AÑO III • 2.ª EPOCA
N.º 27 • 250 PTAS.

NUEVA

Electrónica

de Hobby Press, s.a.

Montajes de vanguardia al alcance de todos

Exposímetro electrónico para FLASH



Teoria electrónica



■ OSCILADORES A TRANSISTORES PARA RADIOFRECUENCIA

Kits

■ ESPERA MUSICAL PARA TELEFONO

■ BARRERA POR RAYOS INFRARROJOS

Novedades electrónicas

¡¡BUSQUE EN EL INTERIOR LAS OFERTAS DE NUEVA ELECTRONICA!!

Director Editorial
José I. Gómez-Centurión

Director Ejecutivo
Miguel A. Rodríguez

Maqueta
Pilar García

Traducción
M.ª Paz Mouliaá

Fotografía
Javier Martínez
Carlos Candel

Portada
José M.ª Ponce

Dibujos
Fernando de los Hoyos

Edita
HOBBY PRESS, S.A.

Presidente
María Andrino

Consejero Delegado
José I. Gómez-Centurión

Jefe de administración
Pablo Hinojo

Publicidad
Marisa Esteban
Concha Gutiérrez

Secretaria de Dirección
Marisa Cogorro

Suscripciones
Rosa González

Redacción, Administración y Publicidad
La Granja, n.º 8
Polígono Industrial de Alcobendas
Telf.: 654 32 11.

Dto. Circulación
Carlos Peropadre

Distribución
Coedis, S.A. Valencia, 245
Barcelona

Fotocomposición
Comphoto
Nicolás Morales, 38-40

Fotomecánica
Grof
Ezequiel Solana, 16

Depósito Legal:
M-18437-1983

Representante para Argentina, Chile, Uruguay y Paraguay, Cía. Americana de Ediciones, S.R.L. Sud. América, 1.532. Telf.: 21 24 64. 1209 BUENOS AIRES (Argentina).

Traducción en Lengua española de la revista «Nuova Elettronica», Italia.

Director General.
Montuschi Giuseppe

NUEVA

Electrónica

Número 27
Septiembre 1985

EN ESTE NUMERO



NOVEDADES
Los más modernos desarrollos aparecidos en el mercado nacional

4 Novedades
6 Exposímetro flash
16 Oscilador a transistor
40 Ofertas N. Electrónica
44 Barrera infrarrojos
52 Avisador telefónico



EXPOSIMETRO FLASH
Un accesorio imprescindible para los aficionados a la foto de spot, ahora a precio económico y en kit.



OFERTAS
Elementos seleccionados para nuestros lectores que les permitirán completar su puesto de montaje de kits

ESPERA MUSICAL PARA TELEFONO.
Un sistema electrónico para hacer más grata la espera a nuestro interlocutor telefónico.





Exposímetro electrónico para FLASH

Indicaciones de montaje



GRADO DE DIFICULTAD



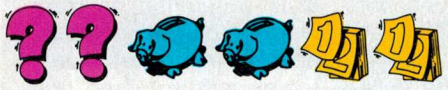
COSTE DEL KIT



TIEMPO DE MONTAJE

Fotografía electrónica

Exposímetro para flash



Un sencillo y preciso exposímetro para flash electrónico, que os indicará directamente qué diafragma utilizar en función de la sensibilidad de la película empleada.

En menos de un mes hemos recibido una infinidad de cartas requiriéndonos un diseño de «exposímetro para flash». El contenido de tales cartas revela el motivo de que este instrumento sea objeto de tan numerosas solicitudes.

«El costo de los exposímetros es realmente desorbitante y dado que soy experto en electrónica, lo encuentro injustificado. Los más económicos, cuyo precio es del orden de 15.000-16.000 pesetas., me han sido desaconsejados por el vendedor debido a su escasa fiabilidad. En consecuencia, para disponer de un eficaz exposímetro, me veo en la necesidad de desembolsar no menos de 35.000 pesetas.»

«En otra revista, he encontrado un esquema de fláshmetro, lo he montado y no funciona. Lo envío a dicha revista para su reparación y me lo devuelven en las mismas condiciones, con una nota en la que se me indica que no realizan reparaciones y que me dirija a algún técnico de mi localidad.

Da la casualidad de que yo soy técnico, pero a pesar de mis esfuerzos, no consigo que el fláshmetro funcione.

Por ello me dirijo a ustedes... etc.»

«Hace tiempo que sigo asiduamente vuestra revista y realizo con éxito vuestros diseños. En la actualidad, para mi laboratorio fotográfico, necesito un exposímetro para flash que sea muy preciso, de manera que pueda determinar el diafragma adecuado y no desperdiciar película. Os ruego toméis en consideración mi petición, publicando un diseño de este instrumento.»

Creemos que estos ejemplos bastan para dar una idea del interés suscitado por tal instrumento.

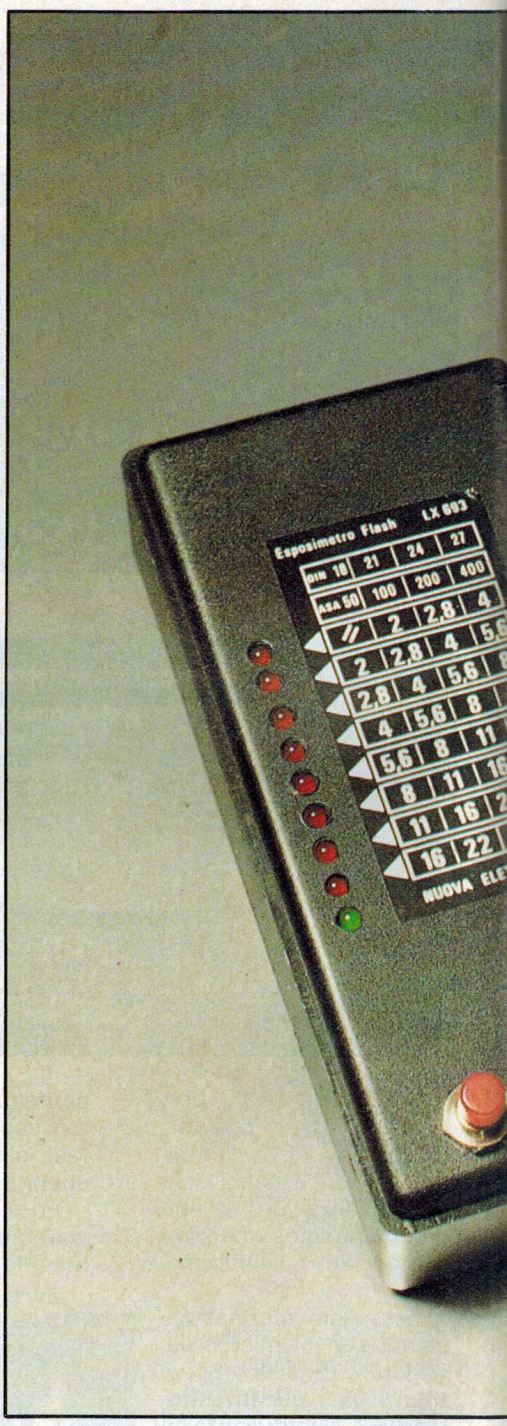
Considerando que para dar respuesta a tantas cartas hubiéramos empleado muchos días, hemos preferido emplear ese tiempo en diseñar el esquema y el circuito impreso, montarlo, realizar las pruebas y escribir el artículo para la revista.

Así pues, al presentar un exposímetro para flash de fácil ejecución, muy preciso y con un coste al alcance de cualquier bolsillo, satisfacemos a todos nuestros lectores aficionados a la fotografía.

