

Nº 165
1994

elektor

550 Ptas.

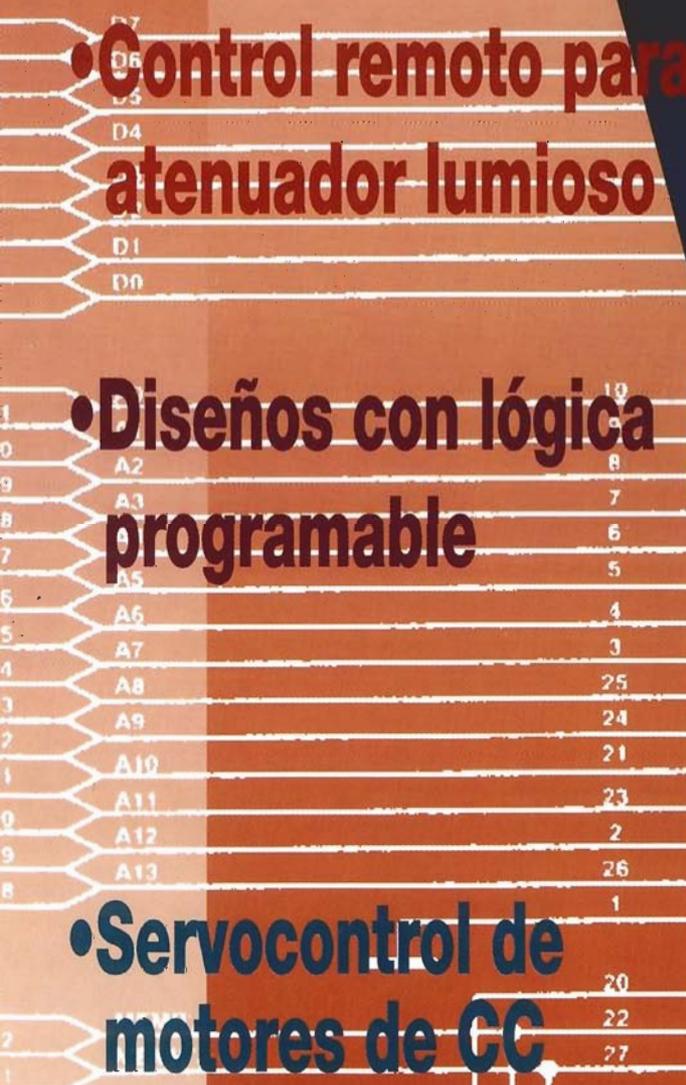
electrónica: técnica y ocio

• Voltímetro digital
de un solo chip

• Control remoto para
atenuador luminoso

• Diseños con lógica
programable

• Servocontrol de
motores de CC



Sumario

Diseños con lógica programable.....	2-12
Una revisión de las técnicas empleadas para utilizar dispositivos PAL Y PLD, cada vez más populares.	
Conmutación de audio de estado sólido.....	2-24
Conozcamos el comportamiento de los dispositivos utilizados para la conmutación estática de señales de audio.	
Control remoto para atenuador luminoso.....	2-36
Un ingenioso diseño que permite controlar a distancia la luz ambiente de cualquier habitación.	
Voltímetro digital de un solo chip.....	2-46
Simple pero eficaz circuito que permite medir tensiones, con un coste muy reducido.	
Amplificadores controlados por tensión.....	2-54
Para conocer mejor el comportamiento de este tipo de dispositivos.	
Servocontrol de motores de CC.....	2-64
Veamos la forma de sustituir a los motores paso a paso en aplicaciones con microprocesador.	

Secciones

Teletipo	2-08
Las placas de circuito impreso	2-41
Mercado	2-73
Libros	2-78
Anuncios breves	2-80

En nuestro próximo número

- Distorsión en amplificadores de potencia.
- Acceso directo al bus para PC.
- Timbre electrónico.
- Los MCT: tiristores controlados por MOS.
- Secráfono para voz.

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
Teléf.: 457 69 23

Cuerpo de redacción:
VIDELEC, S.L.
Santa Leonor 61, 4º - 6

Colaboradores:
JOSE M. VILLOCH
FERNANDO ACERO MARTIN
IH SERVICIOS INFORMATICOS
DAVID LOPEZ APARICIO
LEONARDO MARTIN ANGULO
JESUS C. GARCIA PRECIADO
GUILLERMO SANCHEZ CARRASCO
J. JOSE ANDRES CARVAJAL

Revisión lingüística y de estilo:
J. G. VILLAFANE

Diseño gráfico:
J. G. PAUMA

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

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

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

Distribución en Argentina capital
Ayerbe, Interior: DGP

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

Importador exclusivo Cono Sur:
C.E.D.E., S.A.
C/S. Sudamérica, 1532
1290 BUENOS AIRES ARGENTINA
TEL: 07-541212464/07-541288506
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

Otra vez nos acercamos a nuestros lectores desde estas líneas de la Revista Elektor para ofrecerles un pequeño resumen del contenido de este ejemplar.

Quizá en primer lugar deberemos indicar que, atendiendo a las peticiones de algunos de los lectores, hemos preparado un contenido de artículos algo más profesional que en otras ocasiones, aunque sin olvidarnos de ofrecer diseños que puedan ser montados en forma de kit.

Así, destacaremos el artículo dedicado a describir el empleo de dispositivos de Lógica programable (PLD) que resuelven problemas de diseño, sobre todo de lógica combinatorial, con un coste bajo y sin apenas complejidad. También citar el tema relativo al servocontrol de motores de CC por su interés técnico, sobre todo en el terreno del control por microprocesador. Además en otro apartado describimos el principio de funcionamiento de los Amplificadores controlados por tensión (VCA), los cuales son bastante empleados en muchos diseños.

En lo referente a montajes, destacaremos el Voltímetro digital de un solo chip, ya que por su reducido coste y sencillez de montaje puede resultar de interés para muchos lectores. Por último y para terminar, vamos a citar el diseño dedicado al Control remoto para atenuador luminoso, el cual está pensado para ser instalado en combinación con sistemas de control de iluminación ambiental ya existentes, del tipo de control por tacto.



DERECHOS DE AUTOR

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

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. Elekterminal.....	*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
8ucle de escucha: circuito emisor.....	*82039-1	1.300
8ucle 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 dinamica.....	*82017	4.000

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Indicador de pico para altavoces.....	*81515	750
Generador de números aleatorios.....	*81523	1.350
8úffers entrada p/analizador lógico.....	*81577	1.000
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
Mini-tarjeta de EPROM.....	*82093	800
Cronoprosesador universal:		
Display - Teclado.....	*81170-2	1.900

E29: OCTUBRE 1982

Comprador de RAMs 2114.....	*82090	1.000
Minitéster.....	*82092	950
Frecuencímetro a cristal líquido.....	*82026	950
Antirrob activo.....	*82091	950

E30: NOVIEMBRE 1982

Eolición.....	*82066	800
Módulo capacímetro.....	*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.....	*811702	1.500
Foto Computer-Interface Teclado.....	*82141-2	1.100
Silbato ultrasónico.....	*82133	750
Antenas colectivas:		
Placa R F.....	*82144-1	1.100
Fuente alimentación.....	*82144-2	1.100

E33: FEBRERO 1983

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

E34: MARZO 1983

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

E35: ABRIL 1983

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

E36: MAYO 1983

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

Preludio:

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

E37: JUNIO 1983

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

Preludio:

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

Nuevo sintetizador:

Alimentación.....	*82078	2.500
Regulador para faros.....	*83028	1.000

E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

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

Juegos IV en EPROM Tarjeta

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

E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:

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

E41: OCTUBRE 1983

Semáforo:

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

Preamplificador MC/MW:

Placa iMC.....	*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
Valímetro.....	*83052	1.300

E43: DICIEMBRE 1983

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

Maestro:

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

E44: ENERO 1984

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

E45: FEBRERO 1984

Polí-bus.....	*82110	1.350
Elektrometro.....	*83067	1.300
Decodificador RTTY.....	*83044	1.300
Detector de heladas.....	*83123	700

E46: MARZO 1984

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

E47: ABRIL 1984

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

E48: MAYO 1984

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

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo.....	*83120-1	1.900
Oscilador y control.....	*83120-2	1.300
Veleta electrónica.....	*84001	2.400

Capacímetro:

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

E50/51 JULIO/AGOSTO 1984

Señalizaciones inter. en carretera.....	*83503	895
Amplificador PDM para automóvil.....	*83584	1.200
Termómetro p/disparadores de calor.....	*83410	1.335
Preludio Búffer.....	*83562	1.100
Indicador térmico para radiadores.....	*83563	770
Fuente de luz constante.....	*83553	1.050
Convertidor D/A sin pretensiones.....	*83558	915
Generador de miras 8/N		
con integrado.....	*83551	750

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elabierinto:

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
Harpagón Versión 1.....	*84073	960
Harpagón Versión 2.....	*84083	890
Miniimpresora.....	*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 linea RS-232.....	84452	1.370
Timbre musical.....	84457	1.135

E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF.....	854702	2.450
Interface casete p/C-64 y VIC 20.....	*84029	1.340
Contador Universal.....	85010	1.125
Contador Universal.....	*85019	1.260
Telelase.....	84100	950

E65: OCTUBRE 1985

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

E66: NOVIEMBRE 1985

Medidor RIC.....	*84102	2.825
Temporizador Universal.....	*84107	1.150
Plóter gráfico XY.....	*85020	5.350
Cuentarrevoluciones.....	*85043	2.645
Detector de infrarrojos.....	*85064	3.120

E67: DICIEMBRE 1985

Subsonitador.....	*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
Vibulador de audio p frontal.....	*85103-F	1.760

E71: ABRIL 1986

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 logica 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
Vómetro para discoteca/CP	*85470-1	1.225
Vómetro para disc/V 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
Interfaz 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 aurorradio	*85102	1.530
Doblar 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 5-E	480
Amplificador de cascos	86086	1.505
Convertidor remoto/C.P.	86090-1	2.975
E86/87 JULIO/AGOSTO 1987		
Control motor paso a paso	86451	960
RAM extra de 16K (junto con la EPS		
86454)	*86452	685
Convertidor RMS ca/cc	86462	635
E88: SEPTIEMBRE 1987		
Generador ruido VHF/UHF	*86081	565
Capacimetro de bolsillo	86042	1.375
Estudio de audio portátil	86047	7.860
E89: OCTUBRE 1987		
Módulo de memorización para		
osciloscopio	*86135	1.787
Ecuadorizador para guitarra	86051	1.980
Vómetro estéreo	*87022	600
E90: NOVIEMBRE 1987		
Gerador senoidal digitalizado/CP87001		2.805
Gerador 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	*87C06-2	3.800
Telemando:		
Emisor	*86115-1	1.200
Receptor	*86115-2	1.350
E92 ENERO 1988		
16K RAM CMOS para C64	87082	1.090
Filtros de Linkwitz	*84071	2.300
E93 FEBRERO 1988		
Telecanguro	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits	87160	2.420

E94: MARZO 1988

Interface para facsimil	87038	2.715
Bifase, efectos sonoros	*87026	3.785
E95: ABRIL 1988		
Receptor para BLU en 20 y 80 m	87051	3.920
E96: MAYO 1988		
Autobomba	86085	2.676
Polímetro digital autorango	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 da trabajo	87448	1.560
Amplificador de auriculares	87512	2.375
E100 SEPTIEMBRE 1988		
Preamplif. alta calidad p/microfono	87058	915
Detector positivo 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 uC		
(placa de visualización)	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/µC		
(panel frontal)	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM		
(unidad de sintonía/alimentación)	880042	1.345
E107: ABRIL 1989		
Interruptor red controlado p/carga	86099	1.505
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador:		
(placa adaptación)	880016-4	210
E108: MAYO 1989		
LFA-150, amplificador de tensión	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador de corriente	880092-2	2.095
Sintetizador radio controlado p/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 1 integrado	884080	1.145
E112: SEPTIEMBRE 1989		
Interface fax para ATARI	880109	2.210
Control digital de trenes. Decodifica-		
dor de locomotora	87291-1	1.325
Reforzador de armónicos	880167	1.705
Interruptor red controlado por carga	86099	1.505
E113: OCTUBRE 1989		
Convertidor VF	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
DMSor de señal para receptores de		
TV via satélite	880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI (Placa		
p/Display)	880178-1	2.478
Q4:unidad de control MIDI		
(Display/teclado)	880178-2	1.821
Controlador pantallas		
LCD alta resolución	*880074	4.752

E115: DICIEMBRE 1989

Regulador de velocidad		
para reproductores de CD	880165	3.196
E117: FEBRERO 1990		
Telemando via red/emisor	TE049A	1.648
Telemando via red/receptor	TE049B	1.705
Temporizador fotográfico	TE057/85	858
E118: MARZO 1990		
Intercomunicador para motoristas	058/86	633
Sonda lógica de tensión	048/86	523
Reactancia para fluorescente	047/86	518
Robot riegamacetas	043/86	1.565
Regulador de luz por tacto	029/86	1.676
E119: ABRIL 1990		
Convertidor estético de tensión	TDE030/85	1.122
Fuente de alimentación universal	TDE 031/85	659
Termómetro para polímetroTOE	018/85	1.510
E120: MAYO 1990		
Generador de campo acústico	90V045	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
Detector MORSE RTTY:		
Placa grande	*90V063	10.450
Placa pequeña	*90V064	2.400
Limitador de volumen	*90V062	2.910
E124: SEPTIEMBRE 1990		
Generador de impulsos:		
Conmutador Dip	90V081	950
Conmutadores Rotativos	90V082	1.275
Preomp 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 accele	90V105	950
Indicador 3 dígitos (doble cara)	90V101 Incl. en rev	
Frecuencimetro digital con Z-80:		
Placa principal (doble cara)	90V117	6.500
Amplificador (doble cara)	90V116	2.500
Prescaler (doble cara)	90V115	1.800
Display	90V118	3.525
Manómetro digital:		
Manómetros	90V119	1.450
Filtro vocal efectos sonoros	90V120	1.600
Indicador 3 dígitos doble cara	90V101	2.025
E129: FEBRERO 1991		
Tarjeta de Memoria para Laserjet	90V125	3.773
Laser de bolsillo	90V12	6.850
Conmutador de video y audio	90V123-1	915
E130: MARZO 1991		
Secrófono de bajo coste	91V01	1.979
Transmisión de audio por la red		
Receptor AM	91V013	1.120
Transmisión de audio por la red.		
Receptor FM	91V014	1.120
Receptor de onda corta	91V015	1.050
Amplificador de audio HI-FI Fuente		
12V	91V017	1.848
Amplificador de audio HI-FI.		
Amplificador audio	91V018	1.848
E131: ABRIL 1991		
Amplificador de audio (Fuente AC)	91V016	1.850
Monitor de la red eléctrica	91V012	1.525
Fuente Universal	91V024	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)	91V021-2	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 estereo	91V092	1.050
Amplificador de audio L/OM estereo 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 miniaturo	91V1095	1.462
E140 ENERO 1992		
Codificador de llamadas para radioaficionado (codificador)	92V01	1.390
Codificador de llamadas para radioaficionado (decodificador)	92V02	3.063
Mezclador de efectos vocales	92V03	2.740
Analizador de averías para hornos microondas (circuito principal)	92V04	3.762
Analizador de averías para hornos microondas (circuito display)	92V05	2.635
E141 FEBRERO 1992		
Analizador lógico profesional de bajo coste (doble cara)	92V104	5.731
Multiplicador de canales para osciloscopio	92V103	2.195
Convertidor OC/OM	92V102	2.020
Sintetizador digital senoidal (doble cara)	92V101	3.660
E142 MARZO 1992		
Analizador de distorsión armónica	92V105	5.060
Fusible electrónico	92V106	2.387
Música en espera para teléfono doble cara	92V107	3.348
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		
Interfase 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
Altimetro digital (parte analógica)	92V602A	2.276
Altimetro 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	93V 01	2.430
Detector de latidos del corazón	93V 02	1.882
Verificador rápido de fusibles	93V 03	2.120
Sintetizador controlado por ordenador	93V 04	5.198
E153 FEBRERO 1993		
Sintetizador controlado por ordenador	93V 04	5.196
Codificador telefónico	93V101	4.773
E154 MARZO 1993		
Marcador 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 Eprom	93V102	7.511
Medidor de temperatura	93V703A	4.894
Servocontrolador de 8 canales	93V1001	2.441
Medidor de temperatura	93V703C	3.693
E162 NOVIEMBRE 1993		
Convertor 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 NiCd inteligente (soldaduras)	93V1105	5.570
Cargador de baterías de NiCd inteligente (componentes)	93V1105	
Visualizador inteligente (display)	93V1201	3.945
Visualizador inteligente (control)	93V1202	2.675

Este mes...

Elektron n.º 165. Febrero 1994

	Referencia	P.V.P.
Control remoto para atenuador luminoso (receptor)	EPS 94V01	2.690
Control remoto para atenuador luminoso (transmisor)	EPS 94V02	2.255
Voltímetro digital de un solo chip	EPS 94V03	2.934
Acceso directo al bus del PC	EPS 94V101	4.980

diseños con lógica programable

Todos hemos visto esos misteriosos circuitos integrados personalizados, denominados Dispositivos de Lógica Programable (DLP) o, en inglés (PLD) que se utilizan en muchos circuitos. Cuando se trabaja con estos dispositivos hay una serie de pautas muy definidas que se deben seguir, que se describen en el presente artículo.

Cuando ignoro algo es posible que llegue lejos, tal puede ser el enunciado de mis ideas acerca del diseño. Por ejemplo, ignoré los diodos túnel y RTL y bien seguro estoy de que han llegado lejos. En 1980 intenté ignorar los circuitos integrados

PAL (Programmable Array Logic), debido en principio a que tenían una organización lógica extraña y un retardo de propagación de 45 nanosegundos. Sin embargo, para asegurarme compré cinco de cada clase y los puse en un cajón.

Entonces, en 1982, un amigo tenía un problema de diseño: debía colocar 37 circuitos integrados en una placa de 36; el circuito integrado, DIP número 37, tenía un problema de espacio con la conexión "wire-wrapped" de sus patillas DIP.

La única solución era utilizar un circuito PAL, el cual combinaba las funciones de dos circuitos en uno. Se hizo el primer diseño PAL utilizando la simplificación lógica manual, una fotocopia marcada de la hoja de datos y un programador Prolog manual. Con esto se resolvió el inconveniente del espacio, pero tenía que comprobar la lógica cada vez que aparecía algún otro problema de depuración. El nuevo dispositivo siempre resultaba sospechoso: las ecuaciones estaban invertidas y no se podían probar los miniterminos.

Poco después de completar este diseño tuve la oportunidad de reemplazar el programador Prolog. Adquirí un programador universal que podía programar los dispositivos presentes y futuros de lógica programable y dispositivo de memoria sin necesidad de adaptadores.

Este dispositivo venía con una copia de CUPL, que era un compilador lógico y tardaba aproximadamente un año "de tiempo de lanzamiento" para hacer un master. A partir de este dispositivo, el número de los circuitos 74XX utilizados en mis diseños disminuyó hasta que uno de mis últimos diseños casi no tenía ninguno.

Para empezar con la lógica programable son necesarias dos herramientas, y es bueno tener una de ellas: Se debe disponer de un programador (no se

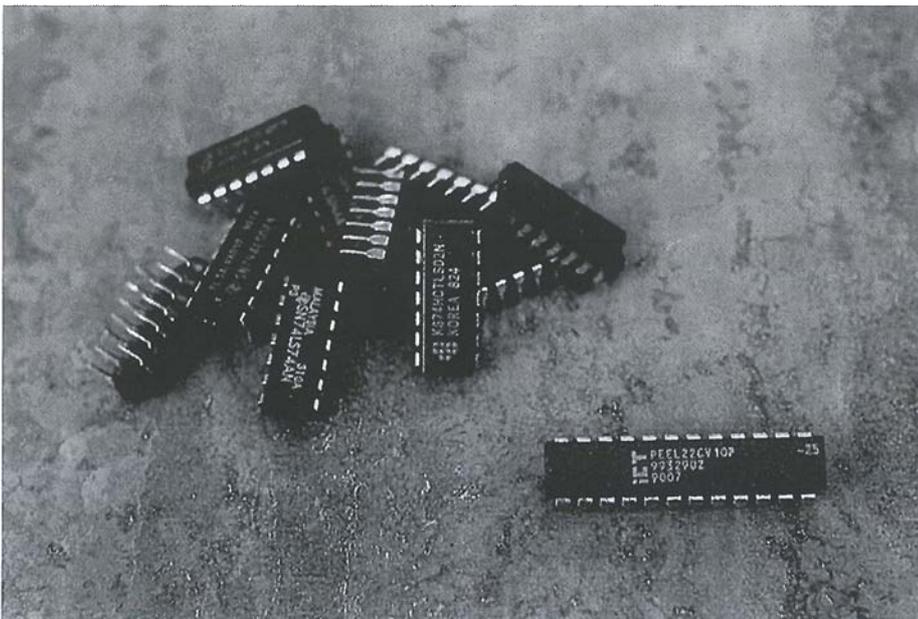
puede ir lejos con un programador de teclas), y es conveniente disponer de un compilador lógico, aunque no es absolutamente necesario.

Un programador puede costar de 40.000 pesetas en adelante. Para el experimentador doméstico, hay cierto número de programadores entre las 40.000 y 100.000 pesetas, que pueden programar tanto dispositivos lógicos como de memoria. Para fines comerciales se puede comenzar con uno de 100.000 pesetas en adelante. En cada caso, se debería buscar un programador que disponga de un único zócalo DIP de 40 patillas, para la programación, y que no necesite adaptadores para los dispositivos DIP más populares. Esto incluye la mayoría de las PROM, EPROM, PAL de 20 y 24 patillas y unos pocos microprocesadores basados en un único chip con EPROM:

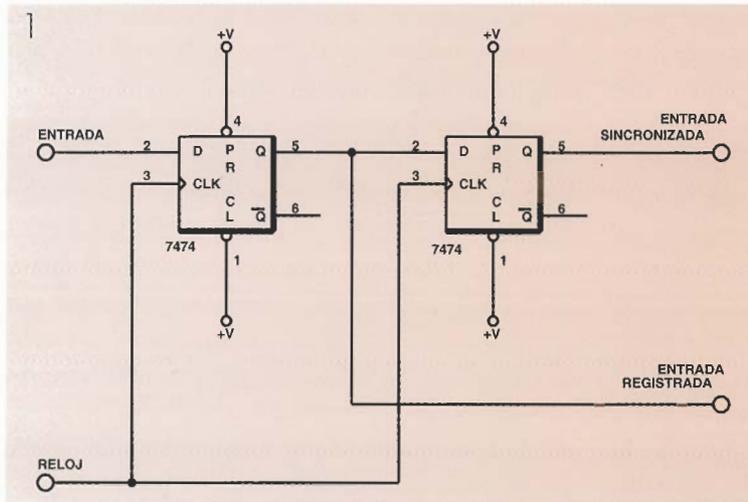
Yo creo que la introducción de los compiladores lógicos ha hecho de los dispositivos de lógica programable algo útil. La simplificación manual de las ecuaciones lógicas y su conversión a un mapa de fusibles es bastante difícil, pero pensar en el mapa de fusibles como en dispositivos hace que el problema sea más complejo e incluso excesivamente grave. La mayoría de los fabricantes de dispositivos lógicos programables proporcionan algún tipo de compilador lógico. Estos se pueden usar de forma gratuita, pero, debido a que su tecnología ha comenzado a ser más compleja, es posible que sea necesario pagar cierta cantidad. Entre los compiladores que todavía se encuentran en la categoría gratuita destacan los siguientes: el SLICE de Signetics

(que es una versión gratuita del SNAP-16 sin entrada esquemática), el PLDshell de Intel y el Prologic de Texas Instrument. El PALASM de AMD, el compilador lógico original, ha pasado recientemente de ser gratuito a costar unas 12.500 pts. Naturalmente, todos ellos manejan cada dispositivo que esté fabricado por las casas que los patrocinan. Si se piensa programar un amplio espectro de dispositi-

Los dispositivos lógicos programables han revolucionado la forma en la que se diseñan los circuitos. Un simple circuito PLD puede reemplazar con frecuencia a una gran cantidad de circuitos lógicos discretos sin problemas de velocidad.



1.- La entrada a un registro de desplazamiento de dos etapas está sincronizada con el reloj del sistema. La primera etapa es un registro "pipeline"; si la entrada es asíncrona, la segunda etapa tiene una salida sincronizada.



vos, es recomendable adquirir el compilador ABLE de Data I/O o el CUPL de Logical Devices. Finalmente, se han visto algunos añadidos para los compiladores lógicos de bajo coste y para los compiladores lógicos de captura de esquemas, pero no tengo experiencia con estos programas.

Suelo utilizar CUPL en casa y en el trabajo, por lo que en este artículo se emplea la notación específica del programa CUPL. En casa tengo una versión simplificada de CUPL, disponible a través de TI, para introducir sus dispositivos de lógica programable. La copia de QPL, que poseo en mi casa, dispone de una posibilidad completa para trabajar con la familia 16R8. También se encuentra disponible una copia económica de QPL para las familias 16R8 y 20R8, por aproximadamente 10.000 pesetas, a través de JDR Microdevices.

Antes de entrar en materia, vamos a hablar de algunos problemas de diseño con las PAL: metaestabilidad, señales deformadas, testado y estados ilegales.

Metaestabilidad

La metaestabilidad se produce en los osciladores cuando se ignoran las especificaciones de configuración o retención. También puede provocarse si se incumple el reloj mínimo o las especificaciones de ancho de pulso de inicialización o de configuración directa. Por esto, la metaestabilidad se produce en las PAL registradas con entradas externas asíncronas; en ocasiones, la transición de la entrada del registro Flip-Flop ocurrirá muy cercana al extremo del reloj. Cuando esto sucede, algunos registros Flip-Flop no hacen nada, otros comenzarán a conmutar hacia el

nuevo estado pero volverán al antiguo, y los restantes completarán la transición al nuevo estado. Durante este periodo de incertidumbre, se dice que los Flip-Flop son metaestables. Para corregir el problema, la entrada externa se debe hacer síncrona con el reloj del registro. El procedimiento más usual es un registro de desplazamiento de una o dos etapas. Aunque los estadísticos dicen que esta solución no es completa, la posibilidad de metaestabilidad no se puede eliminar: siempre es medible.

El registro de desplazamiento de dos etapas (véase Fig.1) tiene dos salidas: registrada y sincronizada. Si la entrada de registro de desplazamiento está sincronizada con el reloj del sistema, la primera etapa forma "un registro pipeline, de tubería". Si la entrada del registro de desplazamiento es asíncrona, la salida de la segunda etapa es la sincronizada.

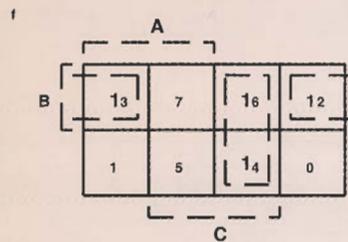
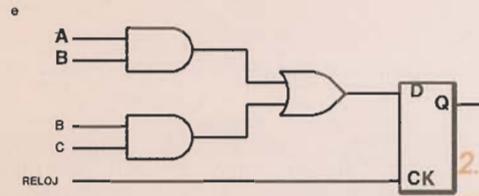
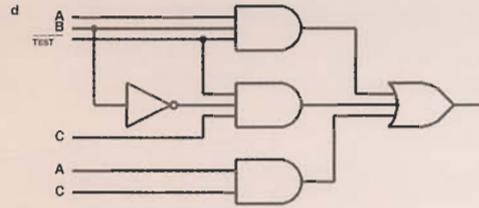
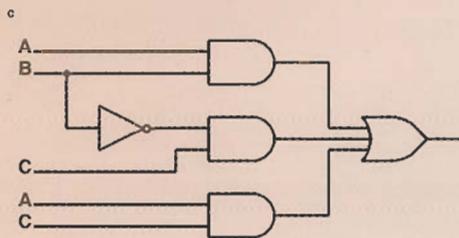
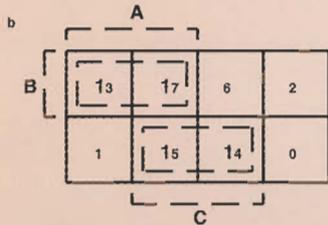
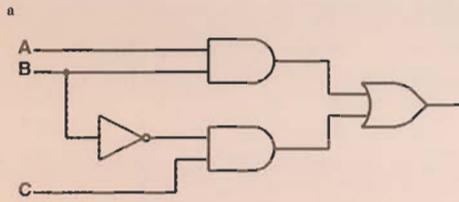
Para evitar un retardo de dos pulsos de reloj, en los extremos delantero y trasero de la señal de entrada asíncrona, se utilizará un reloj sincronizador que tenga el doble de la frecuencia del sistema. Este método funciona hasta que el reloj de la entrada asíncrona se aproxime a la mitad de la velocidad de reloj máxima de la familia lógica y, entonces, aparece un problema.

El "buffer" del registro de desplazamiento se incluye en la macrocélula de entrada en algunos de los últimos dispositivos lógicos programables.

La macrocélula de entrada permite elegir entre entradas directas, registradas y sincronizadas. Una posibilidad presente en los nuevos dispositivos de Cypress es la inclusión de un doblador de reloj en el circuito. De esta forma, encontrar un reloj de frecuencia doble resulta sencillo, y debe serlo cuando se necesita un reloj de muestreo de 100 MHz para algunos de los microprocesadores actuales.

Una constante que se utiliza para expresar la metaestabilidad de un circuito es Tau. Ésta es una medida de los fallos del Flip-Flop para estabilizarse cuando se varían el reloj y la separación de los datos. A partir del valor de Tau se puede calcular la figura de mérito T100. T100 es el tiempo que se debe esperar después del reloj para que la salida sea estable, con un tiempo medio entre fallo (MTBF) de 1 a 100. Sin embargo, como la metaestabilidad es algo pro-

2



2.- (a) Circuito combinacional típico, una deformación del pulso puede ocurrir por el retardo extra que introduce el inversor. (b)

La eliminación de la superposición en el diagrama de Veich es una solución al problema. (c) La adición de un término redundante al circuito resuelve el problema de la deformación del pulso, pero hace que el circuito sea inestable. (d) Se puede añadir una entrada de TEST para facilitar la comprobación del circuito una vez que se ha eliminado la deformación del pulso. (e) En el caso de un contador, no se puede utilizar un término redundante para eliminar la deformación del pulso, por lo que se añade un registro. (f) Un flip-flop típico PAL es un dispositivo de tipo D por lo que se debe recordar en cada transición de reloj su siguiente estado de reloj.

abilístico, después de esperar T100 segundos debería producirse un error.

Por desgracia "descubrí" la metaestabilidad por la vía dolorosa: mi primera máquina controladora de estado, fabricada a partir de PAL, no funcionaba (SMC); un año más tarde, leí que el efecto tenía un nombre: metaestabilidad en el Transactions on Computers (vol C.32, número 12 de Diciembre de 1983) publicado por la IEEE. Por esas fechas había desarrollado una serie de reglas basadas en la experiencia. Si su periodo de reloj es dos veces mayor que el retardo de propagación del dispositivo y una deformación, producida por la metaestabilidad no le afecta, se puede utilizar un simple Flip-Flop sincronizador. Dos veces el retardo de propagación parece que es el adecuado para el tiempo T100 del dispositivo (actualmente, se pueden ver listados el valor de Tau o de T100 en algunas hojas de especificaciones de fabricantes).

