02
153

AÑO V. N.º 52

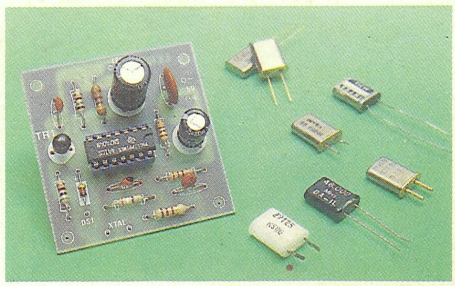
NUEVA Electrónica

AÑO V. N.º 52
300 PTAS.

de Hobby Press, S.A.

Montajes de vanguardia al alcance de todos

COMPROBADOR DE CUARZOS





Transmisor para telecámara

Wha-Wha para guitarra eléctrica



HOBBY PRESS

Director Editorial: José I. Gómez-Centurión
Director Técnico: Alfonso Fernández
Maqueta: Enrique Nieto
Soledad Fungairiño
Traducción: Ana M.ª Márquez
Fotografía: Carlos Candel, Miguel Lamana

Edita: HOBBY PRESS, S.A.

Presidente: María Andrino
Consejero Delegado: José I.Gómez-Centurión
Subdirector general: Andrés Aylagas
Jefe de Administración: José Angel Jiménez
Jefe de Producción: Carlos Peropadre

Publicidad: Blanca Erasun

Jefe de Marketing: Javier Bermejo

Redacción, Administración y Publicidad: Ctra. de Irún km 12,400. (Fuencarral). 28049 MADRID. Telf. Suscripciones: 734 65 00. Telf. Redacción: 734 70 12. Telex: 49480 HOPR Telefax: 7348298

Dto. Circulación: Paulino Blanco

Distribución: Coedis, S.A. Valencia, 245. Barcelona

Fotocomposición: Espacio y Punto, S.A.
Fotomecánica: Ibérico, S.A.
Depósito Legal: M-18437-1983

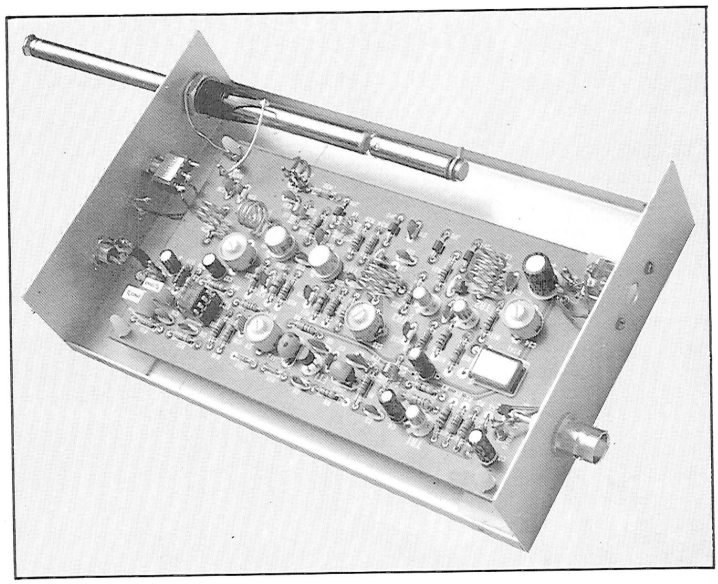
Representante para Argentina, Chile, Uruguay y Paraguay, Cía. Americana de Ediciones, S.R.L. Sud América, 1.532. Telf.: 221 24 64. 1209 BUENOS AIRES (Argentina)

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

N.º 52 - DICIEMBRE, 1987
300 ptas.
Canarias, Ceuta y Melilla 285 ptas.

En este número

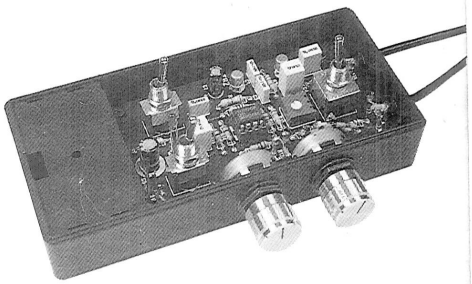
TRANSMISOR PARA TELECÁMARA



Si poseéis un grabador de vídeo con su correspondiente cámara, a color o en blanco y negro, con este pequeño transmisor, en el que también hemos incluido entrada para audio, podréis transmitir todas vuestras filmaciones directamente a vuestro televisor.

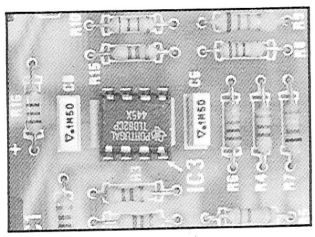
CIRCUITOS CON OPERACIONALES

Os ofrecemos, para vuestro conocimiento, diversos tipos de osciladores y otros circuitos verdaderamente útiles, desarrollados por medio de los amplificadores operacionales para que intentéis su realización.

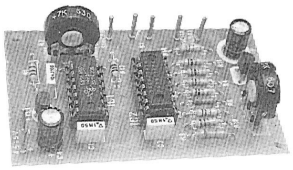


WHA-WHA PARA GUITARRA ELECTRICA

Los aficionados a la guitarra eléctrica aprecian mucho los accesorios de transformación electrónica del sonido, como el Wha-Wha que hoy os presentamos.



GENERADOR DE RAMPA ESCALONADA



Un circuito didáctico, útil como generador de BF, que proporciona una primera toma de contacto con un convertidor digital/ analógico.

SUMARIO

- Las noticias y novedades del mundo de la electrónica, pág. 5.
- Transmisor para telecámara en la banda III de TV, pág. 6.
- Para evitar falsos conteos en displays y contadores, pág. 20.
- Las conexiones de los circuitos integrados C/MOS, pág. 30.
- Wha-Wha para los aficionados a la guitarra eléctrica, pág. 40.
- Generador de rampa escalonada con convertidor A/D, pág. 45.
- Circuitos prácticos con amplificadores operacionales, pág. 52.
- Circuito para comprobar los cristales de cuarzo, pág. 58.

TRANSMISOR PA

UN TRANSMISOR DE TELEVISIÓN PORTÁTIL PARA LA BANDA III

ALIMENTADO A 12V.

Si tenéis un grabador de vídeo con su correspondiente cámara, en color o en blanco y negro, con este proyecto podréis transmitir cuanto grabéis, directamente en vuestro televisor y en todos los conectados en la zona, a una distancia máxima de un centenar de metros, si utilizáis la antena de varilla, o de un kilómetro aproximadamente si utilizáis una antena direccional.

MASODO

Este accesorio, cuya falta probablemente notábais, es un pequeño transmisor portátil de TV y audio que, conectado a la salida de una cámara de vídeo, os permitirá obtener imágenes sin tener que arrastrar con vosotros el aparato de vídeo, que suele ser pesado y de gran tamaño.

Con este transmisor podréis iros al jardín, desplazaros en el interior del edificio y ofrecer en «directo» todas vuestras tomas a quienes enciendan sus televisores.

La posibilidad de transmitir imágenes a distancia, multiplicará las ocasiones de empleo de esta cámara; en efecto, una madre que esté trabajando en la cocina, podrá vigilar directamente en el televisor al bebé que duerme en su cuna, situada en otra habitación, o bien a los hijos más mayores mientras juegan en el jardín.

Si se instala en una tienda, la persona que trabaje en la trastienda o las habitaciones de la planta superior, podrá observar si en el local ocurre algo anormal o, en el caso de que se produjera un robo, podrá llamar de inmediato al 091 ya que, al disponer el transmisor de una fase de audio, se podrán escuhar frases y diálogos.

Volviendo a usos más «afortunados», se podría, por ejemplo, transmitir a todo el edificio una junta de comunidad, o bien instalar un videoteléfono por radio, utilizando una antena direccional de TV ajustada al canal deseado.

Lógicamente, quienes deseen recibir la señal, tendrá que utilizar una antena ajustada al mismo canal y direcccionada hacia la vuestra.

El transmisor que os ofrecemos trabaja en banda III y se puede sintonizar en los canales 5 a 11, incluyendo en la fase osciladora un cuarzo que resulte ser un submúltiplo de la frecuencia del canal elegido.

A título informativo, diremos que los cuarzos a emplear son todos sobretono en 5.º armónico.

En la tabla siguiente, indicaremos cuál tiene que ser la frecuencia del cuarzo, para transmitir en los 7 canales de la banda III de televisión.

Cuarzo MHZ	Frecuencia Vídeo	Canal TV
87,625	175,25	5
91,125	182,25	6
94,625	189,25	7
98,125	196,25	8
101,625	203,25	9
105,125	210,25	10
108,625	217,25	11

La potencia en antena de dicho transmisor oscila alrededor de los 0,1 watios y como seguro que alguien nos preguntará sobre el transistor que se puede emplear en sustitución del BFR.36 para aumentar la potencia en salida, o sobre la posibilidad de añadir un lineal, anticiparemos que, para realizar un circuito más potente, habría que volverlo a proyectar totalmente, incluyendo otros transistores, mucho más caros.

RA TELECÁMARA



Además, para lograr más potencia, es preciso sustituir la fase moduladora por una más compleja, que se ajuste a las normas CCIR y añadirle un filtro de banda (filtro vestigial) que limite la amplitud máxima de la banda modulada a 7 MHz.

Por lo tanto, este proyecto servirá, sobre todo, para quienes deseen practicar un poco con el VHF, logrando así la experiencia necesaria para, posteriormente, afrontar la realización de un transmisor más potente.

Aunque éste sea vuestro primer transmisor, si seguís al pie de la letra nuestros consejos, lograréis que funcione sin ninguna dificultad; lo que no podemos garantizaros es su capacidad máxima, ya que depende de la exactitud del ajuste final y del montaje; si, por ejemplo, empleáis estaño con desoxidante deficiente, aumentarán las pérdidas de AF y, por consiguiente, disminuirá la potencia de salida.

Esquema eléctrico

En la fig. 1 indicamos el esquema eléctrico de este transmisor TV con sus correspondientes fase moduladora y preamplificador BF.

Comenzaremos su descripción por la fase de alta frecuencia y, para ser más exactos, por el oscilador de cuarzo formado —como se ve en la figura— por un transistor NPN tipo 2N2222, que hemos indicado como TR2.

Hemos encargado que nos fabricaran el cuarzo indicado como XTAL —un overtone en 5.º armónico— exactamente a la mitad de la frecuencia de transmisión.

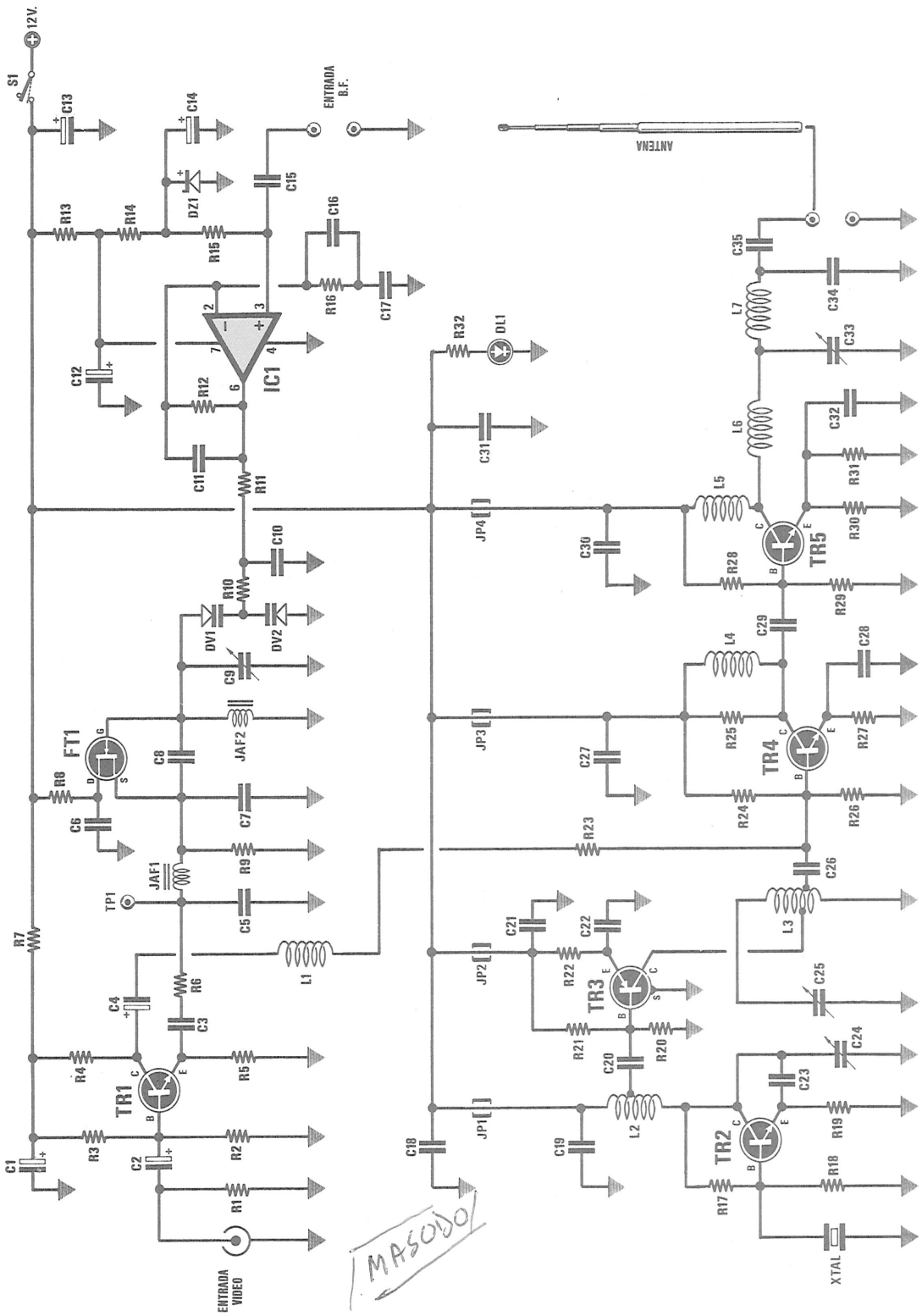
Algunos podrían preguntarse la razón de que no hayamos encargado los cuarzos a la frecuencia básica exacta; esto requiere una aclaración.

La fabricación de un cuarzo a dichas frecuencias no representa, por sí misma, ninguna dificultad, pero en lugar del 5.º armónico, debería haberse fabricado en el 9.º armónico, es decir que, para una frecuencia de 210,25 MHz (canal 10), la frecuencia básica hubiera sido de: 210,25 : 9 = 23,361 MHz.

El problema no radica en los 23,361 MHz, sino en las dificultades con que tropezaría el aficionado para sintonizarlo exactamente a dicha frecuencia, al carecer de los instrumentos necesarios para ello.

De esta forma, en fase de ajuste se encontraría con infinidad de frecuencias, excepto la requerida, ya que un cuarzo en 9.º armónico logra oscilar con más facilidad en las frecuencias impares de la fundamental, es decir

Fig. 1. **Esquema eléctrico del transmisor de televisión para la banda III.**



COMPONENTES LX.819

R1 = 82 ohm 1/4 wat
R2 = 4.700 ohm 1/4 wat
R3 = 10.000 ohm 1/4 wat
R4 = 270 ohm 1/4 wat
R5 = 150 ohm 1/4 wat
R6 = 330 ohm 1/4 wat
R7 = 47 ohm 1/4 wat
R8 = 150 ohm 1/4 wat
R9 = 470 ohm 1/4 wat
R10 = 33.000 ohm 1/4 wat
R11 = 1.000 ohm 1/4 wat
R12 = 220.000 ohm 1/4 wat
R13 = 100 ohm 1/4 wat
R14 = 1.000 ohm 1/4 wat
R15 = 47.000 ohm 1/4 wat
R16 = 22.000 ohm 1/4 wat
R17 = 22.000 ohm 1/4 wat
R18 = 4.700 ohm 1/4 wat
R19 = 150 ohm 1/4 wat
R20 = 10.000 ohm 1/4 wat
R21 = 1.000 ohm 1/4 wat
R22 = 470 ohm 1/4 wat
R23 = 100 ohm 1/4 wat
R24 = 15.000 ohm 1/4 wat
R25 = 100 ohm 1/4 wat
R26 = 2.200 ohm 1/4 wat
R27 = 47 ohm 1/4 wat
R28 = 10.000 ohm 1/4 wat
R29 = 1.000 ohm 1/4 wat
R30 = 47 ohm 1/4 wat
R31 = 47 ohm 1/4 wat
R32 = 820 ohm 1/4 wat
C1 = 22 mF elect 25 volt
C2 = 22 mF elect 25 volt
C3 = 100 pF disco
C4 = 22 mF elect 25 volt
C5 = 22 pF disco
C6 = 10.000 pF disco
C7 = 100 pF disco
C8 = 12 pF disco
C9 = 6-25 pF compensador
C10 = 1.000 pF disco
C11 = 39 pF disco
C12 = 10 mF elect 25 volt
C13 = 100 mF elect 25 volt
C14 = 10 mF elect 25 volt
C15 = 220.000 pF poliester
C16 = 2.200 pF disco
C17 = 330.000 pF poliester
C18 = 1.000 pF disco
C19 = 1.000 pF disco
C20 = 27 pF disco
C21 = 1.000 pF disco
C22 = 47 pF disco
C23 = 4,7 pF disco
C24 = 6-25 compensador
C25 = 6-25 compensador
C26 = 8,2 pF disco
C27 = 1.000 pF disco
C28 = 47 pF disco
C29 = 47 pF disco
C30 = 1.000 pF disco
C31 = 1.000 pF disco
C32 = 47 pF disco
C33 = 6-25 compensador
C34 = 33 pF disco
C35 = 1.000 pF disco
DZ1 = zener 5,6 volt 1 wat
DV1 = varicap BB.329
DV2 = varicap BB.329
DL1 = diodo led
JAF1 = impedancia 47 µH
JAF2 = impedancia 18 µH
L1-L2-L3-L4-L5-L6-L7 = ver texto
JP1-JP4 = ver texto
TR1 = NPN tipo 2N.2222
TR2 = NPN tipo 2N.2222
TR3 = PNP tipo BF.272S - BFR.99
TR4 = NPN tipo BFR.36
TR5 = NPN tipo BFR.36
FT1 = fet tipo MPF.102
IC1 = TL.071
XTAL = ver texto
ANTENNA = de varilla 85 cm
S1 = Interruptor

en el 3.er - 5.º - 7.º armónico o en el doble del 3. o 5.º armónico, por lo que en salida obtendría todas las frecuencias siguientes:

23,361 x 3 = 70,08 MHz
23,361 x 5 = 116,80 MHz
23,361 x 7 = 163,52 MHz
70,08 x 2 = 140,16 MHz
116,80 x 2 = 233,60 MHz

pero no los 210,25 MHz del canal 10.

También un cuarzo en 5.º armónico logra oscilar con más facilidad en las frecuencias impares, pero en este caso sólo tenemos una, es decir, la 3.ª o el doble de ésta; por consiguiente, al utilizar para los 210,25 MHz un cuarzo de 105,125, la frecuencia «base» equivaldrá a:

105,125 : 5 = 21,025 MHz

Por lo tanto, este cuarzo sólo podría oscilar en las dos frecuencias indeseables:

21,025 x 3 = 63,075 MHz
60,075 x 2 = 126,15 MHz

Como la frecuencia de 63,075 MHz es demasiado baja en relación con las características del circuito de sintonía, sólo nos quedaría una frecuencia indeseable, es decir la de 126,15 MHz, pero como es superior a la frecuencia del 5.º armónico, es decir a 105,125 MHz, el cuarzo sólo podrá oscilar a 105,125 MHz o bien no oscilar.

Sabiendo que con un cuarzo en 5.º armónico facilitaríamos el ajuste, evitando también el peligro de sintonizar sin querer a una frecuencia no deseada, hemos descartado el cuarzo en 9.º armónico.

Volviendo a nuestro esquema eléctrico, la bobina L2, junto con el compensador C24, servirá para sintonizar en la frecuencia del 5.º armónico del cuarzo.

De la segunda espira del «lado frío» de L2, es decir del más cercano al condensador C19, y mediante el condensador C20, tomaremos la señal de AF generada por el oscilador y la aplicaremos a la base del transistor PNP tipo BFR.99 o BF.272S, que hemos indicado como TR3.

En este circuito, se emplea dicho transistor como fase amplificadora/duplicadora de frecuencia y, en efecto, la bobina L3 y el compensador C25 están calculados para sintonizarnos a la frecuencia doble de la del cuarzo.

Por consiguiente, si como XTAL empleamos un cuarzo de 105,125 MHz, el circuito de sintonía L2/C24 se sintonizará a dicha frecuencia, mientras que L3/C25 lo harán a 210,25 MHz.

ELECCIÓN DEL CUARZO A LA MITAD DE LA FRECUENCIA DE TRANSMISION

Fotografía del circuito impreso con todos los componentes montados. Aún cuando no es crítica la fabricación de la bobinas, intentad acercaros lo más posible a las características indicadas.

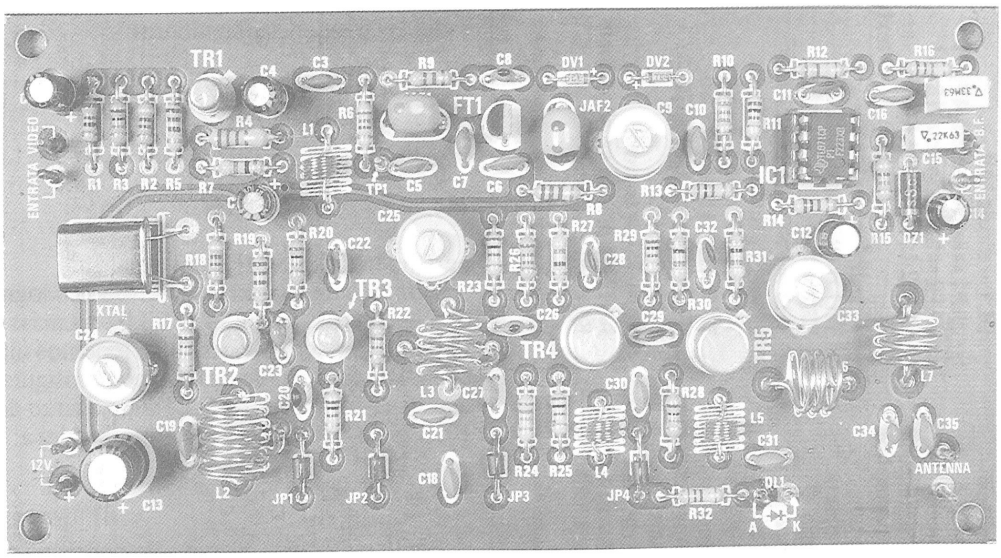
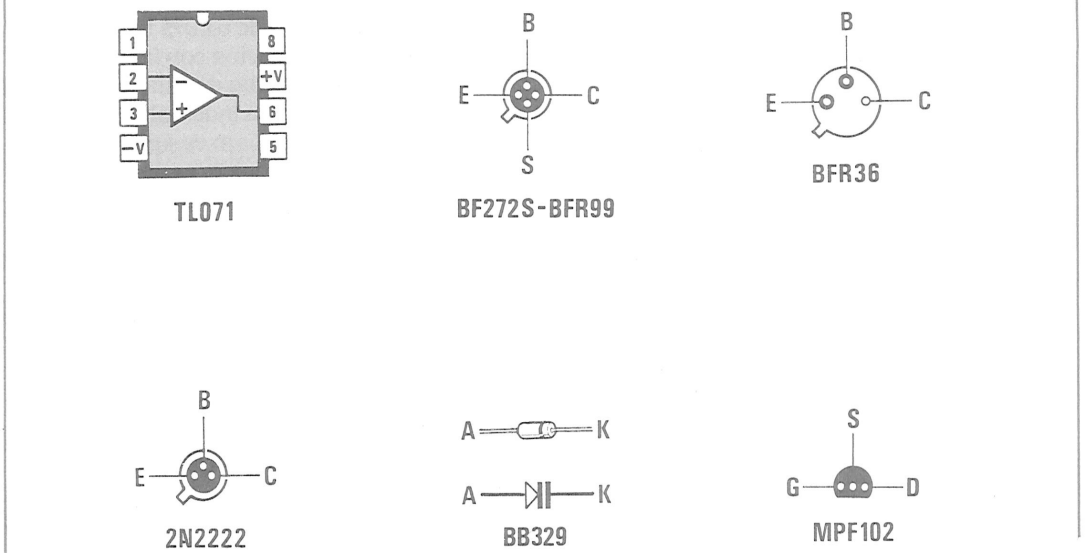


Fig. 2. Conexiones de todos los semiconductores que se utilizan en este proyecto.



A 1/4 de espira a partir del «lado frío» de L3, es decir el más cercano a la toma de masa, por medio del condensador C26, tomaremos esta frecuencia de 210,25 MHz y la aplicaremos a la base del transistor NPN tipo BFR.36, empleado como primera fase preamplificadora AF de banda ancha y modulador.

Del colector de este transistor, con el condensador C29, tomaremos la señal preamplificada, haciéndola llegar a la base del transistor TR5 –también un BFR.36– empleado como fase amplificadora final de potencia.

Las bobinas L5 - L6 - L7 y el compensador C33 nos servirán para adaptar la señal de salida a una impedancia característica de 52 ohmios, a fin de poder conectar directamente una antena de varilla de 85 cm de longitud, o bien un cable coaxial de 75 ohmios, para transferir la señal AF a una antena direccional situada en el tejado de la casa.

Nos gustaría aclarar aquí que, empleando una antena direccional con una ganancia ligeramente superior a los 6 dB, lograríamos un aumento de potencia transmitida equivalente a 3,981 veces, lo que significa que nuestros 0,1 watios se recibirán como si estuvieran lanzados por un transmisor con una potencia de salida de 0,4 watios aproximadamente y que utilizara como antena un dipolo corriente.

Es imprescindible que la señal AF sea modulada en AM por la señal Vídeo y, para ello, hemos empleado el transistor NPN tipo 2N2222, que vemos indicado en el esquema como TR1.

La señal de vídeo tomada de la salida de la cámara alcanzará la base de TR1 para ser preamplificada e invertida su polaridad, luego se transferirá, mediante el condensador

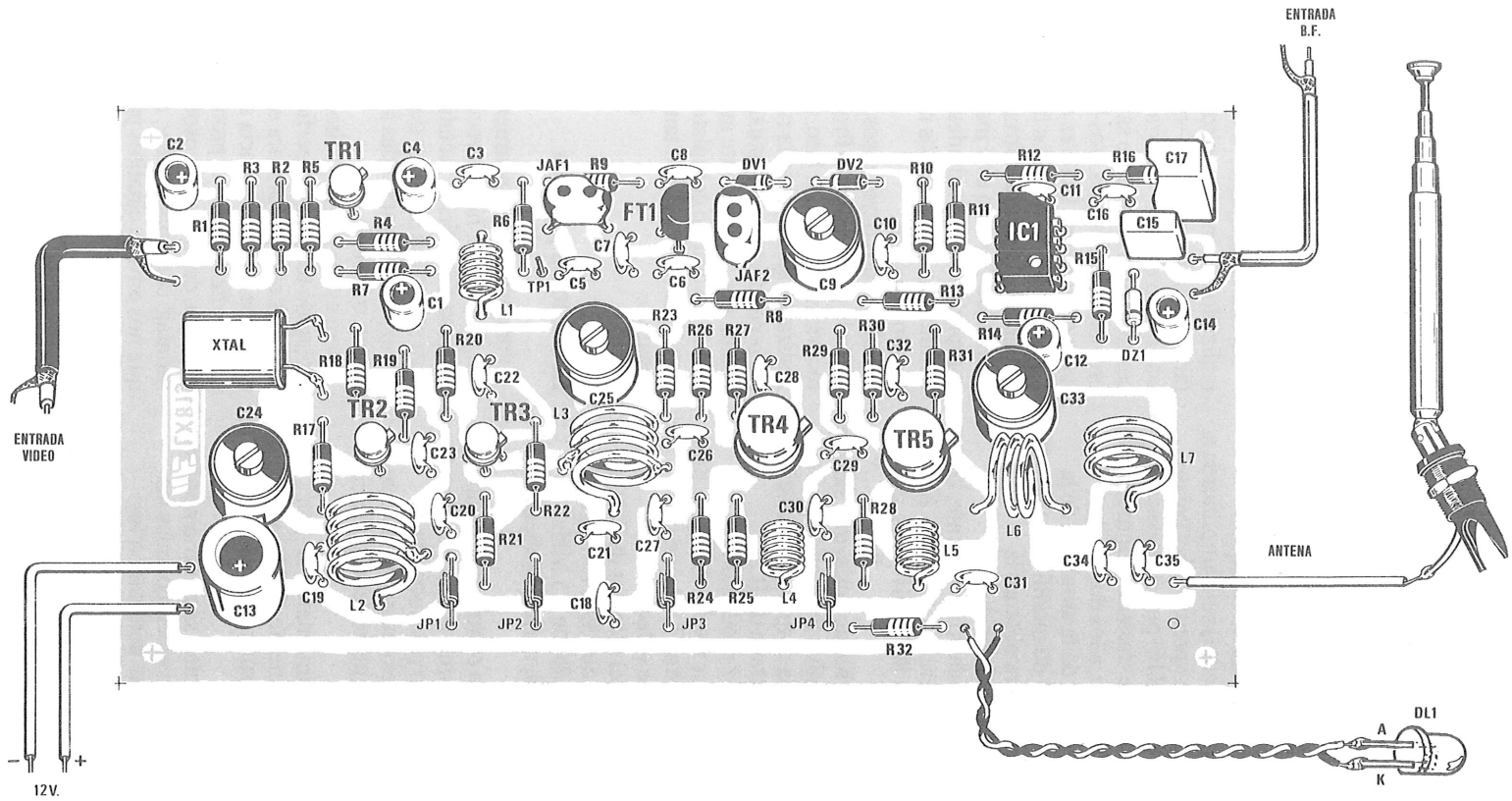


Fig. 3. **Esquema práctico del montaje del transmisor de televisión, con sus correspondientes conexiones.**

En fase de montaje habrá que cuidar las soldaduras y fabricar todas las bobinas respetando los datos indicados en la revista. El terminal «salida antena» se conectará, con un trozo corto de cable a la lengüeta metálica que sobresale del soporte de plástico. No os olvidéis de conectar la masa del circuito impreso bajo el perno de fijación de la antena y abajo, para la «entrada vídeo», la masa del circuito impreso bajo el perno del conector BNC. Aunque, en este dibujo, hemos conectado a la entrada de vídeo un trozo de cable coaxial, el BNC se soldará directamente al terminal existente en el circuito impreso.

LA PORTADORA DE SONIDO SE EMITE 5,5 MHZ POR ENCIMA DE LA DE VÍDEO

electrolítico C4, L1 y la resistencia R23, a la base del transistor TR4.

Ya sólo queda por resolver el problema del audio o del sonido, que, a diferencia de la señal de vídeo, tendrá que modular en FM una subportadora a 5,5 MHz.

El fet FT1, incluido en dicho circuito, servirá para realizar un oscilador a 5,5 MHz, frecuencia que obtenemos con la ayuda de la impedancia JAF2 de 18 microhenrios, utilizada como bobina de resonancia, y del compensador C9 para sintonizar el circuito.

Para modular en FM este oscilador, recurriremos a dos diodos varicap —DV1 y DV2— conectados en paralelo con la impedancia JAF2.

La señal de BF obtenida de cualquier micrófono (o de otra fuente) será amplificada x 10 veces con una red de «pre-énfasis» (véase C11, C16 y C17, R12 y R16) por el operacional marcado IC1, y luego se traslada, por medio de las resistencias R11-R10, a los dos diodos varicap que, en función de la amplitud de la señal BF, se encargarán de modificar su propia capacidad, necesaria para obtener la modulación de frecuencia exigida.