Antes de publicarlo, hemos «recolectado» en nuestro laboratorio los flash de nuestros colaboradores y hemos comprado dos carísimos exposímetros profesionales para emplearlos como referencia a la hora de comprobar la precisión de nuestro instrumento.

Creemos útil señalar que nuestro exposímetro es técnicamente un poco más sofisticado que los clásicos exposímetros para flash, ya que está realizado exclusivamente con integrados de entrada en fet.

La escala de lectura, dotada de 8 diodos led, nos indicará de inmediato cuál de los 8 diafragmas más utilizados (esto es, 2-2,8-4-5,6-8-11-16-22) tenemos que emplear, eligiendo para el obturador una velocidad de 1/50 ó 1/60 de segundo.



También hemos evitado utilizar para la memoria condensadores electrolíticos. Sabiendo que su capacidad varía notablemente en el tiempo, hubiéramos obtenido un instrumento poco fiable.

Para anular la caída de tensión introducida por el diodo rectificador en el circuito de memoria, hemos utilizado un circuito de entrada con dos operacionales, obteniendo así un perfecto y sencillo exposímetro con características profesionales sin tener que gastar la astronómica cifra de 35.000 pesetas. o más.



Con este exposímetro podremos medir la iluminación producida por un flash para obtener la exposición más adecuada.

Esquema eléctrico

Como muchos de vosotros sabréis, los más comunes exposímetros para flash utilizan células solares como elementos sensibles a la luz. Estas, afectadas por el destello, generan una tensión que se emplea luego para cargar el condensador de memoria.

En otros modelos se emplea un fototransistor para modificar la polarización de base de un transistor amplificador y poder así obtener una tensión a almacenar en un condensador electrolítico utilizado como memoria.

Como ya hemos mencionado, estos últimos modelos difícilmente permiten alcanzar una elevada precisión a causa de la alta tolerancia del condensador electrolítico, las inevitables pérdidas y la escasa linealidad.

Para evitar todos estos inconvenientes, al diseñar nuestro exposímetro hemos descartado ambos sistemas, utilizando un fotodiodo conectado a un paso convertidor corriente/tensión.

Para comprender claramente el funcionamiento de este circuito, observad la fig. 1 qué representa el esquema eléctrico de «base» de nuestro circuito.

En la entrada inversora de un operacional con entrada a fet, de elevada impedancia de entrada, hemos conectado un fotodiodo FD1 polarizado a la inversa.

En condiciones normales —esto es, ▶

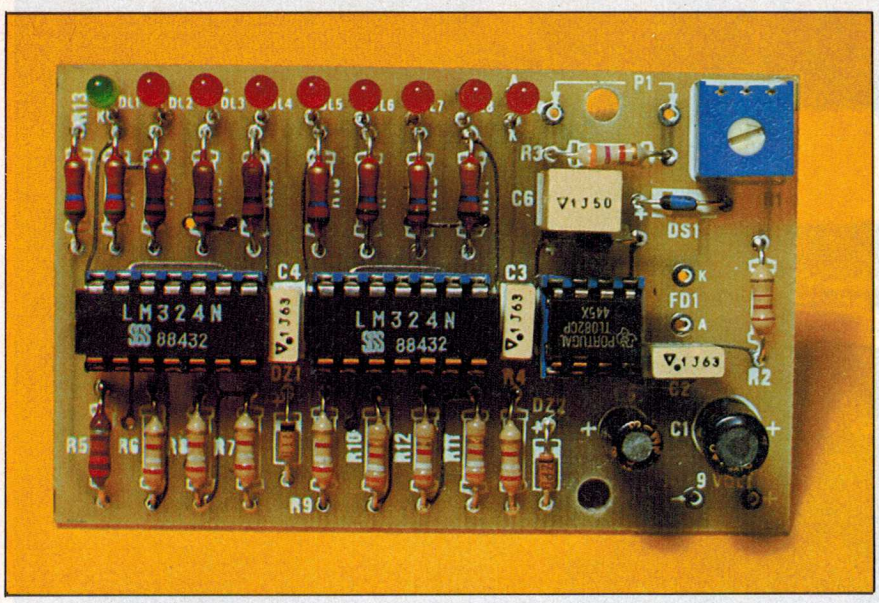


Foto aumentada del diseño. Las dimensiones reales se pueden ver en la fig. 4.

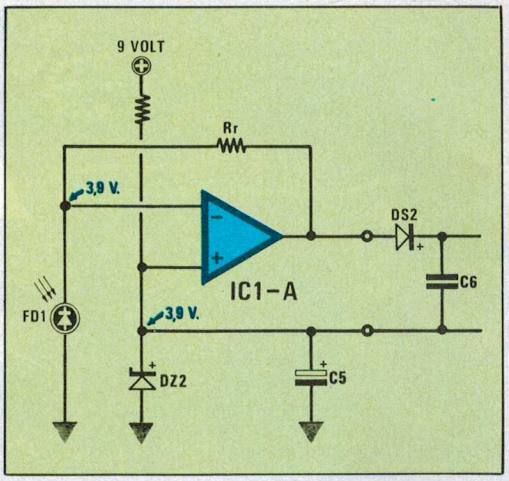


Figura 1. **En este exposimetro, para obtener medidas más precisas, hemos utilizado un fotodiodo normal conectado a un paso convertidor corriente/tensión. Cuando el destello del flash incida en el fotodiodo, en salida de IC1/A habrá una tensión que servirá para cargar el condensador C6.**

con el fotodiodo no excitado por un flash— éste se comporta como un circuito «abierto», es decir, presenta una elevada resistencia óhmica.

Dado que la entrada no inversora del operacional está conectada a una tensión de referencia de 3,9 volt. obtenida mediante el diodo zener DZ2, utilizamos dicha tensión como masa ficticia.

Al estar insertada la resistencia de Rr (necesaria para mantener en «equilibrio» el circuito) entre la salida del operacional y la entrada inversora, también en esta segunda entrada habrá una tensión de 3,9 volt.

Sabiendo que el fotodiodo se comporta como un circuito abierto cuando no resulta excitado por un flash, al quedar la resistencia Rr desconectada de masa, no será atravesada por corriente alguna.

Por tanto, la caída de tensión en los extremos de Rr resultará nula, como se puede comprobar con la conocida Ley de Ohm.:

$$V = R \times I,$$

es decir:

$$V = Rr \times 0 = 0.$$

Como la tensión de salida del operacional tendrá que polarizar la entrada inversora a 3,9 volt., necesarios para equilibrar el circuito, al ser nula la caída de tensión en los extremos de la resistencia Rr, su valor será igual a: **3,9 volt. + 0 volt. = 3,9 volt.**

Cuando el fotodiodo queda afectado por el destello de luz procedente del flash, entra en conducción disminuyendo así su resistencia óhmica.

En esta resistencia, insertada ahora entre la entrada inversora y la masa, fluirá una corriente que provocará una caída de tensión en los extremos de la resistencia de Rr y por tanto en la entrada inversora ya no estarán presentes los 3,9 volt. necesarios para el equilibrio.

Para restablecer el equilibrio así modificado, será necesario que el operacional aumente su tensión de salida en los extremos de Rr y se obtengan de nuevo en la entrada inversora los 3,9 volt. necesarios.

Suponiendo que el valor de la resistencia Rr sea de 22.000 ohm., si en el fotodiodo, afectado por la luz del flash, fluye una corriente de 0,1 mA (equivalente a 0,0001 A), en la resistencia Rr tendremos una caída de tensión igual a:

$$V = R \times I,$$

esto es:

$$V = 22.000 \times 0{,}0001 = 2{,}2 \text{ volt.}$$

Para volver a tener 3,9 volt. en el terminal inversor del integrado IC1/A, el operacional tendrá que aumentar su tensión de salida a:

$$2{,}2 + 3{,}9 = 6{,}1 \text{ volt.}$$

Por ello la variación de corriente en entrada, provocada por la luz del flash que incide en el fotodiodo, será convertida en salida en una variación de tensión. Habremos, pues, obtenido el convertidor corriente/tensión necesario para el funcionamiento del exposímetro.