Descubrí que el Flip-Flop sincronizado podía ser una etapa de registro SMC "si y sólo si" la entrada afecta al Flip-Flop de registro. Un SMC PAL es una máquina síncrona. El estado actual y las condiciones de entrada determinan el estado siguiente y las entradas del registro SMC. Por ello, una condición de metaestabilidad, que se

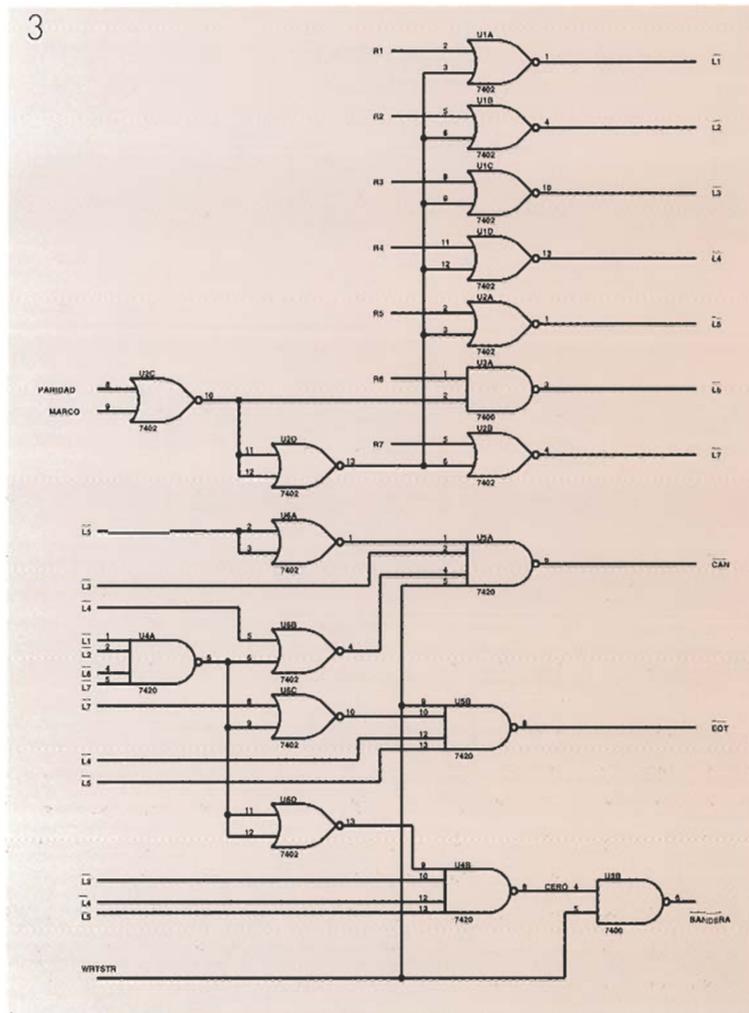
produzca después del reloj y se estabilice antes de la siguiente señal de reloj, no podrá afectar.

No se seguirá este camino si la entrada asíncrona afecta a dos o más etapas de registro. Cada etapa reaccionará de forma diferente y, por lo tanto, el SMC podría asumir un estado erróneo.

Picos espurios y testeado

Los picos espurios (glitches) y el testeado están relacionados íntimamente y son difíciles de separar. Un remedio para los picos espurios (glitches) es la redundancia; sin embargo, la redundancia hace que el circuito sea inestable: una paradoja. Los picos espurios (glitches) se manifiestan en picos de señal en la salida de la lógica combinacional provocada por la lógica no balanceada. El desequilibrio normalmente viene del inversor necesario para completar una señal. Por ello, la señal complementaria tiene un ligero retardo en el tiempo. Cuando una señal complementaria se combina con otras señales sin retardo, se puede producir una deformación. Testear (esto es, la acción de someter a un "test" o

3.- Utilizando una PAL para reemplazar lógica combinatorial, se puede reducir la lógica de forma considerable.



a una prueba) es una práctica de diseño importante en la producción comercial. La prueba no se realiza como un dispositivo que funciona sino como elementos independientes del circuito. A los ingenieros de prueba no les importa si la PAL funciona "in situ", ellos necesitan visualizar cada nodo de la PAL. Obviamente, no es posible probar los nodos internos de los circuitos And-Or típicos, pero se puede producir un fallo (bloqueo en cero/uno), si no existe redundancia. Por ejemplo, $ABC\#BC$ es redundante. La simplificación obvia es BC pero, si se deja sin simplificar, no se podría determinar cuando la puerta AND ABC se encontrara enclavada en cero.

Como un ejemplo de pico espurio y estabilidad se puede tener un circuito con la ecuación siguiente: $A\&B \# !B\&C$ (véase la Fig. 2a). Si A , B y C se encuentran en el estado ON, y B se conmuta a OFF, la salida OR debería encontrarse constantemente en ON. Sin embargo, puede existir de forma potencial un pico espurio. $!B$ se encuentra retardada mediante un inversor, por lo que la

entrada OR ($A\&B$) es posible que se determine antes de que se obtenga el valor $!B\&C$.

¿Cómo se pueden eliminar los picos espurios? La respuesta será: mediante redundancia. La expresión original de cuatro términos se simplifica en una de dos términos que no se superpone en el mapa (véase el diagrama de Veitch, Fig. 2b). Se añadirá el término redundante $A\&C$ (véase Fig. 2c), el cual enmendará el pico, pero hará que el circuito sea inestable. La puerta AND redundante ($A\&C$) no se puede comprobar para el bloqueo en cero. Por ello, no es posible tener la seguridad de que la puerta redundante esté trabajando, aunque el circuito funcione "in situ".

Para hacer que el circuito se pueda testear habrá que añadir la entrada TEST (véase la Fig. 2d). La conversión de las dos puertas originales a puertas de tres entradas no cuesta mucho. Las entradas de puerta extra están disponibles, pero el coste primario es la patilla de entrada TEST. En oca-

siones, una patilla extra puede ser muy costosa, ya que se puede requerir otra PAL para completar la lógica.

Como ya quedó dicho, la solución a la deformación del pulso es parcial. Puede resolver la condición descrita, aunque no es posible aclarar qué pasaría si el circuito estuviera conectado a un contador binario de 3 bits. El diagrama de Veitch de la Fig. 2b muestra que la deformación del pulso cubre un transición desde el 7 binario al 5, pero ¿qué ocurre en la transición desde el 3 binario al 4? La transición es exactamente la misma. Si el circuito decodifica la salida del contador, el pico no se puede "cubrir" por un término redundante. La solución a la deformación del pulso en el contador PAL es una salida de registro (Fig. 2e). Si la PAL que contiene el contador es registrada, la salida seleccionada resulta una opción sin coste adicional y es estable. La solución, mediante registro al pico espurio, funcionó porque se tenía un conocimiento previo de los cambios de estado en las entradas del circuito: un

contador binario. Lo mismo se cumplió para la solución del pico espurio mediante término redundante; se diseñó para cubrir las transiciones de 7 a 5, debido a que se conocía la transición que debía producirse. Si las transiciones de entrada al circuito son sencillamente aleatorias, ninguna solución al pico espurio será completa. La salida registrada también demuestra una importante consideración al diseño con PAL. La salida del circuito es ON para las cuentas 3, 4, 5 y 7. Las entradas del Flip-Flop de registro son las cuentas 2, 3, 4 y 6 (véase el diagrama de Veitch en la Fig. 2f). Pero ¿por qué 3? ¿No podría recordar permanecer el Flip-Flop durante la cuenta 4? No, el Flip-Flop típico de las PAL es un dispositivo de entrada D, por lo que debe ser recordado a cada transición de reloj de su estado siguiendo al reloj.

¿Son malos todos los picos espurios? La respuesta depende de lo que se esté haciendo con la señal. En lógica síncrona o "pipeline", las deformaciones se producen después del reloj y se estabilizan, sin problemas, antes del siguiente ciclo de reloj. La lógica síncrona no necesita solucionar las deformaciones del pulso, ni tampoco eliminarlas; mientras que en la lógica asíncrona, si la señal está siguiendo a una etapa de reloj, podría sorprendernos cómo una pequeña deformación del pulso provocará que se dispare un Flip-Flop (la metaestabilidad nunca trabaja en su favor). En este caso, habría que examinar mejor la lógica para evitar la posibilidad de la deformación del pulso. ¿Los dispositivos son completamente aptos para testearse? No, pero los ingenieros se

LISTADO 1

```
***RATLOGIC***
DEVICE P22V10;
```

```
PIN 1 = R1;
PIN 2 = R2;
PIN 3 = R3;
PIN 4 = R4;
PIN 5 = R5;
PIN 6 = R6;
PIN 7 = R7;
PIN 8 = PARITY;
PIN 9 = FRAME;
PIN 10 = WRTSTR;
PIN 11 = NC12;
PIN 13 = NC13;
PIN 14 = !L1;
PIN 15 = !L2;
PIN 16 = !L3;
PIN 17 = !L4;
PIN 18 = !L5;
PIN 19 = !L6;
PIN 20 = !L7;
PIN 21 = !CAN;
PIN 22 = !FLAG;
PIN 23 = !EOT;
```

```
/*VARIABLES INTERMEDIAS*/
```

```
!!1 = !(R1 # !!(PARITY # FRAME));
!!2 = !(R2 # !!(PARITY # FRAME));
!!3 = !(R3 # !!(PARITY # FRAME));
!!4 = !(R4 # !!(PARITY # FRAME));
!!5 = !(R5 # !!(PARITY # FRAME));
!!6 = !(R6 & !PARITY # FRAME);
!!7 = !(R7 # !!(PARITY # FRAME));
```

```
/*SALIDAS*/
```

```
!L1 = !!1;
!L2 = !!2;
!L3 = !!3;
!L4 = !!4;
!L5 = !!5;
!L6 = !!6;
!L7 = !!7;
```

```
!CAN = WRTSTR & !5 & !!3 & !(!!!4 # !(!!!7 & !!6 & !!2 & !!1));
!EOT = WRTSTR & !!4 & !!5 & !(!!!3 # !(!!!7 & !!6 & !!2 & !!1));
!FLAG = !(WRTSTR & !(!!!7 & !!6 & !!2 & !!1) & !!5 & !!4 & !!3);
```

```
***SALIDA DEL COMPILADOR***
```

```
CAN => !FRAME & !PARITY & !R1 & !R2 & !R3 & !R4 & !R5 & !R6 & !R7 & WRTSTR
EOT => !FRAME & !PARITY & !R1 & !R2 & !R3 & !R4 & !R5 & !R6 & !R7 & WRTSTR
FLAG => R7 & WRTSTR # R6 & WRTSTR # R5 & WRTSTR # R4 & WRTSTR # R3 & WRTSTR
# R2 & WRTSTR # R1 & WRTSTR # PARITY & WRTSTR # FRAME & WRTSTR
!1 => R1 # PARITY # FRAME
!2 => R2 # PARITY # FRAME
!3 => R3 # PARITY # FRAME
!4 => R4 # PARITY # FRAME
!5 => R5 # PARITY # FRAME
!6 => !FRAME & !PARITY & R6
!7 => R7 # PARITY # FRAME
L1 => R1 # PARITY # FRAME
L2 => R2 # PARITY # FRAME
L3 => R3 # PARITY # FRAME
L4 => R4 # PARITY # FRAME
L5 => R5 # PARITY # FRAME
L6 => !FRAME & !PARITY & R6
L7 => R7 # PARITY # FRAME
```

LISTADO 2

```

*** IN STATE***
DEVICE 22V10;

PIN 1 = CLOCK;
PIN 2 = EOM; /*FIN DE LA BANDERA DE MENSAJE*/
PIN 3 = ADRO; /*DIRECCION DEL BUS*/
PIN 4 = ADR1;
PIN 5 = DEVSEL;
PIN 6 = SW0; /*BSB DE LA DIRECCION DE DISPOSITIVO*/
PIN 7 = SW1;
PIN 8 = NC8;
PIN 9 = NC9;
PIN 10 = ISTROBE; /*SINCRONIZADO A UN RELOJ DE 20MHz*/
PIN 11 = IRESET;
PIN 13 = NC13;
PIN 14 = IWRITE_COUNT;
PIN 15 = IMSB_COUNT;
PIN 16 = ILSB_COUNT; /*CARGA ACCION DE CUENTA*/
PIN 17 = IQ0; /*CONTADOR DE ESTADO MAQUINA*/
PIN 18 = I01;
PIN 19 = IQ2;
PIN 20 = I03;
PIN 21 = IWRITE_DATA; /*ESCRIBE DATO*/
PIN 22 = IMSB_DATA; /*CARGA DATO*/
PIN 23 = ILSB_DATA; /*CARGA DATO*/

/*FINAL DE LA BANDERA DE MENSAJE*/
STATUS = IEOM;
ADDRESS = !(ADRO $ SW0) & !(ADR1 $ SW1) & DEVSEL;
field COUNT = [Q0..3];
/*ENTRADA ASINCRONA DE RESET SMC*/
Q0.ar = RESET;
Q1.ar = RESET;
Q2.ar = RESET;
Q3.ar = RESET;
/*ACTIVA BUFFER DE ENTRADA ACTIVA SALIDA Y ESCRIBE DATOS EN FIFO Y CUENTA*/
/*EL BUS DE DATOS Y LAS CATRIVACIONES DEL BUS DE DATOS SON TRIESTADO*/
LSB_DATA = 'b'1; /*ACTIVA MODO BINARIO*/
MSB_DATA = 'b'1;
LSB_DATA.oe = COUNT:'h'8; /*RESTAURA MODO HEX*/
MSB_DATA.oe = COUNT:'h'A;
WRITE_DATA = COUNT:'h'8 # COUNT:'h'A;
/*ACTIVA LA SALIDA DEL CONTADOR Y ESCRIBE LA CUENTA EN EL FIFO*/
LSB_COUNT = COUNT:'h'C;
MSB_COUNT = COUNT:'h'E;
WRITE_COUNT = COUNT:'h'C # COUNT:'h'E;
sequence COUNT {
/*BUSCA EL FINAL DE LA BANDERA DE MENSAJE*/
present 0 if ISTROBE next 0; if STROBE next 1;
present 1 if STROBE next 1; if ISTROBE next 2;
present 2 if ADDRESS & EOM next 4;
if (!ADDRESS # IEOM) next 0;
present 3 next 0;
/*FOUND EOM - LOAD MESSAGE & COUNT*/
present 4 if ISTROBE next 4; if STROBE next 5;
present 5 if STROBE next 5; if ISTROBE next 6;
present 6 if !ADDRESS next 4;
if ADDRESS & IEOM next 8;
if ADDRESS & EOM next C;
present 7 next 0;
/*FIN DE MENSAJE - ALMACENA MENSAJE DE LA PALABRA DE CUENTA*/
/*PERMANECE EN EL MODO DE CARGA DE MENSAJE VOLVIENDO AL ESTADO 4*/
present 8 next 9; /*LSBYTE DATO A FIFO*/
present 9 next A;
present A next 4; /*MSBYTE DATO A FIFO*/
present B next 0;
present C next D; /*LSBYTE CUENTA A FIFO*/

```

intentan aproximar al 100% dentro de los límites que permite la economía.

estados
ilegales

Un SMC debe ser controlado completamente. Los estados ilegales realmente significan estados sin utilizar o no asignados. Un SMC debe disponer de un estado de inicialización o de reinicialización y no debe tener estados ilegales. Esta regla significa que todos los estados (2 elevado a n) se deben asignar aunque no se utilicen.

En el diseño de los SMC descritos aquí, todos los estados se encuentran asignados, y los no utilizados provocan una vuelta al estado de inicialización. Por ello, si el SMC llega a un estado no asignado (a través de un transitorio), se inicializará volviendo al estado inicial. En los diseños SMC descritos, el estado 0 es siempre el estado inicial. En la familia PAL 18R8 no hay inicializaciones de registros síncronas o asíncronas o entrada de borrado, por lo que la inicialización del sistema es un término en las expresiones de estado. La inicialización del sistema es normalmente tanto una inicialización al encendido (esperando hasta que la alimentación sea estable) como una función de inicialización manual.

diseños
simples

Para comenzar con el diseño de las PAL, veamos rápida-

mente la lógica "de interconexión": el medio que interconecta sus circuitos MSI/LSI. Moviendo la lógica hacia las PAL, se logra una reducción en el número de circuitos, el número de estados lógicos y el retardo lógico asociado. Este "adelgazamiento" lógico permite el uso de las PAL que no son tan rápidas como los elementos lógicos que sustituyen. Para convertir la lógica, se escribirán sus ecuaciones (como tales), y se dejará que el compilador lógico realice el trabajo. El compilador encontrará las redundancias y simplificará la lógica. Asimismo, señalaremos que, si es necesario, se declararán los términos de salida intermedios como variables intermedias, ya que, de no hacerse esta declaración, el compilador decodificará los términos de salida intermedios y los conectará a las patillas de salida. Entonces, el compilador pasará las salidas intermedias a la matriz AND, provocando una lógica reconvergente. Para convertir las variables intermedias a salidas, simplemente se igualarán a las patillas de salida.

Otra forma de convertir la lógica será "pasando" una sección del esquema al compilador lógico. Un cierto número de compiladores acepta esquemas, aunque éstos se suelen tener que volver a dibujar utilizando símbolos especiales.

Muchas veces, la primera (segunda, tercera, etc.) compilación acabará en error, normalmente debido a un excesivo número de términos producto. Esta concurrencia ilustra la selección del compilador: el compilador debe ser capaz de listar las ecuaciones lógicas compiladas (y simplificadas), siempre que no tengan errores de sintaxis. Algunos compiladores simplemente terminan con un desbordamiento en los términos producto, sin indicación del problema. Con el listado de ecuaciones se pueden encontrar los problemas y resolverlos mediante la revisión de la lógica o seleccionando otra PAL.

El problema de conversión más normal es un número excesivo de términos producto. La lógica necesaria es una gran AND positiva. Las salidas PAL más simples invierten y no tienen más que 8 términos OR, limitando las salidas AND positivas a 8 términos. Frecuentemente, se puede aceptar una salida negativa e invertirla en un elemento lógico posterior. Sin embargo, si no se puede ver el problema en un listado del compilador, habrá que comenzar un nuevo diseño. Las nuevas PAL universales con macroceldas de salida programable, han reducido el número de veces que se puede producir este problema.

Algunas lógicas combinatorias nunca podrán incluirse en una PAL, por ejemplo, un sumador binario completo con acarreo rápido (74183) o un comparador de magnitud (7485). El número de minitérminos se expande exponencialmente según aumenta el número de etapas, esto es, si se está intentando reducir la lógica a una suma de productos para disminuir el retardo de propagación.

Lógica de conexión

Un ejemplo de conversión de lógica de conexión se puede ver en la Fig. 3. Se ha utilizado una 22V10, que puede ser demasiado potente, pero posee el número de patillas correcto.

El circuito 22V10 es una PAL de 24 patillas con 10 salidas de macroceldas, combinatorias a través de registro con un sensor de salida programable. El circuito fue utilizado para aceptar la salida paralela de una UART, decodificar ciertos caracteres, así como filtrar códigos nulos y convertir la salida si existe un error de paridad de trama. Las ecuaciones presentadas en el listado 1 se escriben exactamente como se muestra en el esquema. Las salidas intermedias !L1-!L7 se hicieron variables intermedias, !I1-!I7. Esta solución evita que el compilador desarrolle líneas reconvergentes para CAN, EOT y FLAG. En la primera línea de entrada se han asignado las patillas E/S según el orden del dibujo. En el listado de entrada CUPL final se han conmutado las asignaciones de las patillas de FLAG y EOT, debido a los excesivos términos productos en FLAG para la patilla de salida original. El listado de las ecuaciones de salida muestra las positivas. Se le ha indicado al 22V10 para que seleccione la salida inversora de la macrocelda en el fichero JEDEC.

Hay que señalar la minoración de la lógica: de 7 niveles a solamente 2. El circuito 22V10 disponible más lento mejorará el retardo lógico entre 70 y 10 nanosegundos estándar TTL.

Si se convierten habilitaciones de memoria para microprocesador (por ejemplo, PROM, RAM, periféricos de memoria rápida), se deberán utilizar los operadores de rango del compilador lógico (si hay disponibles). Los operadores de rango permiten describir una habilitación como "Enable from address XXXX to address YYYY".

En la anotación CUPL, éstos se indican como

```

present D next E;
present E next 4; /*MSBYTE COUNT TO FIFO*/
present F next 0;]
**** SALIDA DEL COMPILADOR****
ADDRESS =>
IADRO & ADR1 & DEVSEL & ISWO & SW1
# ADRO & ADR1 & DEVSEL & SWO & SW1
# IADRO & IADR1 & DEVSEL & ISWO & ISW1
# ADRO & IADR1 & DEVSEL & SWO & ISW1
LSB_COUNT => IQ0 & IQ1 & Q2 & Q3
LSB_DATA => 1
LSB_DATA.oe => IQ0 & IQ1 & IQ2 & Q3
MSB_COUNT => IQ0 & Q1 & Q2 & Q3
MSB_DATA => 1
MSB_DATA.oe => IQ0 & Q1 & IQ2 & Q3
Q0.ar => RESET
Q0.d => IQ0 & IQ1 & Q3 # IQ1 & IQ3 & ISTROBE
Q1.ar => RESET
Q1.d => Q0 & IQ1 & Q3 # Q0 & IQ1 & IQ3 & ISTROBE
Q2.ar => RESET
Q2.d => IQ0 & Q1 & Q3
# IADRO & ADR1 & DEVSEL & EOM & IQ0 & Q1 & IQ3 & ISWO & SW1
# ADRO & ADR1 & DEVSEL & EOM & IQ0 & Q1 & IQ3 & SWO & SW1
# ADRO & IADR1 & DEVSEL & EOM & IQ0 & Q1 & IQ3 & SWO & ISW1
# IADRO & IADR1 & DEVSEL & EOM & IQ0 & Q1 & IQ3 & ISWO & ISW1
# IADRO & IQ0 & Q1 & Q2 & IQ3 & SWO
# IQ1 & Q2
# IDEVSEL & IQ0 & Q1 & Q2 & IQ3
# IADR1 & IQ0 & Q1 & Q2 & IQ3 & SW1
# ADR1 & IQ0 & Q1 & Q2 & IQ3 & ISW1
# ADRO & IQ0 & Q1 & Q2 & IQ3 & ISWO
Q3.ar => RESET
Q3.d => IQ1 & Q3
# IADRO & ADR1 & DEVSEL & IQ0 & Q1 & Q2 & IQ3 & ISWO & SW1
# ADRO & ADR1 & DEVSEL & IQ0 & Q1 & Q2 & IQ3 & SWO & SW1
# ADRO & IADR1 & DEVSEL & IQ0 & Q1 & Q2 & IQ3 & SWO & ISW1
# IADRO & IADR1 & DEVSEL & IQ0 & Q1 & Q2 & IQ3 & ISW1 & ISW1
STATUS => IEOM
WRITE_COUNT => IQ0 & Q2 & Q3
WRITE_DATA => IQ0 & IQ2 & Q3
LSB_COUNT.oe => 1
MSB_COUNT.oe => 1
Q0.oe => 1
Q1.oe => 1
Q2.oe => 1
Q3.oe => 1
WRITE_COUNT.oe => 1
WRITE_DATA.oe => 1

```

[XXXX.YYYY]; por lo tanto, si nuestro compilador lógico dispone de operadores de rango, volveremos al diseño original y no traduciremos la lógica.

Controladores de estado de máquina (SMC)

La lógica programable y los compiladores lógicos han simplificado realmente el diseño de los SMC.

Anteriormente, se habían utilizado SMC basados en contadores y contadores/memoria.

Los SMC fundamentados en contador son complicados de diseñar si pasan de cuatro etapas. Las ecuaciones se convierten en algo difícil de escribir y simplificar. Además, se debe hacer bien a la primera o, de lo contrario, la depuración implicará cambios en el cableado.

Los SMC basados en contador/memoria son más fáciles de diseñar. La depuración también es bien sencilla, basta con reprogramar la memoria. El problema es un montón de "errores de tiempo muerto", si se utilizan PROM bipolares.

Los SMC son de dos tipos: "moore" y "mealy". Las salidas de los SMC moore son registros, mientras que las de los mealy incluyen salidas combinatoriales. Por consiguiente, las salidas moore solamente cambian con el reloj, en tanto que las salidas mealy pueden modificarse de forma asíncrona. El SMC descrito aquí es un dispositivo moore. La mayoría de los diseños SMC no se parecen a los controles de las luces de tráfico de los ascensores que se han visto en los seminarios de PAL. Muchos de ellos son

en esencia conversiones de SMC contador/memoria a PAL para salvar espacio en la placa.

in state

Se ha realizado este particular SMC utilizando de nuevo un circuito 22V10 (véase listado 2). Una de las capacidades mejoradas del 22V10 es que el número de términos producto se ha

incrementado sobre los dispositivos antiguos, permitiendo unos diseños más complejos. Hay que recordar esta adición si se obtienen demasiados términos producto; su número varía de 8 a 16. Por ello, un pequeño movimiento de expresiones a través de macrocélulas puede permitir que se pueda realizar un diseño complejo. También, cada etapa de salida 22V10 dispone de una inicialización asíncrona programable o entradas de reinicialización, haciendo que sea muy sencilla la inicialización del SMC.

En el SMC, se controla por su reloj un reloj externo del bus de datos: STROBE (2,5 MHz). Se ha sincronizado el STROBE al reloj del SMC (20 MHz) debido a que la metaestabilidad siempre está presente. El SMC busca el STROBE, y, si lo encuentra, el SMC espera al extremo posterior de la señal de STROBE para realizar sus funciones. El bus externo contiene datos, direcciones de dispositivo y banderas con la temporización de STROBE.

Inicialmente, el SMC no está sincronizado con los mensajes del bus de datos. El SMC busca sus propias direcciones y examina los datos y banderas para un EOM, el cual indica que se ha completado un mensaje. Siguiendo al EOM, el SMC se sincroniza con la estructura de mensajes del bus y espera el comienzo del siguiente mensaje. Los estados principales son:

0- Tres cuentas [0..2]. Desde el RESET busca un STROBE. Si está presente, espera hasta el extremo posterior de STROBE. Después del extremo posterior de STROBE, si están presente ADDRESS y EOM, pasa al estado 1. Si no, vuelve a la cuenta 0.

1- Tres cuentas [4..6]. EOM detectado, ahora busca un mensaje completo. De nuevo busca la señal de STROBE. Si está presente, entonces espera al extremo posterior. Después del extremo posterior de STROBE, completa uno de los pasos siguientes:

* Si !ADDRESS, entonces los datos son para otro dispositivo, vuelve a la cuenta 4.

* Si ADDRESS y !EOM, entonces pasa al estado 2.

* Si ADDRESS y EOM, entonces pasa al estado 3.

2- Tres cuentas [8..A]. Activa LSB_DATA (cuenta 8) y MSB_DATA (cuenta A) en el bus de entrada de datos. Bloquea el registro del bus de entrada

de datos con la señal WRITE_DATA. Vuelve al estado 1 para buscar el siguiente byte de datos o EOM.

3- Tres cuentas [C..E]- Activa LSB_COUNT (cuenta E) y MSB_COUNT (cuenta A) del mensaje de cuenta de palabras. Bloquea la cuenta con la señal WRITE_COUNT. Vuelve al estado 1 para buscar el siguiente inicio de mensaje.

Se utilizan dos métodos para generar las señales de salida del SMC. LSB_DATA y MSB_DATA están conectadas a líneas de control triestado. La entrada lógica al buffer de salida siempre es verdad. La señal de salida está controlada por la señal de activación del buffer de salida triestado. Las otras salidas del SMC siempre están habilitadas, y los controles de entrada lógicos controlan el nivel de salida.

En la asignación de los estados de cuenta del SMC, se consideran cuatro estados principales. Cada estado principal tiene tres cuentas. En lugar de asignar 12 cuentas sucesivas, los estados se asignaron en grupos de cuatro cuentas, basados en una forma de razonamiento binario

TODO ELECTRONICA EN GUADALAJARA

**COMPONENTES ELECTRONICOS
INDUSTRIALES**

**MONTAJE - REPARACION
DE**

**SONIDO PROFESIONAL
LASER Y TELEFONIA
LUZ ESPECTACULAR**

**INDUSTRIAL Y DOMESTICA
BIBLIOTECA - TECNICA- PLANOS**

MONTAJE ACUSTICO

**PUBS DISCOTECAS
ALTAVOCES Y KITS**

**TIENDA C/ CONSTITUCION N° 9
TELF. FAX. 25-44-58**

Lecciones basadas en la experiencia en el diseño de controladores de estado de máquina.

1.- Los gráficos no son necesarios cuando se diseña un SMC. La sintaxis del compilador lógico de estado máquina elimina los pasos gráficos, aunque se pueden mantener si se desea.

2.- La numeración de casos consecutivos puede crear problemas. La lógica SMC resultante puede ser demasiado compleja para el dispositivo generado; por ello, hay que estar seguro de que se examinan los estados para los eventos o secuencias en común, tales como salidas, pruebas, decisiones, saltos o bucles. Se alinearán elementos similares (estados menores), y se encontrará un incremento binario común para cada estado mayor (4, 8, 16, etc.).

3.- Se debe tener un estado inicial y una cuenta para los estados no utilizados, como ya hemos explicado de modo exhaustivo.

4.- Un SMC se debe programar como un ordenador. Por ejemplo, si se está buscando el extremo posterior de un pulso positivo, se comprobará la presencia del pulso y, después, se comprobará la ausencia del pulso. Cuando se pase por primera vez el test de ausencia, se habrá encontrado el extremo posterior del pulso (tan cerca como se pueda lograr con un SMC).

5.- Para sincronizar un pulso de entrada SMC asíncrono, el periodo máximo del reloj SMC debe ser igual o menor que el periodo del pulso de entrada. La sentencia es cierta, suponiendo que el muestreo de reloj del SMC precisamente pierde un pulso de entrada y la duración del pulso de entrada es lo suficientemente larga como para ser evaluada por el siguiente reloj SMC.

6.- El SMC tarda un periodo de reloj para valorar una entrada sincronizada y reaccionar. Es decir, el tiempo de reacción medio mínimo del SMC es dos veces el mínimo periodo del pulso de entrada asíncrono.

7.- Debido al tiempo de reacción del SMC, el reloj del SMC suele ser, con frecuencia, diez veces más rápido que el reloj de entrada.

8.- Las ventanas ahorran una gran cantidad de tiempo y dinero. No queremos decir Microsoft Windows, antes bien nos referimos a las ventanas existentes en las PAL. La mayoría de las PAL disponen de una EPROM "borrable" (en ocasiones se utiliza un sistema EPROM que no necesita ventana). El tiempo de simulación no importa si se compara con la cantidad de tiempo equivalente "in situ", por lo que se deberá probar con las ventanas antes de fundir fusibles.

intuitivo (y a las experiencias previas con los fallos de compilación de los SMC, demasiados complejos). Cuando falla la compilación de un SMC PAL, una inspección de la lógica compilada suele mostrar un cambio de diseño que se ajustará mejor a la lógica de las PAL. Por ejemplo, en un SMC, se hace que eventos similares se produzcan en cuentas binarias similares, como en la situación anterior. Esta práctica de diseño también ayuda a simplificar la lógica final de salida.

La cuentas no utilizadas 3, 7, 11 y 15 contienen una sentencia de inicialización, y la entrada en ellos implica un error en la secuencia. La función realizada es arbitraria y depende de los requerimientos de diseño para el SMC. Se puede inicializar, continuar o poner a cero. Sin embargo, hay que asegurarse de que todos los estados posibles quedan descritos, debido a que no se permiten estados ilegales.

e l paso siguiente

Estas simples herramientas de diseño para PAL también se pueden utilizar para programar en el campo más complejo de los nuevos arrays de puertas programables (FPGA). Recientemente, integré un diseño TTL completo en una única FPGA mediante la escritura de las ecuaciones en un 22V10. (Sabía que las ecuaciones no podrían caber, pero se necesitaba la forma simplificada).

