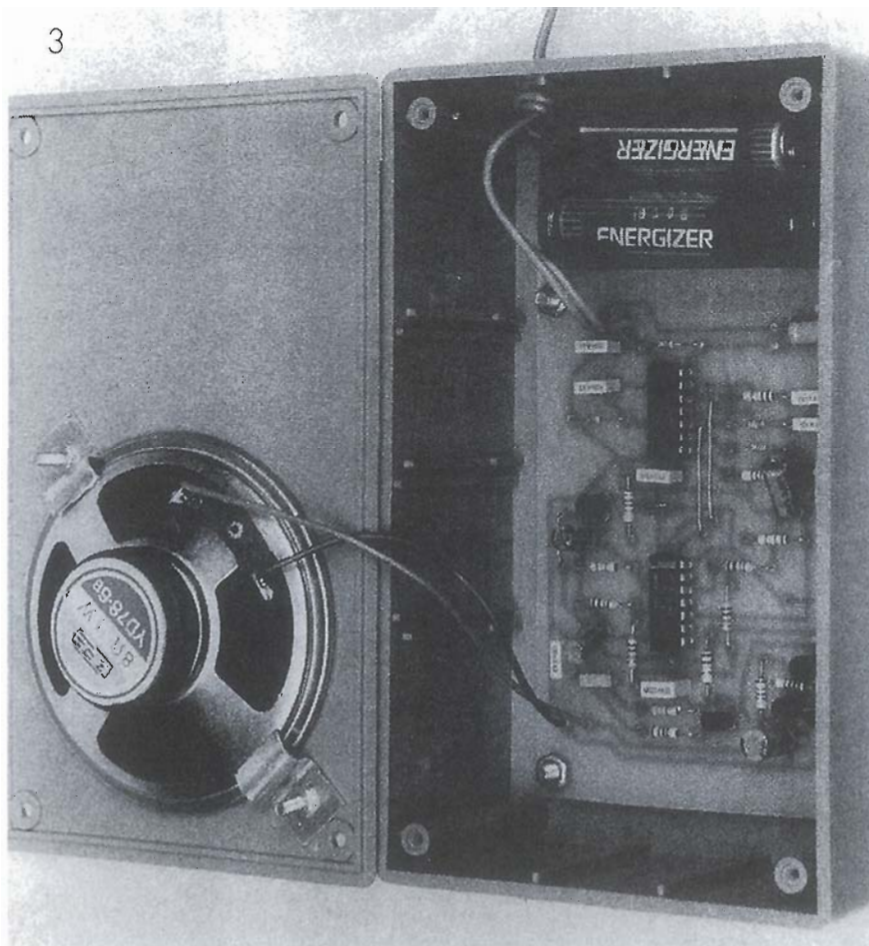
La salida positiva de U1-a se acopla, entonces, en CA a la primera etapa monoestable, que está compuesta por U1-b, C3 (un condensador de $0,1 \mu\text{F}$) y R2 (una resistencia de $4,7 \text{ megohm}$). Normalmente, la patilla 5 de U1-b se mantiene a nivel bajo por medio de R2, de forma que su salida en la patilla 6 es alta, manteniendo el transistor PNP Q1 en el corte. Cuando la patilla 2 de U1-a pasa a alto (p. ej., cuando se pulsa S1), la salida en la patilla 6 de U1-b inmediatamente conmuta a bajo. La patilla 6 de U1-b, entonces, conmuta a alto nuevamente un corto tiempo después sobre el flanco del pulso de entrada, según se ajuste mediante la constante de tiempo RC en la patilla 5. Cuando la patilla 6 de U1-b pasa a alto de nuevo, el segundo monoestable basado en U1-c entra en acción. Este monoestable funciona exactamente de la misma manera que el primero y conmuta su salida de la patilla 8 a bajo por un breve periodo. Así, los dos monoestables trabajan de una forma secuencial, con U1-b primero pasando brevemente a bajo, y entonces U1-c hace lo mismo.

mente los FET de canal N de un par complementario CMOS 4007. Cuando la patilla 6 de U1-b pasa a nivel bajo, Q1 conduce y rápidamente carga a C8 (un condensador de $2,2 \mu\text{F}$), lo cual hace conducir a U2-a poniendo la patilla 3 (el terminal de puerta del FET canal N) a nivel alto y, de esta forma, ahora pasa la señal desde el oscilador de tonos U1-d.

Cuando la patilla 6 de U1-b pasa a alto nuevamente, Q1 deja de conducir y C8 se descarga por medio de la resistencia conectada en paralelo, R11. Esto ajusta el tiempo de caída para la señal del oscilador de tonos. Como la tensión a través de C8 disminuye, la resistencia fuente-drenador de U2-a aumenta, de modo que el nivel de señal en la salida de su patilla 5 caiga a cero.

El transistor Q2, U2-b, y U1-e trabajan exactamente igual. Cuando Q1 deja de conducir, Q2 conduce inmediatamente, ocasionando que U2-b pase al estado de conducción, pasando la señal desde el segundo oscilador de tonos U1-e.

