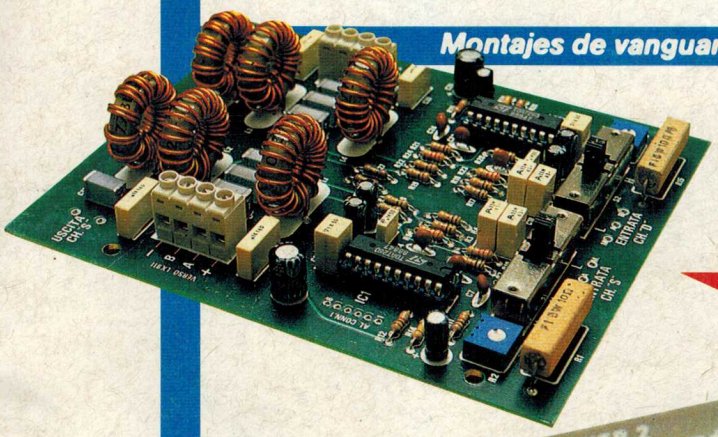
AÑO VI. N.° 69

NUEVA

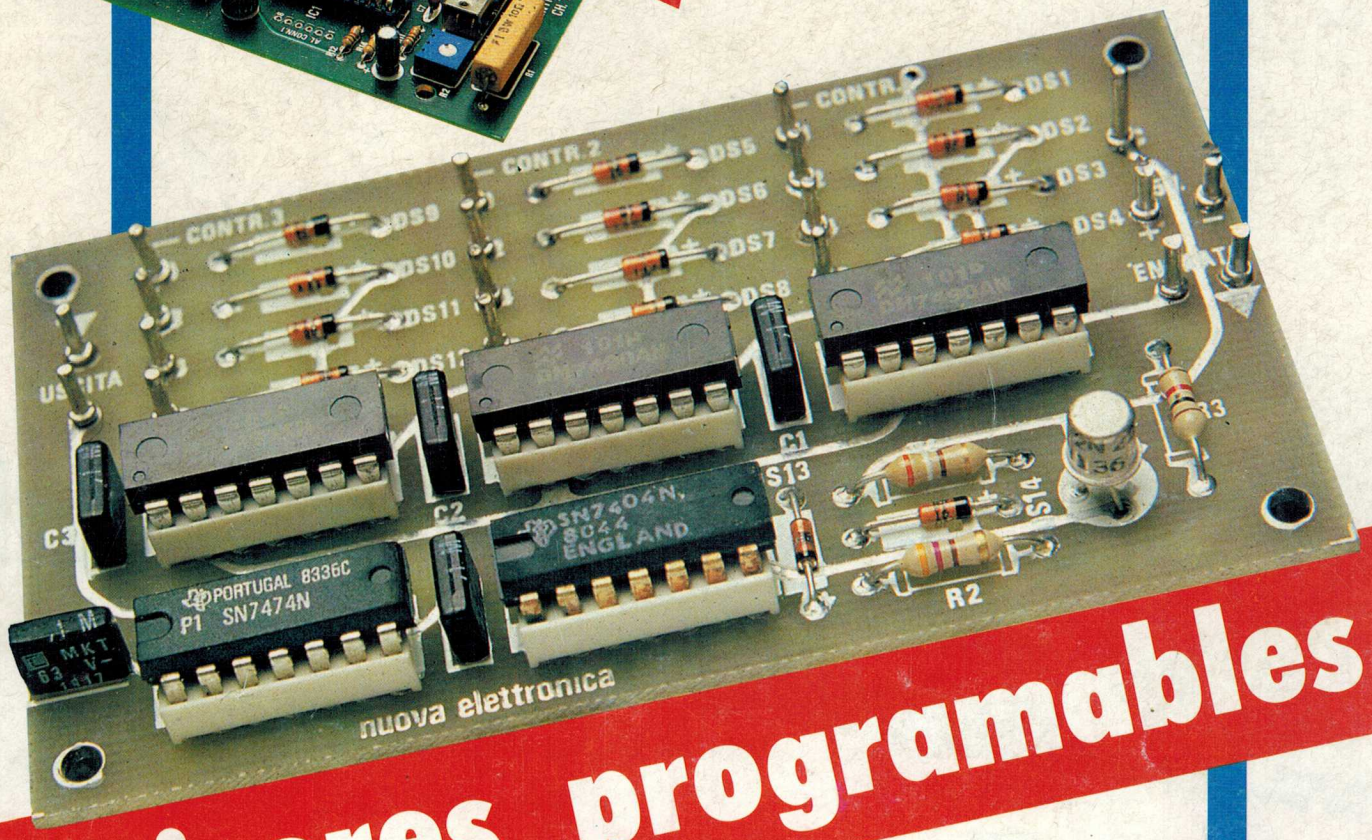
Electrónica

AÑO VI. N.° 69
300 PTAS.

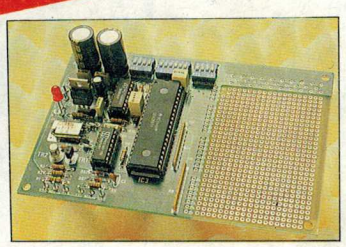
Montajes de vanguardia al alcance de todos



Booster para autorradio

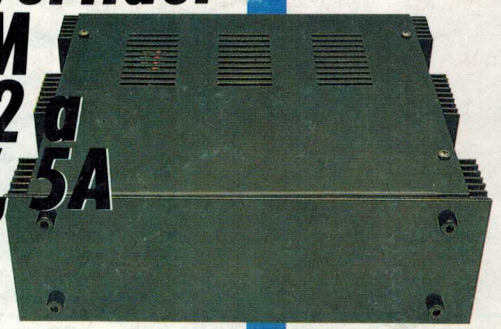


Divisores programables



Interface serie/paralelo

Convertidor PWM de 12 a 28V, 5A



rte

DIRECCION EDITORIAL
REDACCION
ADMINISTRACION
PUBLICIDAD
SUSCRIPCIONES
Comercial Electrónica RTE, S.A.
C/ Manuel Luna, 4
28020 Madrid
Tel.: 571 68 57 - 58 - 59
FAX: 270 70 75

DIRECTOR GENERAL:
Eugenio Páez García

DIRECTOR EDITORIAL:
Eugenio Páez Martín

DIRECTOR TECNICO:
Alfonso Fernández

MAQUETA:
Jaime González

TRADUCCION:
Ana María Marquez

FOTOGRAFIA:
Chema Sacristán

DISTRIBUCION:
Coedis, S.A.
Ctra. Nacional II, Km, 609,400
Molins del Rey
BARCELONA

FOTOCOMPOSICION:
Espacio y Punto, S.A.

DEPOSITO LEGAL:
M-18437-1983

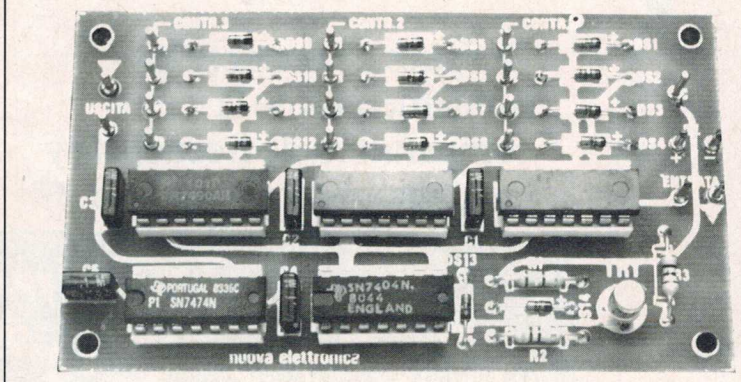
Representante para Argentina, Chile, Uruguay y Paraguay, Cía. Americana de Ediciones, S.R.L. Sud América, 1.532. Tel.: 221 24 64. 1209 BUENOS AIRES (Argentina)

Traducción en Lengua española de la revista «Nouva Elettronica», Italia.
DIRECTOR GENERAL:
Montuschi Giuseppe

N.° 69 - JUNIO, 1989
300 ptas. (Incluido IVA)
Canarias, Ceuta y Melilla
300 ptas. (Incluidos portes)

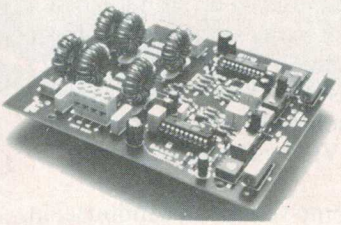
En este número

OSCILADORES A «PLL»: LOS DIVISORES PROGRAMABLES



Con estos circuitos, que muchos de nuestros lectores, ya habrán visto aplicados en algunos de nuestros proyectos, se consigue «enganchar» un oscilador «PLL» a múltiples frecuencias utilizando un único cuarzo. En este artículo os ofrecemos diferentes circuitos que os serán de gran utilidad.

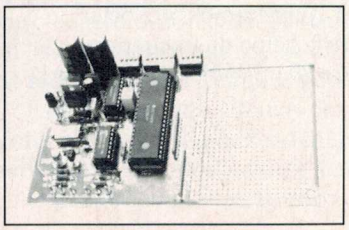
BOOSTER PARA AUTORRADIO



Con la modulación por ancho de impulso se pueden realizar amplificadores de potencia con rendimientos tan elevados que, a plena potencia, los finales se mantienen apenas templados. Os presentamos uno que tiene 64 watios eficaces por canal.

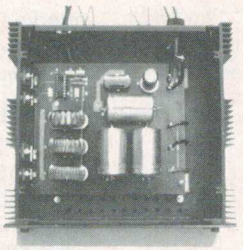
INTERFACE SERIE/PARALELO PARA ORDENADOR

En todos los ordenadores existe una salida «serie», que no todos consiguen aprovechar, al carecer de una interface adecuada, que reconvierta los datos transmitidos en una salida en paralelo. Esta os permitirá aplicaciones de gran interés.



CONVERTIDOR DE TENSION DE 12 A 28 VOLTIOS

Para alimentar el «booster» para autorradio que os presentamos en este número, se necesita una tensión de 28 voltios; teniendo en cuenta que la batería del coche proporciona una tensión de tan sólo 12,6 voltios, tendremos que montar un elevador de tensión. Este que os ofrecemos en «PWM» es una novedad.



SUMARIO

- La utilización de divisores programables en los osciladores a PLL, pág. 6.
- Un «booster» para autorradio con 64 Watios eficaces por canal, pág. 22.
- Convertidor de 12 a 28 voltios para booster de autorradio, pág. 32.
- Interface para utilizar la salida «serie» del ordenador, pág. 42.
- Las noticias y novedades del mundo de la electrónica, pág. 58.
- Relación de los distribuidores de nuestros kits en España, pág. 64.

OSCILADORES PHAS

DIVISORES PROGRAMABLES

Después de conocer los fundamentos de la comparación de frecuencia y fase, analizaremos en este artículo la utilización de los divisores en los osciladores PLL.

En el número anterior hemos visto el funcionamiento de los circuitos comparadores de frecuencia y de fase utilizados en los osciladores a PLL.

Los divisores de frecuencia

Ahora ya disponemos de todos los elementos necesarios para interpretar correctamente las bases de funcionamiento de un sistema con PLL más completo, cuyo esquema de bloques —teórico, de momento— se refleja en la figura 1.

La novedad más importante de este esquema consiste en la presencia de un divisor, situado entre la salida del VCO y el comparador de or-exclusivo.

De esta forma y como veremos a continuación, aunque se utilice una frecuencia de referencia (entrada A) de, por ejemplo 1.000.000 Hz, se pueden «enganchar» frecuencias múltiples.

De hecho, sería absurdo realizar un oscilador variable con sintonía de diodos varicap, si luego en las entradas del Nor se requieren dos frecuencias iguales. En efecto, si para realizar un transmisor de 100 MHz no tenemos más remedio que aplicar un cuarzo de esta frecuencia en la entrada A, con el fin de evitar cualquier complicación, es preferible empezar con un oscilador de cuarzo. Todo esto es cierto, pero supongamos que pretendemos montar un transmisor (o un receptor) capaz de funcionar a 90 - 91 - 92.... 100 MHz. Necesitaríamos 10 cuarzos y un conmutador rotativo para seleccionarlos.

En caso de que quisiéramos que el transmisor partiera de 80 MHz y alcanzara los 110 MHz, nos veríamos obligados a adquirir 31 cuarzos.

Si, por ejemplo, quisieramos proyectar un VCO que cubriera la gama de frecuencia comprendida entre 20 y 30 MHz, utilizando la frecuencia de referencia de 1.000.000 Hz (es decir 1 MHz), para poder conseguir en salida una frecuencia de 26 MHz (ver la figura 2), tendríamos que interponer, entre el VCO y el comparador, un circuito divisor, cuyo factor de división se calcula mediante una fórmula muy sencilla:

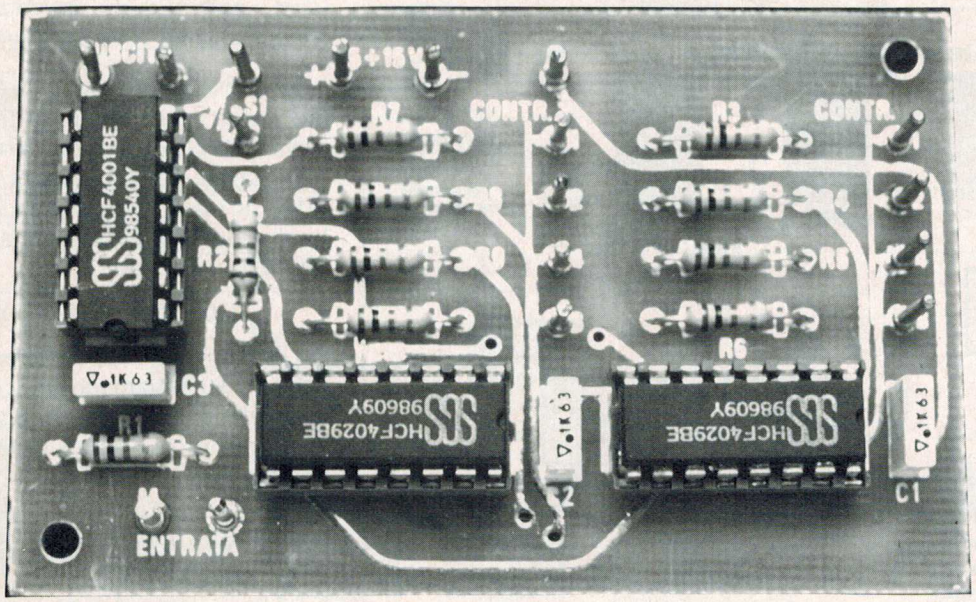
Frec. de salida : Frec. del cuarzo = Factor de divisiòn, es decir:

26 MHz : 1 MHz = 26 veces

De esta forma, aunque sean diferentes las dos frecuencias existentes en el circuito, al comparador de or-exclusivo siguen llegando dos frecuencias de 1 MHz, lo que hace posible el enganche de fase.

Llegados a este punto, estamos seguros de que los lectores más avisados no habrán pasado por alto la otra enorme ventaja que tiene el sistema PLL: no sólo se puede utilizar cualquier frecuencia de referencia, sino que también se puede —manteniendo fija esta frecuencia— «enganchar» el PLL a cualquiera de las frecuencias que puede generar el VCO variando simplemente el factor de división de la fase divisora. En efecto y volviendo al ejemplo

E-LOCKED-LOOP (II)



expuesto anteriormente, al variar el factor de división, se obtienen en salida del VCO:

Frec. de salida	:	Frec. cuarzo	=	Factor división
22 MHz		1 MHz	=	22
23 MHz		1 MHz	=	23
24 MHz		1 MHz	=	24
28 MHz		1 MHz	=	28
29 MHz		1 MHz	=	29
30 MHz		1 MHz	=	30

Los circuitos divisores para aplicar entre la salida del VCO y la entrada B del Nor-exclusivo, se pueden realizar recurriendo a integrados corrientes, tanto TTL como C-MOS, sin olvidar que hay que respetar los límites impuestos por la frecuencia máxima de trabajo a la que pueden funcionar los integrados.

Un integrado divisor corriente TTL, tipo SN 7490 o SN 7493, por ejemplo, puede dividir frecuencias no superiores a los 20-30 MHz; este límite desciende considerablemente si se utilizan integrados tipo C-MOS —como, por ejemplo, el 4520 o el 4528—, que pueden funcionar correctamente hasta un máximo de 3 MHz. (Como veremos más tarde, no se pueden usar a su frecuencia máxima).

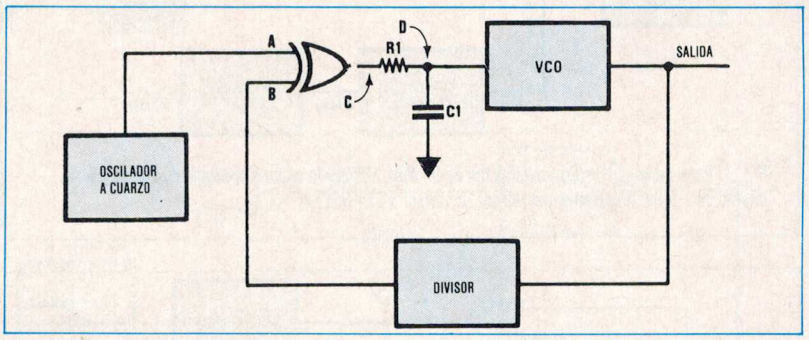


Fig. 1. **Utilizando un cuarzo de 1 MHz e incluyendo entre la salida del VCO y la otra entrada del Nor, un divisor digital, se puede obtener cualquier frecuencia, como se verá en las figuras 2 a 5.**

Combinando dos o más integrados de este tipo, se pueden conseguir múltiples divisiones, que se pueden adaptar a las necesidades de cada caso concreto, con el fin de lograr factores de división de, por ejemplo, 22, 23, 26 ó 28, como se requería en los ejemplos antes expuestos.

Estos integrados, además de poderse combinar entre sí, pueden tener, de forma individual, distintos factores de división.

Ciñéndonos a los integrados que ya hemos

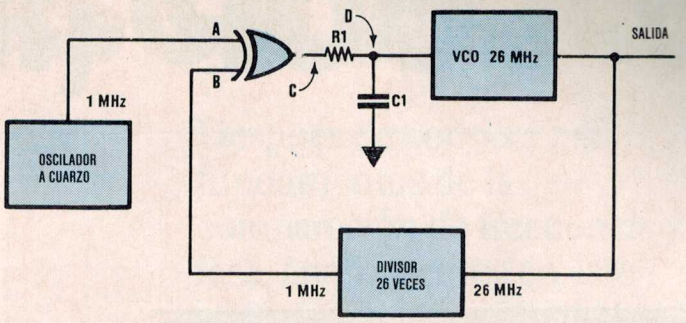


Fig. 2. **De esta forma, con un cuarzo de 1 MHz y dividiendo 26 veces la frecuencia del VCO, en las entradas A-B dispondremos de 1 MHz, aunque el oscilador genera una frecuencia de 26 MHz.**

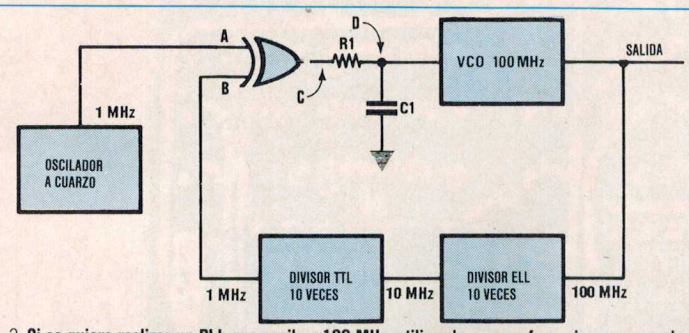


Fig. 3. **Si se quiere realizar un PLL que oscile a 100 MHz, utilizando como referencia un cuarzo de 1 MHz, bastará con emplear dos divisores x10 para hacer llegar a la entrada B del Nor una frecuencia de 1 MHz.**

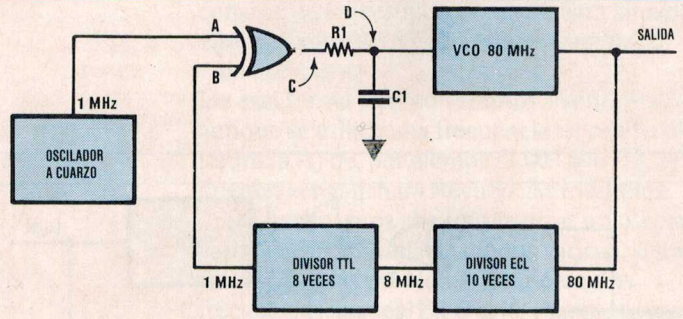


Fig. 4. **Para conseguir una frecuencia fija de 80 MHz, utilizando como frecuencia de referencia un cuarzo de 1 MHz, tendremos que utilizar un divisor x10 y uno x8.**

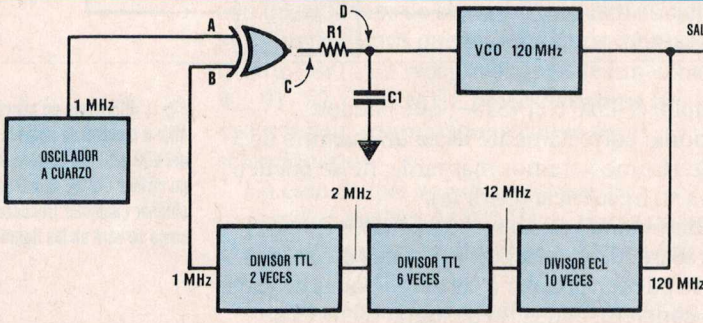


Fig. 5. **Si se quiere obtener una frecuencia de 120 MHz, tendremos que dividir la frecuencia del VCO x10 (120:10=12) y luego x6 (12:6=2) y x2 para conseguir el mismo valor de frecuencia de la referencia utilizada, es decir 1 MHz.**

citado, tenemos por ejemplo que:

SN 7490 divide x2 - x5 - x10

SN 7493 divide x2 - x4 - x6 - x8

Por consiguiente, combinando entre sí estos distintos factores, se pueden obtener múltiples divisiones.

De igual forma, en el caso de los integrados C-Mos, podemos ver que:

CD 4520 divide x2 - x4 - x8 - x16 - x32 - x64 - x128 - x256
CD 4518 divide x2 - x10 - x100

En consecuencia, también con estos integrados se puede conseguir un número elevado de factores de división.

Para poder dividir frecuencias superiores a 30 MHz, no tenemos más remedio que recurrir a los divisores tipo ECL, que pueden alcanzar los 600 MHz y aún más:

11C90 ó SP 8680 divide x10 - x11

Utilizando un ECL como primer divisor, se pueden realizar circuitos PLL de hasta 2-4 Gigahertzios. Por ejemplo, si se desea enganchar un oscilador a 100 MHz, se interpone una primera fase de ECL entre la salida del oscilador y el divisor de TLL, con el fin de dividir x10 la frecuencia de entrada y luego hacer compatible la salida ECL para adaptarla a la TTL.

Tomando como referencia las figuras 3-4-5, si deseamos realizar un VCO capaz de generar una frecuencia de 100, de 80 o de 120 MHz y utilizando un cuarzo de 1 MHz como frecuencia de referencia, para lograr en salida 100, 80 ó 120 MHz, tenemos que dividir la frecuencia del VCO por:

Frec. salida	:	Frec. cuarzo	=	Factor división
100 MHz	:	1 MHz	=	10x10
80 MKz	:	1 MHz	=	10x8
120 MHz	:	1 Mhz	=	10x2x6

Como ya hemos comprobado, para poder modificar la frecuencia de salida, nos vemos obligados, en cada ocasión, a modificar el factor de división, operación bastante incómoda, en especial si queremos conseguir un VCO que, partiendo de 80 MHz, con saltos de 1 MHz, llegue a 120 MHz, es decir disponer de 80, 81, 82, 83, etc.

Para resolver este problema sin modificar de forma considerable esta parte del circuito, en lugar de utilizar divisores fijos, es preferible, en los circuitos PLL, recurrir a los divisores programables.

Divisores programables

Estos circuitos –que muchos de nuestros lectores ya habrán visto aplicados en muchos de nuestros proyectos (por ejemplo, en el receptor del METEOSAT)–, son divisores que se

pueden ajustar para que dividan por factores elegidos previamente, fijando un número en unos conmutadores digitales, tipo «binario» o «dip-switch». Utilizando circuitos de este tipo, se pueden conseguir todas las divisiones deseadas sin necesidad de tener que cambiar todo el circuito del divisor y logrando así una flexibilidad de empleo superior.

Como se observa en la figura 6, situando en la salida del VCO tres de estos divisores programables, tendremos –de derecha a izquierda–, una división:

- en las UNIDADES
- en las DECENAS
- en las CENTENAS

La frecuencia obtenida en salida del VCO, se calcula con la fórmula: Frecuencia del cuarzo x factor de división = Frecuencia de salida.

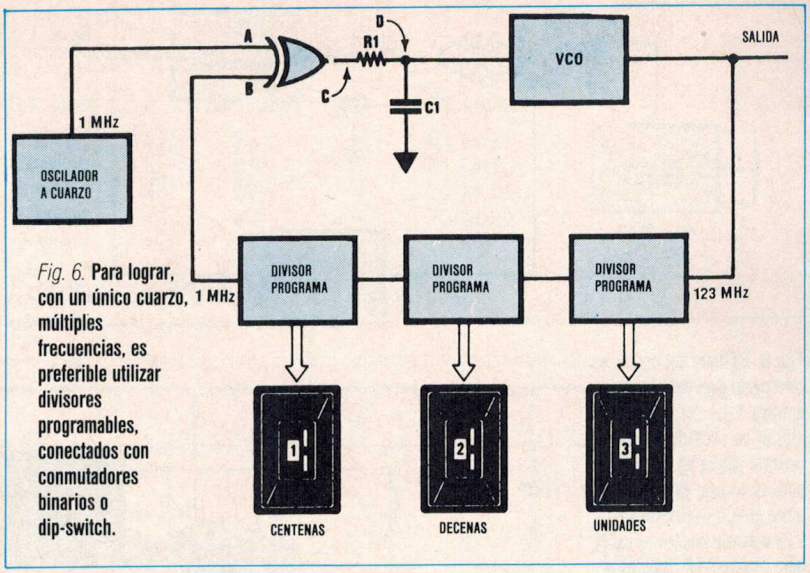


Fig. 6. **Para lograr, con un único cuarzo, múltiples frecuencias, es preferible utilizar divisores programables, conectados con conmutadores binarios o dip-switch.**

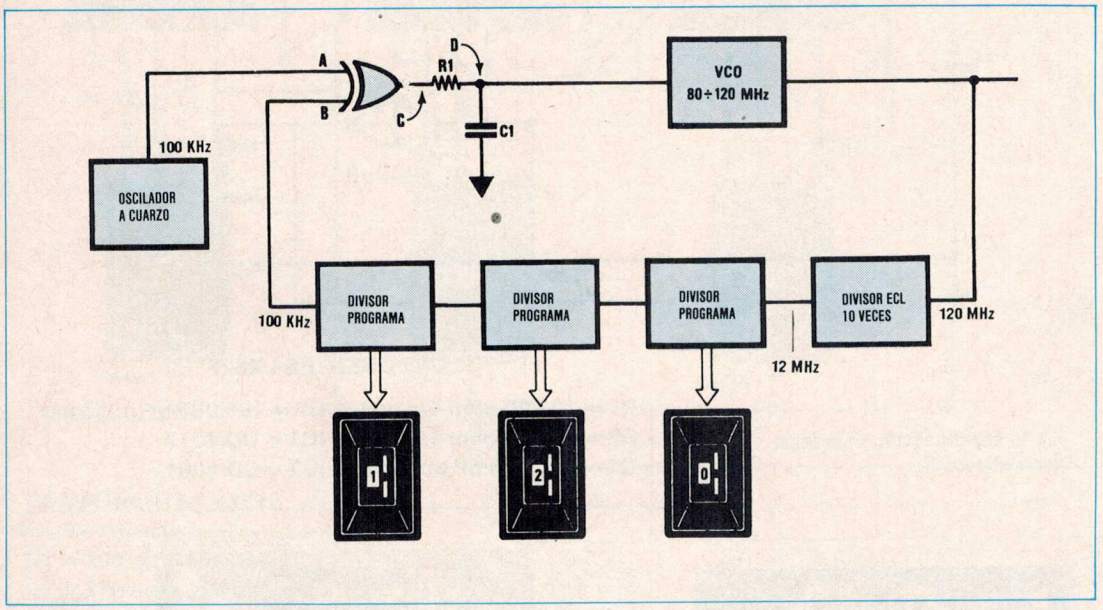


Fig. 7. **Si hemos utilizado, como primer divisor x10, un integrado ECL (que no es programable), para poder obtener la misma cantidad de canales que podíamos conseguir con el circuito de la figura 6, hay que reducir la frecuencia del cuarzo de referencia 10 veces, es decir, emplear un cuarzo de 0,1 MHz, en lugar de uno de 1 MHz.**

El factor de división se obtiene sumando: Número de unidades + número de decenas x 10 + número de centenas x100.

Si en los conmutadores digitales hemos fijado el número 123, el factor de división será de:

$$3 + 2x10 + 1x100 = 123$$

Tomando siempre como frecuencia de referencia la de 1 MHz, la frecuencia conseguida en salida del VCO será de: (ver la figura 6).

$$1\ MHz \times 123 = 123\ MHz$$

Si fijamos el número 075 en los conmutadores digitales, obtendremos en la salida una frecuencia de:

$$1\ MHz \times 075 = 75\ MHz$$

En teoría y llegados a este punto, se podría

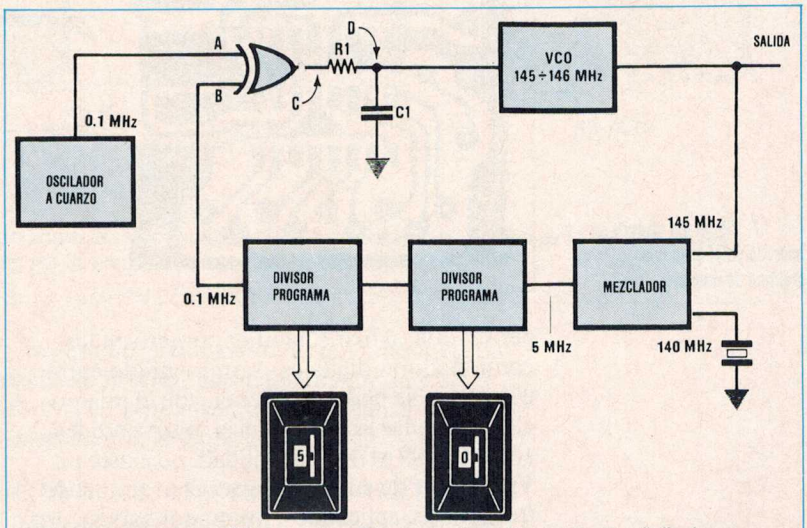


Fig. 8. **Para no utilizar un ECL como primer divisor, se puede modificar el circuito, añadiendo una fase «mezcladora» que convierta la frecuencia del VCO en una frecuencia que pueda ser aceptada por cualquier TTL. Aunque, de esta forma, se ahorra el coste de un ECL, hay que tener en cuenta también la desventaja que representa la complicación el circuito, así como el coste del cuarzo del mezclador.**

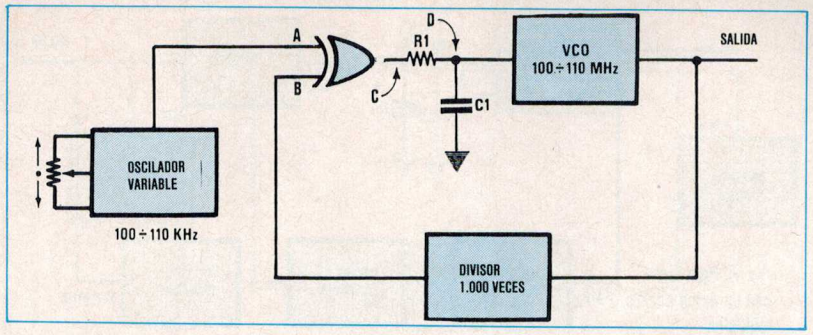
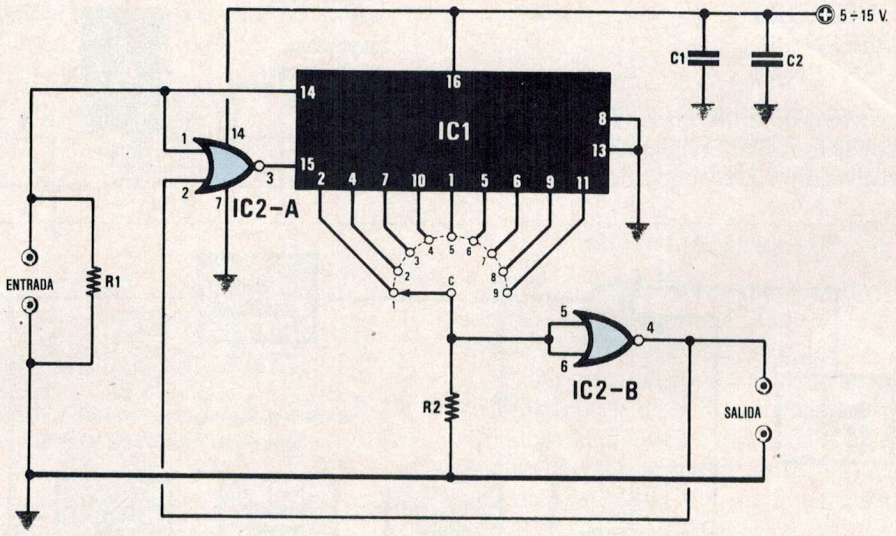


Fig. 9. **En lugar del cuarzo de referencia para aplicar en la entrada A del or, podemos utilizar un oscilador de BF variable (capaz de generar una onda cuadrada) y un divisor fijo entre el VCO y la entrada B. Esta variante puede ser válida para realizar VFO estables a cualquier frecuencia.**

dividir entre un mínimo de 1 y un máximo de 999 veces, sólo podríamos emplearlos para la gama de excursión en la que puede trabajar el VCO, aplicando a los diodos varicap —como ya hemos dicho— una tensión de 0 a 5 voltios.