En teoría, ahora podríamos añadir un circuito de memoria constituido, como se ve en la fig. 1, por un diodo rectificador y un condensador de elevada capacidad. Pero de ese modo no se tiene en cuenta la caída de tensión del diodo rectificador DS2 (alrededor de 0,7 volt.), por lo cual todas las variaciones de salida inferiores a dicha tensión no serían memorizadas y en consecuencia nunca tendríamos una indicación válida en los bajos niveles de luminosidad.

Tampoco podríamos eliminar en salida el diodo DS2, porque de ese modo la tensión existente en el condensador de memoria se descargaría de inmediato en el operacional y de nuevo obtendríamos una lectura falseada.

Para solucionar este inconveniente es absolutamente necesario añadir al paso de entrada un segundo operacional conectado como se ve en la fig. 2.

Con este segundo operacional conseguimos corregir automáticamente la caída de tensión del diodo rectificador, obteniendo así medidas muy precisas incluso con una luz de débil intensidad, como la obtenida del reflejo en sujetos situados a bastante distancia del flash.

Observando la fig. 2, podréis notar que la salida del diodo DS2 de la memoria se encuentra conectada a la entrada no inversora del segundo operacional IC1/B, mientras que la tensión de polarización que llega al cátodo del fotodiodo mediante Rr, ya no se toma

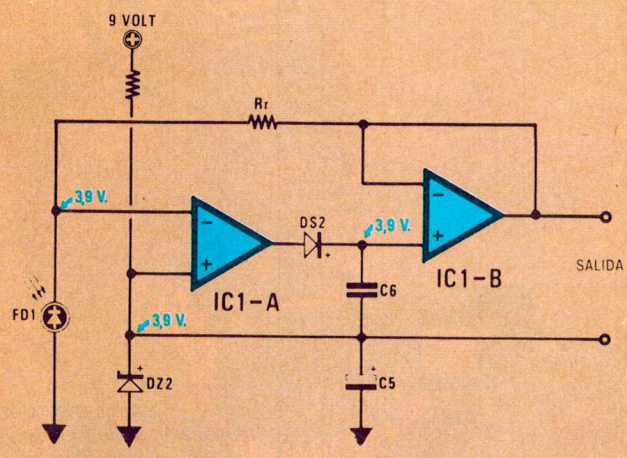


Figura 2 Con el circuito reproducido en la fig. 1 existe el inconveniente de la caida de tensión en el diodo DS2, por lo cual todas las tensiones inferiores a 0,7 volt. no serían memorizadas por el condensador C6. Para solucionar este inconveniente es necesario añadir otro operacional, como se ve en la figura.

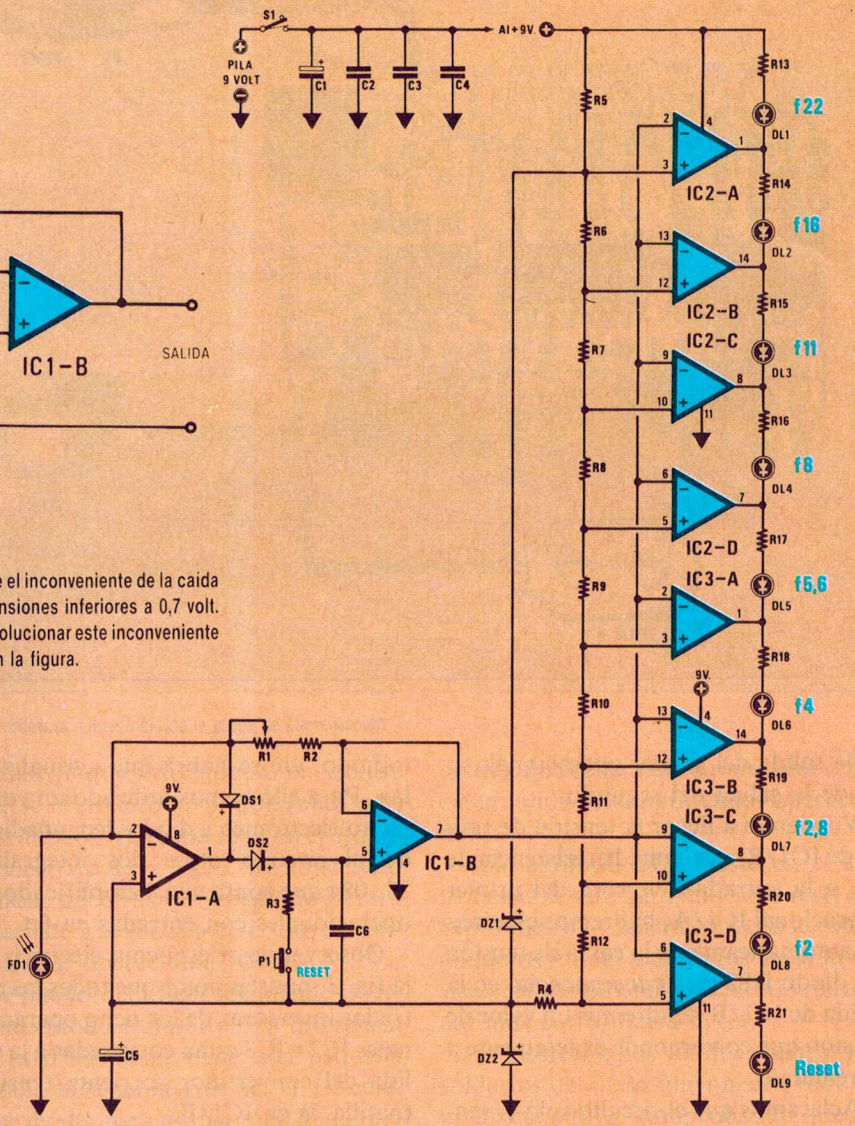


Figura 3 Esquema eléctrico del exposimetro para flash.

Componentes

R1 = 22.000 ohm. trimmer
R2 = 2.200 ohm. ¼ wat.
R3 = 47.000 ohm. ¼ wat.
R4 = 3.900 ohm. ¼ wat.
R5 = 330 ohm. ¼ wat.
R6 = 3.900 ohm. ¼ wat.
R7 = 3.900 ohm. ¼ wat.
R8 = 3.900 ohm. ¼ wat.
R9 = 3.900 ohm. ¼ wat.
R10 = 3.900 ohm. ¼ wat.
R11 = 3.900 ohm. ¼ wat.
R12 = 3.900 ohm. ¼ wat.
R13 = 560 ohm. ¼ wat.
R14 = 560 ohm. ¼ wat.
R15 = 560 ohm. ¼ wat.
R16 = 560 ohm. ¼ wat.
R17 = 560 ohm. ¼ wat.
R18 = 560 ohm. ¼ wat.
R19 = 560 ohm. ¼ wat.
R20 = 560 ohm. ¼ wat.
R21 = 560 ohm. ¼ wat.
C1 = 47 mF electrolítico 16 volt.
C2 = 100.000 pF poliéster
C3 = 100.000 pF poliéster
C4 = 100.000 pF poliéster
C5 = 10 mF electrolítico 16 volt.
C6 = 1 mF poliéster
DS1 = diodo de silicio 1N4148
DS2 = diodo de silicio 1N4148
DZ1 = zener 3,3 vol. ½ wat.
DZ2 = zener 3,9 volt. ½ wat.
DL1-DL8 = diodo led rojo
DL9 = diodo led verde
FD1 = fotodiodo tipo BPW.34
IC1 = TL.082
IC2 = LM.324
IC3 = LM.324
S1 = interruptor
P1 = pulsador