Para lograr una modulación excelente, la señal de BF nunca deberá ser inferior a 20 milivoltios ni superior a 800 milivoltios, para no saturar la fase.

Si observáis que la señal de audio que sale del altavoz del televisor es muy baja, ello significa que hay que aumentar la amplitud de la señal de BF aplicada en la entrada de IC1.

Esta señal de 5,5 MHz modulada en frecuencia alcanzará, por medio de JAF1, R6 y C3, el emisor del transistor TR1, que la mezclará con la señal de vídeo.

Por consiguiente, en el colector de TR1 se dispondrá de una señal de vídeo formada como indica la fig. 10 y una señal de 5,5 MHz modulada en frecuencia, correspondiente al audio.

Como habréis podido comprobar, el circuito no es tan complicado como quizás pensábais; de todas formas, cuando pasemos a la realización práctica, os explicaremos lo que tenéis que hacer —y lo que no tenéis que hacer— para evitar el fracaso.

Todo el circuito se alimentará con una tensión de aproximadamente 12-13 voltios, con un consumo total de aproximadamente 85-90 miliampe.ios.

A cuantos nos preguntan si no sería posible incluir en cada esquema eléctrico todas las tensiones que habría que detectar en los «distintos puntos» del circuito, les diremos que, por desgracia, no sirven para buscar una avería.

En efecto, la única tensión que se podría medir en este circuito mediante un tester; sería la existente en los extremos del zener DZ1 de 5,6 voltios; pero también en este caso y en función del tester empleado, podríamos medir 5,3 - 5,4 - 5,5 en lugar de 5,6 voltios y, como ésta no resulta crítica, el circuito funcionará igual con 5,3 voltios como con 6,2 voltios.

Por último, nunca se podría medir la tensión exacta en las bases de los transistores, debido a la tolerancia de las resistencias y a la caída de tensión motivada por la carga interna del tester; y, en la fase de AF, si tratáramos de tocar en cualquier sitio con una punta, desajustaríamos todo el circuito.

Para llevar a cabo mediciones correctas, sería preciso poseer un osciloscopio con una banda pasante de, por lo menos, 250 MHz; creemos que quienes lo tengan sabrán también hacer buen uso del mismo.

No obstante, para no desalentaros, os diremos que hemos montado varios ejemplares de este circuito, utilizando resistencias y condensadores con tolerancias del orden del 10% y, en fase de comprobación, no hemos tropezado con inconvenientes.

En cuanto al ajuste, lógicamente, lo hemos realizado con instrumentos adecuados (analizador de espectro —oscilscopios y watímetro de AF— analizador de red) para comprobar si el circuito satisfacía nuestras previsiones; después, nos hemos puesto en el lugar de aquellos lectores que sólo poseen un tester corriente, y hemos hecho que nos montaran y ajustaran otros ejemplares, utilizando tan sólo este instrumento, para comprobar las dificultades que pudieran surgir; también en este caso, los resultados obtenidos fueron positivos.

Sólo en dos o tres casos, los alumnos de una Escuela de Formación Profesional a los que recurrimos para esta fase, no fueron capaces de realizar el ajuste, pero la razón era que giraban los potenciómetros rápidamente 1/4 y 1/2 de vuelta, por consiguiente aunque hubieran tenido un equipo completo de instrumentos para VHF, el resultado también hubiera sido negativo.

Realización práctica

Para evitar acomplamientos indeseados entre una y otra fase, hemos recurrido a un circuito impreso de orificios metalizados —LX.819— cuya superficie superior de cobre se emplea como pantalla para todas las pistas situadas en el lado contrario.

Para evitar cortocircuitos entre pistas, hemos protegido todas las superficies que no van soldadas con una pintura especial de protección, que tiene gran resistencia al calor.

Una vez resuelto el problema del circuito impreso, depende de vosotros al realizar el montaje correctamente y, como muchas veces que nos enviáis circuitos para reparar, nos vemos obligados a rehacer todas las soldaduras,

os explicaremos una vez más la forma correcta de llevarlas a cabo.

1. Una vez introducido el terminal en su correspondiente orificio, se apoya la punta del soldador —totalmente limpia, es decir sin estaño— sobre la isla de cobre a soldar.

2. Entonces se acerca el hilo de estaño a la isla de cobre y, cuando se hayan fundido una o dos gotas, se retira el estaño, dejando el soldador.

3. Posteriormente, cuando el estaño se haya fundido totalmente y ya no salga «humo», se puede retirar el soldador.

4. Ese «humo» —como ya sabréis— procede el desoxidante que lleva el hilo de estaño y que, al quemarse, limpia tanto la superficie de la isla existente en el circuito impreso como el terminal del componente que se está soldando.

Mientras se produzca humo, el desoxidante sigue actuando: por consiguiente, no se ha terminado la limpieza.

Si se quita el soldador antes de tiempo, entre la superficie del circuito impreso y el estaño que estamos depositando, puede quedar una fina película de resina desoxidante y, como ésta es aislante, al solidificarse impedirá la perfecta conexión eléctrica entre terminal y circuito impreso.

5. Una vez realizada una soldadura, antes de pasar a la siguiente, habrá que retirar de la punta del soldador el estaño que haya quedado en la misma (se puede hacer con un paño o una esponja húmeda): ese estaño sobrante, al carecer de desoxidante, no podrá «limpiar» las superficies a soldar.

6. Quienes, al realizar las soldaduras, fundan el estaño en el soldador, depositándolo en el punto a soldar, deben recordar que el desoxidante, ya volatilizado, no podrá eliminar la capa de óxido existente en la superficie del terminal; por consiguiente no habrá efectuado soldadura alguna, aunque el componente quede «pegado» al circuito impreso.

Aclarado todo esto, ha llegado el momento de indicaros el procedimiento de montaje de este circuito transmisor de televisión.

Ante todo, aconsejamos montar todas las resistencias, presionándolas a fondo para que el cuerpo de las mismas apoye bien sobre el circuito impreso.

A continuación, se montan todos los pequeños condensadores cerámicos, comprobando cuidadosamente sus valores.

Entonces ya se pueden montar los dos minúsculos diodos varicap, BB.329, situados junto al compensador C9, comprobando que la franja existente en un sólo lado de su cuerpo quede dirigida hacia el otro diodo, tal como puede verse claramente en el esquema práctico de la fig. 3; luego se monta el diodo zener DZ1 (situado junto a C14), con la franja hacia la bobina L7.

En estos diodos, no siempre resulta claramente visible la franja existente en un solo lado del cuerpo; incluso, a veces, dicha franja no existe por lo que resulta fácil montarlos del revés.

En caso de duda, para no caer en este error

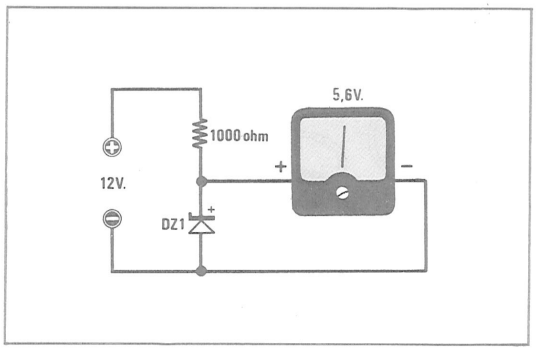


Fig. 4. **Para no montar los diodos zener del revés, os aconsejamos comprobar su polaridad utilizando este sencillo circuito. Cuando leáis la tensión de zener en el tester, podréis estar seguros de que el terminal positivo es el dirigido hacia la resistencia de 1.000 ohmios.**

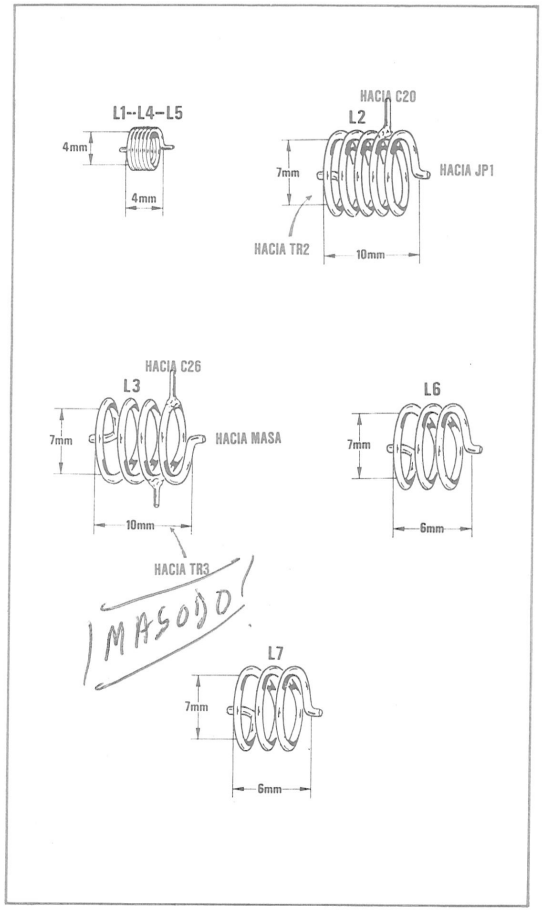


Fig. 5. **En este dibujo se refleja la forma de las bobinas utilizadas en este proyecto. Para evitar fracasos, debéis respetar tanto el diámetro interior como la longitud total de cada arrollamiento.**

que impediría el funcionamiento de la fase de BF, aconsejamos comprobarlo con una tensión de aproximadamente 12 voltios, conectando en serie a éste una resistencia de 1.000 ohmios que puede verse en la fig. 4 y midiendo la tensión en ambos extremos.

Cuando en el tester se lean aproximadamente 5,6 voltios, el terminal situado cerca de la resistencia será el cátodo; en efecto, si se invierte dicho diodo la tensión bajará de inmediato a 0,6 - 0,7 voltios.

Se prosigue el montaje instalando los cuatro compensadores cerámicos que, como puede verse en la relación de componentes, tienen la misma capacidad (6-25 picofaradios); se monta a continuación el zócalo para el integrado TL.071 (que puede sustituirse por un TL.081).

Se montan luego las dos impedancias JAF1 y

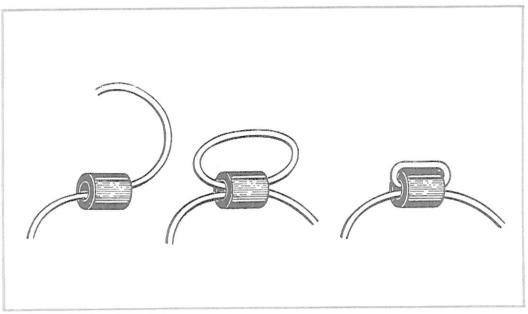
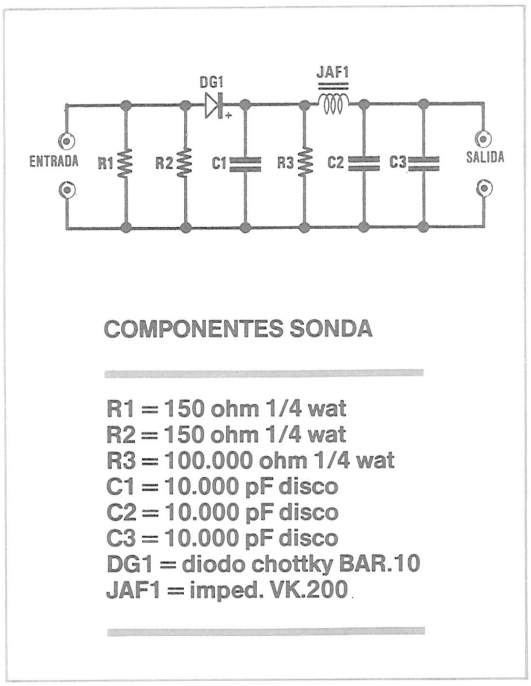


Fig. 6. **Para fabricar las impedancias JP1 a JP4, tendréis que enrollar una única espira en el interior de las perlitas de ferrita incluidas en el kit, tal como se ve en la figura. No olvidéis raspar bien los extremos de dichos hilos, ya que el cobre va cubierto por un barniz aislante.**



COMPONENTES SONDA

R1 = 150 ohm 1/4 wat
R2 = 150 ohm 1/4 wat
R3 = 100.000 ohm 1/4 wat
C1 = 10.000 pF disco
C2 = 10.000 pF disco
C3 = 10.000 pF disco
DG1 = diodo chottky BAR.10
JAF1 = imped. VK.200

Fig. 7. **Para ajustar el transmisor, tendréis que construir esta sencilla sonda, montando todos los componentes en el circuito impreso LX.819/B, como se ve en la fig. 8. Como diodo detector –ver DG1– es imprescindible emplear un diodo Schottky tipo BAR.10 o 5082 HP.**

JAF2 y, para no invertirlas, os indicaremos los colores con que van marcadas:

JAF1 = Amarillo - Violeta - lado Negro
JAF2 = Marrón - Gris - lado Negro

Ahora, se toma el hilo semiplateado de 1 milímetro incluido en el kit, para preparar todas las bobinas L2 - L3 - L6 - L7.

Se prepara una pieza redonda de hierro, de 7 milímetros de diámetro (se puede emplear el cuerpo de una broca) y se enrollan a su alrededor las espiras necesarias, manteniéndolas juntas; a renglón seguido se espacian para formar un solenoide de la longitud necesaria (ver fig. 5).

Para que os sirva de ayuda, indicamos a continuación los datos correspondientes a cada bobina:

L2 = 5 espiras, espaciadas para formar un solenoide de aproximadamente 10 mm de longitud.

L3 = 4 espiras, espaciadas para formar un solenoide de aproximadamente 10 mm de longitud.

L6/L7 = 3 espiras, espaciadas para formar un solenoide de aproximadamente 6 mm de longitud.

El espaciado no resulta crítico, por lo que un milímetro de más o de menos quedará corregido por la capacidad de los compensadores.

Antes de montar las bobinas en el circuito impreso, aconsejamos apoyar la punta del soldador en los extremos de los dos hilos, disolviendo luego un poco de estaño de forma que el desoxidante pueda eliminar de dichas superficies todo rastro de óxido.

Si se montan las bobinas sin realizar previamente esta operación, es posible que las soldaduras no queden perfectas, aunque lo parezcan.

El cuerpo de estas bobinas deberá quedar a aproximadamente 3 mm de distancia del circuito impreso; para asegurar esta distancia, se puede situar provisionalmente y debajo de las mismas, un trozo de cartón, hierro o plástico.

Si se colocan las bobinas a más distancia se podría tropezar con dificultades a la hora de ajustar, en los canales más altos –es decir 9, 10, 11– ya que, en la práctica, aumentará el valor de la inductancia; lo mismo puede decirse si se apoya el cuerpo de la bobina sobre el circuito impreso, ya que la superficie de cobre de éste, al encontrarse demasiado cerca de las espiras, agregará una capacidad parásita. En cuanto a las tomas para las bobinas L2 y L3, sugerimos realizarlas una vez fijada la bobina en el circuito impreso, utilizando hilo desnudo de cobre de 0,5 mm; se pueden aprovechar, para esta operación, trozos sobrantes de terminales de resistencias.

Una vez soldados estos terminales al circuito impreso, se apoya el trozo de hilo sobre la espira a soldar –tanto de la bobina L2 como de la L3– y se remata la operación con el soldador y una gota de estaño.

Hay que comprobar cuidadosamente que no se han soldado, sin querer, dos espiras adyacentes ya que, si así fuera, el circuito no podría sintonizarse.

Puesto que el circuito requiere otras bobinas e impedancias de alta frecuencia que tendréis que fabricar vosotros mismos (ver L1 - L4 - L5, JP1 - JP2 - JP3 - JP4), daremos a continuación las instrucciones necesarias:

L1 - L4 - L5 = Sobre una pieza redonda de 4 milímetros de diámetro, se enrollan 6 espiras unidas, empleando hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm. Antes de quitar la bobina, habrá que lijar los extremos con un par de tijeras o con papel de lija, a fin de eliminar la capa de pintura del cobre; luego de depositarla, sobre el cobre desnudo, una ligera capa de estaño.

JP1 - JP2 - JP3 - JP4 = Con hilo de cobre esmaltado de 0,4 milímetros de diámetro, se enrolla en el interior de las pequeñas perlitas de ferrita 1 única espira, tal como puede verse en la fig. 6. También los extremos de este hilo deben lijarse para retirar el esmalte de protección, depositando sobre el cobre desnudo una fina capa de estaño.

Una vez realizadas las bobinas y las impedancias en ferrita, se soldarán al circuito impreso en la posición correcta (ver esquema práctico de la fig. 3), manteniendo el cuerpo apoyado contra el circuito impreso.

Se toma entonces el condensador C17, de 330.000 pF, y el C15, de 220.000 pF, soldándolos en la posición indicada; se montan luego todos los condensadores electrolíticos, respetando la polaridad de los dos terminales.

Ahora ya se pueden montar todos los transistores, dirigiendo la pequeña protuberancia existente en su cuerpo (marca de referencia) tal como se indica en el esquema práctico de la fig. 3: aún más claramente se indica en el dibujo serigrafiado que lleva el circuito impreso.

En cuanto al fet FT1, al tener un cuerpo de plástico, bastará con dirigir la parte plana del mismo hacia la impedancia JAF2.

Por último, se soldará el cuarzo en función del canal de TV que elijáis.

Una vez terminado el montaje, el circuito se colocará en el interior de un mueble metálico, a fin de que quede totalmente apantallado.

La antena telescópica de 85 mm, de longitud, que incluimos en el kit, se fijará en la parte superior del mueble, conectándola con un trozo corto de cable aislado a la lengueta existente en el soporte de plástico, como puede verse en el esquema práctico.

Para la entrada de la señal de vídeo, aconsejamos el empleo de un conector BNC y para la entrada de BF, un jack corriente.

Para la alimentación de 12 voltios, podéis aprovechar una pequeña batería recargable, metiéndola en una bolsa que llevaréis en bandolera.

Para no invertir la polaridad de alimentación —lo que inutilizaría de inmediato todos los transistores— os aconsejamos emplear un enchufe macho y uno hembra, lo que impide invertir la conexión.

Una vez montado el integrado IC1 en su correspondiente zócalo —dirigiendo el pequeño punto de referencia existente en su cuerpo, hacia la resistencia R14— sólo os queda llevar a cabo el ajuste, operación imprescindible si se desea que la antena irradie la señal TV.

Ajuste del transmisor

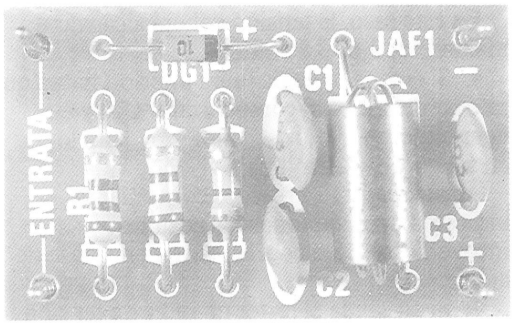
Para ajustar el circuito, tendréis que levantar la soldadura de la antena y, en su lugar, conectar la sonda de carga que se puede ver en la fig. 8.

La primera operación a realizar consiste en montar todos los componentes de dicha sonda —incluidos en el kit— sobre el pequeño circuito impreso identificado como LX.819/B, tal como se indica en la fig. 8.

A la salida de dicha sonda se conectará el tester, en la posición de CC de 5 voltios fondo de escala; entonces, se puede proporcionar tensión al circuito.

NOTA: Siempre aconsejamos emplear para el ajuste un tester de AGUJA ya que —respecto a los DIGITALES— tiene la ventaja de facilitar la observación de las más mínimas variaciones de la tensión de salida.

Lógicamente, nada más encender el transmisor, el tester no indicará ninguna tensión en salida; si lo hiciera, ello querría decir



Fotografía de la sonda detectora, necesaria para realizar el ajuste —mediante téster— de nuestro transmisor de televisión.

que, por azar, el compensador C24 del oscilador está ajustado.

Para ajustar este transmisor, habrá que actuar de la forma siguiente:

1. Girar el compensador C24 con un destornillador de plástico (si se empleara uno metálico, el ajuste resultaría más difícil debido a la capacidad parásita excesiva), hasta que la aguja del tester indique una pequeña tensión en salida.
2. Girar el compensador C25 hasta encontrar la posición en la que la aguja del tester se desvía hacia el máximo.

Aclararemos que el ajuste de este compensador es un tanto «delicado», ya que la fase duplicadora alcanzará su máxima eficacia sólo en una posición muy concreta. Por consiguiente, es preciso girar lentamente el compensador, milímetro a milímetro, tratando de observar el punto que la aguja del tester indica un ligero aumento de tensión.

Una vez localizada la «zona de trabajo» del compensador, habrá que regularlo muy lentamente en ambos sentidos y siempre desplazándolo pocos milímetros, hasta lograr el valor máximo de la tensión de salida, que puede oscilar alrededor de los 1,5 - 2,5 voltios.

3. Girar el compensador C33 hasta localizar la posición en que la aguja del tester se desvía hacia el máximo.

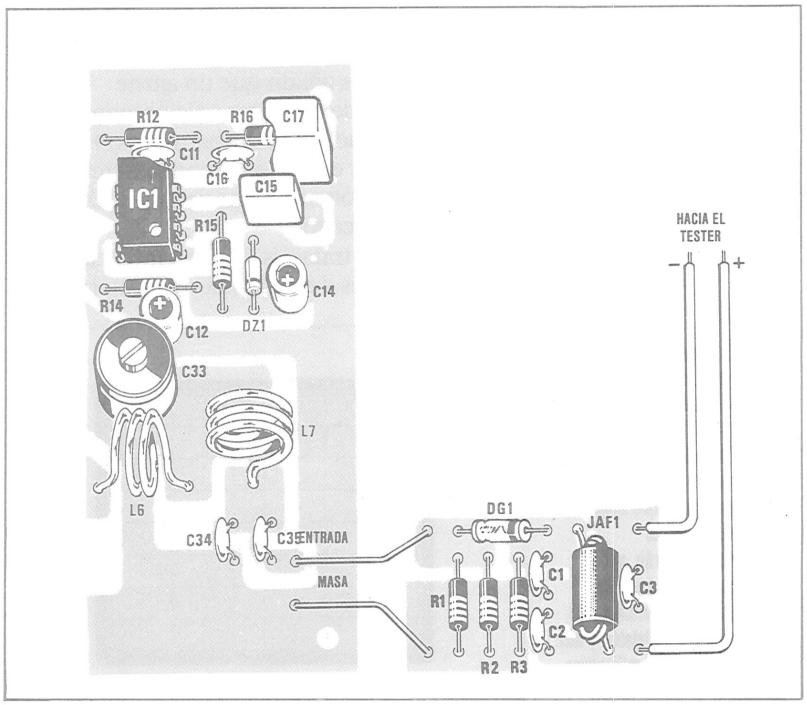


Fig. 8. **La sonda se conectará directamente a la salida del transmisor, como muestra la ilustración. En la etapa de ajuste, trataréis de apretar con las manos los cables del téster ya que, si éstos entran en resonancia, se obtendrán valores de tensión equivocados.**

En este caso, la tensión deberá alcanzar un máximo de 3,6 - 3,8 voltios.

4. Si la tensión leída fuera inferior, habrá que retocar de nuevo el compensador C25 y —ligeramente— el del oscilador C24, para lograr en salida 3,6 - 3,8 voltios.

A este respecto, creemos conveniente indicaros también todos los posibles incovenientes que podrían surgir en la fase de ajuste:

1. Si en salida el tester no indicara tensión alguna —aunque sea mínima— significaría que el oscilador no «oscila», por lo que el compensador no se ha girado a la posición correcta, o bien el transistor TR2 se ha montado de forma incorrecta.

Por lo que respecta al cuarzo, no nos precipitéis para adquirir otro, al achacarle la culpa del fracaso. Tropezaríais siempre con la misma situación: es preferible que busquéis la razón el otro sitio.

Por ejemplo, el oscilador puede funcionar bien, pero si TR3 o TR4 no funcionan, sería imposible obtener una señal amplificada en la salida de antena.

2. Si no disponéis de un frecuencímetro digital para aplicar en la toma de antena, podéis comprobar que el oscilador funciona, acercando vuestro transmisor a la entrada de antena del televisor, previamente sintonizado en el canal de transmisión del cuarzo. Si el oscilador proporciona una señal AF, en la pantalla del televisor desaparecerá el ruido que se traduce en puntos blancos sobre la pantalla, quedando ésta totalmente negra.

3. La falta de señal en la salida podría deberse a un pequeño descuido. Por ejemplo, entre los circuitos que sistemáticamente pedimos que monten, algunos estudiantes para observar las dificultades con que pueden tropezar, hemos descubierto uno que no proporcionaba energía de AF porque se había soltado la toma de la bobina L3 a causa de una soldadura defectuosa. En otro caso, no se había raspado bien el esmalte del cable de la impedancia JP3.

4. Para quienes aún carezcan de experiencia en AF, podemos añadir que un ajuste imperfecto puede dar lugar a fenómenos extraños que pueden provocar una cierta perplejidad. Por ejemplo, se podría detectar en salida una tensión muy superior a los 3,8 voltios que hemos indicado.

En este caso, trataréis de apretar con las manos los cables de las puntas del tester; observaréis que la tensión baja a los valores indicados, y ello se debe a que, por azar, la longitud de vuestro cable —al ser un múltiplo de la longitud de onda de tranmisión— habrá entrado en resonancia, comportándose como antena transmisora.

Para evitar este fenómeno, tendréis que insertar entre las dos bananas que se conectan al tester un pequeño condensador de 1.000 pF, para evitar que estos dos cables entre en resonancia.

A veces, son las mismas resistencias de hilo (enrolladas siempre en forma de bobina), existentes en el interior del tester, las que sintonizan con la frecuencia de transmisión, enviando la aguja del medidor al fondo de la escala.

También en este caso, incluyendo el condensador en los terminales extremos de los cables del tester, impediréis que la señal de AF penetre en el interior del medidor.

5. También puede ocurrir que, al ajustar el circuito con la tensión tomada de un alimentador estabilizado, funcione bien y que luego, al conectar el acumulador, o unas pilas, autooscile.

En este caso, el inconveniente también se debe a los cables que, al conectar el transmisor al acumulador, entran en resonancia; en efecto, si apretáis estos cables con las manos, observaréis como varía la tensión en salida del tester.

Para solucionar este problema se puede intentar emplear para la alimentación un cable apantallado flexible de 52 ohmios (conectando la pantalla a masa); en los casos más desesperados, se puede conectar en serie entre la entrada de tensiónn +/— y los dos terminales existentes en el circuito impreso, dos impedancias AF de tipo VK, con un condensador de 1.000 pF en paralelo.

De esta forma, la AF no podrá transferirse a los cables de alimentación por lo que éstos no podrán hacer de antena.

Desgraciadamente, cuando se trabaja con AF, es preciso siempre comprobar que ningún cable (incluyendo el del micrófono) pueda funcionar como antena.

Bastará con observar los elementos parásitos de cualquier antena para comprender que cuando resultan de una longitud ligeramente superior o menor respecto a la del dipolo, se convierten en reflectores o directores.

Aplicando impedancias VK y un condensador de 1.000 pF en estos «hilos», ya no podrán sintonizarse a la frecuencia de trabajo del transmisor.

6. Si no empleáis la entrada BF, os conviene cortorcircuitarla para evitar que, en ausencia de micrófono, un residuo de AF provoque auto-oscilaciones al volver a entrar en dicha entrada.

Ahora que os hemos explicado los posibles inconvenientes que pueden surgir y las soluciones a cada uno de ellos, podremos terminar el ajuste de vuestro circuito.

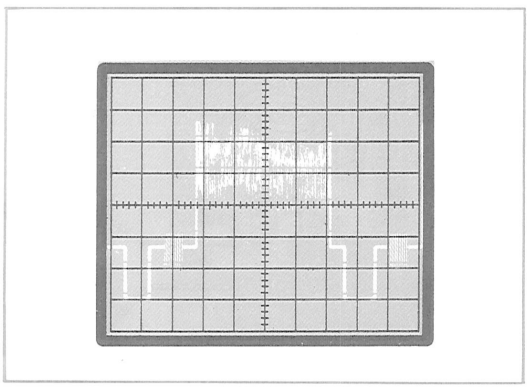


Fig. 9. **Si disponéis de un osciloscopio, al aplicar a la entrada del transmisor la señal obtenida de la salida de la cámara, podréis observar en el colector del transistor TR1 una señal similar a la que muestra la ilustración. En el osciloscopio tendréis que seleccionar, en la base de tiempos, una secuencia de 10 microsegundos x división y una sensibilidad de 200 milivoltios x división.**

En efecto, nos queda por ajustar el condensador C9 de audio a 5,5 MHz.

Si poseeis un frecuencímetro digital, podéis conectarlo al terminal TP1 y girar dicho compensador hasta lograr una lectura de 5,5 MHz, lógicamente sin aplicar señal de BF a la entrada del transmisor.

Si disponéis de un osciloscopio, comprobaréis que en TP1 se detecta una señal de AF a 5,5 MHz, con una amplitud de 1 voltio pico-pico.

Si no poseeis un frecuencímetro digital, podéis utilizar este segundo sistema para ajustar este compensador.

Se sintoniza el televisor en el canal de transmisión elegido, se aproxima un micrófono piezoeléctrico —lógicamente conectado a la entrada BF del transmisor— al altavoz del televisor; luego, lentamente, se gira el compensador C9 hasta que se oiga un silbido provocado por el efecto Larsen.

Es evidente que si el micrófono «capta» en el televisor la señal emitida, ello significa que el circuito oscila exactamente a 5,5 MHz; de no ser así, no podría captarlo.

Como puede verse, el ajuste de este compensador puede llevarse a cabo, aunque resulte algo más trabajoso sin la ayuda de un frecuencímetro digital.

Terminado el ajuste, habrá que retirar del transmisor la sonda de carga y conectar la antena en su lugar.

Respecto a ésta, nos gustaría aclara que, al transmitir, habrá que estirarla totalmente; si quedara más corta, no lograría sintonizar con la frecuencia de transmisión. En consecuencia, además de que la capacidad máxima se vería reducida de una forma drástica, podrían producirse auto-oscilaciones ya que la señal tratará de irradiarse sobre el cable del micrófono o el de alimentación.

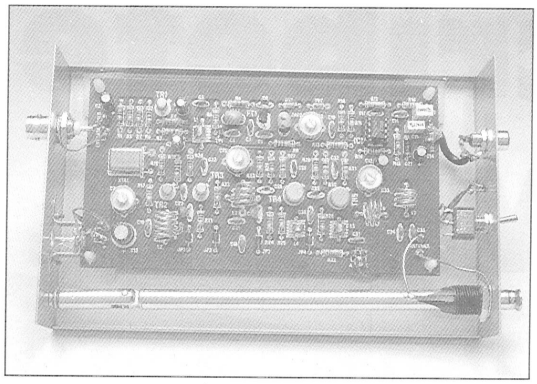
Una vez conectada a la entrada vídeo la señal tomada de la cámara, podréis llevar a cabo de inmediato una serie de pruebas prácticas, retocando si fuera necesario los compensadores C33 y C25, pero con mucho cuidado.

Llegados a este punto, tenemos que exponer algunas consideraciones respecto a la antena receptora de TV.

Si habéis elegido un canal idéntico al de la estación de televisión de la zona, al alejaros a una cierta distancia, la señal de televisión logrará cubrir fácilmente la señal de vuestro emisor.

Si habéis escogido un canal libre, tendréis que instalar una antena sintonizada en el canal elegido; de no hacerlo así, la capacidad quedará muy reducida y si tratáis de conectarla a la instalación común del edificio, os anticiparemos que el preamplificador de antena instalado siempre estará ajustado para excluir de la amplificación todos los canales que no interesen (y, por consiguiente, también el elegido por vosotros).

Si no os alejáis demasiado, podéis conectar al televisor una antena en V sintonizada al canal elegido; si os interesa aumentar el alcance, necesitaréis una antena direccional para la banda 3.ª, aunque provisionalmente la instaléis en al alféizar de la ventana.