La frecuencia de referencia

Se podría pensar, equivocadamente, que para la elección de la frecuencia de referencia sería



COMPONENTES LX627

R1 = 10.000 ohm 1/4 wat	C2 = 100.000 pF poliéster
R2 = 10.000 ohm 1/4 wat	IC1 = CD.4017
C1 = 100.000 pF poliéster	IC2 = CD.4001

Fig. 10. **Esquema eléctrico de un divisor programable sencillo.**

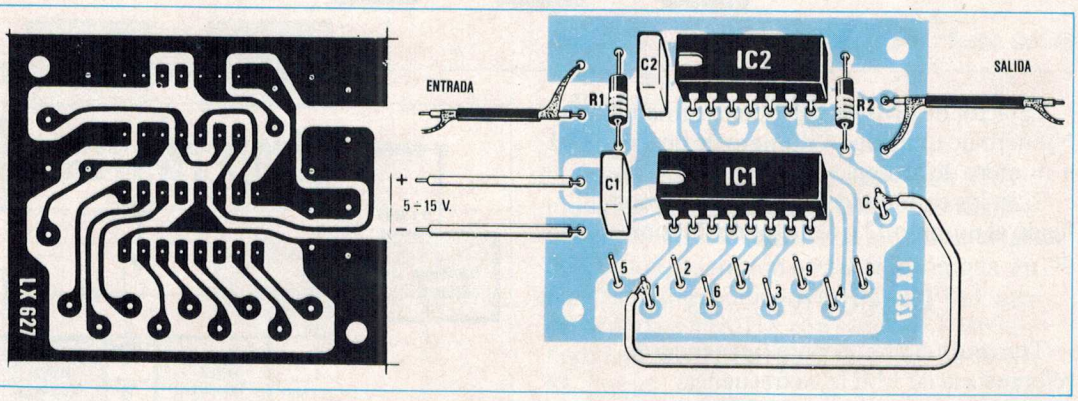
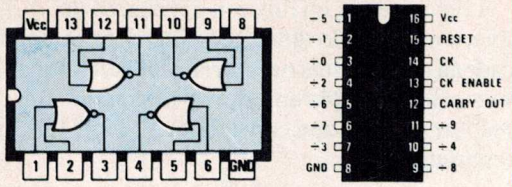


Fig. 11. **Dibujo del circuito impreso y del esquema práctico de montaje.**

pensar que, al fijar cualquier número en los conmutadores digitales —comprendido entre 001 y 999-, se podrían obtener, con el mismo circuito, todas las frecuencias comprendidas entre 1 y 999 MHz. En realidad, no existe un VCO capaz de cubrir una gama tan amplia de frecuencias, aplicando a los diodos varicap una tensión comprendida entre un mínimo de 0 voltios y un máximo de aproximadamente 5 voltios.

Por consiguiente, aunque pudiéramos preparar nuestros divisores programables para mejor y más barato, utilizar cuarzos de frecuencia lo más elevada posible ya que, de esta forma, se precisarían menos integrados divisores.

En efecto, si deseáramos realizar un PLL que cubriera la gama de 20 a 25 MHz y deseáramos utilizar, como frecuencia de referencia, un cuarzo de 1 MHz, o de 0,01 MHz (equivalente a 10 KHz), y volviendo a la fórmula indicada al principio: Frecuencia de salida : frecuencia del cuarzo = Factor de división, tendríamos que disponer, para un cuarzo de 1 MHz, de una



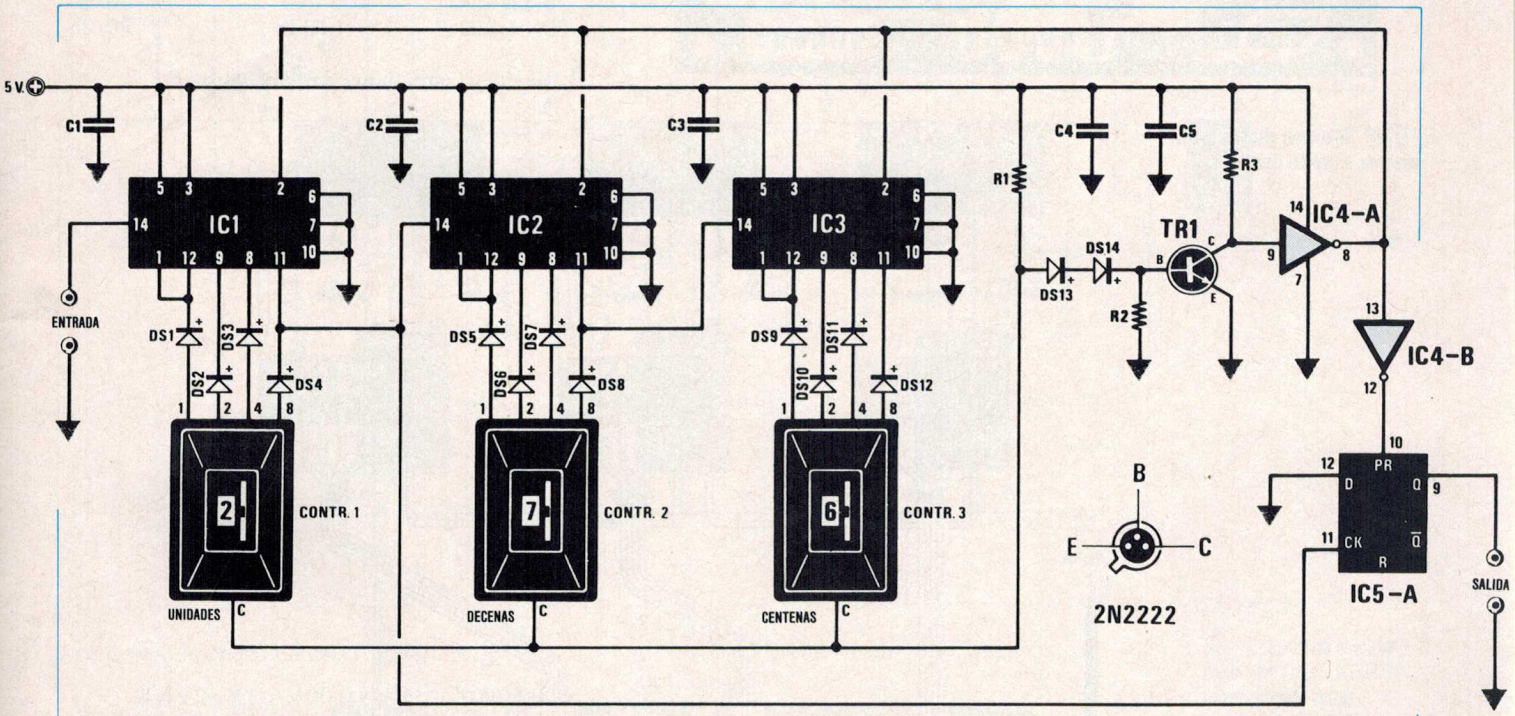
CD4001 **CD4017**

Fig. 12. **Conexiones de los circuitos integrados CD.4001 y CD.4017, vistos desde arriba**

dividir entre 20 y 25, en la salida del VCO obtendríamos las frecuencias siguientes:

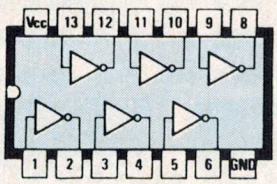
Frec. salida	x	Frec. cuarzo	=	Factor división
1 MHz	x	20	=	20 MHz
1 MHz	x	21	=	21 MHz
1 MHz	x	22	=	22 MHz
1 MHz	x	23	=	23 MHz
1 MHz	x	24	=	24 MHz

Es decir, tan sólo 6 frecuencias distintas, separadas entre sí por 1 MHz.

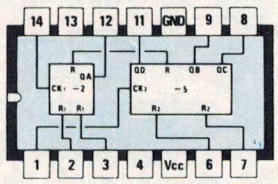


COMPONENTES LX628

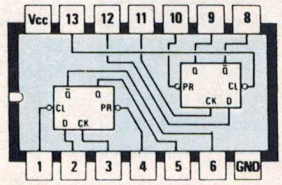
R1 = 390 ohm 1/4 wat
R2 = 470 ohm 1/4 wat
R3 = 1.000 ohm 1/4 wat
C1-C5 = 100.000 pF pol.
DS1-DS14 = diodo 1N.4148
TR1 = NPN tipo 2N.2222
IC1 = SN.7490
IC2 = SN.7490
IC3 = SN.7490
IC4 = SN.7400
IC5 = SN.7474
contadores binarios



SN7404



SN7490



SN7474

Fig. 13. **Divisor programable, capaz de dividir cualquier frecuencia aplicada en entrada, de 1 a 999 veces. Para su funcionamiento, este circuito requiere una tensión estabilizada de 5 voltios.**

cadena de divisores capaces de dividir:

20 MHz : 1 MHz = 20 veces
25 MHz : 1 MHz = 25 veces

Para un cuarzo de 0,01 MHz, tendríamos que disponer de una cadena de:

20 MHz : 0,01 MHz = 2.000 veces
25 MHz : 0,01 MHz = 2.500 veces

A primera vista, el cuarzo de 1 MHz es mejor, ya que supone un ahorro de, por lo menos, dos divisores por 10. Utilizando como frecuencia de referencia un cuarzo de 1 MHz, y teniendo que

En cambio, si utilizamos como referencia un cuarzo de 10 KHz, pudiendo dividir de 2.000 a 2.500 veces, obtendremos muchas más frecuencias en la salida del VCO:

Frec. cuarzo	x	Factor División	=	Frec. salida
0,01	x	2001	=	20,01 MHz
0,01	x	2002	=	20,02 MHz
0,01	x	2003	=	20,03 MHz
0,01	x	2074	=	20,74 MHz
0,01	x	2346	=	23,46 MHz
0,01	x	2347	=	23,47 MHz

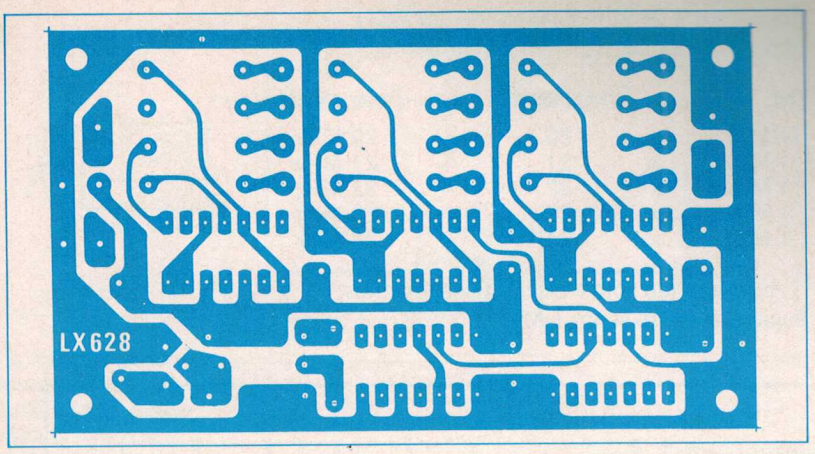


Fig. 14. **Dibujo del circuito impreso, a tamaño natural.**

Lógicamente, en función del cuarzo de referencia elegido tendremos que determinar la cadena de divisores necesaria. Volviendo una vez más al ejemplo anterior, si deseáramos realizar un PLL que cubriera de 20 a 25 MHz, tendríamos:

Frecuencia	Cuarzo	
20-25 MHz	10 KHz	2.000-2.500
20-25 MHz	25 KHz	800-1.000
20-25 MHz	50 KHz	400-500
20-25 MHz	100 KHz	200-250
20-25 MHz	500 KHz	40-50
20-25 MHz	1 KMz	20-25

Es decir, para canalizar esta gama de

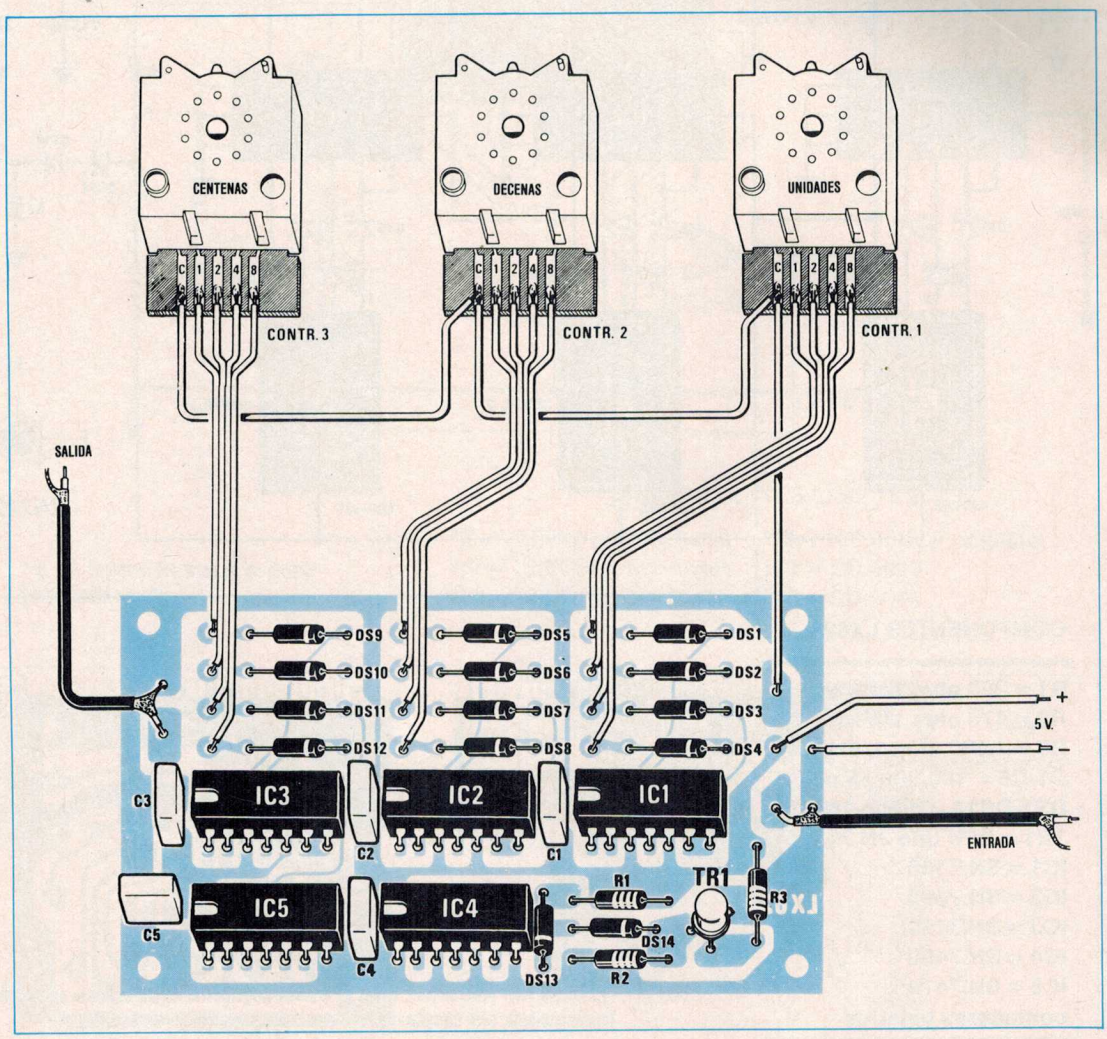


Fig. 15. **Esquema práctico de montaje. Hay que tener cuidado con la polaridad de los diodos y con las conexiones de los conmutadores binarios.**

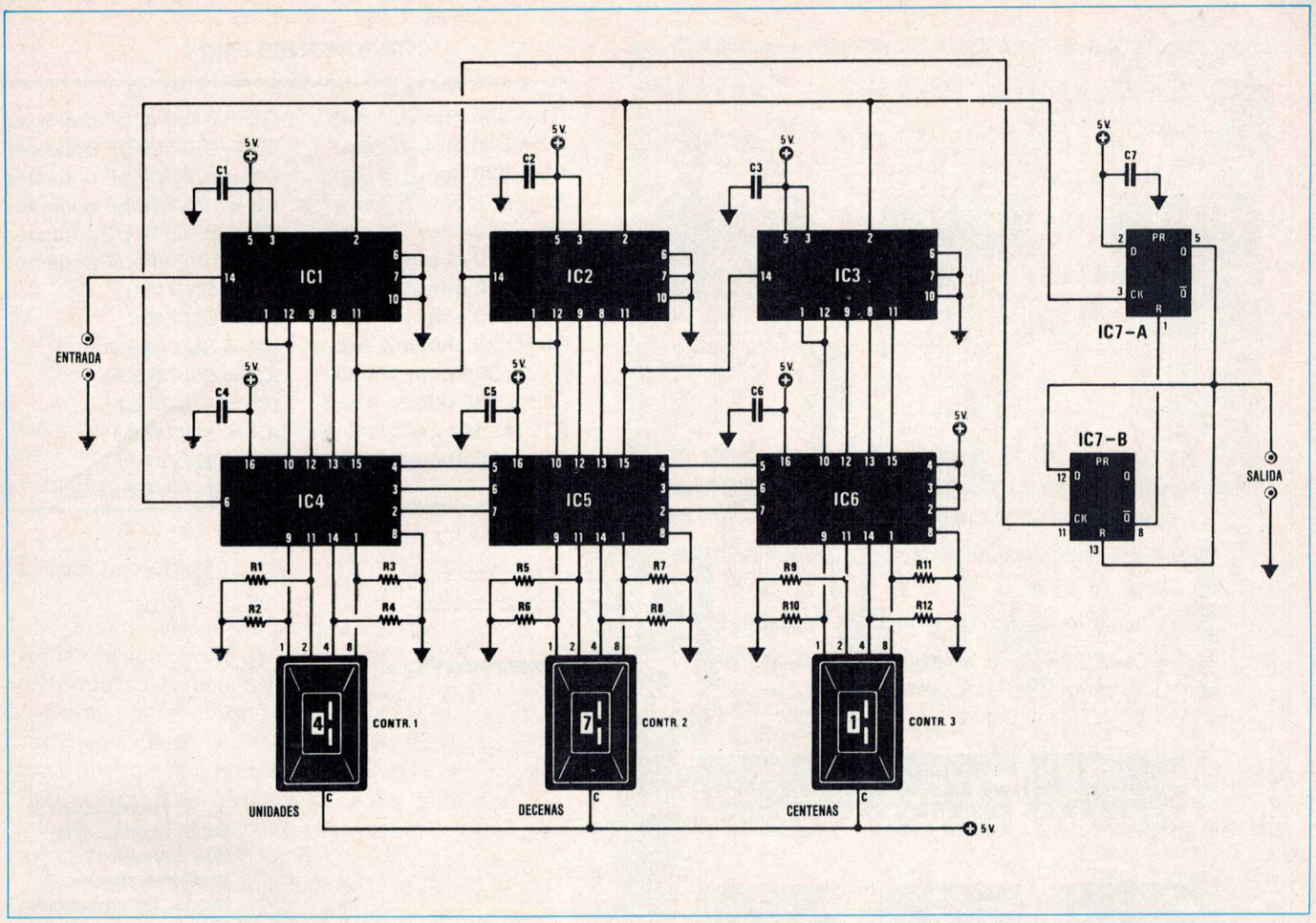
Es decir, un total de 501 frecuencias distintas, separadas entre sí por tan sólo 10 KHz.

Como podeis ver, la elección de la frecuencia generada por el cuarzo de referencia, no sólo determina el número de divisores, sino también el número de «canales» que se pueden conseguir con un mismo circuito.

Si nos interesara alcanzar los 25 MHz, partiendo de 20 MHz, con canales separados tan sólo por 50 KHz (es decir: 20,150 - 20,200 - 20,250 - 20,300 etc.) tendríamos que escoger como frecuencia de referencia un cuarzo de 50 KHz.

frecuencias con «saltos» de 10 KHz, tenemos que utilizar 4 divisores programables por 10; si quisiéramos «saltos» de 25, 50 o 100 KHz, necesitaríamos 3 divisores también por 10 y, si desearamos una canalización con «saltos» de 500 KHz o 1 MHz, sólo necesitaríamos 2 divisores programables por 10.

En la práctica y disponiendo de un cuarzo de referencia de 25 KHz, si fijamos en los conmutadores binarios el número 800,



obtenemos en salida una frecuencia de:

800 x 25 KHz = 20.000 KHz (20 MHz)

Fijando el número 801 se obtiene:

801 x 25 KHz = 20.025 KHz (20,025 MHz)

y, fijando el número 802:

802 x 25 KHz = 20.050 KHz (20,050 MHz)

Como se puede observar, por cada incremento unitario en los conmutadores binarios, se obtiene en la salida un «salto» de frecuencia de 25 KHz, equivalente por lo tanto a la frecuencia del oscilador de referencia.

Con este ejemplo queda claro también que el número que se fija en los conmutadores binarios no corresponde a la frecuencia obtenida en salida del VCO (por ejemplo, con el número 800 conseguimos 20,00 MHz, con el número 801 conseguimos una frecuencia de 20,025 MHz, etc.).

Para conseguir que los NUMEROS fijados en estos conmutadores se correspondan con las frecuencias conseguidas, hay que utilizar como frecuencia de referencia cuarzos múltiplos de 10. Por ejemplo, suponiendo que se ha elegido como frecuencia de referencia un cuarzo de 10 KHz o de 100 KHz, al fijar la cifra de división deseada en los conmutadores binarios, se obtiene que:

Frecuencia del cuarzo 10 KHz

Núm. seleccionado		Frec. referencia		Frec. de salida
2000	x	10 KHz	=	20,00 KHz
2001	x	10 KHz	=	20,010 KHz
2023	x	10 KHz	=	20,230 KHz
2458	x	10 KHz	=	24,58 KHz

Frecuencia del cuarzo 100 KHz

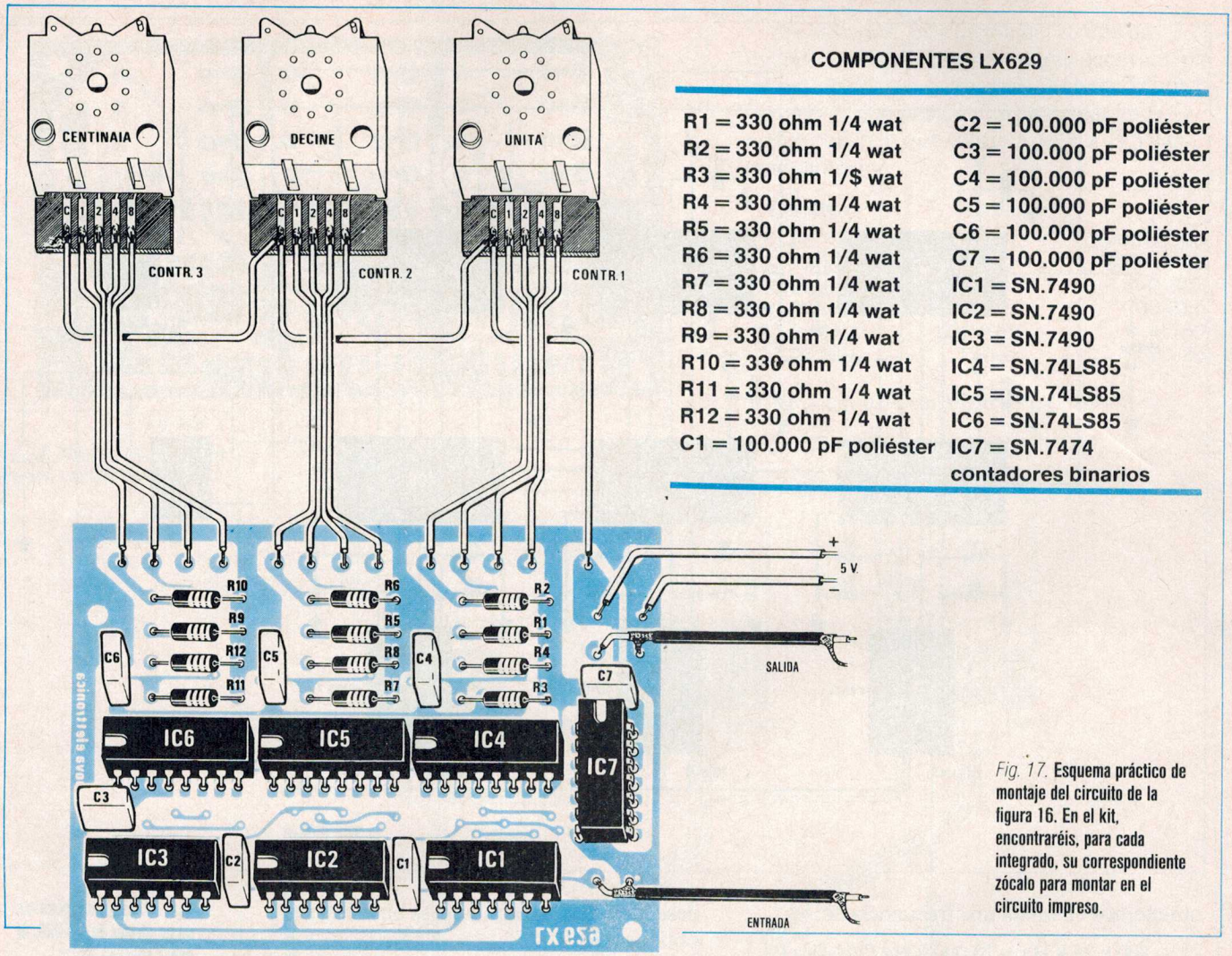
Núm. seleccionado		Frec. referencia		Frec. de salida
200	x	100 KHz	=	20,000 KHz
201	x	100 KHz	=	20,100 KHz
223	x	100 KHz	=	22,300 KHz
245	x	100 KHz	=	24,500 KHz

Como es lógico, en el primer caso hay que utilizar una cadena de 4 divisores programables y se consiguen «saltos» de frecuencia de 10 KHz; mientras que, en el segundo caso, con un oscilador de referencia de 100 KHz, sólo se necesitan 3 divisores programables, pero sólo se consiguen «saltos» de frecuencia de 100 KHz.

Prescaler de ECL

Cuando se desean VCO para frecuencias superiores a 30 MHz (por ejemplo de 80 a 120 MHz o de 140 a 160 MHz), entonces es necesario interponer, entre el divisor y el VCO, un divisor ECL, formado por ejemplo por un

Fig. 16. **Esquema eléctrico de un divisor de 1 a 999. Al haber aplicado en las salidas de los SN7490, comparadores SN7485 ó SN.74LS85, en lugar de los diodos (ver la figura 13), la señal resulta más limpia. También este circuito requiere una tensión de alimentación estabilizada a 5 voltios.**



COMPONENTES LX629

R1 = 330 ohm 1/4 wat	C2 = 100.000 pF poliéster
R2 = 330 ohm 1/4 wat	C3 = 100.000 pF poliéster
R3 = 330 ohm 1/$ wat	C4 = 100.000 pF poliéster
R4 = 330 ohm 1/4 wat	C5 = 100.000 pF poliéster
R5 = 330 ohm 1/4 wat	C6 = 100.000 pF poliéster
R6 = 330 ohm 1/4 wat	C7 = 100.000 pF poliéster
R7 = 330 ohm 1/4 wat	IC1 = SN.7490
R8 = 330 ohm 1/4 wat	IC2 = SN.7490
R9 = 330 ohm 1/4 wat	IC3 = SN.7490
R10 = 330 ohm 1/4 wat	IC4 = SN.74LS85
R11 = 330 ohm 1/4 wat	IC5 = SN.74LS85
R12 = 330 ohm 1/4 wat	IC6 = SN.74LS85
C1 = 100.000 pF poliéster	IC7 = SN.7474
	contadores binarios

Fig. 17. **Esquema práctico de montaje del circuito de la figura 16. En el kit, encontraréis, para cada integrado, su correspondiente zócalo para montar en el circuito impreso.**

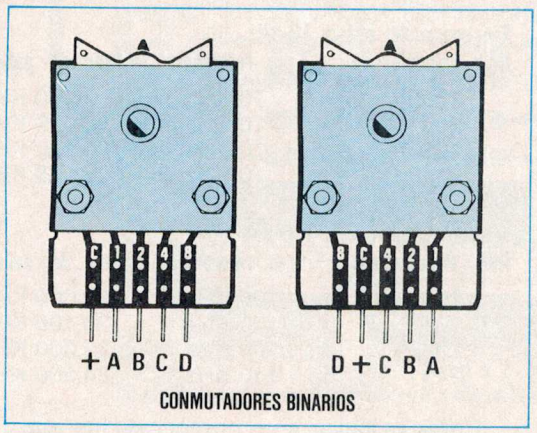


Fig. 18. **Conexiones de los terminales de dos contadores binarios distintos. Obsérvese la diferencia en la colocación de los + y de las entradas A-B-C-D.**

11C90 o un SP.8680, capaces de dividir por 10 o por 11 y de funcionar correctamente hasta los 600 MHz. No obstante, en este caso, teniendo en cuenta que el ECL no es programable, el número fijado en los conmutadores binarios del divisor programable ya no está ligado a la frecuencia de salida por la misma fórmula de antes:

Frecuencia del cuarzo x Factor de división = Frecuencia de salida

sino por la presencia del divisor ECL, que divide por un factor fijo de 10 ó de 11, por lo que la fórmula se modifica así:

Frecuencia del cuarzo x (Factor división x div. ECL) = Frecuencia de salida

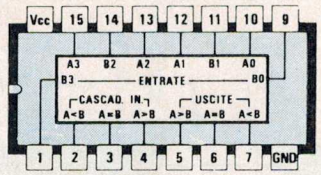
Tomando como referencia la figura 7 y suponiendo que se dispone de un VCO capaz de cubrir la gama de frecuencias entre 80 y 120 MHz, fijando todos los números posibles en los dos conmutadores binarios —es decir de 08 a 12—, se obtienen, respectivamente:

1 MHz x 08 x 10 = 80 MHz
1 MHz x 09 x 10 = 90 MHz
1 MHz x 10 x 10 = 100 MHz
1 MHz x 11 x 10 = 110 MHz
1 MHz x 12 x 10 = 120 MHz

Como podéis ver, sólo se pueden conseguir 5 frecuencias distintas, separadas entre sí por 10 MHz, aunque la frecuencia del cuarzo de referencia sea de 1 MHz.

Para conseguir «pasos» de 1 MHz, es necesario disminuir la frecuencia del cuarzo de referencia, situándola, en nuestro ejemplo, en 100 KHz (0,1 MHz). No obstante, en este caso, tenemos que emplear una cadena de 3 divisores programables por 10 más prescaler (ver la figura 7), logrando:

0,1 MHz x 080 x 10 = 80 MHz
0,1 MHz x 081 x 10 = 81 MHz
0,1 MHz x 103 x 10 = 103 MHz
0,1 MHz x 104 x 10 = 104 MHz



SN7485

Fig. 19. **Conexiones del SN7485 vistas desde arriba.**

es decir, un total de 40 frecuencias, con «saltos» de 1 MHz. A continuación describimos algunas variantes de los circuitos de PLL.

Frecuency offset

Otra variación que se puede realizár sobre la configuración clásica del circuito PLL, es la denominada «Frequency Offset».

Como podéis observar en la figura 8, en este circuito, la frecuencia del VCO se convierte, mediante una fase mezcladora, en una frecuencia inferior, que pueda dividirse con integrados TTL corrientes, eliminando de esta forma el divisor ECL.