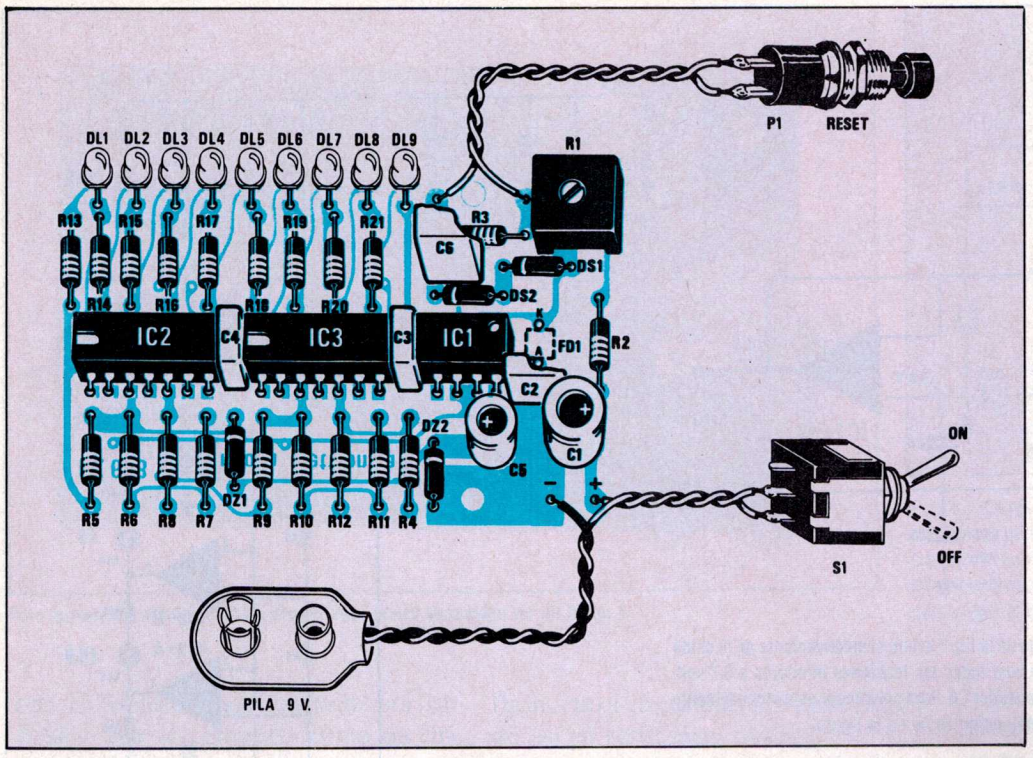


Figura 4. **Esquema práctico de montaje del exposímetro. Dado que el circuito impreso es un doble cara de orificios metalizados, por tanto no realizable artesanalmente, hemos creído inútil reproducir su diseño. Recordamos que es necesario soldar el fotodioDO FD1 por la cara opuesta del circuito impreso (posición junto a IC1 y R2).**

de la salida del primer operacional, sino de la salida del segundo.

Volviendo a llevar la tensión de salida de IC1/B, mediante la resistencia de Rr, a la entrada inversora del primer operacional IC1/A, habremos eliminado automáticamente la caída de tensión del diodo DS2 y en consecuencia, en la salida de IC1/B, tendremos un valor de tensión que corresponde exactamente a la realidad.

Aclaramos que el circuito sólo es sensible a las variaciones «impulsivas» de luz, es decir, a las variaciones de luminosidad ambiental generadas por un destello repentino, como la luz generada por un flash. Por tanto, incluso en ambientes iluminados por más luces, la lectura nunca resultará falseada.

Con el circuito adoptado, considerando que la impedancia de carga aplicada en los extremos del condensador de memoria C6 resultará muy elevada —esto es, igual a la impedancia típica de entrada de un operacional con entrada en fet (100 megaohm aproximadamente)—, la tensión memorizada se mantendrá constante durante un tiempo muy largo (varios minutos), hasta que se pulse la tecla de RESET.

Disponiendo de una tensión memorizada proporcional a la intensidad luminosa «impulsiva» detectada por el fotodiodo, ahora habrá que «visualizarla». Para ello hemos utilizado un voltímetro electrónico a diodos led, añadiendo al circuito otros dos integrados TL.084 que contienen 4 amplificadores operacionales con entradas en fet.

Observando el esquema eléctrico de la fig. 3, podréis notar que todas las entradas inversoras de los ocho operacionales IC2 e IC3 están conectadas a la salida del convertidor corriente/tensión (patilla 7) de IC1/B.

Las entradas no inversoras de los ocho operacionales IC2 e IC3 están en cambio conectadas a los extremos de un divisor resistivo, constituido por las resistencias R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11 y R12. De ese modo, la entrada no inversora de cada operacional queda polarizada con una tensión distinta, que aumenta porgresivamente con un incremento fijo de una a otra entrada de 412,5 milivolt.

A cada escala de tensión así obtenida, corresponderá el encendido de uno de los ocho diodos led y éste a una distinta apertura de diafragma de la máquina fotográfica.

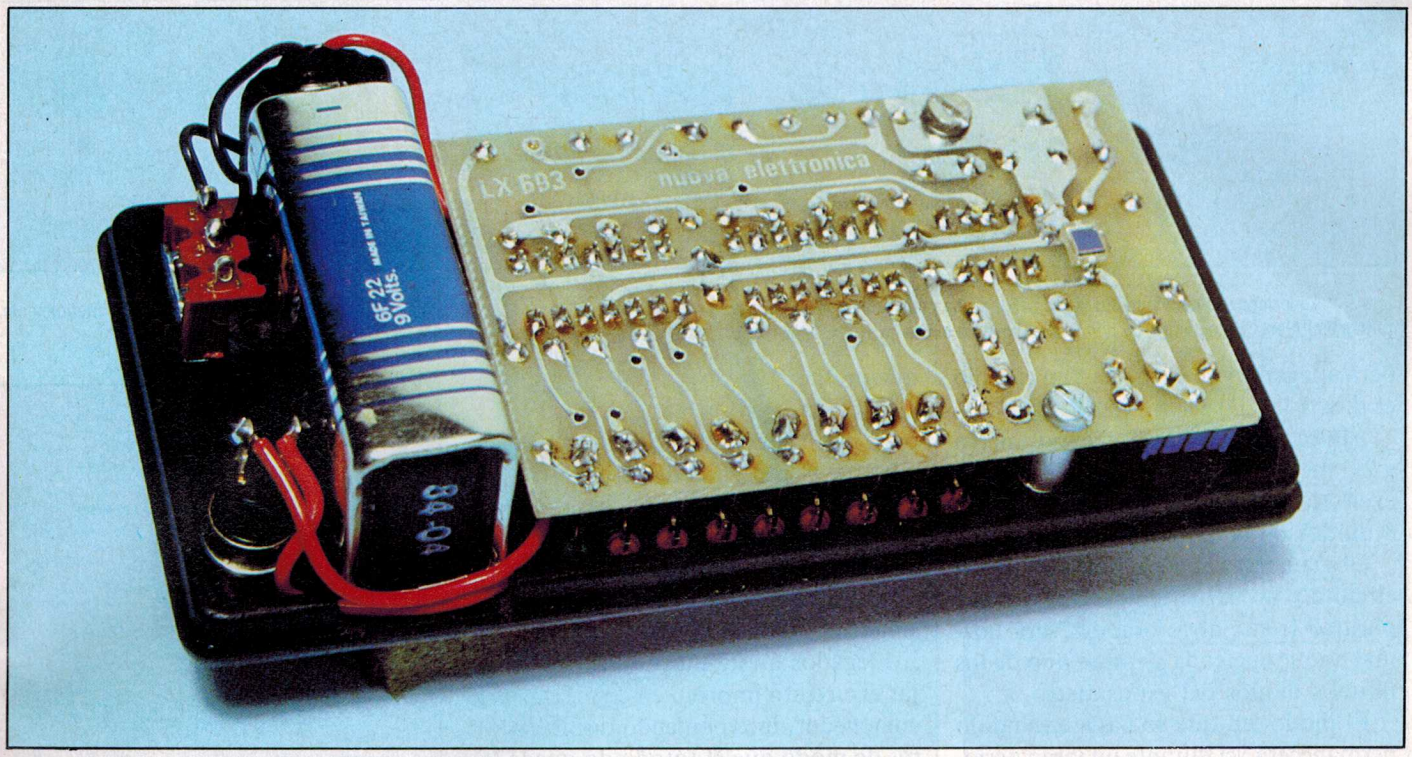
Puede que alguien se pregunte por qué no hemos utilizado, en sustitución de los dos integrados TL.084, un solo integrado tipo UAA.170 o UAA.180 o una barra de diodos led. A ello responderemos que para utilizarlos tendríamos que haber alimentado el circuito a 18 volt. y estabilizado la alimentación a 15 volt., obteniendo así un circuito mucho más engorroso y con un mayor consumo de corriente.