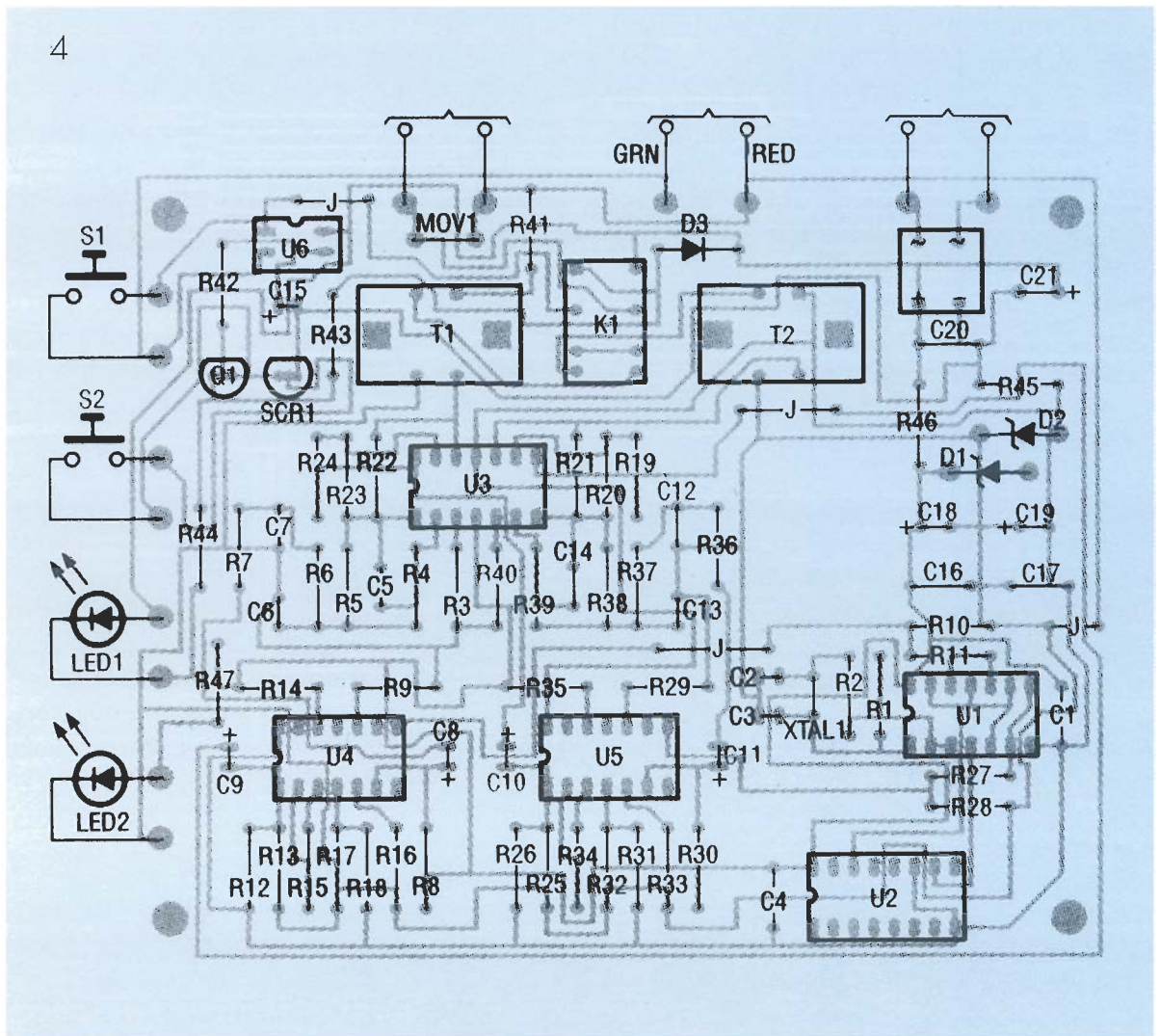
3



3.- Esta vista muestra el timbre electrónico completo en una caja disponible en cualquier tienda. La placa de circuito impreso se fija en el fondo, elevada 5 mm por los separadores. Puede ser necesario montar el condensador de $100 \mu\text{F}$ (C2) tumbado sobre la placa, para que no estorbe al altavoz.

fETs de
tensión
controlada

Los transistores Q1 y Q2 adaptan esas salidas y, a la vez, alimentan las etapas de resistencia controladas por tensión, U2-a y U2-b. Esas etapas son real-



Los dos osciladores de tonos (U1-d y U1-e) son configuraciones estándar de disparadores Schmitt con componentes de realimentación RC. La puerta U1-d es el oscilador de tono alto y U1-e es el oscilador de tono bajo. O, dicho de otro modo, Q1, U1-d y U2-a producen el "ding", mientras Q2, U1-e y U2-b producen el "dong".

El amplificador de audio es uno bastante estándar de 4 transistores, montado en clase B. Observamos, sin embargo, que no se aplica ninguna polarización fija a Q3 o al par complementario de salida (Q5 y Q6). El transistor Q3 se conecta en configuración de emisor común y proporciona la mayoría de la ganancia. Su colector controla Q4 que actúa como un "driver" para Q5 y Q6. La ganancia resultante del amplificador es aprox. 4.5.

e | Amplificador de Salida

Las salidas de U2-a y U2-b se mezclan por medio de R10 y R13 y se acoplan a la base de Q3 por medio de C9, un condensador de 330 nF, conectado a la base de Q3, que filtra la forma de onda para emitir un sonido más "suave".

p | Polarización

La polarización en continua del amplificador es muy sencilla a la vez que efectiva al presentar un consumo muy reducido en ausencia de señal. Los diodos D1 y D2 junto con R14 y R15 conforman

un divisor de tensión que proporciona la polarización al amplificador.

Cuando se pulsa S1, Q1 inmediatamente conduce, como se describió anteriormente y hace pasar a alto el ánodo de D1. De esta forma, la salida de la puerta OR de diodos (D1 y D2) también pasa a alto, aplicando aproximadamente 3,2 voltios de polarización de CC a la base de Q3 por medio del divisor de tensión. De igual forma, cuando Q1 se desconecta y Q2 conduce, la salida de la puerta OR de diodos se pone a alto por medio de D2 y la polarización de base se aplica a Q3 como antes.