Por ejemplo, si disponemos de una frecuencia de referencia de 0,1 MHz y deseamos realizar un transmisor de 145-146 MHz, podemos obtener dicha frecuencia del VCO y mezclarla, mediante un mezclador (por ejemplo, el S042P), con una frecuencia fija, utilizando para ésta un cuarzo de 140 MHz.

De esta forma, obtenemos en la salida del mezclador:

145 + 140 = 285 MHz
146 + 140 = 286 MHz

o bien:

145 - 140 = 5 MHz
146 - 140 = 6 MHz

Como es lógico, aprovechamos siempre la frecuencia obtenida de la resta —es decir 5-6 MHz—. Para averiguar la cadena de divisores que hay que aplicar tras la fase mezcladora y conociendo la frecuencia del cuarzo de referencia —0,1 MHz— y la excursión deseada (es decir, de 5 a 6 MHz), tendremos que realizar la siguiente operación:

6 MHz : 0,1 = 60
5 MHz : 0,1 = 50

En la práctica, necesitamos una «cadena de divisores programables», capaz de dividir entre 50 y 60 veces la frecuencia de entrada.

Este sistema tiene, básicamente, la ventaja de ahorrar un divisor ECL (siempre bastante caro); no obstante, si tenemos en cuenta el coste de un segundo cuarzo y la complicación que, a nivel

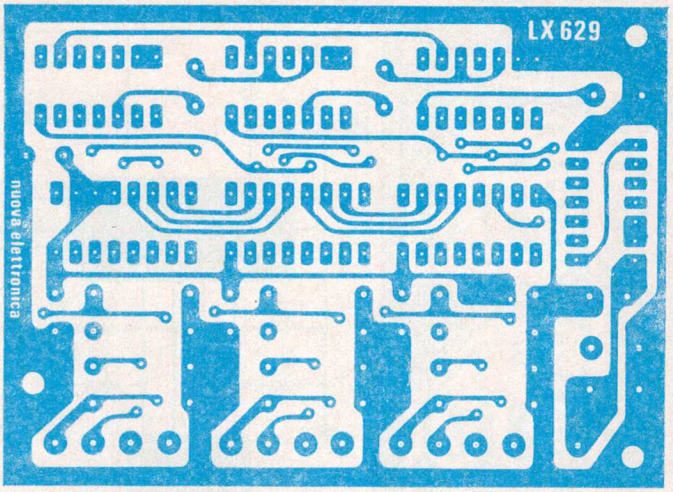


Fig. 20. **Dibujo del circuito impreso del proyecto de la figura 16, a tamaño natural.**

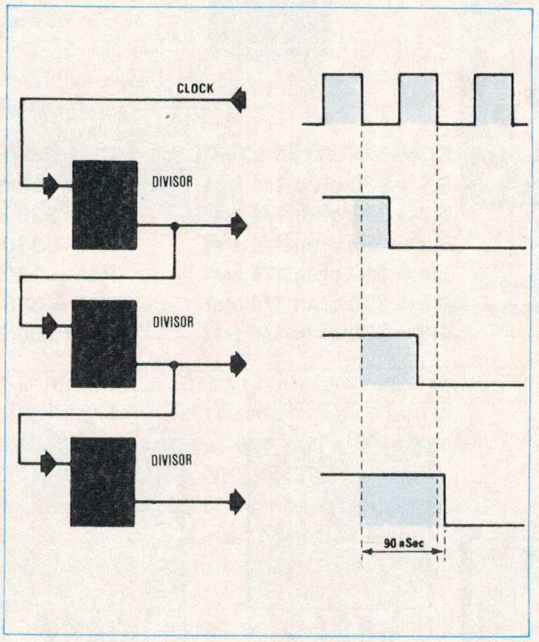


Fig. 21. **Empleando divisores asíncronos, como el impulso de la frecuencia a dividir por el primer divisor pasa al segundo divisor, el tiempo de retraso de propagación se suma a cada paso; en consecuencia, cuantas más sean las fases divisoras, menor será la frecuencia máxima que podremos aplicar en entrada para que el contador no pierda algún clock. Esta es la razón de que, a veces, se observen diferencias entre la frecuencia generada y la frecuencia seleccionada en los conmutadores binarios.**

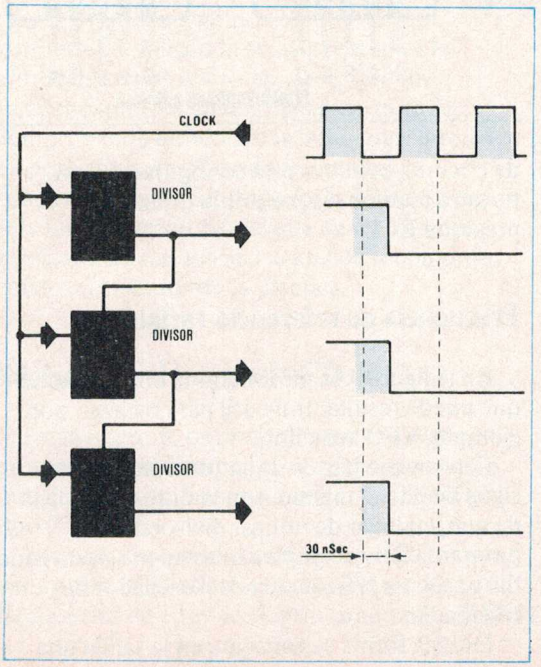
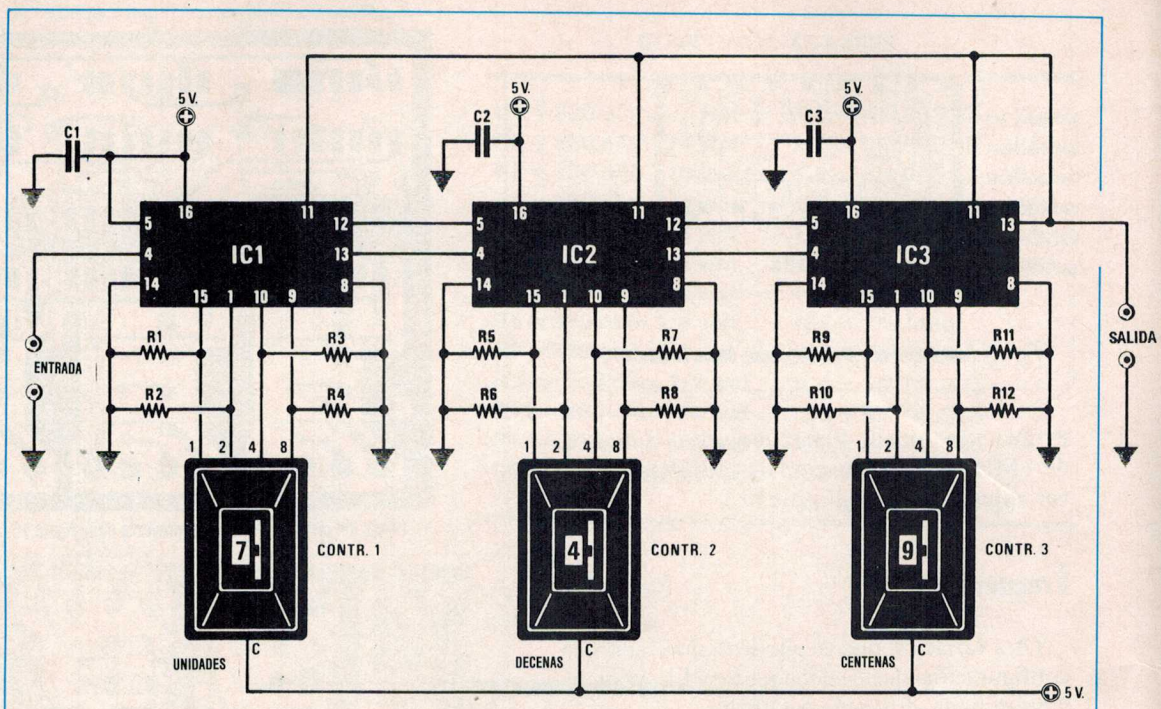


Fig. 22. **Para evitar este error, se pueden tomar algunas precauciones —que luego explicaremos— o bien recurrir a contadores síncronos, lógicamente más caros que los contadores asíncronos. Al utilizar estos integrados, el impulso de clock se aplica simultáneamente a todos los divisores, por lo que el retraso equivaldrá siempre al de un único integrado, aunque la cadena este formada por tres, cinto o veinte divisores.**

Fig. 23. **Divisor de 1 a 999 que, a diferencia de los anteriores, cuenta hacia atrás. La ventaja de este circuito reside en que sólo requiere tres integrados tipo SN.74192.**



COMPONENTES LX 630

R1 = 330 ohm 1/4 wat
R2 = 330 ohm 1/4 wat
R3 = 330 ohm 1/4 wat
R4 = 330 ohm 1/4 wat
R5 = 330 ohm 1/4 wat
R6 = 330 ohm 1/4 wat
R7 = 330 ohm 1/4 wat
R8 = 330 ohm 1/4 wat
R9 = 330 ohm 1/4 wat
R10 = 330 ohm 1/4 wat
R11 = 330 ohm 1/4 wat
R12 = 330 ohm 1/4 wat
C1 = 100.000 pf poliéster
C2 = 100.000 pF poliéster
C3 = 100.000 pF poliéster
IC1 = SN.74192
IC2 = SN.74192
IC3 = SN.74192
contadores binarios

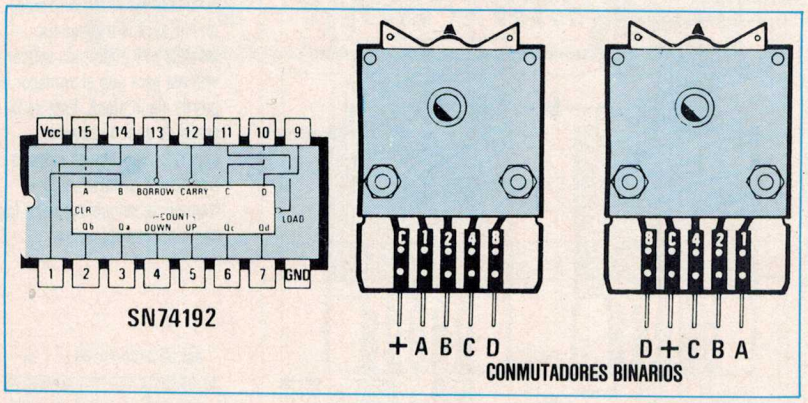


Fig. 24. **Conexiones del integrado SN74192, visto desde arriba. Para los conmutadores binarios, hemos utilizado el modelo que lleva los terminales situados +ABCD; en otros modelos, no debéis olvidar que los terminales están situados de otra forma, es decir D+CBA.**

de circuito, conlleva esta configuración, en nuestra opinión, es preferible utilizar un prescaler ECL.

Frecuencia de referencia variable

En la figura 9 os presentamos una «variante» que puede resultar muy útil para realizar, por ejemplo, VFO sencillos.

El principio básico de su funcionamiento sigue siendo el mismo, con la única diferencia de que, en lugar de utilizar divisores programables, se emplea una cadena de división fija y se varía la frecuencia del oscilador de referencia.

De esta forma se consigue en la salida una frecuencia dada por la fórmula habitual:
Frecuencia de referencia x Número de divisiones = Frecuencia de salida

Por ejemplo, si se desea realizar un VCO de sintonía que cubra la gama de frecuencia comprendida entre 100 y 110 MHz, se puede realizar un oscilador de BF de onda cuadrada, capaz de oscilar entre 100.00 y 110.000 Hz, y realizar una cadena de divisores fija, que divida x1000. Girando el potenciómetro del oscilador variable para lograr frecuencias de referencia equivalentes a 100.000 Hz, 100.010 Hz, 100.020 Hz y 108.710 Hz, en la salida del VCO se obtiene:

Frec. ref.	x	Núm. divisïon	=	Frec. salida
100.000 Hz	x	1.000	=	100.000 KHz
100.010 Hz	x	1.000	=	100.010 KHz
100.020 Hz	x	1.000	=	100.020 KHz
108.710 Hz	x	1.000	=	108.710 KHz

Ahora ya podemos decir que hemos terminado, en primera aproximación, nuestra explicación a nivel teórico sobre el circuito PLL y, como nos gustaría que estuviérais en condiciones de proyectar vosotros mismos un circuito PLL con las características que prefiráis, pasaremos ahora a ver con más detalle, la realización practica de algunos esquemas de divisores programables; en números posteriores, continuaremos analizando todos los tipos de osciladores que podéis utilizar, los

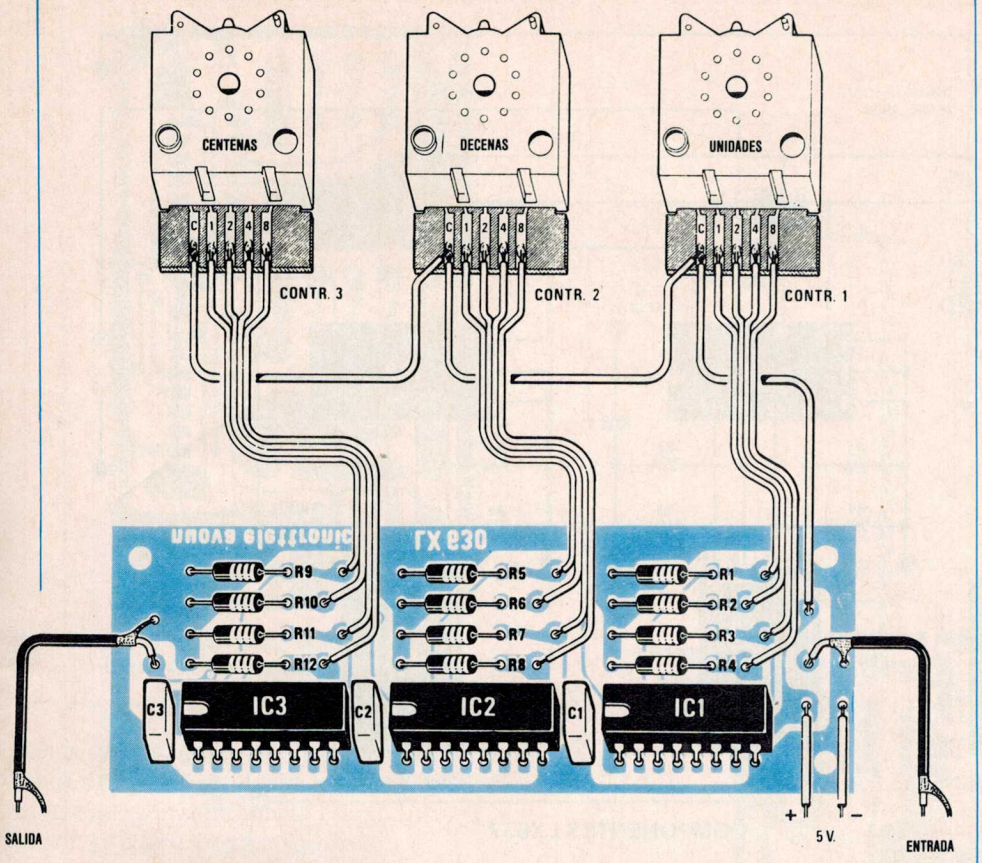


Fig. 25. **Esquema práctico de montaje del circuito de la figura 23.**

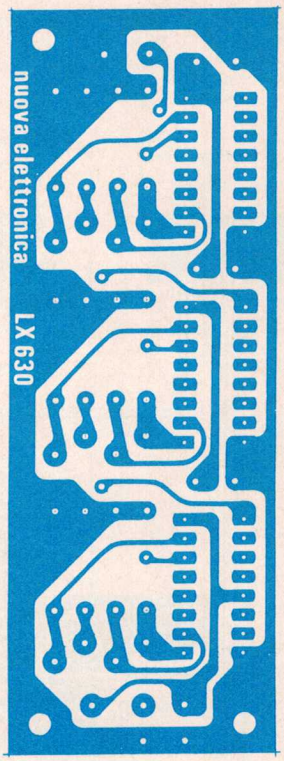


Fig. 26. **Dibujo del circuito impreso, a tamaño natural.**

distintos esquemas de comparadores de fase y de frecuencia, el cálculo de los filtros paso-bajo y las distintas opciones circuitales, más idóneas para que vuestro trabajo logre resultados positivos.

Un poco de práctica con los divisores

No olvidéis que, para aprender pronto y bien, es imprescindible recurrir al soldador y llevar a la práctica cuanto se ha estudiado a nivel teórico. De esta forma resulta más fácil asimilar todo aquello que no ha quedado muy claro al leerlo.

Los proyectos que os presentamos, y que os aconsejamos montar y probar, son divisores programables que, además de servirnos para futuros osciladores a PLL, se pueden emplear para muchas otras aplicaciones, como son timers, sintetizadores, generadores de frecuencia de muestra, etc.

Ante todo, aclararemos que los divisores se pueden realizar en tres configuraciones principales:

1) DIVISOR CON DECODIFICACION DIRECTA

Cuenta hacia delante y el número fijado en la salida del contador se corresponde con el número de divisiones que queremos lograr.

2) CONTADOR ATRAS

Cuenta hacia atrás y el número fijado en el conmutador binario se corresponde con el número de divisiones que queremos lograr.

3) CONTADOR ADELANTE

Cuenta hacia delante pero, en el conmutador binario, hay que fijar un número distinto (de complemento) al número de divisiones que queremos lograr.

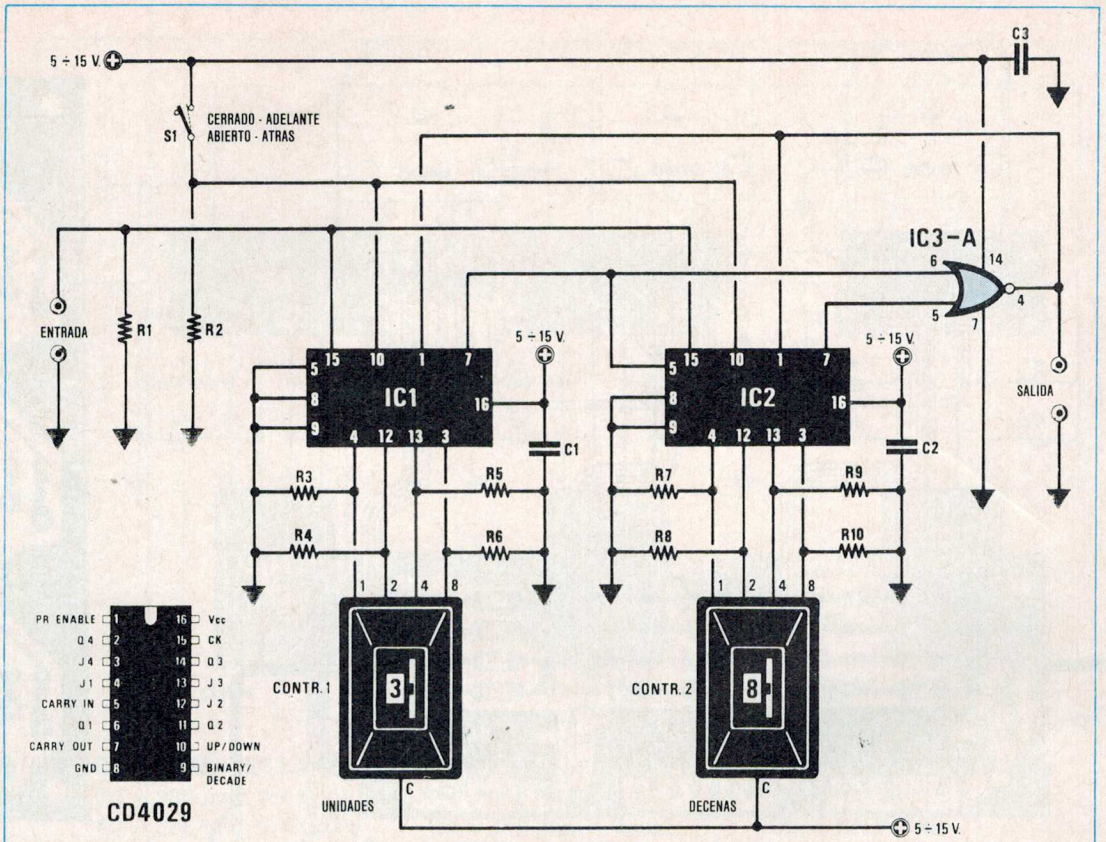
Si disponéis de un oscilador de cuarzo de 1 MHz, o de un generador de ondas cuadradas (aunque sea conseguido con un NE.555 corriente), y aplicáis la señal generada a la entrada de estos divisores, aplicando un frecuencímetro digital en la salida, podréis comprobar de inmediato la frecuencia que sale de estos divisores, fijando un número cualquiera en los conmutadores binarios; de esta forma comprobaréis que cuanto hemos explicado a nivel teórico coincide totalmente con los resultados en la práctica.

Divisor con el integrado CD.4017

En la figura 10 os presentamos el divisor programable más sencillo, el de programación directa, constituido por un integrado C-MOS tipo CD.4017.

Este circuito puede dividir por un factor que varía entre 1 y 9 y funciona correctamente con frecuencias de entrada que no superen los 3 MHz.

Fig. 27. **Esquema eléctrico de un divisor adelante/atrás con C/Mos.**



COMPONENTES LX632

R1 = 10.000 ohm 1/4 wat	R7 = 10.000 ohm 1/4 wat	C3 = 100.000 pF poliéster
R2 = 10.000 ohm 1/4 wat	R8 = 10.000 ohm 1/4 wat	IC1 = CD.4029
R3 = 10.000 ohm 1/4 wat	R9 = 10.000 ohm 1/4 wat	IC2 = CD.4029
R4 = 10.000 ohm 1/4 wat	R10 = 10.000 ohm 1/4 wat	IC3 = CD.4001
R5 = 10.000 ohm 1/4 wat	C1 = 100.000 pF poliéster	S1 = interruptor
R6 = 10.000 ohm 1/4 wat	C2 = 100.000 pF poliéster	contadores binarios

Este contador cuenta hacia delante y, por lo tanto, al conectar a la entrada del inverter —obtenido con un CD.4001— una de las 9 salidas del CD.4017, en la salida del inverter encontraremos la frecuencia de entrada dividida por el número elegido. Es decir, si aplicamos una frecuencia de 1 MHz, tendremos:

Salida conectada	Frec. en salida
1	1.000.000 Hz
2	500.000 Hz
3	333.333 Hz
4	250.000 Hz
5	200.000 Hz
6	166.666 Hz
7	142.875 Hz
8	125.000 Hz
9	111.111 Hz

En la figura 11, se puede ver el esquema práctico. Teniendo en cuenta su sencillez, consideramos superflua cualquier explicación. Para ahorrar un conmutador de nueve posiciones, hemos recurrido a terminales corrientes que, con un cable cualquiera, conectamos a las patillas 5-6 del inverter IC2/B. El circuito se puede alimentar con cualquier tensión comprendida entre los 5 y los 15 voltios.

Divisor hasta 999, asíncrono

En la figura 13 se refleja el esquema de un divisor de 1 a 999, con contadores corrientes x10, tipo SN.7490.

Este contador cuenta hacia delante y, por consiguiente, el número fijado en los conmutadores binarios corresponde al número de divisiones realizadas por el divisor.

Con tres de estos divisores, tendremos la posibilidad de dividir la frecuencia de entrada entre 1 y 999; por lo tanto, aplicando en la entrada una frecuencia de 1 MHz, podremos obtener en la salida múltiples frecuencias (para ser más exactos, 1.000). A título de ejemplo, podremos obtener:

dividida por 005 = 200.000 Hz
dividida por 010 = 100.000 Hz
dividida por 020 = 50.000 Hz
dividida por 100 = 10.000 Hz
dividida por 200 = 5.000 Hz
dividida por 500 = 2.000 Hz
dividida por 999 = 1.001 Hz

En este circuito, el transistor TR1 y el inverter IC4-A sirven para devolver a nivel lógico TTL, los impulsos recogidos en las

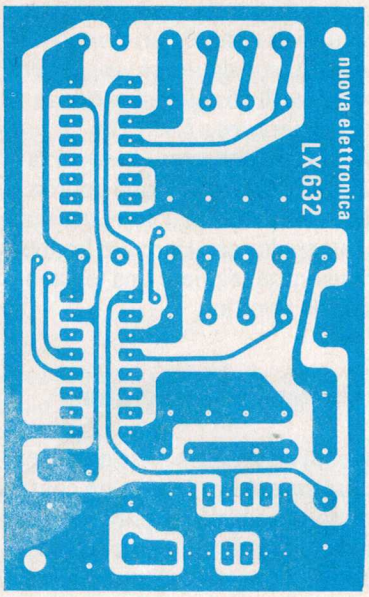


Fig. 28. **Dibujo, a tamaño natural, del circuito impreso del divisor programable adelante-atrás.**

salidas de los conmutadores binarios que, por la caida de tensión producida por los diodos conectados en serie con los conmutadores, no serían ya adecuados para accionar correctamente la entrada de reset de los contadores.

El integrado SN 7474 sirve, en cambio, para ensanchar el impulso de conteo que, de no ser así, sería demasiado estrecho al recogerlo, como es habitual, de la salida del reset.

Aunque este circuito está realizado con integrados tipo TTL, capaces de funcionar correctamente a frecuencias de hasta 20-30 MHz, debido a la configuración del circuito, el divisor programable obtenido puede generar errores de conteo cuando la frecuencia de entrada supera los 6-7 MHz.

La causa de este error radica en el hecho de que los contadores, al estar todos en serie entre sí, reciben los impulsos de clock retrasados, uno tras otro, del tiempo de propagación del impulso mismo en el integrado que le precede.

Como podéis ver en la figura 21, llevando a la entrada del primer contador el impulso de clock de la frecuencia que hay que dividir, este mismo impulso se presenta en la entrada del segundo divisor con un retraso de aproximadamente 30 nanosegundos (tiempo de propagación del integrado). Al tercer contador, la señal llega con un retarso de 30+30 nanosegundos y en su salida tendremos otro retardo de 30+30+30 = 90 nanosegundos. Sumando a dicho retraso los tiempos de recarga y de reset, se pueden alcanzar los 100-120 nanosegundos, que equivalen a una frecuencia de aproximadamente 8 MHz. Por consiguiente, si aplicamos a la entrada del circuito de división una frecuencia superior a 8 MHz, antes de que el último impulso para dividir llegue a la última

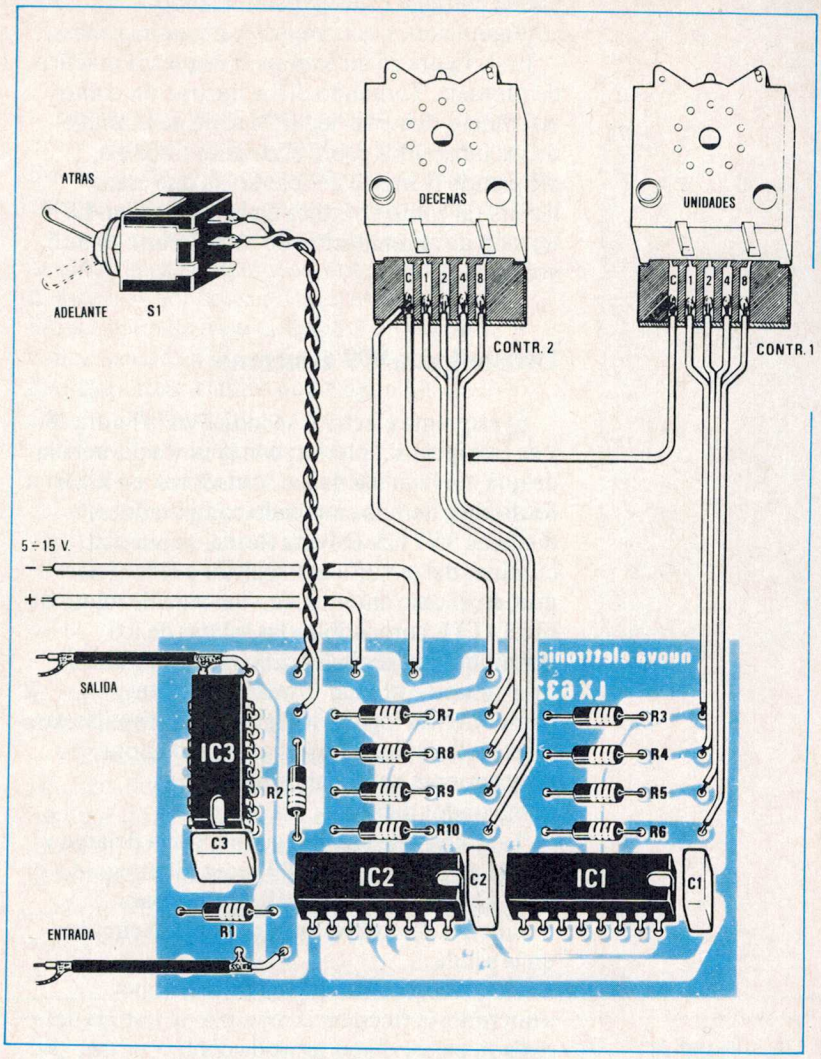


Fig. 29. **Esquema práctico de montaje del divisor adelante-atrás con C/Mos. Aconsejamos montar este contador y probarlo con el oscilador de 1 MHz C/Mos publicado en el número anterior.**

fase, de la que recogeremos el impulso para el reset de toda la cadena de dichos divisores, puede haber llegado al primer contador el impulso siguiente para su conteo. Este impulso se «pierde» a causa de este retraso.

Para los lectores más minuciosos, especificaremos que, para mayor coherencia del ejemplo reflejado en la figura 21, hemos supuesto, en este caso, que todos los contadores se encuentran en la situación de conteo «9», es decir que todos están próximos a la conmutación, con el fin de lograr, aplicando el impulso de prueba, un cambio de situación en todos los contadores, tal como se indica.

En la práctica, si se ajustan a 100, el contador divide por 101 o 102 y, de esta forma, obtenemos en salida una frecuencia ligeramente inferior a la que, de hecho, hemos programado.

Esta es la razón de que muchos lectores —sin tener en cuenta este factor y sabiendo que los integrados TTL pueden trabajar tranquilamente con frecuencias de hasta 20-30 MHz— se encuentran luego, al hacerlos trabajar a tan sólo 10-15 MHz, con notables diferencias entre el número programado y el número realmente obtenido en salida del oscilador.

Trabajando con frecuencias elevadas, se

puede eliminar este error empleando configuraciones «síncronas» y no «asíncronas».

En la figura 15 indicamos el esquema práctico de montaje. Tomando dicha ilustración como referencia, deberéis seguir la serie de montaje de los integrados sobre el circuito impreso, dirigiendo la marca de referencia que éstos llevan, tal como se indica en la ilustración. La tensión de alimentación de este circuito es de 5 voltios.

Divisor hasta 999 asíncrono

El esquema eléctrico se indica en la figura 16 y es casi igual al anterior, con la única diferencia de que, en la salida de los contadores, en lugar de diodos, hemos empleado comparadores digitales SN7485. De esta forma, se pueden eliminar del circuito el transistor y el inverter que, en el caso anterior, servían para devolver a nivel «TTL compatible» las salidas de los conmutadores digitales. El circuito queda así más «limpio» al estar formado sólo por componentes lógicos integrados. El impulso de reset de los contadores es generado ahora directamente por la salida del primer comparador digital.

También este circuito cuenta hacia delante y puede dividir entre 1 y 999 veces. El integrado SN.7474, incluido en la salida, sirve para ensanchar el impulso generado por el circuito en la salida.

Como se trata de otro circuito de tipo asíncrono, la frecuencia máxima de trabajo del divisor, para evitar errores de conteo, es de aproximadamente 5-6 MHz.

En la figura 17 se observa la realización práctica. Para la alimentacion, se emplea una tensión estabilizada de 5 voltios.

Divisor hacia atras, hasta 999

El contador divisor ilustrado en la figura 23, utiliza contadores programables TTL, tipo SN.74192. Se diferencia de los circuitos presentados anteriormente, en que este divisor cuenta hacia atrás.

El ciclo de conteo comienza cargando, atrás en los contadores, el número fijado en los conmutadores binarios y, a cada impulso aplicado en la entrada del clock, este número disminuye. Por ejemplo, si hemos fijado el número 123, el divisor comienza el conteo bajando a 122, 121, 120, etc., hasta que el contenido de los contadores alcanza el 0. Entonces, en la patilla de salida 13 del último contador se presenta un impulso positivo que, aplicado a la entrada en la patilla 11 de todos los contadores, vuelve a cargar el número fijado en los conmutadores binarios y vuelve a comenzar el conteo.

Este circuito es también un contador asíncrono y, por consiguiente, se pueden producir errores de división si se utiliza para frecuencias superiores a 6-7 MHz.

En la figura 25 se observa el esquema práctico de montaje de este circuito, que podréis tomar como referencia para situar correctamente los circuitos integrados en el circuito impreso. Para la alimentación, se requiere una tensión estabilizada de 5 voltios.