Fotografía del transmisor montado en su correspondiente caja metálica y con las conexiones de todos sus terminales.

Si utilizáis como antena un simple «cable», captaréis una señal débil, al igual que ocurriría con los programas normales de televisión.

El alcance del transmisor dependerá siempre de las características de la instalación receptora.

Por consiguiente, al transmitir por el canal 7, tendréis que elegir una antena receptora sintonizada en el canal 7; si transmitís por el canal 10, también la antena receptora deberá elegirse para dicho canal.

Cualquier solución de otro tipo no os permitiría nunca alcanzar distancias elevadas; en efecto, observaréis de inmediato que, cuando la señal se debilita quedando por debajo de ciertos límites, el color desaparece.

Nuestra intención no es desalentaros sino subrayar la importancia de algunas normas que forzosamente tendréis que respetar si queréis obtener las máximas prestaciones; en efecto, este circuito no es un amplificador BF corriente que podría funcionar incluso si no estuviera montado a la perfección, aunque fuera distorsionando el sonido; en este caso, se trata de un transmisor en VHF, mucho más delicado ya que una pequeña dispersión (pasta desoxidante entre pista y pista) o una soldadura mal realizada son defectos suficientes para impedir su funcionamiento.

Anteriormente, os hemos indicado el inconveniente que representa la utilización de un canal en el que transmita una emisora de vuestra zona: la señal de la emisora tapará vuestra señal cuando os alejéis a una cierta distancia; pero, aún en el caso de que os encontréis cerca utilizando el transmisor, la señal de televisión continuará interfiriendo vuestra señal y en la pantalla del televisor nunca se logrará una imagen correcta. Pero hay más; la señal de vuestro transmisor, a su vez, estará interfiriendo a la señal de la emisora de televisión en las proximidades, con grandes molestias para todos los vecinos de la zona que tienen el derecho, protegido por Ley, a recibir las señales de televisión carentes de interferencias.

Como todo aficionado a las «ondas» tiene a gala la defensa y cuidado del medio en que transmite, estamos seguros que, conociendo las consecuencias de una elección incorrecta de canal, no incurriréis en actuaciones de este tipo.

ANTI-REBOTES PARA C

Seguramente habréis tenido ocasión de comprobar que, sea cual fuere el botón o microswitch aplicado a las entradas de los contadores o cuenta-impulsos digitales, en el display siempre se leen números equivocados. Para evitar que esto ocurra, es imprescindible recurrir a un circuito anti-rebotes.

CIRCUITOS PARA EVITAR LOS FALSOS CONTEOS EN LOS DISPLAYS QUE SE ACTIVAN MEDIANTE PULSADORES, RELES O MICROSWITCHS

En números anteriores hemos ofrecido distintos circuitos de contadores digitales, contadores de impulsos, numeradores, etc., para su empleo en máquinas industriales, cintas transportadoras, para controlar el número de golpes, o para contar piezas, o comprobar número de vueltas, y operaciones similares.

Pero, con frecuencia, nos han sido comunicados algunos problemas que se presentan en el que, en teoría, debería ser el componente más sencillo, es decir, el botón, el microswitch o el relé, que acciona estos contadores.

En efecto, resulta incomprensible que, presionando sólo una vez el botón o los contactos del relé, el contador no indique 1, sino 3 - 4 - 6 o incluso números más elevados.

Desgraciadamente, un contacto mecánico —al ser cortocircuitado o abierto— no realiza una sola conmutación, sino múltiples y rápidas microinterrupciones que nuestra vista no percibe pero que un integrado capta con exactitud y, por lo tanto, calcula.

Si tenéis un osciloscopio y deseáis comprobar cuanto acabamos de decir, sólo tenéis que intentar preparar uno de los dos circuitos que pueden verse en la fig. 1, regulando luego el time/base del osciloscopio para un rango de 0,2 o 0,5 milisegundos por división; entonces, intentaréis presionar y soltar el botón conectado al mismc.

Como podréis ver, en la pantalla del osciloscopio nunca aparecerá un solo impulso —ya sea de cierre o de apertura— sino que, antes de pasar de una situación a la contraria, aparecerán impulsos espúreos debidos al rebote de los contactos mecánicos.

En general, la duración de dichos impulsos puede oscilar entre un mínimo de 0,5 milisegundos y un máximo de 3 milisegundos, en base al tipo y a la calidad de los contactos.

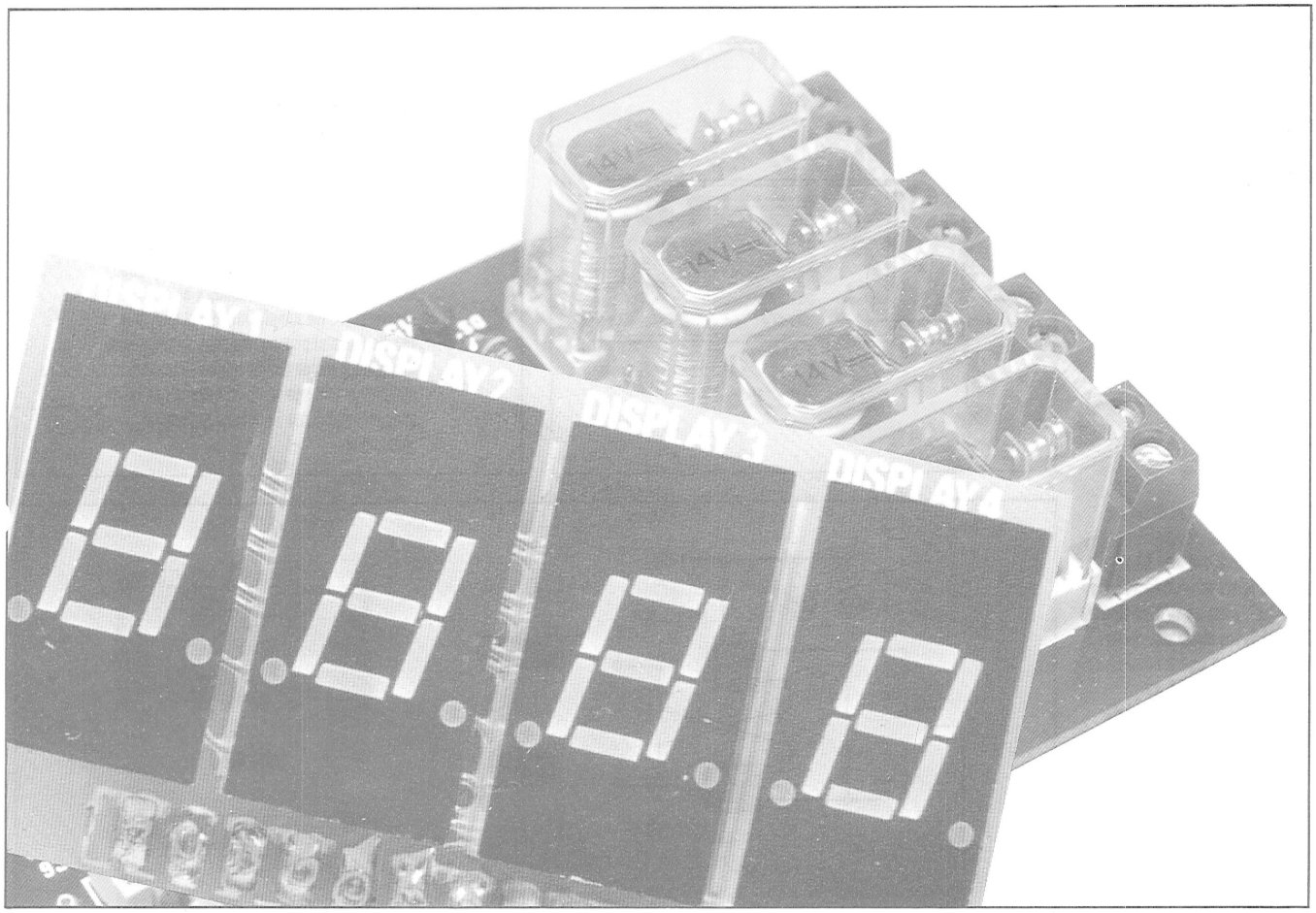
Aunque compréis pulsadores de excelente calidad con contactos dorados, los impulsos de rebote siempre existirán y, en consecuencia, el contador los contabilizará.

En efecto, no podemos olvidar que cualquier integrado TTL es capaz de contar impulsos muy veloces del orden de los 10-20 nanosegundos, es decir equivalentes a 0,00001 - 0,00002 milisegundos, mientras que un integrado C/Mos —aunque es más lento— puede contar y detectar impulsos de 200-300 nanosegundos, es decir 0,0002-0,0003 milisegundos.

Para evitar que nuestro circuito pueda contar estos impulsos espúreos, se puede recurrir a unos «trucos» muy simples, que consisten en interponer entre el pulsador y la entrada del contador, un interface que, tras el primer impulso recibido, no pueda «captar» —ni, por consiguiente, contar— otra variación de estado lógico hasta que hayan transcurrido, por lo menos, 6 o 10 milisegundos.

Como puede verse en la fig. 2, en este intervalo de tiempo de 6-10 milisegundos, el pulsador podrá generar impulsos espúreos, pero

ONTADORES DIGITALES



al contador sólo llegará uno, por lo que no se producirán errores de conteo.

La finalidad de este artículo consiste en ofreceros algunos circuitos de interface contra rebotes, de distintos tipos, para satisfacer las más variadas exigencias.

En efecto, si disponemos de contadores que deban realizar 8-10 conteos por minuto, nos servirá un circuito con un intervalo de insensibilidad que incluso supere los 10 milisegundos máximos que hemos indicado antes; en cambio, sí tenemos contadores que tengan que efectuar 500-1.000 conteos por minuto, necesitaremos un interface más rápido, cuyo intervalo de insensibilización no supere los 6 milisegundos.

Es preciso recordar aquí una norma esencial para determinar cuál será el interface más adecuado para cada necesidad.

1. Para conteos lentos, habrá que descartar todos los circuitos caracterizados por intervalos de insensibilización mínimos.
2. Para conteos muy rápidos, habrá que escoger sólo circuitos con intervalos de insensibilización mínimos.

No obstante, es preciso añadir que cuanto menor sea la calidad del pulsador, más prolongados serán los tiempos de rebotes; por consiguiente, para conteos muy rápidos conviene siempre elegir pulsadores de excelente calidad, aunque su coste sea considerablemente superior.

El flip-flop Set/Reset con NAND

Si utilizamos como pulsador los contactos de un relé, es aconsejable recurrir a un flip-flop tipo Set/Reset como el ilustrado en la fig. 3.

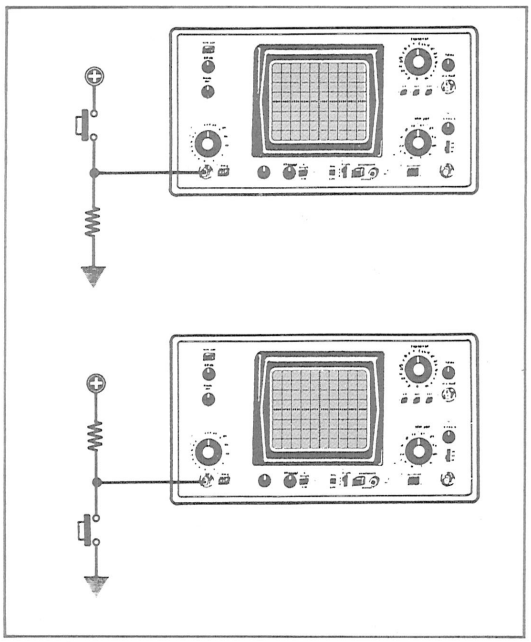
Para este circuito podremos emplear un integrado TTL tipo SN.7400; aunque, en realidad, es mejor recurrir a un C/Mos tipo CD.4011 o CD.4093, ya que son menos sensibles a las interferencias.

Como puede verse en el esquema eléctrico, es imprescindible conectar a masa el terminal central de los contactos del relé, y los dos extremos a la entrada de los dos Nand.

Los impulsos para enviar al contador se pueden obtener, indistintamente, de la salida de uno de los dos Nand.

En sustitución del relé, podríamos emplear también microswitch, siempre que sean conmutadores, es decir, que dispongan de un contacto central que se conmuta a los dos laterales.

Fig. 1. Conectando un osciloscopio a los extremos de la resistencia, se podrán observar fácilmente, cada vez que se pulsa o se suelta el pulsador, cuántos impulsos espúreos aparecen en pantalla. Estas veloces microinterrupciones, visibles en el osciloscopio, son captadas también por el integrado que las «ve» y, lógicamente, las contabiliza.



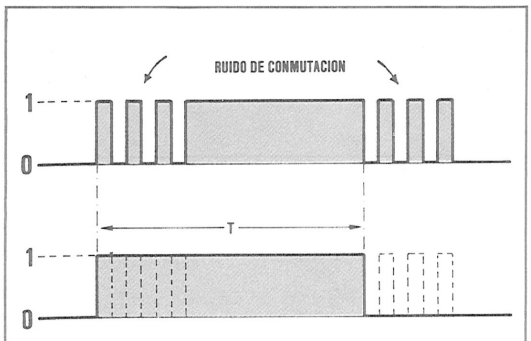
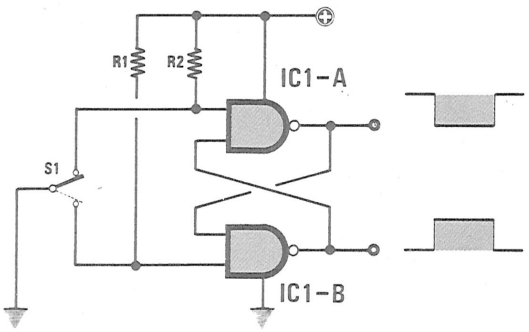
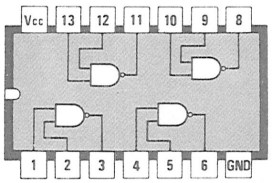


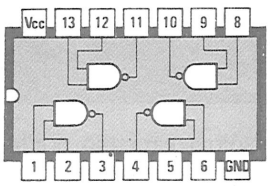
Fig. 2. Para impedir que este «ruido de conmutación» sea contabilizado, hay que interponer, entre el pulsador y el «contador», un simple interface que, una vez captado el primer impulso, permanezca forzado en la condición lógica requerida durante un tiempo lo suficientemente largo para no captar los impulsos espúreos siguientes.

Fig. 3. Con sólo dos Nand se puede realizar un sencillo interface anti-rebote, bien utilizando un integrado TTL tipo SN.7400, bien un C/Mos tipo CD.4011. No obstante, dicho interface sólo podrá emplearse si se utiliza para S1 un conmutador y no un pulsador corriente.





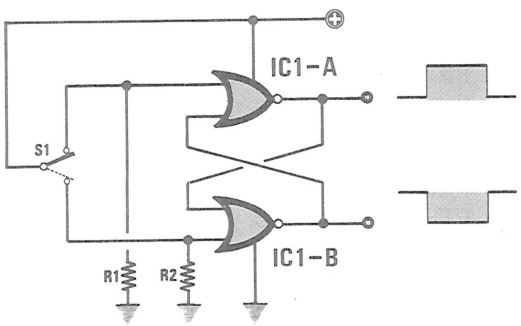
SN7400

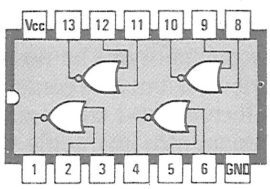


CD4011

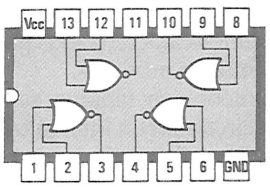
R1 = 10.000 ohm 1/4 wat
R2 = 10.000 ohm 1/4 wat
IC1 = CD.4011 - SN7400

Fig. 4. Si se desea utilizar dos Nor, las dos resistencias existentes en la entrada se conectarán a masa. Como TTL se puede emplear un SN.7402 y para el C/Mos un CD.4001. También en este circuito es preciso utilizar para S1 un conmutador y no un pulsador corriente.





SN7402



CD4001

R1 = 10.000 ohm 1/4 wat (ver texto)
R2 = 10.000 ohm 1/4 wat (ver texto)
IC1 = CD.4001 - SN7402

Si se emplea un TTL en este circuito, habrá que recordar que la tensión de alimentación tendrá que estar estabilizada a 5-5,1 voltios; si se utilizan C/Mos, se podrá usar una tensión comprendida entre un mínimo de 4 voltios y un máximo de 15 voltios.

El flip-flop Set/Reset con NOR

El mismo flip-flop que hemos presentado antes, se puede realizar también con NOR, es decir con un integrado TTL SN.7402 o con un C/Mos tipo CD.4001 (ver fig. 4).

Si se utilizan Nor, habrá que tener en cuenta cuanto sigue:

1. Es imprescindible conectar el contacto central del relé o el microswitch al positivo de alimentación, es decir a la misma tensión con que se alimenta el integrado; por consiguiente, si se emplea un TTL dicha tensión será de 5 voltios, mientras que si se utiliza un C/Mos dicha tensión, como ya sabemos, podrá oscilar entre 4 y 15 voltios.
2. El valor de las dos resistencias R1-R2 se elegirá en función del integrado empleado y, para el caso del C/Mos, en función también de la tensión de alimentación, tal como se indica a continuación:

SN.7402 = mín. 220 ohmios máx. 470 ohmios
CD.4001 = mín. 5.600 ohmios máx. 10.000 ohmios

También en este circuito, los impulsos para enviar al contador, se pueden obtener indistintamente de una de las dos salidas del Nor.

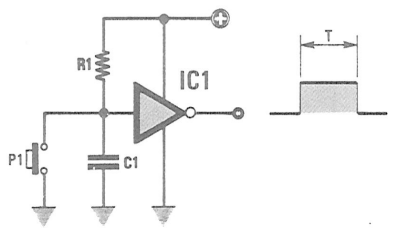
Anti-rebote con un inversor

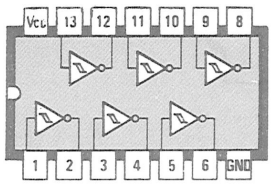
Si para el mando se dispone de un pulsador corriente, los dos esquemas descritos con anterioridad no pueden utilizarse, debiendo escoger uno de los que ofrecemos ahora.

El primer circuito, fig. 5, se sirve de un inverter C/Mos con trigger contenido en el interior de un CD.40106.

Como en el interior de este integrado hay seis inverter (ver fig. 5), lógicamente los demás no se utilizarán, siempre que no haya otros contadores accionados con sus correspondientes pulsadores.

En este circuito, los valores de la resistencia R1 y de la capacidad C1 determinan la velocidad

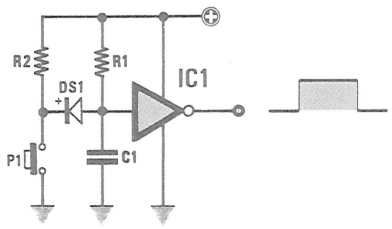




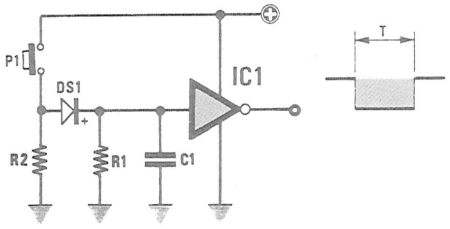
R1 = 10.000 ohm 1/4 wat (ver texto)
C1 = 1 mF poliéster (ver texto)
IC1 = CD.40106

CD40106

Fig. 5. **Tambiénn con un simple Inverter de Trigger se puede realizar un circuito contra rebotes. Como en el interior del CD.40106 hay 6 inverter, cinco quedarán sin empleo.**



R1 = 10.000 ohm 1/4 wat
R2 = 1.000 ohm 1/4 wat
C1 = 1 mF poliéster
DS1 = diodo silicio 1N.4150
IC1 = CD.40106



R1 = 10.000 ohm 1/4 wat
R2 = 1.000 ohm 1/4 wat
C1 = 1 mF poliéster
DS1 = diodo silicio 1N.4150
IC1 = CD.40106

Fig. 6. **Para lograr que en el pulsador circule suficiente corriente sin modificar los tiempos de inmunidad, conviene modificar el circuito como se indica aquí. A la izquierda, reflejamos un interface contra rebotes que, con el pulsador presionado, proporcionará en salida un nivel lógico 1; en el circuito de la derecha, con el pulsador presionado, se obtendrá en salida un nivel lógico 0.**

LA VELOCIDAD DEL CONTEO DETERMINA EL TIPO DE CIRCUITO UTILIZADO

máxima de conteo, que podremos obtener mediante estas sencillas fórmulas:

T milisegundos = 0,9 x kilohmios x microfaradios

Conteos máximos por segundo = 1.000 : T

Por consiguiente, si en dicho circuito utilizamos para R1 un valor de 15.000 ohmios (equivalentes a 15 kilohmios) y para C1 una capacidad de 1 microfaradio, en salida obtendremos un impulso con una duración de: 0,9 x 15 x 1 = 13,5 milisegundos; por consiguiente el máximo de impulsos que podremos contar en 1 segundo serán: 1.000 : 13,5 = 74 impulsos por segundo.

Dismisnuyendo el valor de la resistencia a 10.000 ohmios (equivalentes a 10 kilohmios), podremos dar mayor velocidad al circuito. En efecto: 0,9 x 10 x 1 = 9 milisegundos; 1.000 : 9 = 111 impulsos por segundo.

Dicho valor podrá reducirse aún más, hasta un mínimo de 5.600 ohmios. No es conveniente bajar de este valor ya que, al resultar demasiado rápido, podríamos captar algún impulso espúreo de rebote.

Puesto que en la mayoría de los casos, los impulsos a contar en un segundo nunca superan el número de 4-5, una resistencia de 15.000 ohmios para R1 resulta ya más que suficiente para satisfacer nuestras necesidades; no obstante, no podemos olvidar que cuanto más elevado sea el valor de dicha resistencia, menor será la corriente que circulará por el pulsador, lo que podría originar otro problema, es decir la posibilidad de no obtener un buen contacto en cada cierre.

En la práctica, se debería hacer circular más corriente por los contactos, disminuyendo el valor de R1 pero, de esta forma, se obtendría nuevamente un circuito demasiado rápido, capaz de contar todos los impulsos de rebote.

Para conciliar estas dos necesidades, es preciso sustituir el circuito de la fig. 5 por el de la fig. 6.

En la entrada de la puerta lógica inverter tendremos una R1 de 10.000 ohmios y una

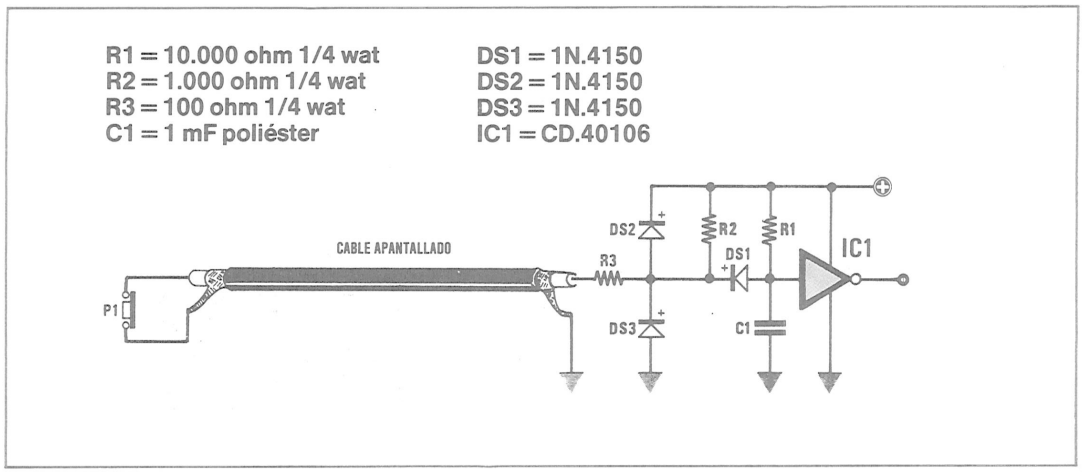


Fig. 7. **Si fuera preciso colocar el pulsador de conteo lejos, os aconsejamos modificar la entrada tal como se ve en la ilustración.**

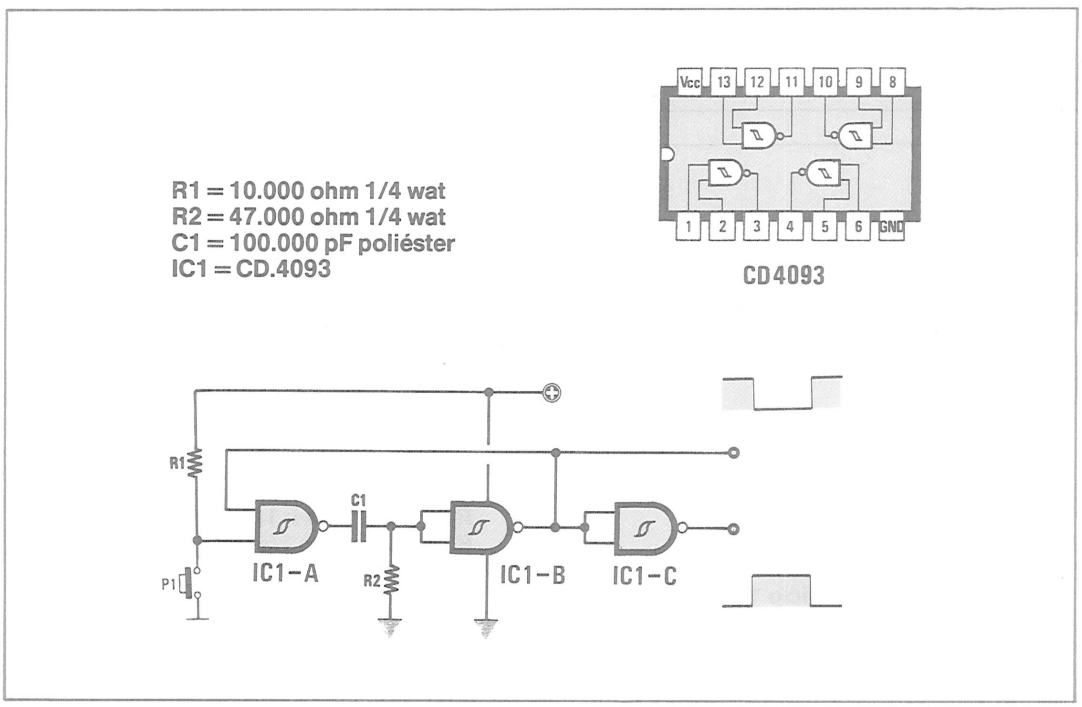


Fig. 8. **También se puede realizar un circuito con inmunidad elevada contra las interferencias con un monoestable. Dicho esquema sólo se emplea si el pulsador P1 cierra hacia masa.**

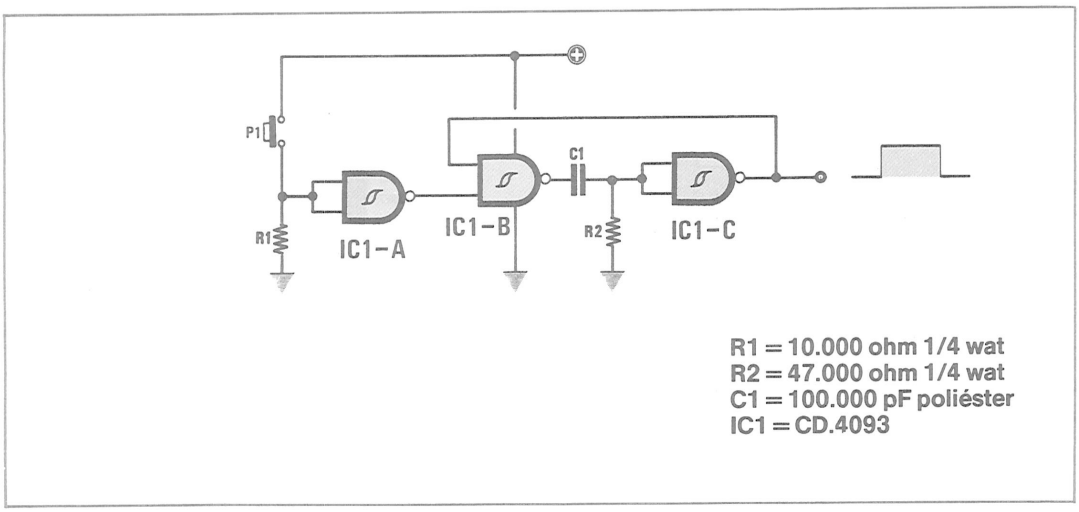


Fig. 9. **En caso de que el pulsador P1 tenga que cerrar obligatoriamente hacia el positivo de alimentación, habrá que modificar la fase de entrada como aquí se indica.**

capacidad C1 de 1 microfaradio, luego una resistencia R2 de 1.000 ohmios conectada al pulsador P1, para hacer circular una corriente adecuada en los contactos, y un diodo de silicio que situará en nivel lógico 0 la entrada del verter, cuando se cortocircuite P1.

Si deseáramos obtener, en la salida del inverter, un impulso de polaridad contraria, es decir una condición lógica 1 cuando el pulsador está abierto y una condición lógica 0 con el pulsador presionado, podríamos utilizar el mismo inverter contenido en el interior del integrado CD.40106 y modificar el circuito, tal como puede verse en la fig. 6 en la derecha.

En dicho circuito, siempre podríamos utilizar par R1 un valor de 15.000 ohmios y para C1 una capacidad de 1 microfaradio, pero tenemos que aclarar que la duración del tiempo del impulso es ligeramente distinta respecto a la que se consigue con el circuito visible a la izquierda, en la fig. 6.

En efecto, para este segundo circuito, la fórmula citada con anterioridad, se modifica de la forma siguiente:

T milisegundos = 0,5 x kilohmios x microfaradios

conteos máx. por segundo = 1.000 : T

Por consiguiente, tendremos:

0,5 x 15 x 1 = 7,5 milisegundos
1.000 : 7,5 = 133 impulsos por segundo

Como puede verse, con 15.000 ohmios, se pueden lograr velocidades de conteo muy elevadas.

Si no se tienen que alcanzar dichas velocidades, siempre es conveniente «alargar» el tiempo del impulso de conteo, empleando para R1 valores más elevados, es decir 27.000 – 39.000 – 47.000 ohmios.