Cuando la salida de la puerta OR consecutivamente pasa a bajo (p. ej., al final de los dos tonos), C10 inmediatamente comienza a descargarse por medio de R14 y R15. Esto quita progresivamente la polarización de CC de Q3 durante un periodo de 5 segundos, manteniendo al amplificador desconectado hasta que se pulsa S1 nuevamente.

Asimismo, si se pulsa S1 y se mantiene pulsado, el

timbre sólo funcionará una vez y entonces se parará. Esto es porque U1-b sólo se puede disparar cuando la patilla 2 de U1-a conmuta desde bajo a alto (p. ej., el cambio de estado es necesario para disparar a U1-b). Así, para conseguir que el timbre pueda sonar repetidamente, es necesario pulsar S1 repetidamente.

el Montaje de la Placa

El prototipo del autor del Timbre Electrónico se armó sobre una placa de circuito impreso que mide sobre 10,8 por 7,5 cm. En las páginas centrales de la revista se muestra una plantilla del circuito impreso. Una vez que hemos grabado la placa, la verificamos cuidadosamente comparándola con el modelo original. Si encontramos cualquier defecto, lo corregiremos inmediatamente. Después, la construcción puede comenzar.

elektor

electrónica: técnica y ocio

ARGENTINA - CHILE - URUGUAY - PARAGUAY

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

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

DISPONIBLES:

**LISTA DE PRECIOS Y CATALOGOS EN DISKETTES 5 1/4
ATENCION ESPECIAL A INSTITUTOS Y ESCUELAS TECNICAS
HD TAKSON S.R.L.
LA PAZ 613
(17020) CIUDADELA
PCIA. DE BUENOS AIRES
ARGENTINA**

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

Lista de componentes:

U1: 74C14
 U2: 4007
 Q1,Q2,Q4: BC558
 Q3: BC548
 Q5: BC337
 Q6: BC327
 D1,D2: 1N914 o 1N4148

 R1: 2.2M
 R2: 4.7M
 R3: 3.3M
 R4,R8: 8.2K
 R5,R11: 680K
 R6: 150K
 R7,R10,R12,R13: 10K
 R9: 120K
 R14: 220K
 R15: 330K
 R16,R17: 1.5K
 R18: 6.8K

 C1,C3,C4,C12: 100nF 63V
 cerámica
 C2,C13: 100uF 16V
 C5,C7: 10nF 63V
 cerámico
 C6,C8: 2.2uF 25V
 C9: 220nF 63V
 cerámica
 C10: 10uF 16V
 C11: 33nF 63V
 cerámica

 SPKR1: Altavoz de 8 ohm
 B1: 4 Pilas tamaño AA

Orientados por la Figura 4, comenzamos instalando los cuatro cables de puente, dos justamente encima de U1, otro a la izquierda de Q4 y el último a la izquierda de U2. Nos aseguraremos de que las conexiones de los puentes estén hechas correctamente, para que no hagan cortos con otros componentes.

Una vez que los puentes están en su lugar, instalamos las resistencias, condensadores, y diodos. Las resistencias R6 y R9 (que están marcadas con asteriscos en la Figura 2) deberían soldarse a terminales para circuito impreso y no directamente a la placa. Montar esas resistencias a los espaldines nos permite ajustar fácilmente los osciladores de tonos (explicaremos esos ajustes más tarde). Al instalar los diodos y el condensador electrolítico, hemos de procurar que estén correctamente orientados. Finalmente, podemos completar el montaje de la placa instalando el circuito integrado y los transistores. Hay que cerciorarse de que se usa el tipo correcto de transistor en cada posición, ya que se utilizan ambos tipos PNP y NPN en el circuito.

Finalmente, hay que conectar un altavoz (SPKR1), un interruptor (S1) y una fuente de alimentación de 6 voltios al circuito impreso. Si todo es correcto, el circuito se debería disparar inmediatamente después de aplicar la alimentación. A continuación, tendremos que presionar S1 para disparar el circuito, desconectando y volviendo a conectar la pila no hará lo mismo, a menos que se descargue primero C2, que está conectado en paralelo con la alimentación.

Si somos personas precavidas, entonces conectaremos el polímetro (en la gama de mA) en serie con un terminal de la pila antes de aplicar la alimentación. Debería indicar una corriente de pico de unos 40 mA cuando suene el timbre, pero aquélla debe caer rápidamente a unos 160-170 μ A después de 10 segundos más o menos. Si obtenemos cualquier lectura distinta de esta (p. ej., si tenemos una corriente continua de 40 mA o más), desconectaremos el circuito inmediatamente y chequearemos para verificar que no hay errores de cableado. En particular, debemos comprobar la orientación de los componentes y que no haya cortos entre las patillas de los integrados en el lado de cobre de la placa.

e | Montaje final

Una vez que el circuito está trabajando correctamente, podemos instalarlo en la caja. Si queremos, se puede rematar la caja del proyecto pegando una etiqueta adhesiva; también será necesario hacer pequeños agujeros en el panel anterior para dejar la salida libre del altavoz. Una vez que la caja está dispuesta, se puede pegar el altavoz en su posición o fijarlo a la tapa usando una pareja de abrazaderas pequeñas de aluminio, tornillos y arandelas.

El circuito impreso se puede montar entonces en el fondo de la caja a un extremo pues, de esta forma, queda debajo del altavoz. Asimismo, antes de perforar los agujeros para el montaje, tenemos que comprobar que aún queda suficiente espacio en el otro extremo de la caja para las pilas (si esta es la manera en que pensamos energizar el circuito).