Divisor síncrono adelante-atrás

El esquema de la figura 27 se ofrece en último lugar, no sólo porque es un contador de tipo síncrono, sino también porque se puede utilizar como contador adelante (con S1 conmutado al positivo de alimentación) y como contador atrás (con S2 conmutado a masa). Es, por consiguiente, el esquema más completo, aunque es también el más complicado, entre los presentados hasta ahora. Utilizando sólo dos integrados podríamos, como es lógico, lograr una división máxima de 99 veces; aunque, añadiendo al esquema otro CD.4029, se puede elevar dicho límite máximo a 999; añadiendo dos, se alcanza un máximo de 9.999.

Aconsejamos montar y probar este circuito ya que, entre otras características, presenta un detalle «didáctico» muy importante.

Cuando el divisor se utiliza con cuenta atrás, el número fijado en los conmutadores binarios es, como siempre, el factor de división que obtendremos; es decir, fijando 12, dividirá 12 veces la frecuencia aplicada en la entrada, fijando 75, dividirá 75 veces, etc. Cuando el divisor cuenta hacia delante, el número que fijamos en los conmutadores es el complemento de 10 del factor de división.

Con algunos ejemplos, lograremos explicaros mejor el significado de la expresión «complemento de 10».

Con referencia al circuito del divisor de dos contadores, si queremos dividir la frecuencia de entrada 15 veces, tendremos que realizar esta sencilla operación:

$$99 - 15 = 84$$

El número obtenido es la cifra que tendremos que fijar en los conmutadores binarios del divisor. La razón de ello es muy sencilla: el contador, al comienzo del ciclo de conteo, carga en el divisor el número fijado en los conmutadores binarios y, entonces, comienza a contar desde este número hasta llegar a 99. Una vez alcanzado este punto, en la patilla 7 del contador se genera un impulso que, devuelto a la entrada de carga de los divisores, vuelve a cargar la misma cifra de partida y a comenzar el conteo.

Por consiguiente, al cargar el número 84, el

divisor empieza a contar 84, 85, 86, 87, hasta 99 y, entonces, proporciona en salida un impulso de reset.

Por lo tanto, si deseamos conseguir una división por 44, tendremos que fijar en los contadores binarios el número:

$$99 - 44 = 55$$

Si deseamos dividir por 90, el número que tendremos que fijar, como ya habréis supuesto, es:

$$99 - 90 = 09$$

Una vez montado el circuito, os resultará fácil comprobar en la práctica la realidad de cuanto hemos explicado.

Nos ha parecido conveniente presentar este circuito ya que no siempre es fácil entender la razón de que, al fijar en los conmutadores binarios un número «pequeño», se consiga luego una división por un factor elevado y, al contrario, al fijar un número «elevado» en los conmutadores, se consiga una división por un factor pequeño.

Es evidente que la misma norma del complemento es válida si el contador, en lugar de dos, tiene cuatro cifras.

Con cuatro cifras tendremos que considerar un número máximo de 9.999 y, por consiguiente, para la división x15, x44 o x90, tendremos que fijar, respectivamente, los siguientes números:

$$9.999 - 15 = 9.984$$
$$9.999 - 44 = 9.955$$
$$9.999 - 90 = 9.909$$

El circuito del divisor síncrono, a diferencia de los asíncronos, no introduce error alguno de conteo, es decir no se pierde ningún impulso de entrada por el retraso de propagación del conteo.

Como podéis observar en la figura 22, la señal de clock llega simultáneamente a todos los divisores y, por consiguiente, el retraso de propagación de todo el sistema no se suma, como sucede en los contadores asíncronos, sino que se mantiene en 30 nanosegundos aproximadamente.

En consecuencia, este circuito puede aprovechar al máximo las capacidades de conteo de los integrados utilizados en el divisor y la frecuencia máxima de entrada. Alimentando el circuito con 12-15 voltios, podremos dividir frecuencias máximas de 4-5 MHz.

En la figura 29 se observa el esquema práctico de montaje de este circuito, y como podréis ver, su realización es muy sencilla.

Tomando como referencia el esquema práctico, debéis respetar el sentido correcto de montaje de los integrados en el circuito impreso, situando la marca de referencia que llevan, tal y como se indica en la ilustración.

Como tensión de alimentación, se requiere una tensión estabilizada de 5 voltios.

AHORA MAS CERCA DE UN VERDADERO SURTIDO.

PUNTO DE ENCUENTRO DE EMPRESAS, PROFESIONALES Y AFICIONADOS.

ELECTRONICA
SANDOSUR, S.A.
COMPONENTES ELECTRONICOS
CRUCERO BALEARES, 23

SERIES:

..2N, 3N, Europa, Mos-Power, IRF, MJ, MP.., RCA, U, V, 74xx, 74 HCT, 40xx, 45xx, 75xx, A, AN, 8a, AD, ADC, DAC, HA, ICL, ICM, LL, LS, LF, LM, U, UCN, UDN, Diodos (más de 350 referencias)... Y UN LARGO ETC., ASI COMO TODOS LOS COMPLEMENTOS PARA LA CONFECCION DEL MONTAJE MAS SENCILLO AL MAS SOFISTICADO.

Suministramos a otras provincias, consúltenos, estamos en:
EL PUERTO DE SANTAMARIA. TF.: (956) 85 53 02. FAX: (956) 87 31 07.

BOOSTER PARA AUTORR

Aprovechando la «clase D» se pueden realizar amplificadores de potencia, con rendimientos tan elevados que, incluso a la potencia máxima, los finales se mantiene apenas templados. Si os interesa complementar la radio de vuestro coche con un potente amplificador estereo, en este artículo os explicamos cómo hacerlo.

64 W EFICACES POR CANAL, CON UN RENDIMIENTO SUPERIOR AL 80%.

Ya sabemos que a los jóvenes les gustan tanto los megawatios de las discotecas, que hacen todo lo posible por transformar el habitáculo de sus coches en una minidiscoteca rodante; en consecuencia, si con las radios de coche corrientes no consiguen una potencia satisfactoria, buscan rápidamente un amplificador capaz de «disparar» todos los watios posibles.

Ya no nos sorprenden las numerosas peticiones que recibimos, de amplificadores de potencia de 40+40, 50+50, 60+60 e, incluso, 100+100 watios, para instalar en el coche.

Lo que si nos sorprende es que casi todos pretenden alcanzar una potencia de este tipo conectando varias etapas finales en paralelo. Es evidente que no todos saben que, aunque se conecten en paralelo hasta 4, 5 ó 6 etapas finales, en la salida se obtiene la misma potencia que pueda proporcionar una sola etapa final.

Para poner un ejemplo, veamos el esquema de un single-ended final corriente representado en la figura 1.

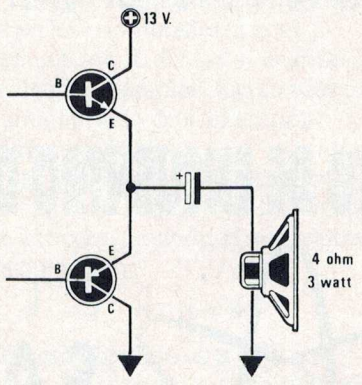
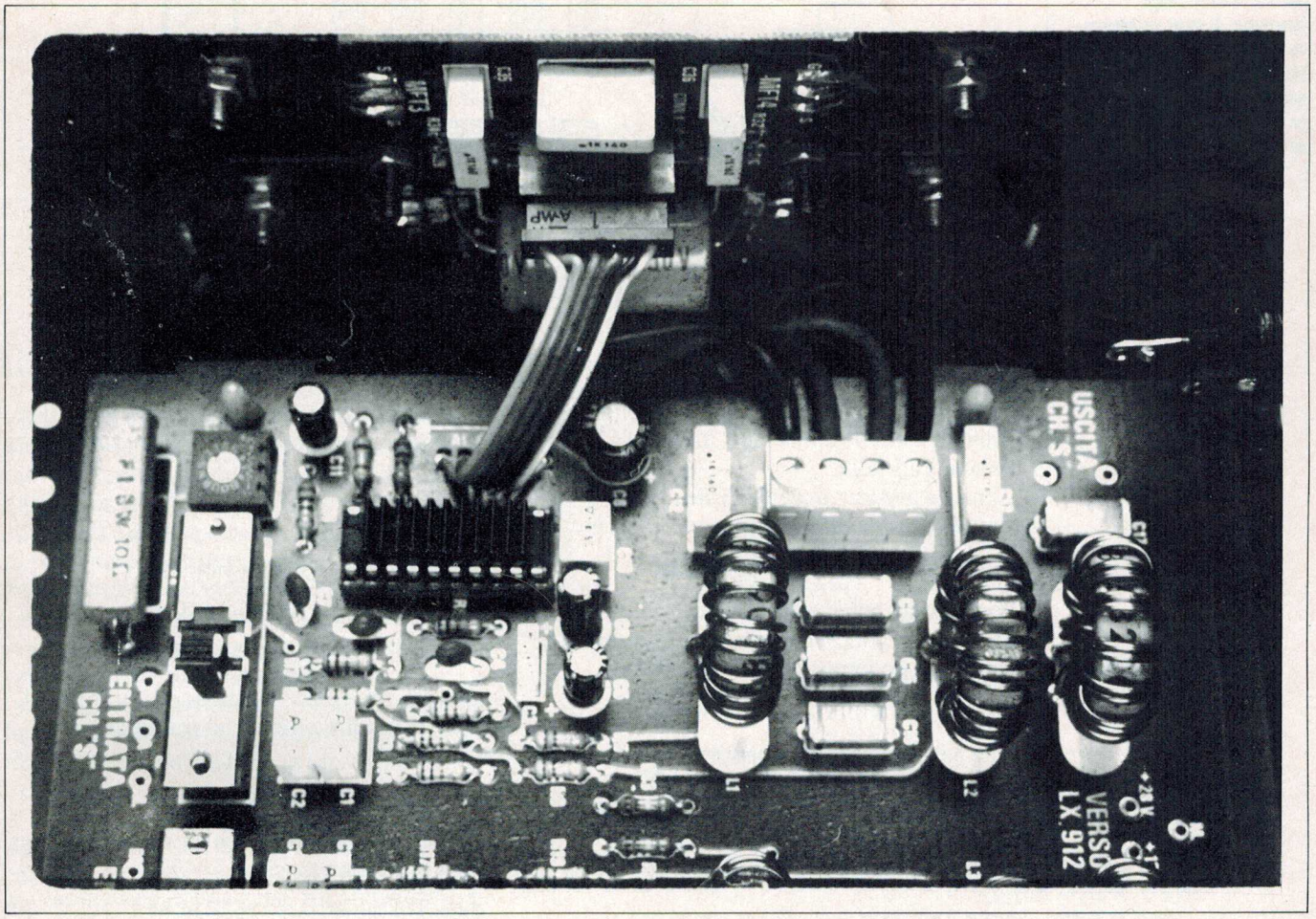


Fig. 1. **Si se alimenta con una tensión de 13 voltios cualquier final de BF provisto de un altavoz de 4 ohmios, la potencia máxima que se puede obtener nunca supera los 3 watios «eficaces». Para duplicar esta potencia se podrían utilizar altavoces de 2 ohmios.**

ADIO DE 64+64 WATIOS



Si lo alimentamos con una tensión de 13 voltios (tensión media de una batería de coche) y en su salida aplicamos un altavoz de 4 ohmios, la potencia máxima que podemos conseguir no supera, en ningún caso, los 3 watios eficaces.

Aunque montáramos en este circuito dos finales de potencia, capaces de desarrollar 100 watios, seguiríamos obteniendo 3 watios eficaces.

Estas afirmaciones son fáciles de comprobar mediante unos simples cálculos matemáticos.

Puntualizaremos de inmediato que, al disponer de una tensión de alimentación de 13 voltios, la tensión máxima que podemos aplicar sobre la «carga» (altavoz) no puede superar nunca la de alimentación; es más, para reducir la distorsión al mínimo, deberíamos mantenernos siempre en valores 3 ó 4 voltios por debajo.

Por lo tanto, con una tensión de 13 voltios, no podríamos aplicar nunca sobre la carga una señal que supere los: 13 - 4 = 9 voltios.

Como es lógico, estos voltios son pico-pico; si

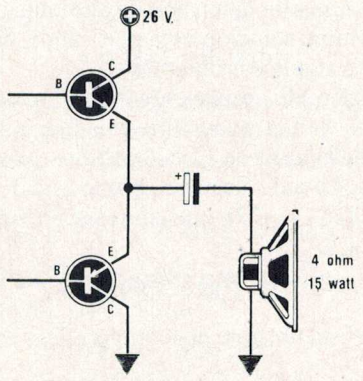


Fig. 2. **Al duplicar la tensión de alimentación, siempre con un altavoz de 4 ohmios, se puede aumentar de salida y alcanzar unos 15 watios. Aunque se utilicen finales de 100 watios, en la salida se obtiene siempre una potencia de 15 watios.**

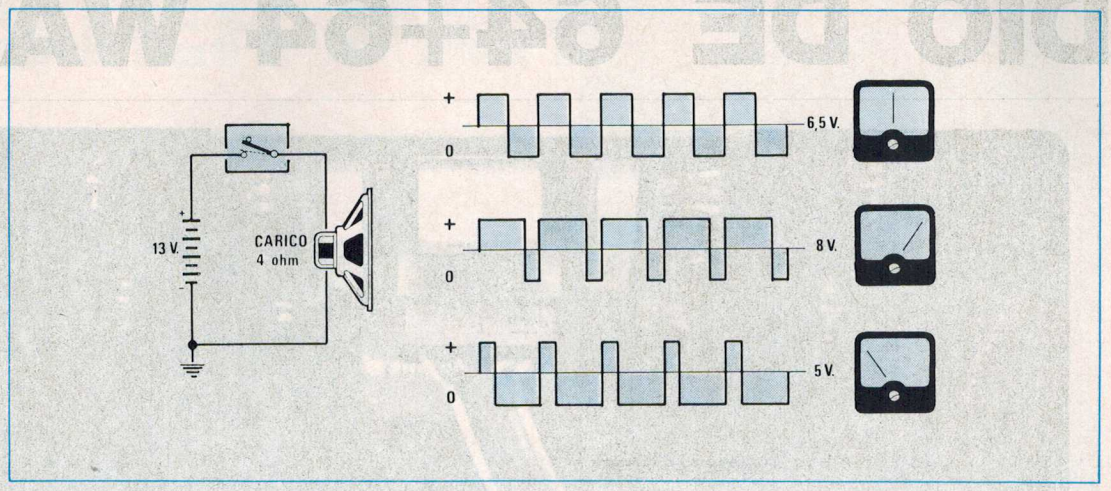


Fig. 3. **En un amplificador de «clase D», el transistor no funciona como amplificador sino tan sólo como un simple interruptor. Al variar los tiempos de apertura y de cierre varía la tensión en la «carga». Con un duty-cycle del 50%, se consigue en salida la mitad de la tensión de alimentación.**

queremos calcular los voltios eficaces tenemos que dividir estos 9 voltios por 2,82; así, 9 : 2,82 = 3,19 voltios eficaces.

Con esta tensión, podemos calcular los watios eficaces mediante la fórmula siguiente:

Watios = (voltios x voltios): R

Por lo tanto, como sabemos que el altavoz tiene una impedancia de 4 ohmios, la potencia máxima que podemos obtener será de:

(3,19 x 3,19): 4 = 2,54 watios.

Para aumentar la potencia sólo caben tres posibilidades:

1.ª Reducir la impedancia de los altavoces, pasando de 4 a 2 ohmios. En este caso, la potencia se duplica, es decir se pasa de 2,54 a 5 watios.

2.ª Realizar etapas finales con configuraciones en puente (ver LX371 en la revista n.º 10 y LX.844 en la revista n.º 60). En estos casos, la potencia de salida se multiplica por cuatro.

3.ª Aumentar la tensión de alimentación.

La última solución es la más válida, aunque conlleva algunos problemas.

Por ejemplo, duplicando la tensión de alimentación en el circuito de la figura 2 —es decir elevándola de 13 a 26 voltios—, la señal pico-pico puede alcanzar un máximo de 22 voltios (26 - 4 = 22), que equivale, en voltios eficaces, a:

22 : 2,82 = 7,8 voltios

Con esta tensión, la potencia eficaz es de:

(7,8 x 7,8): 4 = 15,21 watios

Como el rendimiento de estas etapas finales siempre es reducido, los finales se recalientan; en consecuencia, y para disipar rápidamente el calor generado, tendremos que montarlos sobre unas enormes aletas de refrigeración.

En efecto, para desarrollar en el altavoz una potencia de tan solo 10 watios, por la carga tiene que circular una corriente de:

$$A = \sqrt{\text{Watios : ohmios}}$$

es decir:

$$\sqrt{10 : 4} = 1{,}58 \text{ amperios}$$

Lo que significa obtener de la alimentación:

26 x 1,58 = 41 watios.

Si para conseguir 10 watios consumimos 40 watios, el rendimiento de tal amplificador, resulta ser de:

Wa x 100 : Wu

Donde Wu es la potencia en salida y Wa la potencia de alimentación.

Sustituyendo los datos que ya poseemos, vemos que:

10 x 100 : 41 = 24% de rendimiento.

Para alcanzar rendimientos más elevados, sólo hay una solución: realizar circuitos en clase D, conocidos también como amplificadores en PWM, es decir Pulse Width Modulation (modulación del ancho del impulso).

La amplificación en clase D

Para explicaros cómo funciona un circuito en clase D, ante todo, tenemos que empezar a considerar a un transistor final, no ya como amplificador, sino como simple interruptor que se abre y se cierra directamente sobre la carga (ver la figura 3).

Si los tiempos de apertura y cierre son totalmente idénticos (duty-cycle del 50%), en la carga encontramos la mitad de la tensión de alimentación (ver la figura 3, dibujo superior).

Si dicho interruptor permanece cerrado durante un tiempo superior al tiempo de apertura (duty-cycle del 75%), la tensión en la carga aumenta; ocurre lo contrario si permanece cerrado durante un tiempo menor (duty-cycle del 25%) respecto al de apertura (ver en la figura 3 los dibujos medio e inferior).

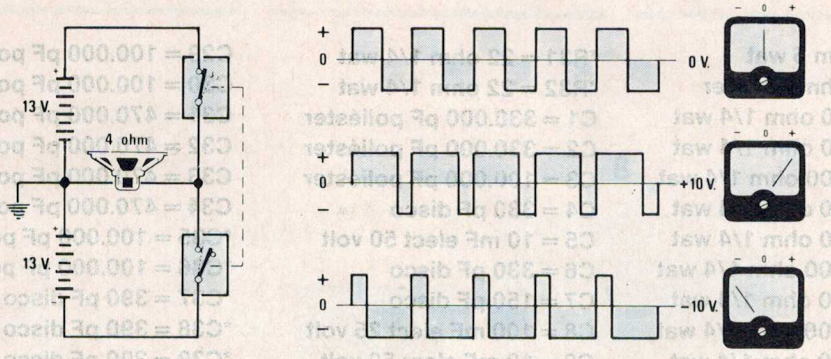


Fig. 4. **Utilizando una tensión dual, nos encontraremos en la «carga» con una tensión de «0 voltios», cuando el duty-cycle sea igual al 50%, una tensión positiva cuando el duty-cycle sea superior al 50% y una tensión negativa cuando el duty-cycle sea inferior.**

Al realizar una configuración en puente, o bien una etapa alimentada por una tensión dual (ver la figura 4), en los extremos del altavoz se encuentra presente una tensión de 0 voltios cuando el duty-cycle es del 50%, una tensión positiva cuando el duty-cycle es superior al 50% y una tensión negativa cuando es menor al 50%.

Por consiguiente, manteniendo constante la frecuencia de conmutación y haciendo variar este duty-cycle con una señal de BF (modulación del ancho del impulso), podremos hacer llegar al altavoz una tensión que refleje fielmente la señal de BF con un rendimiento casi ideal.

Volviendo al ejemplo del amplificador alimentado con 26 voltios, ya hemos visto que, para proporcionar en salida una potencia de 10 watios, por la carga (altavoz) tiene que circular una corriente de 1,58 amperios.

También en la carga de un amplificador de clase D circularán los mismos amperios y, para lograrlo, significa que en los extremos de la carga hay una tensión (Vu) de:

Vu = Watios : Amperios, es decir:
10 : 1,58 = 6,329 voltios,

número que redondearemos a 6,33 voltios.

Conociendo ya los voltios de alimentación Va y los voltios en la carga Vu, podemos calcular el valor del duty-cycle, que será:

duty-cycle = Vu : Va

Sustituyendo los dos valores necesarios Vu = 6,33 (voltios salida) y Va = 26 (voltios alimentación), obtendremos:

6,33 : 26 = 0,2434615 duty-cycle

número que redondearemos a 0,2435.

Con este duty-cycle recogeremos del alimentador una corriente considerablemente inferior a la de un circuito corriente no conmutable; en efecto, multiplicando 1,58 amperios por el duty-cycle, tendremos que:

1,58 x 0,2435 = 0,3847 amperios.

Multiplicando los voltios de alimentación por estos amperios, averiguaremos la potencia en watios que tendrá que desarrollar la alimentación:

26 x 0,3847 = 10 watios

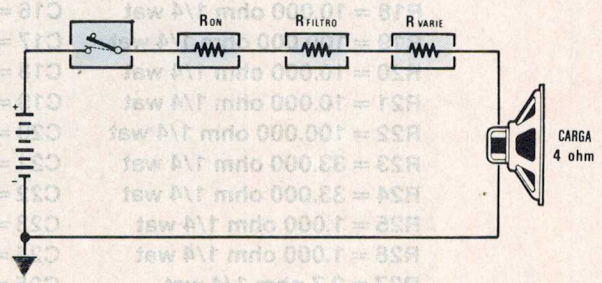


Fig. 5. **Si no existieran, en serie con la «carga», las resistencias «Ron» del Moss-Power, la «R» del filtro paso-bajo y de las conexiones, se podrían conseguir rendimientos del 100% con un amplificador en «clase D». Como no se puede eliminar todo ésto, tendremos que conformarnos con un rendimiento de aproximadamente un 80%.**

En teoría, con este sistema se consumen 10 watios para desarrollar 10, por lo que el rendimiento sería, en este caso, igual al 100%, ya que:

rendimiento = Wa x 100 : Wu

donde Wu = watios salida y Wa = watios alimentación; por lo tanto:

10 x 100 : 10 = 100%

En la práctica, nunca lograremos este rendimiento, ya que en nuestros cálculos no hemos tenido en cuenta todos los factores negativos, es decir (ver la figura 5):

Ron: resistencia óhmica de cierre del transistor o del Mos-Power final;

Rfiltro: resistencia óhmica del filtro paso-bajo

COMPONENTES LX910-LX911

R1 = 10 ohm 5 wat
R2 = 100 ohm trimmer
R3 = 10.000 ohm 1/4 wat
R4 = 10.000 ohm 1/4 wat
R5 = 100.000 ohm 1/4 wat
R6 = 10.000 ohm 1/4 wat
R7 = 10.000 ohm 1/4 wat
R8 = 100.000 ohm 1/4 wat
R9 = 33.000 ohm 1/4 wat
R10 = 33.000 ohm 1/4 wat
R11 = 1.000 ohm 1/4 wat
R12 = 1.000 ohm 1/4 wat
R13 = 2,7 ohm 1/4 wat
R14 = 470.000 ohm 1/4 wat
R15 = 10 ohm 5 wat
R16 = 100 ohm trimmer
R17 = 10.000 ohm 1/4 wat
R18 = 10.000 ohm 1/4 wat
R19 = 100.000 ohm 1/4 wat
R20 = 10.000 ohm 1/4 wat
R21 = 10.000 ohm 1/4 wat
R22 = 100.000 ohm 1/4 wat
R23 = 33.000 ohm 1/4 wat
R24 = 33.000 ohm 1/4 wat
R25 = 1.000 ohm 1/4 wat
R26 = 1.000 ohm 1/4 wat
R27 = 2,7 ohm 1/4 wat
R28 = 470.000 ohm 1/4 wat
*R29 = 22 ohm 1/4 wat
*R30 = 22 ohm 1/4 wat
*R31 = 22 ohm 1/4 wat
*R32 = 22 ohm 1/4 wat
C1 = 330.000 pF poliéster
C2 = 330.000 pF poliéster
C3 = 100.000 pF poliéster
C4 = 330 pF disco
C5 = 10 mF elect 50 volt
C6 = 330 pF disco
C7 = 150 pF disco
C8 = 100 mF elect 25 volt
C9 = 10 mF elect 50 volt
C10 = 1 mF poliéster
C11 = 2,2 mF elect 63 volt
C12 = 100.000 pF pol. 160 V.
C13 = 100.000 pF pol. 160 V.
C14 = 470.000 pF pol. 100 V.
C15 = 470.000 pF pol. 100 V.
C16 = 470.000 pF pol. 100 V.
C17 = 470.000 pF pol. 100 V.
C18 = 330.000 pF poliéster
C19 = 330.000 pF poliéster
C20 = 100.000 pF poliéster
C21 = 330 pF disco
C22 = 10 mF elect 50 volt
C23 = 330 pF disco
C24 = 150 pF disco
C25 = 100 mF elect 25 volt
C26 = 10 mF elect 50 volt
C27 = 1 mF poliéster
C28 = 2,2 mF elect 63 volt
C29 = 100.000 pF pol. 160 v.
C30 = 100.000 pF pol. 160 V.
C31 = 470.000 pF pol. 100 V.
C32 = 470.000 pF pol. 100 V.
C33 = 470.000 pF pol. 100 V.
C34 = 470.000 pF pol. 100 V.
*C35 = 100.000 pF pol.160 V.
*C36 = 100.000 pF pol. 160 V.
*C37 = 390 pF disco
*C38 = 390 pF disco
*C39 = 390 pF disco
*C40 = 390 pF disco
*C41 = 470 mF elect 50 volt
*C42 = 100.000 pF pol. 160 V.
L1 = imp. 20 uH mod. VK20.02
L2 = imp. 20 uH mod. VK20.02
L3 = imp. 20 uH mod. VK20.02
L4 = imp. 20 uH mod. VK20.02
T1 = imp. 6 uH mod. VK20.03
T2 = imp. 6 uH mod. VK20.03
*MFT1 = mosfet tipo P321
*MFT2 = mosfet tipo P321
*MFT3 = mosfet tipo P321
*MFT4 = mosfet tipo P321
IC1 = TDA.7260
IC2 = TDA.7260
S1 = com. 4 vias 2 pos.
S2 = com. 4 vias 2 pos.

Nota: los componentes marcados con un asterisco se montan en el circuito impreso LX.911.

conectado en serie al altavoz;

Rvarias: resistencias óhmicas de las pistas del circuito impreso, de los cables de conexión, de las regletas, etc.

Sea como fuere, y aun teniendo en cuenta estos factores negativos, el rendimiento no bajará nunca del 80%.

Aunque, en el peor de los casos, la suma de todas estas resistencias negativas, oscilara alrededor de los 0,8 ohmios, como carga no tendríamos ya 4 ohmios, sino 4,8 ohmios.

Sabiendo que la tensión en la carga es de 6,33 voltios y volviendo a realizar nuestros cálculos:

Watios = (voltios x voltios) : ohmios

tenemos que:

(6,33 x 6,33) : 4,8 = 8,34 watios.

Dividiendo la potencia desarrollada por la consumida, es decir 10 watios, obtenemos el rendimiento que, en este caso, es de:

8,34 x 100 : 10 = 83,4%

En las mismas condiciones, pero sin aprovechar la clase D, el rendimiento máximo que podríamos alcanzar no superaría el 24%.

Con rendimientos superiores al 80%, los transistores finales se mantienen templados, por lo que se pueden utilizar aletas de refrigeración muy reducidas, con el fin de disipar el escaso calor generado, con las consiguientes ventajas de espacio en relación con la potencia.

Llegados a este punto, muchos se preguntarán: «¿Cuánto distorsiona un amplificador como éste?»

Los datos que hemos detectado en 8 ejemplares que hemos montado, se reflejan en la tabla inferior.

FRECUENCIA	POTENCIA Y DISTORSION		
100 Hz	20 wat 0,3%	40 wat 0,3%	60 wat 0,4%
1.000 Hz	20 wat 0,5%	40 wat 0,6%	60 wat 0,7%
10.000 Hz	20 wat 0,6%	40 wat 0,7%	60 wat 0,8%

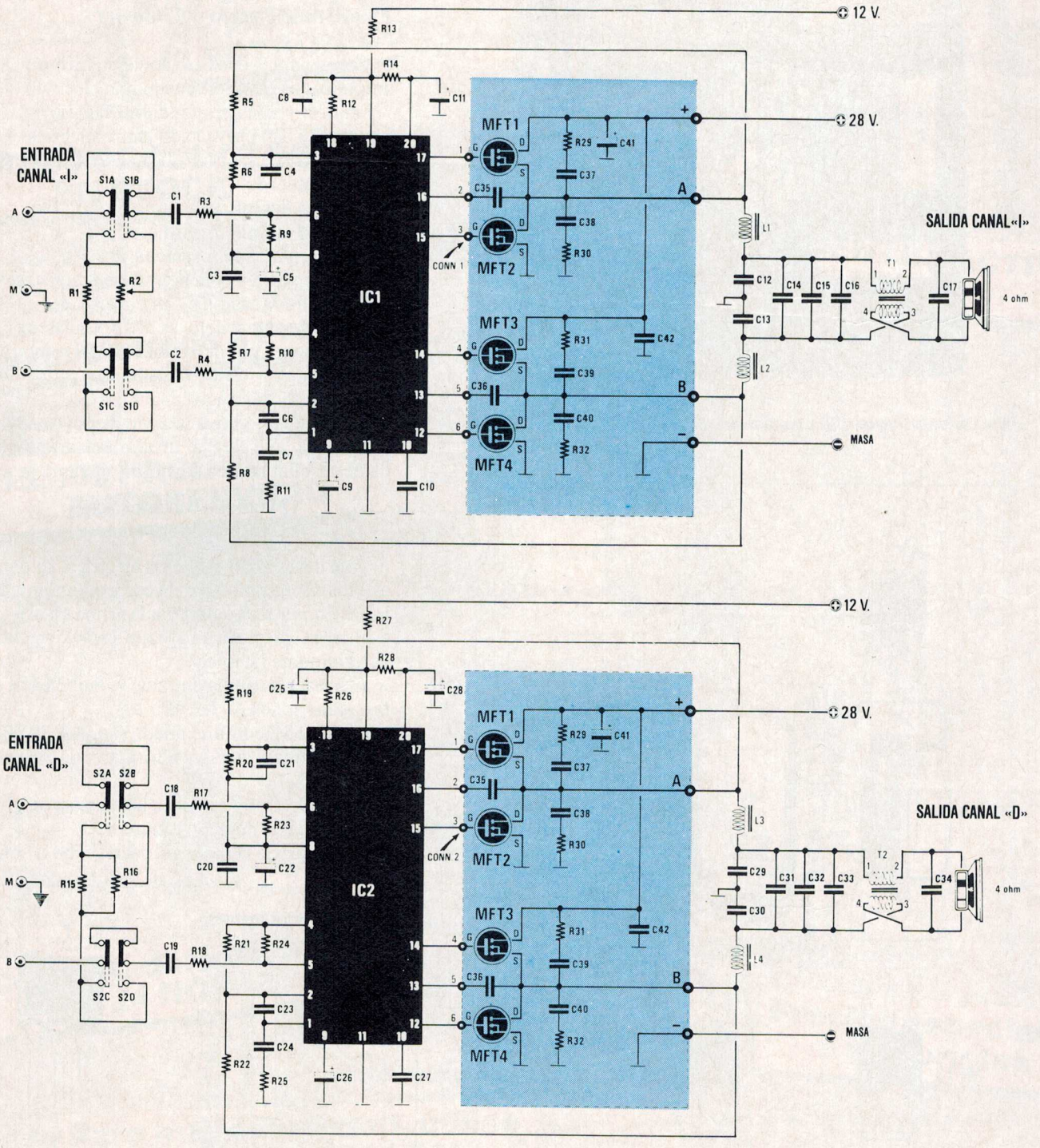
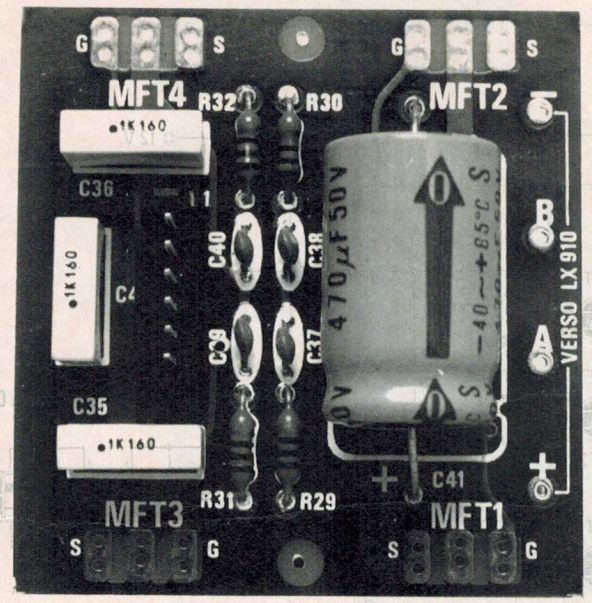


Figura 6. **Esquema eléctrico del amplificador booster estéreo de 64+64 watios. Los cuatro Mos-Power conectados en puente trabajan alternativamente, abriéndose y cerrándose con una frecuencia de 200 KHz. La señal de BF aplicada en las entradas se utiliza para modular la anchura de la onda cuadrada, es decir para variar el duty-cycle positivo.**



Fotografía del circuito impreso LX.911, que se monta sobre las aletas de refrigeración del mueble.