En caso de que se precisara una salida invertida, es decir lograr una condición lógica 0

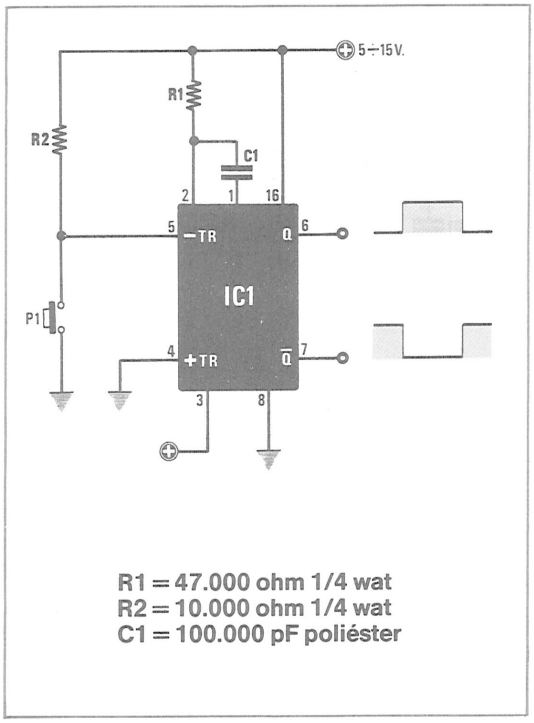


Fig. 10. **Si se desea emplear un monoestable retriggerable, se puede elegir el integrado C/Mos tip CD.4098. En este circuito, el pulsador de conteo P1 cierra hacia masa y la señal de salida se puede obtener de los dos terminales 6 o 7, según se requiera un nivel lógico 1 o 0 con el pulsador oprimido.**

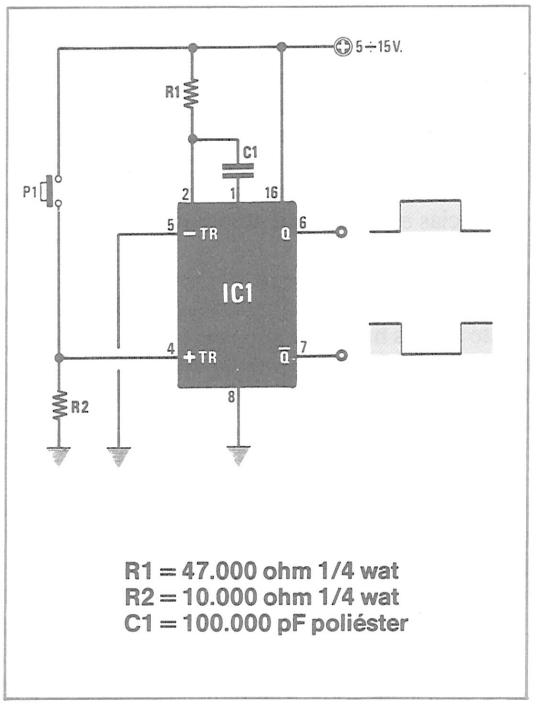


Fig. 11. **Si se desea conectar el pulsador P1 al positivo, habrá que modificar las conexiones como se indica en esta ilustración. También en este caso, como ya hemos visto en la fig. 10, se podrá tomar la señal de salida indistintamente de la patilla 6 o de la patilla 7, según el nivel lógico que se precise.**

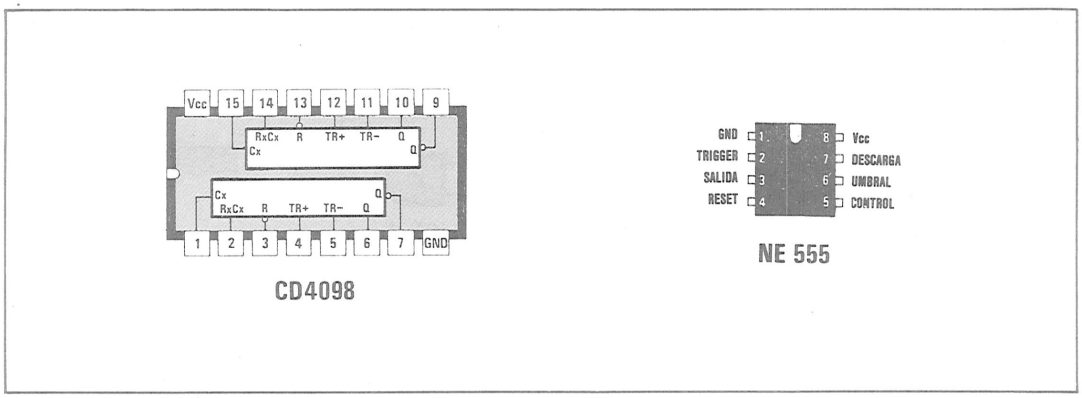


Fig. 12. **Conexiones del integrado CD.4098 y del NE.555 empleados en los esquemas que utilizan monoestables retriggerables.**

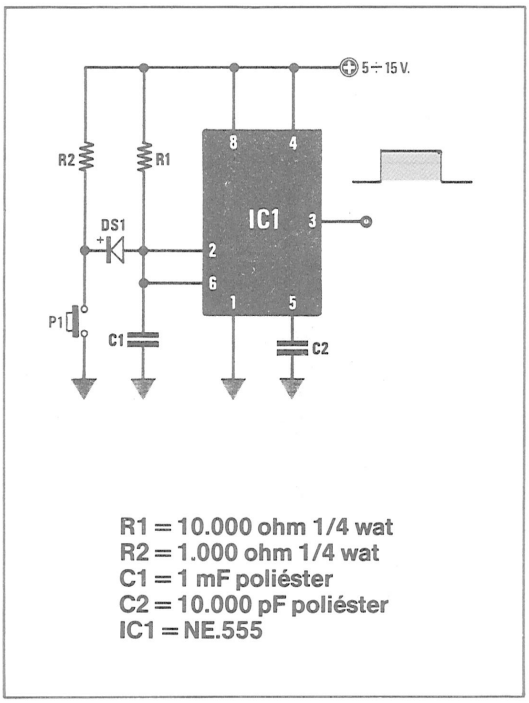


Fig. 13. **También se puede realizar un monoestable retriggerable anti-rebote con el integrado NE.555. En este caso, con el pulsador de conteo P1 presionado, se obtendrá siempre en salida un nivel lógico 1, como se refleja claramente en la figura.**

con el pulsador abierto y una condición lógica 1 con el pulsador presionado, podríamos conectar en serie a la salida un segundo inverter.

Circuito para un pulsador alejado

Si el pulsador de accionamiento tiene que situarse a considerable distancia de la entrada de la puerta lógica, conviene recordar que este cable, al pasar junto a máquinas eléctricas, servorrelés, etc. podría captar con facilidad interferencias espúreas que, lógicamente, el contador contabilizaría.

Para evitar este inconveniente, no debemos emplear nunca para esta conexión un cable corriente de dos hilos, sino un cable apantallado, conectando la malla metálica a masa y modificando la entrada tal como puede verse en la fig. 7.

Es conveniente elegir siempre un pulsador con los contactos cerrados normalmente y que se abran al presionarlo; de esta forma, todos las interferencias que pueda captar la línea serán cortocircuitadas a masa y no podrán modificar la condición lógica de 0 a 1, en la entrada del inverter.

Los diodos de silicio situados entre el hilo de control y la masa y el positivo de alimentación, sirven para limitar la amplitud de las interferencias, que podrían ser de signo positivo o negativo, a un valor máximo de 0,7 voltios.

En la práctica, podemos comparar estos dos diodos con dos diodos zener y la resistencia R3 —cuyo valor puede oscilar entre un mínimo de 22 ohmios y un máximo de 47 ohmios— sólo servirá para limitar la corriente en dichos diodos en presencia de picos de amplitud elevada.

Anti-rebote con un monoestable

Para garantizar al circuito de conteo un grado elevado de inmunidad contra interferencias espúreas y los impulsos de rebote de los contactos del pulsador, se puede utilizar un circuito con monoestable, realizado —cómo se ve en la fig. 8— con dos nand contenidos en el interior del integrado C/Mos tipo CD.4093.

El esquema eléctrico ilustrado en la fig. 8 es válido para todos aquellos circuitos en que exista un pulsador que cierre hacia masa.

La salida de este monoestable se encontrará siempre en nivel 1 con el pulsador abierto y cambiará a nivel lógico 0 cada vez que se cierre el pulsador a masa.

Si se precisará, en la salida, una condición lógica contraria, es decir un nivel lógico habitual de 0 y un nivel 1 con el pulsador presionado, podríamos recurrir al empleo de otro nand conectado en serie a la salida, con los dos terminales de entrada conectados en paralelo, para lograr un inverter corriente.

Con los valores indicados en la relación de componentes, obtendremos en salida impulsos con una duración aproximada de 5 milisegundos, como nos confirma la fórmula siguiente:

T milisegundos = kilohmios : microfaradios
47 : 0,1 = 4,7 milisegundos

Al utilizar circuitos de este tipo, hay que tener cuidado al elegir el valor de la resistencia y del condensador, que determinan la constante de tiempo del monoestable; en efecto, el intervalo de «insensibilización» del circuito tendrá que ser más largo que el período máximo de impulsos espúreos generados por el pulsador, pero más breve que el tiempo mínimo

de cierre del pulsador, a fin de no perder impulsos de conteo.

El tiempo de 4,7 milisegundos que hemos elegido como ejemplo constituye una buena fórmula de compromiso entre estos dos valores, pero resultaría excesivamente escaso en el supuesto de que el pulsador P1 se mantuviera presionado durante largo tiempo (por ejemplo, durante más de un segundo).

En efecto, en este caso, al soltar el pulsador, obtendremos en la salida del monoestable un segundo impulso lo que, lógicamente, produciría un error de conteo.

En la práctica, empleando un circuito con monoestable, si el pulsador de conteo es uno corriente de panel, habrá que evitar siempre el mantenerlo presionado largo tiempo y, si esto no fuera posible, habrá que recurrir a un circuito distinto, como por ejemplo uno de los presentados en los apartados anteriores.

Por último, en los casos en que el pulsador P1 haya de cerrarse obligatoriamente hacia el positivo de alimentación, habrá que modificar el circuito de entrada tal como se indica en la fig. 9, es decir añadiendo otro NAND conectado como inverter.

Para hacer circular más corriente por el pulsador o si tenemos una línea muy larga de conexión entre el pulsador y la entrada del monoestable, podremos recurrir a la solución ilustrada en las figuras 6 y 7.

Anti-rebote con monoestable retriggerable

Si deseamos un dispositivo más sofisticado, insensible incluso a las interferencias más prolongadas, nos conviene emplear monoestable *retriggerables* que podremos realizar con un C/Mos tipo CD.4098, equivalente al CD.4528.

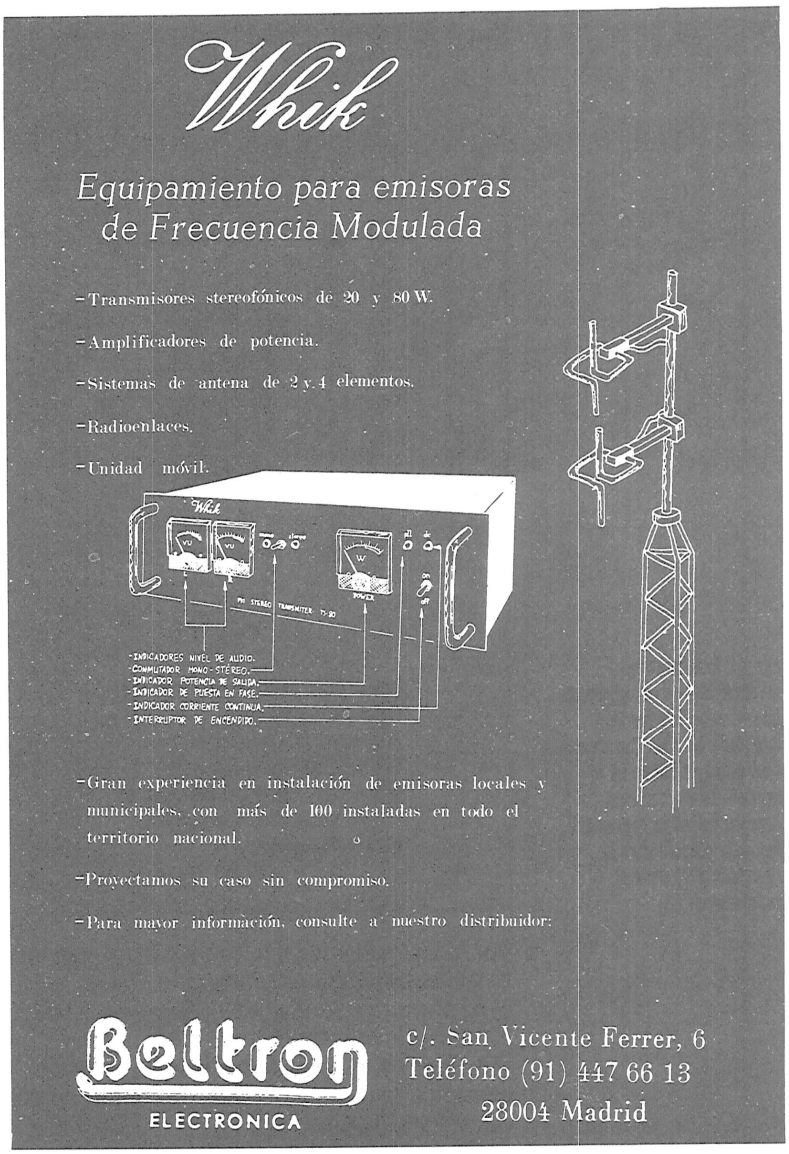
Lógicamente, como en el interior de dicho integrado hay dos monoestables, uno no se empleará, y si consideramos que el coste del integrado oscila actualmente alrededor de las 200 pesetas, no creemos que esta cifra pueda incidir de forma notable en el coste total de un aparato, sobre todo si tenemos en cuenta las enormes ventajas que se logran con su empleo.

Os presentamos en primer lugar un esquema donde el pulsador cierra hacia masa.

Como puede verse en la fig. 10, la patilla –TR (patilla 5) se alimentará a través de una resistencia de 10.000 ohmios conectada al positivo de alimentación, y la patilla + TR (patilla 4) se conectará a masa.

La duración del impulso (que podremos obtener indistintamente de las salidas Q y –Q) queda determinada por los valores de la resistencia R1 y de la capacidad de C1.

La fórmula a utilizar para este monoestable es la siguiente: t milisegundos = kilohmios x microfaradios.



Por consiguiente, en base a los valores indicados en la relación de componentes, podemos deducir que dicho impulso gira alrededor de los 5 milisegundos; de hecho:

47 x 0,1 = 4,7 milisegundos

Para aumentar la duración de dicho impulso bastará con aumentar el valor de la capacidad de C1 o de la resistencia R1.

Se puede alimentar el circuito con una tensión comprendida entre un mínimo de 4 voltios y un máximo de 15 voltios.

El esquema ilustrado en la fig. 11 se puede emeplear cuando, a causa del circuito, sea necesario cerrar el pulsador P1 hacia el positivo de alimentación.

Como podéis observar, la patilla –TR (patilla 5) se conectará directamente a masa, mientras que la otra patilla +TR (patilla 4) se conecta por medio de una resistencia de 10.000 ohmios.

Anti-rebote con NE.555

Incluso con un sencillo NE.555 se pueden realizar circuitos anti-rebote de gran eficacia,

LOS CIRCUITOS DIFIEREN, SI CIERRA EL PULSADOR A MASA O A POSITIVO

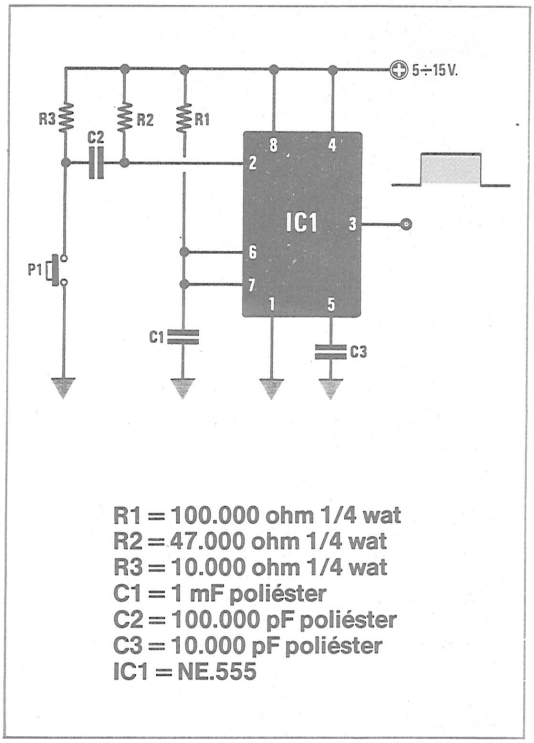


Fig. 14. **Este es otro monoestable no retriggerable, que también incluye el integrado NE.555. Obsérvese que, como se indica en el artículo, la amplitud del impulso de salida dependerá del valor elegido para la resistencia R1 para el condensador C1.**

por lo que conviene que conozcáis un esquema de aplicación para este integrado.

El primer esquema que ilustramos en la fig. 13 es un circuito con monoestable «retriggerable», fácil de realizar, que podréis alimentar con cualquier tensión comprendida entre 5 y 15 voltios.

El impulso también queda determinado por el valor de la resistencia R1 y de la capacidad de C1, con la siguiente fórmula: T milisegundos = 1,1 x kilohmios x microfaradios; por consiguiente, con los valores indicados en el esquema eléctrico (es decir R1 = 100.000 ohmios –100 kilohmios– y C1 = 1 microfaradio), tendremos: 1,1 x 100 x 1 = 110 milisegundos; por lo tanto, el máximo de impulsos que podremos contar serán: 1.000 : 110 = 9 impulsos por segundo

En la figura 14 presentamos un segundo circuito anti-rebote con monoestable no «retriggerable», que incluye también un integrado NE.555.

También en el caso de este circuito, para conocer la amplitud del impulso generado se emplea la fórmula indicada con anterioridad, es decir: T milisegundos = 1,1 x kilohmios x microfaradios.

Y, como R1 y C1 tienen el mismo valor indicado en el esquema de la fig. 13, también en este circuito obtendremos el mismo tiempo.

Si se emplea un fotoacoplador

Aunque deseáramos emplear un fotoacoplador en un circuito, siempre conectado a un pulsador, cada vez que lo cerráramos o lo abriéramos, generaríamos impulsos espúreos que sólo podremos eliminar empleando uno de los circuitos que os hemos ofrecido. Susponiendo que deseáramos conectar un fotoacoplador a la entrada del inverter de la fig. 5, sólo tendríamos que conectarlo como se indica en la fig. 15.

Como en este caso ya no importa que circule una corriente elevada en la entrada del inverter, podemos aumentar el valor de la resistencia R2, utilizando aproximadamente 100.000 ohmios en lugar de los 5.600-10.000 de antes y, como sabemos que el valor R1 incide en la duración del impulso, para lograr nuevamente un tiempo idéntico al de la fig. 5, tendríamos que reducir la capacidad del condensador C1, empleando 100.000 picofaradios en lugar de 1 microfaradio.

En la práctica, al haber aumentado casi 10 veces el valor de R2, tendremos que reducir 10 veces el valor de C1.

Conclusión

Los esquemas que os hemos ofrecido no son circuitos teóricos, sino proyectos que hemos proporcionado a empresas que habían tropezado con dificultadces en el empleo de contadores numéricos instalados en máquinas industriales y que, en presencia de interferencias eléctricas, como las generadas por servorrelés, soldadores eléctricos, etc., hacían enloquecer a los displays.

Utilizando un sólo integrado, todos estos inconvenientes desaparecieron como por ensalmo; por consiguiente, si en un futuro, tuviérais que resolver problemas de este tipo, ya conocéis los esquemas a que deberéis recurrir.

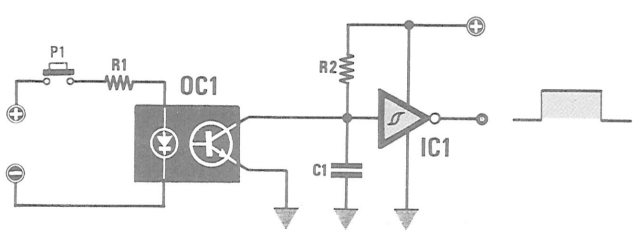


Fig. 15. **Si se desea accionar uno de los circuitos ofrecidos con un fotoacoplador, habrá que aumentar el valor de la resistencia R1, para que no circule por el fototransistor una corriente excesiva; como dicha corriente modifica el tiempo de inmunidad, habrá que reducir el valor de C1.**

LAS CONEXIONES DE LOS INTEGRADOS C/MOS

Al realizar un proyecto en el taller, o bien cuando se tiene que analizar un montaje para su reparación, una de las ayudas más útiles para el aficionado es la tabla de conexiones de los circuitos integrados.

En los números 39 y 40 de la revista presentábamos todas las conexiones de los integrados TTL.

A continuación deberíamos haber publicado las correspondientes a los C/Mos, pero, ocupados con los proyectos de circuitos nuevos, no nos dimos cuenta que el tiempo pasaba. Remediamos ahora este olvido, ofreciendo todas las conexiones de los C/Mos más corrientes, a las que añadiremos algunos datos que siempre resultan de utilidad.

1. No olvidéis que las conexiones de los integrados se dibujan siempre VISITAS DESDE ARRIBA.
2. La pequeña muesca en forma de U, dibujada en el lado izquierdo del cuerpo, constituye la marca de referencia.
3. El terminal negativo de alimentación —que siempre irá conectado a masa— se indica con las letras GND que significan «Ground», es decir tierra.
4. El terminal positivo de alimentación se indica siempre con las letras Vcc.
5. Debajo de cada integrado, reflejamos la sigla delante de la cual todo fabricante añade unas letras, tal como se indica a continuación:

Fairchild.....	F
Motorola	MC.
National	CD. o MN o MM
Philips.....	HEF.
RCA.....	CD.
SGS-ATES	HBF. o HCC o HCF

Por consiguiente, un integrado CD.4002 es idéntico a un HEF.4002, a un F.4002, etc. En efecto, las letras que preceden a dicho número identifican tan sólo al fabricante.

6. De las letras que pueden aparecer detrás del número —por ejemplo 4002 BCP o 4002 B— la más importante es la primera, que puede ser una A o una B.

La letra A significa «carente de buffer», lo que indica que este integrado no puede desarrollar en salida corrientes superiores a 1 miliamperio.

La letra B significa «con buffer en salida», lo que indica que este integrado puede desarrollar en salida una corriente de aproximadamente 5 miliamperios.

7. Las letras que siguen a la A o a la B, sólo indican si el contenedor es plástico = P o cerámico = C; no obstante, al no utilizar los fabricantes una lógica estandarizada, no se puede dar una norma fija.

De las letras que siguen el número, la más importante es la primera que indica si el integrado puede desarrollar poca corriente (A = 1mA) o una corriente elevada (B = 5 mA).

8. En la carcasa de los integrados, además de la sigla, se pueden encontrar también otros números, que no son de utilidad para el comprador corriente (por ejemplo, CD.40001 B-98609).

Estos números le sirven al fabricante para localizar el mes de fabricación, el lote, la nación o la fábrica en que se ha producido el integrado (por ejemplo, Brasil - Hong Kong - Corea - Taiwan - Portugal - EE.UU., etc.).

9. En los C/Mos no siempre encontraréis una cifra que empiece con el número 4, ya que algunos fabricantes añaden un número, por ejemplo:

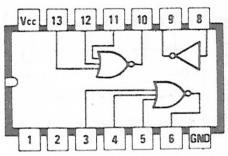
— Fairchild añade, a veces un 3, por lo que un integrado 4001 o 4013 se convierte en un 34001 o 34013.

— Motorola, en cambio, añade un 1, por lo que un integrado 4001 - 4013 se convierte en un 14001 - 14013.

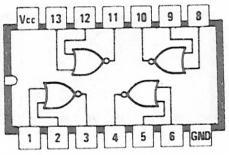
National comercializa C/Mos con la sigla 54C. Estos integrados, aunque son C/Mos (la letra C que sigue al número significa C/Mos), tienen las mismas conexiones que los integrados TTL, por lo que un integrado 54C01 es, en la práctica un C/Mos tipo 4001, pero las conexiones de los terminales son idénticas a las de un TTL tipo 7401.

Por consiguiente, si os tropezáis con un integrado MM.54C13 o un M54C20, ya sabéis que el primero es un integrado C/Mos 4013 con las conexiones de un 7413, mientras que el segundo es un C/Mos 4020 con las conexiones de un 7420.

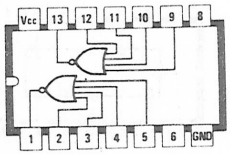
Resumiendo, si pedimos un CD.4010 y en su lugar nos entregan un F.34010, o un MC.14010, sabremos que es totalmente equivalente. Por el contrario, si nos entregaran un 54C10, aún siendo idéntico en cuanto a características a un CD.4010, no podríamos sustituirlo con éste al tener situadas las patillas de forma distinta.