Después, cogí el listado compilado y realicé el "proceso de textos" del listado de una ecuación para el FPGA. El nuevo listado se introdujo en un compilador parcial, proporcionado por el fabricante de la FPGA para ver si podía "caber", y, efectivamente, así ocurrió.

C

onmutación de audio de estado sólido

Los semiconductores utilizados para conmutación de audio tienen mucho que ofrecer, pero no son perfectos. El ancho de banda puede estar limitado, las señales parásitas acaso aumenten con los transitorios de conmutación y las señales de alto nivel es posible que provoquen distorsión. En este artículo se describen determinados métodos para evitar estos problemas en aplicaciones de audio profesional.

La conmutación analógica probablemente fue un problema en las primeras comunicaciones telefónicas, donde se utilizaban, para encaminar las llamadas, grandes bancos de relés rotativos de

varias vías, los cuales se denominaban uniselectores. A partir de estos dispositivos, los diseñadores de los equipos de audio han trabajado para solucionar el problema de la conmutación de ciertas

entradas hacia determinadas salidas en un momento concreto.

Tradicionalmente, la conmutación ha sido mecánica, en ocasiones utilizando mecanismos de conmutación accionados de forma complicada mediante engranajes movidos por cables o por varillas de extensión del control realizado por un mando en un panel de control; los conmutadores deslizantes, accionados por levas, encontraron uso en los casetes o en los equipos de cinta de bobina abierta. Todos han sido utilizados en un esfuerzo de minimizar la cantidad de cableado entre placas con vistas a reducir los zumbidos, el ruido, las interferencias de RF, las capacidades parásitas, la resistencia finita y la intermodulación. Posteriormente, apareció otra solución y, en la actualidad, los conmutadores de estado sólido son algo común. En este artículo nos proponemos describir tanto las ventajas como los problemas de esta forma de conmutación.

aplicaciones profesionales de audio

En las mesas de mezcla, la automatización real se hizo posible a mediados de la década de los 70. Mediante la sustitución de los conmutadores mecánicos por conmutadores de estado sólido o relés, se logró que la configuración de los canales y los ajustes se pudiera almacenar y recuperar mediante un control general, posiblemente a partir de un ordenador u otro medio de almacenamiento. La Fig. 1 muestra los elementos principales de una mesa de mezclas multipistas, en la que las principales fuentes de problemas son: la distorsión, el espacio, el ruido y el coste. La distorsión y el espacio se encuentran los primeros en la lista del autor; como ejemplo, puede ser adecuada una comparación entre el espacio y las perspectivas de prestaciones en la calidad de un amplificador doméstico frente a las del conmutador de calidad para un estudio de grabación.

En las mesas de mezcla se suele trabajar con niveles de señal de -70 dBU, frente a los siste-

mas domésticos en los que se trabaja con -48 dBU como mínimo, que corresponden a una cápsula fonocaptora magnética, por lo que el ruido de conmutación debe ser del mismo orden de magnitud que el ruido del sistema, si no se quiere ver comprometida la relación S/R. Todo elemento de conmutación en la cadena de audio debe ser transparente a la hora de utilizarse, ya que cualquier daño en la fuente es irreparable.

Por el contrario, los transitorios de un juego rotativo alcanzan hasta los +24 dBU (un CD doméstico proporciona aproximadamente +8 dBU), haciendo que los amplificadores operacionales siguientes lleguen hasta casi la saturación, con lo que se aumentan de forma considerable los problemas de conmutación. Antes de que la señal alcance el mezclador, los niveles de audio están, para todos los efectos y casos, descontrolados, y cualquier conmutador que intervenga debe ser capaz de trabajar con el mismo nivel máximo de señal que el resto de los componentes de la cadena electrónica.

dispositivos de conmutación

Seguidamente, se muestra una lista resumida de propiedades deseables para los conmutadores activos para audio profesional, y se corresponde precisamente con la opción de conmutación mecánica:

- Mínima alimentación en la posición desactivado (R_{OFF} infinita).
- Inserción mínima de pérdidas en la posición activado ($R_{ON} = 0$).
- Intermodulación mínima.
- Transparencia en uso (no añade distorsión o ruido al circuito).
- Tensión de desplazamiento igual a cero.
- Disipación de potencia igual a cero.

TABLA 1

	conmutador mecánico	bipolar transistor	fetn canal-n	pmos fet
Resistencia ON (Ron)	10-12 Ω	10 Ω	30 Ω	100 Ω
Pérdidas OFF	10 pA	100 pA	100 pA	100 pA
Tensión despl.	0	10 mV	0	0
Vel. conmuta. max.	1 kHz	100 kHz	10 MHz	50 MHz

- Señales analógicas bien aisladas de las señales de control de conmutación.

- Coste nulo.

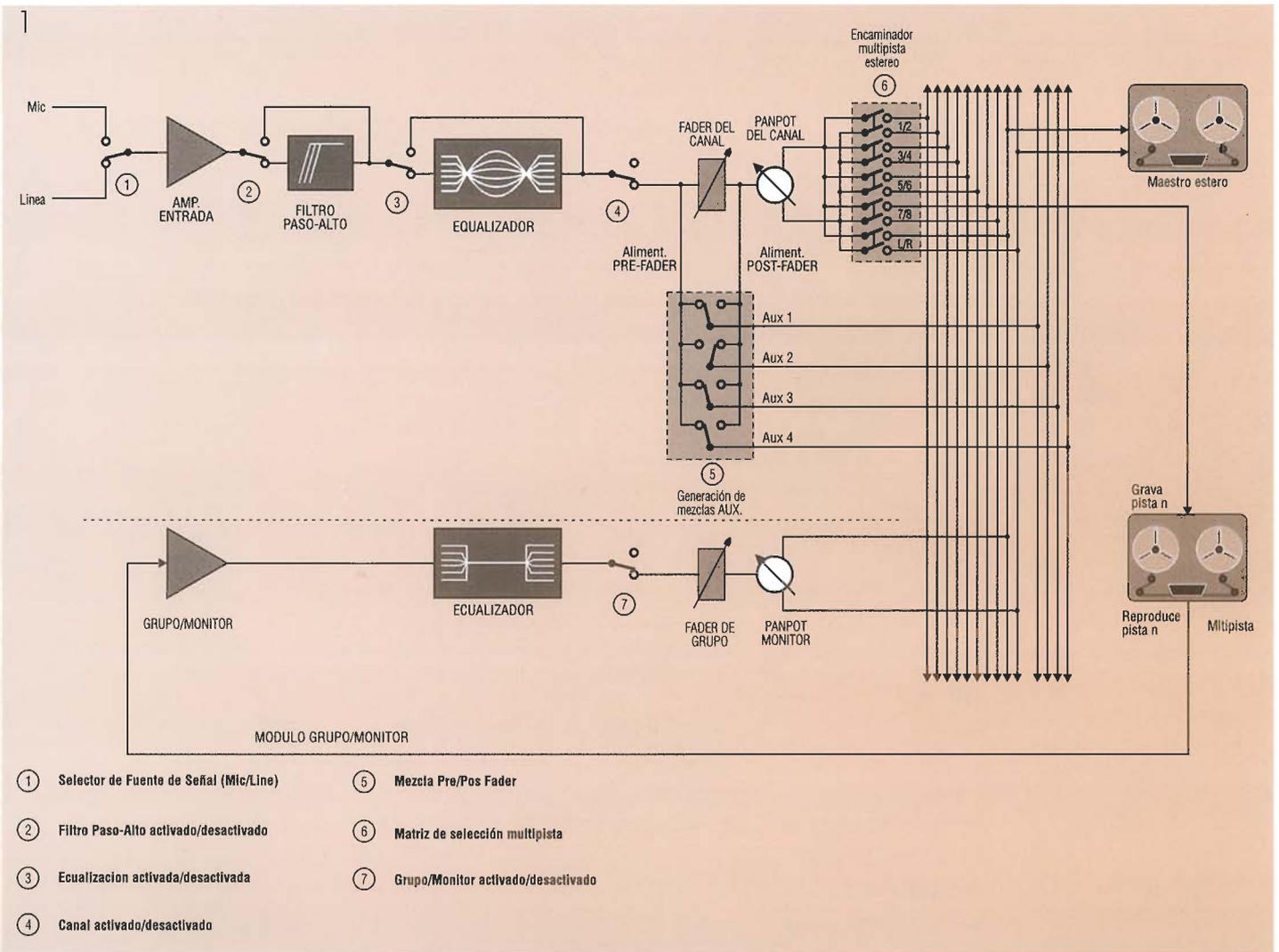
La Tabla 1 muestra una comparación entre los distintos dispositivos utilizados en conmutación de señales de audio. Los conmutadores mecánicos se encuentran próximos al ideal, ya que su relación R_{ON}/R_{OFF} es la más elevada y la señal analógica se encuentra completamente aislada de la función de control de conmutación. A pesar de ello, su naturaleza mecánica hace que sean poco adecuados, ya que tienen contactos que pueden presentar rebotes o picos, necesitan de una masa física para mover y actuar el conmutador y son sensibles a la vibración. Finalmente, no pueden cambiar de estado muy rápidamente y consumen más energía que un conmutador de estado sólido.

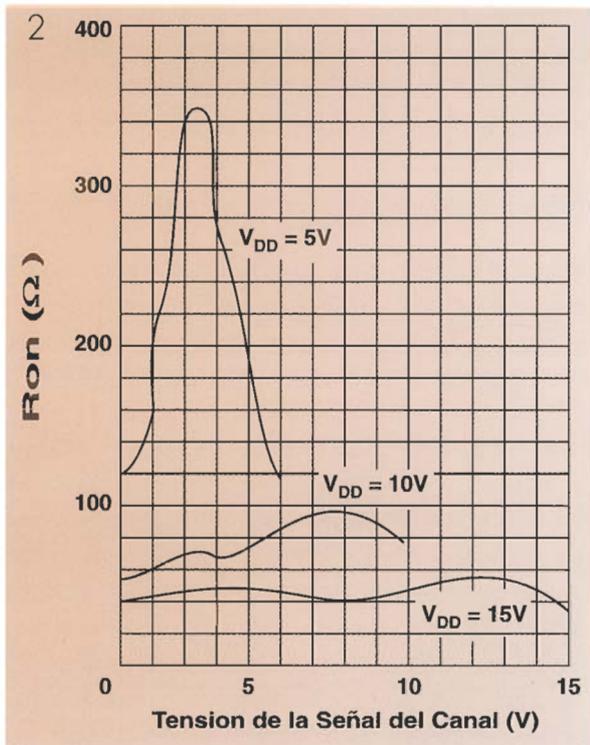
Tanto los fets, los transistores bipolares, los diodos junto con los triacs y los tiristores se pueden utilizar como conmutadores, pero los dos últimos se utili-

zan en aplicaciones de potencia y los diodos necesitan polarización de CC, utilizables para RF pero fuera de uso para audio de calidad; los transistores bipolares son unidireccionales y tienen un desplazamiento de CC.

Esto provoca que sean los transistores de efecto de campo los únicos semiconductores discretos que se pueden utilizar para la conmutación de señales de audio. Como ocurre con los transistores bipolares, tienen una relación de impedancias on/off elevada, aunque para el fet es mayor por un amplio orden de magnitudes. Es más, el canal de un fet no tiene uniones p-n y, por lo tanto, no tiene desplazamiento en tensión, por lo que se permite la conmutación simétrica. Tampoco hay errores debidos a la corriente de polarización de base. R_{ON} tiene un valor bajo y el consumo de potencia es mínimo. La variación de la tensión de puerta tiene el efecto de modificar la resistencia del canal drenador/fuente, lo que significa que el

1.- Elementos principales de una mesa de mezclas multipista; no todos los puntos de conmutación son susceptibles de utilizar encaminamientos de estado sólido.





dispositivo se puede utilizar como una resistencia o atenuador controlado por tensión. La puerta tiene una elevada impedancia y, por lo tanto, se encuentra prácticamente aislada del camino de la señal. Además, la capacidad de la admitancia de entrada es la mayor para cualquiera de los dispositivos actuales.

Aunque algunos fets de uniones de canal n están próximos a ser considerados como los conmutadores ideales, no son perfectos; ya que, el complicado uso de las tensiones de control, hace que su interfaz con las familias lógicas más usuales sea una tarea difícil y en ocasiones cara. Es necesaria una gran variación de la tensión de control debido a que, ella también, determina el rango de tensiones que podrá variar la tensión de entrada sin que se produzca recorte de la misma. Esta posibilidad de tratar con señales determina fundamentalmente el ancho de banda que puede pasar a través del conmutador.

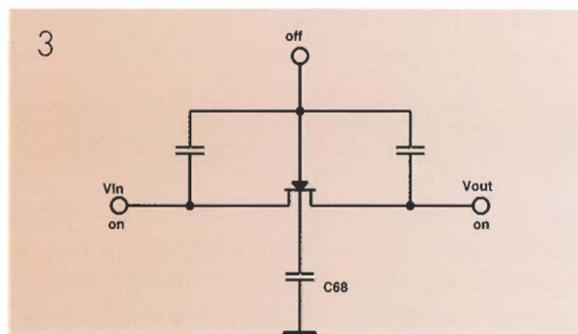
En la Fig. 3 se ilustra un problema adicional, es la forma en la que la resistencia "en el modo activo" del fet puede ser alterada por el nivel de señal que lo atraviesa, que no se puede compensar de forma sencilla. Este término de error variable se conoce como modulación R_{ON} y, en realidad, se traduce en una modulación de la amplitud de la forma de onda de entrada cuando pasa a través del fet.

El mosfet se presenta como un serio competidor para las tareas de conmutación activa en el audio profesional. A pesar de las diferencias en la estructura química, y en la construcción física, las características de los mosfet son básicamente las mismas que las de los fets y, a pesar de ello, la puerta del mosfet tiene incluso una mayor impedancia que el fet básico y, por lo tanto, se encuentra mejor aislada. El rango de tensión de control es bastante más fácil de manejar que en el caso del fet.

dispositivos integrados

En un conmutador analógico integrado, los mosfets se encuentran conectados de forma simétrica para proporcionar una puerta de transmisión bidireccional casi ideal; los conmutadores analógicos cmos, de la serie 4000, el 4016 y su sucesor más reciente, el 4066, son los conmutadores de este tipo más conocidos.

Las primeras versiones de conmutadores analógicos cmos presentaban simplemente elementos cmos en los puertos de entrada y de salida; la alta impedancia de estado "desconectado", inherente a cualquier diseño cmos, significaba que era posible la destrucción de los elementos de conmutación si se permitía el paso de electricidad estática a través del circuito. Es más, si la magnitud de la señal de entrada excedía, incluso de forma momentánea a la tensión de alimentación del dispositivo, las uniones cmos pasaban a quedar polarizadas de forma inversa. Esta era la causa de bloqueos y podía, en ciertas circunstancias, provocar la muerte prematura del circuito integrado. Las generaciones siguientes de los circuitos integrados proporcionaban cierta protección en la forma de diodos colocados en la puertas.

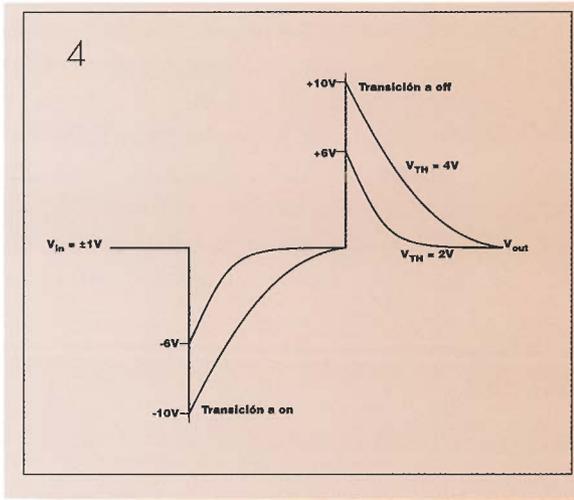


2.- La resistencia en el modo activado de un 4066 varía con la tensión, produciendo una distorsión conocida como distorsión de modulación R_{ON} . No hay una forma sencilla para mantener constante la resistencia en el modo activado en los circuitos simples.

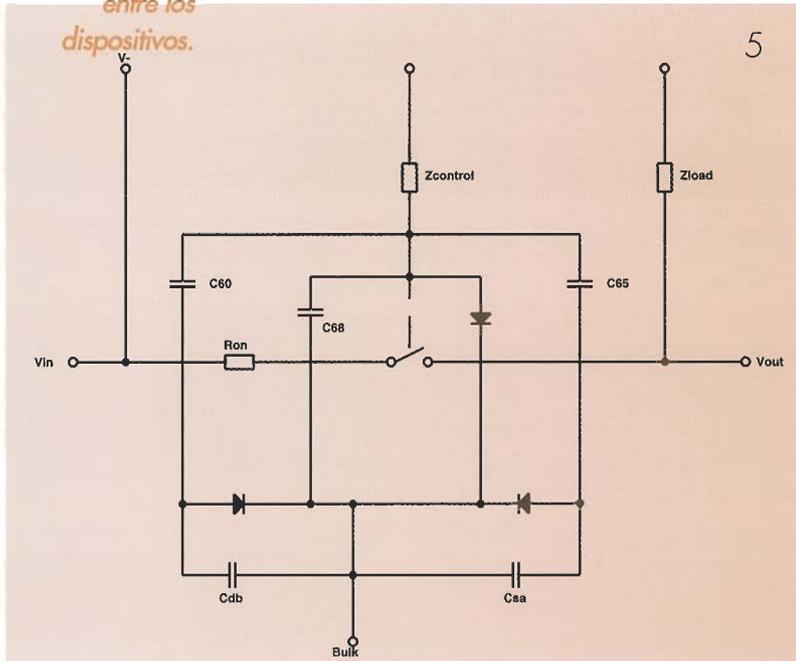
3.- Circuito equivalente de un mosfet, mostrando las resistencias en el modo conectado y desconectado, y las capacidades parásitas.

4.- Las capacidades parásitas producen los transitorios de conmutación para tensiones umbral de 2 V y 4 V con una tensión de entrada de ± 1 V.

5.- Todos los condensadores asociados a un conmutador mosfet causan problemas. Colocar varios dispositivos en un único encapsulado provoca problemas de intermodulación entre los dispositivos.



De esta manera, se remediaban algunos de los fallos más desastrosos, que eran inherentes a los circuitos integrados de las primeras generaciones, pero las señales que sobrepasaban en tensión a las de las líneas de la alimentación del circuito integrado, todavía eran capaces de provocar la ruptura momentánea de los elementos de conmutación, aunque el síntoma no se producía durante más tiempo del que permanecía el terminal con el exceso de tensión.



Los circuitos integrados 4016 y 4066 se encuentran encapsulados en forma de circuitos DIL de 16 patillas que contienen cuatro puertas de transmisión cmos idénticas. La tensión de alimentación máxima entre VDD y VSS es de 18 voltios, lo que

corresponde a un nivel de señal máximo a través del conmutador de +18dB referidos a 0,775 voltios RMS. Esta variación absoluta de tensión tan reducida limita, considerablemente, el ancho de banda disponible a través del conmutador.

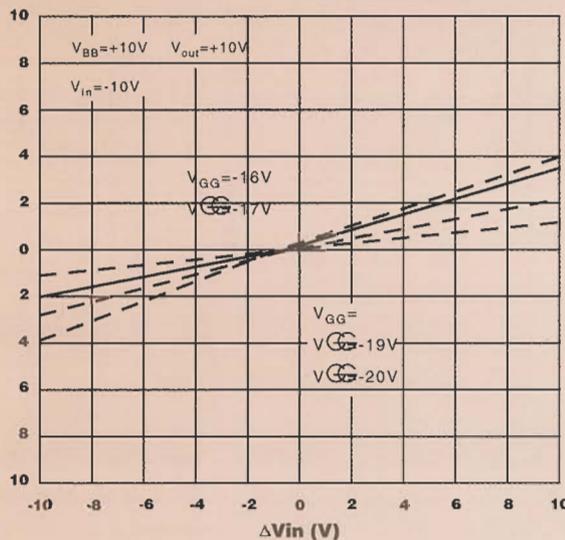
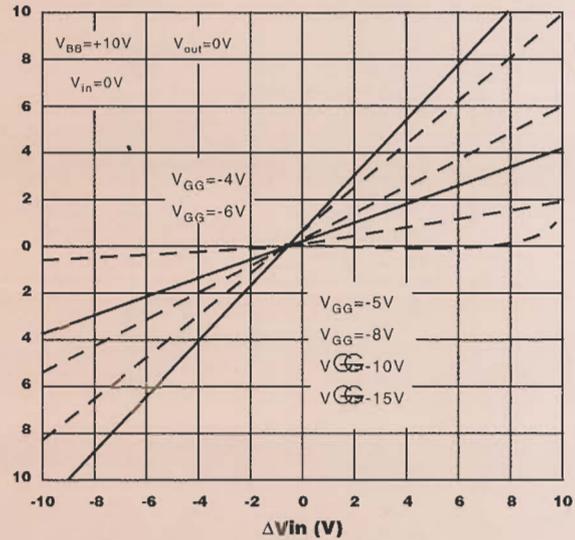
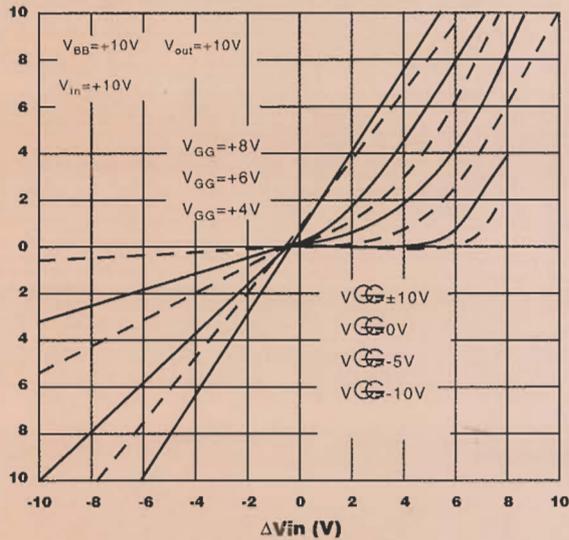
Los más modernos, derivados de la serie B, los del tipo HC/HCT, aunque son más rápidos y tienen un valor de R_{ON} más bajo, utilizan líneas de alimentación mucho más reducidas, del orden de 10 voltios. La distorsión, aunque se marca que es del 0,02% para una señal de entrada de 1 V y 1 kHz, se convierte en un lamentable 0,4% en montajes de conmutación rudimentarios como el que se muestra.

Dado que los conmutadores fet integrados se suelen estructurar como una serie de elementos, los conmutadores adicionales en la trayectoria de la señal empeoran tanto la cantidad como la variación de R_{ON} en el modo de conducción. También, los cambios en la tensión de control varían la relación de error $V_{salida}/V_{entrada}$ debido a que R_{ON} es una función del umbral de conmutación efectivo, el cual se altera con $V_{CONTROL}$. En las configuraciones de circuitos simples no hay un modo sencillo de mantener constante el valor de R_{ON} . Se han empleado varios métodos para paliar este problema, entre ellos se utiliza, con frecuencia, el incremento de todas las impedancias que se encuentran alrededor, con lo que se reduce la variación. Esto produce un efecto de división de tensión y, por ello, ha sido costumbre hacer la carga R_L , mucho mayor que la combinación de R_{ON} y R_S . También, la impedancia de fuente debe ser del mismo orden de magnitud que R_{ON} , de forma que, cuando se produzca la desconexión, las corrientes de pérdida de los fets vuelvan a la fuente de señal de canal de baja impedancia. Otro problema inherente a los conmutadores de este tipo, es la forma en que la impedancia (y, por lo tanto, el aislamiento) disminuye con el aumento de la frecuencia.



Los fets, por su acoplamiento capacitivo mostrado en la Fig. 3, pueden introducir transitorios de conmutación del tipo que se puede ver en la Fig. 4 para tensiones umbral de 2 voltios y 4 voltios, y con tensiones de control de ± 1 voltios, a la señal que se está controlando. En todos los mosfets, la

6



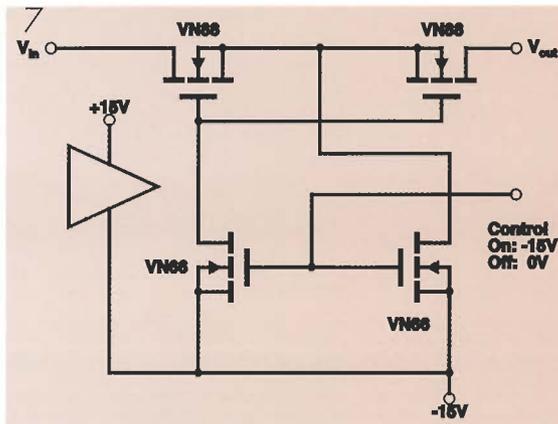
6.- La distorsión es proporcionalmente dependiente del nivel de señal absoluto a través del conmutador. El efecto de modulación se reduce según se incrementa la tensión de alimentación en términos relativos, y la distorsión se hace considerablemente pequeña.

transmisión de un comando de activación o desactivación se encuentra seguido por un retardo proporcional a la magnitud y velocidad de cambio de la tensión de la puerta de control. En la activación, el retardo se aumenta por la constante de tiempo RC de la capacidad global de la puerta y por la impedancia del circuito de control. Las impedancias en la trayectoria de la señal provocan un efecto similar en la desactivación. Según se hace más negativo V_{gs} , la energía se toma de la fuente de las impedancias de carga a través de las capacitancias de la puerta-fuente y la puerta-drenador. Y a la inversa: cuando V_{gs} pasa a ser positiva, la energía discurre en sentido contrario a través de las mismas trayectorias. La situación es más seria si la señal proviene de una fuente de alta impedancia y el conmutador

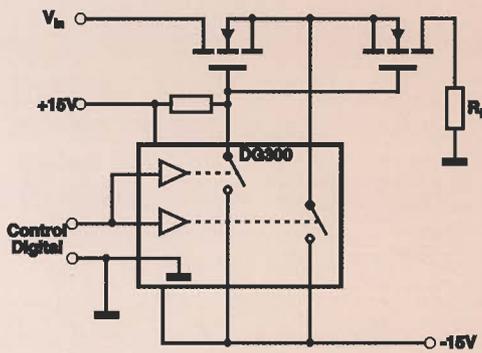
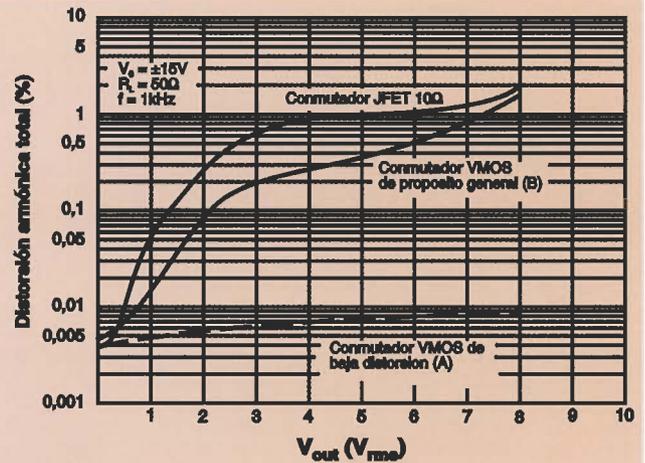
tiene una baja impedancia. Un hábito bastante malo del 4066, relacionado con este tema, es el que se refiere a la colocación de la entrada a masa de forma momentánea durante los cambios de estado. La carga transferida al nodo sumador, a través de la capacitancia del canal de puerta en las transiciones de la puerta, es:

$$Q = C_{gc} (V_{salida(final)} - V_{salida(inicio)})^2$$

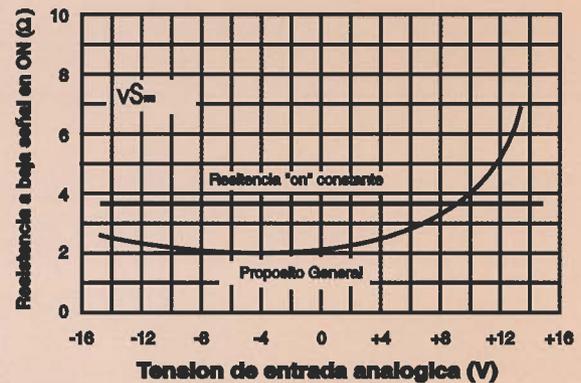
donde C_{gc} es la capacitancia del canal-puerta que, normalmente, tiene un valor del orden de los 5 pF. Hay que señalar que la cantidad de carga transferida depende únicamente del cambio total de tensión en la puerta, no de su tiempo de subida. Reduciendo la señal de puerta se produce un pico de menor amplitud pero de mayor



a) Tipo de Baja Distorsión



b) Tipo de Propósito General



7.- La amplificación de la señal de tensión en el control de tensión reduce la distorsión en un conmutador fet. Estas configuraciones de circuito muestran dos formas de lograr este cometido.

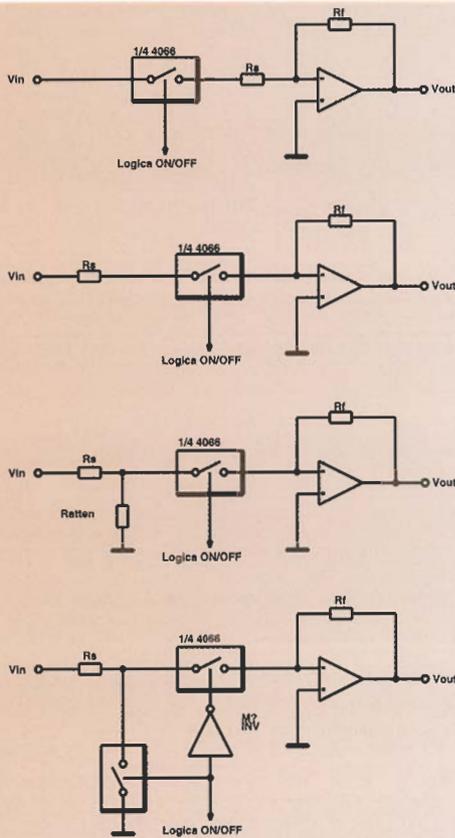
duración, por lo que el área bajo el gráfico sigue siendo la misma en ambos casos. Como la capacidad del canal-puerta se encuentra distribuida a lo largo de toda la longitud del canal, parte de la carga se vuelve a acoplar a la entrada de conmutación. Debido a este efecto, el tamaño del pico de señal depende de la impedancia de la fuente de señal y, por ello, resulta más pequeño cuando es proporcionada por una fuente de tensión con una impedancia de salida ideal de cero ohmios. También, si se reduce la impedancia de carga disminuye el tamaño del pico a costa de cargar la fuente y de introducir error y comportamiento no lineal debido a la naturaleza finita de R_{ON} . Los diseñadores de circuitos integrados conmutadores son capaces de minimizar los transitorios en el modo sumador mediante el control de los canales adyacentes con señales de control de "activación" y "desactivación" coincidentes. Con esta solución, en teoría, los transitorios negativos que provienen de los canales que se activan, cancelarán parcial-

mente los transitorios positivos de aquellos canales que se desactivan.