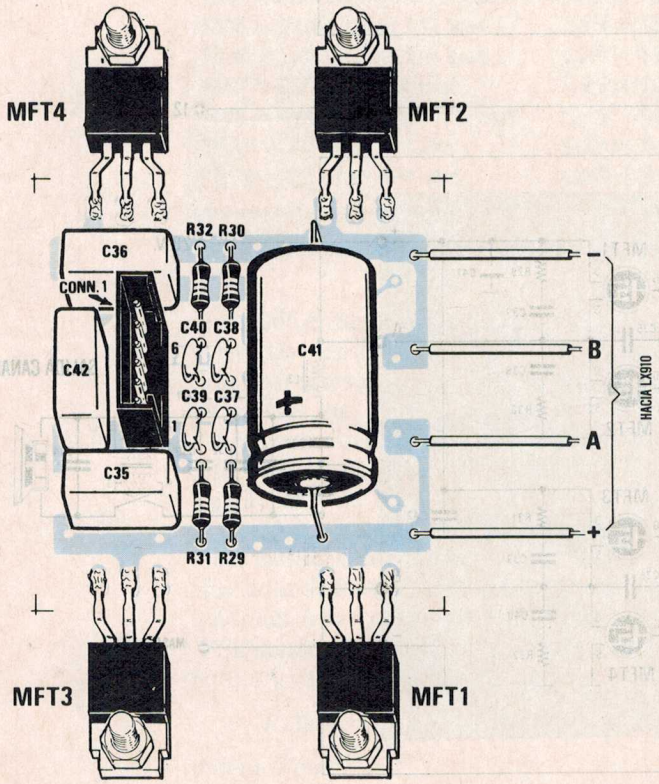


Fig. 7. Esquema práctico de montaje del circuito LX.911. Los Mos-Power se fijan a la aleta «aislando» sus cuerpos con una mica.

Como se puede observar las prestaciones son excelentes, si tenemos en cuenta que en los amplificadores corrientes de potencia para autorradios, la distorsión es muy similar.

Esquema eléctrico del booster

Como para el coche se suele preferir un amplificador estereo, el esquema eléctrico (ver la figura 6) y su correspondiente circuito impreso se han proyectado para alojar dos etapas finales, una para el canal derecho y otra para el izquierdo.

Quienes deseen un aparato mono, sólo tienen que montar una única etapa.

Este amplificador se puede aprovechar también en casa o para pequeñas orquestas; y, para ello, nos gustaría puntualizar que, conectando en paralelo las dos entradas, se puede obtener un final mono de 128 watios (64 watios por altavoz), de tamaño muy reducido y con un gasto mínimo.

Si se utiliza con una tensión de red de 220 voltios, hay que agregar un alimentador, capaz de desarrollar las dos tensiones siguientes:

12 voltios a 0,3 amperios
28 voltios a 5 amperios

Para describir el esquema eléctrico, sólo estudiaremos una etapa, la correspondiente al canal izquierdo (etapa situada arriba en el esquema), ya que la otra etapa, canal derecho, es totalmente idéntica.

Empezando por la entrada, vemos 3 hilos con las indicaciones A - M - B.

El cable M, como se puede suponer, es la masa, mientras que A y B forman una entrada equilibrada.

En estas dos entradas no hay que aplicar la señal del canal derecho e izquierdo, procedentes de la radio del coche, sino la señal

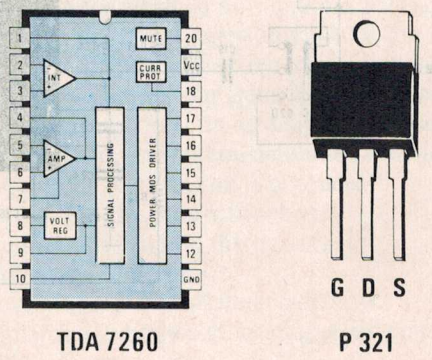
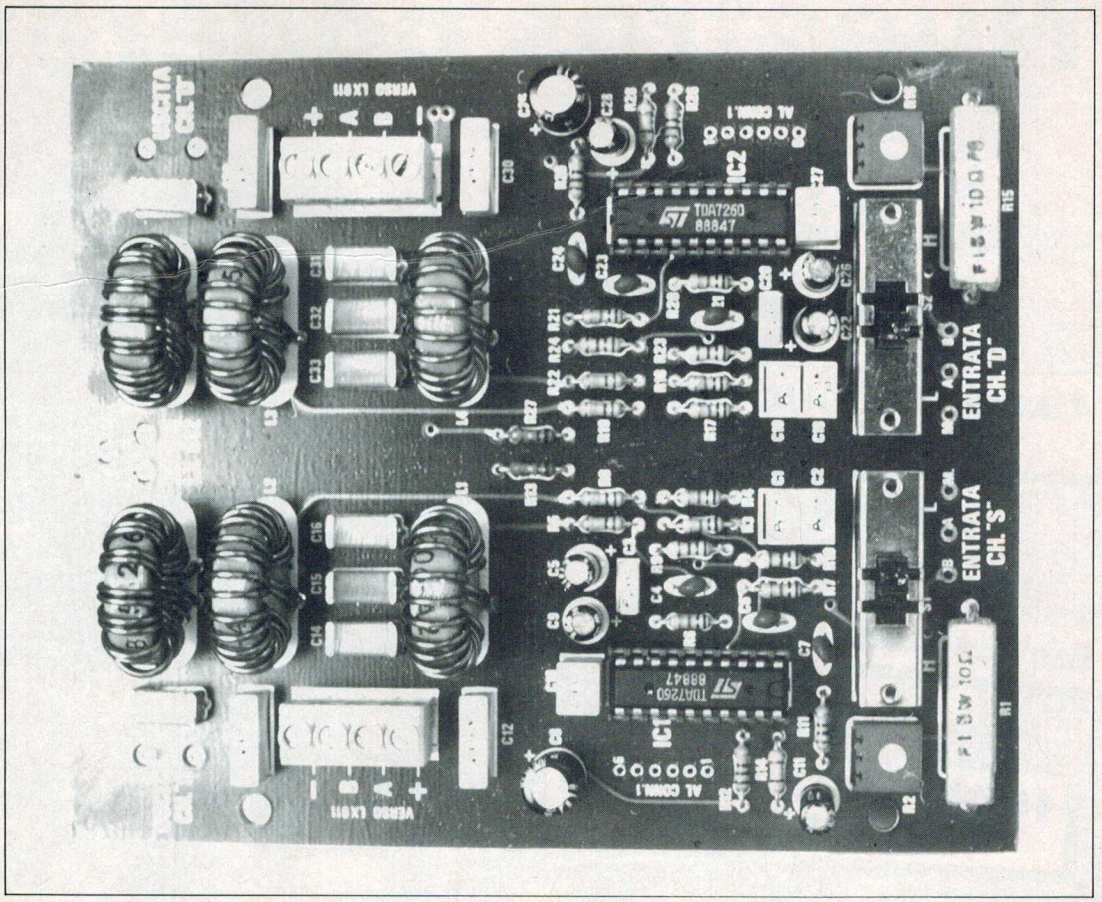


Fig. 8. Conexiones internas del integrado «Driver PWM», marcado TDA.7260, y de los terminales del Mos-Power P.321. El integrado TDA.7260 puede gobernar alternativamente dos pares de Mos-Power conectados en puente. De esta forma, se puede conseguir en la salida de este amplificador, una potencia cuadruplicada.

Fotografia del circuito impreso LX910, tal como queda una vez montado. Obsérvense las 6 bobinas sobre núcleo toroidal.



de un único canal. Se ha incluido la doble entrada para poder disponer de una entrada equilibrada, en caso de que la radio de vuestro coche carezca de ella, es decir de dos cables más la masa.

Si recogemos la señal de los dos terminales del altavoz, al no estar equilibrado, aplicaremos el cable de la señal de BF a la entrada A y el cable conectado al terminal que va a masa, a la entrada B (ver figuras 10 y 11).

El doble interruptor deslizante, marcado S1/A-S1/B y S1/C-S1/D sirve para habilitar esta entrada para recibir la señal de un preamplificador o directamente del altavoz.

En la primera posición, la señal penetra directamente en los dos condensadores C1 y C2 y, en este caso, la señal máxima que se puede aplicar en la entrada, no puede superar los 0,5 voltios eficaces.

En la segunda posición, en las dos entradas A-B se aplica una resistencia de hilo de 10 ohmios 5 watios (ver R1), que sustituye la carga del altavoz existente en la radio.

El trimmer R2, conectado en paralelo con dicha resistencia, sirve para dosificar la amplitud de la señal que se aplica al amplificador; también en este caso no se deben superar los 0,5 voltios, con el fin de no saturar el amplificador.

Como se observa en el esquema eléctrico, la señal penetra en las dos patillas 5 y 6 de IC1, un integrado TDA.7260, un Driver PWM de elevada eficiencia.

En la práctica, este integrado constituye el «corazón» del amplificador en clase D, ya que, además de generar la frecuencia de onda cuadrada a 200 KHz aproximadamente —necesaria para gobernar los cuatro MOS-POWER finales—, modifica su duty-cycle en función de la amplitud de la señal de BF aplicada en la entrada.

La configuración en puente es imprescindible para, con una tensión de alimentación en los finales de tan solo 28 voltios, lograr en salida una potencia de 64 watios, aproximadamente.

Los cuatro finales, Mos-Power tipo P.321, conectados a las salidas 15-17 y 12-14 de IC1, trabajan alternativamente por pares, en el orden siguiente: MFT1/MFT4, MFT2/MFT3, y al contrario.

Puntualizaremos que el integrado driver TDA.7260 está protegido contra posibles cortocircuitos accidentales (patilla 18), además dispone de una protección térmica y de un antibump (patillas 19-20), por lo que en los altavoces ya no se oirá, al encender, el bump característico.

La señal amplificada en potencia, que recogemos de los dos pares MFT1-MFT4 y MFT2-MFT3 (ver salidas A-B en el rectángulo coloreado), antes de alcanzar el altavoz, se filtra a través de un doble filtro paso-bajo, muy eficaz, formado por L1-L2-C12-C13-C14-C15-C16 y

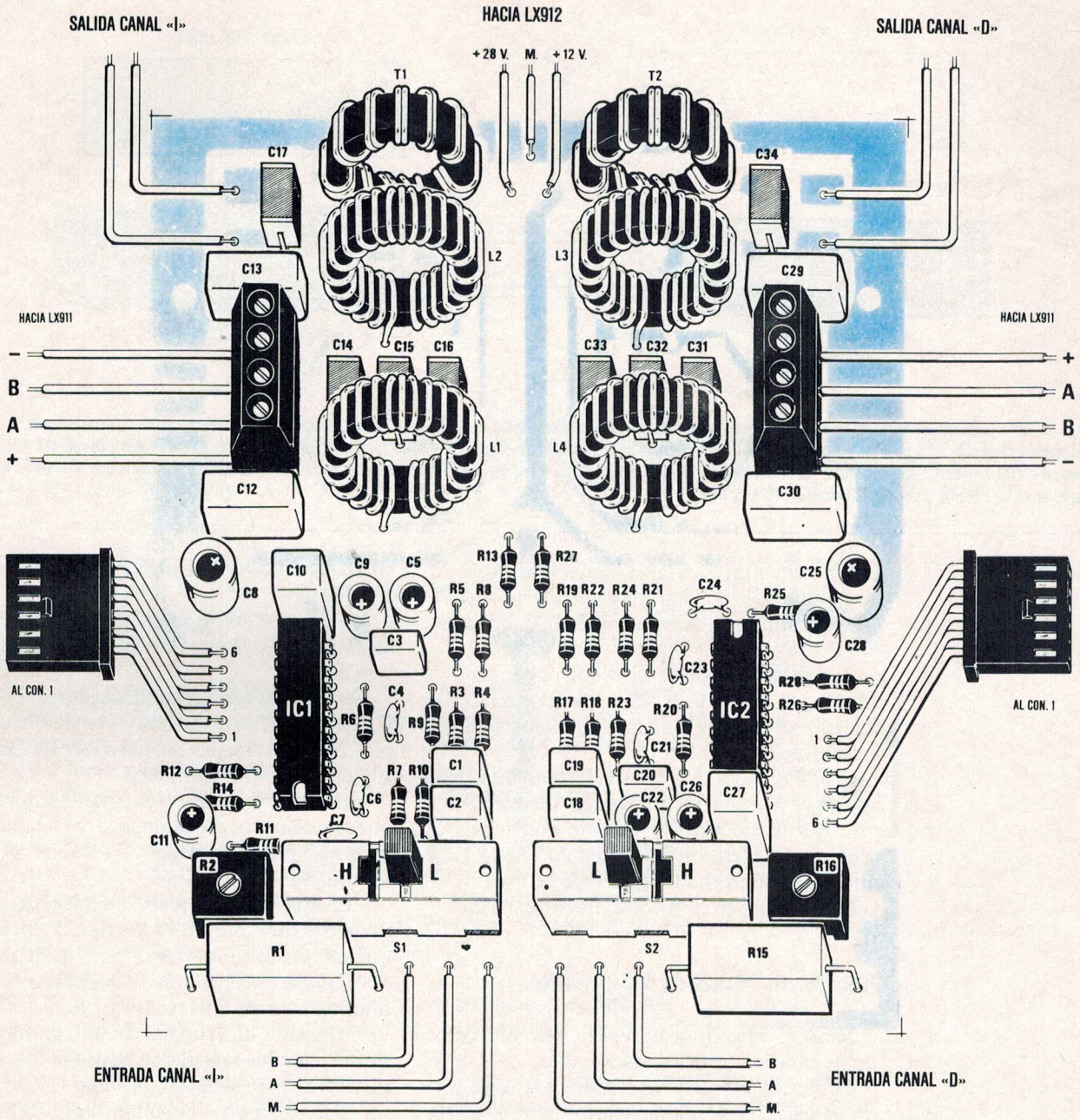


Fig. 9. **Esquema práctico de montaje del amplificador estereo de 64+64 watios. Los conectores hembra de 6 hilos dibujados a los lados del circuito, se enchufan en los conectores machos de los circuitos LX.911 (ver fig. 7). También los hilos -, B, A, +, que salen de las dos regletas se conectan a dichos circuitos. Arriba, en el centro, los tres cables de alimentación, 18 voltios, Masa, 12 voltios, que obtendréis del kit LX.912.**

T1-C17, calculados para un corte a 30 KHz, con el fin de eliminar totalmente cualquier residuo de la frecuencia de conmutación a 200 KHz.

En consecuencia, nunca llegarán al altavoz los 200 KHz de onda cuadrada, utilizados para la conmutación, sino tan sólo la tensión de la señal de baja frecuencia, tal como podría proporcionarla un amplificador de potencia clásico.

Como ya habréis observado, el integrado IC1 se alimenta con una tensión de 12 voltios, y los cuatro finales con una tensión de 28 voltios.

Al montar en la salida altavoces de 8 ohmios, y no de 4 ohmios, la potencia máxima de salida se reduce a la mitad, obteniéndose 32+32 watios eficaces, en lugar de 64+64.

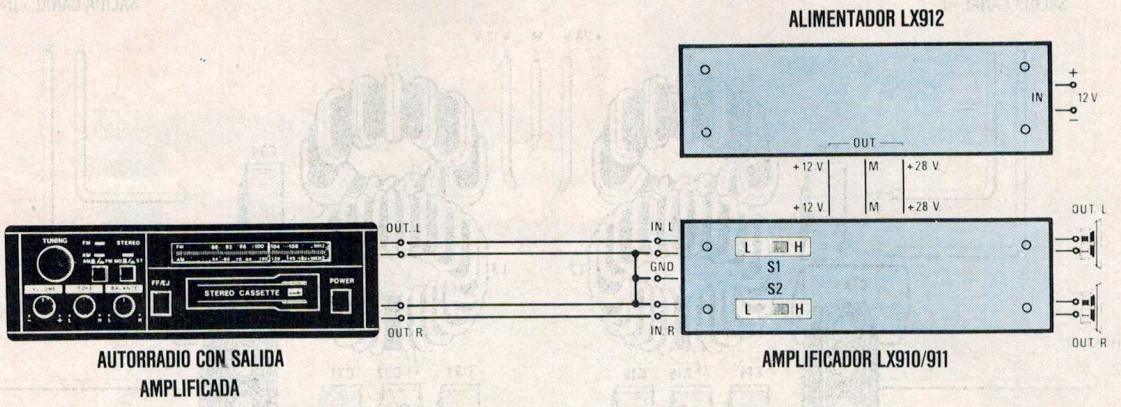


Fig. 10. **Como ya hemos mencionado, las entradas de los dos canales derecho e izquierdo están «equilibradas». Si recogéis la señal directamente de los dos terminales de los altavoces incluidos en la radio del coche, tendréis que conectar el cable de «señal» a la entrada A y el cable de masa del altavoz a la entrada B. El cable B se conecta luego al cable de «masa» (GND) del Booster. Si se desconectan los dos altavoces de la radio, hay que desplazar los dos conmutadores S1-S2 a la posición H, con el fin de conectar en las entradas las dos resistencias de hilo R1 y R15.**

Si no encontramos en el mercado altavoces de 4 ohmios, se pueden conectar en paralelo dos de 8 ohmios y, de esta forma, se obtiene una carga de 4 ohmios.

Para terminar esta descripción, podemos añadir que, en la salida, se pueden conectar cajas acústicas, con sus correspondientes filtros cross-over.

El alimentador que eleva la tensión de 12 a 28 voltios se presenta en la página 36 de este mismo número y, a este respecto, conviene aclarar que la tensión del integrado TDA.7260 nunca debe descender por debajo de los 9 voltios ya que, en caso contrario, no oscilaría.

Realización práctica del circuito

Para este aparato se necesitan 3 circuitos de doble cara con orificios metalizados:

Un circuito LX.910, necesario para alojar las dos etapas de entrada y los filtros paso-bajo (ver la figura 9).

Dos circuitos LX.911, necesarios para alojar los cuatro finales de potencia del canal derecho y los cuatro del canal izquierdo (ver la figura 8).

Una vez en poder del circuito impreso LX.910, se pueden montar los dos zócalos para los integrados TDA.7260 y, tras soldar todas las patillas, se montan todas las resistencias de carbón y los dos trimmers R2-R16.

Se montan entonces los pequeños condensadores cerámicos y los de poliéster, teniendo en cuenta que C3 y C20 —de 100.000 pF— son de tamaño inferior al de los demás condensadores C12, C13, C29, C30, también de 100.000 pF.

En efecto, estos últimos llevan las siglas .1K 250 ó .1M 250, ya que son de 250 voltios de trabajo.

En la carcasa de los condensadores C14, C15, C16, C17, y C31, C32, C33, C34 —de 470.000 pF— figuran las siglas .47 100 ó u47 100, ya que son de 100 voltios de trabajo.

Una vez montados estos condensadores, se puede pasar a los electrolíticos, respetando la polaridad positiva y negativa de los dos terminales.

Como se observa en el esquema práctico, junto a las dos entradas derecha e izquierda, hay que montar los dos interruptores deslizantes S1-S2, y luego las dos resistencias de hilo de 10 ohmios 5 watios, marcadas R1 - R5.

En la parte superior del circuito impreso, se montan las dos regletas de cuatro polos, necesarias para conectar los hilos +, A, B, -, que proceden de los dos circuitos impresos LX.911.

Las bobinas L1-L2-L3-L4, enrolladas sobre núcleos toroidales, son totalmente idénticas (20 espiras de 1 milimetro), por lo que se pueden intercambiar tranquilamente.

No hay que olvidar que, en estas bobinas, hay que raspar el trozo de hilo de cobre, para eliminar la capa de barniz aislante; luego, sobre esta superficie, se deposita una ligera capa de estaño, para facilitar su soldadura al circuito impreso.

Las otras dos bobinas, marcadas T1-T2, disponen de un arrollamiento de doble hilo, formado por 12+12 espiras con hilo esmaltado de 1 milimetro de diámetro.

También se deben raspar los terminales de estas dos bobinas, para eliminar el barniz aislante.

Como se puede observar, en las bobinas

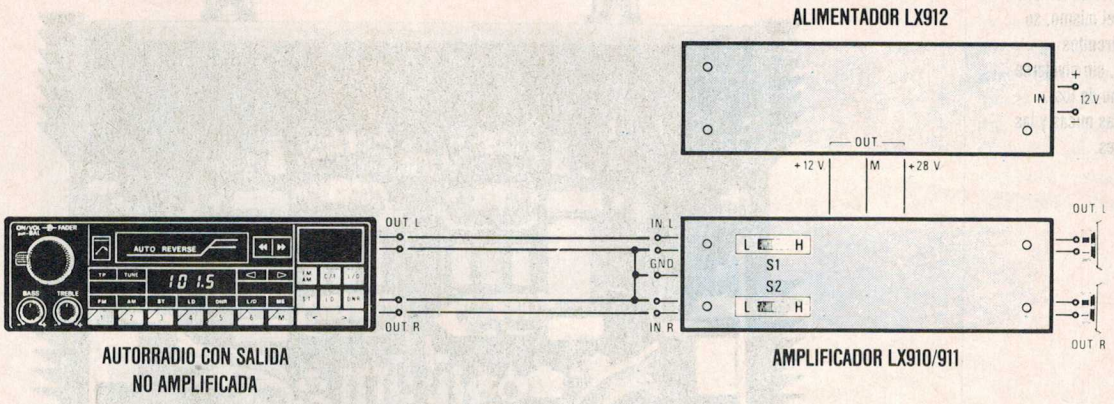


Fig. 11. **Si la radio tiene una «toma de salida» no amplificada en potencia y si está «equilibrada», podéis conectar los dos cables a las entradas A-B, sin olvidar el tercer cable de masa. Si la salida no está equilibrada, el cable que lleva la señal se conecta a la entrada A y el cable de «masa» a la entrada B y Masa (GND) del Booster, como se indica en el dibujo. Al conectar el alimentador LX.912 al Booster, si se confunde el cable de +28 voltios con el de +12 voltios, se quemarán los dos integrados TDA.7260.**

T1-T2 hay, por un lado, los dos hilos del comienzo del arrollamiento 1-4 y, en el lado contrario, los dos hilos del final del arrollamiento 2-3 (ver el esquema eléctrico de la figura 6).

En el circuito impreso se pueden introducir, indistintamente, los hilos de comienzo o de final, de uno cualquiera de los dos lados.

Ahora hay que tomar del kit la pletina de 6 hilos y cortar dos trozos de unos 8 cm. de longitud.

Como se observa, tanto en el esquema de la figura 9 como en el esquema eléctrico de la figura 6, estas dos pletinas sirven para trasladar la señal proporcionada por los dos integrados IC1-IC2 (ver patillas 17-16-15 y 14-13-12) a los Mos-Power montados en los circuitos impresos LX.911.

Tras haber pelado los extremos de los hilos, hay que soldarlos a los terminales incluidos en el kit, e introducir éstos en los huecos de los conectores, presionando con fuerza (hay que tener en cuenta que se deben insertar en el sentido correcto, de no ser así, se salen).

Hay que tener cuidado de no invertir las conexiones en los dos conectores; por consiguiente, tal como se observa en la figura 9, hay que comprobar que el lado del conector provisto de 6 ranuras y el resalte de enclavamiento quede hacia arriba.

El otro extremo de la pletina va soldado directamente a los 6 orificios existentes en el circuito impreso LX.910.

Una vez finalizada esta operación, se pueden instalar en sus zócalos los dos integrados TDA.7260, dirigiendo la muesca de referencia de IC1 hacia el interruptor S1 y la muesca de referencia de IC2 hacia la bobina L4.

Ahora sólo resta montar los cuatro finales de potencia en cada uno de los dos circuitos impresos LX.911.

Aconsejamos soldar en primer lugar, las resistencias y, a continuación, los condensadores cerámicos y los poliéster.

Como se observa en la figura 7, en el hueco que hay entre los condensadores C36-C42-C35, hay que introducir el conector macho, dirigiendo el lado cerrado hacia C42.

Para finalizar, sólo hay que montar en estos circuitos el condensador electrolítico horizontal C41.

Estos circuitos impresos, como se observa en las fotografías, se fijan sobre las dos aletas laterales de refrigeración, existentes en el mueble.

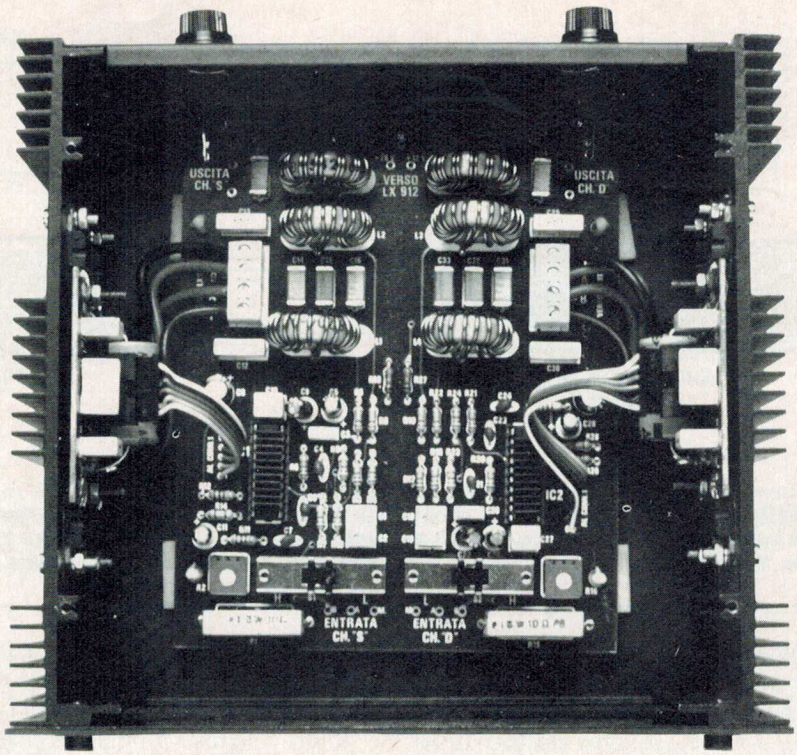
Como el circuito impreso tiene que quedar a unos 3 milímetros de distancia de la aleta, para evitar que los terminales inferiores entren en contacto con el metal, dando lugar a cortocircuitos, aconsejamos introducir dos tornillos, colocar una arandela en el lado contrario y apretar bien con una tuerca.

Al introducir estos dos tornillos en los dos orificios existentes en el circuito impreso, el grosor de las tuercas será más que suficiente para mantener el circuito a una distancia suficiente para que ninguna soldadura toque el metal.

Una vez bloqueado este circuito con otras dos tuercas, se pueden montar los cuatro Mos-Power.

No debemos olvidar que el cuerpo metálico de los Mos-Power tiene que quedar totalmente aislado del metal de la aleta y, para ello, hay que aislar el tornillo de fijación con la arandela de

En esta fotografía podéis ver cómo se coloca el circuito impreso básico LX.910 en el interior del mueble. En las dos aletas laterales del mismo, se aplican los dos circuitos impresos LX.911, sin olvidarse de aislar el cuerpo de los Mos-Power con las micas y las arandelas aislantes.



plástico incluida en el kit, aplicando luego entre el cuerpo y la aleta, una mica aislante (ver las fotografías).

Antes de soldar los terminales al circuito impreso, aconsejamos comprobar con un téster —situado en ohmios—, si los cuatro Mos-Power estan totalmente aislados.

Una vez terminado el montaje, se pueden conectar provisionalmente los finales de potencia al circuito LX.910 (ver fotografías) y realizar una primera comprobación en el taller.

Os recordamos que los cuatro cables flexibles que, partiendo del circuito impreso LX.911 (ver hilos -, B, A, +) enlazan con las dos regletas de cuatro polos, tienen que ir aislados en plástico y tener un diámetro de aproximadamente 1,7 milimetros.

Una vez enchufados los dos conectores, se pueden aplicar los altavoces y luego conectar las salidas del alimentador LX.912 a los tres terminales 28 voltios, masa, 12 voltios, tratando de no confundirlos, para no inutilizar los dos integrados TDA.7260.

Para comprobar el circuito, podéis recoger del altavoz de la radio del coche —o de cualquier radio de bolsillo de transistores—, la señal de BF y aplicarla a las entradas B-A.

Debéis comprobar que el terminal que en el altavoz está conectado a masa, queda conectado a la entrada B, y el de la señal a la entrada A.
Si mantenéis muy bajo el volumen de la radio, podéis evitaros el desplazar los dos conmutadores S1-S2.

Si excluís el altavoz de la radio, no tendréis más remedio que desplazar estos dos conmutadores, para insertar como carga las dos resistencias R1-R15.

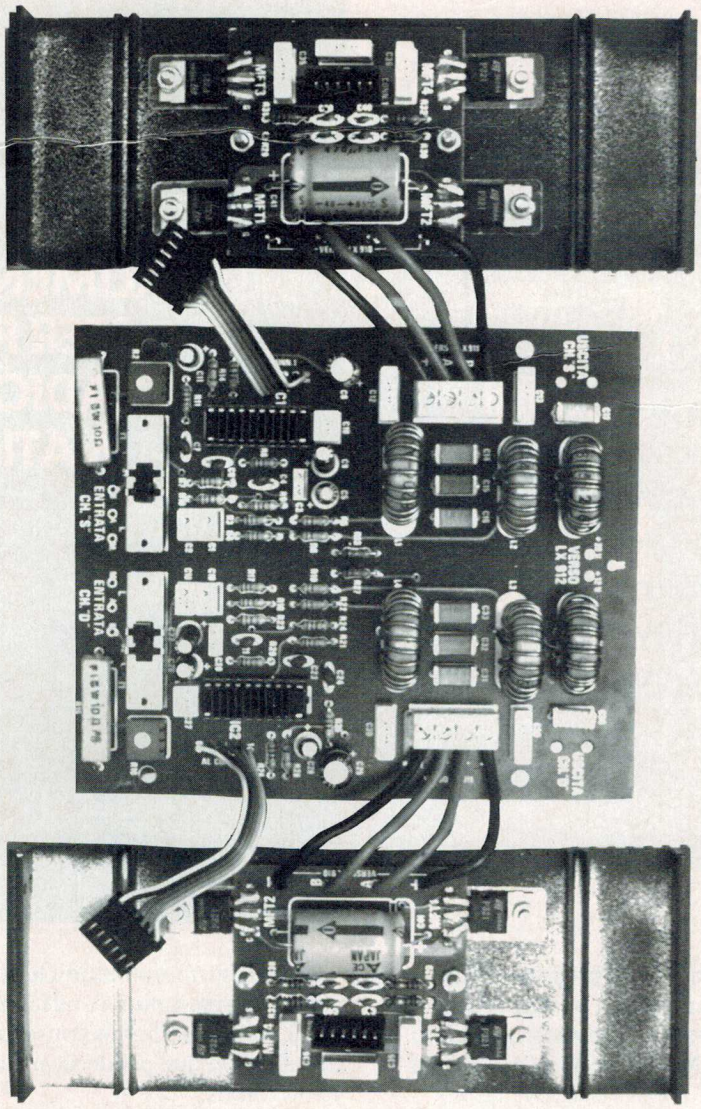
Empezando con los cursores de los dos trimmers R2-R16 situados al mínimo, tendréis que girarlos lentamente hasta alcanzar la potencia máxima en la salida.

Tras comprobar que el aparato funciona a la perfección, podéis encerrarlo en su caja, tratando de mantener el circuito impreso LX.910 levantado del plano unos 3 milimetros, para evitar que las soldaduras de la parte inferior toquen el metal de la caja.

Como habréis podido comprobar, para realizar este circuito no se precisan ajustes, si excluímos el de los dos trimmers R2-R16, que sólo se giran una vez, en función de la potencia desarrollada en salida por la radio de vuestro coche.
Como control de volumen se utiliza siempre el de la radio.