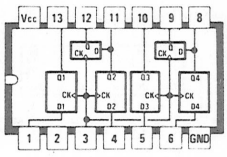
4000



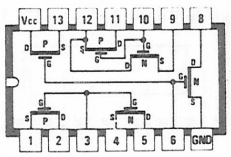
4001



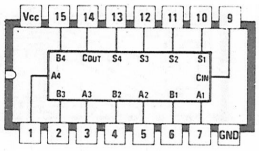
4002



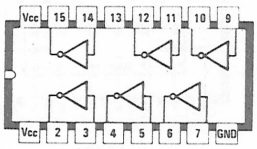
4006



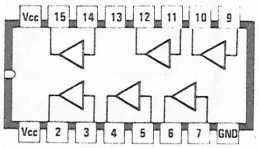
4007



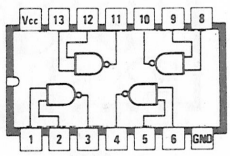
4008



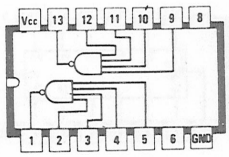
4009



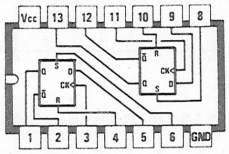
4010



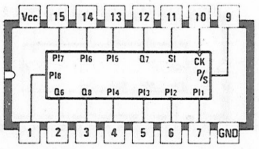
4011



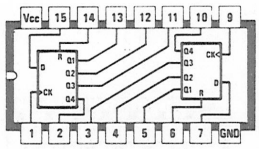
4012



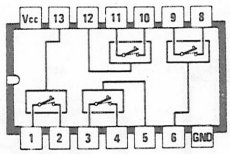
4013



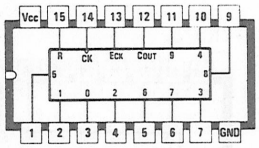
4014



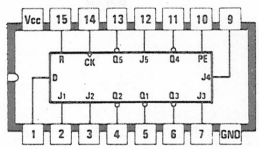
4015



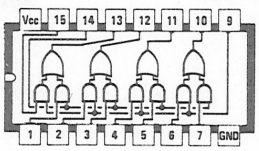
4016



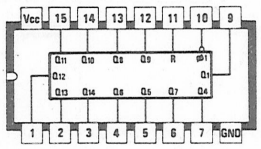
4017



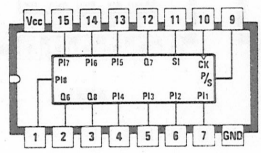
4018



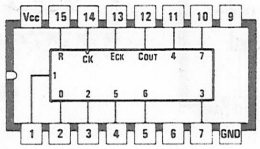
4019



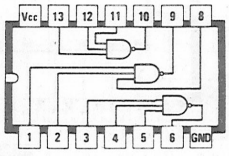
4020



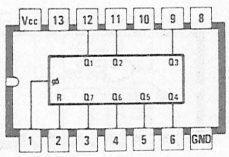
4021



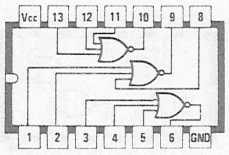
4022



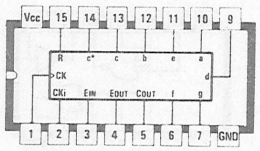
4023



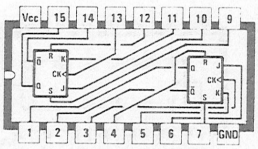
4024



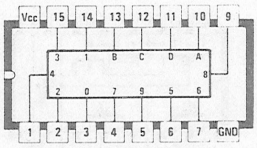
4025



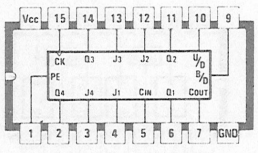
4026



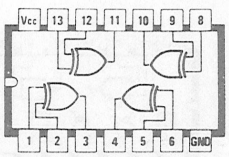
4027



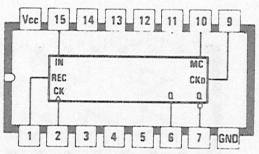
4028



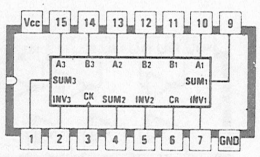
4029



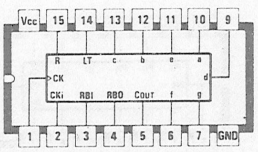
4030



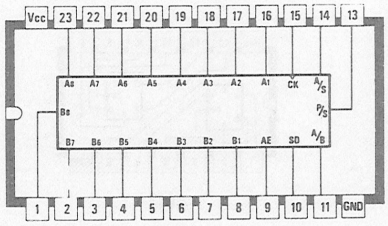
4031



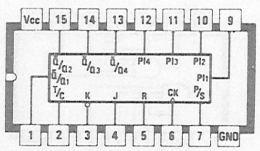
4032



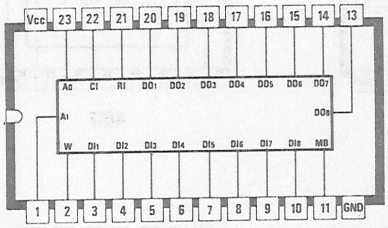
4033



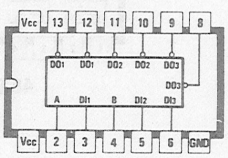
4034



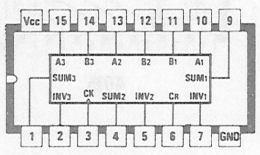
4035



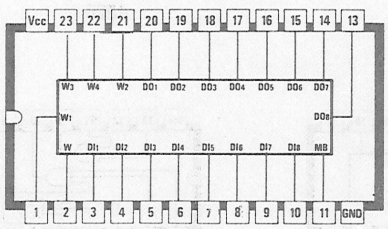
4036



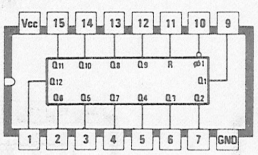
4037



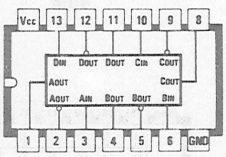
4038



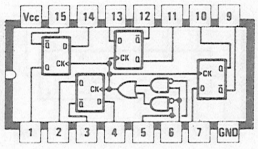
4039



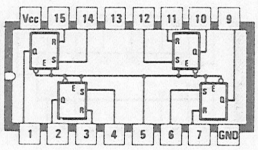
4040



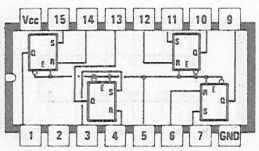
4041



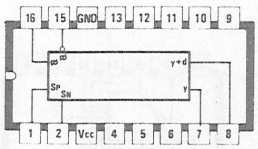
4042



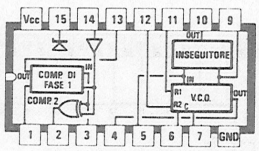
4043



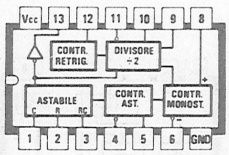
4044



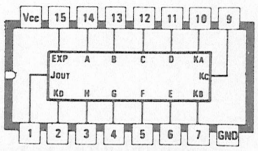
4045



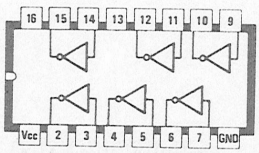
4046



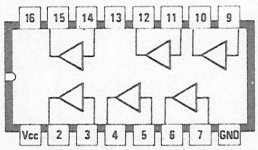
4047



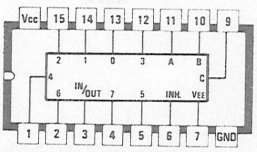
4048



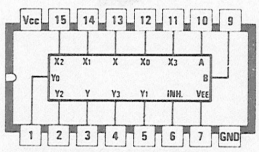
4049



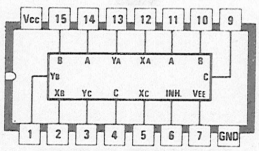
4050



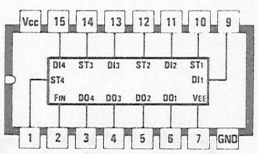
4051



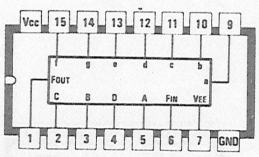
4052



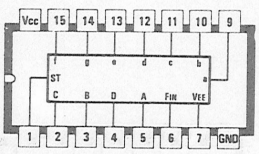
4053



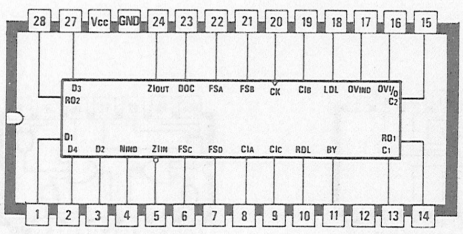
4054



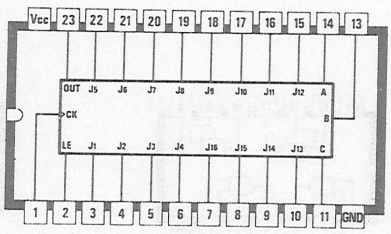
4055



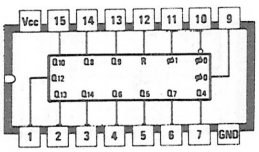
4056



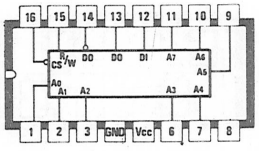
4057



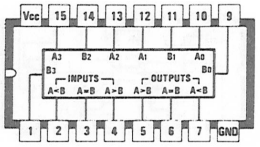
4059



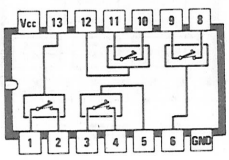
4060



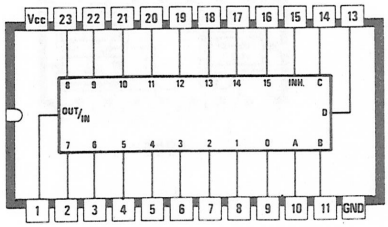
4061



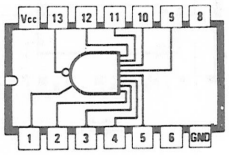
4063



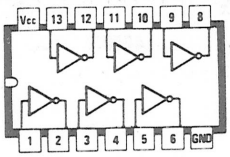
4066



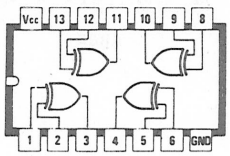
4067



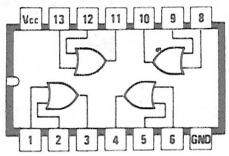
4068



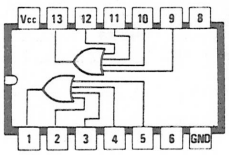
4069



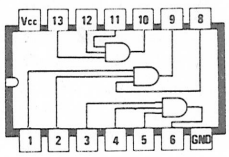
4070



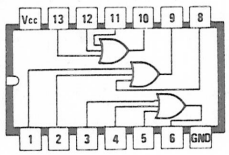
4071



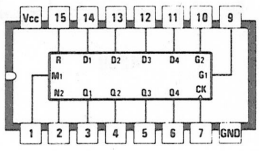
4072



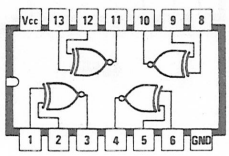
4073



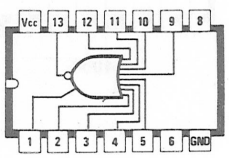
4075



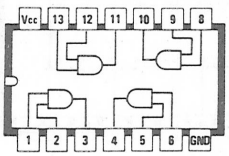
4076



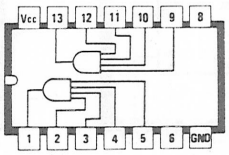
4077



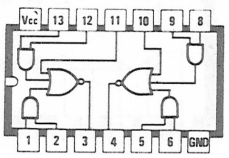
4078



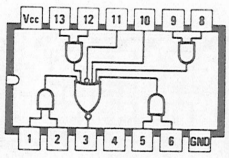
4081



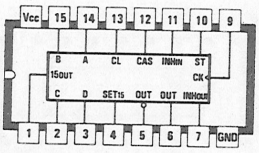
4082



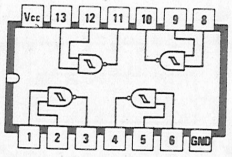
4085



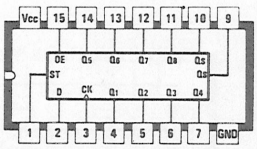
4086



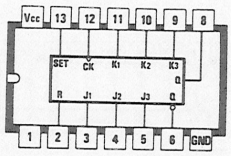
4089



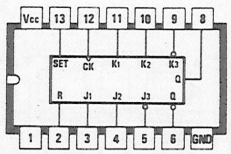
4093



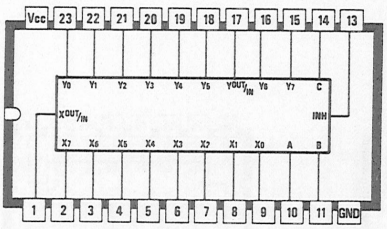
4094



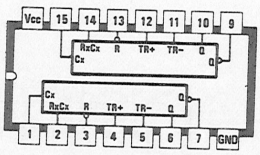
4095



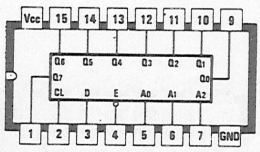
4096



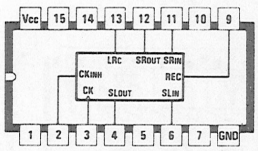
4097



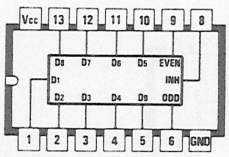
4098



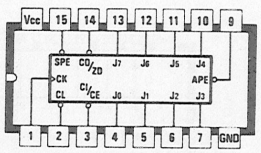
4099



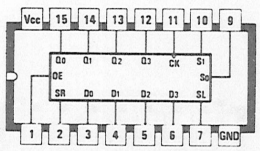
40100



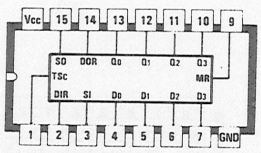
40101



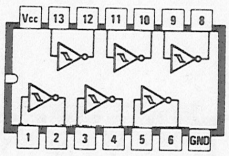
40102 – 40103



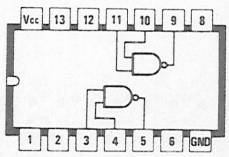
40104



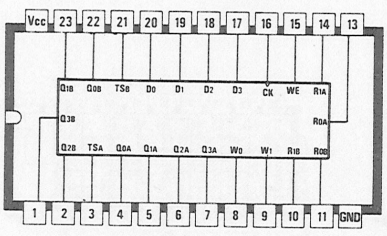
40105



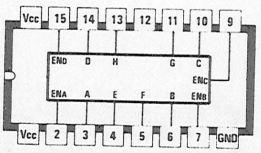
40106



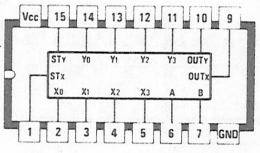
40107



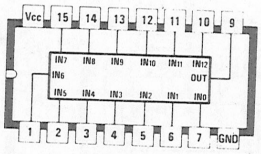
40108



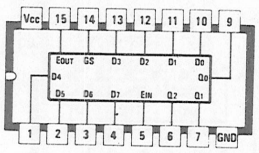
40109



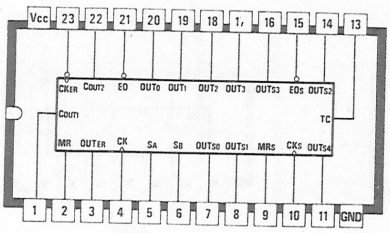
4529



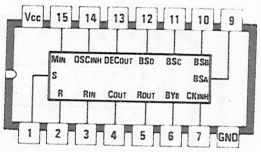
4531



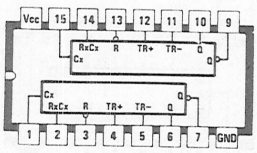
4532



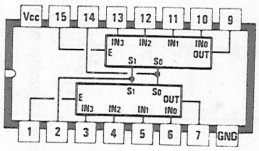
4534



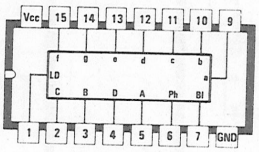
4536



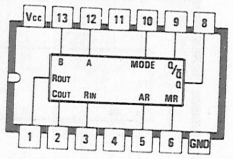
4538



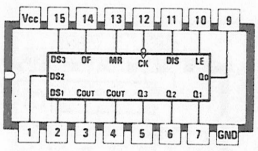
4539



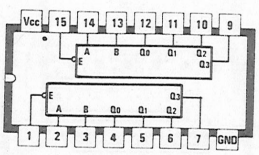
4543



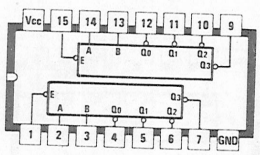
4541



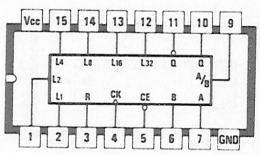
4553



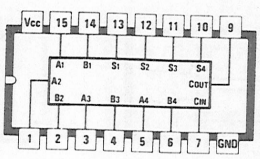
4555



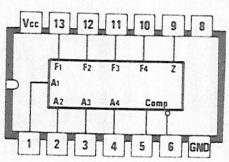
4556



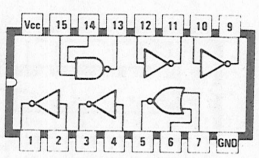
4557



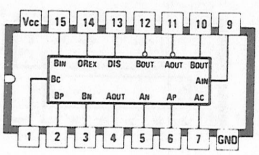
4560



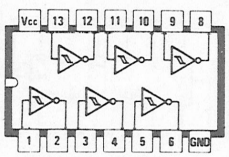
4561



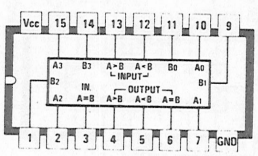
4572



4583



4584



4585

WHA-WHA PARA GU

Si eres aficionado a tocar la guitarra, seguro que te interesa este circuito, que sólo lleva dos transistores y un integrado. Si se quiere, se puede convertir en un aparato profesional, añadiendo un pedal, que se encuentra en cualquier tienda de artículos musicales.

EFECTO ELECTRÓNICO PARA LA GUITARRA EN LA MÚSICA ACTUAL

FUNCIONAMIENTO AUTOMÁTICO Y MANUAL

La guitarra eléctrica es el instrumento musical que mejor se presta a la transformación electrónica del sonido emitido; por esta razón, raro es el guitarrista que no dispone, entre sus accesorios, de uno o dos dispositivos de distorsión, de algún desfasador, un amplificador de agudos o un Wha-Wha.

Quizás este último accesorio sea el más ambicionado por el guitarrista, ya que deja maravillados a los oyentes jóvenes por la gran originalidad de los sonidos que se pueden producir.

Por consiguiente, si tenéis una guitarra y aún no disponéis de tal efecto, este circuito es el adecuado para vosotros, ya que, además de ser muy sencillo, es también de fácil realización.

Como luego explicaremos con más detalle, a este circuito se le puede añadir un mando de pedal, que se puede construir uno mismo, ya que en su interior sólo hay que montar un potenciómetro (mejor deslizante que rotativo), que desplace el cursor de un extremo al otro presionando o soltando con el pie la parte superior del pedal.

A quienes no se atrevan a construir esta parte mecánica, les aconsejamos que la compren en cualquier tienda de artículos musicales, ya que también hemos previsto un mando automático, que logra suplir de forma más o menos personalizada este efecto Wha-Wha.

Sea como fuere, una vez realizado el circuito y tras comprobar que satisface plenamente tus necesidades, podrás decidir si te conviene agregar este pedal o bien emplearlo en su versión simplificada.

Esquema eléctrico

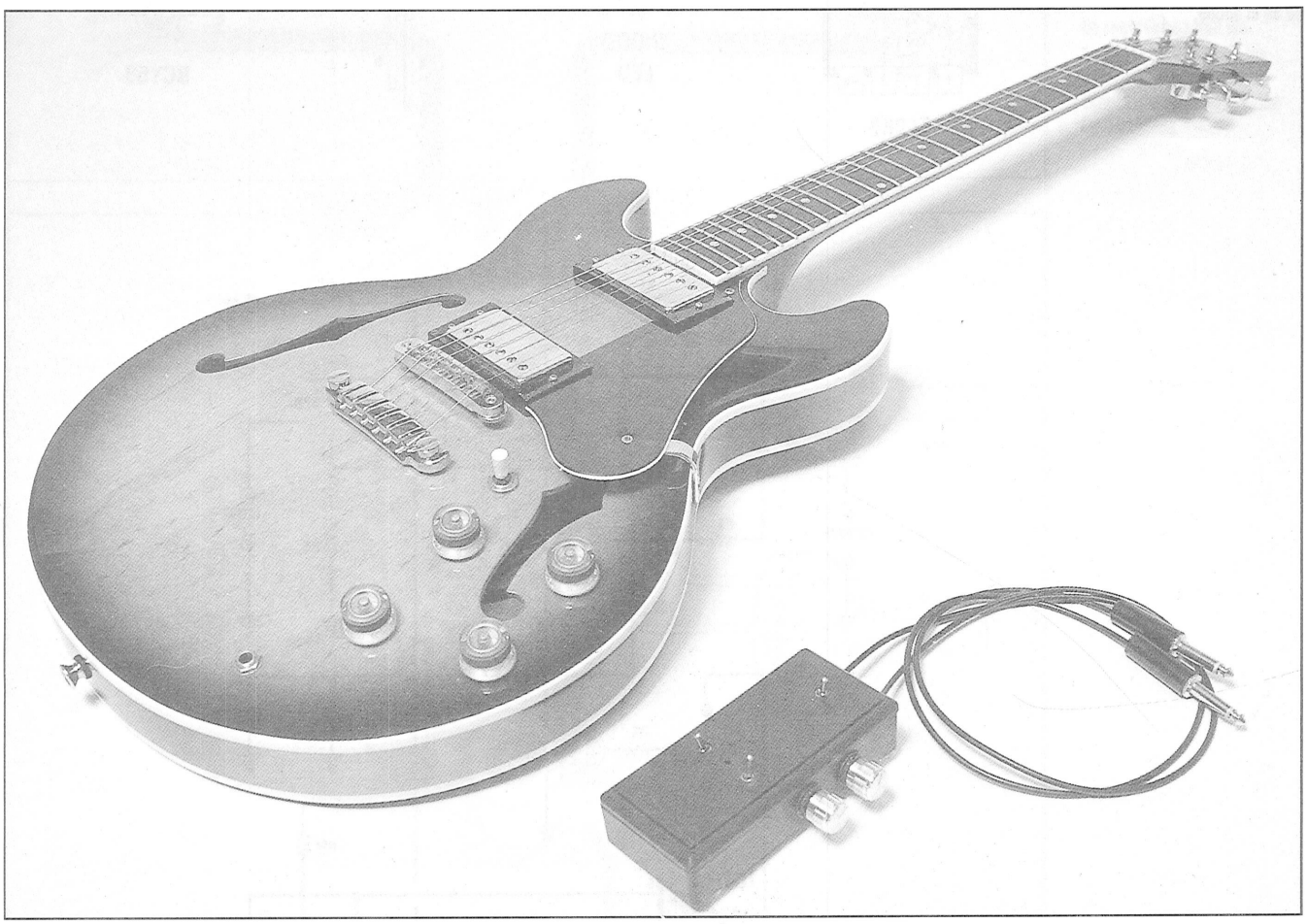
Como podréis comprobar observando el esquema eléctrico de la fig. 2, para realizar este Wha-Wha se necesitan tan solo dos transistores de BF tipo BCY.59 y un integrado tipo TL.082.

Partiendo de la toma de entrada, en la que introduciremos la señal de BF obtenida del pick-up existente en la guitarra, encontraremos ante todo un desviador indicado como S2/A que, acoplado con S2/B (situado en salida) nos servirá para conectar o desconectar nuestro Wha-Wha

En efecto, desplazando este doble desviador hacia arriba, la señal de BF pasará directamente de la toma de entrada a la de salida; mientras que, desplazándola hacia abajo, la señal de BF será conducida hasta la base del transistor TR1 que desempeña la función de amplificador y de filtro paso de banda sintonizable de un mínimo de 200 Hz a un máximo de 5.000 Hz.

Este filtro se consigue con dos condensadores de 10.000 pF conectados uno a la base y el otro al colector de TR1 (ver C2 y C3), más una «resistencia variable» que, conectando a masa el punto de unión de los dos condensadores, nos permitirá modificar la frecuencia del paso de banda.

ITARRA ELÉCTRICA



La resistencia variable que acabamos de mencionar se consigue conectando a dicha unión el colector del transistor TR2 y, como la base es accionada por una señal triangular de frecuencia muy baja, la resistencia interna colector/emisor variará alternativamente de un mínimo de aproximadamente 6.000 ohmios a un máximo de 80.000 ohmios.

En el esquema eléctrico se podrá observar que el colector del transistor TR2 no va alimentado con tensión positiva alguna; en consecuencia, algunos podrían preguntarse si esto no es un error; os aseguramos que dicho error no existe, ya que este transistor se emplea como simple diodo de silicio, situado más o menos en conducción por la tensión positiva obtenida del potenciómetro R7 del PEDAL.

Aquí es obligado aclarar que, situando el desviador S3 en la posición MANUAL, el oscilador de onda triangular obtenido con el integrado TL.082 queda bloqueado por lo que, en la patilla de salida 7 de IC1/A tendremos una tensión positiva fija de aproximadamente 4,5 voltios que, a través del trimmer R6, llegará al potenciómetro PEDAL R7; por consiguiente, la variación ohmica en el filtro paso de banda se logrará únicamente desplazando el cursor del potenciómetro R7 manualmente o bien utilizando un pedal.

Al desplazar S3 a la posición AUTOMATICA, en la patilla de salida de IC1/A habrá una onda triangular que variará desde un mínimo de 0,5 voltios hasta un máximo de 8,5 voltios y, por lo tanto, ya no será preciso el pedal, ya que esta señal modulará automáticamente el filtro paso de banda.

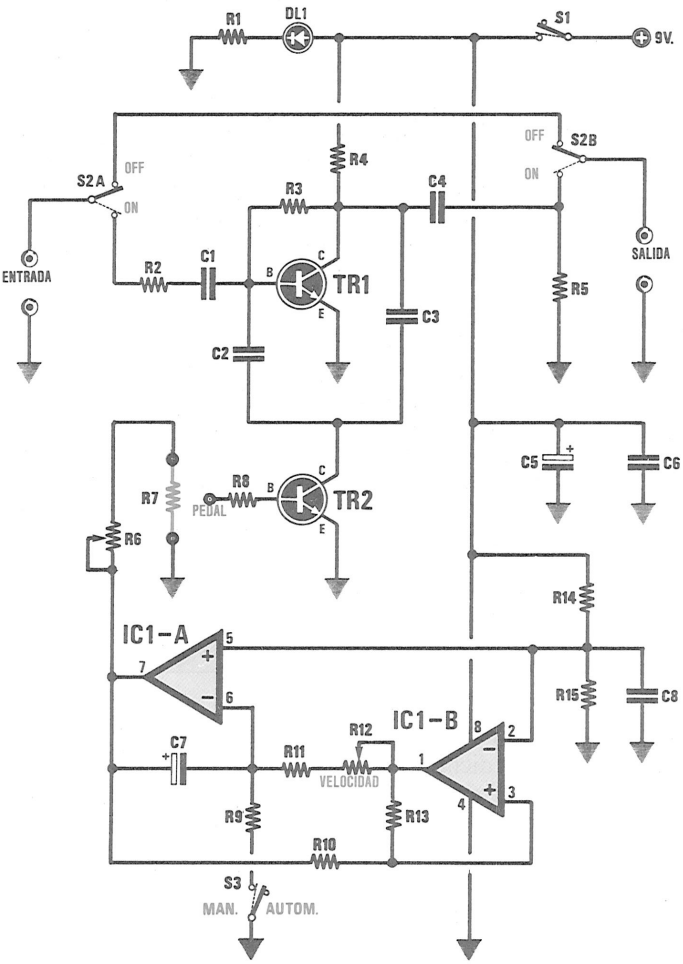
El oscilador de onda triangular obtenido con el TL.082 es de frecuencia muy baja, ya que su campo de trabajo está comprendido entre los 0,5 y los 10 Hz, frecuencia que podremos variar accionando el segundo potenciómetro R2, utilizado como modificador de VELOCIDAD del efecto Wha-Wha.

Todo el circuito se alimenta con una pila corriente de 9 voltios y, como en el circuito hemos incluido un diodo led para indicar cuándo está encendido y cuándo apagado, se producirá un consumo total de 15-16 miliamperios, que se reduciría a sólo 5 miliamperios en caso de eliminar dicho diodo.

En la práctica, os aconsejamos que no lo eliminéis: es fácil dejarse encendido el circuito,

Fig. 1. **Las conexiones del circuito integrado TL.082 vistas por arriba y del transistor BCY.59 vistas desde abajo. No olvidéis que el terminal más largo del diodo led es el ánodo.**





COMPONENTES LX.789

R1 = 1.000 ohm 1/4 wat
R2 = 47.000 ohm 1/4 wat
R3 = 270.000 ohm 1/4 wat
R4 = 3.900 ohm 1/4 wat
R5 = 220.000 ohm 1/4 wat
R6 = 100.000 ohm trimmer
R7 = 100.000 ohm pot. lin.
R8 = 10.000 ohm 1/4 wat
R9 = 1.000 ohm 1/4 wat
R10 = 680.000 ohm 1/4 wat
R11 = 6.800 ohm 1/4 wat
R12 = 100.000 ohm pot. lin.
R13 = 1 megaohm 1/4 wat
R14 = 100.000 ohm 1/4 wat
R15 = 100.000 ohm 1/4 wat
C1 = 470.000 pF poliéster
C2 = 10.000 pF poliéster
C3 = 10.000 pF poliéster
C4 = 1 mF poliéster
C5 = 100 mF elect. 16 volt
C6 = 100.000 pF poliéster
C7 = 4,7 mF elect 63 volt
C8 = 1 mF poliéster
DL1 = diodo led
TR1 = NPN tipo BCY.59
TR2 = NPN tipo BCY.59
IC1 = TL.082
S1 = Interruptor
S2 = Conmutador doble
S3 = Interruptor

Fig. 2. Esquema eléctrico del Wha-Wha descrito en el artículo, si utilizáis un pedal, deberéis conectarlo en lugar del potenciómetro marcado R7.

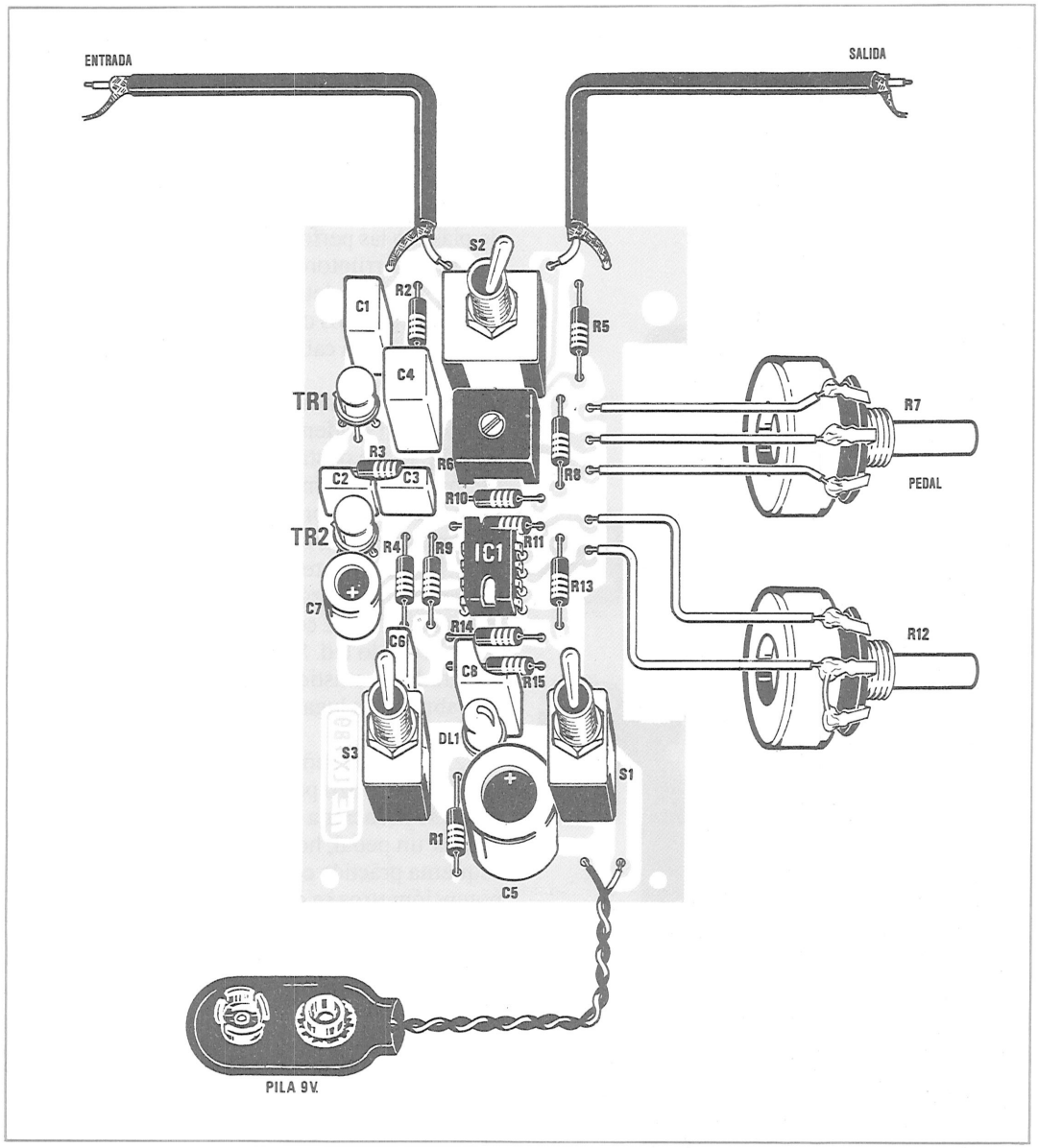


Fig. 3. Esquema práctico del montaje del Wha-Wha. **Os recordamos que las carcasas metálicas de los potenciómetros se deben conectar a masa para evitar los zumbidos.**

encontrándose luego con la pila agotada en el momento en que se vaya a emplear.

Realización práctica

El circuito impreso necesario para este proyecto se ha identificado como LX.789 y, como puede verse en la fig. 3, el montaje de todos los componentes necesarios debería resultar muy fácil para cualquiera.

La secuencia que aconsejamos seguir para realizar esta operación es la siguiente:

1.° Montar el zócalo para el integrado TL.082 y soldar los terminales, cuidando de no provocar cortocircuitos entre patillas adyacentes con alguna gota de estaño.

2.° Montar todas las resistencias.

3.° Montar los dos transistores TR1 y TR2, tratando de colocar la muesca de referencia existente en su cuerpo (una pequeña protuberancia metálica) tal como se indica en el dibujo serigrafiado y en el esquema práctico de la fig. 3.

4.° Montar el trimmer R6 y luego todos los condensadores poliéster; como en la carcasa de éstos las capacidades no están indicadas como en nuestra relación de componentes, indicamos a continuación las equivalencias a fin de evitar errores de interpretación:

1 microfaradio = 1 ó 1.
470.000 pF = .47
100.000 pF = .1
10.000 pF = .01 ó 10 n

5.° Montar el condensador electrolítico C5, sin olvidar que el terminal positivo (el más largo) tiene que colocarse en el orificio indicado con un +.

6.° Montar en el circuito impreso todos los conmutadores de palanca con terminales en punta, para que puedan penetrar en los orificios existentes en el circuito impreso. Si por posibles tolerancias de grosor, los terminales no entraran, no se debe intentar ensanchar los orificios con la punta de una broca, ya que, de esta forma, se eliminaría la metalización existente en su interior; es preferible limar los terminales para eliminar el sobrante.

7.° Introducir en los orificios para entrada y salida de la señal de BF y para los terminales de los potenciómetros, los pequeños terminales de remate de cable que se incluyen en el kit.

8.º Conectar la toma de la pila a los dos orificios de alimentación; también a este respecto, recordaremos que el hilo rojo se introducirá en el orificio indicado con un + y el hilo negro en el otro orificio situado junto a éste.

9.º Para las conexiones de los dos potenciómetros habrá que atenerse exactamente a las indicaciones del esquema práctico de la figura 2, sin olvidar que las dos carcasas metálicas irán siempre conectadas a masa para evitar zumbidos o ruidos de fondo.

10.º Queda aún por montar en el circuito impreso el diodo led, que no habrá que soldar hasta que no se hayan practicado en el mueble de plástico las perforaciones para los pernos de los tres interruptores ya que, en función de su altura, se podrá determinar la longitud necesaria para los dos terminales del diodo led, de forma que la cabeza sobresalga ligeramente del mueble.

Os recordaremos que los terminales A-K de dicho diodo se identifican gracias a su longitud (ver fig. 1); no obstante y para evitaros errores, diremos que el terminal más largo se introducirá en el orificio que se encuentra en las cercanías del interruptor S1.

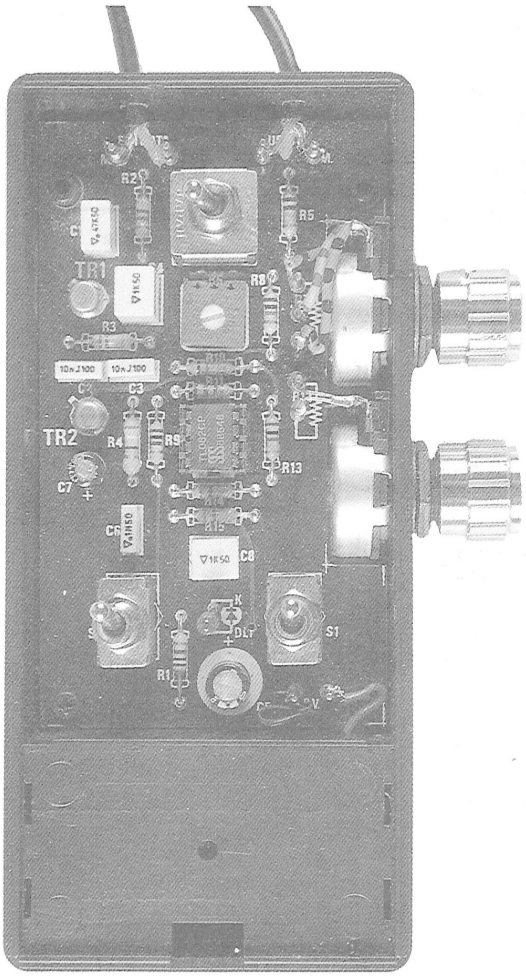
11.º Una vez terminada también esta operación, se podrá montar en el zócalo el integrado TL.082 con la muesca de referencia hacia el diodo led. Si en la carcasa de dicho integrado no existiera esta muesca en forma de U, habrá en su lugar una pequeña o, cerca de la patilla 1.

12.º Para la señal de entrada y salida, se utilizará un trozo pequeño de cable coaxial y si, como se menciona en el artículo, se desea utilizar un pedal, hemos indicado en el esquema práctico cuál de los dos potenciómetros se emplea para esta función (ver R7).

Si no habéis cometido ningún error de bulto, el circuito funcionará en cuanto reciba alimentación.

Sólo nos queda añadir un pequeño consejo de gran utilidad: si utilizáis este circuito cerca de un transformador de alimentación, o de líneas de tensión alterna de 220 voltios y observáis en el altavoz un zumbido de alterna, os conviene emplear una pequeña caja metálica a fin de que el circuito quede totalmente apantallado.

En esta fotografía se puede apreciar perfectamente cómo se monta el circuito impreso y los dos potenciómetros dentro de una caja de plástico.