La placa se puede montar entonces en su posición sobre separadores de 5 mm y se asegura con tornillos, arandelas y arandelas de presión. El montaje se completa ahora perforando un agujero pequeño de salida en un lado de la caja para los cables del pulsador del timbre. Los cables pueden ser tan largos como necesitemos para conectar el pulsador al timbre.

a | Ajuste de los Tonos

En este punto del montaje, los tonos podrían sonar un poco "roncos", pero esto se remedia fácilmente cambiando los valores de las resistencias de realimentación (R6 y R9) en los osciladores de tonos. Simplemente aumentamos los valores de la resistencia para bajas frecuencias y los disminuimos para altas frecuencias, por ejemplo, para bajar la frecuencia del "ding" tenemos que aumentar el valor de R9 en el oscilador de tono alto.



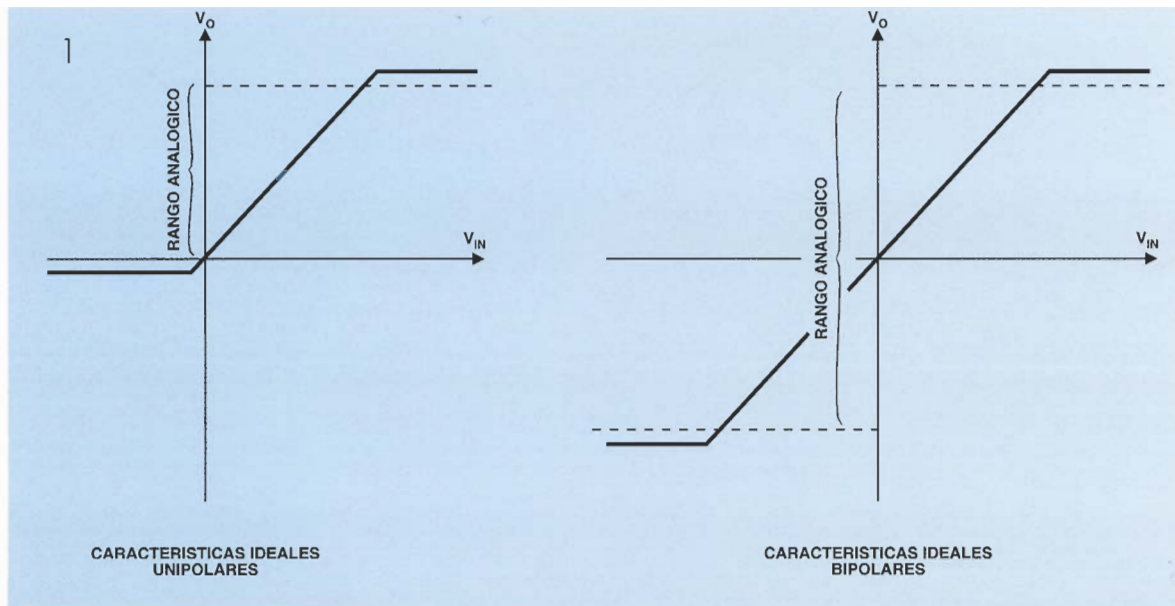
rotección de entradas analógicas

Muchos microordenadores proporcionan al usuario la posibilidad de utilizar convertidores A/D, lo que permite la medida directa de señales analógicas mediante el ordenador, pero pocos disponen de protección contra las sobretensiones de entrada. Proporcionar protección, sin afectar de forma negativa al funcionamiento y a la precisión, no es tan sencillo como puede parecer en un principio.

Existen dos tipos básicos de convertidores A/D: monopolares y bipolares. Los primeros miden tensiones de una única polaridad, normalmente entre 0 voltios y un máximo de +2,55 voltios. Los convertidores del segundo tipo pueden medir tensiones sobre un rango que incluye tensiones

tanto positivas como negativas; por ejemplo, entre -2,56 V y +2,54 voltios.

Algunos convertidores funcionan a partir de una fuente de alimentación simple, mientras que otros necesitan fuentes de alimentación duales. Hablando de forma general, las reglas que rigen



1.- Características ideales de un circuito de protección. V_b y, por lo tanto, V_c siguen con precisión el valor de V_{in} sobre los rangos analógicos, mientras que se produce un buen recorte en tensión, precisamente en cada extremo de estos rangos.

las entradas de tensión seguras se pueden reducir a valores que se encuentran dentro del rango que va desde V_{cc} a 0,3 voltios por debajo de la alimentación más negativa.

Para una alimentación simple de 5 V, los voltajes de entrada seguros que se pueden aplicar al circuito comprenden desde +5 V a -0,3 V. Un convertidor alimentado a partir de una fuente de alimentación dual de $\pm 5V$ tiene unas tensiones de entrada seguras que se encuentran en el rango entre +5V y 5,3V.

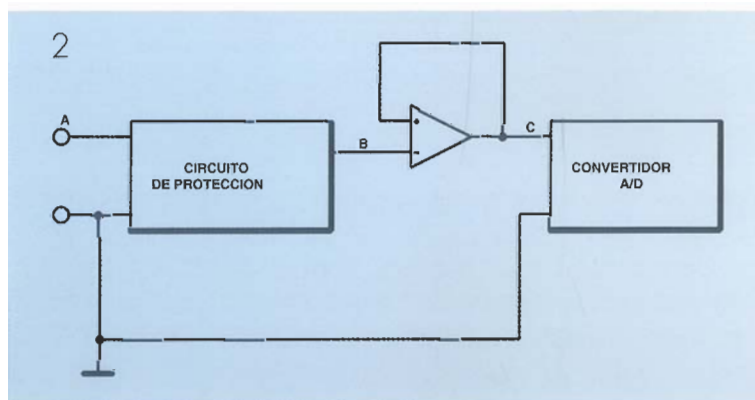
La Fig. 1 muestra las características ideales de un circuito de protección V_b y, por lo tanto, V_c sigue con precisión la tensión V_{in} sobre el rango analógico; mientras que las tensiones sean las adecuadas, el recorte en tensión se produce precisamente cuando la tensión alcanza un valor superior al de los extremos del rango válido. El diseño de la circuitería de protección tiene que tener en cuenta el tipo de fuente de alimentación utilizada y la naturaleza monopolar o bipolar del hardware del convertidor A/D.