Realización práctica

El circuito impreso de este diseño lleva los orificios metalizados, por tanto están ya realizadas todas las conexiones necesarias entre las pistas inferiores y las superiores. Así pues, sólo tendréis que insertar todos los componentes en las posiciones indicadas por la serigrafía y soldarlos, tratando de no crear cortocircuitos entre las pistas a causa de un exceso de estaño.

Tomando como referencia el esquema práctico de la fig. 4, comenzaréis el montaje insertando los tres zócalos para los integrados y a continuación todas las resistencias.

Respecto a los cuatro diodos a insertar en el circuito, hay que prestar mucha atención para no confundir los dos diodos de silicio con los dos diodos zener. Dado que no siempre están claras las siglas en la pequeña envoltura de estos componentes, conviene comprobarlos con un téster para evitar montar el zener de 3,3 volt. en el lugar del de 3,9 volt. o viceversa.



Detalle de la ubicación del exposímetro en una caja de plástico miniatura. Lleva incluida la placa de alimentación.

Como se ve en la fig. 5, colocando una resistencia de 1.000 ohm. en serie con el diodo zener y alimentando el conjunto con una pila de 9 volt., se puede detectar con el téster la tensión en los extremos del diodo zener y distinguir así el zener de 3,3 volt. del de 3,9 volt.

Al efectuar dicha medida, no os preocupéis si la tensión indicada por el téster es algo distinta de la requerida. En efecto, a causa de la tolerancia del diodo y también del téster, será normal que el diodo de 3,9 volt. arroje una lectura de 4 volt. o de 3,8 volt.

Al insertar estos diodos hay que respetar la polaridad A-K de los dos terminales. Si la franja de referencia no está muy clara, con la prueba de la fig. 6 será posible distinguir estos dos terminales. En efecto, si se inserta el diodo zener en sentido inverso, en sus extremos se detectará una tensión de 0,6—0,7 volt.

Prosiguiendo el montaje, ahora podéis insertar todos los condensadores de poliéster y los electrolíticos, así como el trimmer R1, dirigiendo luego vuestra atención al fotodiodo y a los diodos led.

El fotodiodo, como se puede ver en la fig. 7, tiene el aspecto de un diminuto rectángulo plástico del que salen las dos patillas de conexión. Al ser un diodo, también habrá que respetar su polaridad ya que insertándolo en sentido inverso el circuito no podría funcionar.

El ánodo (A), como se ve en el esquema eléctrico de la fig. 3, irá conectado a masa, mientras que el cátodo (K) irá conectado a la entrada inversora del amplificador operacional IC1/A.

Se puede identificar fácilmente el terminal cátodo (K) porque, a diferencia del otro terminal, tiene una pequeña pestaña en la patilla (ver fig. 7). De cualquier modo, para disipar toda duda, podéis mirar la disposición interna del chip del fotodiodo.

Como podeis comprobar, este chip no se encuentra en el centro del pequeño rectángulo plástico, sino desplazado hacia el terminal K. Ello se debe a que el terminal A está conectado internamente al chip mediante un fino terminal en forma de T.

Una vez identificados estos dos terminales, podréis insertar el fotodiodo en el circuito impreso y soldarlo.

También con los diodos led habrá que prestar atención para no confundir los dos terminales A-K. En este caso es muy fácil distinguirlos, ya que no tienen la misma longitud (fig. 7). El terminal más largo es el ánodo (A) que, como se ve en el esquema eléctrico, quedará orientado hacia la resistencia de 560 ohm. Obviamente, el más corto será el cátodo (K), que deberá quedar orientado hacia la salida del amplificador operacional.

Sólo el diodo DL9 —esto es, el que hemos utilizado para indicar el **reset** del exposímetro— deberá conectarse con el ánodo (terminal más largo) hacia la resistencia de 560 ohm y el cátodo (terminal más corto) hacia masa.

Al insertar estos diodos, habrá que soldarlos de modo que queden todos a la misma altura, comprobando que no sobresalgan demasiado de la tapa del contenedor donde se introducirá el circuito impreso.

Finalizado el montaje, podréis insertar en sus zócalos los tres integrados, respetando la muesca de referencia situada a un lado de la envoltura. En muchos casos la referencia puede consistir en un pequeño orificio situado en la envoltura, junto a la patilla 1.

Ahora, para comprobar que todo funciona correctamente, podéis conectar al circuito los dos hilos de la toma pila de 9 volt. —el color rojo para el positivo y el negro pra el negativo— y el pulsador P1 en los dos terminales situados junto a R3.

Al insertar la pila, si el montaje es correcto, se enecenderá uno cualquiera de los diodos led existentes en el circuito, pero apenas pulsemos P1, este diodo de- ▶

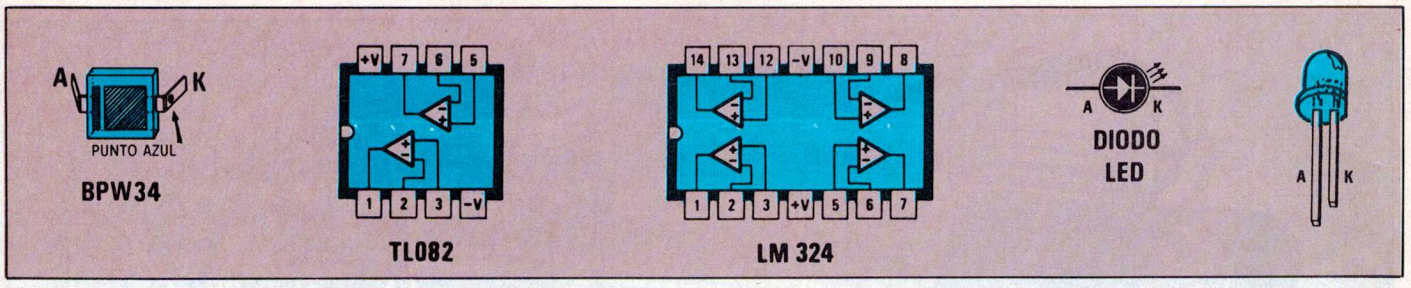


Figura 7. **Conexiones de los integrados vistos desde arriba y conexiones del fotodiodo y diodo led. Para distinguir el terminal A y el terminal K del fotodiodo, observarlo interiormente. El terminal A está conectado a un fino terminal que no existe en el otro lado. En los diodos led, el terminal A es siempre más largo que el terminal K.**

berá apagarse y se encenderá en cambio el diodo led DL9.