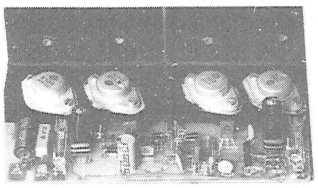


Mailing electrónica

MAILING ELECTRONICA
Carretera de Granada, 21
23660 Alcaudete (Jaén)
Teléfono (953) 561099

!! NUEVO 87/88 !!
CATALOGO
MAILING
ELECTRONICA
Más de 7.000 componentes y 65 KITS EXCLUSIVOS con características y precios.
!! APARECE ESTE MES ¡¡
DE VENTA EN KIOSCOS
325 Ptas. IVA incl.
o solicítelo a nuestra dirección
enviando giro, sellos o reembolso + gastos.

KIT MODULO AMPLIFICADOR DE B. F. MOS FET

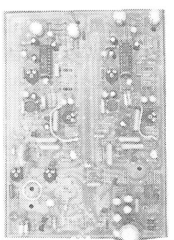


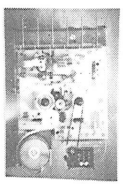
300W./4Ω 200W./8Ω (con nuestra fuente)
Doble pareja 2SK1352SJ50. Resistencias precisión 1%
Placa serigrafiada de fibra de vidrio.
Distor arn e intern (0.05. Relación señal ruído 120db
Alimentación max. + 75v ov -75VCC (5ooW.) ± 40V
min. Sens. entrada 1.2V. RMS/30 KΩ. Ganancia x23
PRECIO.....9.880 + I.V.A.
MODULO MFA 150
POTENCIA DE SALIDA: 50, 75, 100, 150 VATIOS
Dependiendo de la tensión de aliment. y de la carga 4/8Ω
Alimentación de ± 40Vcc a ± 62. Resto de parámetros igual al 300 W. (simple pareja de salida)
PRECIO.....6.595 + I.V.A.
VERSION ESPECIAL + 75V (150W./8Ω) .... 6.955 + I.V.A

FUENTES TOROIDALES



* Incluyen transformador toroidal bifilar.
* Condensadores alta eficiencia Trobo.
* Barra cobre distribuidora de masas. Cable y terminales de gran sección. Fusible lento adecuado.
*FUENTE + 75/0/- 75 V. (recomendada para 1 MFA 300) transformador toroidal 50-0-50 AC 5 Hmp. Puente 10 Amp. 125 V. Dos condensadores 10.000 µF 100V. 9'6 A
PRECIO.....13.300 + I.V.A.
*FUENTE + 75/0/- 75 V. (recomendada para 2 MFA 300) Lo mismo que la anterior sólo que el transformador es de 50-0-50 AC 7'5 Amp.
PRECIO.....14.768 + I.V.A.
*FUENTE + 62/0/- 62 V. (recomendada para 2 MFA 150) Transformador toroidal de 40-0-40V. 6'5 Amp. Dos condensadores de 10.000 µF 63V. 6'2 Amp. Puente rectificador 10 Amp. 125 V. (metálico)
PRECIO.....11.830 + I.V.A.
*FUENTE + 65/0/-65 V. (recomendada para MFA 600) Dos transformadores toroidales de 40-0-40 AC. 6'5 Amp.(1.000W). Puente rectificador 25 Amp. 250V. Dos condensadores electrolíticos de 10.000 F 100V. (9'5 Amp.)
PRECIO.....20.000 + I.V.A.

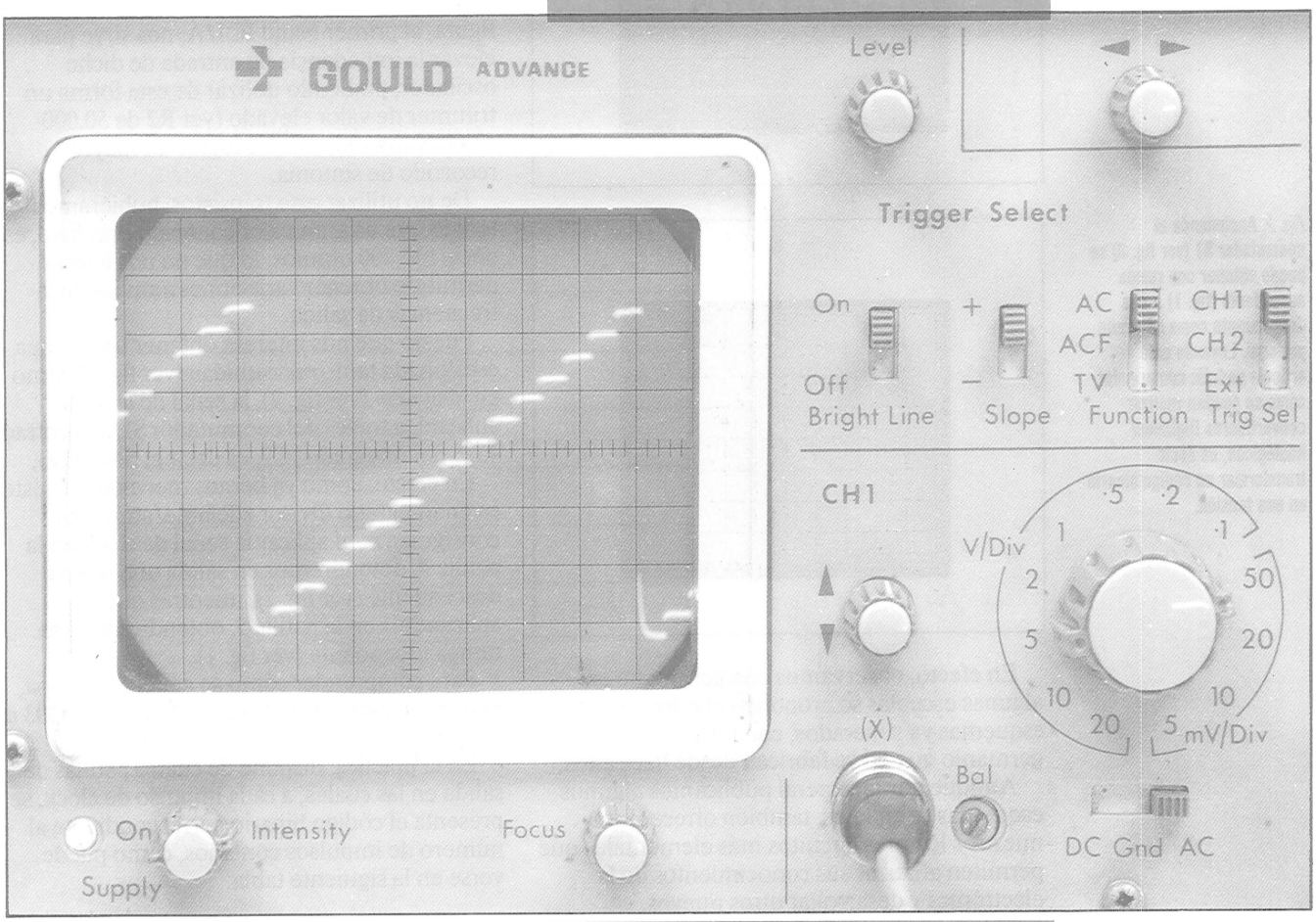




MECANICAS CASETTE
Motor electrónico, 12V. cuentavueltas, cabezales ste. Horizontal
PRECIO.....1.400 + I.V.A.
Otra versión
Motor electrónico 12 V. selenoide paro automático teclas y frontal de plástico serigrafiado. Vertical con electrónica de mando
PRECIO.....3.000 + I.V.A.

ELECTRONICA CASETE
*Dos canales stereo, reductor de ruído GNR
Placa preparada para paro electrónico Oscilador balanceado y bobinas Toko Fuente alimentación, VUMETER stereo, Potenciometros. Entrada micro y línea. Salida) 1 V. RMS.
PRECIO.....8.275 + I.V.A.

GENERADOR DE RAMPA ESCALONADA



Este circuito está destinado a los profesores de todos los centros de Formación Profesional, que deseen mostrar a su alumnos cómo se presenta, en la pantalla de un osciloscopio, una rampa escalonada. Una onda de esta forma puede ser de utilidad para algunos determinados instrumentos, así como simple generador de BF.

Con este artículo deseamos resaltar que en Nueva Electrónica existe un claro deseo de publicar cuantos proyectos puedan resultar de utilidad para las prácticas de laboratorio, en coherencia con nuestra línea de divulgación de la electrónica más actualizada.

Los esquemas que ofrecemos –todos ellos probados y aprobados–, además de constituir un soporte práctico para la actividad didáctica de los profesores, representan también una ocasión para la puesta al día en la materia, ya que las soluciones a que recurrimos son siempre las más avanzadas desde el punto de vista técnico.

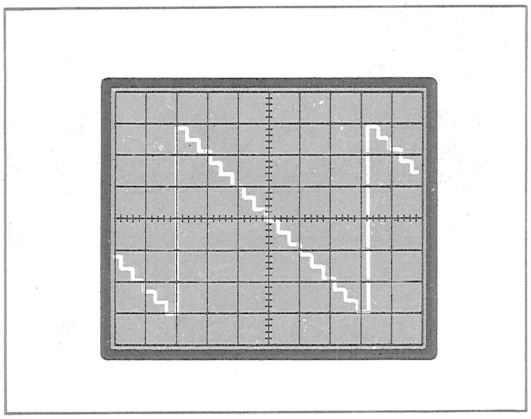


Fig. 1. **Con este circuito se pueden lograr ondas triangulares con 15 escalones. Siendo posible modificar tanto la frecuencia como la amplitud de la señal, el circuito se puede emplear también como generador de Baja Frecuencia.**

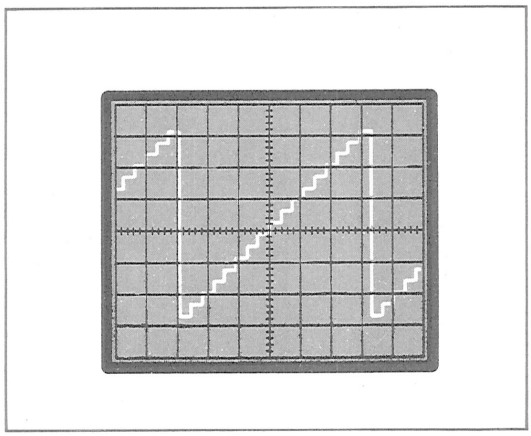


Fig. 2. **Accionando el conmutador S1 (ver fig. 3) se puede obtener una rampa ascendente (fig. 1) o una descendente como se puede ver aquí. Leyendo este artículo podréis comprender cómo se pueden realizar convertidores Digitales/ Analógicos, es decir transformar un código binario en una tensión.**

En efecto, observamos con pesar, que en algunas escuelas se proponen con frecuencia esquemas ya superados, con transistores de germanio que no se fabrican desde hace años.

Aunque por lo general publicamos algunos esquemas complejos, también ofrecemos a nuestros lectores circuitos más elementales que permiten afianzar sus conocimientos de la electrónica y desarrollar otros nuevos.

El que ahora os ofrecemos es uno de los múltiples proyectos que nos han solicitado: un generador de rampa escalonada, muy útil para practicar el empleo del osciloscopio o para modificar la capacidad de un diodo varicap conectado a algún oscilador de AF, o para realizar un oscilador de BF rico en armónicos.

Esquema eléctrico

Este circuito, como puede verse en la fig. 3, lleva un integrado SN.7400 que contiene en su interior cuatro Nand de dos entradas, un SN.74193, que es un divisor TTL adelante/ atrás, un transistor NPN tipo BC.237 y uno PNP tipo BC.328.

Los tres primeros nand –indicados con ICI/ A, ICI/B e ICI/C– se utilizan para realizar un oscilador de relajación, del que obtendremos la frecuencia de clock de onda cuadrada, necesaria para accionar el generador de rampa.

Si utilizamos para C2 una capacidad de 100.000 pF y para R2 un trimmer de 50.000 ohmios, podremos modificar la frecuencia de dicha onda, entre un mínimo de 5 Hz y un máximo de 500 Hz; en cambio, si para C2 utilizamos una capacidad de 1.000 pF, podremos modificar la frecuencia entre un mínimo de 500 Hz y un máximo de 50.000 Hz.

El transistor TR1 conectado, como muestra la figura, al primer Nand IC1/A, nos sirve para elevar la impedancia de entrada de dicho oscilador, pudiendo utilizar de esta forma un trimmer de valor elevado (ver R2 de 50.000-47.000 ohmios), a fin de lograr un mayor recorrido de sintonía.

De no utilizar este transistor, hubiéramos tenido que usar un valor conocido más bajo, es decir 100-200 ohmios, lo que no nos habría permitido obtener variaciones amplias en la frecuencia de salida.

Puesto que nos interesa obtener una rampa escalonada tanto en «subida» (ver fig. 1) como en «bajada» (ver fig. 2), la señal de clock se aplicará, a través del conmutador S1, a la entrada 4 o 5 del integrado IC2, es decir al SN.74193.

En efecto, como ya hemos mencionado, éste es un integrado divisor adelante/atrás; por consiguiente, al aplicar la señal de clock en la patilla 4, obtendremos en salida una rampa descendente (ver fig. 2), mientras que, aplicándola en la patilla 5, obtendremos una rampa ascendente (ver fig. 1).

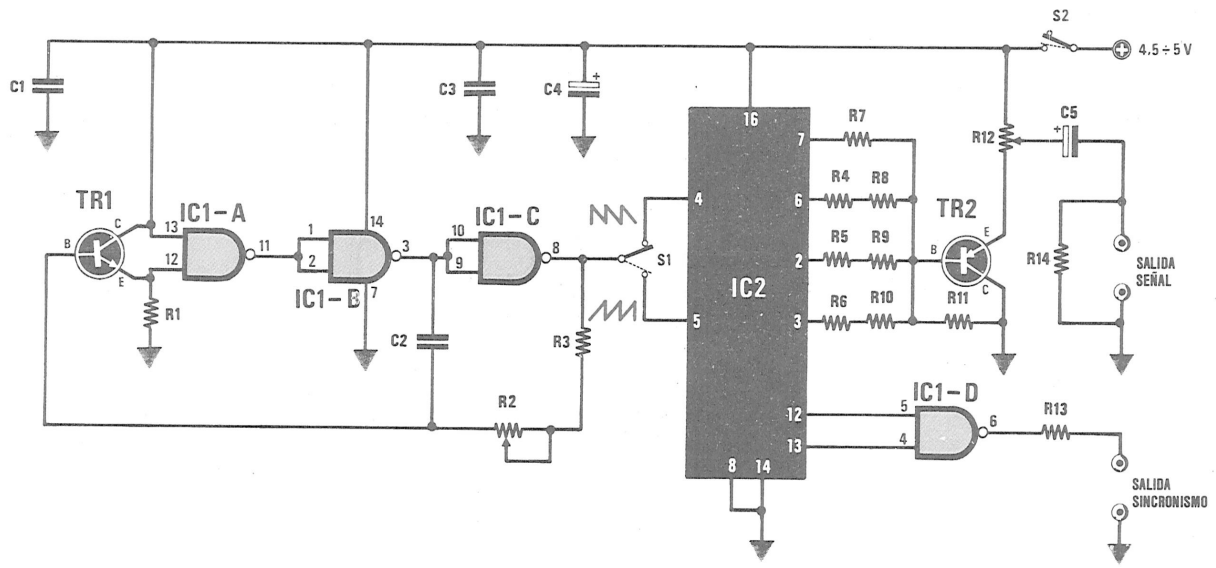
Para comprender cómo se genera la rampa, es conveniente aclarar que el integrado 74193 es un contador binario corriente de 4 bits.

En la práctica, dispone de cuatro patillas de salida en las cuales, a cada impulso de clock, se presenta el código binario correspondiente al número de impulsos contados, como puede verse en la siguiente tabla:

Impulsos Entrada	Patillas de Salida			
	7	6	2	3
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Tenemos que aclarar también que cada patilla se caracteriza por un peso:

Patilla 7 = peso 8
Patilla 6 = peso 4
Patilla 2 = peso 2
Patilla 3 = peso 1



COMPONENTES LX.728

R1 = 220 ohm 1/4 wat
R2 = 50.000 ohm trimmer
R3 = 470 ohm 1/4 wat
R4 = 10.000 ohm 1/4 wat
R5 = 22.000 ohm 1/4 wat
R6 = 68.000 ohm 1/4 wat
R7 = 10.000 ohm 1/4 wat
R8 = 10.000 ohm 1/4 wat
R9 = 18.000 ohm 1/4 wat
R10 = 12.000 ohm 1/4 wat
R11 = 10.000 ohm 1/4 wat
R12 = 1.000 ohm trimmer
R13 = 1.000 ohm 1/4 wat
R14 = 22.000 ohm 1/4 wat
C1 = 100.000 pF poliéster
C2 = 10.000 pF (ver texto)
C3 = 100.000 pF poliéster
C4 = 47 mF elect 16 volt
C5 = 100 mF elect 16 volt
TR1 = NPN tipo BC.237
TR2 = PNP tipo BC.328
IC1 = SN.7400
IC2 = SN.74193
S1 = conmutador
S2 = interruptor

Fig. 3. **Esquema eléctrico del generador de rampa escalonada. El circuito dispone también de una «salida de sincronismo» para detener la imagen generada en la pantalla del osciloscopio.**

¿Para qué sirve este peso? Os lo demostraremos de inmediato mediante dos sencillos ejemplos:

Si, por ejemplo, deseáis saber cuántos impulsos cuenta el integrado SN.74193, cuando en las cuatro patillas de salida 7-6-2-3 está presente el código binario 1 0 0 1, sumaréis el peso de las patillas en las que hay una condición lógica 1, es decir en las que hay tensión positiva (patillas 7 y 3) y obtendréis: peso 8 + 1 = 9; es decir, que el contador ha contado 9 impulsos y, en efecto, si consultamos la tabla de las condiciones lógicas, comprobaremos que al número 9 le corresponde un código binario 1 0 0 1.

Como vosotros mismos podréis comprobar, sumando entre sí los «pesos» de estas cuatro patillas, se puede obtener cualquier número comprendido entre 0 y 15.

Una vez alcanzado el número máximo, es decir 15, el impulso siguiente (el 16.º) pondrá a cero todas las salidas del contador y el conteo volverá a empezar desde 0.

De esta forma, el ciclo de conteo se repetirá al infinito, volviendo a cero cada 16 impulsos contados.

Volviendo ahora al esquema eléctrico de la fig. 3, podemos observar que los impulsos «a contar» son generados por IC1/A, IC1/B e IC1/C y aplicados, mediante el conmutador S1, a la patilla 4 (conteo Down, que significa atrás), o a la patilla 5 (conteo UP, que significa adelante) de IC2.

Por ello, aplicando el impulso de clock a la patilla 5, el conteo, partiendo con todas las patillas de salida a nivel lógico 0 0 0 0, AVANZARA un paso por vez de 0 hasta 15; mientras que, aplicando los impulsos de clock a la patilla 4, el conteo, partiendo con todas las patillas de salida a nivel lógico 1 1 1 1, RETROCEDERA un paso por vez, de 15 hasta 0.

Lógicamente, en este último caso, cuando el conteo haya alcanzado el 0, al llegar el impulso 16.º, el código binario de salida pasará de 0 0 0 0 a 1 1 1 1, para ir decreciendo hasta volver a 0.

Ahora trataremos de ver cómo se logra la rampa escalonada y, para ello, pasaremos a la fase siguiente, formada por la red de resistencias marcadas de R4 a R10 y por el transistor de salida TR2.

Como podréis observar, el valor de estas resistencias respeta estrictamente el peso binario de la patilla a la que van conectadas; por consiguiente, el valor de la tensión de polarización que llegará a la base del transistor TR2, será equivalente al «número» de impulsos contados.

En efecto, habiendo elegido para la patilla 3 —con un peso = 1—, un valor de 80.000 ohmios (ver R6 + R10), para la patilla 2 —que tiene un

Fig. 4. **Esquema práctico de montaje del circuito. Si se desea emplear éste como generador de BF, es conveniente sustituir los dos trimmer R2 y R12 por dos potenciómetros de idéntico valor. No olvidéis conectar a masa la carcasa de los potenciómetros.**

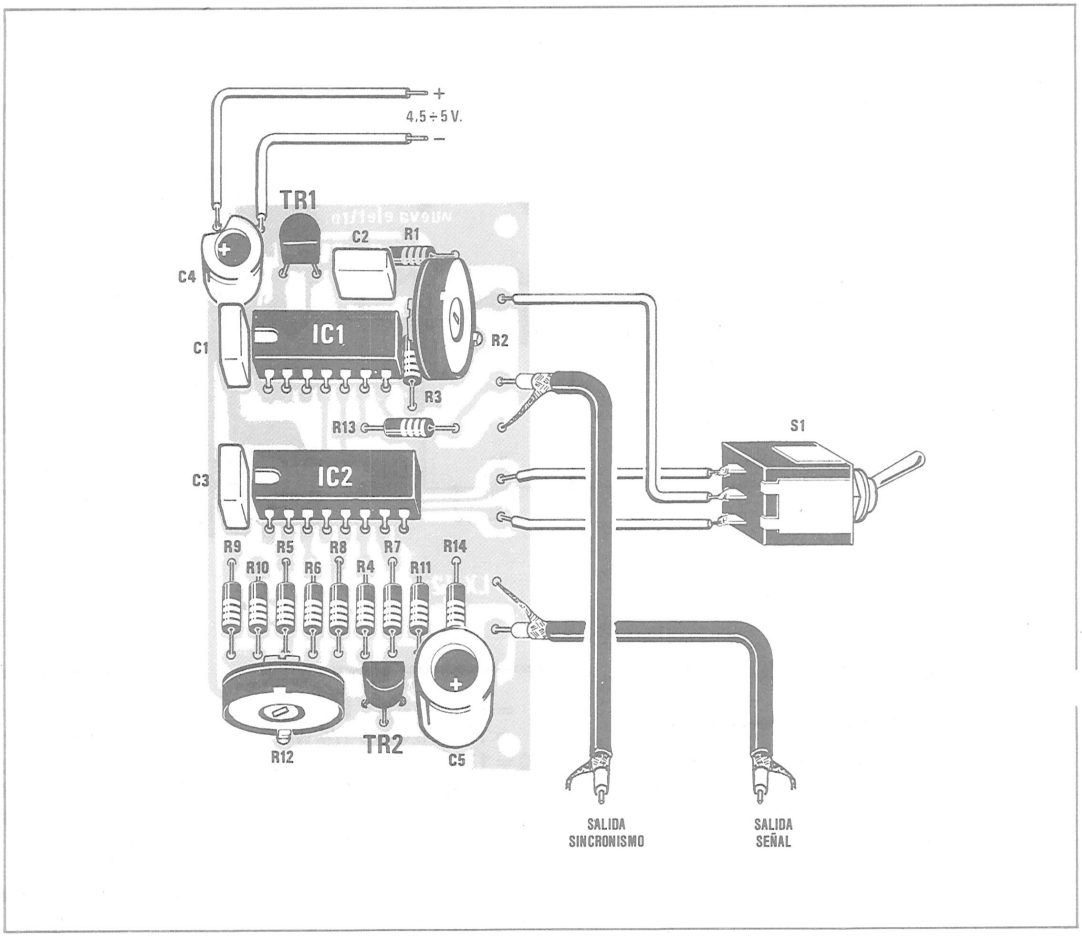
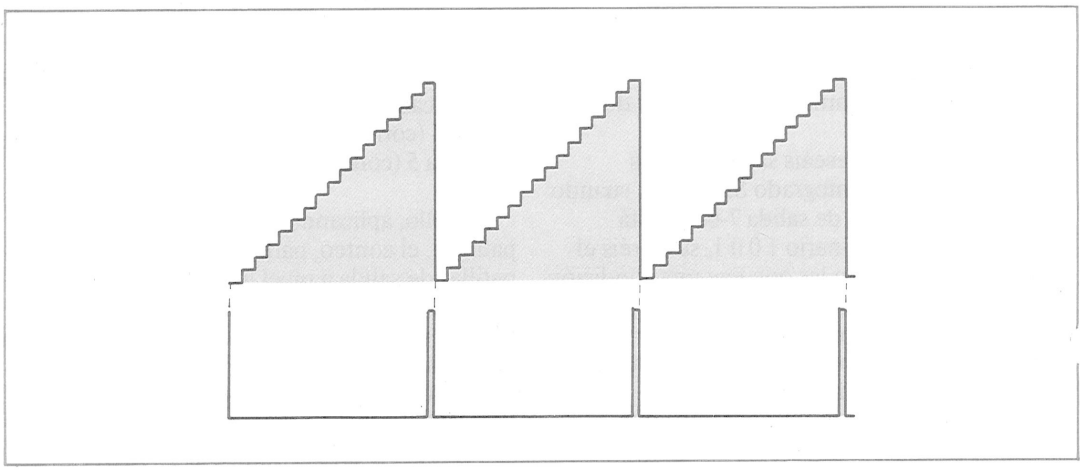


Fig. 5. **Cada vez que se genera una nueva rampa, en la salida del Nand IC1/O estará presente el impulso de sincronismo que, aplicado a la entrada exterior del osciloscopio (EXT, SYNC o EXT. TRIG.) pèrmitirá bloquear la imagen en la pantalla.**



peso = 2– deberíamos tener la mitad de ese valor para polarizar la base del transistor TR2 con una tensión de doble valor; en efecto, si comprobamos el valor de R5 + R9, veremos que corresponde a 40.000 ohmios.

Pasando a la patilla 6 –de peso = 4–, ya habréis supuesto que el valor de las resistencias R4 + R8 tendrá que ser de 20.000 ohmios; la patilla 7 –con peso =8– tendrá que tener un valor 8 veces inferior al de la patilla 1, es decir 80.000 : 8 = 10.000 ohmios; efectivamente, el valor de R7, como se indica en la relación de componentes, es de 10.000 ohmios.

Dicho esto, es fácil comprender que, cada vez que el contador avanza un impulso, aumenta 1 escalón la tensión de polarización de la base de TR2 y, por consiguiente, la tensión presente en la salida del emisor.

El trimmer R12, conectado entre el emisor y la masa, nos servirá para modificar la amplitud de la señal en salida, a fin de adecuarla a la sensibilidad de entrada del osciloscopio.

Si vuestro osciloscopio no logra «detener» en la pantalla la imagen de la rampa, podréis utilizar la señal de sincronización (ver toma «salida sincronismo»), obtenida conectando las dos entradas del cuarto Nand (ver IC1/D) a las patillas 12-13 de IC2.

Como puede verse en la fig. 5, en correspondencia con el frente de subida y de bajada de la rampa, este Nand proporcionará un impulso que luego aplicaremos a la entrada de sincronismo externo del osciloscopio.

Todo el circuito debería alimentarse con una tensión estabilizada de 5,1 voltios, pero podemos anticiparos que funciona también con una tensión de 4,5 voltios proporcionada por una pila de petaca corriente.

El consumo total de este circuito oscila, normalmente, alrededor de los 70 miliamperios.

Realización práctica

Sobre el circuito impreso, marcado como LX.728, se montarán todos los componentes, tal como se puede ver en el esquema práctico de la fig. 4.

Se montarán, ante todo, los dos zócalos para los integrados y, tras soldar todas las patillas, se empezarán a montar las resistencias (todas las resistencias incluidas en el kit presentan una tolerancia del 5%).

No deben utilizarse, para este proyecto, resistencias con toleracias superiores —es decir del 10 ó 20%—, ya que los escalones no estarían todos a la misma distancia.

Una vez terminada esta operación, se puede pasar a los condensadores poliéster y luego a los dos electrolíticos, respetando su polaridad.

Se montarán, por último, los dos trimmers R2 y R12 y los dos transistores TR1 y TR2, dirigiendo la parte plana del cuerpo tal como se indica en el esquema práctico.

Puesto que TR2 es un transistor PNP tipo BC.328 y TR1 un transistor NPN tipo BC.237, antes de soldarlos habrá que tener cuidado de no colocar inadvertidamente el NPN en el lugar del PNP y viceversa.

Una vez terminado el montaje, se instalarán los dos integrados en sus correspondientes zócalos, dirigiendo la muesca de referencia hacia C1 y C3, como se puede ver claramente en el esquema práctico de la fig. 4.

Una vez conectado también el conmutador S1 y los dos cables coaxiales para salida de la señal de rampa y del sincronismo, más los dos de alimentación, se podrá comprobar el circuito de inmediato, conectándolo al osciloscopio.

Como comprobaréis, girando el trimmer R12 se puede variar la amplitud vertical de la rampa; girando el trimmer R2, en cambio, se varía la frecuencia.

Si empleáis este circuito como generador de BF, para comprobar circuitos preamplificadores o finales, para lograr en salida una gama de frecuencia de audio entre 100 y 10.000 Hz, conviene sustituir el condensador C2 por uno de 5.600 picofaradios y el trimmer R2 por un potenciómetro de 47.000 o 50.000 ohmios, a fin de poder modificar desde fuera la frecuencia generada, girando simplemente el mando de dicho potenciómetro.

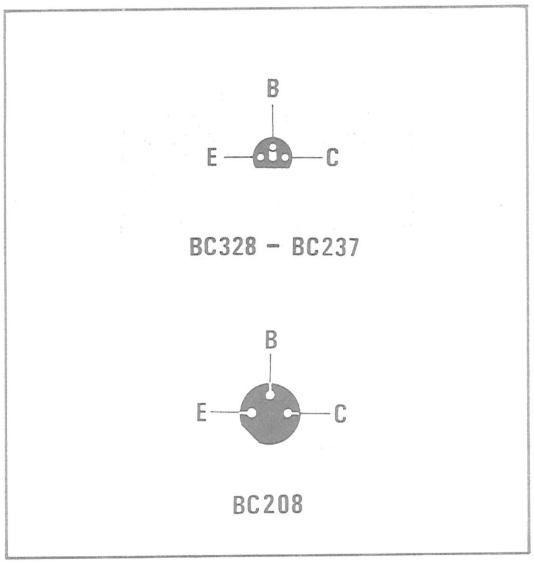
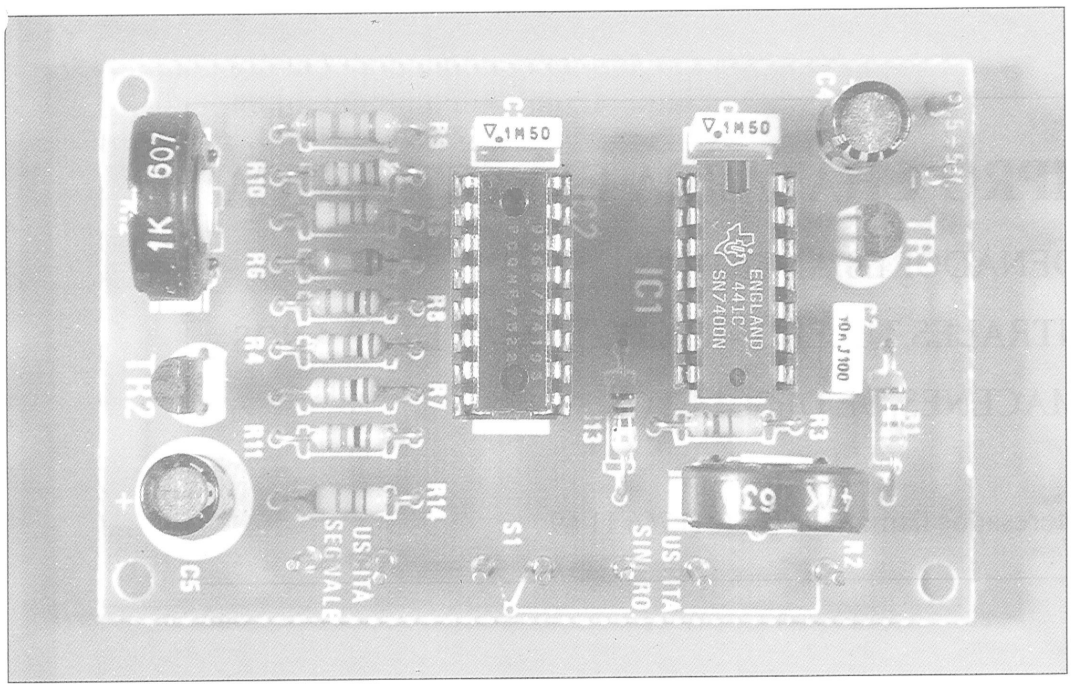


Fig. 6. **Conexiones, vistas desde abajo, de los dos transistores empleados en este proyecto. No olvidéis que el transistor TR1 es un BC.237 —que puede sustituirse por un BC.208— mientras que TR2 es un BC.328, que puede sustituirse con un BC.212.**



Fotografía del circuito impreso LX728 con todos los componentes insertados. Si utilizáis este circuito como generador de BF, tendréis que sustituir los trimmers por potenciómetros, con el fin de poder controlar la amplitud y la frecuencia desde el exterior de la caja metálica.