El circuito de protección que se incluya en un convertidor analógico digital, debería transmitir las tensiones de forma fiel, sobre todo el rango analógico, al tiempo que tendría que proporcionar un buen recorte de tensión, a valores seguros, para los valores de tensión que se encuentran fuera de los límites de medida.

La Fig. 2 muestra el método más

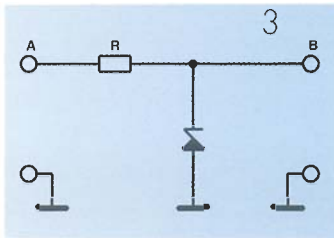
habitual para realizar la protección. Un amplificador operacional, conectado como un seguidor de tensión, se utiliza como amplificador separador de protección para el convertidor analógico/digital. Las señales de entrada, que se aplican en A, pasan a través de la entrada analógica C. Para asegurar que el amplificador separador proporciona una protección adecuada, es conveniente alimentarlo a partir de la misma fuente de alimentación del convertidor A/D, ya sea simple o dual, según el caso de que se trate. Los convertidores monopares deberían utilizar un amplificador operacional que pueda incluir la masa dentro de su rango de tensiones de entrada permisibles.

La Fig. 3 muestra un circuito de protección más simple, pero peor. Aunque parecen adecuados, los diodos zener, como todos los diodos de silicio polarizados de forma inversa, permiten el paso de unas corrientes apreciables a tensiones muy por debajo de su valor zener. Este tipo de circuito ofrece protección contra las tensiones de entrada



2.- Método usual de configurar un circuito de protección.

3.- Un circuito de protección simple pero de mala calidad.



positivas de valor excesivo pero es propenso a provocar imprecisiones en la medida. La resistencia R produce una caída de tensión cuando V_{in}

Esto indica una corriente inversa en el diodo de casi $40 \mu A$ al 65% del valor del zener.



Un sistema de recorte en tensión mejorado utiliza la acción del seguidor de emisor. La Fig. 5 muestra un transistor NPN conectado de tal modo que la resistencia de caída de tensión, R, forma la carga del emisor. Aquí, el transistor no puede conducir hasta que la unión base-emisor se polariza de forma directa. El transistor comenzará a conducir cuando el potencial de emisor exceda el valor de V_{ref} en aproximadamente 0,4 V.

Para las tensiones de entrada entre 0 y ($V_{ref}+0,1$) voltios, el voltaje en B sigue al de A con una buena precisión. Unos valores de entrada superiores simplemente hacen que el transistor se active de forma más clara, con lo que la

tensión en B queda recortada a un valor de $V_{ref}+V_{be}$. En la práctica, V_{be} debe aumentar hasta 0,7 V, dependiendo del flujo de corriente del emisor.

El diodo de silicio D se debe incluir para proporcionar protección contra las tensiones de entrada negativas aplica-

das a A. El diodo D también protege al transistor, limitando su tensión inversa colector-emisor a la caída de tensión producida por la polarización directa del diodo, cuando se aplican tensiones de entrada negativas demasiado grandes.

La Fig. 6 muestra un método simple de proporcionar el valor de V_{ref} a partir de un divisor resistivo conectado a una fuente de alimentación estabilizada. Cuando la estabilidad de la fuente no es la adecuada, se debe utilizar un diodo zener para tener un mejor control. Esto se puede ver en la Fig. 7 (a), pero la adición de un potenciómetro como el de la Fig. 7 (b) permite, si se desea, el ajuste por el usuario del valor de V_{ref} .

4.- Circuito experimental con un voltímetro de alta impedancia conectado a través de la resistencia.

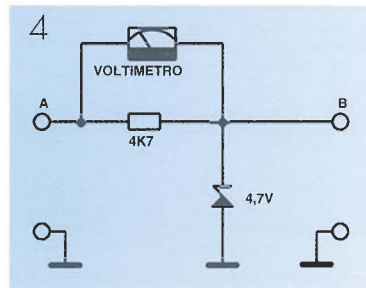
sobrepasa el valor de V_z . La diferencia de tensión $V_i - V_z$ aparece a través de R. La entrada máxima segura para el circuito tiene el valor:

$$V_{in} (max) = V_z + \sqrt{PR}$$

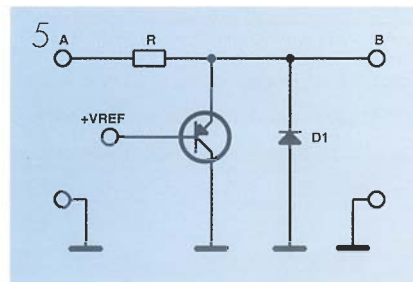
donde R es la resistencia en ohmios y P es la potencia que puede disipar la resistencia en vatios.

En tensiones de entrada negativas, el zener comienza a conducir a -0,4V, aproximadamente.