De todos modos, el problema de los picos de señal, o "alimentación de la señal de control", permanece siempre, puesto que los dispositivos son conmutadores que están únicamente en modo de activación o de desactivación, sin proporcionar control para los estados intermedios. La utilización de un controlador de puerta de baja impedancia puede ayudar, ya que los transitorios pueden ser proclives a perderse en el controlador en lugar de aparecer en la salida, mientras que este efecto se puede mejorar utilizando una elevada impedancia de fuente a costa de tener unos transitorios mayores en cualquier canal que se active. En esencia, la tensión de puerta no se puede hacer que varíe más lentamente, y la transición entre un nivel y otro siempre suele implicar un paso con un tiempo de subida que, en teoría, es infinito. Incluso los multiplexadores conmutadores del tipo utilizado en vídeo, de elevado precio, sufren en cierta medida de este problema.

Con los diseños de conmutadores, basados en fets

8



discretos, se puede minimizar el problema utilizando rampas de tensión cuidadosamente sincronizadas y constantes de tiempo adecuadas para controlar los dispositivos. De esta forma, y como ya se ha indicado, el resultado es un pico de baja amplitud de una duración relativamente grande. Si la amplitud del pico se encuentra por debajo, o se aproxima al nivel de ruido de la mesa de mezclas, la duración será un problema de poca importancia. El aspecto temporal es, por supuesto, algo relativo y posiblemente igual a centenas de microsegundos de un pico de señal de elevado valor.

Todo lo que se ha dicho anteriormente resulta mucho peor cuando los conmutadores se utilizan para encaminar señales analógicas en lugar de señales digitales. Las señales de CA también pueden variar de forma efectiva el valor de V_{gs} (así como el de R_{ON} y R_{OFF}), las cuales pueden cargar de manera esporádica cualquier capacitancia del fet. Éstas, en cambio, pueden provocar desplazamientos en tensión en el modo sumador y, como el canal se supone que se encuentra desactivado, la condición se conoce como realimentación de AC o ruido de realimentación. La causa principal es la transferencia de carga entre cualquiera de los canales que se desactivan.

Todas las capacitancias inherentes y presentes en la arquitectura de un semiconductor mosfet provocan problemas. La colocación de varios conmutadores analógicos en un circuito integrado produce intermodulación debido a la capacidad entre canales, efecto que aumenta con la frecuencia y con la impedancia de la señal en el canal al que se acopla la señal. El uso regido por el sentido común de las puertas del circuito integrado, sin que haya señales hostiles en patillas adyacentes del encapsulado, y la adopción de las reglas de diseño para RF en la disposición de la placa de circuito impreso, reducen el problema de la intermodulación.

Distorsión

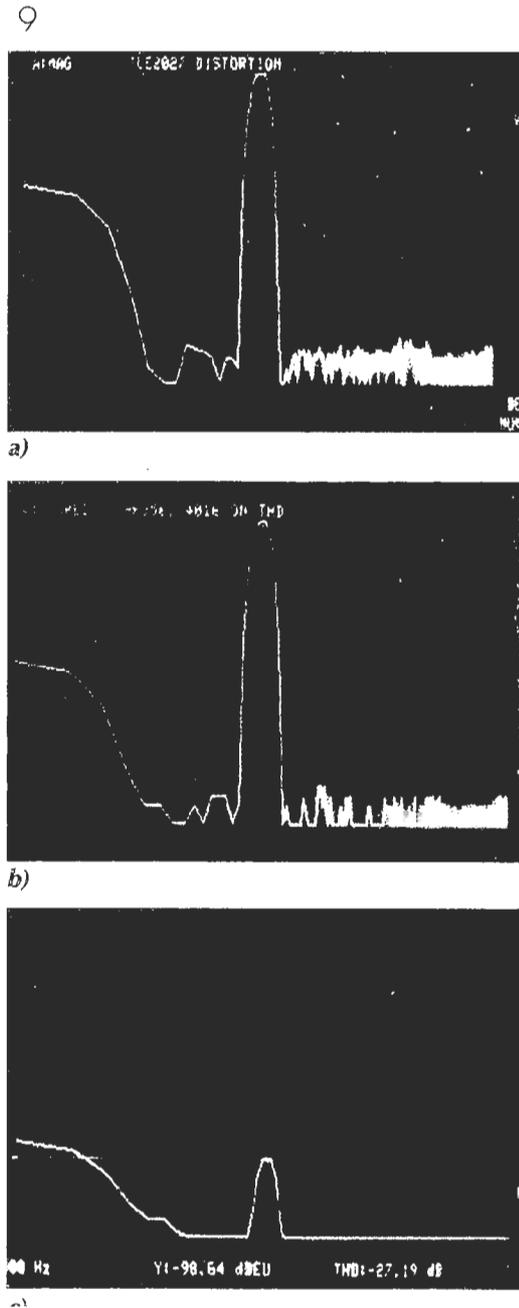
Mejorar las características de distorsión requiere técnicas similares. Como la distorsión producida por el efecto de modulación es dependiente de la tensión absoluta de la señal a través del conmutador, la solución lógica es hacer que el nivel de la señal de entrada sea lo más bajo posible. Fig. 6.

La Fig. 7 muestra la forma de mantener constante la resistencia del canal, en el estado activado, mediante el uso de un esquema basado en un circuito autoelevador. Las variaciones en las prestaciones entre este circuito y el gráfico asociado se pueden ver en la figura. Colocando el elemento conmutador mosfet lo más cercano posible al punto de tierra virtual de un amplificador operacional, del modo que indica la evolución del circuito de la Fig. 8, se logra que el conmutador se encuentre potencialmente a masa virtual y, por lo tanto (al menos en teoría), no se puede desarrollar ninguna tensión a través de él; en consecuencia, la distorsión se reduce en un orden de magnitud. Esto también significa que las señales que lleguen hasta el nivel máximo disponible, antes de ser recortadas en la circuitería precedente o siguiente, se pueden manejar por la configuración de conmutación sin el problema de ruptura anterior. Ahora la puerta mosfet se encuentra funcionando en modo de corriente sin una tensión apreciable entre las patillas de entrada y salida.

Para aplicaciones con unas menores necesidades, una relación de atenuación del orden de 55-60 dB con la selección correcta de dispositivo y de los valores de las resistencias puede ser bastante satisfactoria. Algunos dispositivos de almacenamiento/reproducción de mejor calidad, como el DAT o el

8.- Reduciendo la tensión a través de un conmutador se reduce la distorsión. Una forma de lograrlo es configurando el elemento de conmutación dentro de un punto de tierra virtual. Sin embargo, un punto de tierra virtual es muy susceptible a los transitorios acoplados a partir de la línea de control de conmutación.

9.- Gráficas de distorsión relativa con el conmutador en distintas posiciones. (Véase el texto).



CD, necesitan unas mayores atenuaciones de las señales no deseadas en la mesa de mezclas: de nuevo, hay que recordar aquello que se decía sobre cualquier daño irreparable realizado en el punto de origen, la mesa de mezclas. La atenuación se puede aumentar en un orden de magnitud, haciendo que una puerta anterior a la original cierre y corte la señal de entrada a masa cuando la puerta original se abre. Esta solución, mostrada en (c), es una versión atractiva del atenuador clásico en L. Con este método, en teoría, no hay señal presente en la entrada de la puerta serie, ya que se encuentra a masa. Esta disposición serie/paralelo aumenta el ancho de

banda y mitiga las limitaciones debidas al aislamiento y a la distorsión de la configuración.

La realimentación en la condición desactivada también se puede ver afectada por la dirección de la señal a través del conmutador. Aunque es claramente bidireccional, en la naturaleza de los dispositivos, como el HC/HCT 4066, hay una dirección definitivamente preferida por la señal y, para unas mayores prestaciones, las patillas de entrada/salida siempre se deben polarizar al mayor potencial de CC cuando la puerta se encuentra en estado desactivado.

La selección de los valores de resistencia, en torno a la combinación conmutador/amplificador operacional, es un compromiso entre unas buenas prestaciones con respecto al ruido y en lo que se refiere a la distorsión. La selección de unas resistencias con unos reducidos valores, dentro de las posibilidades del amplificador operacional, permite obtener un menor ruido térmico pero una mayor distorsión debido a la menor diferencia relativa entre las magnitudes de R_s y R_{ON} del conmutador. Valores de resistencias mayores producirán un mayor nivel de ruido pero una menor distorsión. Aunque muchos ingenieros de audio es posible que se burlen ante la mera insinuación de incluir un encapsulado del tipo del 4066 en una trayectoria de alta calidad para una señal de audio, la elección cuidadosa del amplificador operacional, de los valores de las resistencias y de la configuración serie/paralelo/tierra virtual proporciona un paquete de conmutación, el cual es sorprendentemente transparente. La Fig. 9 (a) ilustra la distorsión tomada cuando el conmutador se encuentra fuera del circuito; en (b), el conmutador se encuentra en el circuito. La medición se realizó con un Hewlett Packard 3561A Dynamic Signal Analyser, utilizando un BBC ME2/5 como fuente de tonos. Los dos se encontraban funcionando en los límites de sus respectivas resoluciones pero, de todas formas, las gráficas muestran que un circuito integrado económico, un par de resistencias y un amplificador operacional (que es útil, de todos modos, como amplificador separador después de cualquier conmutador), se puede hacer que funcionen con una fidelidad sorprendente, con las figuras de distorsión y de ruido, normalmente del mismo orden de magnitud que el amplificador operacional al que se encuentran conectados.

La Fig. 9 (c) muestra la salida del amplificador operacional con el conmutador en el circuito; pero, desactivado, la realimentación de tono es remarcadamente baja para una topología tan sim-

ple. Este parámetro también se comprobó a una frecuencia de audio mayor a la que, como se mencionó anteriormente, la intermodulación y el aislamiento comienzan a deteriorarse.

Esta configuración de tierra virtual permite fácilmente que el sistema de bus del conmutador, mostrado en la Fig. 10, con un amplificador de tierra virtual mezclador colocado en la sección principal del mezclador, y con todos los conmutadores accediendo al bus de forma remota y directamente a partir de la regleta del canal, da paso a las señales cuando se requieran.

Los paquetes de conmutación analógica pensados para vídeo mejoran el esquema básico serie/paralelo mediante la inclusión de una puerta en serie antes del shunt. Esta configuración es la solución en "tee" y mejora el aislamiento en la condición de desactivado en un orden de magnitud adicional. Esto es de gran importancia a las frecuencias a las que se trabaja en vídeo, ya que el deterioro de la señal aumenta rápidamente.

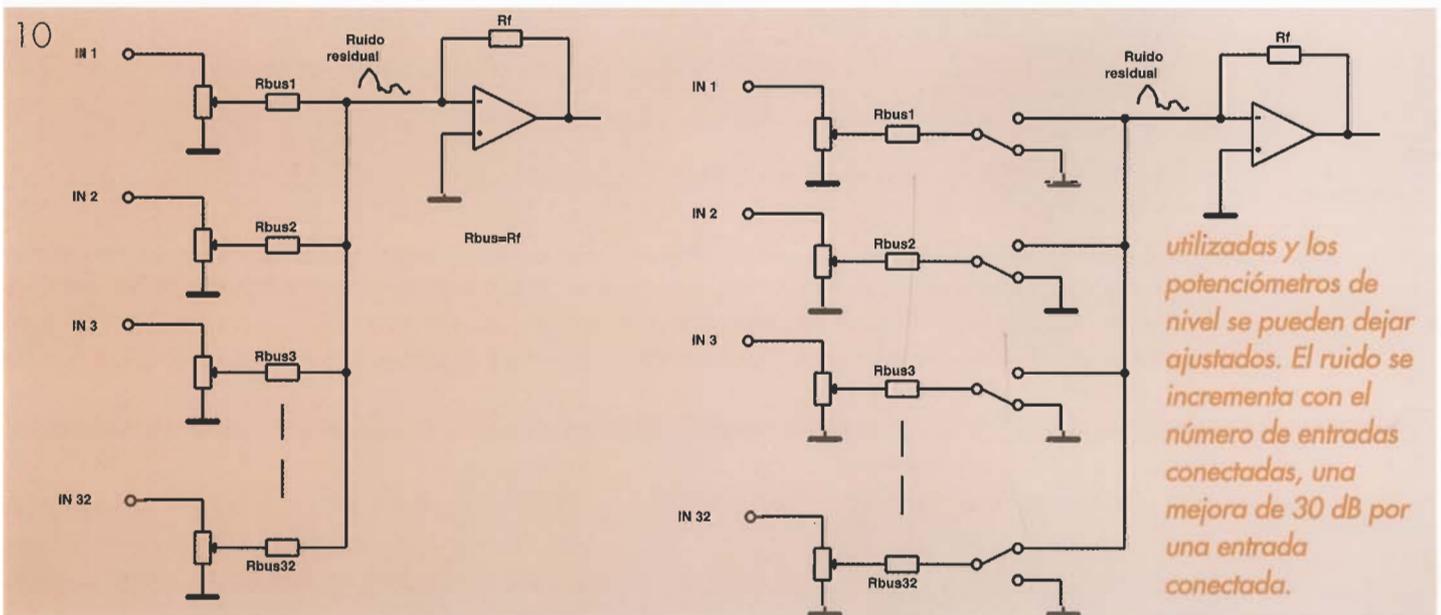
Los conmutadores complementarios se deben configurar con cuidado; los dos elementos deberían activarse de forma simultánea, la entrada de tierra virtual del amplificador operacional se encuentra conectada a la mesa, produciendo un estallido de la elevada ganancia del amplificador. Cualquier ruido o CC presente en este punto está sujeto a una elevada amplificación y se transfiere a la salida como un estallido de ruido o de junta de unión. Para una aplicación profesional de audio, es obvio que la intermodulación y los picos de gran amplitud a la salida, son completamente indeseables.

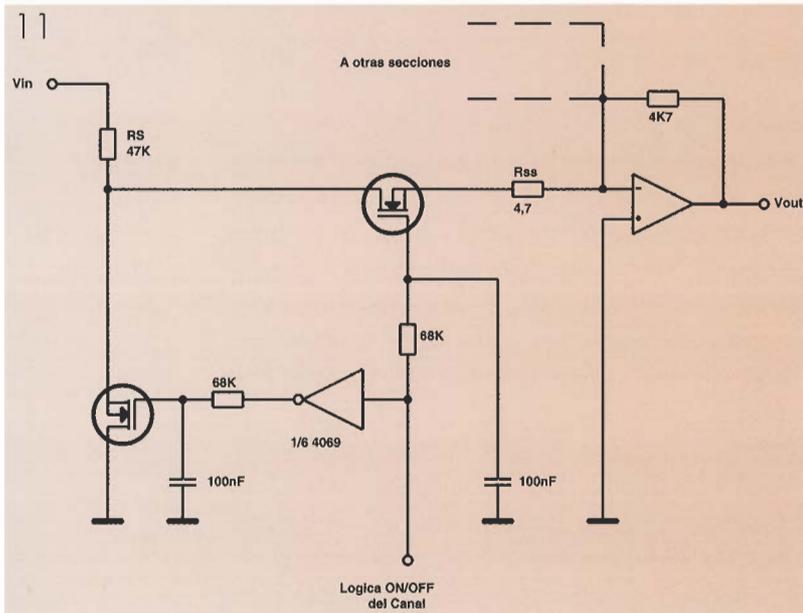
d dispositivos discretos

Dentro de las limitaciones en las características de ruido y distorsión que suelen ofrecer, estos paquetes se pueden utilizar con éxito para la conmutación estática de fuentes. Sin embargo, las características dinámicas sugieren que se deben abandonar todos, excepto los paquetes conmutadores integrados de precio más elevado. Incluso éstos presentan problemas, ya que, al ser controlados lógicamente, la señal se encuentra conmutada o no.

Mejor sería abandonar por completo estos circuitos integrados y, a expensas de un número de componentes ligeramente mayor, crear uno a partir de fets discretos conectados en la configuración paralelo/serie de la Fig. 11. Estos se pueden controlar mediante el uso de una rampa, en lugar de por una forma de onda paso a paso. En efecto, se ha creado un par complementario de atenuadores controlados por tensión. Las formas de onda de control tienen el efecto de incrementar de manera continua la resistencia drenador-fuente de uno de los fets a un valor muy elevado, al tiempo que reduce la del otro a un valor casi cero, por lo que se produce un rápido enmudecimiento de la señal, sin picos en la señal de salida o, al menos, de una amplitud muy pequeña. Esta disposición para un circuito de conmutación proporciona un aislamiento excelente, un reducido ruido y una baja distorsión. El único problema real es el número de componentes que se necesitan para realizar la rampa,

10.- Los conmutadores electrónicos en el bus de mezcla. Los conmutadores reducen el ruido del bus en un sistema de tierra virtual. En (a) las entradas están permanentemente conectadas, e incluso, aunque los potenciómetros de ganancia se encuentran abajo, el ruido del bus es amplificado por un factor de nR_f/R_{BUS} . En el sistema en (b), el conmutador desconecta las señales no





11.- La conmutación, utilizando fets discretos y formas de onda en rampa en las puertas, minimiza los picos de conmutación y hace que los fets conmuten de una forma relativamente lenta. La distorsión y el ancho de banda también se ven mejorados.

aunque realmente todos ellos son bastante económicos. Los valores de la constante de tiempo se pueden optimizar para una determinada aplicación, lo bastante corta como para que la precisión en el tiempo (para la precisión de un cuadro de televisión en algunos casos) se pueda lograr, al tiempo que se evitan los enmudecimientos demasiado rápidos que pueden producir "ruidos". Para evitar hasta las últimas consecuencias los efectos de la realimentación de la señal de control, se debe prestar una atención especial al desacoplo de la alimentación y de masa analógicas y digitales y al diseño de la placa de circuito impreso.

Circuitos integrados de alta calidad

Finalmente, se debe hacer una breve mención de los paquetes de conmutación analógicos dedicados a la conmutación de audio y que se utilizan en las aplicaciones de audio profesionales. Estos están fabricados por casas de semiconductores como PMI, Analogue Devices, etc., y combinan los conmutadores complementarios/generadores de rampa necesarios en un único circuito integrado. El SSM2142 fabricado por PMI es un buen ejemplo. Estos dispositivos tienen unas buenas especificaciones (los parámetros de ruido, distorsión y ancho de banda se encuentran en línea con el resto de la mejor circuitería de la consola, y tiene un aislamien-

to de la señal casi absoluto en la condición de desconexión). Lamentablemente, hay que pagar un precio por esta conveniencia y estas características, y las consideraciones de coste suelen imposibilitar el uso de doscientos o trescientos de estos dispositivos en una consola de tipo medio. De todos modos, en un buen diseño basado en fets discretos, el coste de los componentes necesarios sube con rapidez y, frecuentemente, el uso de un paquete completamente integrado funcionando suele ser menos caro, al tiempo que se salva espacio en la densamente empaquetada placa de circuito impreso.

Por lo general, se piensa que cualquier conmutador, en un sistema de audio, es algo malo; lo cual está relacionado, de una u otra forma, con la ínfima opinión, aunque con frecuencia infundada, que se tiene de los amplificadores operacionales. Hay que estar convencido de que, con cualquier grabación, a menos que se realice directamente en formato digital e incluso este método se encuentra expuesto a la conjetura, la señal de audio ha pasado a través de decenas, y más probablemente de cientos, de este tipo de dispositivos y, para todos, la inclusión de uno o más en el entorno doméstico indudablemente no va a dañar la señal. Se ha podido ver, en otros artículos relacionados con este tema que, por mucho que importe la distorsión, los dispositivos modernos, como el AD797 y el TLE2027, pueden producir figuras de distorsión que son virtualmente imposibles de medir. Aunque no se puede negar que el uso negligente de estos dispositivos, tales como los amplificadores operacionales y los conmutadores de estado sólido, hace que el diseñador quede expuesto a un garantizado y justificable criticismo, ya que desperdicia ambos recursos y, quizás en detrimento de la calidad general. El cuidadoso diseño del elemento de conmutación y la ingeniería circundante pueden hacer que la conmutación transparente sea una realidad a un coste efectivo.

Pensando de un modo más realista, vale la pena recordar que no importa lo bueno que sea un conmutador activo, pues siempre añadirá -aunque, por lo general, poco-más ruido y distorsión, si se compara con su opción mecánica (o sección de cable). Los VCA tienen los mismos problemas. Se debe pensar con cuidado y considerar la conveniencia de cada conmutador, ya que la inclusión de cualquier dispositivo de estado sólido en un sistema de audio suele producir cierto grado de perjuicio.

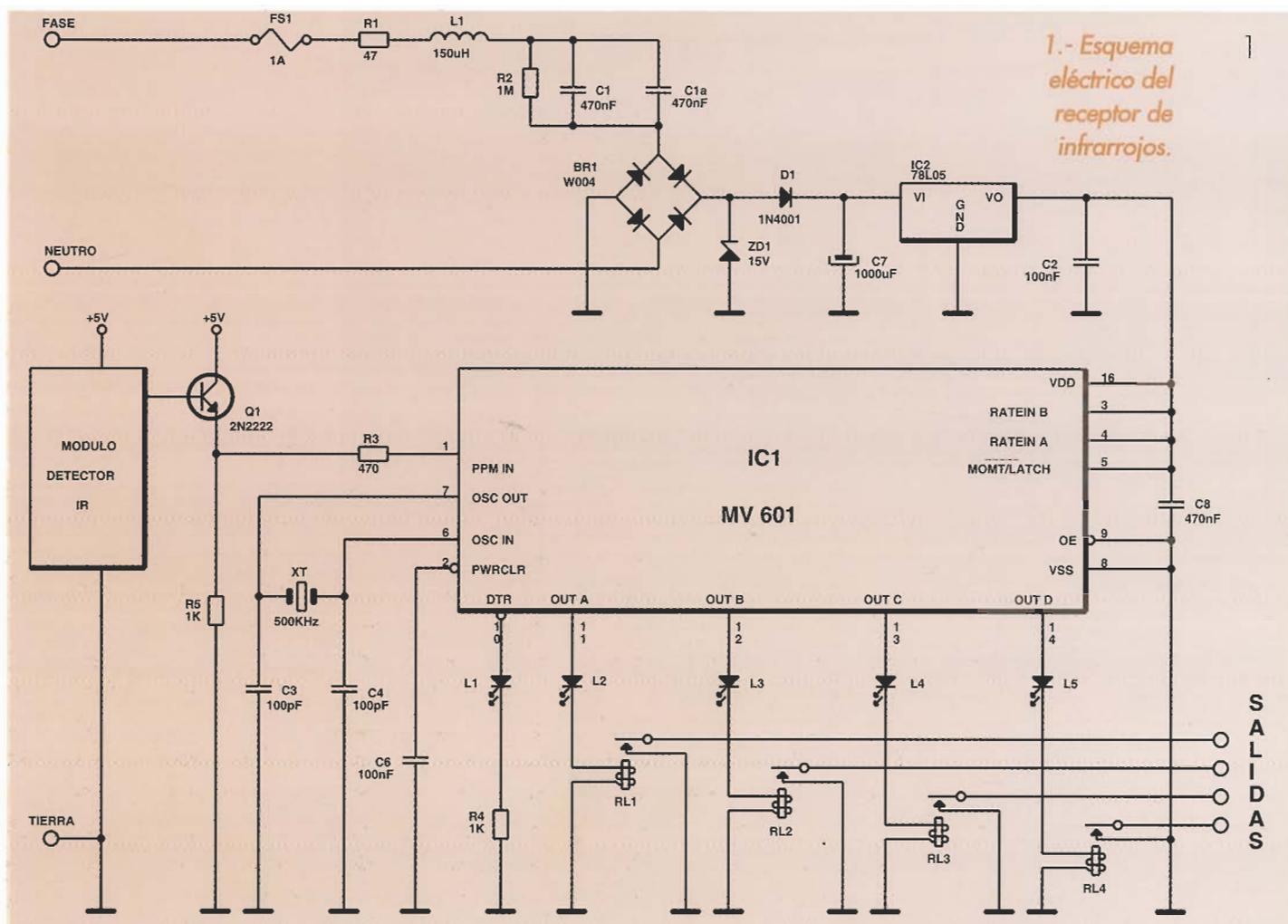
Control remoto para atenuador luminoso

Un método efectivo y cómodo para atenuar cuatro conjuntos de luces de modo independiente.

Cabe prever que, lo mismo que hoy día los mandos a distancia para la TV el vídeo o el equipo Hi-Fi se hallan totalmente incorporados al hogar, en un futuro no muy lejano lo estén también los mandos para regular cualquier electrodoméstico o aparato eléctrico de nuestra casa. Es más, existirá incluso un tipo de mando "maestro" capaz de controlarlo prácticamente todo.

Con los sistemas de control de iluminación surge un nuevo problema: estos no pueden depender totalmente de un circuito automático sino que deben contemplar la posibilidad del mando

manual. Eso sí, el mando a distancia siempre supondrá una comodidad añadida al método tradicional, y es probable que tan solo lo utilicemos en situaciones de especial relajación o comodidad. Por desgracia, en cierto modo, quienes más partido podrán obtener del mismo serán aquellas personas impedidas o que deben guardar cama durante largos periodos de tiempo. En todo caso, la gran ventaja que presenta este circuito es la posibilidad de manejar la iluminación desde la posición más relajada que mantengamos sin tener que abandonar ésta.



En el circuito de infrarrojos que nos ocupa se contemplan las dos posibilidades, Manual y Automática, de forma que la atenuación y mando de las luces puede realizarse o bien desde el mando a distancia o bien desde el interruptor/atenuador manual.

A la hora de diseñar el montaje se han tenido en cuenta ciertos aspectos relativos, además de la no interferencia con otros dispositivos (interruptores) manuales. Entre otros son:

- Coste reducido.
- Debe permitir el manejo manual y el automático.
- Debe permitir la transmisión de varios códigos.
- Incorporar funciones de atenuación y de encendido.
- Debe resultar lo suficientemente compacto.

El diseño realizado ha intentado adaptarse a los reguladores e interruptores existentes en el mercado. Estos suelen presentarse casi siempre en tonos oro y plateados y son capaces de manejar potencias de hasta 200 W por unidad.

También podemos experimentar con cualquier otro tipo de regulador que poseamos.

Principio de funcionamiento

Si conectamos a masa la placa sensible del atenuador de pared que poseemos, mediante un relé de tipo "reed" (de contacto normalmente abierto), habremos realizado una copia exacta del modo de operación manual, pero esta vez de forma mecánica.

Con una activación del relé las luces se encenderán, mientras que con otra pasarán a apagarse. Si se mantiene el relé "pegado", o el dedo sobre el control manual, las luces pasarán a atenuarse. Al llegar al punto de iluminación requerida bastará con que soltemos el dedo (o el relé). Un dato que ha de tenerse muy en cuenta, en el control por infrarrojos, estriba en la posibilidad de enviar un pulso de mando (por un único canal) y controlar, simultáneamente, varios controles de atenuación.

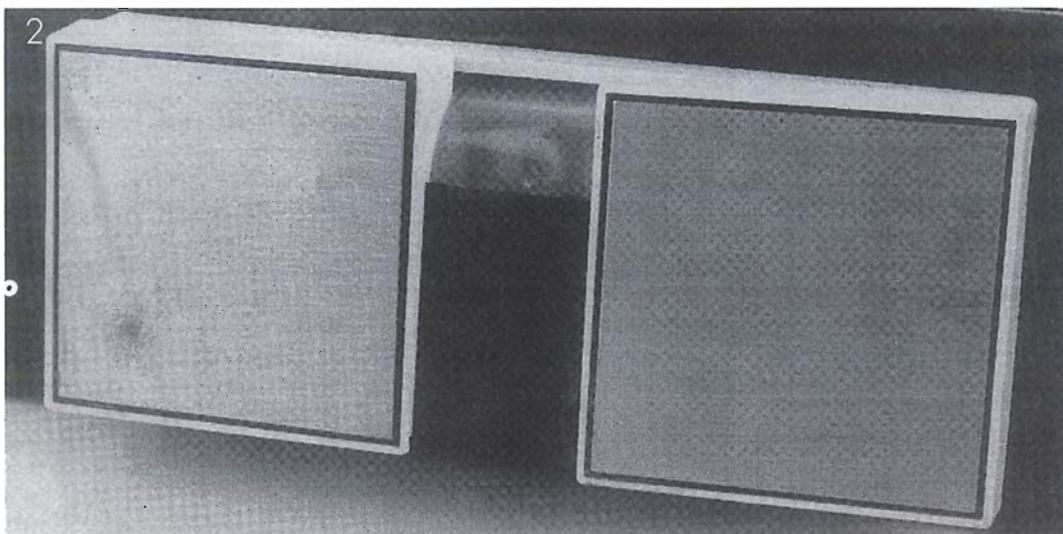
Lista de componentes

PLACA EMISORA:

Resistencias:
R1,2,3: 1 Ω
R4: 720 k Ω
R5: 5 k Ω

Condensadores:
C1: 1.000 μ F, 10 V
C2,3: 100 pF, cerámico

Semiconductores:
IC1: MV500, transmisor
Q1: VN10kM
D1,2,3: Emisores infrarrojos de alta potencia.
D4: 1N4001



(1) del integrado de recepción (IC1). Dependiendo de la PPM (Pulse Position Modulation), el relé que corresponda a la lógica ABCD seleccionada activará el relé "reed" de 5 Vcc correspondiente. El contacto del relé, normalmente abierto, se cerrará, poniendo así a masa el contacto del atenuador correspondiente y completando el ciclo de control/atenuación.

Lista de Componentes (continuación)

Varios:

PB1-PB4:

Pulsadores

XT1: Resonador cerámico de 500 kHz

Conector para pila de 9 V, pila de 9 V, caja plástica, etc.