UTILIZABLE COMO GENERADOR DE BAJA FRECUENCIA

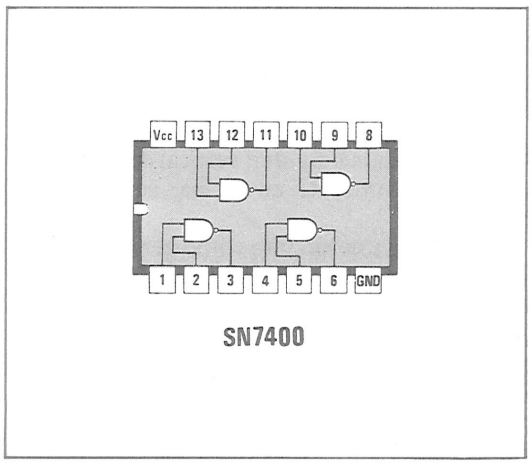


Fig. 7. **Conexiones, vistas desde arriba, del integrado TTL tipo SN.7400. El terminal indicado Vcc es el de alimentación de los 5 voltios positivos, mientras que el indicado con «GND» es el que va conectado a masa.**

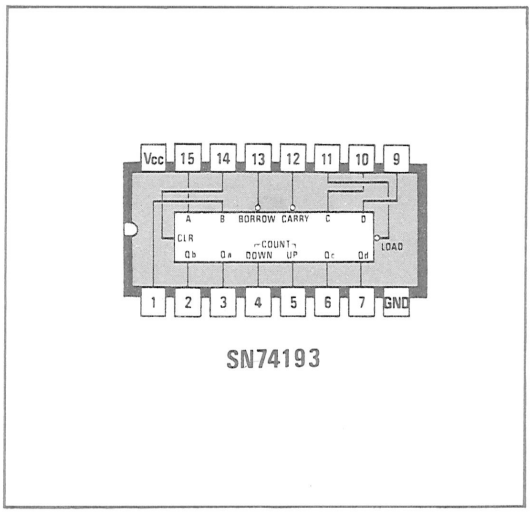


Fig. 8. **Conexiones, vistas desde arriba, del integrado SN74193. Obsérvense las dos patillas 4 y 5 con la indicación interna de DOWN (cuenta atrás) y UP (cuenta adelante). En el lado izquierdo puede verse la muesca de referencia.**

A título meramente informativo, indicaremos la gama de frecuencia que podréis cubrir en función del valor de capacidad de C2:

1.000 pF	500 Hz a 50.000 Hz
2.200 pF	250 Hz a 25.000 Hz
5.600 pF	100 Hz a 10.000 Hz
10.000 pF	50 Hz a 5.000 Hz
22.000 pF	25 Hz a 2.500 Hz
56.000 pF	10 Hz a 1.000 Hz
100.000 pF	5 Hz a 500 Hz

Por lo tanto, si en vuestro pequeño taller de aficionados no disponéis aún de un sencillo generador de BF, podéis aprovechar este esquema: con un desembolso módico lograréis un instrumento que, aunque no sea muy profesional, os permitirá disponer de una amplia gama de señales en baja frecuencia.

Conclusión

Siempre resultará instructivo leer el artículo relativo a un proyecto, aunque no os sirva o no os interese. Por ejemplo, en el caso de este artículo sobre un generador de rampa, os hemos explicado como se logra obtener una tensión cuyo valor resulte proporcional al número de impulsos aplicados en la entrada de IC2; por consiguiente, si en el futuro, tuviérais que proyectar un circuito en el que sea preciso transformar un determinado número de impulsos en un valor de tensión distinto, ya sabréis que esto se consigue conectando en las salidas resistencias con un valor adecuado.

Sin daros cuenta, habéis aprendido también las bases de funcionamiento de un sencillo convertidor digital/analógico, es decir cómo transformar una frecuencia en una tensión.

COMPRO CHATARRA ELECTRÓNICA

– ORDENADORES ANTIGUOS

– CENTRALES TELEFÓNICAS CON MÁS DE 10 AÑOS

– ALMACENES DE OBSOLETOS

Interesados llamar al Tel.: (91) 766 11 69

CIRCUITOS DE APLICACIÓN PARA OPERACIONALES

Los esquemas de aplicación de amplificadores operacionales que os presentamos en este artículo, probados en nuestro taller, completan la serie de los circuitos básicos con estos circuitos integrados.

Os recordamos que todos los esquemas, cuando no se indique lo contrario, se suponen alimentados con una tensión dual y que las dos patillas de alimentación se filtrarán a masa con dos condensadores de unos 100.000 pF.

Oscilador puente de Wien

El circuito que puede verse en la fig. 1 es un perfecto oscilador sinusoidal puente de Wien cuya frecuencia de trabajo puede calcularse utilizando la siguiente fórmula: Kilohertzios = 1 : (6,28 x R2 x C2).

Por ejemplo, si R2 fuera de 4.700 ohmios (equivalentes a 4,7 Kiloohmios) y C2 fuera un condensador poliester de 10.000 pF, equivalentes a 0,01 mF, la señal sinusoidal proporcionada en salida por nuestro oscilador tendrá una frecuencia de: 1 : (6,28 x 4,7 x 0,01) = 3.387 KHz, equivalentes a 3.387 Hz.

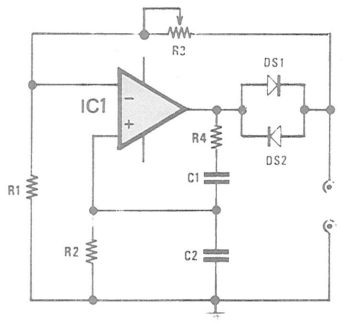


Fig. 1. **Esquema eléctrico de un oscilador sinusoidal en puente de Wien.**

Es importante recordar que esta fórmula sólo es válida si se han respetado las siguientes condiciones: R2 de valor idéntico a R4, C2 de valor idéntico a C1; de no ser así, no sólo los resultados obtenidos estarán equivocados, sino que el propio circuito tendrá dificultades para oscilar ya que habrá dos frecuencias de empalme diferentes en la red RC situada entre la salida y la entrada no inversora y en la situada entre la entrada inversora y la masa.

Supongamos que fijamos el valor de R2 y R4 en 1.500 ohmios y que deseamos calcular el valor de C1-C2 para obtener en salida una sinuoide de una frecuencia de 20.000 Hz, equivalentes a 20 KHz.

Para lograrlo podremos aprovechar la fórmula inversa a la anterior, es decir: C1-C2 = 1 : (6,28 x R2 x Kilohertzios), que, con nuestros valores, nos proporcionará el siguiente resultado: 1 : (6,28 x 1,5 x 20) = 0,0053 mF, equivalentes a 5.300 pF.

Lógicamente, este valor no existe en el mercado como valor standard; por consiguiente tendremos que tratar de acercarnos lo más posible, por ejemplo, conectando en paralelo dos condensadores de 2.700 pF (2.700 + 2.700 = 5.400 pF).

Ahora, volviendo a calcular la frecuencia con la primera fórmula, obtendremos el siguiente resultado: 1 : (6,28 x 0,0054) = 19,658 KHz, por lo que nuestro oscilador, en lugar de trabajar a 20.000 Hz exactos, proporcionará en salida una señal sinusoidal a una frecuencia de 19.658 Hz.

Es evidente que, para lograr en salida exactamente la frecuencia que se obtiene de los cálculos, habría que disponer de resistencias y condensadores sin tolerancia alguna; pero todos sabéis que esto es una pura utopía; por lo tanto, efectuando pruebas y midiendo la frecuencia en salida con un frecuencímetro podréis descubrir discordancias tanto mayores cuanto mayor sea la toleancia de los componentes empleados.

Aclararemos que los dos diodos DS1-DS2 montados en este circuito, son diodos de silicio de los más corrientes, de tipo 1N4148 ó 1N4007 u otros equivalentes cuya función específica es la de poner en marcha y mantener viva la oscilación.

El trimmer R3 y la resistencia R1, en cambio, sirven para regular el nivel de la señal en salida y los valores que aconsejamos para estos componentes son, respectivamente: R1 = 10.000 ohmios 1/4 watio; R2 = 47.000 ohmios trimmer.

Oscilador de doble T

El circuito que puede verse en la fig. 2 es un perfecto oscilador de «doble T» capaz de proporcionarnos en salida una señal sinusoidal cuya frecuencia se puede calcular con la siguiente fórmula: Kilohertzios = 1 : (6,28 x R4 x C1).

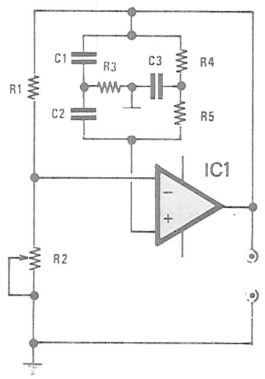


Fig. 2. **Esquema eléctrico de un oscilador sinusoidal de doble T.**

Todo ello siempre que se respeten las condiciones siguintes: R4 tiene que tener idéntico valor que R5; C1 debe tener un valor idéntico a C2; R3 tiene que tener un valor equivalente a 0,5 x R4; C3 tiene que tener un valor igual a 2 x C1.

En caso contrario, no sólo los resultados proporcionados por la fórmula serán falsos, sino que el propio oscilador tendrá dificultades para oscilar.

Como en los ejemplos anteriores, existe también la fórmula inversa, es decir, la que nos permite calcular el valor de C1 en función de la frecuencia que deseamos obtener en salida: C1 = 1 : (6,28 x R4 x Kilohertzios).

Por ejemplo, supongamos que utilizamos para R4 una resistencia de 2.700 ohmios y deseamos calcular el valor de C1 para poder lograr en salida una frecuencia de 5.000 Hz, equivalentes a 5 KHz.

Sustituyendo estos valores en nuestra fórmula, tendremos: 1 : (6,28 x 2,7 x 5) = 0,0117 mF, equivalentes a 11.700 pF.

Si no se requiere una gran precisión, puesto que 11.700 pF no existen en el mercado, podremos utilizar el valor standard más próximo, es decir, 12.000 pF.

En base a cuanto hemos afirmado anteriormente, tendremos que utilizar: C2 = 12.000 pF; R5 = 2.700 ohmios; C3 = 2 x 12.000 = 24.000 pF (que obtendremos con dos condensadores de 12.000 pF conectados en paralelo); R3 = 0,5 x 2.700 = 1.350 (que obtendremos con dos resistencias de 2.700 ohmios conectadas en paralelo).

Ahora podemos también calcular cuál será la frecuencia efectiva de trabajo de nuestro oscilador y, para ello, emplearemos la primera de las dos fórmulas, sustituyendo en ella nuestros valores: 1 : (6,28 x 2,7 x 0,012) = 4.914 KHz.

En otras palabras, al haber adoptado para C1-C2-C3 valores ligeramente distintos a los resultantes del cálculo, nuestro oscilador proporcionará en salida una frecuencia de 4.919 Hz en lugar de los 5.000 Hz que deseábamos obtener.

El trimmer R2 sirve para regular la amplitud de la señal en salida y el único vínculo existente para la elección de su valor es que tiene que ser inferior como orden de magnitud respecto a la resistencia R1; por consiguiente, si R1 es, por ejemplo, de 47.000 ohmios, para R2 podremos escoger como valor máximo el de 10.000 ohmios.

Oscilador de red desfasante

El circuito visible en la fig. 3 sigue siendo un oscilador en el que la propia oscilación es puesta en marcha y mantenida gracias a la red de desfase, denominada también de T puenteada, situada entre la salida y la entrada no inversora.

Dicho oscilador, para poder funcionar de forma correcta, requiere que se verifiquen las siguientes condiciones:
C1 = C2 = C3 tienen que ser de idéntico valor
R2 = R4 = R5 tienen que ser de idéntico valor

Si esto es así, la frecuencia de trabajo se puede calcular mediante la siguiente fórmula: Kilohertzios = 0,065 : (R2 x C1).

Como siempre, de esta fórmula se puede obtener la inversa, es decir, la que nos permite obtener la capacidad de C1 (y, por consiguiente,

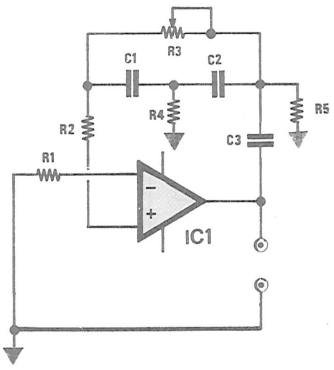


Fig. 3. **Esquema eléctrico de un oscilador de red desfasante.**

de C2 y C3) en función de la frecuencia de trabajo: C1 = 0,065 : (R2 x Kilohertzios).

Ejemplo: supongamos que deseamos realizar un oscilador que genere en salida una sinusoide a una frecuencia de 3.000 Hz empleando para R2 (y, por lo tanto, también para R4 y R5) una resistencia de 4.700 ohmios: tendremos que calcular el valor de C1 (y también de C2 y C3) necesario para alcanzar nuestros fines.

Sustituyendo el valor de R2, es decir, 4,7 Kiloohmios, y el de la frecuencia de trabajo, es decir, 3 KHz, en la segunda fórmula obtendremos: 0,065 : (4,7 x 3) = 0,0046 mF, equivalentes a 4.600 pF.

Si no necesitamos una precisión absoluta, podremos emplear para C1-C2-C3 un condensador de 4.700 pF, quizás escogiendo aposta con poca tolerancia; en este caso la frecuencia de trabajo del oscilador será de: 0,065 : (4,7 x 0,0047) = 2.942 KHz, equivalentes a 2.942 Hz.

Aclararemos que en este circuito el trimmer R3 permite regular la distorsión de salida y que el valor óhmico de este trimmer, para lograr precisamente una baja distorsión, tiene que ser superior, en cuanto a orden de magnitud, respecto al valor de R2-R4-R5.

En nuestro caso, podríamos emplear para R3 un trimmer de 47.000-100.000 ohmios.

Red de retardo para onda cuadrada

El circuito de la fig. 4 permite retardar tanto el frente de subida como el de descenso de una onda cuadrada, manteniendo inalteradas las características de esta señal, es decir, restituyéndola en salida con los mismos frentes de entrada y no redondeados como generalmente ocurre cuando se emplea para ello una simple red paso-bajo.

El retardo en el frente de subida queda determinado por los valores de R1-C1 mientras que en el frente de bajada queda determinado por los valores de R2-C1; es evidente, por lo tanto, que si R1 fuera idéntico en valor que R2 los dos frentes quedarían retardados igualmente; si R1 fuera mayor que R2 quedaría más retardado el frente de subida que el de bajada; mientras que si R1 fuera menor quedaría más retrasado el frente de bajada que el de subida.

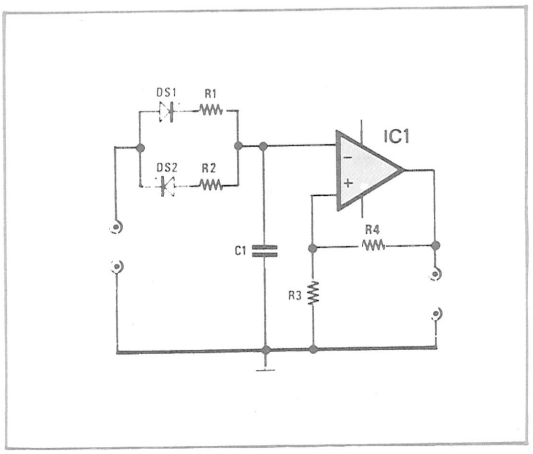


Fig. 4. **Esquema eléctrico de un circuito de retardo para onda cuadrada.**

Como observaréis, el operacional va conectado en la versión de «trigger de Schmitt» ya descrita en la fig. 5, por lo que en cuanto a los valores de R3 y R4 y de una posible tensión de referencia a aplicar a la resistencia R3 os aconsejamos consultar dicho apartado.

El empleo de un trigger de Schmnitt nos permite cuadrar perfectamente la señal antes de representarla en salida aunque tengamos que aclarar que la propia señal saldría invertida de polaridad, es decir, las semiondas positivas se convertirán en negativas y viceversa.

Si se desea emplear el circuito tal como se presenta en la fig. 4, es decir, con la resistencia R3 conectada a masa, tendremos que aplicar en entrada una onda cuadrada simétrica respecto al «cero»; en cambio, si deseáramos retrasar una onda cuadrada del tipo, por ejmplo, de la proporcionada en salida por un integrado C/MOS o TTL, es decir, comprendida entre 0 voltios y el positivo, tendremos que desconectar la resistencia R3 de masa y aplicarle una tensión de referencia de, por ejemplo, 2-3 voltios.

Trigger de Schmitt

Aplicando a la entrada no inversora del operacional una porción de la señal de salida obtenida de un divisor resistivo conectado precisamente entre la salida y la masa (ver fig. 5) se puede realizar un excelente trigger de Schmitt, es decir, un «comparador» dotado de una cierta histéresis para mejorar la conmutación cuando se alcanza el umbral de intervención.

Nos explicaremos mejor: en determinadas aplicaciones podría ser necesario, por ejemplo, controlar una cierta tensión y poner en marcha un relé u otro dispositivo eléctrico cuando esta tensión supere un determinado límite previamente fijado y al que llamaremos «tensión de referencia».

Para lograr esto se podría pensar en aplicar la tensión de referencia a la entrada no inversora del operacional y la tensión a controlar a la entrada inversora, sin incluir ninguna resistencia de reacción, ya que la teoría nos enseña que la ganancia de un operacional de anillo abierto es tan elevada que basta una pequeña diferencia de tensión en entrada para obtener el máximo de tensión positiva o negativa en salida.

En realidad, quien tratara de realizar un circuito de este tipo para accionar, por ejemplo, un relé, comprendería muy pronto —a su costa— que cuando la tensión a comprobar alcanza el nivel de umbral previamente fijado, el relé no conmuta de manera clara, sino que vibra ya que las dos tensiones están tan próximas entre sí en cuanto a valor que basta una mínima interferencia captada por una de las entradas para hacer conmutar la salida del positivo al negativo o viceversa.

Para evitar todo esto y que la conmutación resulte estable y clara, es preciso crear una

histéresis en la proximidad del umbral de conmutación, es decir, conseguir que en cuanto la tensión a comprobar alcanza el límite prefijado y el relé se excita, automáticamente la tensión de referencia disminuya de valor de forma que, para desexcitar el relé, sea precisa una fuerte interferencia en entrada.

Esto se logra, precisamente, con el circuito de la fig. 5 que, tal como aparece diseñado, dispone de un nivel de umbral de positivo a 0 voltios (más adelante veremos el cálculo) ya que el extremo libre de la resistencia R2 a la que hay que aplicar la tensión de referencia, está, en este caso, conectada a masa.

Los valores de R2 y R3 determinan la amplitud de la «histéresis» que se crea alrededor del 0, histéresis que será tanto más amplia cuanto mayor sea el valor de R2 en relación con R3.

Para calcular la amplitud total de este «agujero», podemos utilizar la fórmula: voltios histéresis = (Va − 4) x R2 : (R2 + R3); donde los Va representan la suma de la tensión positiva y negativa con la que se alimenta el integrado.

NOTA: Los valores de R2 y R3 se expresan en ohmios.

Suponiendo, por ejemplo, que alimentemos el integrado con una tensión de 12 + 12 voltios y utilicemos para R3 una resistencia de 4.700 ohmios y para R2 una resistencia de 150 ohmios, obtendremos un «agujero» de: (24 − 4) x 150 : (4.700 + 150) = 0,618 voltios, equivalentes a 618 milivoltios, alrededor del 0, (+309 milivoltios y −309 milivoltios).

De ello se deduce que puede resumirse el funcionamiento del circuito de la forma siguiente:

1) Mientras la tensión aplicada en entrada se mantenga inferior al nivel de umbral superior, es decir, 0,309 voltios, la salida del trigger se mantendrá al máximo valor positivo, es decir, aproximadamente 10 voltios.

2) Cuando la tensión en entrada supere los 0,309 voltios, la salida conmutará de 10 voltios positivos a 10 voltios negativos; simultáneamente, también la tensión de referencia aplicada a la entrada no inversora pasará de 0,209 voltios positivos a 0,309 voltios negativos.

Ello significa que la salida del integrado sólo podrá conmutar de nuevo de negativo a positivo si la tensión de entrada desciende por debajo de 0,309 voltios negativos y ello basta para proporcionarnos un buen margen de garantía contra posibles ruidos o alternas superpuestas a la tensión de entrada.

Aclararemos que la histéresis, es decir el «agujero» artificial que hemos creado en el interior del umbral de intervención está totalmente centrado respecto al umbral de resistencia sólo en el caso de que éste sea de 0 voltios; de otra forma, el «margen» positivo puede diferir ligeramente del negativo.

Supongamos, por ejemplo, que, con los mismos valores anteriores, deseamos crear un trigger para una tensión positiva de 3,9 voltios.

La primera operación a realizar será la de

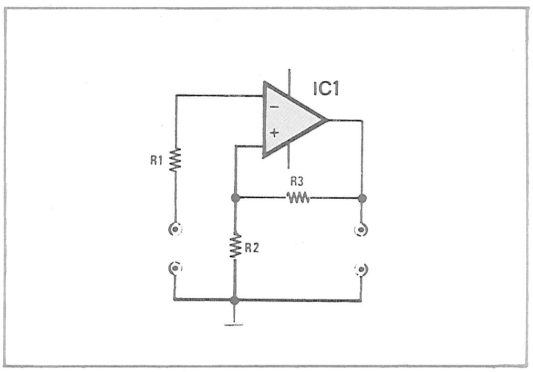


Fig. 5. **Esquema eléctrico de un trigger Schmitt.**

desconectar la resistencia R2 de masa y alimentarla precisamente con una tensión fija de referencia de 3,9 voltios que podremos obtener, por ejemplo, con un zener y una resistencia de caída.

En este caso, como la tensión de salida no es simétrica respecto a la tensión de referencia, calcularemos por separado las dos tensiones de umbral del trigger:

1) +Vt = (+Va − 2 − Vref) x R2 : (R2 + R3)

2) −Vt = (−Va + 2 − Vref) x R2 : (R2 + R3)

donde:

+Vt = tensión superior de trigger

−Vt = tensión inferior de trigger

+Va = tensión positiva de alimentación

−Va = tensión negativa de alimentación

Vref = tensión de referencia del trigger (en este caso + 3,9 voltios)

por lo que:

+Vt = (12 − 2 − 3,9) x 150 : (150 + 4700) = 0,188 voltios

−Vt = (−12 + 2 − 3,9) x 150 : (150 + 4700) = −0,420 voltios

La amplitud total de la histéresis será igual a la suma:

Vi = (+Vt − (−Vt)) = 0,188 + 0429) = 0,617 voltios

Nota: Los dos umbrales de trigger (+Vt, −Vt) se refieren ambos a la variación obtenida respecto a la tensión de referencia, es decir:

+Vt = 3,9 + 0,188 = 4,088 voltios

−Vt = 3,9 + (−0,429) = 3,471 voltios

En general, podemos afirmar que cuando la tensión de referencia no es simétrica respecto a las alimentaciones, entonces tampoco la histéresis está centrada respecto a la referencia.

En cuanto se refiere al valor de R1, aunque no influye en el funcionamiento del trigger, recomendamos calcularlo con la siguiente fórmula: R1 = (R2xR3):(R2+R3), escogiendo luego el valor standard más aproximado al número obtenido.

Nota: En el caso de empleo de operacionales de muy elevada impedancia de entrada (por ejemplo: JFET tipo TL081, TL072, etc.), la R1 puede eliminarse.

Multiplicador de capacidad

El circuito visible en la fig. 6 se denomina «multiplicador de capacidad» ya que permite obtener capacidades equivalentes hasta aproximadamente 100.000 microfaradios aún

NUEVA ELECTRONICA / 57

COMPROBADOR D

El circuito que os ofrecemos, formado por un solo integrado TTL y un solo transistor, os permitirá comprobar el estado de cualquier cuarzo, ya sea de 1-3-8 o 10 MHz en fundamental o de 27-36 o 72 MHz en sobretono.

SEIS INVERSORES EN UN SOLO CIRCUITO INTEGRADO PERMITEN LA COMPROBACIÓN DE TODO TIPO DE CRISTAL DE CUARZO

Seguro que a todos nos ha ocurrido el acudir a tiendas de materiales de segunda mano, impulsados por el deseo de encontrar algún aparato extraño y ver en cambio, sobre un mostrador, un gran número de «cuarzos» para osciladores con un aspecto muy atractivo y a precios módicos y, sin embargo, inaccesibles debido a la incógnita de si funcionarán o no.

Pues bien ¡hoy podemos solucionar este problema! Con el sencillo pero funcional aparato portátil que os ofrecemos, no os podrán vender como bueno ningún cuarzo estropeado. Conectándolo en el zócalo especialmente instalado para ello en el contenedor podréis obtener una respuesta inmediata y fiable sobre el funcionamiento del cuarzo probado.

Este aparatito portátil resultará muy cómodo, tanto al ir a comprar como en el taller, en fase de montaje, ya que tiene la ventaja de funcionar bien tanto con cuarzos resonantes en fundamental como con los resonantes en armónicos, es decir los sobretonos para cuarzos adecuados para transistor o integrados y los militares adecuados para válvulas termoiónicas.

La visualización de la resonancia se lleva a cabo de forma sencilla, poco costosa y totalmente fiable; en efecto, hemos utilizado un diodo electroluminiscente (LED) que tiene la ventaja de no estropearse (como las bombillas corrientes) y de no quedar dañado tras un posible golpe (como los instrumentos de bobina móvil). Por consiguiente, es un circuito elemental y barato, pero de gran comodidad, muy manejable y funcional.

Esquema eléctrico

Para la realización del circuito del probador de cuarzos se ha recurrido a un integrado tipo SN7404 que, como puede verse en la fig. 1, lleva en su interior seis inverters.

En nuestro circuito eléctrico de aplicación correspondiente a este integrado y reproducido en la fig. 2, se podrá ver el funcionamiento del probador de cuarzos, subdividiendo todo el circuito en cuatro fases que analizaremos una por una.

La primera fase corresponde al oscilador y sirve para analizar el cuarzo, que habrá de conectarse entre la patilla n.° 13 y la n.° 10; los inverters que constituyen esta parte del circuito son el n.° 1 y el n.° 2.

En cambio, el inverter n.° 3 constituye, él sólo, una segunda fase separadora, en cuya salida (patilla n.° 8), si el cuarzo probado funciona, se presentará una tensión de onda cuadrada que servirá –una vez atravesado el diodo DS1– para polarizar la base del transistor TR1.

Este (tercera fase del circuito) desempeña la función de auténtico «interruptor electrónico», ya que su misión consiste en cortocircuitar a masa la patilla n.° 1 del SN.7404 o en dejarla abierta.

Como para TR1 se ha empleado un transistor PNP, la resistencia de polarización de base R5 tiene que conectarse obligatoriamente a masa, provocando así la conducción entre emisor y

histéresis en la proximidad del umbral de conmutación, es decir, conseguir que en cuanto la tensión a comprobar alcanza el límite prefijado y el relé se excita, automáticamente la tensión de referencia disminuya de valor de forma que, para desexcitar el relé, sea precisa una fuerte interferencia en entrada.

Esto se logra, precisamente, con el circuito de la fig. 5 que, tal como aparece diseñado, dispone de un nivel de umbral de positivo a 0 voltios (más adelante veremos el cálculo) ya que el extremo libre de la resistencia R2 a la que hay que aplicar la tensión de referencia, está, en este caso, conectada a masa.

Los valores de R2 y R3 determinan la amplitud de la «histéresis» que se crea alrededor del 0, histéresis que será tanto más amplia cuanto mayor sea el valor de R2 en relación con R3.

Para calcular la amplitud total de este «agujero», podemos utilizar la fórmula: voltios histéresis = (Va − 4) x R2 : (R2 + R3); donde los Va representan la suma de la tensión positiva y negativa con la que se alimenta el integrado.

NOTA: Los valores de R2 y R3 se expresan en ohmios.

Suponiendo, por ejemplo, que alimentemos el integrado con una tensión de 12 + 12 voltios y utilicemos para R3 una resistencia de 4.700 ohmios y para R2 una resistencia de 150 ohmios, obtendremos un «agujero» de: (24 − 4) x 150 : (4.700 + 150) = 0,618 voltios, equivalentes a 618 milivoltios, alrededor del 0, (+309 milivoltios y −303 milivoltios).

De ello se deduce que puede resumirse el funcionamiento del circuito de la forma siguiente:

1) Mientras la tensión aplicada en entrada se mantenga inferior al nivel de umbral superior, es decir, 0,309 voltios, la salida del trigger se mantendrá al máximo valor positivo, es decir, aproximadamente 10 voltios.

2) Cuando la tensión en entrada supere los 0,309 voltios, la salida conmutará de 10 voltios positivos a 10 voltios negativos; simultáneamente, también la tensión de referencia aplicada a la entrada no inversora pasará de 0,209 voltios positivos a 0,309 voltios negativos.

Ello significa que la salida del integrado sólo podrá conmutar de nuevo de negativo a positivo si la tensión de entrada desciende por debajo de 0,309 voltios negativos y ello basta para proporcionarnos un buen margen de garantía contra posibles ruidos o alternas superpuestas a la tensión de entrada.

Aclararemos que la histéresis, es decir el «agujero» artificial que hemos creado en el interior del umbral de intervención está totalmente centrado respecto al umbral de resistencia sólo en el caso de que éste sea de 0 voltios; de otra forma, el «margen» positivo puede diferir ligeramente del negativo.

Supongamos, por ejemplo, que, con los mismos valores anteriores, deseamos crear un trigger para una tensión positiva de 3,9 voltios.

La primera operación a realizar será la de

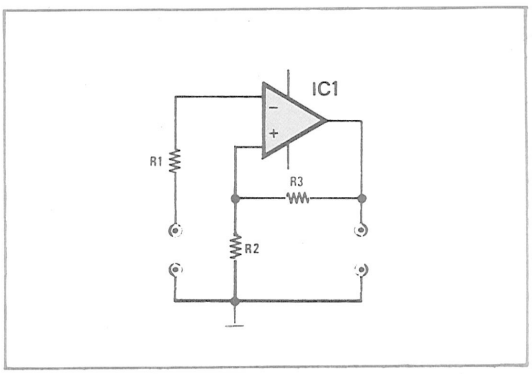


Fig. 5. **Esquema eléctrico de un trigger Schmitt.**

desconectar la resistencia R2 de masa y alimentarla precisamente con una tensión fija de referencia de 3,9 voltios que podremos obtener, por ejemplo, con un zener y una resistencia de caída.