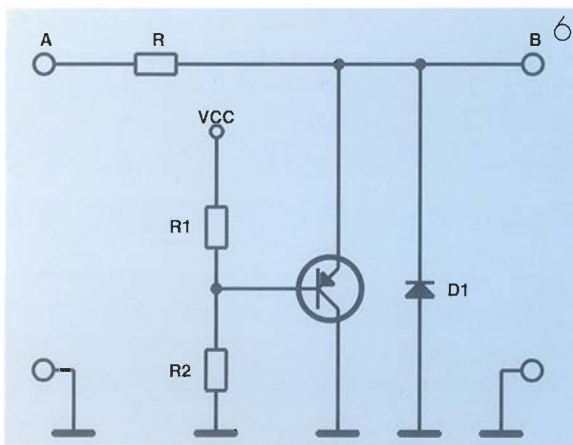
Para tensiones de entrada elevadas, y grandes corrientes del zener, el diodo comienza a saturar el terminal de recorte B a unos -0,7V. En teoría, este circuito parece adecuado para los convertidores de fuente de alimentación dual, pero es claramente inadecuado para los convertidores de fuente de alimentación simple. Para ilustrar esto, la Fig. 4 muestra un circuito experimental en el que hay un voltímetro de alta impedancia conectado a través de la resistencia. Una tensión de entrada de +3V produce una lectura en el voltímetro de 0,174 V, un error del 6%.

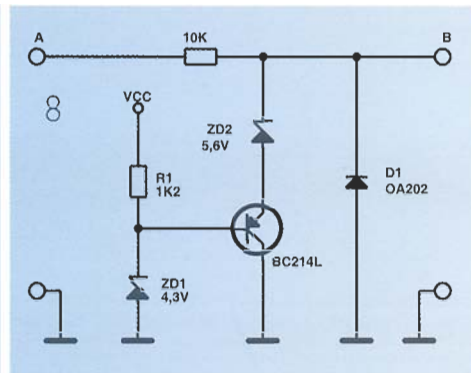
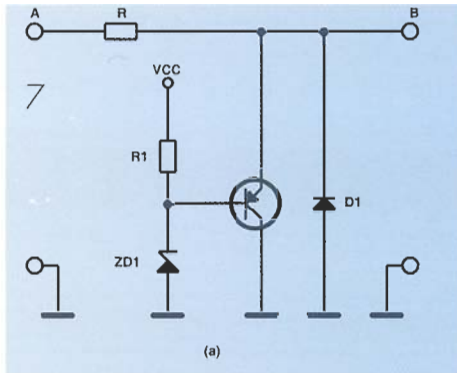


5.- Un transistor PNP, conectado en el lugar de la resistencia de caída de tensión R forma la carga del emisor.



6.- Método simple de lograr V_{ref} a partir de un divisor resistivo.

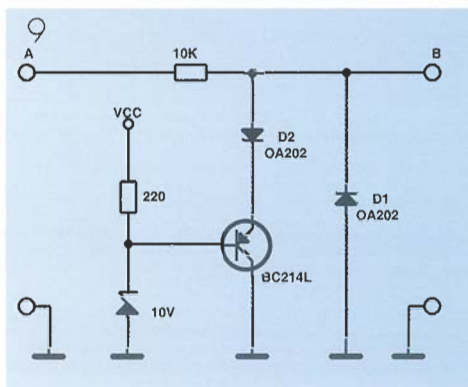




recorte de tensión aproximadamente a +10,4 V con grandes tensiones de entrada positivas en A, la señal puede comenzar a degradarse a unos +7 V. Una solución es reemplazar el diodo ZD2 por un diodo de bajas

pérdidas y para el nuevo potencial de referencia de base, con un valor necesariamente mayor. Esto se puede ver en la Fig. 9. Este diodo D2 evita que el transistor comience a conducir, aunque su unión base-emisor se polarice de forma inversa muy por encima de su valor de ruptura.

La conducción comienza, proporcionando protección, cuando V_{in} aumenta por encima de aproximadamente $V_{ref} + 1,0$ V. Este circuito no proporciona degradación medible de la señal de entrada hasta +10,9 V, siendo recortada la señal en B a +11,3 V para entradas entre +18 V y +40 V, y es muy útil para proporcionar protección en el rango entre 0 V y 10 V.

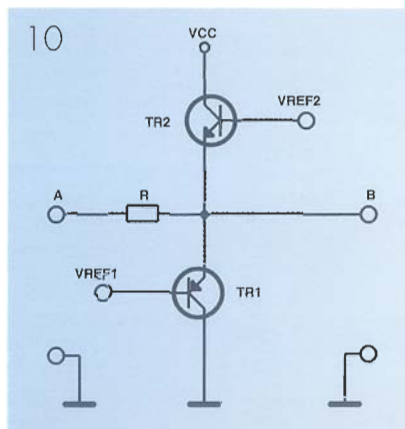


Los transistores de silicio muestran una ruptura base-emisor a una tensión relativamente baja, típicamente entre 5 y 7 voltios. Para este tipo de transistores, V_{ref} debería ser elegida de forma que sea menor que este valor, por la caída de tensión en bornas de un diodo. El rango analógico para estos dos circuitos se puede ver en la Fig. 7 y, por lo tanto, se encuentra limitado a aproximadamente un valor de 4,5 V. La Fig. 8 ilustra un circuito que parece bueno en teoría pero que tiene algunas limitaciones prácticas. Se ha añadido un diodo zener en serie con el emisor. Idealmente hablando, este diodo zener evita que el transistor conduzca hasta que V_{in} alcance un valor determinado de antemano para esta tensión y que es igual a:

$$V_{in} = V_{z1} + V_{z2} + V_{be}$$

Sin embargo, ZD2 comienza a conducir bien por debajo de este valor dado para V_{in} , debido a las pérdidas; y, mientras que se produce un gran

transistor NPN. Esto se puede ver en la Fig. 10, donde los dos transistores comparten la misma resistencia de protección R.



protección con alimentación simple

La protección de la entrada de un circuito alimentado a partir de una fuente de alimentación simple es más difícil. Esto es debido a que los picos de señales negativas, que aparezcan en el terminal B, no deben exceder el valor de -0,3 V. Un método de lograr esto es reemplazando el diodo D1 por un segundo emisor seguidor utilizando un

7.- Como en la Fig. 6, pero con la adición de un potenciómetro que, al igual que en la Fig. 7(b), permite regular el valor de V_{ref} para que el ajuste sea más preciso si se desea.