PLACA

RECEPTORA:

Resistencias:

R1: 47 Ω , 2 W

R2: 1 M Ω

R3: 470 Ω

R4,5: 1 k Ω

Condensadores:

C1,1a: 470 nF, 250 VCA

C2,5: 100 nF, cerámico

C3,4: 100 pF, cerámico

C6: 470 nF, poliéster

C7: 1.000 μ F, 16 V, electrolítico

Podemos conectar más de un contacto de control a los relés decodificados, de forma que se obtengan hasta cuatro controles por receptor, lo cual nos permite un manejo de hasta 800 W de luz.

funcionamiento

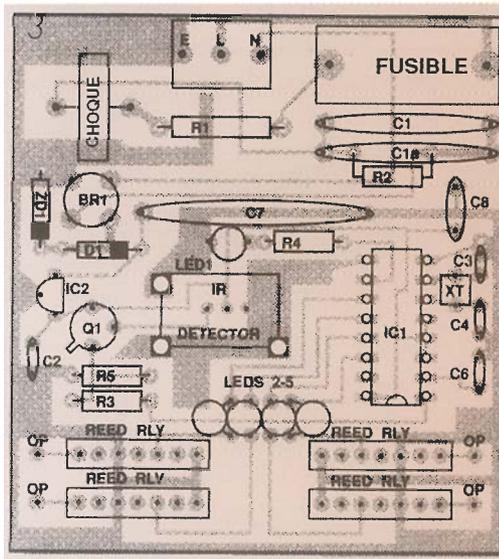
El transmisor, cuya construcción aparece detallada posteriormente, maneja cuatro canales con el equipamiento estándar, aunque añade ciertos componentes periféricos para incrementar su gama de operación. Las conexiones de los pulsadores de conmutación han sido realizadas para operar con salidas digitales de tipo ABCD, lo cual implica que sólo operará un único relé en cada una de las posiciones seleccionadas. El receptor se alimenta a través de la red, cuya tensión pasa a CC y luego estabiliza mediante un zener de 15 V y 35 mA, regulando enseguida ésta de nuevo para obtener los 5 V que precisan algunos componentes. La

detección de los pulsos IR se preamplifica y filtra a través de una unidad de Detección tipo "Tandy" que, en esencia, es un receptor/demodulador híbrido. Sus salidas se llevan luego a través de un transistor de amplificación a la patilla de entrada

Montaje del receptor

Hemos de advertir que existe tensión de red en el circuito, por lo que éste deberá manejarse con suma precaución. El montaje es prácticamente directo y cada componente deberá ser revisado al menos un par de veces para asegurarnos de su correcta posición. Esto evitará posteriores problemas de polaridad. Comenzaremos el montaje con la regleta de conexión de los 220 V para continuar con la secuencia de montaje luego descrita que finaliza con la colocación de los relés. Con ello, no solo protegeremos los componentes empleados sino que además podremos verificar desde la tensión de red hasta los 5 V antes de colocar los semiconductores en su lugar. Soldaremos los componentes en orden, comenzando por el conector de red, el fusible, la resistencia de 47 Ω , el filtro, los dos condensadores de 470 nF/250 V, la

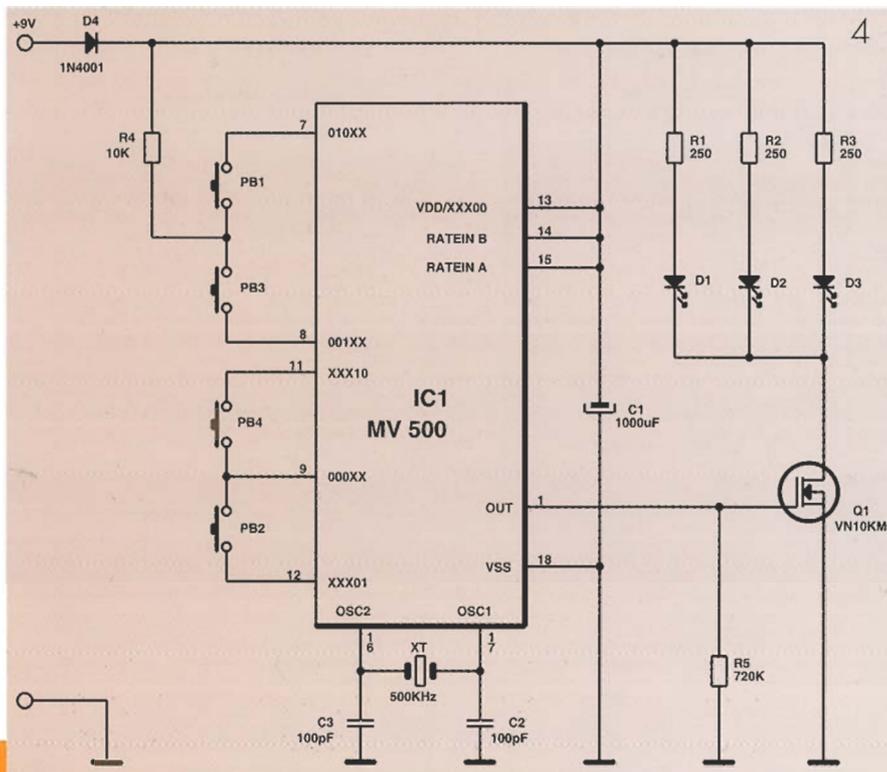
resistencia de 1 M Ω , el puente rectificador (el cual deberá estar, forzosamente, en la parte superior derecha), el diodo zener y, por último, el condensador electrolítico de 1.000 μ F en su correcta posición. Esto completa la parte de conversión de la alta tensión. Conectaremos ahora la red a la regle-



3.- Ubicación de componentes de la placa receptora.

ta destinada al efecto y en la posición adecuada (E=tierra, L=linea, N=neutro).

Antes de proseguir, nos aseguraremos de que la tensión en bornes del electrolítico no supera 15 Vcc. Soldaremos luego el regulador de 5 V. En este momento, deberemos confirmar la existencia de 5 V entre masa y la patilla L. Soldaremos los componentes restantes en la placa. Conectaremos IC1 en su lugar. Enchufaremos los relés "reed" en las correspondientes conexiones SIL. Si todo está correcto, el diodo LED1 se iluminará. Los cuatro diodos LED restantes están previstos para que se activen a través del "reed", al recibir una señal proveniente del emisor, mientras que el diodo LED1 se apagará. La salida OP de los relés (a través de masa) se conectará a la placa sensible de los atenuadores. Para ello, nos bastará con un trozo de hilo conductor de dimensiones mínimas.



Consejos de montaje

Los diodos LED suelen indicar la posición del cátodo por medio de una mayor longitud en una de

sus patillas. La aleta de los transistores suele corresponder al emisor. La marca + del condensador de tantalio deberá colocarse mirando hacia

4.- Esquema del emisor de infrarrojos.

Cómo funciona

El receptor de IR.

La alimentación de red se conecta al circuito mediante la regleta y llega al puente rectificador a través de la resistencia bobinada de 47 Ω y el filtro (o choque). El choque se encarga de eliminar el ruido de alterna, cargando y descargando los condensadores a una intensidad limitada. El rectificador cambia la alterna sinusoidal en continua. El diodo zener cambia la tensión en otra, más manejable, de 15 V. La corriente se hace pasar luego a través del 1N4001 para eliminar picos de alterna y suavizar la señal. Por último, la tensión se filtra mediante el condensador de 1.000 μF . Como quiera que los componentes utilizados trabajan a 5 V se utiliza un regulador de tipo 78L05.

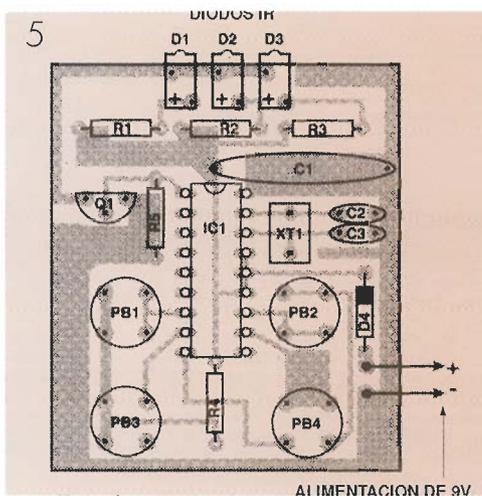
El receptor se ha diseñado para que las señales moduladas (PPM) por el emisor se traduzcan en palabras tipo ABCD solamente. El receptor/demodulador Tandy recibe las señales y elimina cualquier ruido indeseable, con lo que se obtiene a su salida un conjunto de pulsos totalmente "limpio". Dicho tren de pulsos se amplifica con Q1 y se lleva a la patilla 1 de IC1. La configuración de MV601 es tal que genera señales estables para cada uno de los relés. Dicha estabilidad se debe a la presencia del resonador de 500 kHz.

Cada uno de los diodos LED se iluminará con la llegada de la señal correspondiente. Dado que la resistencia de funcionamiento de los relés "reed" es bastante alta, la señal de salida de IC1 los controla sin necesidad de ninguna amplificación de corriente. Existe un diodo de protección interno en cada uno de los relés.

Cuando se activa un relé se pone a masa cada una de las placas sensibles del atenuador doméstico (cableadas adecuadamente con nuestro circuito), simulando la activación manual de la misma.

El receptor fue diseñado buscando un número mínimo de componentes, razón de la utilización del receptor/demodulador Tandy. Este módulo ofrece las mismas prestaciones que un circuito similar montado a partir de componentes discretos.

Los conectores SIL se han colocado para dar mayor flexibilidad al montaje, de forma que éste pueda adaptarse a las diversas configuraciones requeridas.



5.- Colocación de componentes en la placa emisora.

R6. La patilla 1 de IC1 es la más cercana a XT. La conexión "activa" del relé "reed" de 5 V es la opuesta a la marca "S" de la carcasa del mismo; podemos incrementar el alcance del haz infrarrojo colocando unas pequeñas lentes delante del receptor IR.

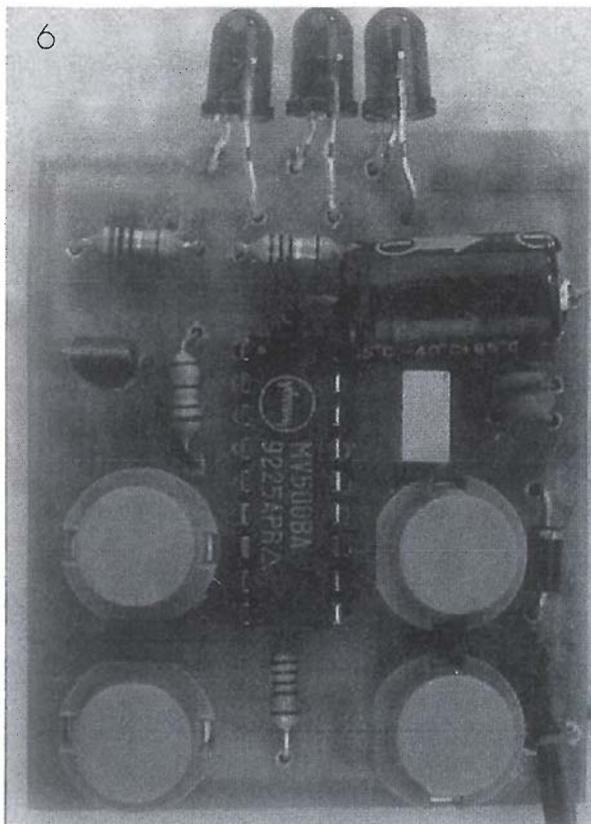
Lista de Componentes (Continuación)

Semiconductores:

IC1: MV601, receptor IR, Plessey
 IC2: 78L05, regulador a 5 V
 Q1: 2N2222
 ZD1: diodo zener de 15 V, 1,3 W
 BR1: W004
 D1: 1N4001
 LED1-5: Diodo LED rectangular de 2X5 mm.
 IR1: Módulo detector de IR Tandy GPIU52X

Varios:

FS1: Fusible de 1 A y portafusible
 L1: Filtro de red (Choque) de 150 μ H
 XT1: Resonador cerámico de 500 kHz.
 RLA1-4: Relé miniatura de 7 patillas (sólo se usan 4) tipo SIL y 5 V
 Regleta triple de conexión a red, zócalo DIL de 16 patillas, etc.



Cómo funciona

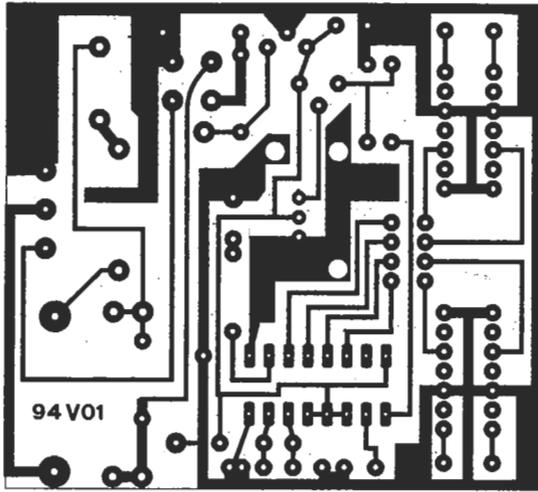
El emisor de IR.

No requiere de ningún ajuste. El transmisor de IR se ajusta a la norma de modulación (PMM) requerida por el receptor descrito. La codificación de las salidas guarda la norma ABCD, de modo que podamos operar de forma instantánea y diferenciada cada uno de los canales del receptor y sus correspondientes relés. El VMOS recibe una alimentación positiva a través de las resistencias de 1 Ω y, entonces, se produce la descarga a masa de los diodos IR.

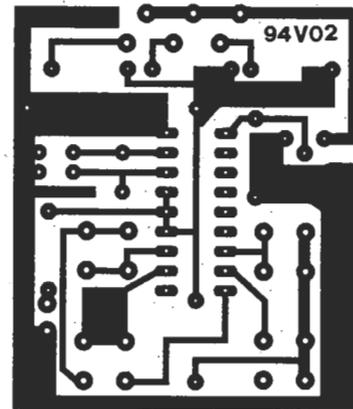
IC1 es un circuito codificador de la casa Plessey (MV500), complementario del decodificador MV601. La tensión de 9 V se conecta al diodo D4. Éste protege el circuito contra inversiones de polaridad, a la vez que carga lentamente el condensador C1 para reducir así la alta caída de tensión que tiene lugar durante la transmisión, suministrando dicha tensión a IC1, el cual genera un pulso de salida a nivel alto en su patilla 1 y en la puerta de Q1. XT1 es un resonador cerámico de 500 kHz que, junto con los dos condensadores de 100 pF, conforma un circuito de tipo Pierce. Este circuito oscila al mismo régimen que su circuito receptor complementario. Cuando realizamos una pulsación se genera una corriente pulsatoria que llega a la puerta de Q1, originando la circulación de una alta corriente pulsatoria a masa a través de R1-3 y los emisores de IR D1-3. La resistencia R4 se ha incluido para polarizar a masa la puerta de Q1 en estado de espera. Los pulsadores conectan una carga que debe disiparse según configuración, y R5 se ha incluido para limitar la fuente de corriente positiva.

Construcción del emisor

El montaje del emisor es, al igual que sucedía con el receptor, prácticamente inmediata. Para realizarlo, seguiremos el esquema de ubicación de componentes mostrado, comenzando por las resistencias. Debemos verificar la polaridad de los componentes antes de soldarlos a la placa. La muesca de los diodos infrarrojos nos indica la patilla que va a masa. Comprobaremos la operación de los pulsadores midiendo sus patillas antes de soldarlos al circuito. Nos aseguraremos de la correcta posición de los componentes VMOS mediante el esquema adjunto. Para finalizar, colocaremos la batería con su correspondiente portapilas y accionaremos los pulsadores. El circuito está diseñado para alojarse en una pequeña caja de plástico de tipo estándar, fácilmente localizable en el mercado. Ésta deberá ser taladrada para poder contener tanto los pulsadores como los diodos infrarrojos.

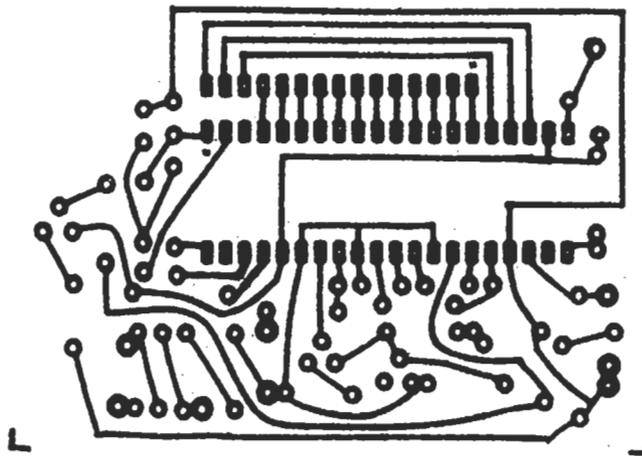


EPS 94V01.- Control remoto para atenuador luminoso (receptor).

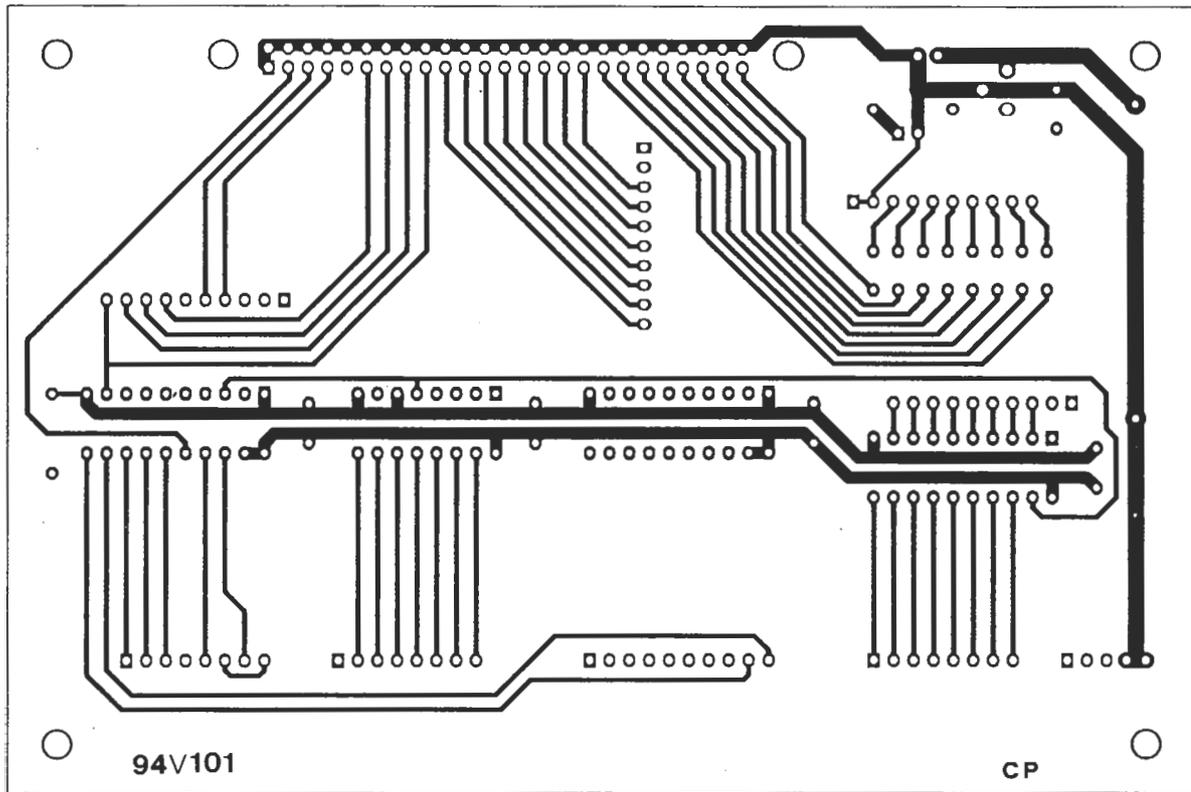


EPS 94V02.- Control remoto para atenuador luminoso (transmisor).

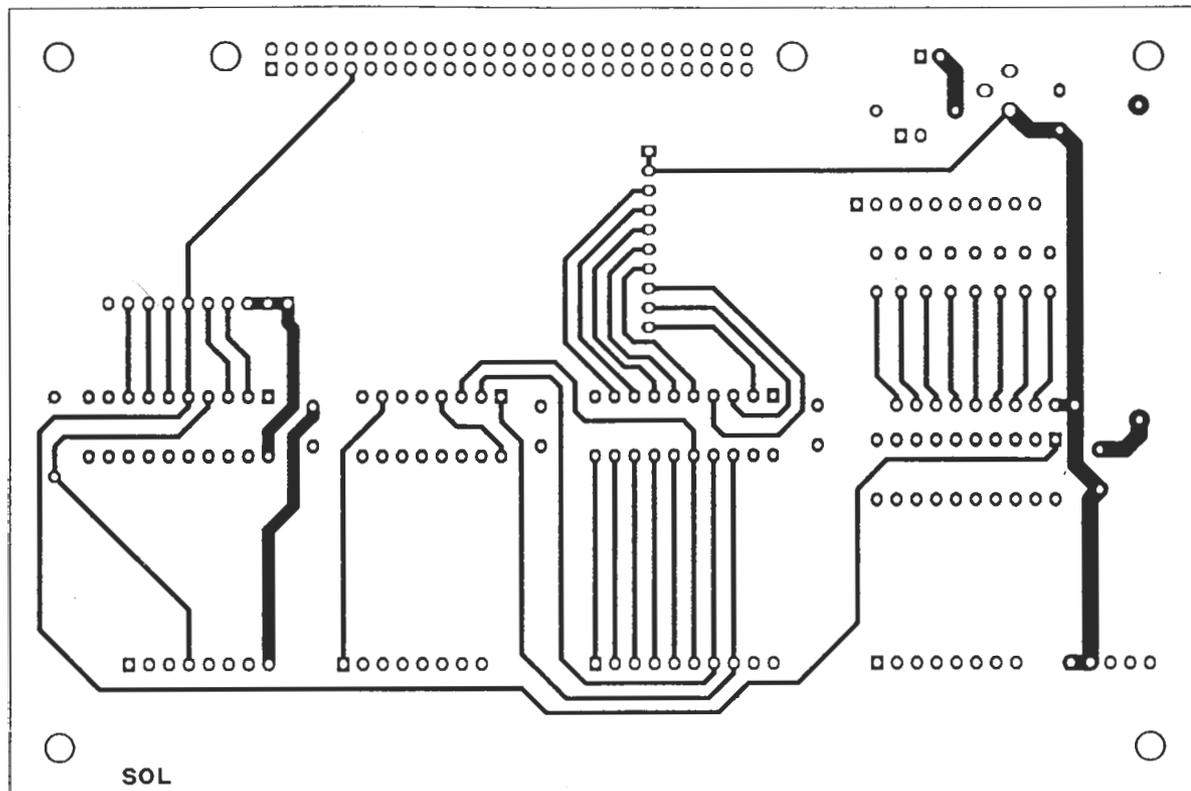
EPS94V03



EPS94V03.- Voltímetro digital de un solo chip.



EPS 94V101.- Acceso directo al bus del PC, componentes (próximo número).



EPS 94V101.- Acceso directo al bus del PC, soldadura (próximo número).



oltímetro
digital de un
solo chip

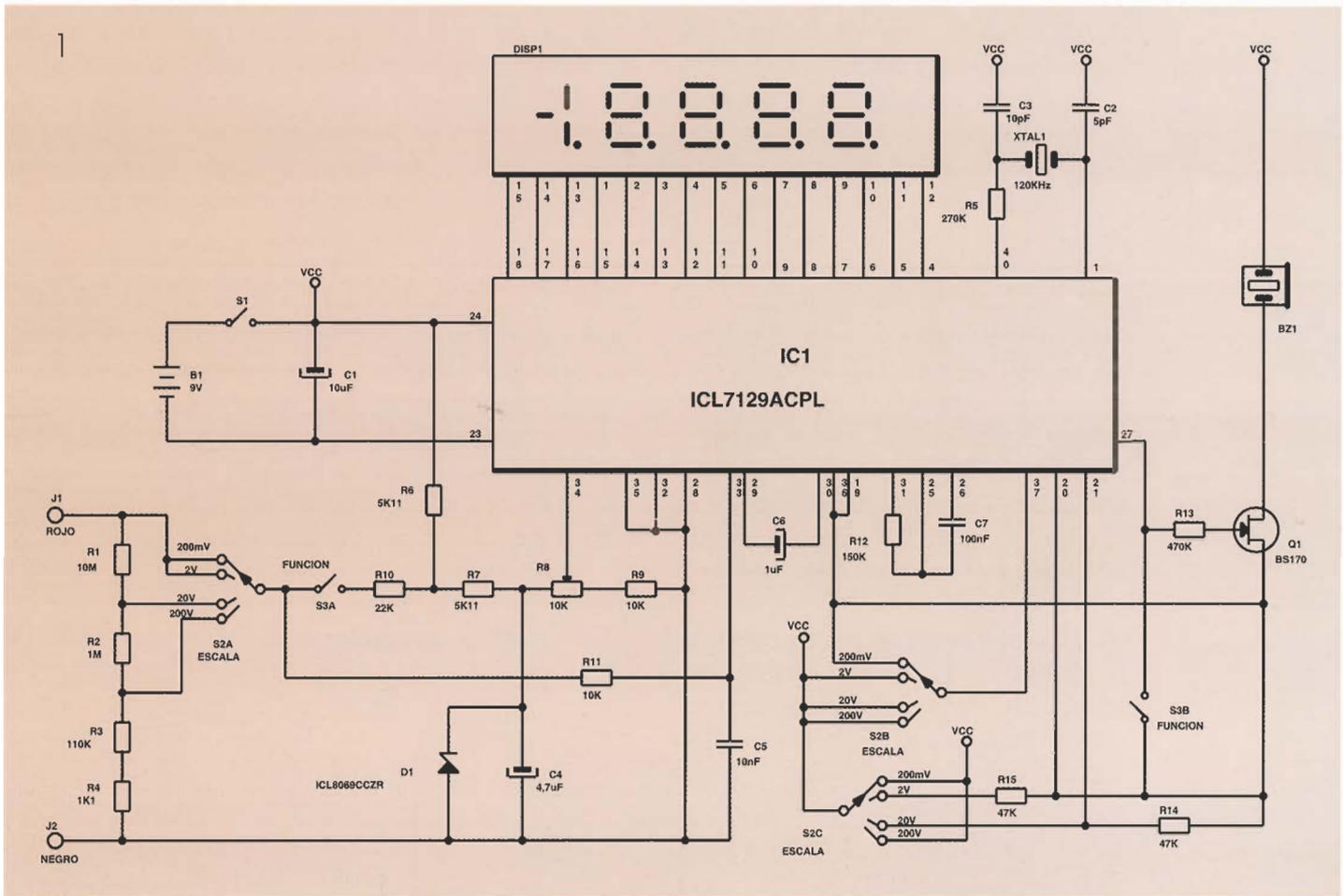
Un voltímetro de 4 dígitos suele ser un instrumento de medida caro, pero no necesariamente cuando lo construye uno mismo.

Un voltímetro digital, o VMD, es probablemente el primer instrumento de medida que compran la mayoría de los aficionados a la electrónica, debido a que es un instrumento necesario; es más, no cuesta demasiado en nuestros días. Sin embargo, un voltímetro no suele ser suficiente y, por ello, un segundo voltímetro que permita realizar medidas simultáneas puede resultar bastante útil en muchos casos.

Nuestro proyecto de VMD pretende cubrir la necesidad de un segundo voltímetro que se pueda

fabricar a bajo coste y, aunque se trate de un voltímetro digital económico de fabricar, dispone de un visualizador de 4 1/2 dígitos. Esto permite medir con una resolución de 10 microvoltios en su rango de medida más sensible, lo que no es posible con los medidores de 3 1/2 dígitos.

La impedancia de entrada del voltímetro es de aproximadamente 11 megaohmios, y es comparable a la de los voltímetros digitales comerciales. La calibración del instrumento es muy sencilla, ya que se logra mediante el ajuste de un simple potenciómetro.



Una posibilidad adicional de este voltímetro digital es una función de continuidad que permite que el instrumento localice circuitos abiertos o cortos en el cableado del circuito. La continuidad se indica no solamente por un rótulo de CONTINUIDAD en la pantalla sino también mediante una lectura digital que proporciona un valor aproximado de la resistencia entre las puntas de prueba. Asimismo, se genera de forma automática un tono de audio cuando las puntas de prueba se colocan entre una línea conductora.

El circuito es relativamente simple, ya que contiene un único circuito integrado y unos pocos componentes. Hay cuatro rangos de tensiones de CC: 22 milivoltios, 2 voltios, 20 voltios y 200 voltios a fondo de escala. La corriente consumida por el circuito es de únicamente 1 miliamperio de una batería de 9 voltios, lo que permite varios cientos de horas de funcionamiento a partir de una batería alcalina nueva. Cuando la batería se acerca al final de su vida útil, aparece en la pantalla de forma automática un indicador de BATERIA BAJA para avisar al usuario de esta eventualidad.

e l circuito

El corazón del voltímetro digital es el IC1, un convertidor A/D de 4 1/2 dígitos, fabricado por Maxim, y que dispone de un controlador para LCD (véase el esquema de la Fig. 1).

El circuito tiene una resolución de +/- 20.000 cuentas, dispone de una elevada impedancia de entrada e indicación automática de polaridad. Solamente se necesita un componente externo para realizar la medida de tensión: D1, una referencia directa de 1,2 voltios, de Harris.

La alimentación para el circuito integrado se proporciona a partir de una batería de 9 voltios B1, que se encuentra conectada a las patillas 23 y 24 de IC1 a través del conmutador de encendido S1. La batería también alimenta la referencia de tensión externa compuesta por R6-R9 y D1. A través de D1 caen aproximadamente 1,2 voltios y, mediante el potenciómetro R8, se realiza la calibración del instrumento, de manera que la diferen-

1.- El corazón del circuito es IC1: un convertidor A/D de 4 1/2 dígitos ICL7129A de Maxim, con un controlador para LCD incluido en su interior.

Lista de componentes:
Resistencias

- R1.- 10 M, 1% película metálica.
- R2.- 1 M, 1% película metálica.
- R3.- 110 k, 1% película metálica.
- R4.- 1,1 K.
- R5.- 270K
(Solamente para el circuito oscilador de cristal).
- R6, R7.- 5,11 K, 1% película metálica.
- R8.- 10 K, potenciómetro para montaje sobre placa de circuito impreso.

2.- Este oscilador RC puede reemplazarse al cristal. La placa de circuito impreso se encuentra diseñada para acomodar cualquiera de las dos opciones. Sin embargo, se recomienda el uso del cristal para lograr una mayor precisión de las mediciones.

cia de potencial entre las patillas 24 y 35 sea aproximadamente 1 voltio.

La técnica de conversión de doble pendiente de IC1 necesita de un circuito oscilador: en este voltímetro digital se utiliza un cristal de 100 kHz y sus componentes asociados. Un cristal de 100 kHz permite un rechazo máximo en modo normal a 50 Hz, que es el valor estándar de la línea de alimentación en Europa. Para los países en los que la línea de alimentación funcione a 60 Hz se debe utilizar un cristal de 120 kHz. El circuito VMD, IC1, se encuentra diseñado para acomodar un oscilador RC en lugar de un cristal, como se puede ver en la Fig. 2. Sin embargo, para poder obtener una resolución de 10 microvoltios, proporcionada por el VMD en el rango más sensible, se recomienda utilizar un oscilador de cristal.

La tensión de entrada a IC1 se aplica a las patillas 32 y 33. Las puntas de prueba conectadas a J1 y J2 alimentan a un divisor de tensión formado por R1-R4. Los valores de estas resistencias se han elegido de forma que cada paso del conmutador de rango S2-a produce una reducción 10:1 en la tensión presentada a la patilla 33 de IC1. Los componentes R11 y C5 forman un filtro pasa bajos que reduce cualquier ruido o componente de CA que pudiera aparecer entre J1 y J2. Esto ayuda a proporcionar una lectura de tensión de CC más estable. La patilla 37 de IC1, el terminal de entrada de control digital, ajusta la

sensibilidad a fondo de escala del convertidor A/D. Cuando la patilla 37 de IC1 se encuentra conectada a la patilla 36, común digital, la sensibilidad a fondo de escala es de 200 milivoltios. Con una entrada de nivel lógico alto en la patilla 37, la sensibilidad a fondo de escala es de 2 voltios. Los conmutadores S2-a y S2-b permiten que el voltímetro se configure a uno cualquiera de los cuatro rangos de fondo de escala posibles.

El conmutador S2-c controla el punto decimal del visualizador. Cuando se presenta un nivel lógico alto en cualquiera de las entradas de control del punto decimal (patillas 30, 20 y 21) se activa el punto decimal adecuado en el visualizador. En el rango más sensible, el instrumento visualiza milivoltios, mientras que en los otros rangos mostrará voltios.

Hay un comparador incluido en IC1, con una tensión umbral de 200 milivoltios, que se encarga de

controlar la tensión analógica aplicada a las patillas 32 y 33 desde los terminales de entrada J1 y J2. Cuando la tensión es inferior a la del umbral, se activa el rótulo de continuidad en el visualizador. Al mismo tiempo, la patilla 27 pasa a nivel alto, lo cual permite la activación del circuito de tono de audio en el VMD.

La resistencia R10 mantiene la patilla 33 de IC1 por encima de 2 voltios, cuando el instrumento se utiliza como comprobador de continuidad y las puntas de prueba se encuentran en circuito abierto. Esto provoca que el visualizador pase a desbordamiento y desaparezca el rótulo de continuidad.

De esta forma, la patilla 27 se pone a nivel bajo, y el circuito de tono (Q1 y BZ1) se mantiene en reposo.