Un comentario como conclusión

Una vez el circuito en funcionamiento, podréis observar la reducida temperatura que alcanzan los finales, incluso tras varias horas de



Una vez fijados los dos circuitos LX.911 en las dos aletas del mueble (ver fotografía), hay que conectar los cuatro cables -, B, A, +, a las dos regletas, enchufando luego los dos conectores hembra en ambos circuitos impresos. Al conectar en paralelo las entradas de este amplificador, se consigue un amplificador «mono» de 128 watios.

funcionamiento a la máxima potencia.

Sólo se calentarán más de lo habitual los dos integrados TDA.7260.
Hemos consultado este detalle con el fabricante que nos ha dicho que, hasta los 70 grados, no hay riesgo alguno.

No obstante, para mayor tranquilidad –tanto vuestra como nuestra–, hemos incluido en el kit dos pequeñas aletas de refrigeración.

Si queréis montarlas, tenéis que pegarlas al cuerpo de los circuitos integrados como se ve en la fotografía del circuito montado, utilizando un pegamento de calidad.

Debéis tener en cuenta que, si este pegamento no es adecuado para unir un metal con un plástico, la aleta se puede despegar con el paso del tiempo y, al caer sobre el circuito impreso, daría lugar a cortocircuitos.

Aclarado ésto, nos despedimos, esperando haber cumplido los deseos de cuantos nos pedían una etapa final super potente para su coche.

Nos gustaría añadir que estos 64+64 watios son eficaces. En los amplificadores comerciales, por motivos que resultan fáciles de entender, prefieren indicar siempre los watios de pico, o los watios musicales, puesto que el cliente queda más satisfecho si le dicen que un amplificador desarrolla 100 watios pico, que si le dicen que desarrolla 35 watios eficaces, aunque la potencia sonora sea la misma.

CONVERTIDOR «PWM» D

Para alimentar el amplificador de «clase D», de 64+64 watios, presentado en este mismo número, se necesita una tensión de 28 voltios; teniendo en cuenta que la batería de un coche proporciona una tensión de tan sólo 12,6 voltios, tendremos que preparar un elevador de tensión.

PARA ALIMENTAR EL BOOSTER PARA AUTORRADIO DE 64 + 64 WATIOS

Este proyecto, aunque es muy sencillo, constituye una novedad, ya que es el primer circuito elevador de tensión que os ofrecemos en «PWM» (Pulse Width Modulation).

Para comprender como funciona este circuito os aconsejamos observar la figura 2.

Al cerrar el interruptor S1, hacemos circular por la inductancia L1, una corriente que es proporcional a:

- la tensión de alimentación,
- el valor de la inductancia,
- el tiempo de cierre y apertura del interruptor.

La energía almacenada en la inductancia con el interruptor cerrado y debido al ya conocido fenómeno de la autoinducción, genera, en los extremos de la inductancia misma, al abrirse el interruptor, una extratensión inversa de valor muy elevado.

De esta forma, aunque a los extremos de la inductancia se aplique una tensión de tan sólo 12-13 voltios, podemos conseguir una extratensión que puede alcanzar valores de 40-50 voltios.

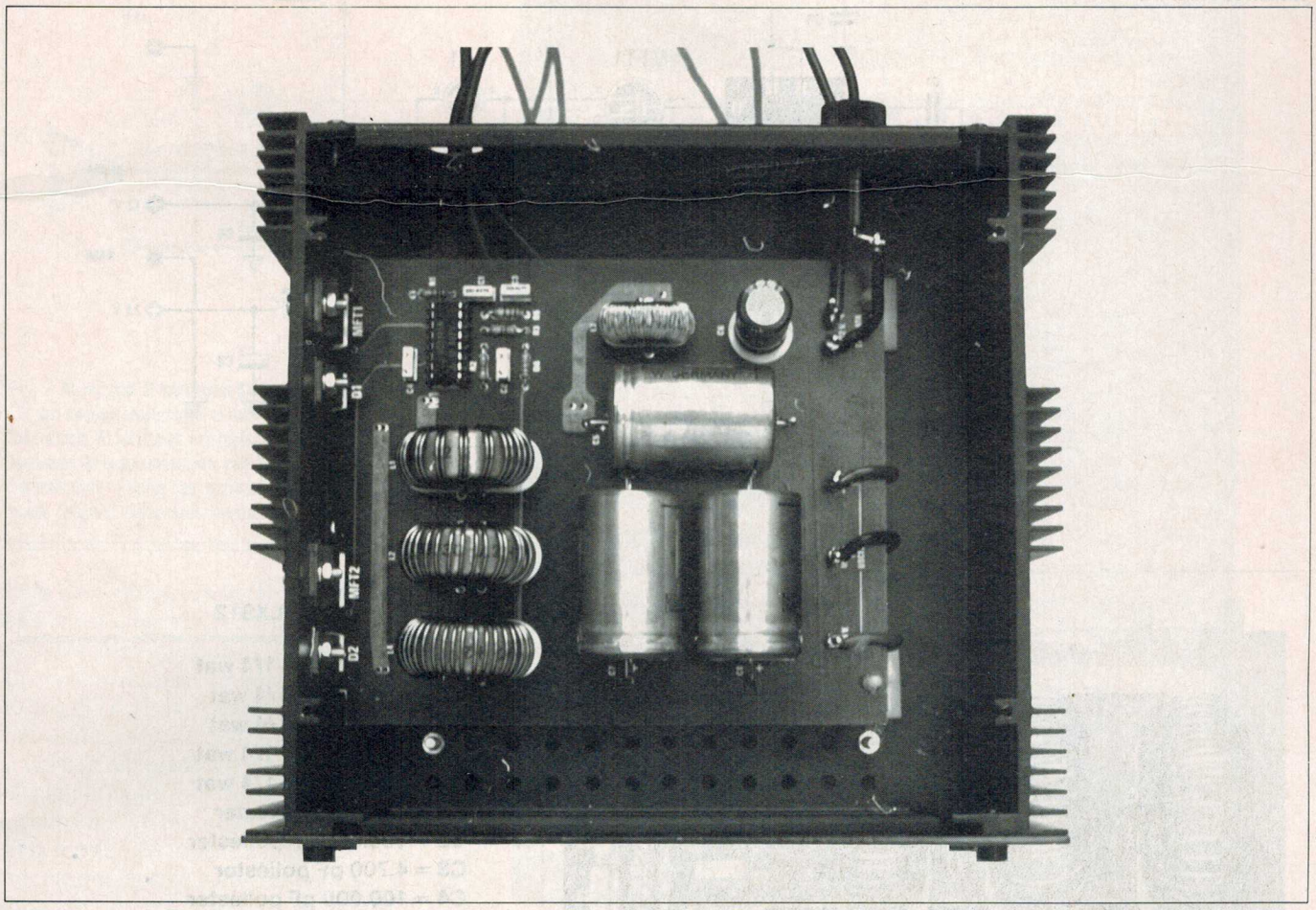
En la práctica y como ahora veremos, en un alimentador PWM, la función de interruptor queda a cargo de un Mos-Power de potencia.

Como hemos dicho hace un momento que, en la salida, podemos conseguir una tensión de 40-50 voltios, no quisiéramos que algún lector —ambicionando un amplificador aún más potente que el de 64+64 watios que hemos propuesto—, intentara modificar el valor de las resistencias R3-R4 para lograr en salida tensiones de 36-38 voltios.

De hecho, si lo hiciera, se encontraría pronto con los dos integrados TDA.7260 inutilizados ya que, aunque este integrado se alimente con una tensión separada de 12 voltios, a las patillas 16-13 (ver esquema eléctrico del amplificador LX.910) llega la tensión alterna de los 30 KHz de conmutación; en consecuencia, si se supera un determinado valor, se estropean las etapas de control situadas en su interior.

Para vuestra tranquilidad, os diremos que, aunque la tensión en salida sea ligeramente

DE 12 A 28 VOLTIOS, 5A



superior a los 28 voltios necesarios —es decir, que fuera de 29 ó 30 voltios—, no existe riesgo alguno.

Esquema eléctrico

Ahora que ya sabemos, en líneas generales, como funciona un elevador de tensión en PWM, veamos su correspondiente esquema eléctrico en la figura 1.

El integrado IC1, un UC.3846, es el driver PWM, que genera la frecuencia de onda cuadrada, necesaria para gobernar los dos Mos-Power, identificados como MFT1-MFT2.

La frecuencia de trabajo, que oscila alrededor de los 30 KHz, se obtiene aplicando en la patilla 8 una capacidad de 3.300 pF (ver C1) y, en la patilla 9, una resistencia de 10.000 ohmios (ver R1). En efecto, como se observa en la figura 4, estas dos patillas enlazan con una fase osciladora situada en el interior del circuito integrado.

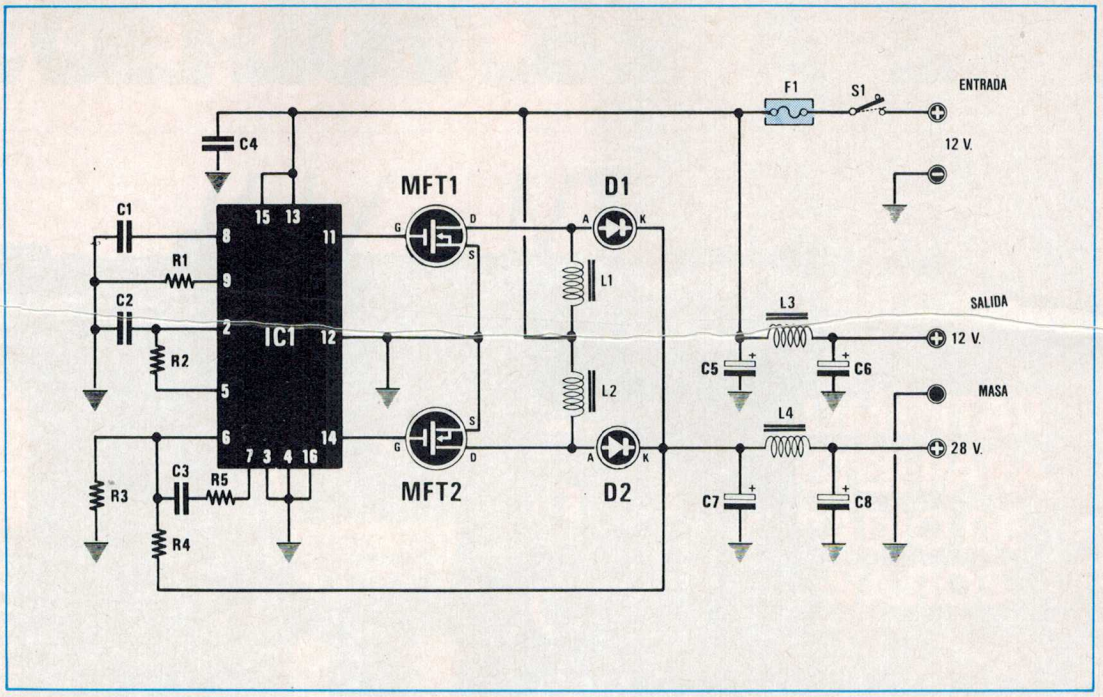
De las patillas de salida 11-14 surge una señal de onda cuadrada en oposición de fase; por consiguiente, cuando el Mos-Power MFT1 entra en conducción, cortocircuitando a masa la bobina L1, el otro Mos-Power MFT2 se abre y, en consecuencia, de la bobina L2 podemos recoger la extratensión que nos sirve para obtener los 28 voltios necesarios.

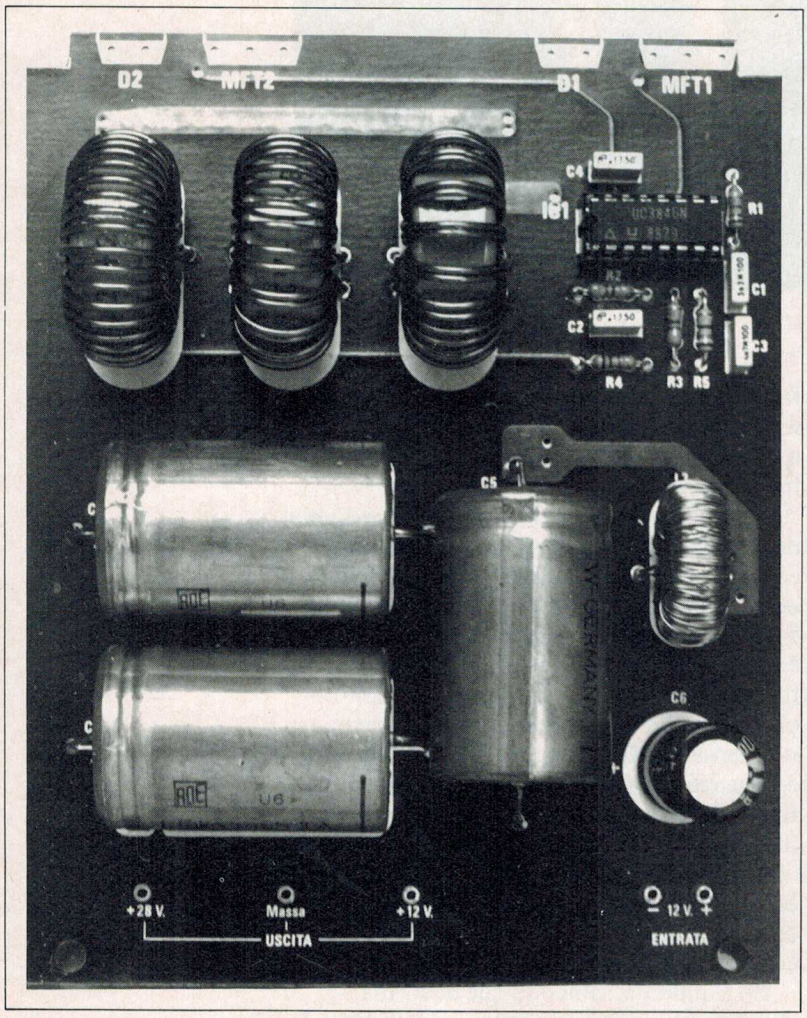
Cuando el Mos-Power MFT2 entra en conducción, cortocircuitando a masa la bobina L2, automáticamente se abre MFT1 y, en este caso, la extratensión se obtiene de la bobina L1.

Los dos diodos D1 y D2, aplicados en los extremos de estas bobinas, son dos diodos de conmutación rápida de 8 amperios, utilizados como simples conmutadores electrónicos.

En la práctica, sabiendo que de forma alternativa, un extremo de estas dos bobinas L1 - L2 queda abierto o cortocircuitado a masa, estos diodos nos sirven para hacer pasar la extratensión de la bobina al condensador electrolítico C7, pero no para descargar a masa la tensión positiva almacenada en dicho

Fig. 1. **Esquema eléctrico del elevador PWM, que puede suministrar en salida una tensión de 28 voltios y una corriente de 5 amperios.**





Fotografía del circuito LX912 antes de montar los diodos y los Mos-Power.

COMPONENTES LX912

R1 = 10.000 ohm 1/4 wat
R2 = 4.700 ohm 1/4 wat
R3 = 4.700 ohm 1/4 wat
R4 = 22.000 ohm 1/4 wat
R5 = 68.000 ohm 1/4 wat
C1 = 3.300 pF poliéster
C2 = 100.000 pF poliéster
C3 = 4.700 pF poliéster
C4 = 100.000 pF poliéster
C5 = 2.200 mF elect 25 volt
C6 = 1.000 mF elect 25 volt
C7 = 2.200 mF elect 50 volt
C8 = 2.200 mF elect 50 volt
L1 = imp. 50 uH mod. VK27.01
L2 = imp. 50 uH mod. VK27.01
L3 = imp. 600 uH mod. VK20.01
L4 = imp. 220 uH mod. VK27.02
D1 = diodo fast tipo BYW.29
D2 = diodo fast tipo BYW.29
MFT1 = mosfet tipo P.471
MFT2 = mosfet tipo P.471
IC1 = UC.3846
F1 = fusible 10 amp.
S1 = interruptor

condensador, cuando uno de los dos Mos-Power esté cerrado.

La resistencia R4, de 22.000 ohmios, conectada entre la salida de los dos diodos y la patilla 6 de IC1, junto con la R3 de 4.700 ohmios, sirve para determinar el valor al que nos interesa estabilizar la tensión de salida.

Con los valores que indicamos, se obtiene en salida una tensión estabilizada de aproximadamente 28 voltios.

Si observáis pequeñas diferencias, de 1 voltio

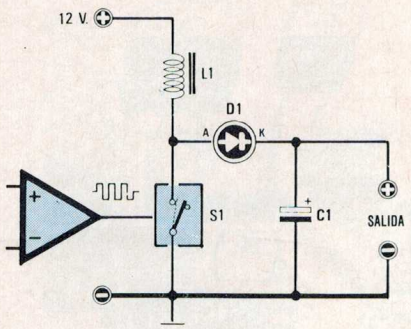


Fig. 2. **Al cerrarse el interruptor S1, se almacena en la bobina L1, una energía proporcional al valor de la tensión y de la inductancia. Al abrirse el interruptor y debido al ya conocido fenómeno de la autoinducción, esta bobina genera una «extratensión» inversa que, pasando a través del diodo D1, puede cargar el condensador electrolítico C1.**

en más o en menos, en la tensión de salida, debéis saber que ésto es normal, ya que se debe a las inevitables tolerancias de los componentes.

La tensión de aproximadamente 5 voltios, recogida del divisor resistivo R4-R3, que penetra en la patilla 6 de IC1, se compara con una tensión de referencia de 5 voltios, presente en la patilla 2, que, por medio de la resistencia R2, aplicamos en la patilla 5.

Si la tensión en los extremos del condensador electrolítico aumenta o disminuye, con respecto a los 28 voltios necesarios, el duty-cycle de la onda cuadrada utilizada para gobernar los dos Mos-Power, se estrecha o se ensancha, hasta que la tensión en la salida vuelve al valor exacto de 28 voltios.

Esta tensión estabilizada y filtrada por C7 - L4 - C8 puede llegar entonces a nuestro amplificador de potencia de clase D.

También la tensión de 12 voltios, necesaria para alimentar el integrado TDA.7260, se filtra, antes de llegar al amplificador, a través de C5 - L3 - C6, para eliminar posibles impulsos espúreos, generados por la bobina de AT del coche.

Para lograr el máximo rendimiento de este alimentador, hemos utilizado Mos-Power tipo P.471 porque, además de que pueden desarrollar en régimen continuo 30 amperios, disponen de una RDon de tan solo 0,075 ohmios.

Con estos Mos-Power se pueden conseguir unos rendimientos superiores al 90%; por lo tanto, tampoco en este proyecto existe el problema de la disipación del calor.

A título informativo, indicamos a continuación los datos más importantes detectados en fase de comprobación.

Entrada 13 Volt.		Salida 28,7 volt.		
Amp.	wat.	Amp.	wat	rendimiento
1,7	22	0,73	21	95,4%
3,4	44	1,46	42	95,4%
6,9	90	2,96	85	94,4%
9,2	120	3,90	112	93,3%
10,0	130	4,21	121	93,0%
11,0	143	4,60	132	92,3%

Llegados a este punto, tenemos que aclarar que estos resultados se han conseguido buscando —mediante pruebas— unos núcleos toroidales adecuados para trabajar con estas

Whik

EQUIPAMIENTO PARA EMISORAS DE FRECUENCIA MODULADA Y TELEVISION

- TRANSMISORES DE F.M.
- TRANSMISORES DE T.V.
- SISTEMAS RADIANTES.
- AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE F.M. DE HASTA 15.000 W.
- RADIO-ENLACES
- UNIDAD MOVIL



- Gran experiencia en instalación de emisoras locales y municipales, con más de 300 instaladas en todo el territorio nacional.
- Proyectamos su caso sin compromiso.
- Para mayor información, consulte a nuestro distribuidor:

Beltron ELECTRONICA

c. San Vicente Ferrer, 6
Teléfono (91 447 66 13
28004 Madrid

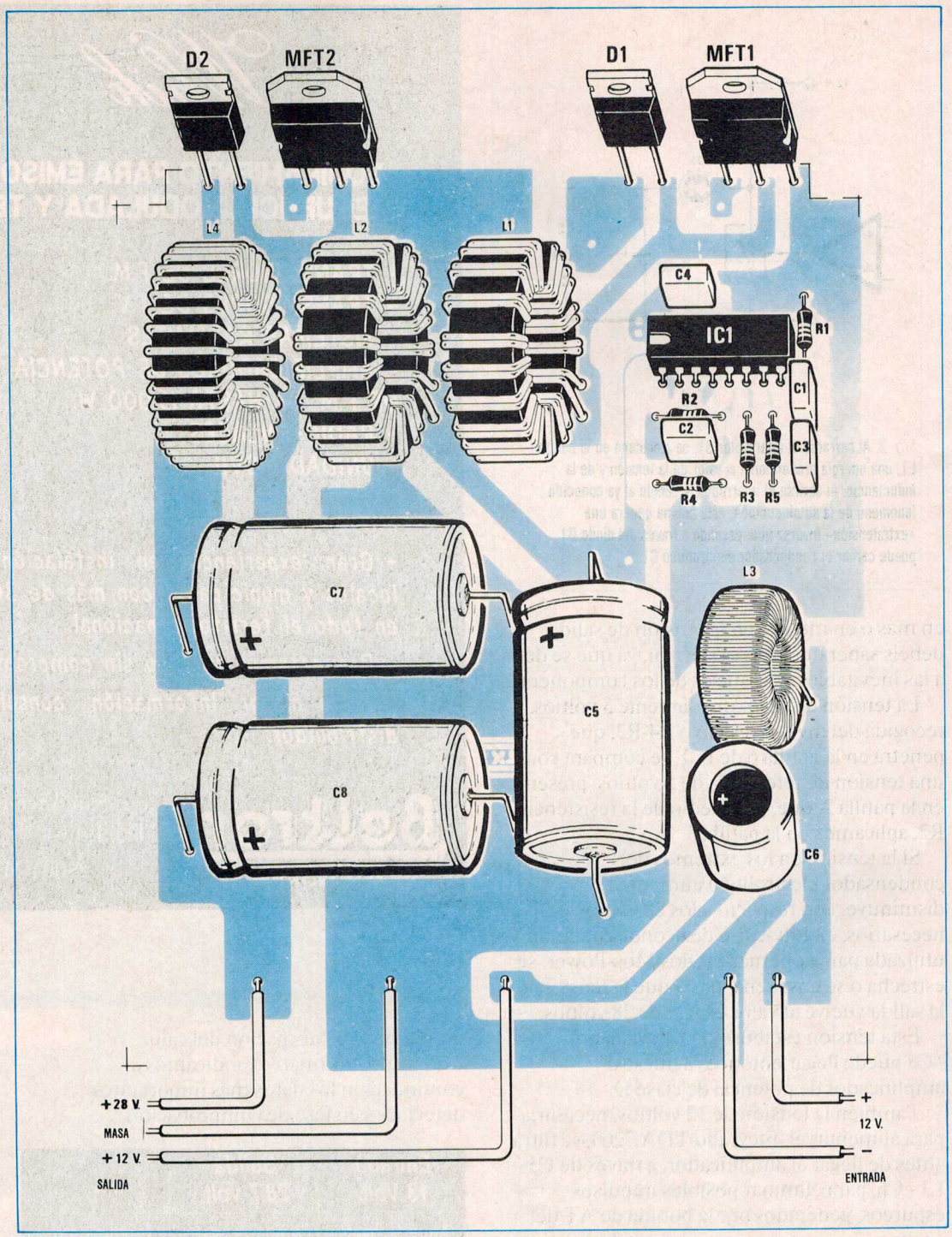


Fig. 3. **Esquema práctico de montaje del elevador de tensión. Las inductancias empleadas para conseguir la extratensión de 28 voltios, llevan las siglas L1-L2. Obsérvense, en el esquema, los dos Mos-Power MFT1 y MFT2, utilizados como «interruptores», así como los dos diodos D1 y D2, necesarios para impedir que el condensador electrolítico C7 se descargue, cuando una de las dos bobinas se cortocircuite a masa.**

frecuencias y capaces de soportar una potencia superior a 100 watios, cada uno.

Realización práctica del circuito

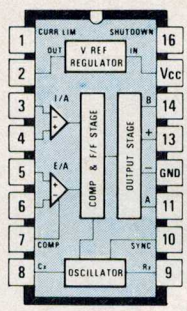
En el circuito impreso marcado LX.912, un doble cara con orificios metalizados, se montan todos los componentes necesarios, como se observa en la figura 3.

El montaje de este circuito no ofrece dificultades, por lo que podréis realizarlo en un tiempo muy breve.

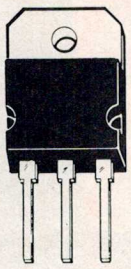
Tras soldar el zócalo para el circuito integrado, se pueden montar, junto a él, las cinco resistencias y los cuatro condensadores de poliéster.

Terminada esta operación, se instalan todos los condensadores electrolíticos y, a este respecto, tenemos que puntualizar que los horizontales –identificados como C5-C7-C8, de 2.200 microfaradios–, son del tipo rápido, es decir adecuados para circuitos switching.

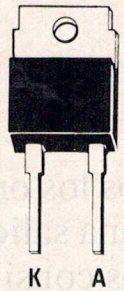
A continuación, se montan las cuatro bobinas L1-L2-L3-L4, que se encuentran



UC 3846



P 471



BYW29

Fig. 4. **Conexiones internas del integrado UC.3846 y colocación de los terminales de los Mos-Power P.471 y de los diodos fast BYW.29**

incluidas en el kit, enrolladas ya en sus núcleos toroidales.

Las bobinas L1 y L2, con una inductancia de 50 microhenrios, disponen ambas de 16 espiras bifilares con hilo de cobre esmaltado de 1 mm.

La bobina L4, con una inductancia de 220 microhenrios, tiene 36 espiras con hilo de cobre esmaltado de 1 mm.

La bobina L3, con una inductancia de 600 microhenrios, tiene 94 espiras trifilares, con hilo de cobre de 0,35 mm.

Una vez introducidos los terminales en sus orificios correspondientes, hay que soldarlos, cortando el trozo sobrante con un par de alicates.

Ahora aconsejamos montar provisionalmente, sobre la aleta de refrigeración lateral del mueble, los dos diodos D1-D2 y los dos Mos-Power MFT1-MFT2, introducir todos los terminales en el circuito impreso y luego soldarlos.

De esta forma, se puede tener la seguridad de que los cuatro componentes quedan instalados a la misma altura.

No olvidéis que el cuerpo metálico de estos cuatro componentes no puede tocar el metal de la aleta; en consecuencia, una vez soldados los terminales, hay que retirar los tornillos colocados de forma provisional, introduciendo en ellos la arandela aislante incluida en el kit y colocando, entre el cuerpo y la aleta, la mica aislante.

Antes de sujetar el circuito impreso en el interior del mueble, aconsejamos comprobar, con ayuda de un téster, que los cuatro cuerpos están totalmente aislados ya que, de no ser así, al aplicar tensión al alimentador se provocaría un cortocircuito.

Como habréis observado, un lado del circuito impreso queda sujeto, en el interior del mueble, por los diodos y los Mos-Power; en cambio, el lado contrario, se mantiene separado de la base del mueble por medio de los dos distanciadores de plástico con base autoadhesiva, incluidos en el kit, o mediante dos tornillos.

Si utilizáis los distanciadores de plástico, no olvidéis retirar el papel protector que recubre el adhesivo.

Para realizar las conexiones de entrada y de salida, tendréis que utilizar hilo de cobre flexible, de sección adecuada, para evitar caídas de tensión inútiles.

Para la tensión de entrada de 12 voltios, que obtendréis de la bateria del coche, os aconsejamos utilizar cables con un diámetro de cobre no inferior a 2,5 milímetros, ya que no debemos olvidar que por estos cables pueden circular picos de 11 amperios.

Para los cables de salida de los 12 voltios, podéis emplear un cable de un diámetro de aproximadamente 0,7 milímetros; mientras que, para los 28 voltios, tendréis que utilizar un hilo con un diámetro de 1,7-1,8 milímetros, ya que la corriente máxima que circulará por él estará alrededor de los 5 amperios.

Si no encontráis cable de 2,5 milímetros de diámetro (grosor del cobre desnudo), para los 12 voltios de entrada, podéis colocar en paralelo dos hilos de 1,7 ó 1,8 milímetros de diámetro, que son más fáciles de encontrar y, además, más flexibles.

Los terminales para los cables instalados en el circuito impreso deben soldarse perfectamente, con el fin de evitar que se puedan romper al mover los cables.

Recordamos a los lectores nuestros nuevos números de teléfono:

571 68 57 - 58 - 59

INTERFACE SERIE PARA

PARA UTILIZAR LA SALIDA SERIE DE VUESTRO ORDENADOR

En todos los ordenadores existe una salida "serie", que no todos consiguen aprovechar totalmente al carecer de una interface adecuada, que reconvierta los datos transmitidos en una salida "paralelo". La tarjeta que os presentamos, os permitirá utilizar el ordenador para realizar automatismos de control, así como otras muchas aplicaciones de gran interés.

Tanto en revistas especializadas como en las que no lo son, podemos leer muchas veces que un pequeño ordenador puede controlar máquinas muy complicadas, atender instalaciones anti-robo, excitar o desexcitar relés, hacer que una caldera se encienda a una determinada temperatura, encender bombillas a determinadas horas, vigilar el nivel de liquidos en los depósitos, realizar pequeños robots mecánicos, voltímetros, etc.; sin embargo, es difícil encontrar una explicación detallada y satisfactoria sobre la forma en que hay que actuar para que el ordenador pueda realizar todas estas funciones complementarias.

Esta es la razón de que muchos lectores nos pregunten qué circuito se necesita para, con ayuda del ordenador, accionar relés, fotoacopladores, transistores, etc.

Para realizar todas estas operaciones, se necesita una única tarjeta, denominada interface serie/paralelo, que tendréis que conectar externamente al ordenador, utilizando la salida serie RS.232.

Como podréis comprobar, para esta conexión solo se precisan tres cables, es decir TXD - RXD - SG, que significan, respectivamente, Transmite/Data - Receive/Data - Signal/Ground.

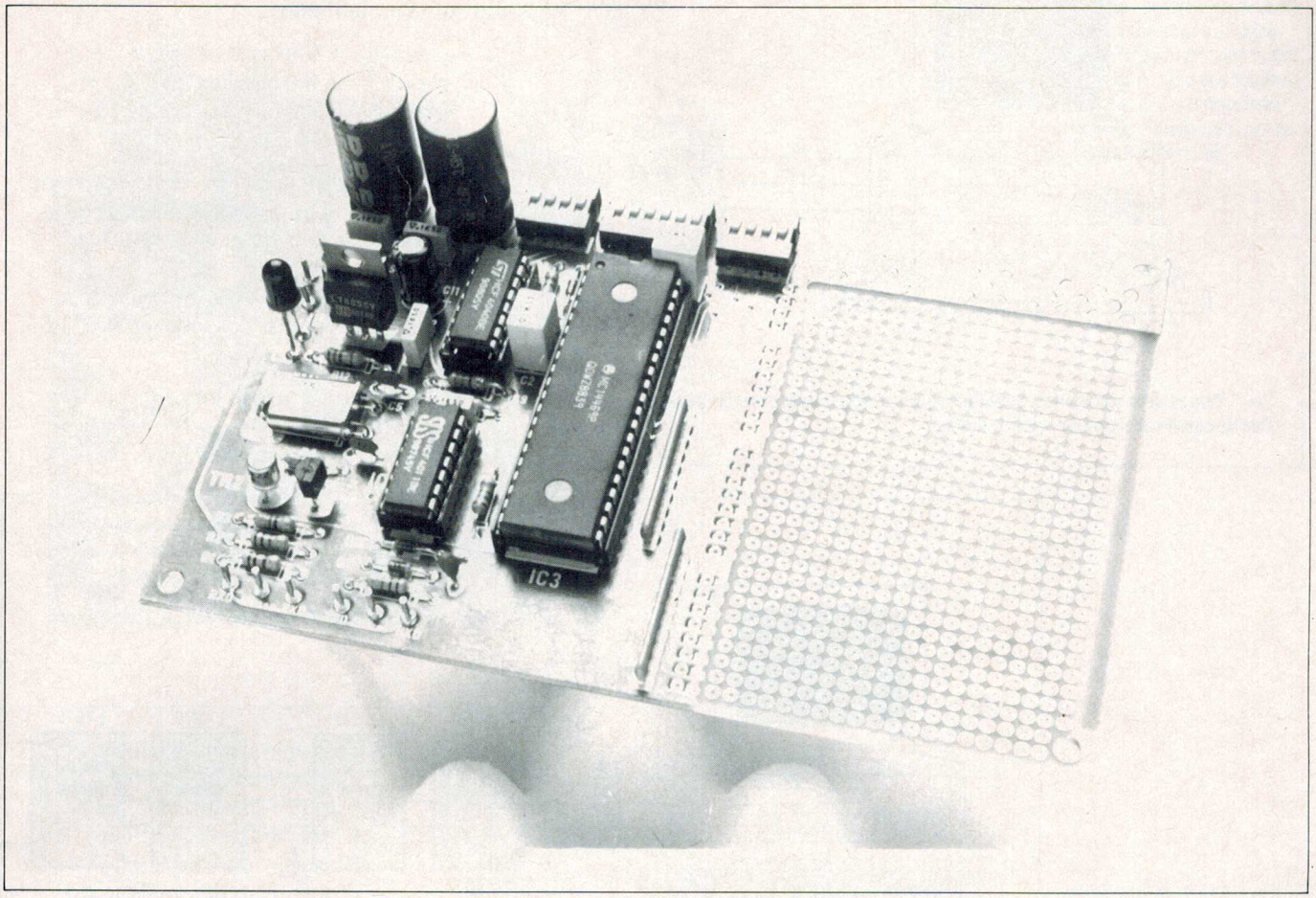
A estos tres cables se pueden enlazar en paralelo entre un mínimo de una (ver la figura 1) y un máximo de 64 tarjetas (ver la figura 2).