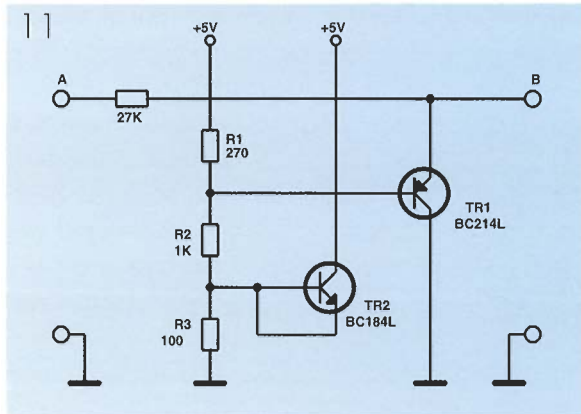
8.- Este circuito que parece bueno en teoría tiene algunas limitaciones prácticas.

9.- El diodo D2 evita que conduzca el transistor, aunque se polarice de forma inversa la unión base-emisor muy

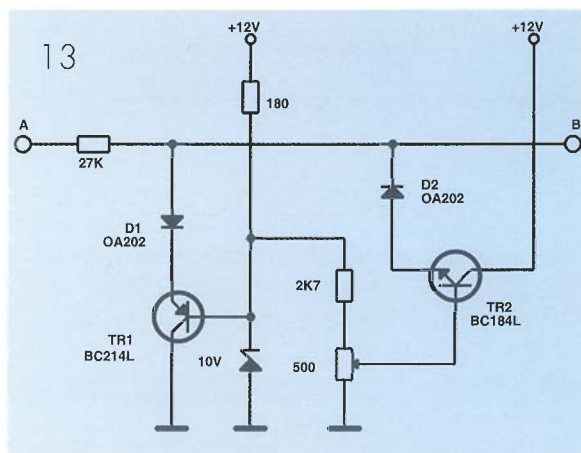
por debajo del valor de la tensión de ruptura

10.- La protección de un circuito alimentado a partir de una fuente de alimentación simple es más difícil, porque los dos transistores comparten la misma resistencia de protección común R.

11.- Las resistencias R1, R2 y R3 forman un divisor de tensión que genera la referencia para los dos transistores.



El pico de potencial negativo en B tendrá el valor de $V_{b(\min)} = V_{ref2} - V_{be2}$, siendo V_{ref2} el potencial de base del transistor NPN Tr2, y V_{be2} la caída en tensión directa de su unión base-emisor. En la práctica, el valor de V_{ref2} está muy restringido. Si aparece una tensión superior a +0,4 V, Tr2 puede comenzar a conducir con señales de entrada simplemente por encima de 0 voltios, por lo que se degradarían señales de bajo nivel. Además, una caída en el diodo por debajo de V_{ref2} no debería exceder de 0,3 V. Un buen valor para elegir es $V_{ref2} = 0,35$ V. El circuito de la Fig. 11 utiliza las resistencias R1, R2 y R3 en un sistema divisor de potencial que genera las tensiones de referencia para los dos transistores. Es mejor utilizar resistencias de película metálica para esta aplicación. Estas resistencias tienen una tolerancia del 1%, poseen una buena estabilidad térmica y son unos dispositivos con un nivel de ruido muy bajo. En el circuito de la Fig. 11 los valores de V_{ref1} y V_{ref2} son:

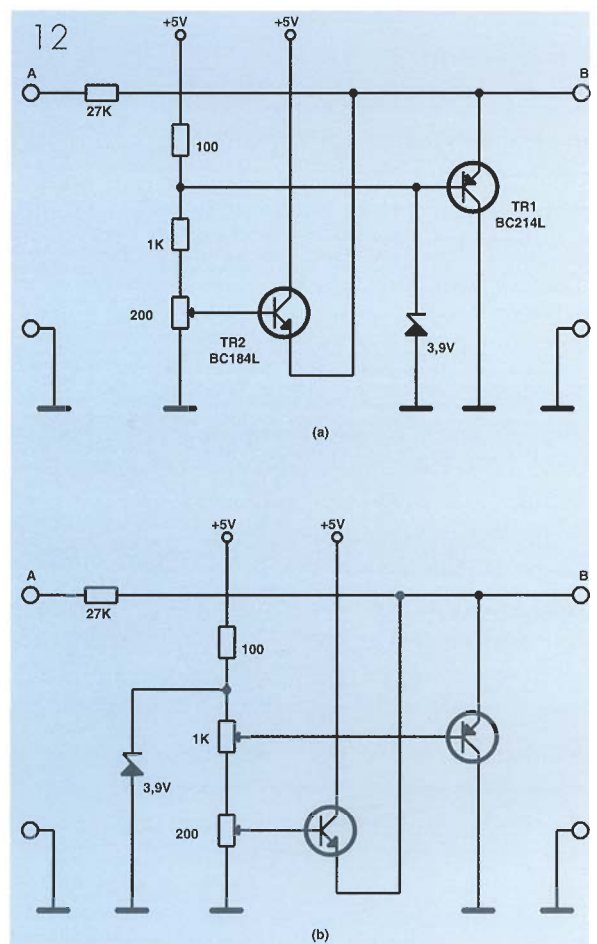


$$V_{ref1} = 1100/1370 \times 5 = 4,01 \text{ voltios}$$

$$V_{ref2} = 100/1370 \times 5 = 0,36 \text{ voltios}$$

Este circuito deja pasar con fidelidad tensiones de entrada en el rango que va entre 0 y +4,45 V.