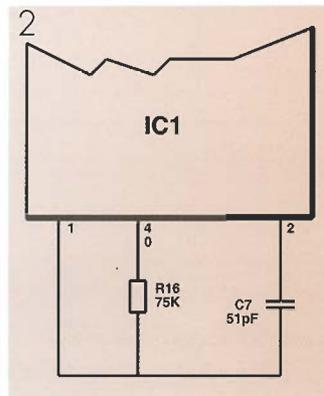
Cuando las puntas de prueba se encuentran en corto, o conectadas mediante una resistencia de poco valor, la tensión a través de las patillas 32 y

33 cae a menos de 200 milivoltios. Esto activa el rótulo de continuidad y hace que suene el zumbador. Al mismo tiempo, la tensión reducida que aparece a través de las patillas 32 y 33 proporciona una indicación relativa de la resistencia entre las puntas de prueba.

El conmutador S3-b desactiva la función de continuidad durante la medida de tensión mediante la colocación de la patilla 27 (el

control entrada/salida) a nivel bajo. Todo ello asegura también que Q1 está cortado, con lo que no suena el zumbador. Un módulo visualizador de cristal líquido LCD, de 4 1/2 dígitos trimultiplexado, permite controlar los 37 segmentos, incluyendo el de continuidad y el de batería baja, con únicamente las 15 conexiones de IC1. Esto se logra mediante la separación de los distintos elementos del visualizador en tres secciones. Se emplean tres terminales de retorno para poder utilizar el esquema trimultiplexado. (Los visualizadores LCD ordinarios suelen tener un único terminal de retorno).

Los segmentos del visualizador se encuentran divididos en tres grupos, cada uno de ellos controlado por su propia tensión de onda cuadrada de retorno. El controlador de IC1 genera la señal de retorno que provoca que se activen en secuencia los elementos apropiados en la pantalla. El proce-



so se realiza a una velocidad tan elevada que las tres secciones del visualizador parece que se encuentran constantemente iluminadas. El indicador de batería baja en la pantalla se activa de forma automática cuando la tensión entre las patillas 23 y 24 de IC1 cae por debajo de los 7,2 voltios.

Construcción

El circuito del voltímetro se construye a partir de una única placa de circuito impreso de simple cara. Se proporciona la plantilla de pistas por si algún lector desea fabricarla. Sin embargo, la disposición del circuito no es crítica y, en consecuencia, se puede utilizar cableado directo sobre una placa perforada de prototipos.

La Fig. 3 muestra el esquema de disposición de componentes. Hay que asegurarse de que se utiliza un zócalo para IC1, ya que vale la pena el coste adicional y permite una sustitución sencilla del circuito integrado si fuera necesario. Pero todavía no se debe insertar el circuito integrado en su zócalo. Hay que asegurarse de que se utilizan resistencias del 1% de película metálica para R1, R2 y R3; la precisión y estabilidad del voltímetro dependen de la precisión y estabilidad de sus valores. Normalmente, las resistencias de carbón son muy sensibles a la temperatura y no se deben utilizar en este VMD.

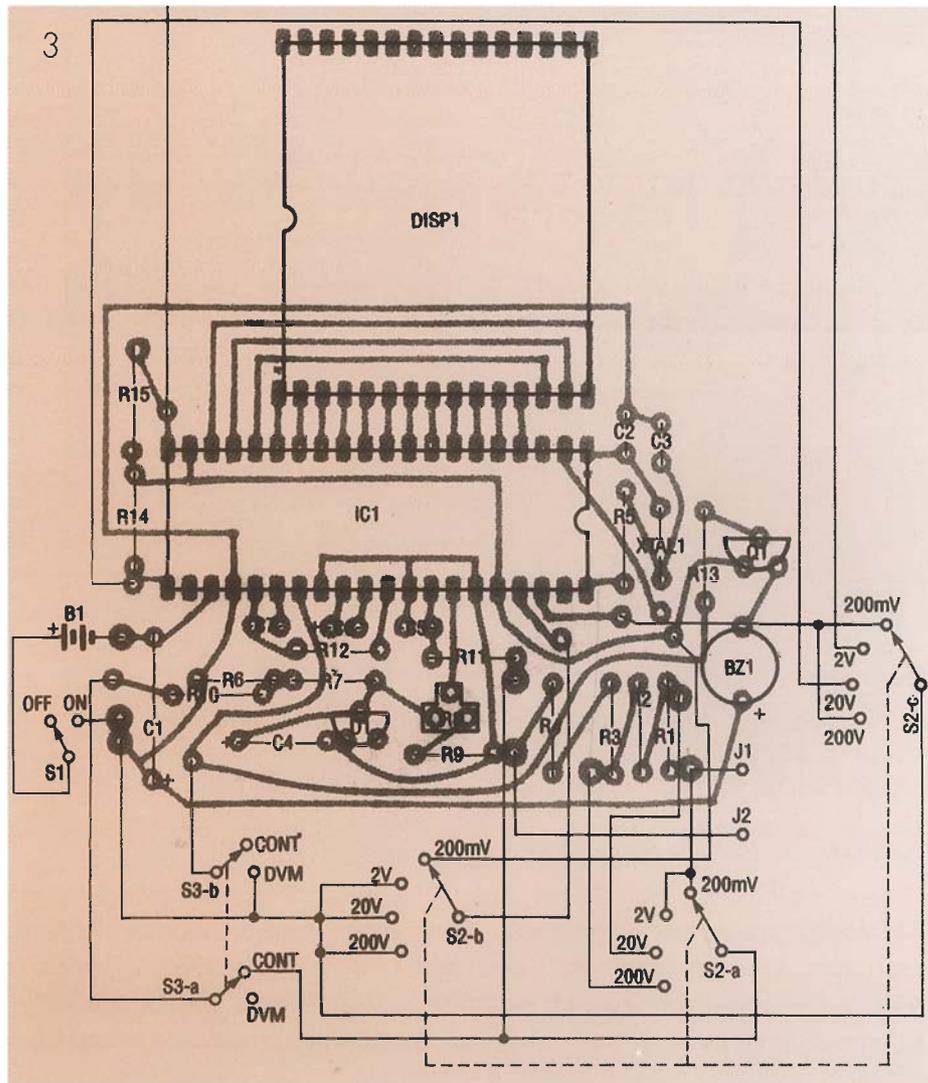
Aunque es preferible

emplear un oscilador de cristal, el circuito RC alternativo, que se muestra en la Fig. 2, se puede acomodar en la placa de circuito impreso, utilizando la pista extra en la patilla 2 de IC1. Los puntos de soldadura de las patillas 1 y 40 se pueden utilizar para montar R12 y C7, del circuito oscilador RC. El diodo de referencia directa, D1 se halla encapsulado como un transistor de tres terminales. Solamente se encuentran activos dos de los terminales, el tercero está sin utilizar.

La posición sobre la placa se puede ver en la Fig. 3. El módulo LCD se encuentra encapsulado como un circuito integrado de 15 patillas en cada lado. Sin embargo, solamente las patillas 1-15 (la fila cercana al punto decimal) se encuentra activa. La otra fila de patillas se utiliza solamente para la sujeción. El módulo, que es frágil, se debe soldar directamente a la placa de circuito impreso, pero es recomendable la realización de un zócalo para

Lista de Componentes (continuación)
 R9.- 10 k, 1% película metálica.
 R10.- 22 k.
 R11.- 100 k.
 R12.- 150 k.
 R13.- 470 k.
 R14, R15.- 47 k.
 R16.- 75 k
 (Solamente para oscilador RC).

Condensadores
 C1.- 10 μ F, 16-V, electrolítico axial.
 C2.- 5 pF, 50-V, de disco cerámico.
 (Solamente para circuito oscilador a cristal).
 C3.- 10 pF, 50 V, de disco cerámico.
 (Solamente para circuito oscilador de cristal).
 C4.- 4,7 μ F, 10 V, electrolítico axial.
 C5.- 10nF, 50 V, de disco cerámico.
 C6.- 1 μ F, 10 V, electrolítico radial.
 C7.- 51 pF, 50 V, de disco cerámico.
 (Solamente para el circuito oscilador RC).



3.- Diagrama de disposición de componentes. Se instalará un zócalo para IC1, y se fabricarán dos zócalos SIP de 15 patillas a partir de un zócalo DIP de 40 patillas.

Lista de Componentes (continuación)
Semiconductores

IC1.-
ICL7129ACPL
Convertidor A/D
con controlador
LCD (Maxim).
D1.-
ICL8069CCZR
referencia de
tensión directa de
1,2 voltios (Harris
Semiconductor).
Q1.- BS170
Transistor FET.

Otros Componentes

S1.- Conmutador
deslizante o
basculante SPST.
S2.- Conmutador
rotativo sin cortos
3P4T.
S3.- Conmutador
deslizante o
basculante DPDT.
DISP1.- Módulo
LCD triplexado de
4 1/2 dígitos
(LXD).
353R3R03GHZ1
BZ1.- Zumbador
piezoeléctrico
J1, J2.- Enchufes
de banana (1 rojo,
1 negro).
B1.- Batería de 9
voltios.
XTAL1.- Cristal de
100 KHz.
(Solamente para
circuito oscilador
de cristal).
Varios
Puntas de prueba
con banana,
conector para
batería de 9 voltios
con pestaña de
montaje, caja,
cable, batería de
1,5 voltios de
prueba, voltímetro
de prueba para
calibración,
soldador, estaño,
tornillos, etc.

él mediante un cuidadoso corte de un zócalo DIP de 40 patillas para, así, formar dos zócalos SIP de 15 patillas. Hay que tener en cuenta que el módulo es frágil __como ya se ha dicho__, y se puede romper si se aplica una fuerza excesiva durante su manipulación.

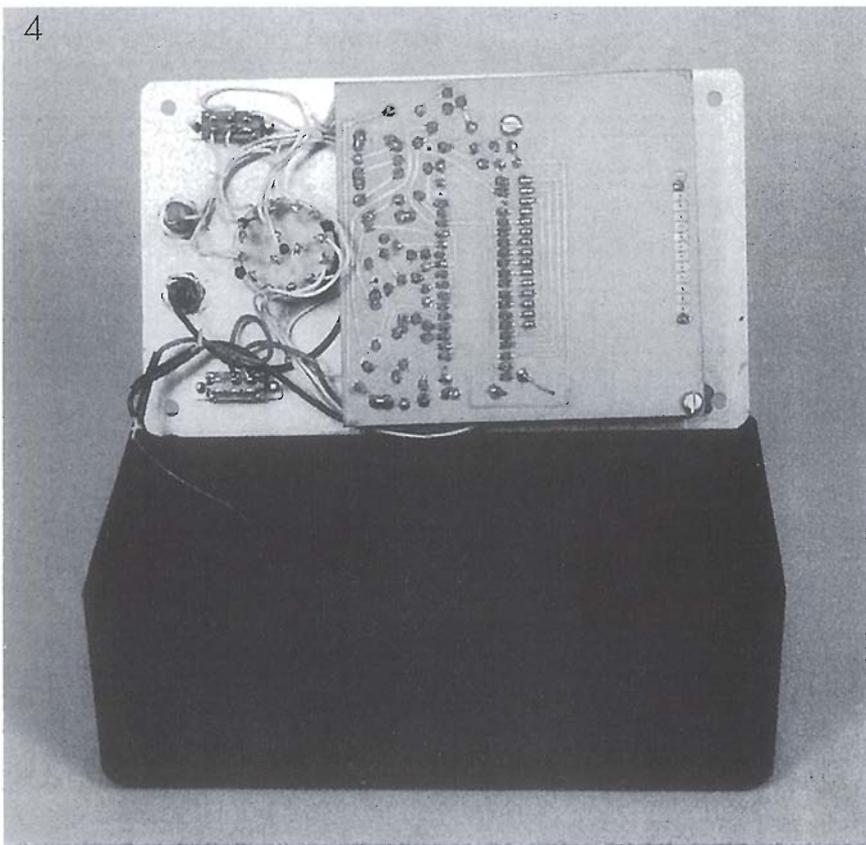
Todos los conmutadores y conectores se conectarán a la placa de circuito impreso con longitudes adecuadas de cable aislado. Nos referiremos al diagrama de disposición de componentes como guía de cableado. Será necesario asegurarse de que se utiliza cable trenzado del 24 ó del 26 AWG, ya que el cable rígido es propenso a romperse. Se realizarán primero las conexiones de S2. Hay que señalar que S2 tiene tres polos con cuatro contactos cada uno. Se observará el terminal del polo del conmutador que pertenece a un determinado conjunto de cuatro contactos. Si exis-

Cuando se encuentre completamente ensamblada la placa de circuito impreso se examinará para verificar que no hay circuitos abiertos, cortos o soldaduras frías, antes de proceder con la comprobación de funcionamiento.

Comprobación de funcionamiento

La calibración del instrumento requiere un voltímetro de CC con una resistencia de entrada de al menos 10 megaohmios. Se puede utilizar una batería de 1,5 voltios como fuente de tensión para calibrar el circuito. Primeramente, se preparará un juego de puntas de prueba con dos conectores de

banana y cable rojo y negro del tipo flexible, después se insertarán las clavijas de banana en los conectores J1 y J2, y se pondrán en corto sus extremos. Luego, se colocará el conmutador de FUNCION S3 en la posición "VMD" y el conmutador de RANGO S2 en la posición de 200 milivoltios. Seguidamente, se colocará una batería nueva para alimentar el VMD y se encenderá mediante S1. La visualización normal deberá mostrar 00.00. La lectura puede variar entre 00.00 y 00.01. A continuación, se rotará el conmutador por las otras tres posiciones. La indicación normal es .0000, 0.000 y 00.00 para los rangos de 2, 20 y 200 voltios, res-



ten dudas, habrá que comprobar con un medidor de resistencias para estar seguro. Un error en el cableado puede requerir gran cantidad de tiempo para diagnosticar el origen del problema. A continuación, se realizarán las conexiones a S1 y S2. Finalmente, se instalará el conector para la batería de 9 voltios, comprobando que la polaridad es la correcta.

pectivamente. De nuevo, el dígito menos significativo puede variar entre 0 y 1. También es posible que aparezca el signo menos de forma intermitente. Si el visualizador no funciona de la forma descrita, habrá que resolver el problema antes de poder continuar. Si el visualizador se encuentra completamente en blanco, hay que medir el voltaje termi-

nal de la batería a través de C1 para asegurarse de que proporciona al menos 7 voltios al circuito y que la polaridad es la correcta.

Se verificará que IC1, C1 y D1 se encuentran orientados correctamente en la placa. También se examinarán los condensadores electrolíticos para, así, comprobar que se encuentran instalados en la forma correcta. Se examinará la placa para determinar que no hay circuitos abiertos o cortos. Se volverán a soldar todas las soldaduras que no parezcan suaves y brillantes. Para verificar que el circuito oscilador está funcionando, se examinará la forma de onda en la patilla 40 de IC1 con un osciloscopio, utilizando una masa digital (patilla 36) como referencia. La indicación normal es de una onda cuadrada de 5 voltios pico a pico, a una frecuencia de aproximadamente 100 kHz.

Si la forma de onda del oscilador no se encuentra, se comprobarán el cristal XTAL1 y sus componentes asociados. Si no hay disponible un sustituto para el cristal, XTAL1, C2, C3 y R5 se pueden retirar de forma temporal de la placa para sustituirlos por el circuito oscilador de la Fig. 2; con ello, se verificará que el circuito oscilador contenido en el circuito IC1 funciona correctamente.

Si los únicos problemas se refieren al punto decimal, se comprobará el cableado entre S2-c y la patilla 38 de IC1. Si parece que el circuito funciona, pero uno de los dígitos no se ilumina completamente, se deberán comprobar las conexiones entre DISP1 e IC1. Una vez que el circuito se encuentra funcionando de manera correcta, se procederá con la calibración del mismo.

Calibración

Primeramente, se colocará R8 en su posición media, y el conmutador de RANGO en el emplazamiento de la escala de 2 voltios. Seguidamente, se conectará un voltímetro digital distinto y las puntas de prueba del VMD que se está fabricando a través de la batería de prueba de 1,5 voltios, y se compararán las lecturas de los dos voltímetros. Después de realizar las conexiones se compararán las lecturas de los dos voltímetros. Hecho esto, se ajustará cuidadosamente R8 para obtener una lectura que se aproxime tanto como sea posible a la del voltímetro de prueba.

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/ Intel(bus local).....	119.000
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
1Mb RAM adicional	6.900
DISCO DURO: 80 Mb	10.500
120Mb	13.000
170Mb	11.500
210Mb	20.500

OTRAS CONFIGURACIONES:
CONSULTENOS

SOLICITE NUESTRO CATÁLOGO EN DISQUETE
SERVICIO A TODA ESPAÑA. 1 AÑO DE GARANTIA

MODEMS DESDE 5.000.-
DISCO DURO 170 Mb 31.000.-
MÁS DE DOSCIENTOS
TÍTULOS CD ROM
UNIDAD FLOPTICAL INTERNA

PERMITE ALMACENAR 21 Mb EN
DISCOS MAGNETICO-ÓPTICOS DE
3.5" Y USAR ADEMÁS 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 TÍTULOS CD-ROM
KODAK PHOTO CD
LA COLECCION
6.500 PROGRAMAS DE
DOMINIO PÚBLICO CON
SUS DESCRIPCIONES
EN CASTELLANO

49.000

También se comprobará la lectura con la polaridad inversa de la batería, para ver el funcionamiento del signo menos.

Seguidamente, se rotará el conmutador de RANGO al rango de 20 y de 200 voltios, y se comprobará que el valor indicado todavía es el correcto. A continuación, se colocará el conmutador de rango en la posición de 200 milivoltios y se comprobará que el VMD pasa a la situación de desbordamiento, mostrando en la pantalla únicamente un "1".

Si las lecturas no se mantienen dentro de un 1% para las posiciones de 2, 20 y 200 de S2, se deberán medir los valores de R1, R2, R3 y R4, a fin de asegurarse de que son las correctas. Si las lecturas se encuentran desplazadas en un factor de 10, habrá que comprobar el cableado de S2-a, S2-b y las patillas 36 y 37 de IC1.

Finalmente, se retirará la batería de 1,5 voltios y se colocarán en corto las puntas de prueba del medidor. Después, se colocará el conmutador de FUNCION en la posición "CONTINUIDAD" y el conmutador RANGO en la escala de 2 voltios. El indicador de continuidad tendrá que activarse y el zumbador piezoeléctrico deberá emitir un tono. Seguidamente, se desconectarán las puntas de prueba, con lo que desaparecerá el indicador de continuidad y deberá dejar de sonar el zumbador, quedando el visualizador fuera de escala.

Si el zumbador piezoeléctrico no funciona de forma adecuada, se deberá comprobar la orientación de Q1 y del zumbador. Ha de comprobarse el cableado de S3-b y, si es necesario, se probará con otro transistor.

Montaje final

El VMD completo se puede alojar con facilidad en una pequeña caja de plástico o metal. La Fig. 4 muestra el prototipo montado para este artículo. Antes de taladrar los orificios en la caja para los conmutadores de control y los conectores, se deberá determinar la posición del corte para el LCD, colocando la placa junto al panel, midiendo y marcando con cuidado la posición de aquél. Para el LCD es suficiente con un rectángulo de 2,5 x 5 centímetros, si el módulo LCD es el que se indica en la lista de componentes y está fabricado por LXI, Inc. de Beachwood Ohio.

Una vez que se ha realizado el recorte en el panel para el LCD, se localizarán los orificios de montaje

para la placa de circuito impreso. Seguidamente, se taladrarán con cuidado tanto la placa como el panel frontal para, así, acomodar la tornillería de montaje. Se recomienda la utilización de cuatro tornillos, espaciadores y tuercas. Hay que asegurarse de que los espaciadores son lo suficientemente largos como para evitar que el módulo LCD esté en contacto con el panel frontal, de forma que no quede presionado el visualizador contra la caja.

Con la placa montada, de manera temporal, sobre el panel frontal, se determinará la posición deseada para los conmutadores S1, S2 y S3, y para los conectores, J1 y J2; los conectores deben quedar separados 1,8 centímetros para poder utilizar un conector de banana dual estándar. Se deberá retirar la placa de circuito impreso montada antes de proceder a realizar los trabajos mecánicos sobre el panel. Hay que recordar que se deben instalar los clips de montaje para la batería de 9 voltios dentro de la caja, de forma que no entre en contacto con el circuito.

Utilización del VMD

Este instrumento funciona de la misma manera que otro VMD. Cuando se utilice el modo de comprobación de continuidad, el rango ha de colocarse en la escala de 2 voltios. El visualizador indicará aproximadamente .0000 para un corto entre las puntas de prueba, y proporcionará una lectura relativa de la resistencia con un máximo de 100 k. Hay que destacar que la función de continuidad no se encuentra calibrada y que solamente se puede utilizar como una medida relativa de resistencia.

Cuando la batería se encuentre próxima al final de su vida útil, el indicador de LOW BATTERY del visualizador se activará de forma automática, y entonces habrá que reemplazar la batería agotada por una nueva, y también nos aseguraremos de que el instrumento se encuentra desconectado cuando no se usa.

Como ocurre con otros muchos voltímetros digitales, este medidor continuará funcionando durante algún tiempo en la situación de batería baja, pero su precisión se verá afectada y no se podrá confiar en la lectura visualizada.

Esta situación puede ser un inconveniente cuando se miden tensiones muy bajas, pero se convierte en peligrosa si se calculan tensiones elevadas.

a mplificadores controlados por tensión

Una revisión de los sistemas de audio que utilizan amplificadores controlados por tensión.

El amplificador controlador por voltaje (VCA) está aceptado ampliamente en los sistemas de audio, particularmente en las mesas de mezclas, en las que permite el control remoto de las funciones de ganancia de los ecualizadores paramétricos más especializados. La ventaja consiste en permitir el proceso de la señal en un entorno esencialmente analógico pero sin necesidad de un encaminamiento largo de la señal.

Se pueden utilizar ordenadores para solucionar los problemas derivados de un control evolucionado y para tener funciones automatizadas, al tiempo que

se permite que las señales continúen en el dominio analógico. Estas consideraciones forman el núcleo principal para el refinamiento de la topología del circuito. En las aplicaciones profesionales, las cuales pueden usar hasta 100 o más elementos de ganancia programables, han formado la línea frontal para la fabricación competitiva de los VCA.

En el audio profesional, las especificaciones que se necesitan para el VCA son considerables: el ruido, el ancho de banda y la distorsión, deben ser comparables con las de los mejores amplificadores

operacionales, al tiempo que el VCA debe permitir la función añadida del control de ganancia.

También deben satisfacer las necesidades de una calibración precisa, repetitividad e insensibilidad a la temperatura.

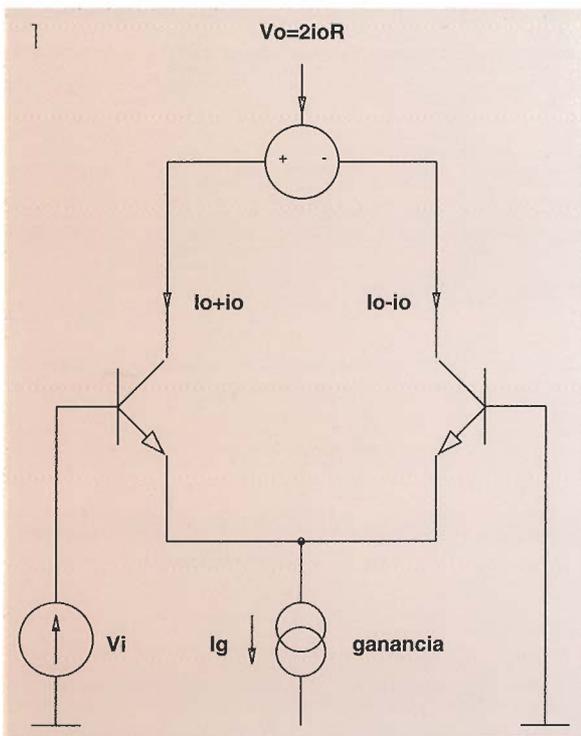
Se deben considerar solamente soluciones electrónicas basadas en la tecnología bipolar, ya que se ha logrado depurar mucho estas técnicas. Las redes motorizadas y de conmutación de precisión, aunque alcanzan unas buenas prestaciones, suelen ser demasiado caras y voluminosas para muchas aplicaciones.

En la Fig. 1 se puede ver una celda VCA básica, pero no ideal. El circuito está formado por dos transistores en configuración diferencial con el colector común («long tail»), donde la ganancia se controla por la corriente de colector $2I_g$. La señal de entrada V_i se atenúa por la red de resistencias R_1, R_2 para producir una tensión interbase V_{bb} que se limita a unos pocos milivoltios.

Inevitablemente, esto limita la relación señal/ruido (SNR). La tensión de salida V_o se deriva utilizando un amplificador diferencial de transresistencia trabajando con corrientes de colector de T_1, T_2 tales que:

$$V_o = R(i_{e1} - i_{e2}) = 2Ri$$

En este ejemplo, i es la corriente de la señal de colector que también circula a través de cada unión base-emisor, donde el proceso diferencial,



en asociación con dos transistores amplificadores, esencialmente idénticos, pero excitados de forma diferencial (T_1, T_2), es imprescindible para muchos circuitos VCA.

En el corazón de las ecuaciones de diseño de los sistemas VCA, se encuentra la relación logarítmica entre la corriente del emisor I_E y el voltaje base-emisor V_{BE} .

$$V_{BE} = \frac{K_T}{q} \ln \left[\frac{I_E}{I_S} \right] \quad \dots 1$$

En la que V_{BE} es el voltaje base-emisor; I_E es la corriente de emisor; K es la constante de Boltzman $1,38 \text{ E}23 \text{ J/}^\circ\text{Kelvin}$; T es la temperatura en grados Kelvin; q es la carga de un electrón, $1,602 \text{ E-19}$ culombios e I_S es la corriente de saturación.

Aunque esta ecuación no utiliza varios parámetros que se encuentran en modelos de transistor de propósito general, de ningún modo compromete el objetivo al que se debería adherir un transistor, si ha de ser un candidato para un amplificador controlado por voltaje.

En otras palabras, la ley logarítmica es el elemento paramétrico clave. En la práctica, aunque la ecuación 1 es una simplificación, se puede aproximar con la selección adecuada del transistor, la polarización adecuada y minimizando la contribución de las pendientes de impedancia.

La célula básica de la Fig. 1 incluye un cierto número de detalles estructurales que se necesitan para el VCA.

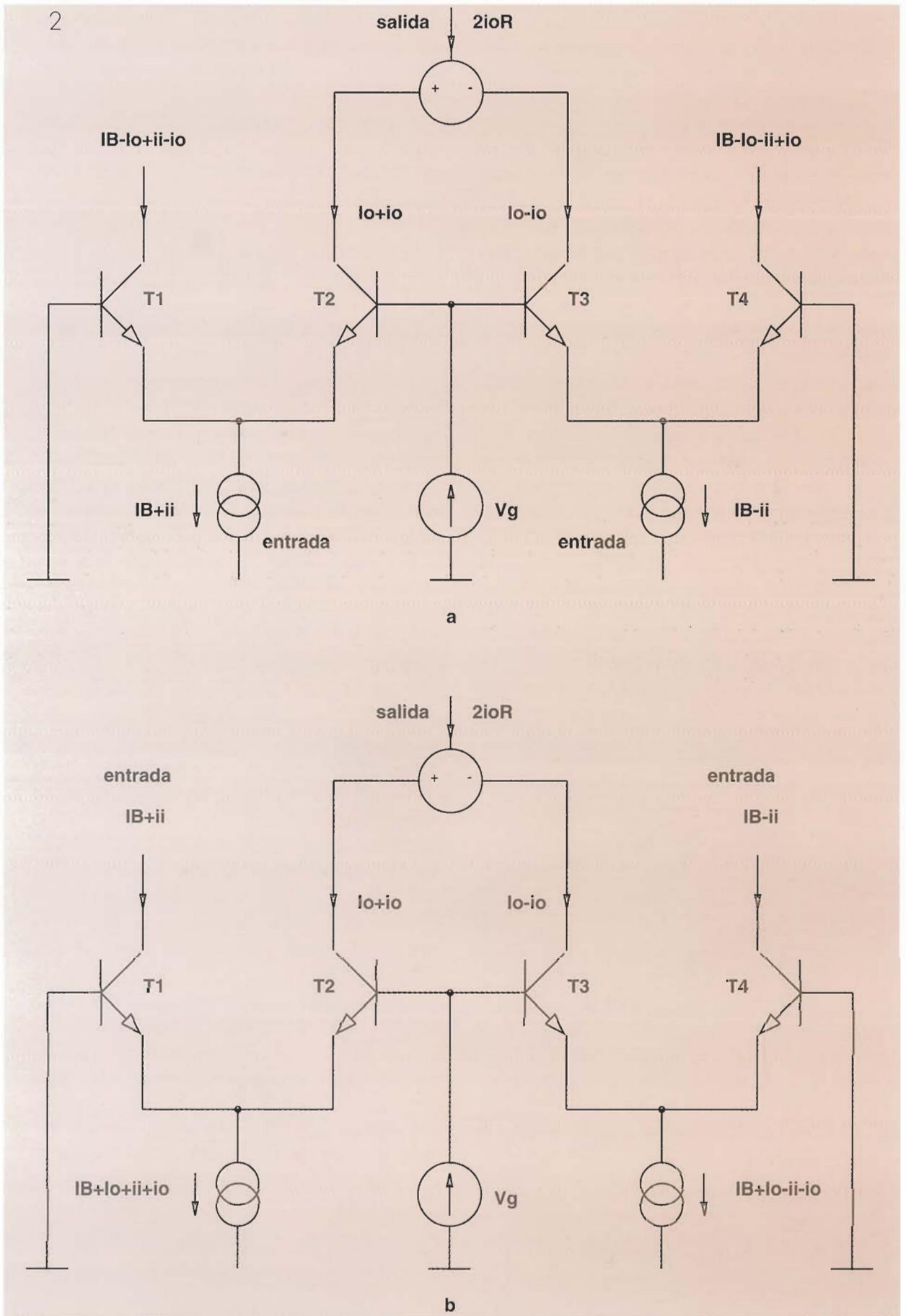
En el modo de funcionamiento actual, no es todavía un candidato aceptable pero, a pesar de ello, puede ofrecer un entendimiento básico del funcionamiento de un VCA. Un atributo positivo de la celda es el circuito diferencia de salida, el cual implica que la señal de salida es función de la diferencia de V_{BE1} y V_{BE2} .

Esta posibilidad no solamente compensa la tensión de desplazamiento de la base-emisor de un único transistor, sino que, para transistores perfectamente ajustados, elimina la dependencia de la corriente de saturación I_S , que es un parámetro de los transistores extremadamente sensible a la temperatura. Utilizando la ecuación 1 y suponiendo el mismo valor de I_S para T_1 y T_2 :

$$V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}} \quad \dots 2$$

1.- Circuito de ganancia básico de dos transistores "par de emisor común". El símbolo circular en el circuito de colector representa un amplificador de transresistencia diferencial, donde la tensión de salida responde a las diferencia en la corriente de entrada.

2.- Dos celdas de división de corriente controladas de forma diferencial con entradas aplicadas a los emisores (Fig. 2a) y a los colectores (Fig. 2b)



La célula de dos transistores permanece todavía dependiendo de la temperatura, ya que T (en grados Kelvin) continúa apareciendo en la fórmula; aunque, con unos órdenes de magnitud mucho menos problemáticos que con la variación de temperatura de I_S . La incorporación de transistores que se encuentran igualados en parámetros y térmicamente es, por lo tanto, la segunda clave del diseño de los VCA. Son necesarios arrays monolíticos, que poseen transistores con una tolerancia geométrica precisa y proximidad del dispositivo, fabricados en un sustrato común para facilitar el funcionamiento isotérmico.