Ahora podéis colocar el exposímetro a 2-3 metros de distancia del flash y, al excitarlo, deberá encenderse uno de los 8 diodos de la escala.

Obviamente, al no haber ajustado el circuito y no haber aplicado el difusor plástico frente al fotodiodo, será normal que se encienda siempre uno de los últimos diodos del exposímetro.

El diodo led que se haya encendido permanecerá así durante un largo período. Por tanto, si deseáis efectuar una nueva medida, tendréis que pulsar de nuevo el pulsador P1 de reset, de modo que la «memoria» se descargue y se encienda de nuevo el diodo led DL9.

Dado que no presenta dificultades de montaje, el circuito deberá funcionar correctamente. Si no fuera así, seguramente habréis cometido algún pequeño error, como por ejemplo haber insertado un componente en sentido inverso, o haber olvidado una soldadura.

Una vez establecido el buen funcionamiento del circuito, podréis introducirlo en el contenedor que hemos preparado para este diseño.

Tal contenedor lleva, a un lado de la tapa, una pequeña rejilla cuadrada que hay que retirar, porque debajo de ésta hay que pegar el plástico blanco del difusor.

Apoyando la punta caliente del soldador en el centro de esta rejilla, podréis perforarla fácilmente y de ese modo, con un par de tijeras o de pinzas, retirarla completamente.

A continuación debéis repasar con una lima el contorno de la abertura así obtenida.

Por el lado interno, fijaréis después con unas gotas de pegamento el trocito de plástico blanco que servirá de difusor de luz. En la tapa opuesta, como se ve en las fotos y en los dibujos, habrá que practicar, bajo el espacio ocupado por la pila, los dos orificios necesarios para montar el interruptor de encendido S1 y el pulsador de reset P1.

En el mismo lado de la caja deberéis efectuar también, con una broca de 3 mm, nueve orificios alineados por donde asomarán los nueve diodos del exposímetro.

Llegados a este punto, sólo falta fijar el circuito impreso en el interior del contenedor, interponiendo distanciadores de modo que el fotodiodo quede lo más cerca posible del difusor de plástico blanco.

El montaje finaliza conectando el interruptor en serie con uno de los dos terminales existentes en el circuito impreso. Luego aplicaréis en la tapa el adhesivo indicando la sensibilidad de la película y el diafragma correspondiente.

Habrá llegado entonces el momento de ajustar el circuito.

Ajuste

En los primeros prototipos que realizamos no habíamos insertado ningún trimmer de ajuste. Pero en la fase de control nos dimos cuenta de que, a causa de la tolerancia de los componentes, la lectura no era la deseada.

Por este motivo hemos preferido insertar un trimmer (ver R1), para poder retocar la sensibilidad del exposímetro y adaptarla con mayor precisión a cualquier flash.

El ajuste de este trimmer es bastante sencillo, ya que será vuestro mismo flash el que os proporcione la «luz patrón» para la puesta a punto del exposímetro.

En efecto, en cada flash existe una tabla que indica qué apertura de diafragma utilizar en función de la distancia del objeto y de la sensibilidad de la película utilizada.

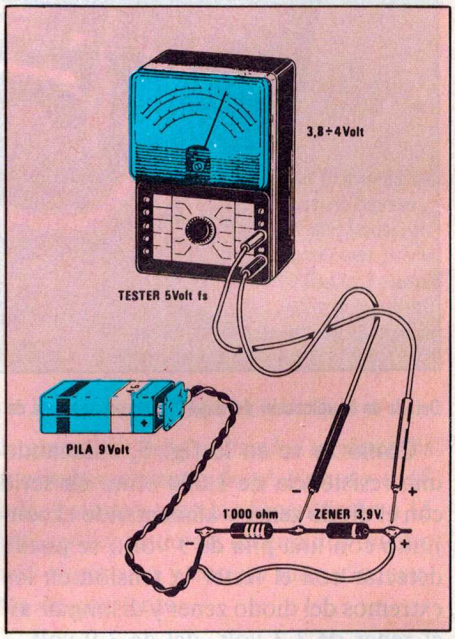


Figura 5. **Con una pila de 9 volt. más una resistencia de 1.000 ohm., podréis distinguir fácilmente el diodo zener de 3,3 volt. del de 3,9 volt.**

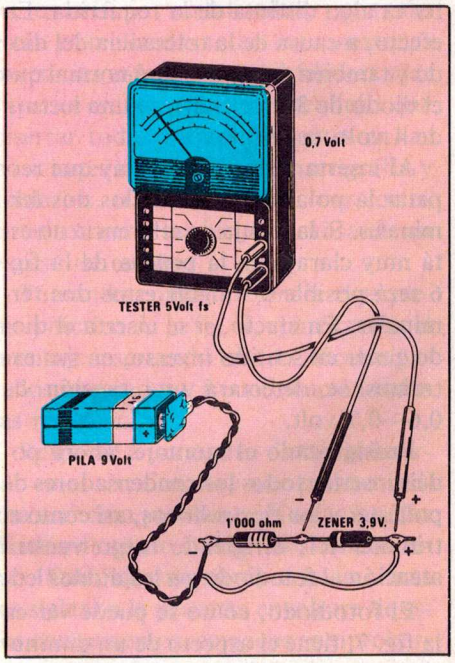
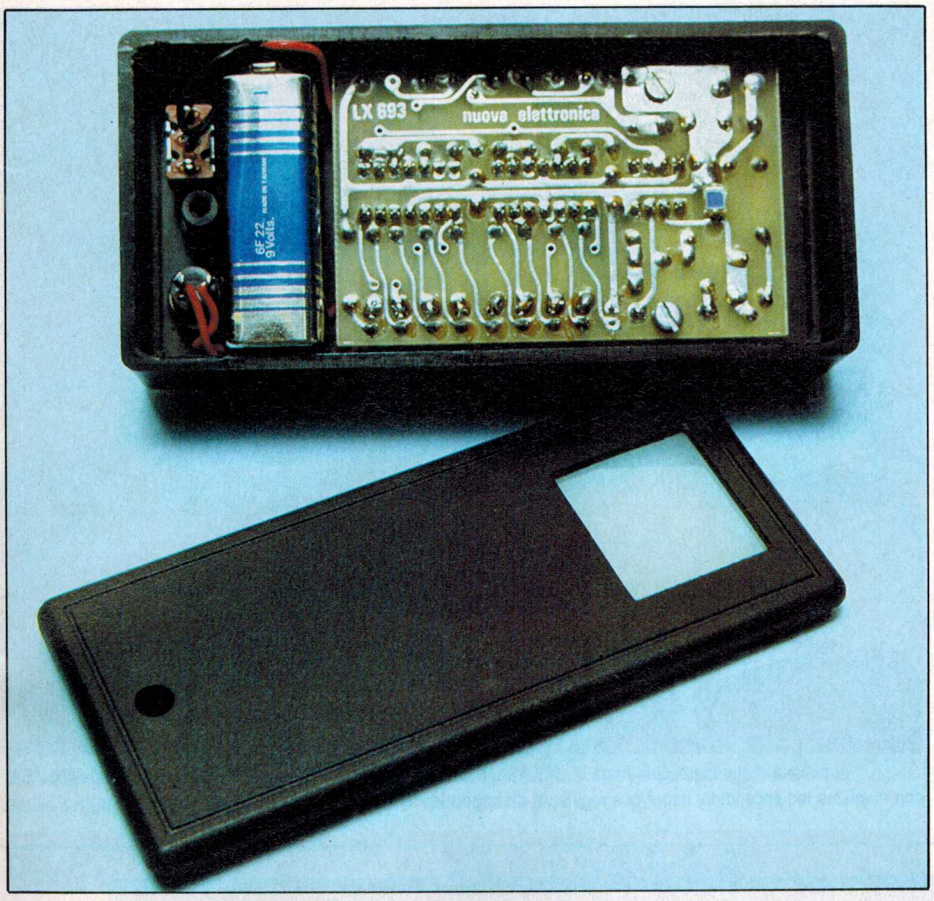


Figura 6. **Si el tester indica una tensión de sólo 0,7 volt., significa que habéis orientado la franja de referencia de manera errónea (ver fig. 5).**



Hay que retirar la rejilla cuadrada de la tapa, utilizando la punta del soldador, y pegar en el interior de la abertura asi obtenida el trocito de plástico blanco que servirá como difusor de luz.