En este caso, como la tensión de salida no es simétrica respecto a la tensión de referencia, calcularemos por separado las dos tensiones de umbral del trigger:

1) +Vt = (+Va − 2 − Vref) x R2 : (R2 + R3)

2) −Vt = (−Va + 2 − Vref) x R2 : (R2 + R3)

donde:

+Vt = tensión superior de trigger

−Vt = tensión inferior de trigger

+Va = tensión positiva de alimentación

−Va = tensión negativa de alimentación

Vref = tensión de referencia del trigger (en este caso + 3,9 voltios)

por lo que:

+Vt = (12 − 2 − 3,9) x 150 : (150 + 4700) = 0,188 voltios

−Vt = (−12 + 2 − 3,9) x 150 : (150 + 4700) = −0,420 voltios

La amplitud total de la histéresis será igual a la suma:

Vi = (+Vt − (−Vt)) = 0,188 + 0429) = 0,617 voltios

Nota: Los dos umbrales de trigger (+Vt, −Vt) se refieren ambos a la variación obtenida respecto a la tensión de referencia, es decir:

+Vt = 3,9 + 0,188 = 4,088 voltios

−Vt = 3,9 + (−0,429) = 3,471 voltios

En general, podemos afirmar que cuando la tensión de referencia no es simétrica respecto a las alimentaciones, entonces tampoco la histéresis está centrada respecto a la referencia.

En cuanto se refiere al valor de R1, aunque no influye en el funcionamiento del trigger, recomendamos calcularlo con la siguiente fórmula: R1 = (R2xR3):(R2+R3), escogiendo luego el valor standard más aproximado al número obtenido.

Nota: En el caso de empleo de operacionales de muy elevada impedancia de entrada (por ejemplo: JFET tipo TL081, TL072, etc.), la R1 puede eliminarse.

Multiplicador de capacidad

El circuito visible en la fig. 6 se denomina «multiplicador de capacidad» ya que permite obtener capacidades equivalentes hasta aproximadamente 100.000 microfaradios aún

utilizando para C1 capacidades muy inferiores.

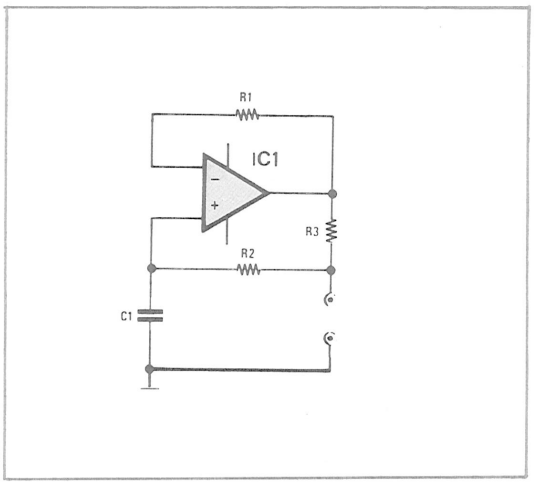
Para lograr esto es preciso que el valor óhmico de R1 sea idéntico al de R2 y que este valor sea mucho más elevado respecto a R3.

En estas condiciones, viendo el circuito desde las regletas de salida e ignorando todo el resto, se le puede considerar como un condensador de gran tamaño en el que los terminales son precisamente los dos terminales de salida y cuya capacidad se puede calcular con la siguiente fórmula: microfaradios = C1xR1:R3.

Lógicamente también existe la fórmula inversa, es decir la que nos permite calcular el valor de C1 en función de la capacidad que se desee obtener en salida, y que es la siguiente: C1 = microfaradios a obtener x R3:R1.

Supongamos, por ejemplo, que elegimos para R1 y R3 los siguientes valores: R1=100.000 ohmios; R3=1.000 ohmios y calculamos el valor de C1 necesario para obtener una capacidad equivalente de 1.000 mF; 1.000 x 1.000 : 100.000 = 10 mF.

Fig. 6. **Esquema eléctrico de un multiplicador de capacidad.**



Como podéis ver, con este sencillo circuito basta con emplear un condensador de 10 mF para lograr una capacidad efectiva de 1.000 mF.

Si hubiéramos utilizado para R1 una resistencia de valor aún más elevado, por ejemplo 220.000 ohmios, también la capacidad de salida sería más alta: 10 x 220.000 : 1.000 = 2.200 mF.

Fase comparadora de valores absolutos

El circuito visible en la fig. 7 se denomina fase comparadora de «valores absolutos» en cuanto nos permite comprobar el nivel de una tensión negativa utilizando como referencia una tensión positiva.

Por ejemplo, si deseáramos realizar un dispositivo que nos indique, mediante el encendido de un chivato o la excitación de un relé, cuando una determinada tensión

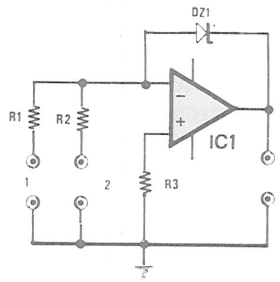


Fig. 7. **Esquema eléctrico de un comparador de valores absolutos.**

desciende por debajo de los 3 voltios negativos, podríamos conectar esta tensión en la entrada 2 de la fase comparadora, alimentando simsultáneamente la entrada 1 con una tensión estabilizada de 3 voltios positivos.

De esta forma, mientras la tensión aplicada sobre la entrada 2 se mantenga por encima de los 3 voltios negativos, tendremos en salida una tensión de 0 voltios; cuando dicha tensión descienda por debajo de los 3 voltios negativos, obtendremos en salida una tensión positiva equivalente a la tensión de zener DZ1 que podremos aprovechar para encender un chivato, para excitar un relé o para accionar integrados TTL o C/MOS.

Para lograr esto es preciso que los valores de R1 y R2 sean totalmente idénticos entre sí puesto que si el valor de R1 difiere del de R2 también el funcionamiento que hemos descrito sufre una modificación en el sentido que la tensión de referencia positiva podría resultar distinta al nivel de umbral negativo que se desea obtener.

Nos explicaremos mejor: supongamos que disponemos de una tensión de referencia positiva de 4,7 voltios y deseamos comprobar que la tensión negativa aplicada a la entrada 2 del comparador no descienda por debajo de los 3 voltios.

Utilizando R1=R2, como hemos visto anteriormente, no sería posible ya que el circuito sólo nos proporcionaría en salida una tensión positiva cuando la tensión aplicada a la entrada descendiera por debajo de los 4,7 voltios, es decir del valor de referencia.

Jugando con los valores de R1 y R2 se puede lograr esta finalidad y, para ser más exactos, bastará con calcular el valor de R2 mediante la fórmula siguiente: R2 = R1 x voltios umbral : voltios referencia.

Nota: Los valores de las resistencias se expresan en ohmios.

Suponiendo, por ejemplo, que R1 sea de 10.000 ohmios, el valor de R2 que tendremos que utilizar para obtener un umbral a –3 voltios (3 voltios en valor absoluto), empleando como referencia una tensión de 4,7 voltios, será igual a: 10.000 x 3 : 4,7 = 6.382 ohmios.

Como este valor no existe en el mercado,

podremos tratar de obtenerlo conectando en serie entre sí 3 resistencias de, respectivamente, 5.600 ohmios, 680 ohmios y 100 ohmios, logrando así un total de: 5.600 + 680 + 100 = 6.380 ohmios.

Ya podemos efectuar el cálculo inverso, es decir calcular cuál será la tensión efectiva de umbral con el valor de R2 que hemos elegido y para ello, utilizaremos la siguiente fórmula: voltios umbral = voltios referencia x R2:R1.

Sustituyendo en esta fórmula nuestros valores, obtendremos: 4,7x6.380:10.000=2,998 voltios, es decir un umbral sólo 2 milivoltios inferior respecto al necesario.

Es evidente que si no se pueden admitir estos 2 milivoltios, para obtener exactamente un umbral a 3 voltios (negativos) bastará con conectar en serie a las 3 resistencias anteriores, otra más de 2 ohmios.

El valor de la resistencia R3 no es crítico por lo que podremos utilizar cualquier resistencia de 4.700–5.600–6.800–8.200–10.000 ohmios sin que el circuito se resienta en lo más mínimo.

(Importante: en las realizaciones prácticas, deberéis tener en cuenta las debidas tolerancias de los componentes.)

Fase comparadora

Esta fase (ver fig. 8), a diferencia de la anterior que requería obligatoriamente una tensión positiva y una negativa en entrada, puede comparar entre sí tensiones de cualquier

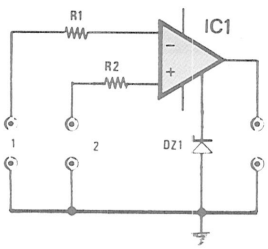


Fig. 8. **Esquema eléctrico de un circuito comparador.**

género (siempre que sean inferiores a la tensión de alimentación) y su salida se comporta de la forma siguiente:

1) Si la tensión aplicada en la entrada 1 es superior a la aplicada en la entrada 2, en salida se tendrá una tensión de 0 voltios.

2) Si la tensión aplicada a la entrada 1 es menor que la aplicada a la entrada 2, en salida tendremos una tensión positiva equivalente a la tensión de zener de DZ1; por consiguiente, si dicho zener es de 5,1 voltios, en salida se obtendrá una tensión positiva de 5,1 voltios.

Nota: El zener tiene que estar conectado entre la masa y los terminales especiales de control de la tensión de salida. Si se elimina, la tensión de salida puede adoptar tanto niveles positivos como negativos. Para R1–R2 se puede emplear cualquier valor comprendido entre 10.000 y 100.000 ohmios.

Monoestable

Realizando el esquema de la fig. 9 podremos obtener un excelente monoestable, es decir un circuito capaz de proporcionarnos en salida un impulso negativo de duración constante cuantas veces su entrada inversora sea excitada por un impulso positivo cualquiera.

La duración de los impulsos en salida podrá modificarse según las necesidades obrando sobre los valores de R3 y de C1 y, en todo caso, desconectando la resistencia R1 de masa y aplicándole una tensión de referencia positiva o negativa.

Los impulsos en salida son impulsos en alterna, es decir impulsos perfectamente centrados respecto al 0 en cuanto a amplitud, cuya duración, suponiendo que alimentemos el operacional con una tensión de 15+15 voltios y utilicemos una resistencia R2 de valor idéntico a R1, puede calcularse de forma aproximada con la siguiente fórmula: milisegundos = 14,7xR3xC1.

Lógicamente, de esta fórmula se puede obtener la fórmula inversa que nos proporciona el valor de C1 a emplear para obtener una determinada duración, es decir:
C1 = milisegundos : (1,47xR3).

Supongamos, por ejemplo, que deseamos obtener en salida del monoestable impulsos con una duración de 10 milisegundos, habiendo empleado para R3 una resistencia de 15.000 ohmios equivalentes a 15 Kilo-ohmios; el valor de capacidad que tendremos que emplear para C1 será igual a: 10:(1,47x15)=0,453 mF.

Como es habitual, el valor que se obtiene de los cálculos es difícil que exista en el mercado como valor standard y, en ese caso, si no se requiere una precisión absoluta, la solución más sencilla consiste en recurrir al valor standard que más se aproxime al nuestro, es decir 470.000 pF, equivalentes a 0,47 mF, modificando ligéramente el valor de R3.

Con dicho condensador, no obstante, la duración de los impulsos ya no será exactamente igual a las que habíamos previsto, sino igual a: 1,47x15x0,47=10,36 milisegundos.

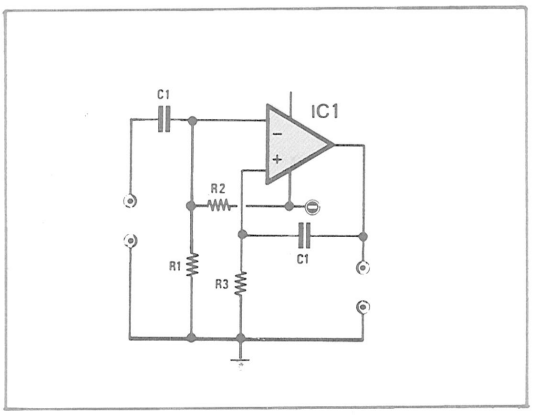


Fig. 9. **Esquema eléctrico de un oscilador monoestable.**

COMPROBADOR D

El circuito que os ofrecemos, formado por un solo integrado TTL y un solo transistor, os permitirá comprobar el estado de cualquier cuarzo, ya sea de 1-3-8 o 10 MHz en fundamental o de 27-36 o 72 MHz en sobretono.

SEIS INVERSORES EN UN SOLO CIRCUITO INTEGRADO PERMITEN LA COMPROBACIÓN DE TODO TIPO DE CRISTAL DE CUARZO

Seguro que a todos nos ha ocurrido el acudir a tiendas de materiales de segunda mano, impulsados por el deseo de encontrar algún aparato extraño y ver en cambio, sobre un mostrador, un gran número de «cuarzos» para osciladores con un aspecto muy atractivo y a precios módicos y, sin embargo, inaccesibles debido a la incógnita de si funcionarán o no.

Pues bien ¡hoy podemos solucionar este problema! Con el sencillo pero funcional aparato portátil que os ofrecemos, no os podrán vender como bueno ningún cuarzo estropeado. Conectándolo en el zócalo especialmente instalado para ello en el contenedor podréis obtener una respuesta inmediata y fiable sobre el funcionamiento del cuarzo probado.

Este aparatito portátil resultará muy cómodo, tanto al ir a comprar como en el taller, en fase de montaje, ya que tiene la ventaja de funcionar bien tanto con cuarzos resonantes en fundamental como con los resonantes en armónicos, es decir los sobretonos para cuarzos adecuados para transistor o integrados y los militares adecuados para válvulas termoiónicas.

La visualización de la resonancia se lleva a cabo de forma sencilla, poco costosa y totalmente fiable; en efecto, hemos utilizado un diodo electroluminiscente (LED) que tiene la ventaja de no estropearse (como las bombillas corrientes) y de no quedar dañado tras un posible golpe (como los instrumentos de bobina móvil). Por consiguiente, es un circuito elemental y barato, pero de gran comodidad, muy manejable y funcional.

Esquema eléctrico

Para la realización del circuito del probador de cuarzos se ha recurrido a un integrado tipo SN7404 que, como puede verse en la fig. 1, lleva en su interior seis inverters.

En nuestro circuito eléctrico de aplicación correspondiente a este integrado y reproducido en la fig. 2, se podrá ver el funcionamiento del probador de cuarzos, subdividiendo todo el circuito en cuatro fases que analizaremos una por una.

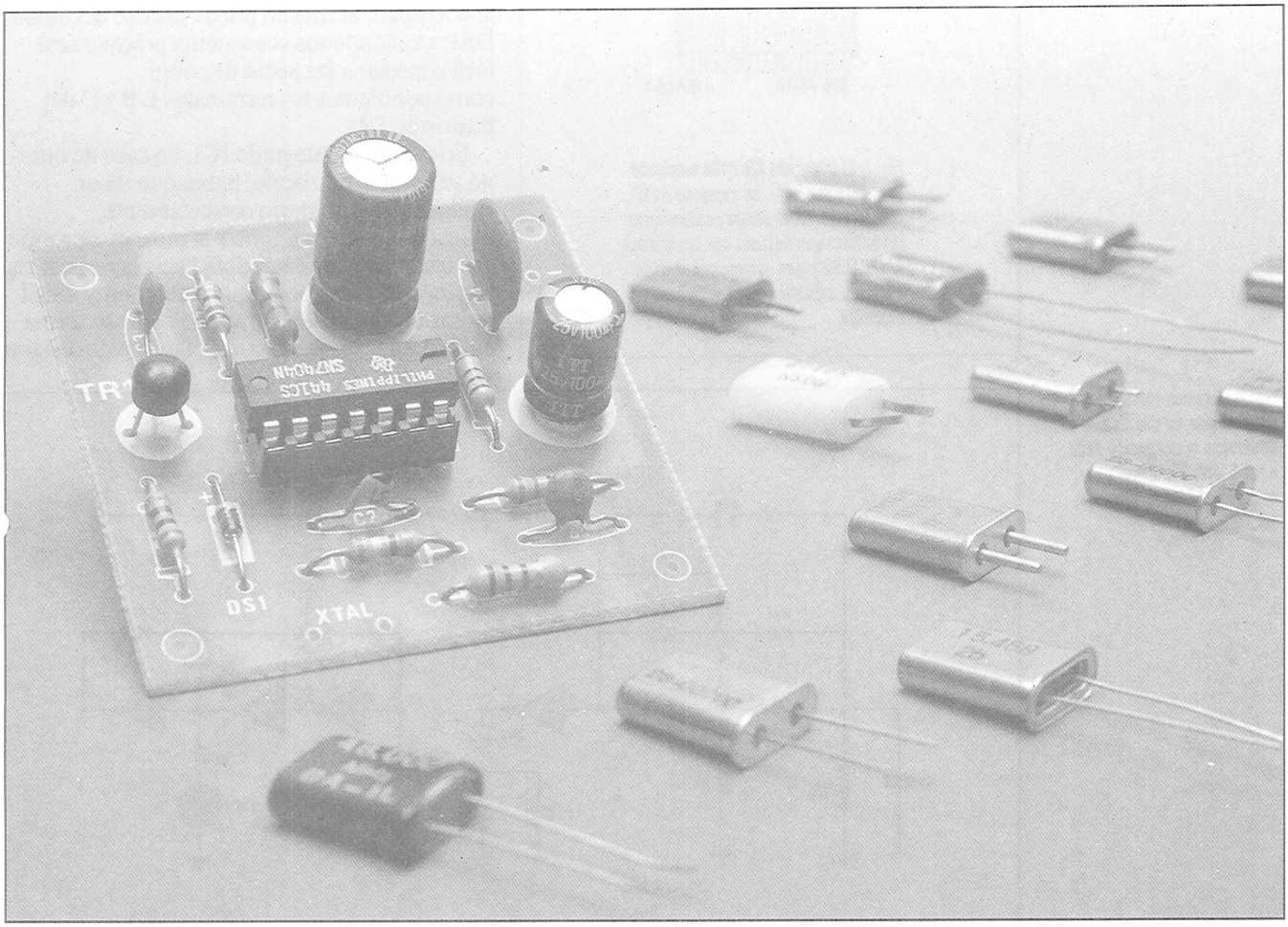
La primera fase corresponde al oscilador y sirve para analizar el cuarzo, que habrá de conectarse entre la patilla n.° 13 y la n.° 10; los inverters que constituyen esta parte del circuito son el n.° 1 y el n.° 2.

En cambio, el inverter n.° 3 constituye, él sólo, una segunda fase separadora, en cuya salida (patilla n.° 8), si el cuarzo probado funciona, se presentará una tensión de onda cuadrada que servirá —una vez atravesado el diodo DS1— para polarizar la base del transistor TR1.

Este (tercera fase del circuito) desempeña la función de auténtico «interruptor electrónico», ya que su misión consiste en cortocircuitar a masa la patilla n.° 1 del SN.7404 o en dejarla abierta.

Como para TR1 se ha empleado un transistor PNP, la resistencia de polarización de base R5 tiene que conectarse obligatoriamente a masa, provocando así la conducción entre emisor y

DE CUARZOS A TTL



colector y el cortocircuito entre éste y la patilla n.º 1 del integrado. Pero al llegar la tensión proporcionada por el inverter n.º 3, la base de TR1 cambiará a positivo, de forma que el transistor dejará de conducir eliminando así el cortocircuito de la entrada del inverter n.º 4 y masa.

De esta forma se logra que funcione la cuarta fase, es decir la realizada con los inverters n.º 4, n.º 5 y n.º 6, y que desempeñan la función de oscilador de baja frecuencia, proporcionando un impulso por segundo (1 Hz).

Esta señal se toma del oscilador en cuestión a través de la resistencia R6 (patilla n.º 4) y se utiliza para hacer centellear el diodo LED; se ha recurrido a una resistencia limitadora ya que los diodos electroluminiscentes no soportan corrientes superiores a los 20 miliamperios, lo que hacía necesario reducir la salida del inverter n.º 5 antes de aplicarla al visualizador.

Quienes deseen variar el ritmo de centelleo del LED —es decir, con mayor o menor velocidad de la prevista en este proyecto— sólo tendrá que modificar el valor de la capacidad del condensador C6, aumentándola si desea un centelleo con un tiempo inferior a un impulso por segundo, o disminuyéndola si se desea un tiempo de centelleo más largo.

En cuanto a la alimentación necesaria para el integrado y el transistor, se puede utilizar una pila plana corriente de 4,5 voltios, ya que una diferencia de 0,5 voltios menos de los que generalmente son necesarios para el funcionamiento de los integrados TTL, no tiene importancia; además, en caso de que la pila mostrara tendencia a descargarse, la acción niveladora del condensador electrolítico C5 nos permitirá utilizar el probador de cuarzos sin que se vea afectado su funcionamiento. Hemos agregado también el condensador cerámico C4, con el fin de eliminar posibles restos de señal de alta frecuencia que podrían llegar desde el oscilador de cuarzo, sumándose a la tensión de alimentación.

Esquema práctico

Para la realización del probador de cuarzos se ha estudiado un circuito impreso de tamaño muy reducido, a fin de poder construir un aparato de pequeñas dimensiones y, por consiguiente, de bolsillo.

Dicho circuito puede verse, a tamaño natural, en la fig. 3 y lleva la sigla LX.160: el flujo

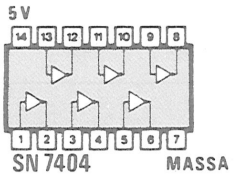


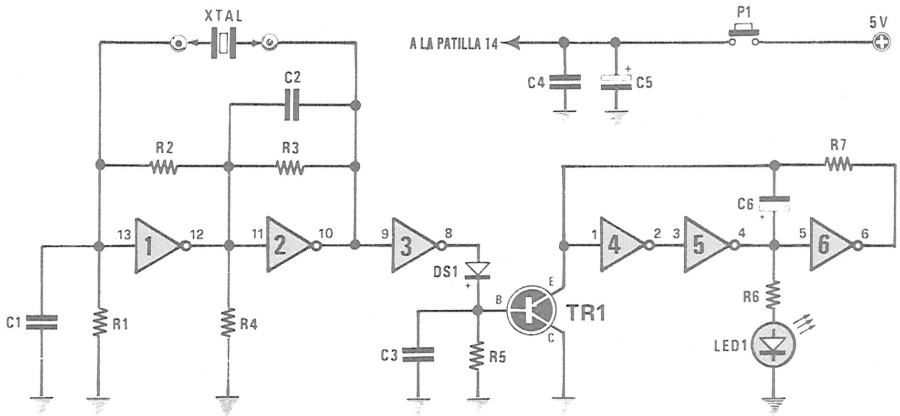
Fig. 1. **El integrado SN.7404 empleado para este proyecto, se compone de 6 INVERTERS. En el dibujo pueden verse las patillas que enlazan con los citados INVERTERS y que corresponden a los números indicados en el esquema eléctrico.**

distintos diámetros.

Comenzaremos el montaje instalando en el circuito impreso las resistencias y los condensadores, incluyendo los electrolíticos en los que habrá que tener cuidado de no invertir la polaridad; lo mismo puede decirse del diodo DS1; ateniéndonos al esquema práctico será fácil conectar a las pistas de cobre correspondientes los terminales E B y C del transistor TR1.

En cuanto al integrado IC1, en caso de que no se emplee un zócalo, habrá que tener cuidado para montarlo correctamente, utilizando como referencia la muesca existente en su carcasa y orientándola hacia la resistencia R4; hay que considerar que resulta muy difícil retirar un circuito integrado soldado de forma equivocada, ya que se corre el riesgo de dañar el

Fig. 2. **Esquema eléctrico del probador de cuarzos. Obsérvese la utilización dada a los 6 INVERTER que componen el integrado SN.7404.**



COMPONENTES LX.160

R1 = 3.300 ohm 1/4 wat
R2 = 1.200 ohm 1/4 wat
R3 = 390 ohm 1/4 wat
R4 = 2.200 ohm 1/4 wat
R5 = 5.600 ohm 1/4 wat
R6 = 470 ohm 1/4 wat
R7 = 1.500 ohm 1/4 wat
C1 = 100 pF disco
C2 = 15 pF disco
C3 = 4.700 pF disco
C4 = 100.000 pF disco
C5 = 100 mF elect 25 volt
C6 = 220 mF elect 25 volt
DS1 = diodo silicio 1N4148
IC1 = integrado tipo SN.7404
TR1 = PNP tipo BC.205
LED1 = diodo led
P1 = pulsador n.a.

práctico de montaje se refleja en la fig. 4 y nos servirá para realizar el montaje sin cometer errores.

En el circuito impreso se colocarán todos los componentes, exceptuando el diodo LED y el zócalo para el cuarzo a probar, ya que éstos se montarán en el panel del aparato, junto con el interruptor de alimentación P1. A propósito del zócalo, es conveniente montar más de uno, por ejemplo uno para cuarzos de tipo CB y otros dos para cuarzos surplus con patillas de

cobre del circuito o de romper las patillas, a no ser que se disponga de un buen aparato para retirar soldaduras.

Ahora habrá que conectar al circuito —por medio de dos cables protegidos por plástico— el diodo LED y los zócalos para los cuarzos que, como ya hemos dicho, se colocarán en el panel; para el LED es conveniente emplear la arandela de plástico especial incluida en el kit y comprobar que el terminal que coincide con la parte roma de la carcasa, seal el que ha de conectarse a la masa del circuito impreso.

En lo referente a los zócalos, no podemos omitir un consejo: es imprescindible que su

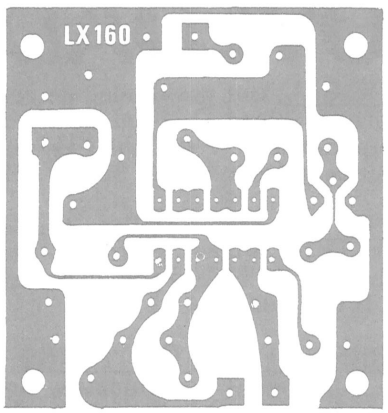


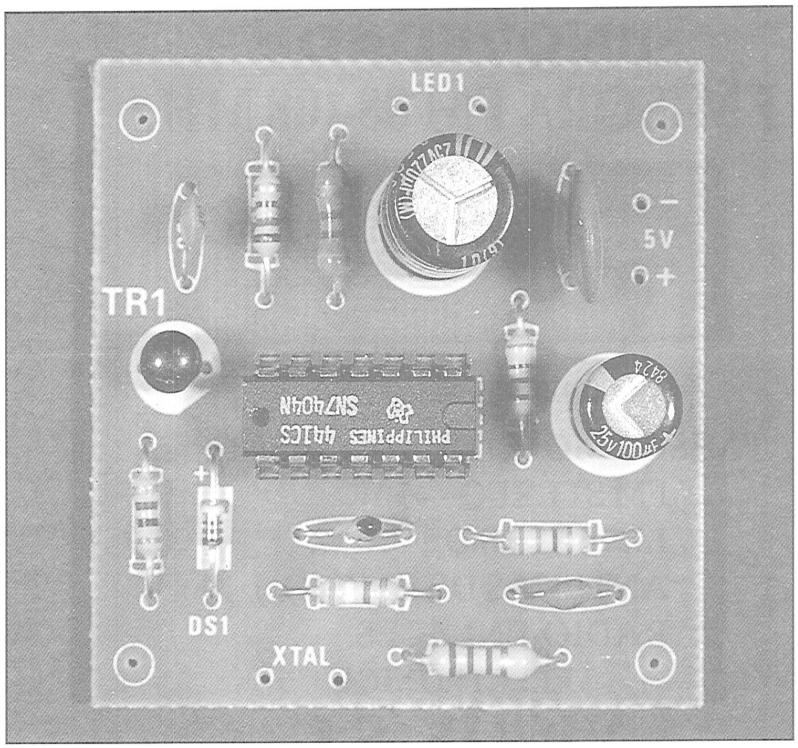
Fig. 3. **Circuito impreso LX.160 a tamaño natural.**

conexión se realice en paralelo, y que los cables que los unan al circuito impreso se dejen cortos distanciados, evitando retorcerlos, ya que, de no ser así, se crearían capacidades parásitas entre cable y cable; en tal caso, el circuito del oscilador entraría en función incluso sin cuarzo, a causa de la reacción de capacidad presente en las patillas n.° 13 y n.° 10 del integrado.

Aprovechando precisamente el arranque de las oscilaciones debidas a la capacidad, se podrá —una vez terminado el montaje— efectuar una comprobación del funcionamiento del aparato: lógicamente, en caso de que no se dispusiera de un cuarzo para realizar la prueba.

Para ésta bastará con colocar en uno de los tres zócalos para los cuarzos un condensador, con un valor de capacidad comprendido entre los 10.000 y los 100.000 picofaradios: de esta forma se podrá comprobar el centelleo del LED y el perfecto funcionamiento del probador de cuarzos.

Por último, nos gustaría añadir que para el interruptor de alimentación es preferible emplear (como hemos hecho nosotros y como se puede ver en el esquema práctico) un pulsador: de esta forma nadie dejará encendido el circuito, gastando pila inútilmente.



Fotografía del circuito impreso LX.160 con todos sus componentes insertados.

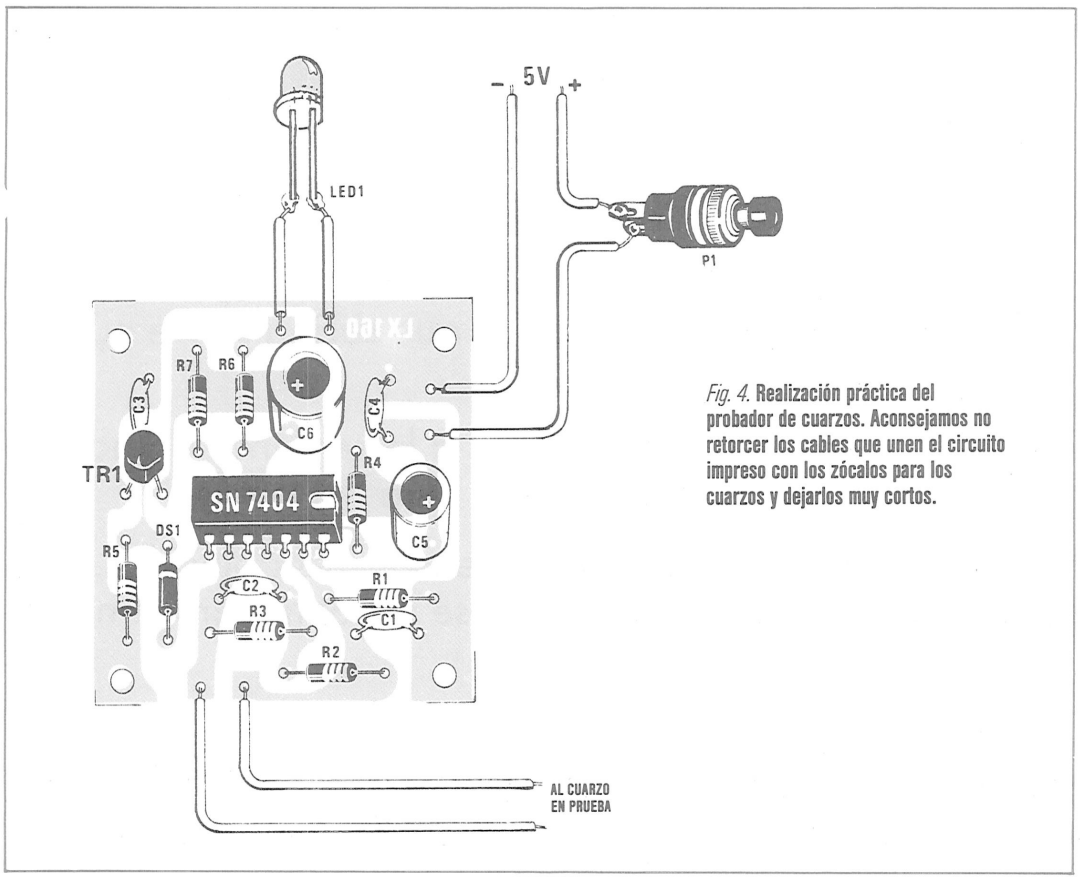


Fig. 4. **Realización práctica del probador de cuarzos. Aconsejamos no retorcer los cables que unen el circuito impreso con los zócalos para los cuarzos y dejarlos muy cortos.**