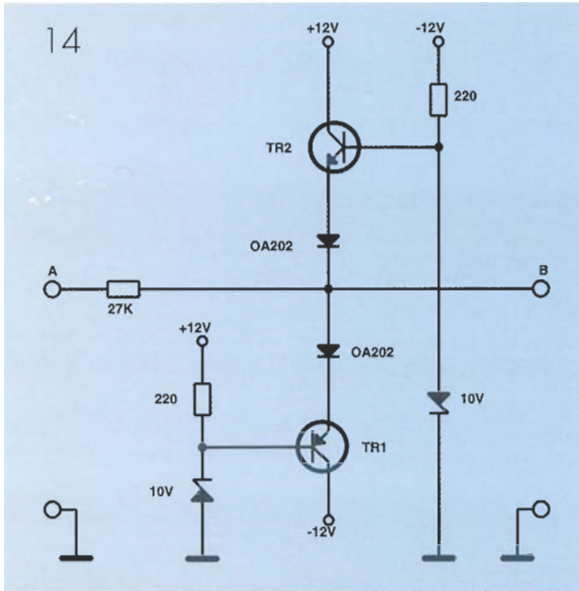
Una tensión de entrada de +40 V se recorta en B a +4,75 V, mientras que una entrada de -40 V se recorta a -0,24 V. Los circuitos de la Fig. 12 muestran una gran variedad de configuraciones que permiten obtener tensiones de referencia estables. También el potenciómetro de 200 ohmios permite un ajuste óptimo del valor de V_{ref2} para el transistor NPN que se elija en cada caso. El circuito de la Fig. 12 (b) también permite el ajuste de V_{ref1} . Los circuitos de la Fig. 11 y de la Fig. 12 también son adecuados para rangos de entradas monopolares cuando los circuitos se encuentran alimentados a partir de fuentes de alimentación duales.



Unas pérdidas reducidas en Tr2, si se comparan con las pérdidas en D1, constituyen una ventaja importante que ha de tenerse en cuenta.

Para proteger circuitos de alimentación simple sobre un rango analógico amplio, por ejemplo entre 0 y +10 V, se puede utilizar el mismo truco. Esto se puede ver en la Fig. 13, donde el diodo D2 se ha añadido en serie con el emisor del transistor NPN. Cada diodo emisor protege el correspondiente transistor cuando los potenciales de refe-

14



rencia de base son mayores que la tensión de ruptura base-emisor. Se necesita una caída de tensión adicional mediante diodo a través de D2 antes de Tr2, para que empiece a conducir con las tensiones de entrada negativas. Consecuentemente, Vref se debe ajustar de forma que se encuentre entre 1,0 V y 1,2 V. Bajo la prueba de tensiones de entrada positivas de elevado valor (+40 V) se recortaron a 11,3 V, mientras que las elevadas tensiones negativas quedaron reducidas a -0,22 V

Protegiendo rangos bipolares

Utilizando los mismos principios indicados anteriormente, es posible proteger con facilidad rangos de tensiones que pueden o no estar centrados en el valor de 0 voltios.

En este caso, la base de Tr2 requiere un potencial de referencia negativo adecuado. El circuito de la Fig. 14 es adecuado para la protección de un rango analógico que cubra entre ± 10 V. La transmisión fiel de la señal tiene lugar sobre el rango de $\pm 10,9$ V, mientras que el buen recorte de la señal restringe el potencial en B a $\pm 11,3$ V.

Resulta bastante simple extender la protección a varios canales de entrada, sin la necesidad de duplicar los circuitos. La Fig. 5 muestra un esquema diseñado para proporcionar protección a los cuatro canales empleando rangos de tensión monopulares, que funcionan a partir de fuentes

duales o monopulares. Para cada canal añadido, solamente se necesitan tres componentes adicionales, a saber: la caída de tensión R, un transistor PNP y otro transistor NPN. La base de cada dispositivo NPN comparte el potencial común, Vref2. El colector de cada transistor PNP se encuentra conectado en común a Vcc. Esto permite la protección multicanal con unos pocos componentes adicionales. Los dos circuitos de protección indicados utilizan una resistencia de reducción de tensión conectada en serie. Las grandes variaciones de tensión, fuera del rango previsto, pueden provocar una elevada disipación de potencia en este componente. Su valor de disipación de potencia debe tener en cuenta este factor.

Mientras que los elevados valores reducirán la disipación para un determinado valor de sobreten-sión, el valor elegido debería no ser lo suficientemente elevado como para producir un error producido por la capacidad o resistencia de entrada del convertidor. Asimismo, señalaremos que los valores excesivamente elevados también pueden producir ruido con los convertidores A/D de alta resolución.

14.- Circuito adecuado para la protección de un rango analógico que cubre ± 10 voltios.

15.- Circuito para protección de cuatro canales, empleando rangos monopulares funcionando a partir de una fuente de alimentación simple o dual.

15