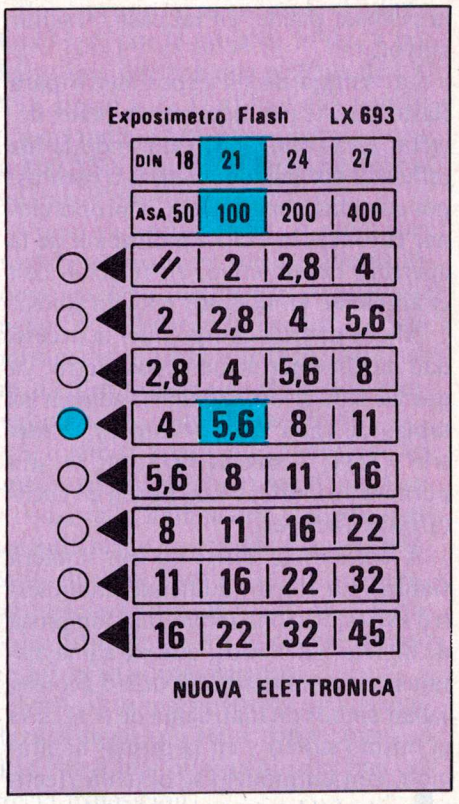


Figura 8. **Una vez ajustado el exposímetro, si al disparar el flash se encendiese el quinto diodo led, conociendo la sensibilidad de la película insertada en la máquina fotográfica se podrá determinar de inmediato en qué diafragma habrá que regular el objetivo.**

En los tres modelos que nosotros hemos tomado como ejemplo, para una película de 100 ASA hemos hallado las siguientes tablas:

modelo A = 3 m f/5,6 - 2 m f/8 - 1,5 m f/11

modelo B = 3 m f/8 - 2 m f/11 - 1,5 m f/16

modelo C = 3 m f/11 - 2 m f/16 - 1,5 m f/22.

Como se ve, el modelo A es menos potente que el B, y el C es el que dispone de mayor potencia, ya que, a igual distancia, se utiliza una menor apertura del diafragma.

Por ejemplo, supongamos que disponemos del flash tipo B.

Sabiendo que a una distancia de 2 metros del objeto es necesario situar el diafragma en f/11, tendremos que proceder como sigue:

Situar a una persona, preferentemente no vestida de blanco, en el centro de una habitación. Colocarse con el flash y el exposímetro a una distancia de 2 metros del sujeto.

Después de poner a cero el exposímetro pulsando P1, disparar el flash y comprobar qué diodo led se enciende.

Suponiendo que se encienda el quinto led, igual a un f/8, deberéis girar ligeramente el trimmer R1 en sentido opuesto a las agujas del reloj. Disparar nuevamente el flash y comprobar si se enciende el sexto led, correspondiente a un diafragma de f/11.

Si se encendiese el séptimo led, habrá que girar el trimmer R1 en sentido contrario. Si en cambio se encendiese el cuarto led, igual a un F/5,6 significaría que habéis girado el trimmer en sentido opuesto al requerido.

Acordaros de retocar tal trimmer sólo después de haber puesto a cero la memoria presionando el pulsador P1 de reset.

Si lo retocáis cuando todavía está encendido un led del exposímetro, podrá encenderse el led adecuado pero el ajuste será sólo aparente, ya que de ese modo modificaréis única y exclusivamente la corriente que fluye por el fotodiodo y no la efectiva sensibilidad del circuito.

Por tanto, el ajuste se efectuará siempre y exclusivamente mediante el destello.

Hemos aconsejado situar al sujeto en el centro de la habitación y colocarse con el flash y el exposímetro a una distancia de 2 metros de éste, para evitar que la luz reflejada por la pared, especialmente si es blanca, pueda influir en el ajuste del instrumento.

Una vez efectuado el ajuste, podéis alejaros del sujeto un metro más —es decir, un total de 3 metros— y al hacerlo así, notaréis que se enciende el diodo led correspondiente al diafragma f/8.

No os sorprendáis si, al alejaros, el exposímetro sigue indicando un f/11 en lugar de un f/8. En efecto, no debéis olvidar que el exposímetro es un instrumento de precisión y mide exactamente la cantidad de luz que impresiona la película. Por tanto, podría darse que a 3 metros del sujeto llegue más luz a la película que a una distancia de 2 metros.

Es fácil intuir que al alejarnos del sujeto, nuestro flash iluminará una mayor superficie de techo y de pared y si éstos son de color blanco, llegará al sujeto una mayor cantidad de luz. Por tanto, la intensidad de la luz que impresiona ▶

la película puede, en tal caso, resultar mayor.

La ventaja de un exposímetro para flash consiste precisamente en poder detectar esta condición, valorando la luz reflejada por paredes blancas u oscuras, por cortinas, espejos, etc., y proporcionar entonces la exacta indicación de la apertura del objetivo, en relación con el ambiente en que nos encontramos.

Ahora podréis comprender la necesidad de disponer de un exposímetro, ya que las indicaciones suministradas en las tablas de cada flash —esto es, **2 metros = f/11, 3 metros = f/8,** etc.— son puramente teóricas y no tienen en cuenta estos factores.

A veces estas tablas no son siquiera fiables. En efecto, midiendo con nuestro exposímetro la intensidad luminosa de dos flash distintos, que para una distancia de dos metros del sujeto aconsejaban ambos un diafragma de f/11, con el mismo sujeto y en la misma habitación, con un modelo se obtenía efectivamente f/11 y con el otro f/8.

Disparando fotos de prueba, constatamos que para el segundo flash era efectivamente necesario un diafragma de f/8 y no de f/11 como indicaba la tabla.

Insertando el trimmer R1 en nuestro exposímetro, obtendréis la ventaja de poder retocar la sensibilidad del circuito para adaptarlo con absoluta precisión a vuestro flash.

En efecto, si después de varias pruebas de revelado del negativo, comprobáis que la película ha sido sobrexpuesta o infraexpuesta, siempre podréis modificar la sensibilidad del exposímetro para una exacta apertura de diafragma.