Desgraciadamente, cuando el circuito de la Fig. 1 es controlado por la base como un amplificador diferencial, tal que $I_{E1}=I_g+i$ e $I_{E2}=I_g-i$, la ecuación 2 muestra una relación no lineal entre la corriente de la señal de salida y el voltaje interbase $V_{BE1}-V_{BE2}$. Realmente, si r_{e1} , r_{e2} son las pendientes de resistencia V_{BE}/I_E para pequeña señal de $T1$, $T2$, cuando se utiliza la teoría del transistor amplificador, se puede ver:

$$V_{BE1}-V_{BE2}=i(r_{e1}+r_{e2})$$

donde

$$r_{e1}=\frac{KT}{q(I_g+i)}, \quad r_{e2}=\frac{KT}{q(I_g-i)} \quad \dots 3$$

de donde se deduce que la transconductancia g_m de la celda solamente es lineal cuando $i < I_g$,

$$g_m=(2q/kT)I_g$$

lo cual es una restricción severa al rango dinámico. La expresión para una pequeña señal de g_m , revela una ganancia proporcional a I_g , γ , como $I_g > 0$, la célula de la Fig. 1 puede formar la base del multiplicador de dos cuadrantes. Controlando la corriente del emisor, se establece la pendiente de resistencia adecuada I_E/V_{BE} , lo cual programa la transconductancia de la celda.

Sin embargo, para que funcione de forma correcta el VCA, se debe solucionar el problema de la no linealidad para obtener una distorsión y SNR aceptables. Es posible presentar una serie de

variantes topológicas, las cuales se pueden asociar a la siguiente familia de leyes de ganancia:

- Ley de ganancia pseudologarítmica, pero con ganancia máxima de una unidad.
- Ley de ganancia logarítmica con posibilidad de ganancia > 1
- Ley de ganancia lineal pero con ganancia máxima de una unidad.
- Ley de ganancia lineal verdadera con capacidad de ganancia > 1 .

Se podrá ver que los grupos a y b son variaciones de la Fig. 1 pero incorporan celdas duales de transistores, dos celdas de transistores donde las tensiones de base de cada par suman un voltaje constante, mientras que los tipos c y d utilizan 4 transistores con $V_{BE}=0$ proporcionando, en teoría, independencia de la temperatura. También se mostrará la forma en la que una topología totalmente complementaria resuelve el problema de la absorción de polarización y simplifica el diseño del circuito de entrada y de salida.

Celdas básicas de dos transistores

Aunque la topología de la Fig. 1 es no lineal, se puede volver lineal mediante el cambio de los papeles de la señal y del control de ganancia. Si el voltaje interbase es el adecuado a un voltaje de control de ganancia V_g tal que:

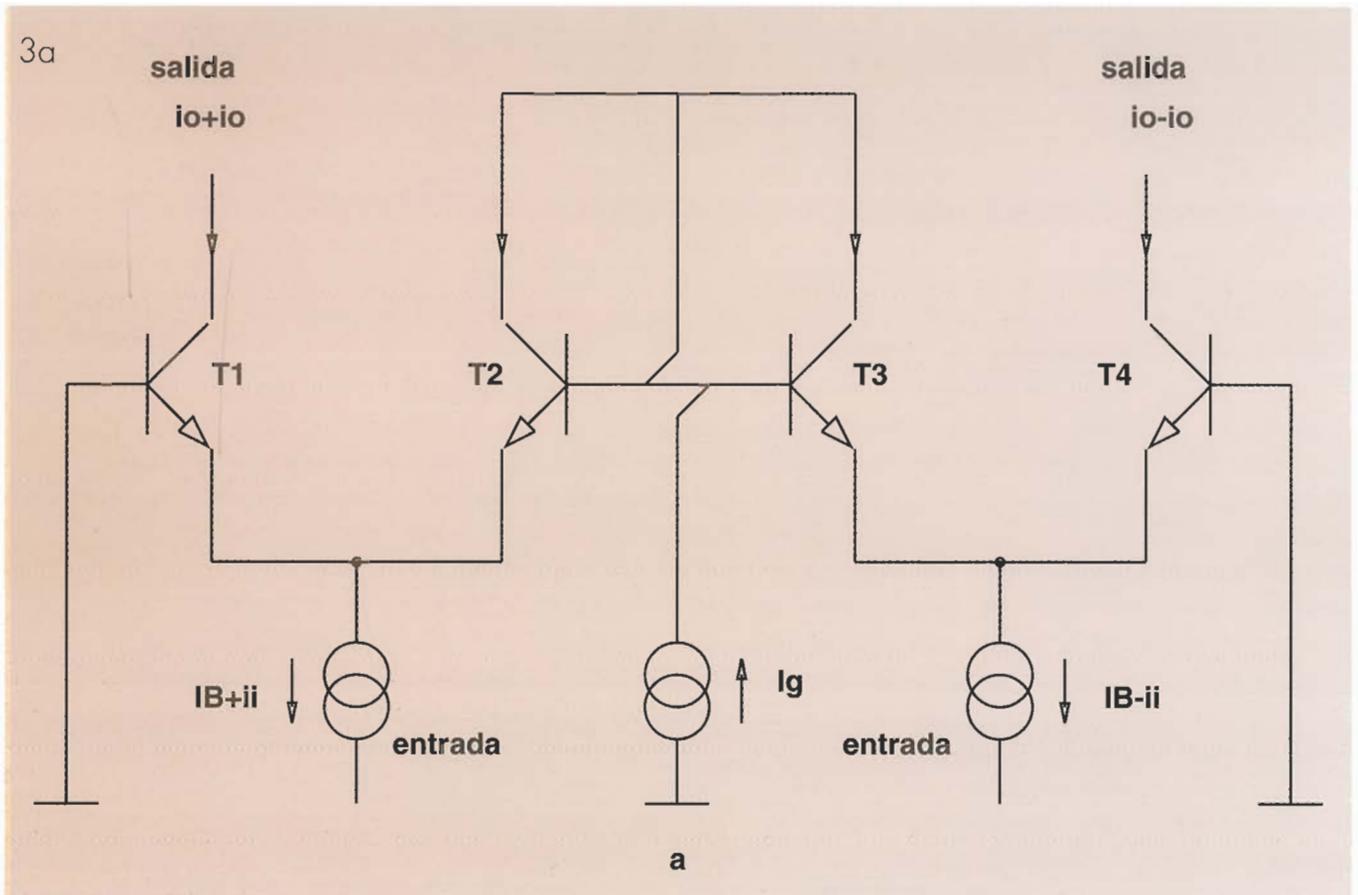
$$V_g=V_{BE1}-V_{BE2}$$

entonces, modificando la ecuación 2,

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{qV_g}{e^{KT}} = \gamma$$

en la que γ es un parámetro de ganancia que incorpora una ley exponencial. Este es un resultado muy útil, especialmente donde se necesita una ley de control de ganancia en decibelios, tal como:

$$\text{ganancia (dB)}=20\log_{10}(\gamma)$$



3a. - Celda de ganancia con corriente mantenida por Hawksford.

entonces,

$$\text{ganancia (dB)} = \left[\frac{20q}{KT \ln(10)} \right] V_g$$

La expresión para muestra que una tensión interbase constante (y una temperatura estrictamente fija) produce una relación de división de corriente constante entre T₁ y T₂, incluso para unas grandes señales de entrada, haciendo que los transistores muestren una buena conformidad logarítmica I_E/V_{BE} sobre el rango de trabajo de las corrientes de emisor.

La Fig. 2 ilustra los dos métodos de lograr esta relación de división de corriente constante en un VCA que depende del primer nodo para la corriente de entrada.

Es más, para permitir el funcionamiento bipolar (como $I_i > 0$) se necesitan dos extensiones al sistema: primeramente se sobrepone una corriente de polarización constante I_B a la corriente de la señal de entrada para permitir que la componente de la señal sea negativa y, en segundo lugar, se

añade de nuevo una celda de dos transistores idéntica, con una corriente de polarización I_B pero ahora con la corriente de la señal de polaridad invertida.

La señal de salida se deriva entonces como una función de las ganancias de la corriente de salida de la celda, utilizando un amplificador diferencial de transresistencia el cual cancela de forma simultánea las componentes de salida de la polarización y también evita la realimentación del control de ganancia bajo una simetría perfecta.

Por lo tanto, utilizando la notación en uso en la Fig. 2 y el resultado $I_{E1}/I_{E2} = \gamma$ entonces para la Fig. 2a

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{2\gamma}{1+\gamma}$$

y para la Fig. 2b

$$\frac{i_o}{i_i} = \gamma \quad (\text{ley logarítmica verdadera}).$$

La celda de ganancia de la Fig. 2a produce una ley pseudologarítmica que se aproxima a una ganancia máxima de una unidad; una observación real del circuito muestra que cuando V_g aumenta, T2 y T3 se convierten en etapas de base común ofreciendo un ancho de banda excelente y unas buenas características de distorsión.

La celda de la Fig. 2.b tiene una ley logarítmica verdadera junto con una ganancia en corriente >1 , aunque hay una complicación adicional al forzar las corrientes de T1 y T2 para que sean iguales a las corrientes de entrada I_{B+i} I_{B-i} . Esto se puede resolver utilizando el montaje de la Fig. 2c, donde se incluye un amplificador operacional de precisión en un sistema de realimentación para ajustar la corriente de colector hasta que se establezca la corriente de colector deseada.

la celda se convierte, en teoría, en insensible a la temperatura.

La ley de ganancia también se puede hacer desde logarítmica a lineal. Como ejemplo, en la Fig. 3 se muestra una nueva disposición donde la señal de control de ganancia es ahora una corriente I_g . Utilizando el resultado $V_{BE2}+V_{BE3}-V_{BE4}=0$, y usando la notación de las corrientes de transistor, se puede ver que:

$$\frac{i_o}{i_i} = 1 - \frac{I_g}{2I_B}$$

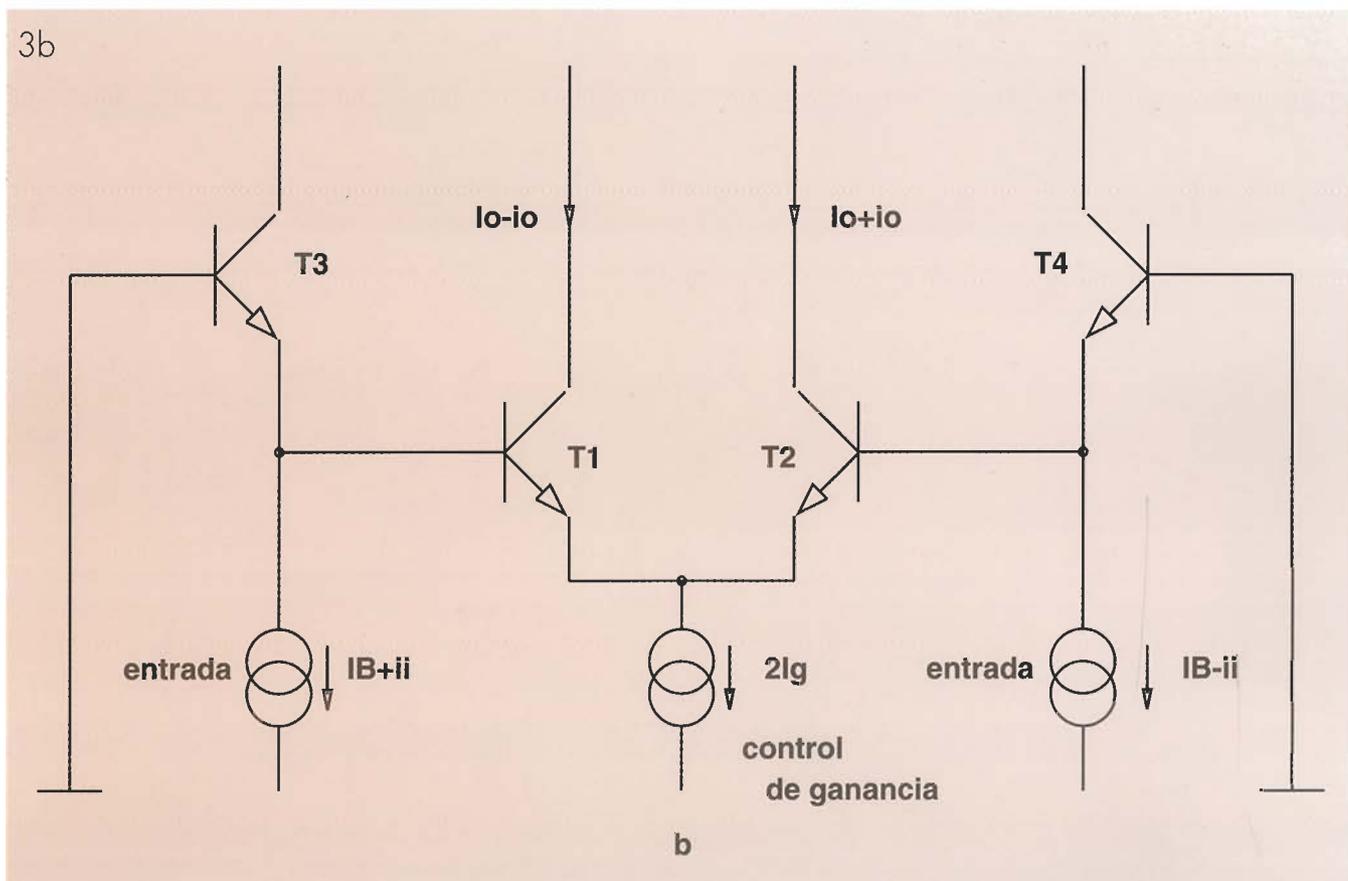
Aunque la ganancia es proporcional a I_g , se tiene la restricción que $0 < I_g < 2I_B$, ya que la ganancia máxima es la unidad, para los transistores T1 y T4, como ocurre con la topología de la Fig. 2a, funcionando como etapas con la base a masa y proporcionando una linealidad excelente.

Una celda de cuatro transistores alternativa, con una baja sensibilidad a la temperatura, de nuevo utiliza el principio de la suma de las $V_{BE}=0$, pero permite una ganancia en corriente superior a 1. Esta celda se puede considerar

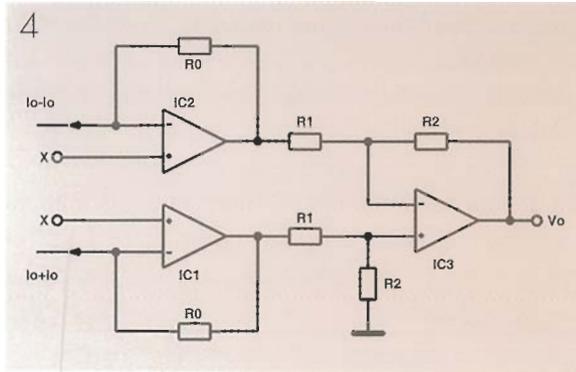
3b.- Celda de cuatro transistores por Gilbert, con ley de ganancia lineal y con capacidad de ganancia de corriente >1 .

Celdas básicas de cuatro transistores

El uso de celdas de cuatro transistores, en las que $V_{BE}=0$, permite que se cancele el término kT/q y



4.- Etapa de salida de transresistencia diferencial.



como una extensión de la topología de la Fig. 1, en la que los transistores adicionales T3 y T4 predistorcionan de forma efectiva la señal de entrada aplicada a T1 y T2 para lograr la linealidad en conjunto.

Aunque el proceso de linealidad se puede explicar considerando la interacción de las pendientes de resistencia I_E/V_{BE} del transistor, es simple demostrarlo mediante el análisis. A partir de la condición

$$V_{BE1} - V_{BE2} + V_{BE3} - V_{BE4} = 0$$

y utilizando la ecuación 1,

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{I_{E4}}{I_{E3}}$$

cuando se sustituyen las corrientes adecuadas, se tiene que:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{I_g}{2B}$$

Características de ruido de la celda

Aunque se ha demostrado la forma en que se puede hacer lineal la ganancia de una celda para trabajar sobre un amplio rango de señales de corriente, es de análoga importancia el ruido de la celda. De forma ideal, tendría que aproximarse al de los mejores amplificadores operacionales y no debería mostrar una modulación de ruido signi-

ficativa con cualquier nivel de control de ganancia o de señal.

Los componentes de ruido en la señal de salida aumentan desde la celda de ganancia y desde la circuitería de acondicionamiento de la señal asociada. El examen de todas las topologías que se muestran revela en su núcleo un amplificador diferencial sin degeneración local de emisor.

Esto significa que las fuentes de ruido internas de cada transistor pueden experimentar una amplificación significativa.

Debido a que el factor de amplificación de ruido, así como las fuentes reales de ruido, dependen tanto de la ganancia como del estado de la polarización de la celda, es frecuente que el ruido de salida varíe en función de la ganancia y del nivel de la señal. Esto produce ruido de modulación, donde el ruido máximo de salida puede no producirse a la ganancia máxima, dependiendo de la topología (en la práctica las celdas que ofrecen como ganancia máxima la unidad también presentan un bajo ruido a la ganancia unidad).

La linealidad de la celda de ganancia resulta crucial para obtener una relación señal ruido aceptable (SNR), por lo que es importante seleccionar los transistores, no solo con respecto a su ajuste paramétrico sino también por sus características de ruido.

Sin embargo, la contribución del ruido de la circuitería asociada no se debe olvidar, ya que frecuentemente representa un límite en la característica de ruido absoluto.

No hay espacio en el presente artículo para hacer justicia al tema del ruido de los VCA, pero un ejemplo puede ilustrar algunos de los problemas de diseño que se encuentran normalmente. La circuitería VCA se puede subdividir en cuatro áreas principales:

- Amplificador de transconductancia de entrada, frecuentemente con terminación simple para la transformación diferencial.
- Topología de la celda de ganancia.
- Amplificador de salida diferencial de transresistencia.
- Condicionamiento de control de ganancia de la señal.

Considerando la etapa de salida diferencial, que se muestra en la Fig. 4, que tiene tres amplificadores y cada uno de ellos introduce ruido,

vemos que IC_1 e IC_2 son etapas de transresistencia que convierten la corriente de salida de las celdas de ganancia a voltajes, mientras que mantienen de forma simultánea una tensión de colector bien definida. La resistencia R_0 debe llevar una corriente de $2I_0$, por lo que se necesita una alimentación positiva $> 2 I_0 R_0$, como mínimo. Si IC_1 e IC_2 tienen unas corrientes de ruido de entrada despreciables, entonces el voltaje medio cuadrático de ruido de salida de esta celda es $e_n^2 + 4KTR_0F$ y la potencia de señal es $(i_0R)^2$. La mejor SNR se logra, por lo tanto, cuando $4KTR_0F > e_n^2$.

La segunda etapa IC_3 convierte la señal diferencial de IC_1 e IC_2 a un modo de terminación simple, por lo que si la ganancia diferencial es igual a 1 (es decir, $R_2=R_1$), entonces el ruido de salida de este amplificador es de 6 dB por encima del ruido de salida de IC_3 . En el contexto de un VCA de ganancia unidad, esto puede representar una reducción inaceptable de las prestaciones de ruido.

Hay problemas claros asociados con el uso de demasiadas etapas amplificadoras en cascada, incluyendo el de absorber las corrientes de polarización de salida de la celda de ganancia. Estos problemas también se extienden a la etapa de entrada, especialmente si se requiere el funcionamiento más típico de terminación simple.

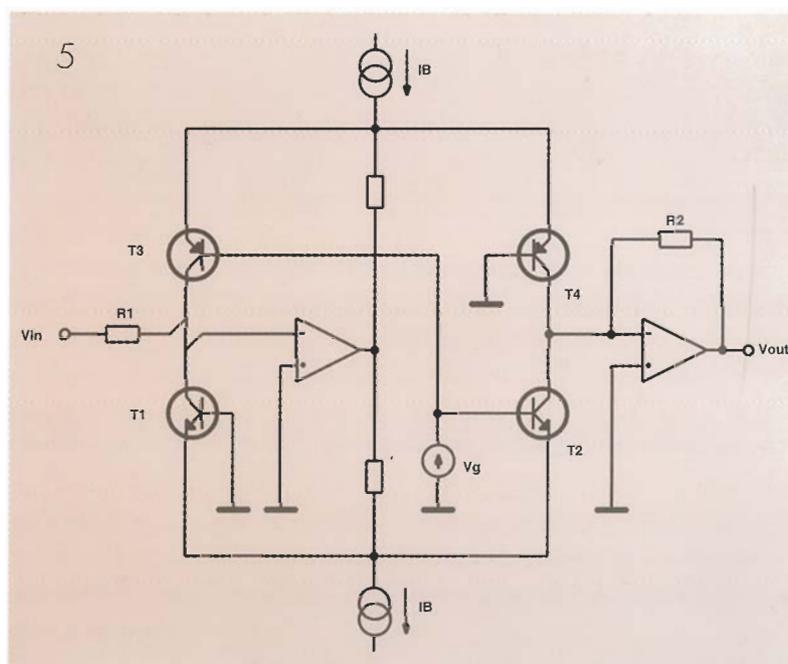
Todos los circuitos considerados anteriormente son no complementarios y son necesarios sistemas de polarización no simétricos para funcionar. Las celdas deben estar suspendidas en un entorno eléctrico bien definido, tanto para mantener la polarización adecuada como para minimizar los voltajes colector-base y sus variaciones. Esto reduce el calentamiento de la unión y evita que el parámetro de la pendiente de impedancia del transistor produzca distorsión. Debido a ello, es una práctica común hacer V_{CB} aproximadamente igual a 0 V y se intenta mantener esta tensión constante con las variaciones de corriente de la señal. Por ejemplo, el uso de resistencias de

colector en los transistores de salida de la celda de ganancia podría ser una solución pobre ya que cabría la posibilidad de producir grandes cambios en las tensiones de colector-base.

Una solución a estos problemas es introducir cierta topología complementaria, utilizando transistores NPN y PNP igualados con precisión y fabricados sobre un substrato común. En la Fig. 5 se puede ver una configuración.

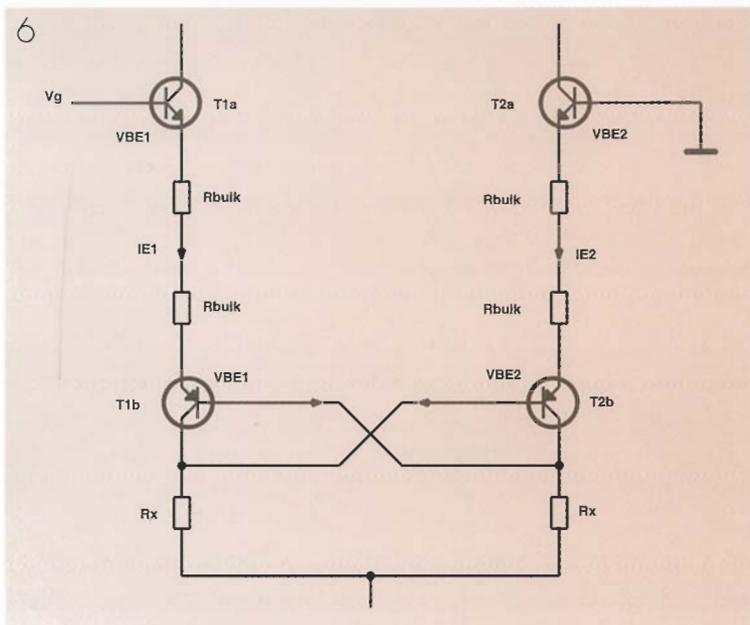
Para entender el funcionamiento de este circuito se puede comparar con el de T_1 y T_2 , en la Fig. 2a, los cuales siguen una ley de ganancia logarítmica. Entonces, se girará de abajo a arriba el circuito y se sustituirán los dispositivos PNP, es decir, formando un circuito similar, aunque complementario, que ahora puede absorber las corrientes de polarización de T_1 y T_2 , ya que la polarización de T_3 , T_4 y la de T_1 , T_2 es prácticamente la misma.

El amplificador de transconductancia de entrada IC_1 se encuentra virtualmente en funcionamiento de tierra virtual, poniendo los colectores de T_1 y T_3 a aproximadamente cero voltios, como lo hace el amplificador de transresistencia IC_2 para los colectores de T_2 y T_4 . La corriente de la señal que entra en R_1 se mantiene entonces, mediante el control de realimentación, de forma simétrica en los colectores de T_1 y T_3 , mientras que la corriente de salida de T_2 y T_4 fluye a través del amplificador de transresistencia IC_3 a R_2 .



5.- Celda de ganancia dbx básica con circuitería de soporte.

6.- Celdas de división de corriente modificadas con circuitería de corrección de resistencia global. Se supone que todos los transistores son idénticos térmica y paramétrica-mente con una valor de beta idéntico y con una ganancia de corriente I_c/I_b .



La tensión de control V_g , la cual se aplica a los pares de transistores T_1, T_2 y T_3, T_4 , controla la división de corriente entre los colectores de T_1, T_3 y T_2, T_4 , lo cual determina la ganancia del sistema.

La ganancia en conjunto del VCA es, por lo tanto,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_1} \gamma$$

La topología de la Fig. 5 resulta más elegante y casi resuelve muchos problemas asociados a los VCA, al tiempo que reduce el número de amplificadores operacionales en cascada a solamente dos.

Si es necesario un funcionamiento diferencial se pueden utilizar dos sistemas VCA separados, aunque el seguimiento de la ganancia es muy grande.

El SNR depende principalmente de la celda de ganancia, del factor de carga de la celda (el cual es la relación de la corriente de la señal con la corriente de polarización) y del ruido del amplificador, por lo que se alcanza un compromiso entre la carga de la celda y los niveles de distorsión.

Se puede mejorar el funcionamiento colocando un cierto número de celdas en paralelo, aunque esta práctica es similar a la de incrementar el área de la unión.

Sin embargo, la principal limitación de prestacio-

nes es la resistencia global (óhmica) asociada con las células del transistor. Éstas, tienen grandes efectos, a elevadas corrientes de colector, cuando las pendientes de impedancia base-emisor (r_e) comienzan a ser pequeñas.

La resistencia global es la primera fuente de no linealidad en la celdas de ganancia, donde la presencia de resistencias globales de emisor y de base degradan la conformación logarítmica y añaden una tensión relacionada óhmicamente en serie con el dispositivo logarítmico ideal. La ecuación principal de la celda VCA se convierte en:

$$V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln \left[\frac{I_{E1}}{I_{E2}} \right] + (I_{E1} - I_{E2}) r_{global}$$

Por consiguiente, en una celda de división de corriente, el término $\ln[I_{E1}/I_{E2}]$ no se mantiene constante y la relación de división de corriente se convierte en dependiente de la señal, con lo que se introduce distorsión.

Sin embargo, existe un método de corrección de distorsión cuando se añade una tensión V a la tensión interbase para compensar el término $(I_{E1} - I_{E2})/r_{global}$. La naturaleza exacta de la corrección depende de la topología, pero se puede utilizar, en principio, con todas las celdas de ganancia que se han considerado en el presente artículo.

Por ello, mediante la estrategia dual de seleccionar arrays de transistores para tener una baja resistencia global (posiblemente utilizando transistores paralelos), y usando la "corrección de error por pérdidas óhmicas", la distorsión inherente se puede mantener a un nivel bajo sobre un rango de señal y de control de ganancia bastante amplio.

Para ilustrar un ejemplo de topología de corrección de distorsión, se puede considerar una adaptación de la célula básica de división de corriente de la Fig. 2a, como se muestra en la Fig. 6.

La topología modificada incluye las resistencias globales del transistor r_{global} y supone que todos los transistores se pueden igualar a los dispositivos NPN/PNP para que puedan ser complementarios. El significado de cancelar el efecto de la resistencia global se puede demostrar aplicando la ley de tensión de Kirchhoff, siendo:

$$V_g - V_{BE1} - 2I_{E1}r_{global} - V_{BE1} -$$

$$\left[I_{E2} - \frac{I_{E2}}{1 + \beta} + \frac{I_{E1}}{1 + \beta} \right] r_x +$$

$$\left[I_{E1} - \frac{I_{E1}}{1 + \beta} + \frac{I_{E1}}{1 + \beta} \right] r_x +$$

$$V_{BE2} + 2I_{E2}r_{global} + V_{BE2} = 0$$

Si la resistencia de colector r_x viene dada por:

$$r_x = \frac{2r_{global}}{1 - \frac{2}{1 + \beta}}$$

entonces

$$V_g = I(V_{BE1} - V_{BE2})$$

Esto es, cancelando la caída de tensión óhmica, las tensiones internas base-emisor se convierten directamente en equivalentes a la tensión de control de ganancia V_g , aunque ahora podemos observar un factor de 2 porque las uniones de $T_{1a,b}$ y $T_{2a,b}$ se encuentran en serie.

La topología modificada se puede aplicar sin problemas a otras formas de celdas de ganancia. Podría ser particularmente apropiada la forma complementaria para ser incluida en la celda dbx de la Fig. 5. De forma alternativa, se puede superimponer una suma ponderada de las señales de entrada y de salida a la señal del control de ganancia, permitiendo que la caída de tensión relacionada con la resistencia óhmica se cancele.

Conclusión

Nuestra explicación ha considerado un cierto número de factores que se encuentran en el diseño de VCA, en los que la importancia del comportamiento lineal y el reducido ruido se han enfatizado. Hemos mostrado que estas topologías complementarias, y de corrección de error para los efectos de las resistencias globales, también son herramientas efectivas para mejorar el sistema.

En la práctica, la mayoría de los VCA bipolares son variantes de las topologías que hemos presentado en el presente artículo; por ejemplo, la denominada "polarización de clase AB" es utilizada con el circuito de tipo complementario de dbx. Estas técnicas incrementan la distorsión pero pueden reducir el ruido, especialmente con bajos niveles de señal.

El mantenimiento de una reducida distorsión, a una elevada atenuación, también es muy importante cuando se pueden degradar las características debido a la falta de corriente del transistor y los componentes de señal en modo común dentro de la etapa de entrada diferencial.

Ciertamente se ha propuesto una topología de mantenimiento de corriente de dos etapas en donde se ha presentado una topología de circuito experimental. Debido a su estructura no complementaria, también es una buena muestra de los problemas que aparecen con los diseños de las fuentes de alimentación y del mantenimiento de unas características de bajo ruido.

La mayoría de los problemas en el diseño de los VCA se encuentran bien comprendidos en la actualidad, y la moderna fabricación puede lograr dispositivos de bajo coste con unas prestaciones aceptables.

Sin embargo, el balance de la tecnología está cambiando rápidamente con la aparición de sistemas avanzados y económicos de proceso digital. Aparte de algunos dispositivos especializados, los VCA analógicos están a punto de pasar rápidamente a los libros de historia. Incluso con los dispositivos más evolucionados todavía se tienen, y probablemente se continuará teniendo, unas deficiencias medibles.

S

ervocontrol de motores de CC

Los motores de paso a paso han sido los más utilizados en la mayoría de las aplicaciones de control de motores de precisión. Mediante el uso del LM628 para control, un motor de CC puede ser un sustituto adecuado para un motor de pasos, al tiempo que proporciona algunos beneficios adicionales.

El control de motores es un tema bastante tratado por las revistas especializadas en las aplicaciones del ordenador. Antiguamente, casi todos los esquemas de control de motores de las revistas utilizaban motores de paso a paso para el control de precisión. Aquí, vamos a presentar un método diferente para

este cometido, basándonos en la utilización del circuito integrado de control de motor de National LM628 para controlar un motor de CC. Con el LM628 se puede realizar el interfaz de un motor de CC con un microprocesador y comprobarlo con la misma facilidad que se controla un motor de pasos.