Las características de la tarjeta serie/paralelo que ahora os presentamos, se pueden resumir de la forma siguiente:

7 líneas de salida
16 líneas de entrada
3 líneas de control
4 sistemas operativos
4 velocidades: 4.800 - 2.400 - 1.200 - 600 Baudios
Dip-Switch para dirección (de 0 a 63)
Alimentación independiente
Controlable con programas Basic o GW/Basic
Interface Serial RS232
Circuito impreso con zona complementaria de 1.000 orificios.

Hemos pensado que era una idea excelente preparar en el circuito impreso una zona con 1.000 orificios, para poder aplicar en ella todos los circuitos complementarios que deseemos controlar con el ordenador, es decir, relés,

LELO PARA ORDENADOR



mosfet, puertas lógicas, interruptores, pulsadores, etc.

Esta zona se puede utilizar también para introducir lógicas de codificación-decodificación para ampliar las capacidades de entrada/salida.

Por ejemplo, unos demultiplexer (o multiplexer para el input) para multiplicar las salidas, hasta un máximo de 128.

Esquema eléctrico del circuito

Como podéis observar en la figura 3, el esquema eléctrico de esta interface serie/paralelo es muy sencillo, puesto que la mayoría de las conexiones se concentran o parten del integrado IC3, un MC.14469.

La señal TXD de transmisión de los datos presentes en la patilla 2 del conector de salida del ordenador, se aplica —por medio de la resistencia R5— a los dos Nand, marcados IC1/B e IC1/C, situados en antiparalelo con el fin de conseguir un trigger eficaz, que pueda limpiar y cuadrar perfectamente la señal recibida.

Los dos diodos de silicio, DS1 y DS2, aplicados tras la resistencia R5, sirven para transformar los niveles lógicos presentes en la salida de una serie RS.232 en un nivel lógico TTL.

Estos diodos tienen también una función protectora.

En efecto, los niveles lógicos RS.232 en la línea de transmisión, son los siguientes:

Nivel lógico 0 = 12 voltios negativos
Nivel lógico 1 = 12 voltios positivos

mientras que, para un integrado TTL, se requieren dos niveles muy distintos:

Nivel lógico 0 = 0 voltios
Nivel lógico 1 = 5 voltios positivos

Por consiguiente, tras haber convertido el nivel lógico RS.232 en un nivel lógico TTL y haber limpiado la señal con los dos Nand IC1/B - IC1/C, se puede aplicar a la patilla «receptora» 19 de IC3 (RI).

La señal de «transmisión» presente en la patilla 21 de IC3 (TRO), al salir también en nivel lógico TTL, se tiene que convertir a un nivel lógico serie RS.232; de ésto se encarga el

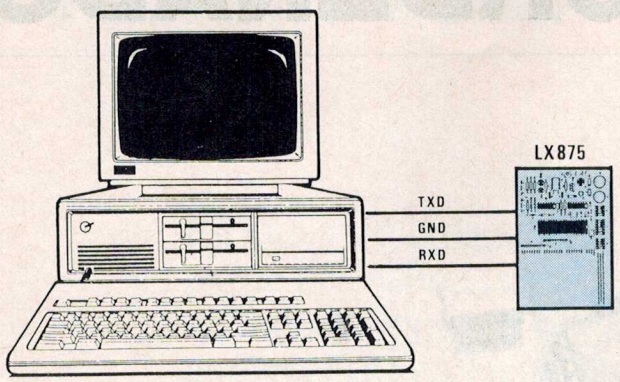


Fig. 1. **Para conectar esta interface Serie/Paralelo al ordenador, sólo se necesitan 3 hilos. Para las conexiones al conector, véase la figura 8.**

Por lo tanto, si, por medio del dip-switch S2, enlazamos una de estas frecuencias a la patilla 1 de IC3, podremos seleccionar las velocidades de transmisión siguientes:

patilla 6 = 4.800 baudios (pin nº 1)
patilla 5 = 2.400 baudios (pin nº 2)
patilla 3 = 1.200 baudios (pin nº 3)
patilla 2 = 600 baudios (pin nº 4)

Antes de alimentar esta interface, conviene situar en posición off todos los pines de S2 y luego, desplazar a on el pin de la velocidad deseada.

En la tarjeta, además del dip-switch de la velocidad, existen otros dos, marcados S1 - S3, que sirven para:

S1 = asignar a la tarjeta una dirección de identificación
S3 = elegir el sistema operativo

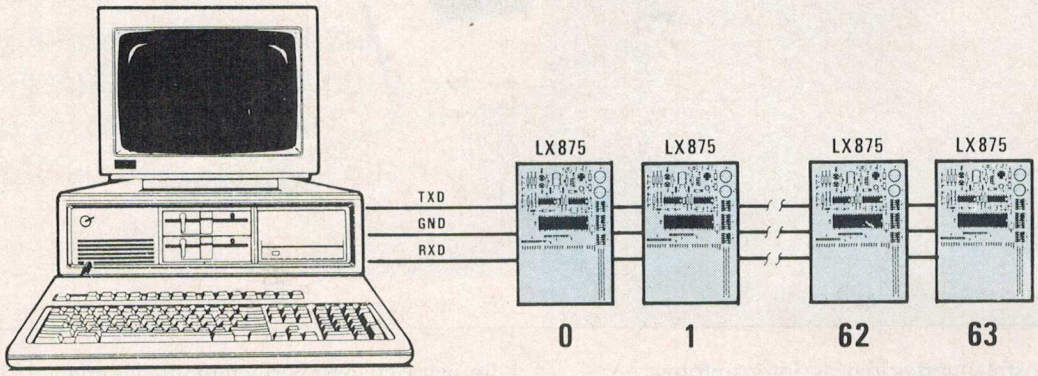


Fig. 2. **A estos tres hilos se pueden conectar, en paralelo, hasta un máximo de 64 tarjetas. Para determinar a cual de las tarjetas incluidas se van a enviar los datos necesarios, habrá que asignar a cada una de ellas un código de 0 a 63, utilizando el dip-switch S1 (ver artículo).**

circuito formado por IC1/A - TR2 - TR1.

Como se observa en la figura 3, del colector de TR1 la señal convertida, se aplica a la patilla 3 del conector serie existente en el ordenador.

El integrado IC3, un MC.14469, para funcionar, requiere una frecuencia de clock, que conseguimos realizando un oscilador de cuarzo con el Nand IC1/D.

El cuarzo adecuado para este proyecto debe generar una frecuencia de 2,4576 MHz, ya que esta frecuencia aplicada a la patilla 10 de IC2, un integrado divisor C/Mos CD.4040, nos permite conseguir en las patillas de salida 6-5-3-2, las frecuencias siguientes:

patilla 6 = 307.200 Hz
patilla 5 = 153.600 Hz
patilla 3 = 76.800 Hz
patilla 2 = 38.400 Hz

Para explicaros cómo debéis situar los distintos pines de estos dip-switch, pondremos algunos ejemplos:

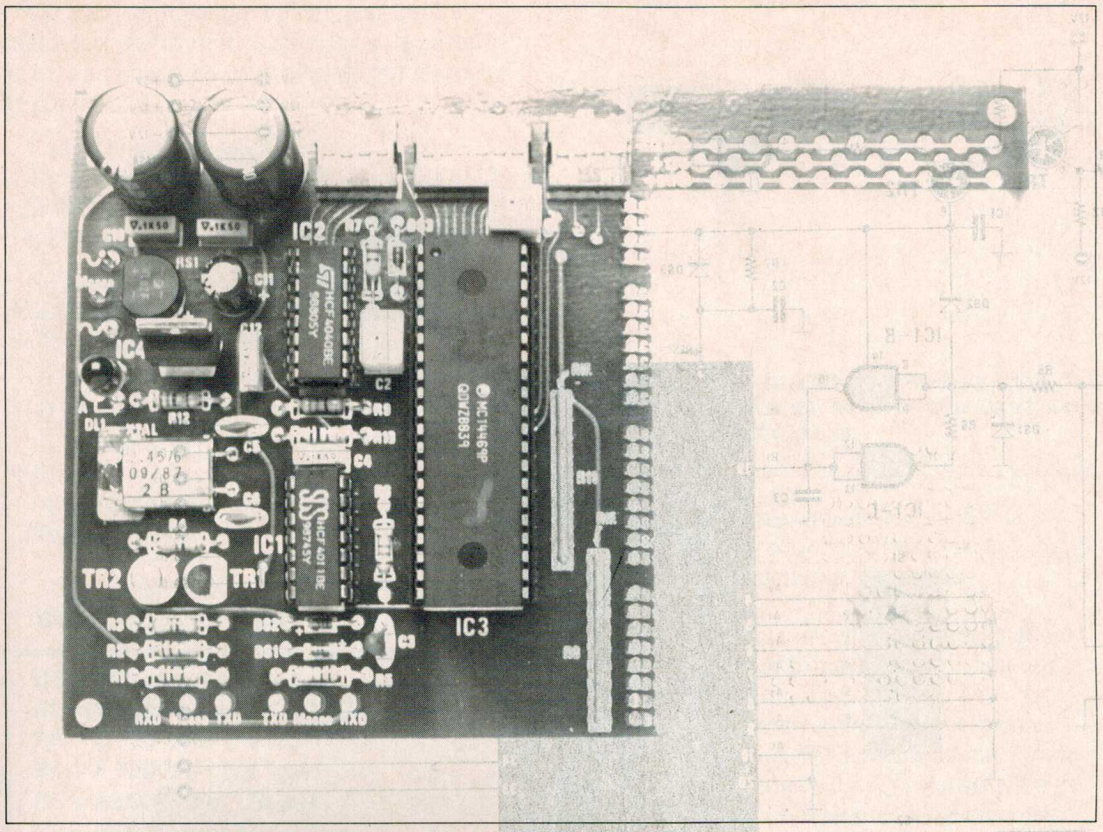
S1, como ya hemos indicado, sirve para asignar a cada tarjeta una dirección específica.

En efecto, si conectamos más de una tarjeta a la salida del ordenador, será preciso saber a cual de ellas se deben enviar las ordenes.

Como en paralelo con los tres cables RXD - TXD - GND podemos conectar hasta un máximo de 64 tarjetas, tendremos que asignar a cada una de ellas un código de identificación de 0 a 63, con el fin de que cuando deseemos dirigir cualquiera de estas tarjetas —por ejemplo, la n.º 12—, las señales de mando sólo sean reconocidas por dicha tarjeta y no por todas las demás, conectadas en paralelo.

Para lograr esta dirección de identificación, bastará con abrir o cortocircuitar a masa las patillas 4-5-6-7-8-9.

Cada una de estas patillas dispone de un peso propio, según se indica en la tabla siguiente:



Fotografía de la tarjeta Serie/Paralelo, tal como queda, una vez terminado el montaje. La superficie perforada existente en el lado derecho de esta tarjeta, se puede aprovechar para montar todos los circuitos que deseemos accionar, es decir transistores, integrados, displays, etc. (ver de figura 10 a figura 19).

patilla 4 abierta = peso 1
patilla 5 abierta = peso 2
patilla 6 abierta = peso 4
patilla 7 abierta = peso 8
patilla 8 abierta = peso 16
patilla 9 abierta = peso 32

Si cortocircuitamos a masa todas las patillas, conseguimos un peso 0.

Llegados a este punto, si quisiéramos conectar en la salida del ordenador tres tarjetas y asignar a cada una de ellas las direcciones siguientes:

1.ª tarjeta = dirección 0
2.ª tarjeta = dirección 20
3.ª tarjeta = dirección 63

En la primera tarjeta, tendríamos que situar todos los pines del dip-switch S1 en on.

Para la segunda tarjeta, con una dirección 20, tendríamos que situar en off el pin de la patilla 6 (peso 4) y de la patilla 8 (peso 16), dejando todos los demás en on. En efecto, si sumanos 4 más 16, el resultado es 20.

Para la tercera tarjeta, con dirección 63, tendremos que situar en off todos los pines del dip-switch ya que, sumando los pesos, obtenemos:

$$1 + 2 + 4 + 8 + 16 + 32 = 63$$

Como en cada pin de este dip-switch figura un número del 1 al 6, indicamos a continuación la tabla de los pesos correspondientes:

pin 1 = peso 1
pin 2 = peso 2
pin 3 = peso 4
pin 4 = peso 8
pin 5 = peso 16
pin 6 = peso 32

Ahora ya podemos explicaros para qué sirve el último dip-switch marcado S3, que, como se observa en el esquema eléctrico, dispone de 4 pines.

MODO 1: «sólo recepción». Cerrando el pin 30 a masa (pin 1 en on), la tarjeta sólo puede recibir datos del ordenador.

De esta forma, podemos controlar las líneas de C0 a C6 con una palabra binomia.

Para acceder a las salidas «control-ouput» hay que transmitir primero la dirección asignada a la tarjeta, luego el data correspondiente a las líneas C0 a C6 La figura 5 representa el diagrama temporal del modo 1.

MODO 2: «recepción-transmisión». S3 con pin 2 en posición on.

De esta forma, la tarjeta transmite al ordenador las 16 líneas de entrada (data input, status input), tras la recepción de la dirección y del control-out del ordenador.

Puede servir, por ejemplo, para dirigir y luego leer varios dispositivos conectados a las líneas de entrada.

En este caso, las líneas de salida (C0-C6) se pueden emplear para seleccionar uno o varios dispositivos conectados. La figura 6 representa el diagrama temporal del modo 2.

MODO 3: «sólo transmisión». S3 con pin 3 en posición on.

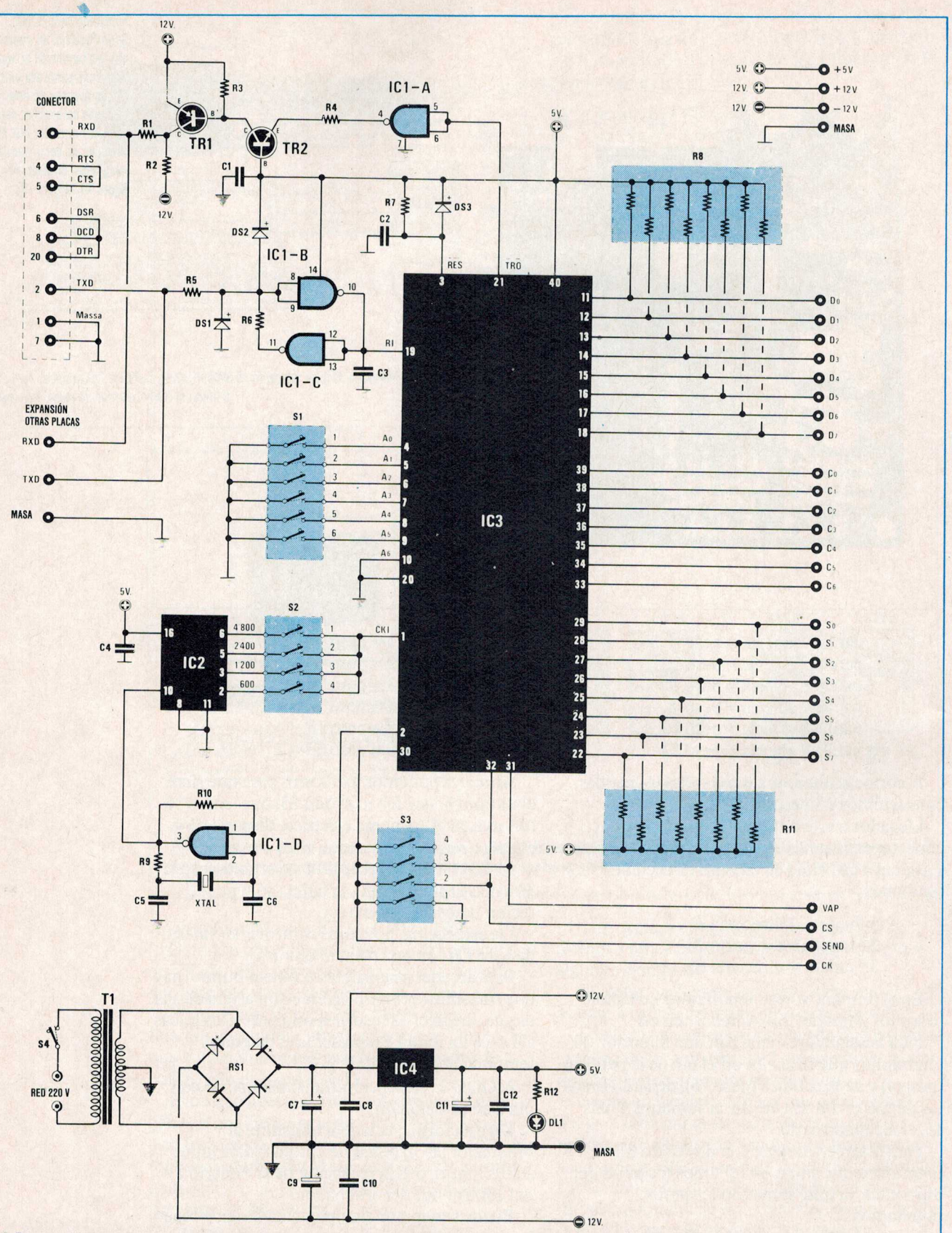


Fig. 3. **Esquema eléctrico de la tarjeta interface Serie/Paralelo, con su correspondiente fase de alimentación. Si el transformador es capaz de desarrollar más de 1 amperio, se puede utilizar para alimentar varias tarjetas.**

Tras la recepción de una dirección, la tarjeta responde enviando al ordenador el data input y el status input.

Es útil cuando sólo hay que leer el estado de línea remota (16 en total por tarjeta). La figura 7 representa el diagrama temporal de modo 3.

MODO 4: «libre». S3 con pin 4 en on (o todos en off).

De esta forma, se puede emplear uno cualquiera de los modos anteriores, la gestión de las transmisiones está pilotada por las líneas de control:

VAP = Dirección válida
CS = Control data recibido
SEND = Para habilitar la TX de la tarjeta, aplicar un impulso positivo a esta línea.

Se puede utilizar este modo para interface en sistemas lentos. Por ejemplo, un dispositivo de medida responde en 10 segundos:

1.º Se transmite la dirección (y el control).
2.º La salida VAP activa el sistema externo.
3.º Cuando el dispositivo está listo, activa SEND.
4.º El ordenador recibe las 16 informaciones, etc.

COMPONENTES LX875

R1 = 100 ohm 1/4 wat
R2 = 10.000 ohm 1/4 wat
R3 = 4.700 ohm 1/4 wat
R4 = 4.700 ohm 1/4 wat
R5 = 22.000 ohm 1/4 wat
R6 = 68.000 ohm 1/4 wat
R7 = 47.000 ohm 1/4 wat
R8 = 10.000 ohm red resis.
R9 = 3.300 ohm 1/4 wat
R10 = 2,2 megaohm 1/4 wat
R11 = 10.000 ohm red resis.
R12 = 680 ohm 1/4 wat
C1 = 1 mF poliéster
C2 = 1 mF poliéster
C3 = 470 pF disco
C4 = 100.000 pF poliéster
C5 = 47 pF disco
C6 = 47 pF disco
C7 = 470 mF elect 35 volt
C8 = 100.000 pF poliéster
C9 = 470 mF elect 35 volt
C10 = 100.000 pF poliéster
C11 = 47 mF elect 25 volt
C12 = 100.000 pF poliéster
XTAL = cuarzo 2,4576 MHz
DS1-DS3 = 1N.4150 ó 1N.4148
DL1 = diodo led
TR1 = PNP tipo BC.328
TR2 = NPN tipo 2N.2222
IC1 = CD.4011
IC2 = CD.4040
IC3 = MC.14469
IC4 = uA.7805
RS1 = puente rect. 100V 1A
S1 = dipswitch 6 cifras
S2 = dipswitch 4 cifras
S3 = dipswitch 4 cifras
S4 = interruptor
T1 = transformador prim. 220V sec. 9+9 volt 0,5 Amp

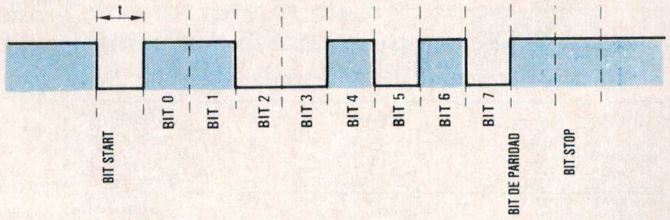


Fig. 4. **El formato de cada palabra está constituido por un bit de Start (nivel lógico 0), seguido por 8 bits de información (data), más uno de paridad. Cierra la secuencia un Stop (nivel lógico 1), que puede durar entre 1 y 2 bits.**

Veamos ahora algunos detalles sobre la interface RS.232 y sobre el formato de las palabras que el ordenador y la tarjeta intercambian.

La RS.232 respeta un estándar internacional para el intercambio de datos entre ordenador y/o dispositivos similares.

Los datos se envian en la salida en forma serie, es decir, si cada bit ocupa una fracción de tiempo de estado lógico 0 ó 1, la transmisión es de tipo asíncrono, es decir que no se envia el clock y las palabras se pueden transmitir a la línea en cualquier instante.

Los niveles de tensión empleados varían entre +/-3 voltios y +/-12 voltios para las dos condiciones.

La velocidad de transmisión está regulada por el «baud-rate», que indica cuantos bits se transmiten por segundo.

Cada palabra está formada por distintas informaciones:

1.ª 1 bit de start, siempre 0, que indica el comienzo de la palabra. Se utiliza para sincronizar el receptor.

2.ª Le siguen los bits que constituyen la información auténtica (data), que pueden ser 5-6-7 u 8 bit, transmitidos secuencialmente del menos significativo, al más significativo.

3.ª 1 bit de paridad (si es preciso) para el control del error de la palabra transmitida (la paridad es un control que se realiza sobre los estados lógicos 1 transmitidos; puede ser par o impar).

Funciona de la forma siguiente: si la paridad se define par, entonces el número de los bits a 1 de la palabra más el de la paridad, tiene que ser un número par; ocurre lo contrario si se define impar (en inglés odd significa par, even significa impar).

4ª Cierra la secuencia un stop, representado también por estado lógico 1, que puede durar 1, 1,5 ó 2 bit (ver la figura 4).

La definición anterior (1,8,1,1), correspondiente a los bits, se denomina formato de la palabra.

La indicación del formato junto con las modalidades de intercambio de datos y la

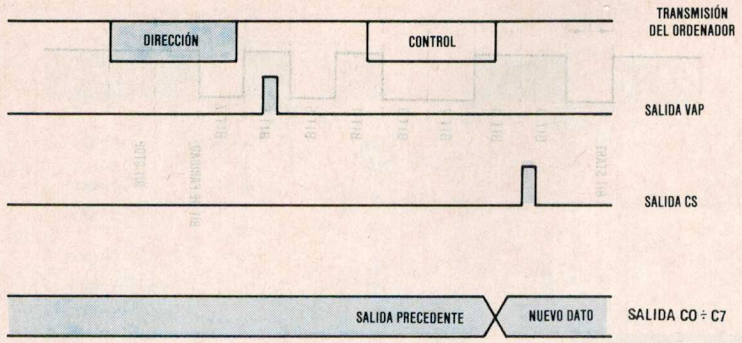


Fig. 5. **Diagrama temporal de «sólo recepción» (MODO 1). Al enviar desde el ordenador a la línea serie, una secuencia formada por una palabra de «dirección» y una de «control», el VAP (Valid Address Pulse) nos confirmará que la tarjeta la ha recibido e identificado; el CS (Command Strobe) nos confirmará que la palabra de control está disponible.**

velocidad: 600 - 1.200 - 2.400 - 4.800 baudios sin línea de control (HAND-SHAKE)

La palabra de dirección transmitida tiene que tener el bit 7 = 1, es decir para dirigir:

0... transmitir 0 + 128 = 128
1... transmitir 1 + 128 = 129
2... transmitir 2 + 128 = 130
10... transmitir 10 + 128 = 138
63... transmitir 63 + 128 = 191

La palabra de control, en cambio, tiene que tener siempre el bit 7 = 0, es decir transmitir siempre sólo 7 líneas de la CONTROL OUT:

peso 128 64 32 16 8 4 2 1
bit C7 C6 C5 C4 C3 C3 C1 C0

De esta forma, para situar en 1 las salidas numeradas C0 y C2, tendremos que transmitir

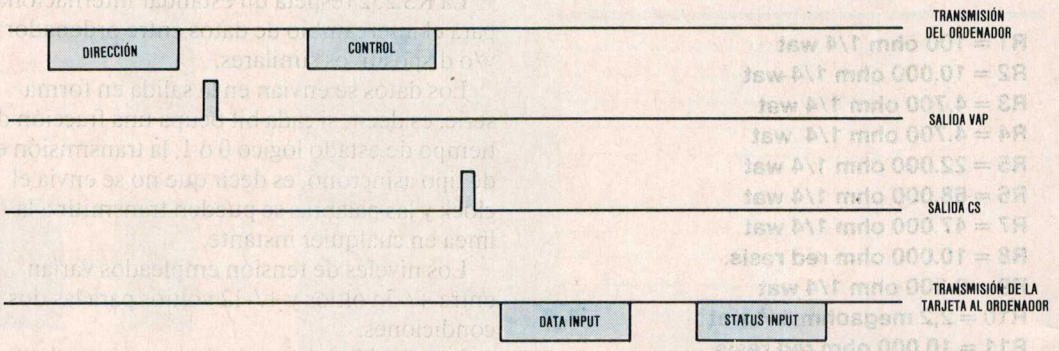


Fig. 6. **Diagrama temporal de «recepción-transmisión» (MODO 2). Funciona como el MODO 1, pero la tarjeta, tras la recepción de la dirección y el control, retransmite al ordenador las dos entradas de 8 bits denominadas DATA INPUT y STATUS INPUT. De esta forma, la palabra de control se puede emplear para condicionar la respuesta de la tarjeta.**

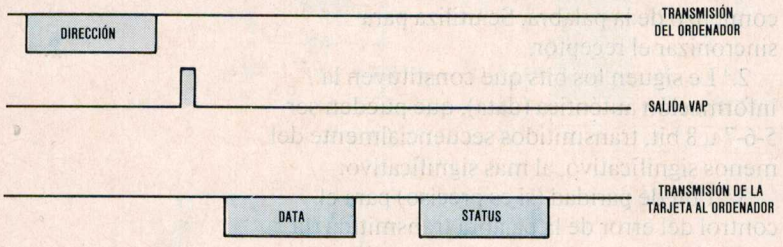


Fig. 7. **Diagrama temporal de sólo Transmisión (MODO 3). En esta configuración, la tarjeta sólo funciona como «transmisor», es decir la palabra de dirección enviada por el ordenador a la tarjeta, una vez identificada, habilita a ésta para que transmita hacia el ordenador las entradas de DATA INPUT y STATUS INPUT.**

desde el ordenador el número 05:

0 0 0 0 0 1 0 1 = 05 para activar C0, C2

Si se quieren activar todas las salidas, habrá que transmitir desde el ordenador el número 127:

0 1 1 1 1 1 1 1 = 127 para activar de C0 a C6.

Si esta explicación no os satisface totalmente, os proponemos, al final del artículo, dos ejemplos de aplicaciones con su correspondiente programa.

Realización práctica del circuito

En el circuito impreso de orificios metalizados, identificado como LX.875, se pueden montar todos los componentes necesarios, situándolos como se indica en la figura 9.

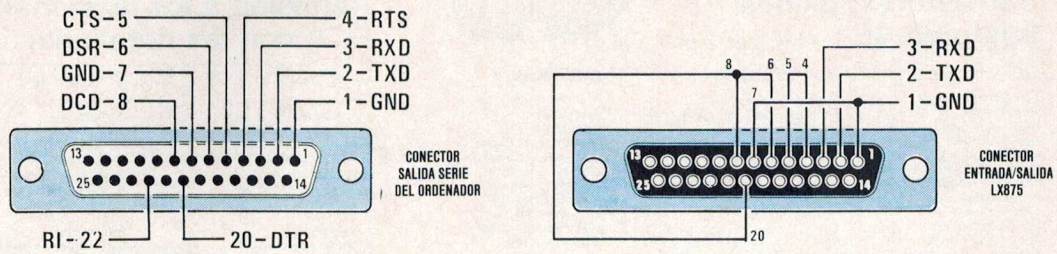
Aconsejamos comenzar el montaje con los tres zócalos para los circuitos integrados. Tras haber soldado todas las patillas, se pueden

velocidad, se denomina protocolo de comunicación; antes de intentar una conexión, conviene conocerlo.

Nuestra tarjeta trabaja con:

1 start bit
8 data bit
1 paridad impar (even)
1 stop bit

Fig. 8. **A la izquierda, el conector hembra para la salida serie, existente en la parte posterior del ordenador. A la derecha, la parte trasera del conector macho con los tres hilos RXD - TXD - GND (masa) que se conectan a la tarjeta LX.875. En ese conector hay que unir la patilla 4 con la 5, la patilla 6 con la 8 y la 20 y la patilla 1 con la 7, tal como se indica en el dibujo.**



montar los tres dip-switch comprobando que los números indicados en su carcasa queden situados tal como se indica en el esquema práctico.

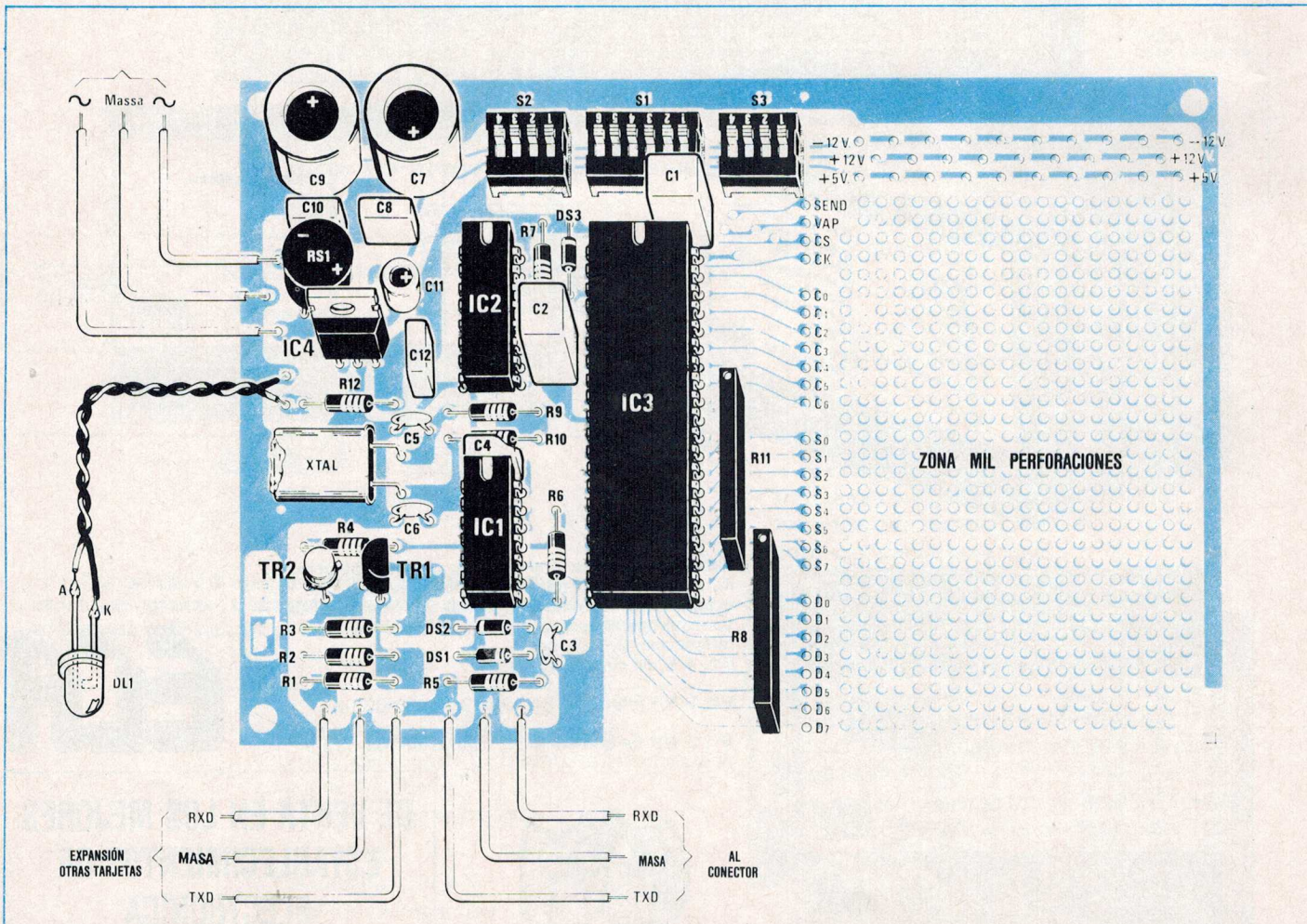
Si se invierten —es decir se sitúa a la derecha el nº 4 y a la izquierda, el nº 1— nuestra descripción, que se ha realizado tomando como referencia el número existente junto al pin, ya no sirve.

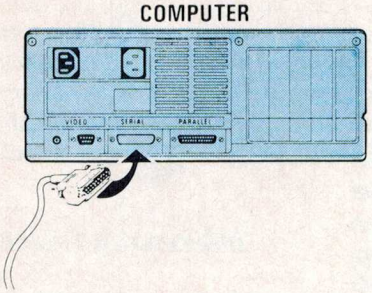
En el kit, intentaremos incluir dip-switch con las formas de los reproducidos en las fotografías, pero se trata de una promesa que sólo podremos cumplir mientras que los fabricantes no modifiquen su sistema de fabricación.

Para seguir con el montaje, se pueden soldar todas las resistencias, los condensadores cerámicos y los de poliéster.

Al montar en el circuito los tres diodos de silicio DS1-DS2-DS3, se sitúa el lado rodeado por una franja blanca, tal como se indica en el esquema práctico.

En el lado derecho del integrado IC3 se pueden colocar ya las dos redes resistivas, marcadas R11-R8, comprobando cuidadosamente que el lado en que llevan





impreso un punto negro queda hacia S3.

En el esquema práctico hemos marcado este lado con un punto blanco situado sobre la red resistiva; en la práctica, este punto negro se encuentra impreso en un lado del cuerpo.

El transistor de encapsulado metálico TR2 se sitúa sobre el circuito impreso de forma que la protuberancia metálica de referencia quede dirigida hacia R4; el transistor de plástico TR1 se coloca de forma que la parte plana del cuerpo quede hacia IC1.

En cuanto al integrado estabilizador IC4, el lado metálico de su cuerpo debe quedar hacia el puente rectificador RS1.

Hay que situar el cuarzo de 2,4576 MHz en posición horizontal, sin olvidarse de utilizar una gota de estaño para soldar su carcasa metálica a la isla de masa existente en el circuito impreso.

Para finalizar el montaje, sólo quedan por instalar los condensadores electrolíticos, el diodo led DL1 y los terminales para los cables, necesarios para la conexión con el transformador de alimentación y el cordón para el conector que hay que enchufar en la salida RS.232 del ordenador.

Como se observa en la figura 8, en dicho conector hay que cortocircuitar juntas las siguientes patillas: 4 con 5; 6 con 8 y 20; 1 con 7.

Ahora ya se pueden instalar los tres circuitos integrados en sus correspondientes zócalos, con la muesca de referencia hacia los interruptores S2-S1.

Como podréis observar, el circuito impreso que hemos diseñado para esta interface serie/paralelo, dispone de una zona virgen totalmente perforada, que se puede utilizar para montar transistores, integrados, led, fotoacopladores, que luego se conectaran directamente a las patillas del integrado IC3.

Para simplificar las conexiones con esta zona, hemos colocado en el lateral unas islas y, junto a ellas, hemos indicado las mismas siglas

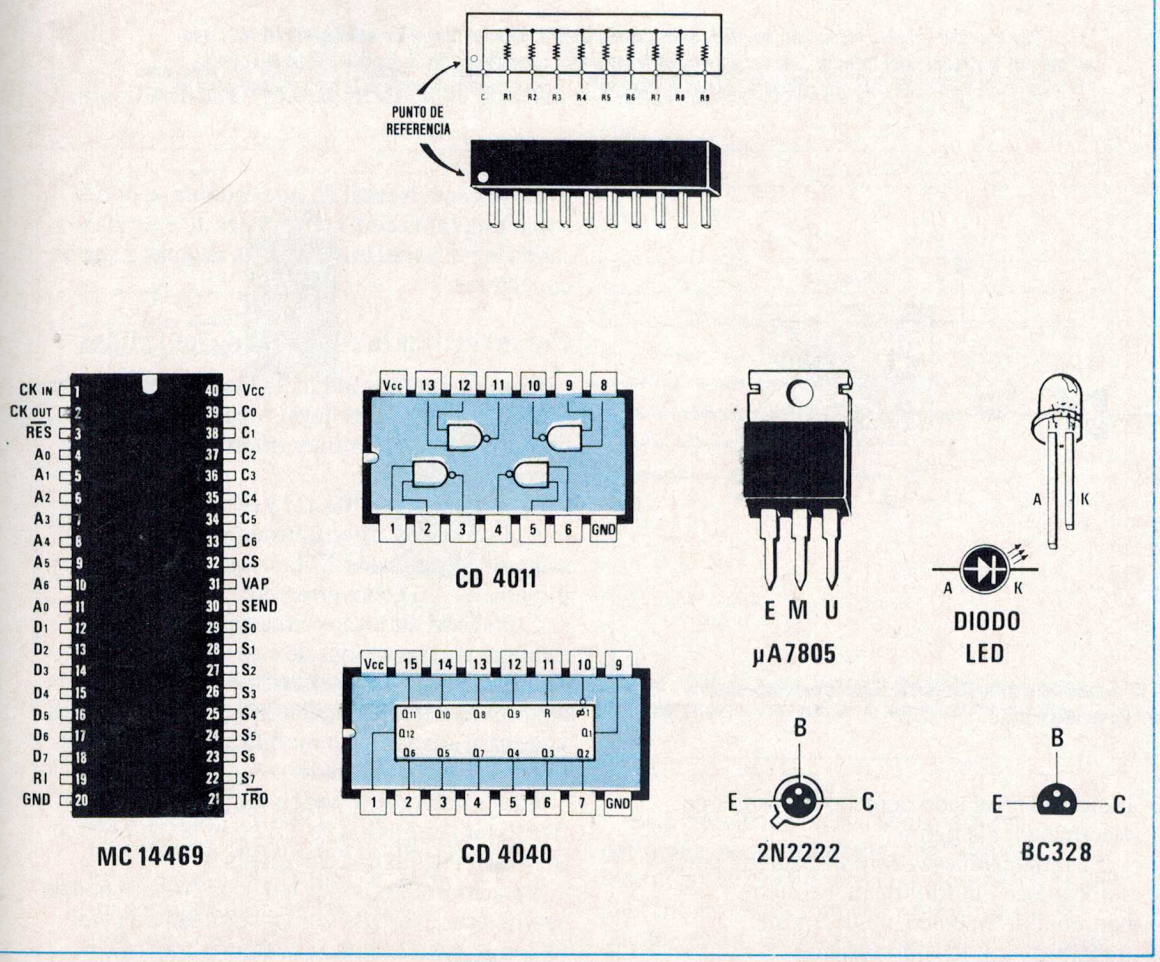


Fig. 9. **Esquema práctico de montaje y conexión de los integrados, transistores y redes resistivas (obsérvese el punto o muesca de referencia).**

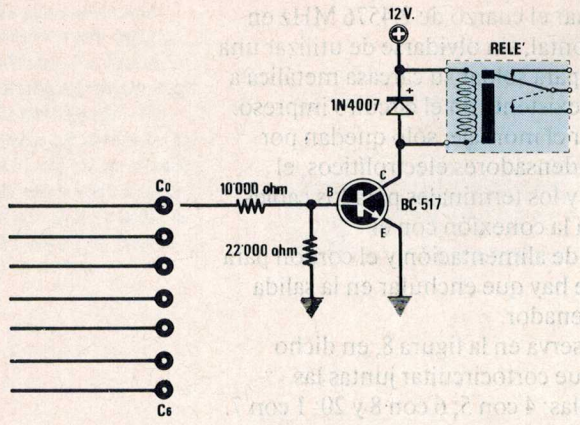


Fig. 10. **Para excitar relés de 12 voltios, podremos conectar a las salidas de C0 a C6 un transistor darlington BC.517. Cada tarjeta sirve para controlar a 7 relés.**

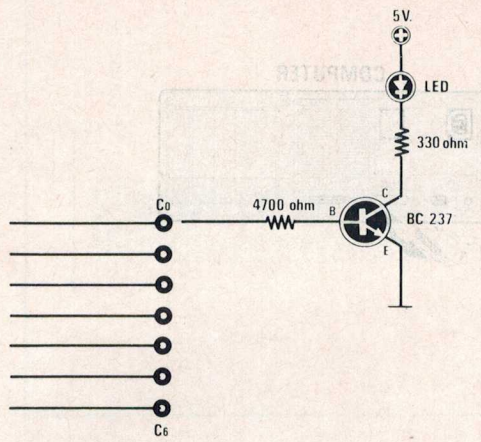


Fig. 11. **Para encender diodos led, podemos conectar, a las mismas salidas, un transistor NPN, alimentándolo con 5 voltios. Cada tarjeta puede controlar 7 diodos led.**

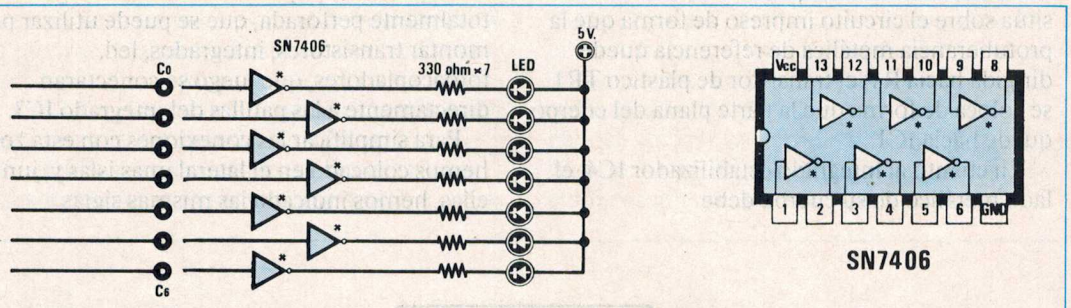


Fig. 12. **Para encender 7 diodos led, en lugar de utilizar siete transistores NPN, podemos aprovechar un integrado SN.7406, que contiene puertas inverter Open-Collector. Este circuito nos podría servir para comprobar cuales de las siete salidas se sitúan en nivel lógico 1 ó 0. Puntualizaremos que, utilizando inverter, el diodo led se enciende cuando la salida de la puerta se encuentra en nivel lógico 0.**

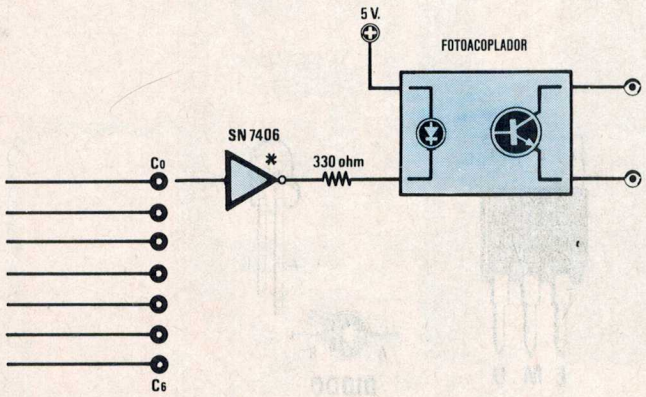


Fig. 13. **El circuito de la figura 12 se puede utilizar también para accionar fotoacopladores. Este circuito podría servir para excitar diodos SCR o Triac.**

indicadas en el lado derecho del esquema eléctrico (ver la figura 3).

La tarjeta, una vez comprobada, se puede colocar en el interior de un pequeño contenedor metálico, junto con su transformador de alimentación.

En el panel frontal de este mueble se puede situar una toma con 3 terminales de entrada y salida; en el panel trasero, unas regletas o varios conectores.

Como realizar la conexión de las salidas

Como ya hemos mencionado, a las salidas de C0 a C6 podéis hacer llegar niveles lógicos 1-0, para accionar transistores, puertas lógicas, decodificadores, etc.

A las salidas de D0 a D7 y de S0 a S7 se pueden conectar interruptores, pulsadores, salidas de integrados TTL, contactos de relés, integrados A/D converter, etc.

Como son tantos los circuitos que podréis accionar con las salidas de esta tarjeta serie/paralelo, os presentaremos tan solo algunos ejemplos de aplicación; luego será tarea vuestra el adaptarlos o modificarlos en función del uso que queráis darle.

Para excitar relés, podéis emplear un transistor Darlington BC.517 (ver la figura 10) o un Mosfet de potencia pequeña.

Para encender diodos led (este circuito podría serviros para ver qué salidas se sitúan en nivel lógico 1), podéis utilizar cualquier transistor

NPN (ver la figura 11), o bien puertas inverter tipo OPEN-COLLECTOR, contenidos en el interior de un SN.7406 (ver la figura 12).

Si, con esta interface, deseáis accionar displays, os aconsejamos recurrir al esquema reflejado en la figura 15.

Si queréis realizar contadores de piezas o de personas, podéis recurrir al esquema reflejado en la figura 16, utilizando las entradas de D0 a D7.

Termostato de precisión

En la figura 17 os ofrecemos el esquema de un termostato, que podréis utilizar para excitar un relé y, por consiguiente, para encender una caldera si su temperatura desciende por debajo de un valor previamente fijado, apagándola automáticamente cuando la temperatura haya alcanzado un valor determinado. Para realizar este circuito, se necesitan:

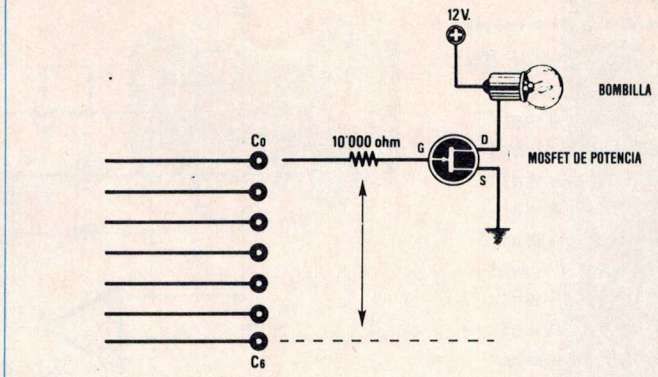


Fig. 14. **Para encender bombillas de 12 voltios, podemos conectar a las salidas C0 a C6, Mos-Power. Si las bombillas consumen una corriente elevada, aconsejamos obtener la tensión continua de un alimentador externo, tratando de no invertir la polaridad.**

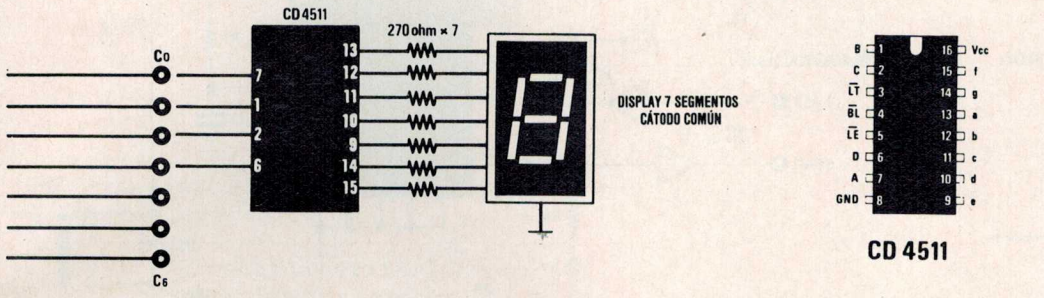


Fig. 15. **Conectando a las salidas, las entradas 7-1-2-6 de un integrado CD.4511 (alimentado con 5 voltios), podremos controlar cualquier display de Cátodo Común. Es evidente que de las salidas C0 a C3 tendremos que hacer salir un código binario BCD.**

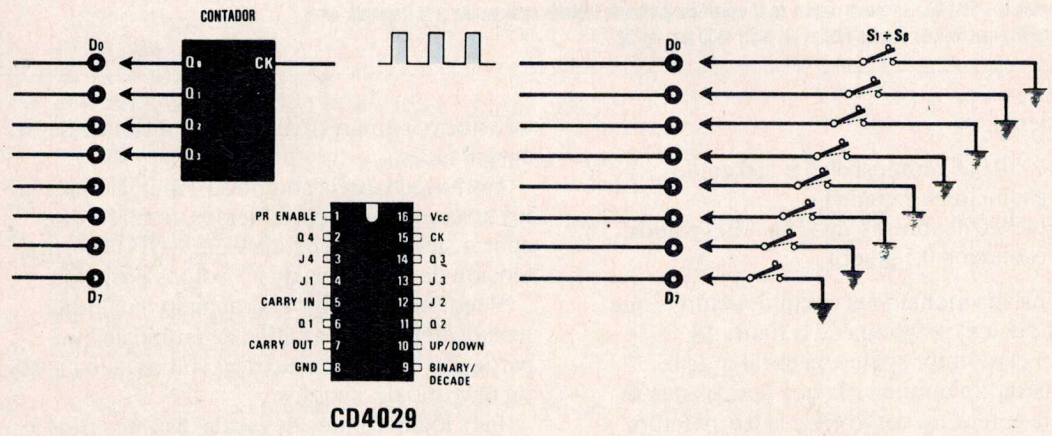


Fig. 16. **En las «entradas» D0 a D7 –ó S0 a S7–, podemos aplicar interruptores o pulsadores, y el ordenador nos dirá cuales están cerrados y cuales abiertos (anti-robos); o bien un integrado CD.4029, si queremos un contador de piezas o de personas. El impulso positivo se aplica en la entrada CK.**

un integrado TL.082 (ver IC1)
un integrado ADC.0804 (ver IC2)
un integrado CD.40106 (ver IC3)
un darlington BC.517 (ver TR1)
una sonda AD.509

Este circuito se monta sobre la zona perforada; os recordaremos también que, modificando el valor de la resistencia R4, podéis definir los valores mínimo y máximo que se pueden alcanzar, tal como se indica en la tabla

COMPONENTES

R1 = 5.000 ohm trimmer 20v
R2 = 8.200 ohm 1/4 wat
R3 = 22.000 ohm 1/4 wat
R4 = 100.000 ohm 1/4 wat
R5 = 22.000 ohm 1/4 wat
R6 = 10.000 ohm 1/4 wat
R7 = 10.000 ohm 1/4 wat
R8 = 100.000 ohm 1/4 wat
R9 = 10.000 ohm 1/4 wat
R10 = 33.000 ohm 1/4 wat
C1 = 100.000 pF poliéster
C2 = 100.000 pF poliéster
C3 = 10 mF elect 25 volt
C4 = 100.000 pF poliéster
C5 = 100.000 pF poliéster
C6 = 100.000 pF poliéster
C7 = 100.000 pF poliéster
C8 = 100.000 pF poliéster
C9 = 1.000 pF poliéster
C10 = 100 pF disco
DS1 = diodo 1N.4007
TR1 = NPN BC.517 darlington
IC1 = TL.082
IC2 = ADC.0804
IC3 = CD.40106
RELE = 12 volt. 1 circuito
SONDA = tipo AD.509

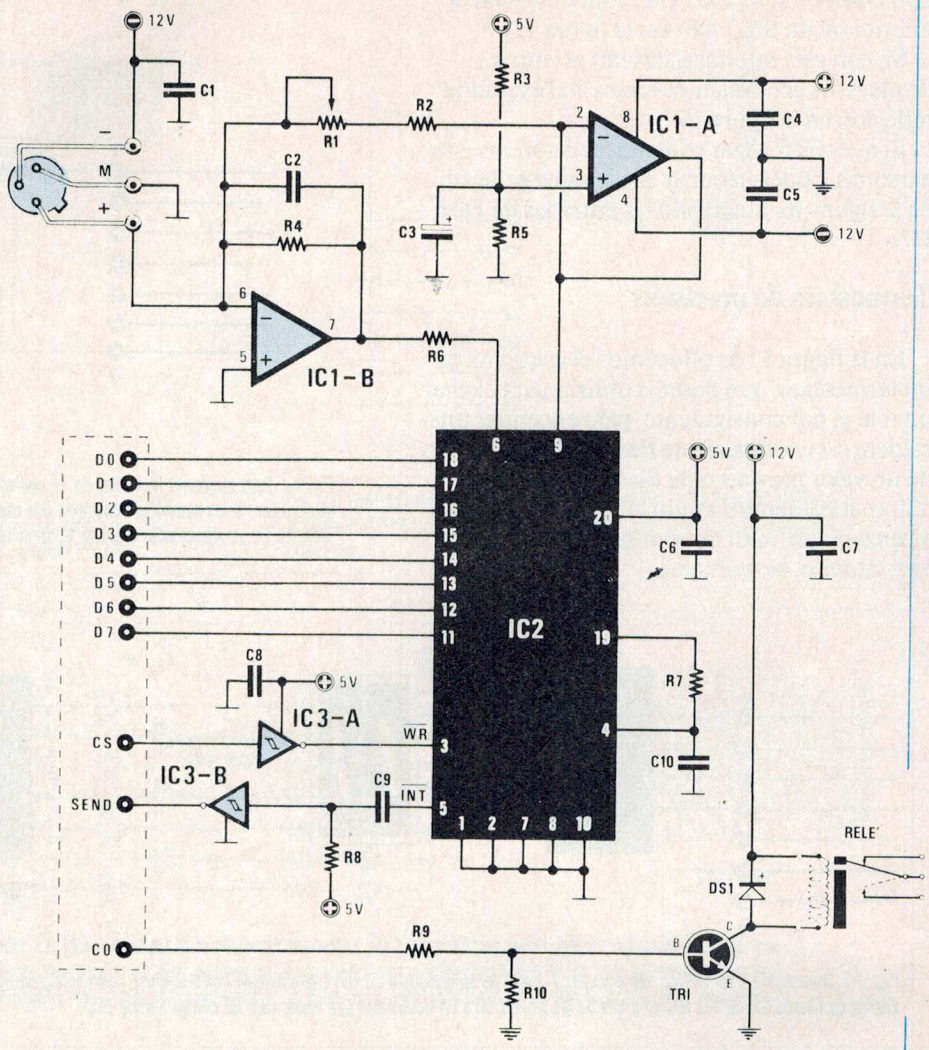


Fig. 17. **Esquema eléctrico de un «termostato». Esta fase se puede montar en la superficie perforada incluida en la tarjeta. A la izquierda, en el rectángulo coloreado, las conexiones que hay que realizar con las salidas del MC.14469 (ver fig. 3).**

siguiente:

R4 10.000 ohmios, de 0 a +50 grados, resolución 0,2 grados
R4 39.000 ohmios, de -28 a +100 grados, resolución 0,5 grados.

Una vez montado el circuito, tendréis que introducir el programa de la figura 18.

En el monitor aparecerá el valor de la temperatura mínima a la que deseáis que se excite el relé, así como el de la temperatura máxima a la que queréis que se desexcite.

Antes de introducir los datos, tendréis que ajustar el trimmer multivuelta R1.

Para ello, bastará con situar la sonda en una habitación cuya temperatura se conozca (utilizando un termómetro de mercurio muy exacto), luego se gira el cursor de dicho trimmer hasta que, en el monitor del ordenador, se lea el valor necesario.

Sustituyendo la sonda AD.509 por un fotodiodo, este mismo proyecto se puede transformar en un circuito capaz de encender o apagar luces.

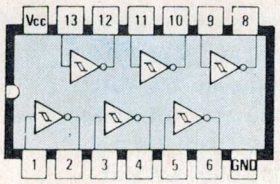
Como ya habréis podido suponer, al observar los dos esquemas reproducidos, tendréis que aplicar siempre a la patilla 9 del ADC.0804, una tensión de referencia de 2,5 voltios positivos.

Puede ser leída por el ordenador cualquier tensión aplicada a la patilla de entrada 6 que, partiendo de un mínimo de 0 voltios, suba hasta un máximo de 5 voltios.

Para lograr fondos de escala distintos a los 5 que nosotros hemos elegido, podéis reducir la tensión de referencia de 2,5 a 2 - 1,5 - 1 voltio.

En la práctica, la tensión máxima que podréis medir será siempre el doble del valor de referencia; por consiguiente, con 2 voltios de referencia, podréis leer un máximo de 4 voltios

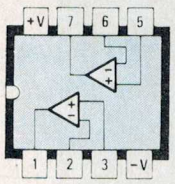
```
100 '--------------------------
110 ' Voltímetro digital 0-5 volt
120 ' con A/D tipo ADC=0804 - 8 bit
130 '--------------------------
140 ADD=0: 'Dirección tarjeta
150 CLS:KEY OFF
160 OPEN"com1:1200,E,8,1"AS#1
170 PRINT #1, CHR$(ADD+128);
180 A$=INPUT$(1,#1):B$=INPUT$(1,#1)
190 V=ASC(A$)*5/255
200 LOCATE 1,1:PRINT USING"#.##";V;
210 PRINT" Volt";:GOTO 170
```



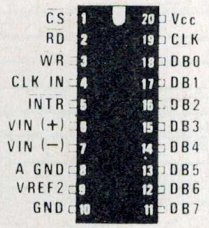
CD40106



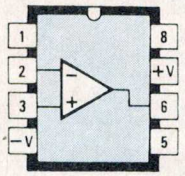
AD590



TL082



ADC0804



TL081

```
100 '-------------------------------------
110 'Termostato electrónico en puerta serie
120 'Nueva Electrónica 1989
130 '-------------------------------------
140 ADD=0:  'Dirección periférico
150 TMIN=28: 'Temperatura mínima
160 TMAX=30: 'Temperatura máxima
170 RELE=0 : 'Estado inicial relé
180 CLS:KEY OFF
190 L$=STRING$(80,CHR$(205))
200 PRINT L$:PRINT,,"TERMOSTATO"
210 PRINT L$:PRINT
220 PRINT"Temperatura",,"Min.","Max.","Carga"
230 PRINT L$
240 LOCATE 10,1:PRINT L$
250 LOCATE 10,5:PRINT" Nueva Electrónica";
260 OPEN"com1:1200,E,8,1"A$#1
270 PRINT #1,CHR$(ADD+128);CHR$(RELE AND 127);
280 A$=INPUT$(1,#1):B$=INPUT$(1,#1)
290 T=ASC(A$)*50/255
300 LOCATE 8,1:PRINT" "
310 PRINT USING"+##.#";T;
320 PRINT,,:PRINT USING"##.#";TMIN;
330 PRINT,:PRINT USING"##.#";TMAX;
340 IF T>TMAX THEN RELE=RELE AND 254
350 IF T<TMIN THEN RELE=RELE OR 1
360 PRINT,:IF (RELE AND 1) THEN PRINT"Acceso" ELSE PRINT "Apagado"
370 LOCATE 2,57:PRINT TIME$;
380 GOTO 270
390 '-------------------------------------------------------------
400 'Nota: sustituir la línea 290 con : T=ASC(A$)*128/255-28
410 'para la escala de -28 grados a + 100 grados
420 'para modificar la dirección de la tarjeta y de la escala de
430 'temperatura, alterar los valores de las líneas 140, 150, 160
440 '-------------------------------------------------------------
```

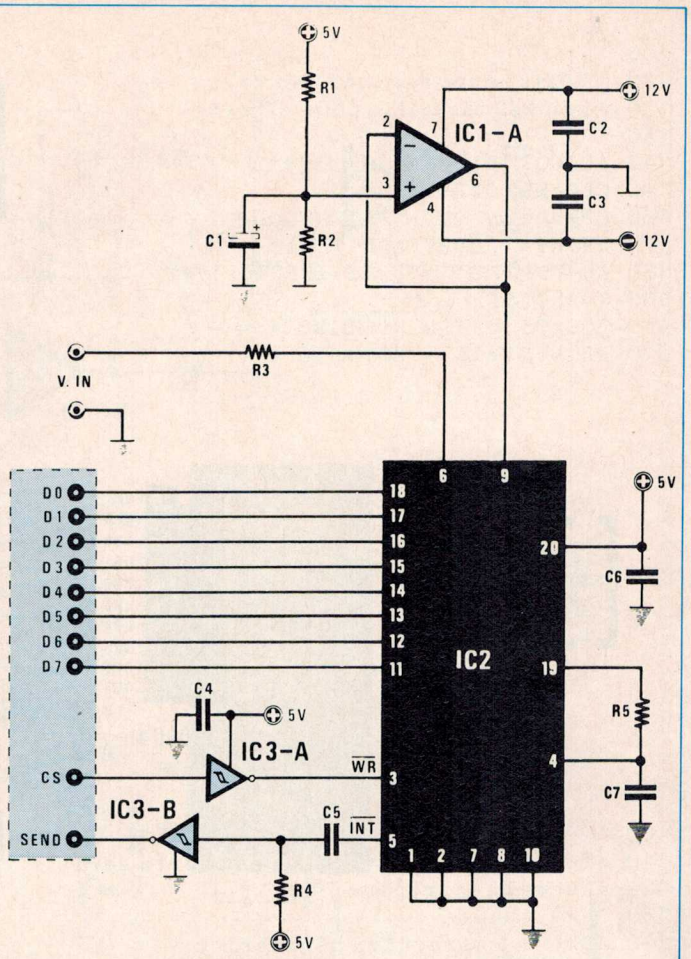
NOTA: En el ejemplo, a la tarjeta se le ha asignado la dirección 0.

Fig. 18. **Dos sencillos programas, necesarios para que el ordenador funcione como voltímetro (fig. 19) o como termostato (fig. 17). A la derecha las conexiones de los integrados, vistas desde arriba.**

Fig. 19. **Esquema eléctrico de un voltímetro digital. A la izquierda, en el rectángulo coloreado, las conexiones que hay que realizar con las salidas del integrado MC.14469 (ver la figura 3).**

COMPONENTES

R1 = 22.000 ohm 1/4 wat
R2 = 22.000 ohm 1/4 wat
R3 = 10.000 ohm 1/4 wat
R4 = 100.000 ohm 1/4 wat
R5 = 10.000 ohm 1/4 wat
C1 = 10 mF elect 25 volt
C2 = 100.000 pF poliéster
C3 = 100.000 pF poliéster
C4 = 100.000 pF poliéster
C5 = 1.000 pF poliéster
C6 = 100.000 pF poliéster
C7 = 100 pF disco
IC1 = TL.081
IC2 = ADC.0804
IC3 = CD.40106



y, con 1,5 voltios de referencia, podréis leer un máximo de 3 voltios.

Voltímetro electrónico

Quienes deseen realizar un voltímetro electrónico, o una tarjeta A/D converter genérica, en la figura 19 encontrarán el correspondiente esquema eléctrico que, como es lógico, se montará en la zona perforada. Para este circuito, se necesitan:

un integrado TL081 (ver IC1)
un integrado ADC.0804 (ver IC2)
un integrado CD.40106 (ver IC3)

Como el integrado IC3 contiene en su interior 6 inverter, cuatro de ellos quedarán sin utilizar.

La tensión a medir, aplicada en la entrada, aparecerá en el monitor del ordenador.

La tensión máxima que podréis aplicar en dicha entrada, no podrá superar nunca los 5 voltios. Para medir valores de tensión superiores, tendréis que aplicar en la entrada un divisor resistivo.

Para utilizar esta tarjeta como voltímetro, tendréis que recurrir al programa de la figura 18.

Utilizando varias tarjetas se pueden controlar distintas tensiones en diversos puntos. Por ejemplo, en un sistema anti-robo instalado en un edificio, se podrán comprobar cuales son los relés o los pulsadores que han hecho saltar la alarma, comprobar si hay puertas abiertas, siempre que en éstas se haya colocado contactos magnéticos, etc.

Este circuito, con un poco de imaginación, se puede utilizar para otras muchas aplicaciones; por ejemplo, como termómetro, si se alimentan resistencias NTC con una tensión continua, o bien como medidor de humedad, o para comprobar el nivel de los liquidos contenidos en depósitos, si conectáis un flotador a un potenciómetro, alimentando este con una tensión continua menor a 5 voltios.

Aunque no os ofrezcamos el esquema práctico correspondiente os aseguramos que, como siempre hacemos, hemos comprobado estos circuitos antes de publicarlos, por lo que, si no cometéis errores en las conexiones, el circuito funcionará a la primera.

En la práctica, el secreto para conseguir que esta tarjeta funcione, esta sólo en el software y la elaboración de éste, es una tarea que dejamos en vuestras manos.