Motores de pasos frente a los motores de CC

Los motores de pasos son muy populares, por muchas y variadas razones: Resultan relativamente fáciles de conectar a un microprocesador. Son fáciles de manejar, a menos que se intente algo exótico, como micropasos mediante el software. Se pueden controlar en bucle abierto con una razonable cantidad de confianza, esto es, no necesitan transductor de posición para indicar al usuario lo que se han movido y el ángulo real del eje.

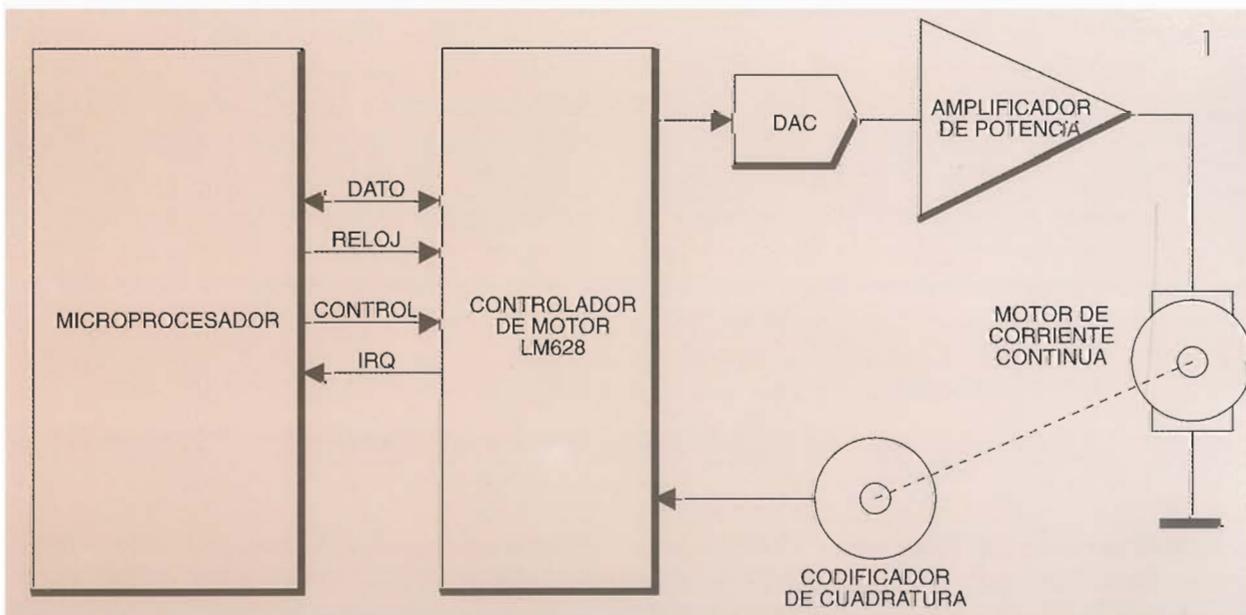
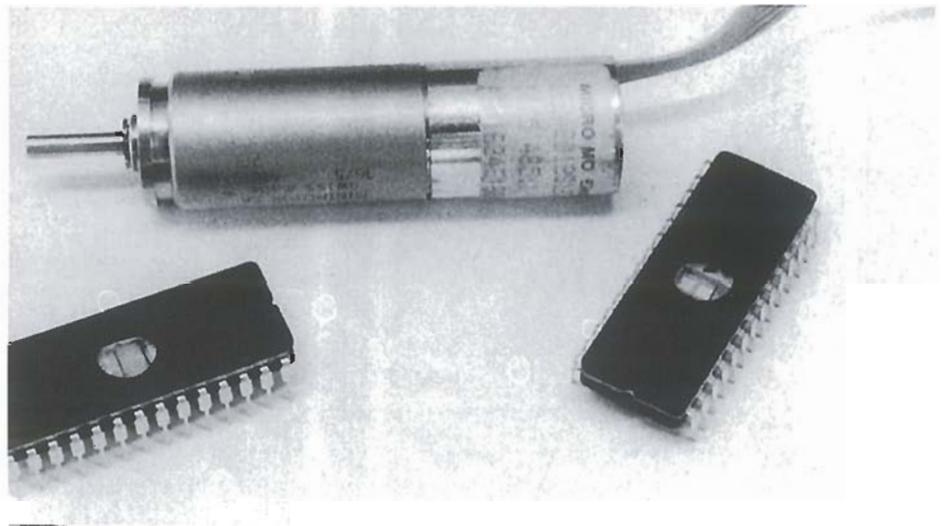
Los motores de paso tienen varias desventajas. En primer lugar, "saltan" de paso en paso, produciendo vibraciones que no son aceptables en algunas aplicaciones. Se pueden desplazar del paso bajo elevadas cargas inerciales, siempre que funcionen cerca del extremo superior de su margen de velocidades o cuando se aplica una torsión contraria. (Si se desplaza, de forma accidental, de su posición un motor paso a paso, por alguna de las causas anteriores, el controlador pierde el dato de la posición real y no será posible conocer el desplazamiento, a menos que se realice un índice de forma periódica de la carga). Los motores de paso también tienen unas velocidades superiores relati-

vamente bajas (200-400 revoluciones por minuto) y necesitan de elevadas corrientes incluso cuando se encuentran parados.

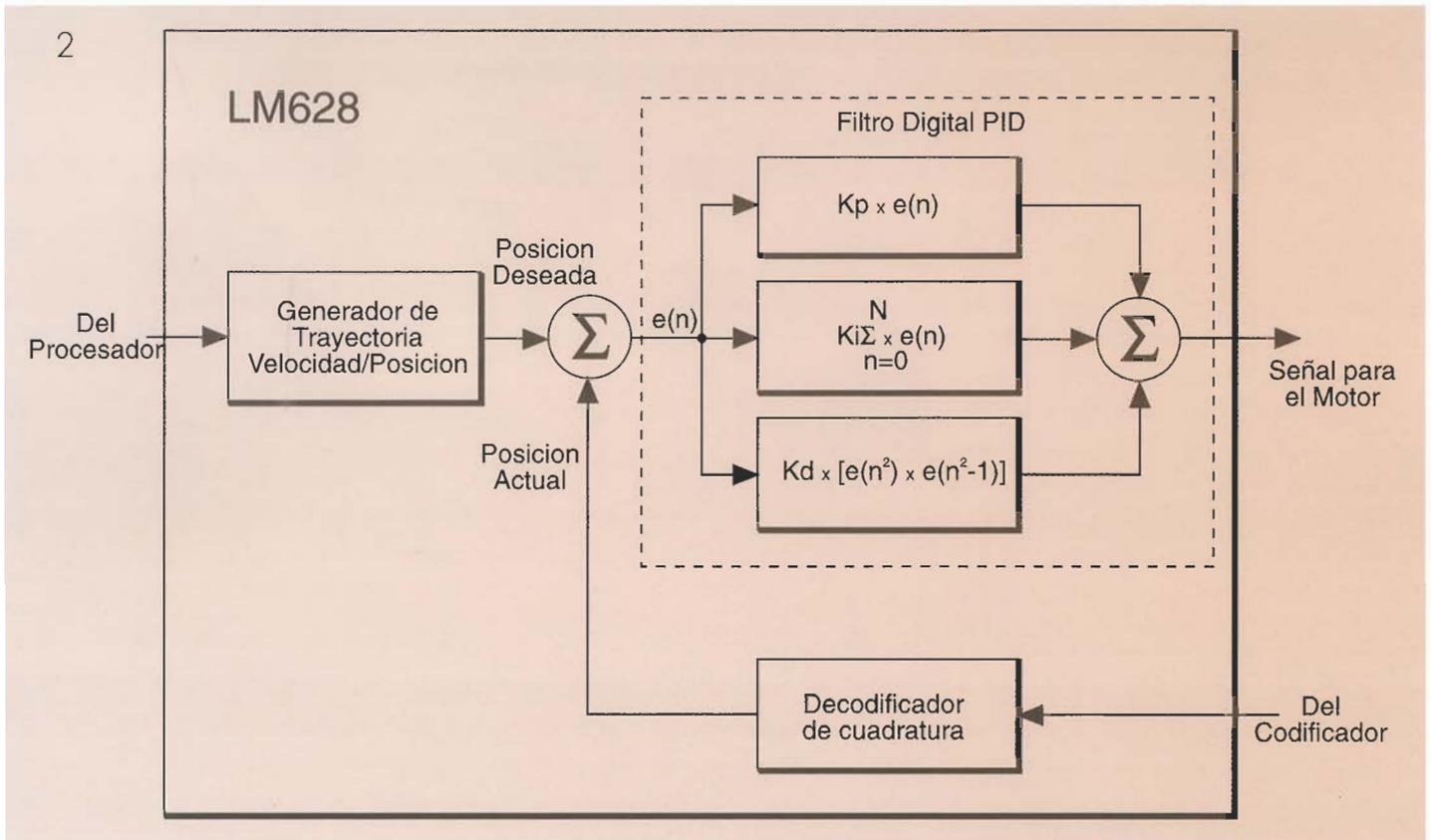
Un motor de CC es capaz de trabajar con velocidades de rotación mucho más elevadas. También trabajan con una mayor suavidad debido a que no se mueven en pasos discretos. Esto provoca un menor ruido electrónico y, en el caso de los motores de pasos, se tienen unos valores de torsión mucho mayores. Sin embargo, un motor paso a paso es más capaz de determinar y controlar la posición y la velocidad que un motor de CC. Un motor de CC necesita de un codificador de la posición del eje de rotación, u otro tipo de sensor externo, que se utiliza en las aplicaciones de montaje y requiere un sistema de control más avanzado que en el caso de un motor de pasos.

Utilizando el LM628, se pueden reducir los pro-

Foto 1.- El Micro-Mo 1624E01 es un ejemplo de un motor de CC que contiene un codificador de eje que resulta ideal para ser utilizado con el LM628.



1.- En una aplicación práctica del LM628, un convertidor D/A y un amplificador de potencia controlan al motor de CC, mientras que el codificador de eje dentro del motor proporciona una realimentación al LM628.



2.- El LM628 dispone en su interior de un filtro proporcional-derivada-integral, el cual descarga al procesador principal de una gran cantidad de trabajo dirigido a controlar el motor.

blemas de los motores de CC. El presente artículo muestra un simple interfaz de control para colocar y determinar la velocidad de un motor de CC.

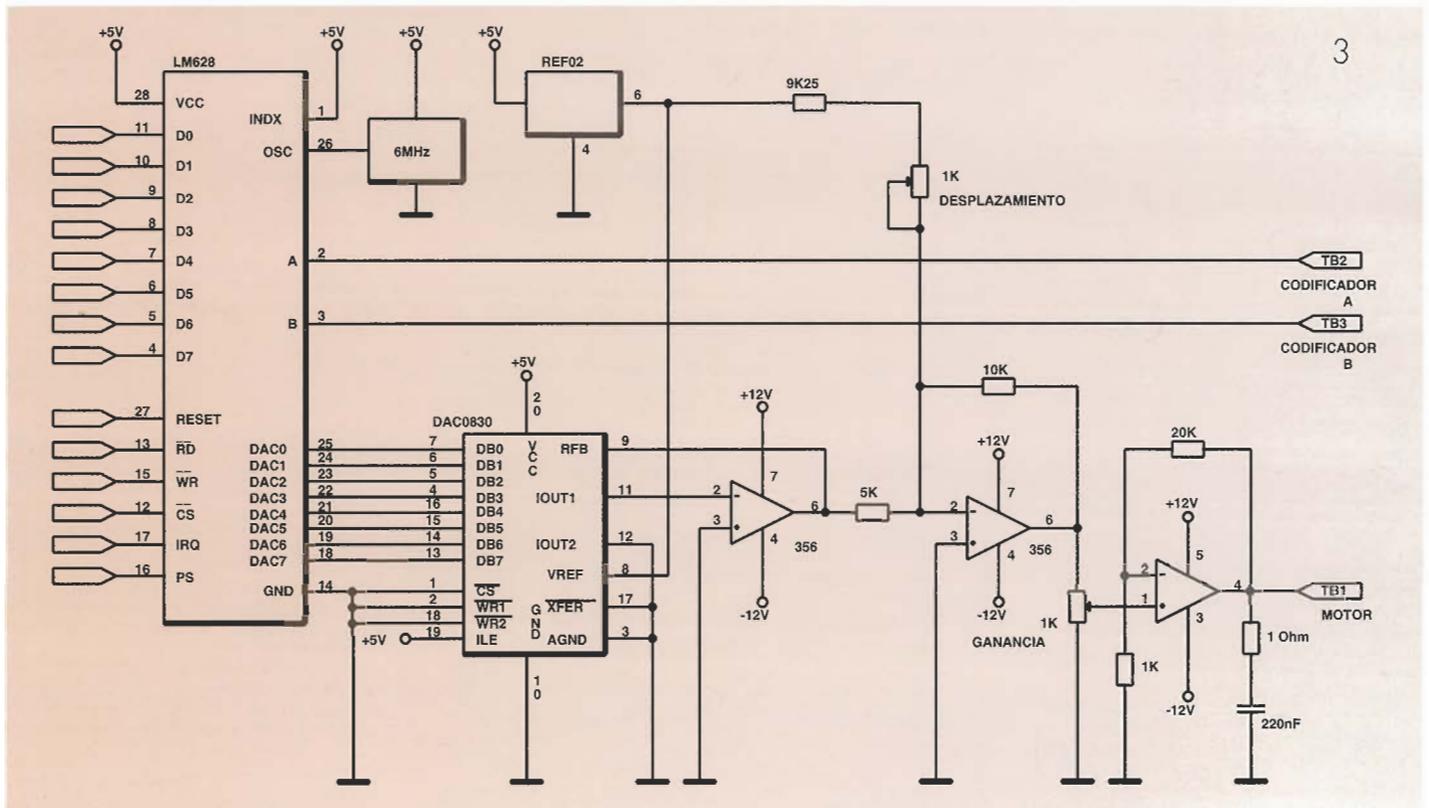
e | LM628 y LM629

El LM628 es un circuito integrado de proceso de control de movimiento fabricado por National Semiconductor. Está diseñado de forma específica para controlar una combinación de un motor de CC y un codificador en cuadratura. El LM628 es un dispositivo de salida analógica (contando con un convertidor D/A externo). National también fabrica el LM629, que es un dispositivo idéntico que tiene añadida una salida modulada en ancho de pulso (PWM). Por lo general, se utiliza el LM628, ya que es más fácil de depurar y ajustar en los tipos de sistemas que se fabrican normalmente. La versión con modulación de ancho de pulso de este componente se utiliza en las aplicaciones de elevada potencia o de alta eficacia. La Fig. 1 muestra el diagrama de bloques de un sistema LM628 típico. El LM628 se conecta direc-

tamente a un convertidor A/D, el cual se conecta, a su vez, a un amplificador de potencia. El convertidor A/D puede ser un modelo de entre 8 y 12 bits de resolución. La elección entre 8 ó 12 bits es una de aquellas cosas, tan personales como la religión o los interfaces gráficos controlados por ratón, que no parecen muy agradables ni fáciles de razonar. Si se utiliza un convertidor A/D de 8 bits se comprobará que funciona bien. Además, y por añadidura, el interfaz para un convertidor A/D de 12 bits es más complicado que en el caso del modelo de 8 bits ya que se necesitan cuatro bit de datos extra multiplexados con los 8 bits de datos básicos.

Un codificador en cuadratura, unido al eje del motor, se conecta directamente al LM628. Normalmente, los codificadores vienen conectados de fábrica en los motores de CC disponibles (véase la Foto 1 como ejemplo). También se puede conectar una señal de índice adicional al LM628 para indicar una posición "inicial".

El LM628 utiliza la realimentación de cuadratura para controlar la posición del motor. El LM628 funcionará en dos modos básicos (control de velocidad o de posición), esto es, de forma separada o al mismo tiempo. En el modo de control de posición, el usuario indica al LM628 el número de



cuentas codificadas que desea mover el motor (los pasos que tiene que dar). En el modo de control de velocidad, el usuario indica al LM628 la velocidad deseada para el motor. En los dos modos, el usuario puede programar las pendientes de aceleración y de deceleración, la velocidad máxima y PID (Constantes de filtro Proporcional-Integral-Derivada).

Modo de funcionamiento

La Fig. 2 es un diagrama de bloques funcional del LM628. Los componentes principales son el interfaz, el generador de trayectorias, el decodificador de posiciones y el procesador de filtro PID.

El interfaz con el ordenador de control sincroniza los comandos enviados por el ordenador de control para que se adapten a la velocidad del procesador interno del LM628. La Tabla 1 muestra el conjunto de comandos del LM628. El generador de trayectorias ajusta un perfil de movimiento deseado o trayectoria, ésta se construye utilizando el modo de control (posición o velocidad), las pendientes de aceleración y la velocidad máxima.

El decodificador de cuadratura permite el cálculo de la posición real del motor utilizando las entradas de cuadratura. La codificación de cuadratura utiliza dos trenes de impulsos fuera de fase, permitiendo que el LM628 detecte la dirección del movimiento así como la distancia angular que se ha desplazado.

La posición real del decodificador se suma con la posición deseada, la cual se obtiene del generador de trayectorias para producir un término de error que se aplica al procesador de filtro PID interno. La salida del filtro PID se coloca en las patillas de salida del convertidor D/A; los algoritmos PID se pueden encontrar explicados en muchos sitios, por lo que no se tratarán aquí.

Interfaz para microprocesador

El interfaz para el microprocesador del LM628 (Fig. 3) parece sencillo, pero en realidad no lo es tanto. Nuestra experiencia con los microprocesadores de National y los dispositivos de soporte nos enseña que cada uno de ellos tiene extrañas

3.- El LM628 dispone de un interfaz estándar para microprocesador (a la izquierda). El LM628 envía señales a un convertidor D/A para controlar el motor de CC, mientras que el codificador de eje

proporciona la realimentación de la posición del LM628. Se necesitan amplificadores de potencia externos para alimentar el motor.

Tabla 1.-El LM628 soporta un conjunto completo de comandos que hacen que el control de los motores de CC sea mucho más sencillo.

TABLA DE COMANDOS

Comando	Tipo	Descripción	Hex	Bytes	Nota
RESET	Inicializa	Reset de Dispositivo	00	0	1
PORT8	Inicializa	Salida de 8-bit	05	0	2
PORT12	Inicializa	Salida de 12-bit	06	0	2
DFH	Inicializa	Define posición inicial	02	0	1
SIP	Interrupción	Set posición de índice	03	0	1
LPEI	Interrupción	Interrupción en Error	1B	2	1
PLES	Interrupción	Parar en Error	1A	2	1
SBPA	Interrupción	Define Punto rup. absoluto	20	4	1
SBPR	Interrupción	Define Punto rup. relativo	21	4	1
MSKI	Interrupción	Interrupción enmascarable	1C	2	1
RSTI	Interrupción	Inicializa interrupciones	1D	2	1
LFIL	Filtro	Carga parámetros de filtro	1E	2-10	1
UDF	Filtro	Actualiza filtro	04	0	1
LTRJ	Trayectoria	Carga Trayectoria	1F	2-14	1
STT	Trayectoria	Inicia movimiento	01	0	3
RDSTAT	Informe	Lee byte de estado	—	1	1,4
RDSIGS	Informe	Lee registro de señal	0C	2	1
RDIP	Informe	Lee posición de índice	09	2	1
RDDP	Informe	Lee posición deseada	08	4	1
RDRP	Informe	Lee posición real	0A	4	1
RDDV	Informe	Lee velocidad deseada	07	4	1
RDRV	Informe	Lee velocidad real	0B	4	1
RDSUM	Informe	Lee suma de integración	0D	2	1

Nota 1: Comandos que pueden ejecutarse sobre la marcha.

Nota 2: Comandos que no se pueden ejecutar durante el movimiento.

Nota 3: Comandos que pueden ejecutarse durante el movimiento, si no cambia la aceleración.

Nota 4: Comandos que no necesitan código para leer directamente el registro de estado.

"manías" y el LM628 no es la excepción. La conexión básica utiliza ocho líneas de datos, controles de lectura y escritura, selección de circuito, elección de registro (AO), inicialización y una salida de interrupción. Las entradas de datos, selección de circuito y elección de registro son completamente, estándar, sin embargo no se utiliza la salida de interrupción.

Hay tres áreas de problemas potenciales cuando se realiza el interfaz con el dispositivo. En primer lugar, el circuito integrado mantiene registros activos en el bus de datos durante 180 ns después de que se desactive una instrucción *RD, lo cual puede interferir con los siguientes ciclos del bus en un sistema rápido.

En segundo lugar, los datos deberán permanecer estables al menos durante 50 ns antes de que se active un comando *WR. *WR debe estar activo durante 100 ns, como mínimo, y los datos deben mantenerse estables durante al menos 120 ns después de que se desactive una instrucción *WR. En tercer lugar, el pulso de inicialización ha de tener al menos una longitud de 1 ms. Las notas de aplicación también sugieren que la inicialización puede que se tenga que aplicar más de una vez si no se "coge" en la primera ocasión.

Hay que asegurarse de leer la hoja de datos con mucho cuidado. La primera vez que se utilizó este circuito integrado LM628 en un sistema no lo hici-

mos de este modo y, aunque se empleó un microprocesador de National, la temporización del bus era incompatible. Se solucionaron los problemas de *RD y *WR reemplazando el reloj del sistema de 16 MHz por otro de 4 MHz. (Afortunadamente, la carga del procesador era lo suficientemente baja como para soportar la menor capacidad de proceso).

Se puede solucionar esta incompatibilidad, de una forma más elegante y eficaz, logrando el ensanchamiento del pulso *WR mediante osciladores e insertando un buffer de bus, como el 74HC245, entre el LM628 y el bus de datos. También se consigue el mismo resultado si se conecta la patilla de inicialización al bit PIA adicional, de forma opuesta a la señal de INICIALIZACION del procesador, para así poder inicializar (y volver a inicializar) el LM628 cuando sea necesario.

Interfaz de motor

La conexión del motor y el codificador es sencilla. Se necesita un convertidor A/D para producir la tensión analógica a partir de las salidas digitales del LM628. Aquí, hemos elegido el DCA0830 y un par de amplificadores operacionales LM356 para este cometido. En este punto, la salida es una tensión analógica que varía entre un valor positivo para el desplazamiento hacia adelante y un valor negativo para el desplazamiento hacia atrás. Los cero voltios se utilizan para la parada del motor.

Seguidamente, es necesario un amplificador de potencia. Por lo general, se utiliza un amplificador de potencia LM675 para esta etapa, pero este

LISTADO 1

```

/*-----
Rutinas de interfaz e inicialización del controlador de motor LM628
*/
/* Ejemplo de mapa de direcciones para el controlador LM628 */
#define CMD (* ((unsigned char *) 0x9000))
#define STATUS (* ((unsigned char *) 0x9000))
#define DATA (* ((unsigned char *) 0x9002))
/*-----
Escribe 16 bits de datos en el LM628, en el orden descrito
*/
write_data16(unsigned int d)
{
while (STATUS & 0x01)
;
DATA = (d >> 8) & 0xFF;
DATA = d & 0xFF;
}
/*-----
Escribe 8 bits de datos en el LM628
*/
write_data8(unsigned char c)
{
while (STATUS & 0x01)
;
DATA = c;
}

```

(continúa)

Listado 1.- Un programa en C que trabaje con el LM628 consiste principalmente en sentencias que envían comandos al circuito.

```

/*-----
Escribe un byte de comando en el LM628
*/
write_cmd(unsigned char d)
{
while (STATUS & 0x01);
CMD = d;
}
/*-----
Devuelve un dato de 8 bits desde el LM628
*/
unsigned char read_data8()
{
while (STATUS & 0x01);
return(DATA);
}
/*-----
Programa un simple filtro proporcional en el LM628
*/
NOLOCAL void setup_mc()
{
write_cmd(0x1E);      /* LFIL (Load Filter) */
write_data16(0x000F); /* máscara de parámetro */
write_data16(0x0100); /* Kp */
write_data16(0x0000); /* Ki */
write_data16(0x0100); /* Kd */
write_data16(0x7FFF); /* IL */
write_cmd(0x04);     /* UDF (UpDate Filter) */
}

```

(continua)

componente tiene una fastidiosa tendencia a oscilar cerca de la ganancia unitaria sin importar el tipo de compensación, puente, longitud de las líneas o planos de tierra que se utilicen. Para resolver este problema se puede atenuar la entrada mediante un factor de 20 y hacer que el LM675 funcione con una ganancia de 20. Aunque esta solución no sea exactamente un refinamiento de ingeniería, funciona de forma aceptable. Cuando se tiene el tiempo, y la dedicación necesaria, probablemente se intente seleccionar otro componente para este cometido.

Hay que recordar que los motores aparecen como una gran inducción para el amplificador de potencia. Es necesaria la utilización de diodos para alimentar las líneas de potencia para, así, proteger el amplificador de potencia. El LM675 dispone de estos diodos en su interior, pero es posible que otros circuitos integrados de amplificadores no los tengan.

Las salidas del codificador del motor deben conectarse directamente a las entradas de codificador del LM628. Si el codificador, u otros componentes del sistema, tienen una salida de pulso de índice, también se deberá conectar al LM628; de lo contrario, se conectará la entrada de pulso de índice a nivel alto.

estrategia
de programación

El LM628 necesita algunos ajustes antes de que pueda asumir el control del motor. El Listado 1 contiene algunas rutinas básicas en C, para realizar el interfaz con el LM628, y un ejemplo de inicialización que se ha tomado directamente de

alguno de los prototipos realizados. Las operaciones de programación básicas son simples, pero la decisión de lo que se desea programar en el chip resulta algo más complicado.

La mayoría de las personas que se dedican a la programación no tienen las bases teóricas de control (o conocimientos suficientemente buenos de las características físicas del sistema) como para determinar a priori los parámetros de filtro. Aunque, si se sabe algo sobre las transformadas de Laplace, y se tienen buenos datos sobre la carga inercial del sistema, se puede utilizar la aproximación analítica, como se verá más adelante.

Afortunadamente, no hay nada mágico en torno a los filtros PID. A menos que se estén diseñando controles de bomba para una máquina corazón-pulmón, la aproximación empírica funciona suficientemente bien, e incluso es más rápida que el método analítico. La diferencia se debe a que no resulta fácil conseguir datos precisos de la carga inercial del sistema, por lo que, de todos modos, se acaban rozando los parámetros analíticos.

Para ajustar el sistema de forma empírica se necesita un sistema físico funcional (es decir, un motor y una placa) conectada al controlador. Se comenzará por programar la trayectoria [3,4]. National recomienda comenzar con una ganancia proporcional muy baja ($K_p=1$) y cero en el término derivada e integral ($K_d=K_i=0$). Este ajuste permite verificar que la realimentación de fase es la correcta (de lo contrario, el sistema funcionará a toda velocidad o podrá oscilar). En nuestro caso, el software asume, de forma correcta, que el hardware se ha enganchado hacia atrás, aunque todavía necesita probarlo.

Una vez que el bucle de fase es el correcto, se colocará K_p a un valor de aproximadamente 20. Este ajuste proporcionará al sistema una respuesta de "muelle". El controlador mantendrá el eje del motor en su lugar. Si se desplaza el eje, el sistema aplicará una tensión creciente al motor para volver el eje a la posición inicial. Si el motor oscila o vibra cuando se intenta realizar este cambio, se desactivará K_p hasta que se pare.

Seguidamente, habrá que ajustar los valores de trayectoria. Se aumentará la aceleración y la velocidad y se proporcionarán comandos de pequeños movimientos al sistema. Se con-

trola la velocidad y posición, reales y deseadas, mediante la lectura de los registros del LM628 durante las fases de aceleración de velocidad constante del perfil de movimiento. Cuando los errores comienzan a aumentar, se han alcanzado los límites del sistema físico. Si los parámetros de velocidad y de aceleración se hacen demasiado elevados, surgirán problemas a la hora de ajustar los parámetros de filtro. Si son demasiado bajos, el sistema se convierte en "perezoso". La aceleración y la velocidad se encuentran relacionados, pero muestran alguna independencia, por lo que se ajustarán los valores de estos parámetros de forma individual.

Una vez fijados correctamente los parámetros de trayectoria, se puede comenzar por ajustar el filtro PID mediante la activación y aumento gradual del término proporcional K_p y del término derivada (K_d). Según se aumenta K_p , el motor comenzará a sobrepasar, y oscilar, en torno a la velocidad o posición final. Cuando ocurre esto, el valor K_p debe reducirse. El término derivada proporciona la ganancia relacionada con

**ANUNCIESE
POR
MODULOS**

**INFORMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE
PUBLICIDAD**

TLFNO. (91) 457 69 23

```

write_cmd(0x1F);          /* LTRJ (Load TRajjectory) */
write_data16(0x1828);     /* palabra de control, V y A */
write_data16(0x0001);     /* aceleración (32 bits) */
write_data16(0x0000);
write_data16(0x0000);     /* velocidad (32 bits) */
write_data16(0x0000);
write_cmd(0x01);         /* STT (STart Trajectory) */
}
/*-----
Rutina de inicialización como se recomienda en las notas de National
*/
NOLOCAL void
reset_mc()
{
    for (; ;) {          /* bucle hasta lograr el estado correcto */
        reset_port_p_bit(0); /* inicio de pulso reset usando la PIA */
        for (i=0;i<20;i++); /* esperando pulso min. duración */
        set_port_p_bit(0); /* fin del pulso de reset */
        for (i=0;i<1500;i++); /* pausa de 1 ms para reset interno */
        /* espera hasta que el estado tiene los bits 3 y 7 a uno */
        for (i=0;(i<30)&&((STATUS&0xBF)!=0x84);i++);
        if (i == 30)      /* tras 30 intentos circuito bloqueado */
            continue;    /* ... por ello intentar de nuevo */
        write_cmd(0x1D); /* RSTI (ReSeT Interrupts) */
        write_data16(0x0000);
        while (STATUS & 0x01); /* esperar hasta que no ocupado */
        if (STATUS == 0x80) /* buscar el estado correcto para salir */
            break;
    }
}

```

el cambio en error, teniendo el efecto de amortiguar la acción de muelle del término K_p . Cuando se comience a ajustar el término K_d , también se necesitará ajustar un intervalo de muestreo. Es posible que se alcance un punto en que el sistema no sea estable.

Los valores finales de K_p y de K_d son un compromiso entre el tiempo de respuesta y la estabilidad. Como extensión, también se deberían considerar la posición en el estado de reposo o el error de velocidad, aunque el término integral, K_i , se utiliza para controlar estos elementos.

El término de integración elimina cualquier error en el estado de reposo. Se introduce un límite de integración (I_i) con K_i y, entonces, unos valores de K_i demasiado elevados disminuirán la estabilidad. Los valores demasiado bajos tienen poco efecto retardado sobre el error de estado en reposo. A menos que sea importante lograr un error en esta-

do de reposo muy bajo para el sistema que se esté realizando, es seguro que el término integral se podrá ignorar.

Otras fuentes

Además de las lógicas hojas de datos para el componente se necesitan, realmente, otras fuentes de información. El aumento de las posibilidades de consulta normalmente requiere algo de tiempo y trabajo. Si se realiza esta inversión en particular, se dispondrá de un circuito integrado que presenta una alternativa a los esquemas de control de motor del pasado. Cuando se está trabajando con aplicaciones que necesitan de un ajuste o montaje de precisión, no hay nada mejor que tener una opción en lo que respecta a la elección de los motores.