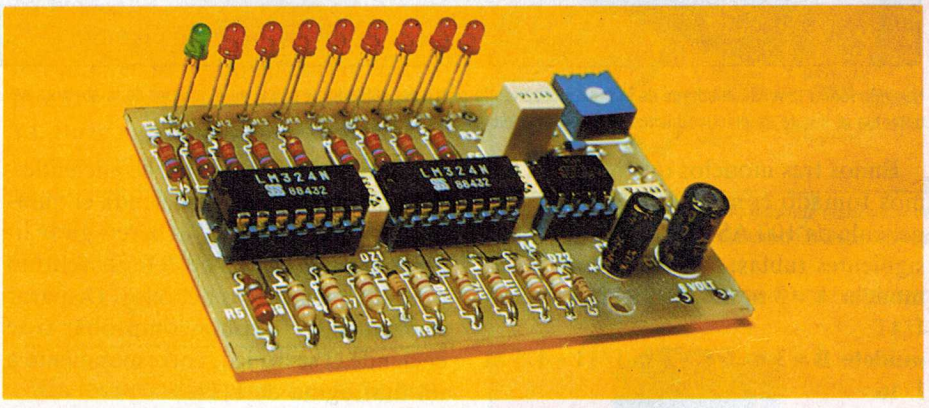
Cómo se usa

Para poder medir la luz reflejada por el sujeto, es decir, la luz que impresionará la película, el exposímetro deberá situarse junto a la máquina fotográfica con el fotodiodo orientado hacia la persona o personas a fotografiar (ver fig. 10).

Cuanto más lejos se encuentre el sujeto, menor será la cantidad de luz reflejada y, lógicamente, en el exposímetro se encenderá el diodo led que indica el diafragma a utilizar en función del tipo de película empleada y a la cantidad de luz reflejada por las paredes.



Suponiendo que la película fuera de 100 ASA, habrá que, regular el diafragma en f/5,6. Si fuese de 400 ASA, con el mismo led encendido, habrá que regular el diafragma en f/11.



Detalle de la placa del exposímetro con sus diodos led de visualización.

En caso de dificultad

Recomendamos que en primer lugar se lea nuevamente el texto donde se indica la forma de montar los diodos LED y la forma de diferenciar los dos diodos Zener de 3,3 volt., y 3,9 volt., en las figuras correspondientes.

El diodo FD1 invertido impide cualquier funcionamiento del circuito. Comprobar, así mismo, que los diodos DS1 y DS2 no estén mal conexionados o defectuosos.

Si estas comprobaciones son correctas y al disparar un flash no se aprecia una variación en la tensión de salida en la patilla 7 del circuito integrado IC1 sólo cabe que esté en corto el pulsador del reset o el condensador C6 o por el contrario, esté defectuoso el circuito integrado o el fotodiodo FD1.

Siempre suponemos comprobadas las tensiones de alimentación de los circuitos integrados y la tensión en extremos del diodo Zener DZ2.

Si los diodos LED conexionados al integrado IC2 no encienden y lo hacen los que van al integrado IC1 es obvio que tendremos IC2 mal, y viceversa; para hacer esta comprobación hacer actuar el circuito con luz muy intensa y con luz débil para hacer que tengan que encenderse los leds que corresponden a cada uno de los dos circuitos integrados.



Caratula serigrafiada para su colocación en el exterior de la caja de plástico.

Por ejemplo, si se enciende el quinto diodo led, por la tabla de la fig. 8 podréis saber que con una película de 100 ASA (igual a 21 Din) hay que regular el diafragma a f/8. Si la película fuese de 200 ASA (igual a 24 DIN) habrá que regular el diafragma en f/11.

Como ya hemos dicho, el exposímetro debe situarse cerca de la máquina fotográfica. Diez centímetros de más o de menos no falsearán la lectura. Lo importante es impedir que la luz del flash incida directamente en el difusor plástico colocado ante el fotodiodo.

Si queréis evitar desde ahora que los sujetos en primer plano resulten planos y demasiado iluminados y aquéllos en segundo plano demasiado oscuros, nunca orientéis el flash hacia las personas, sino hacia arriba, de modo que las paredes difundan la luz por igual incluso en los sujetos más lejanos.

Será este exposímetro el que os ayudará a elegir, en tales condiciones, el diafragma más adecuado para una correcta exposición. ■



intal
INDUSTRIA DE TELECOMUNICACION ALMERIENSE, S.A.
POLIGONO INDUSTRIAL C/. CESAR - ALMERIA
Tlfs. (951) 24 39 66 y 24 37 45. Telex: 78907 LECO E

HOMOLOGADO POR LA CRUZ ROJA ESPAÑOLA

Robusto acabado tipo Militar

Aplicaciones: Hormigoneras • Ambulancias
Taxis • Policia
Vehiculos de reparto • Bomberos
Autobuses • Coches militares

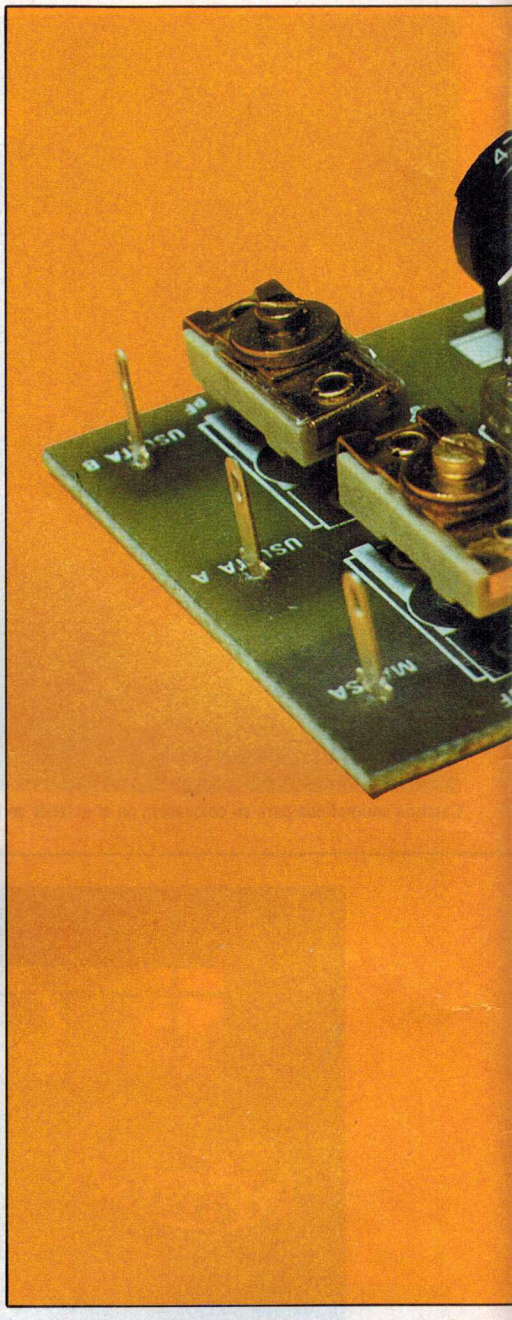
PROVEEDOR OFICIAL DEL MUNDIAL 82

Y EN GENERAL PARA LA COMUNICACION ENTRE PUNTOS FIJOS, MOVILES O FIJOS Y MOVILES.

NORMAS C.E.P.T.

Osciladores a transistores

Quienes desean diseñar por sí mismos cualquier transceptor a transistores, repararlo, o modificarlo, necesitan especializarse en el campo de la ALTA FRECUENCIA. Los artículos que publicamos sobre este tema tienen por objeto explicaros todas las reglas y los pequeños secretos de este campo de la electrónica.



Por un sondeo que hemos realizado, hemos podido constatar que son mucho más numerosos los aficionados que se dedican a la BF y la Hi-Fi que los interesados en la ALTA FRECUENCIA, es decir el campo de la TRANSMISIÓN.

Investigado el motivo de estas preferencias, las respuestas más significativas resultaron las siguientes:

A) Es un campo demasiado difícil. He probado a montar algún esquema, con resultados poco satisfactorios.

B) En la AF es necesario ser muy experto y además se requiere una instrumentación costosa, que muchos aficionados no pueden permitirse.

C) Me gustaría poder diseñar algún transmisor, pero no encuentro en el comercio un libro realmente válido que me sirva de orientación. Tampoco las revistas especializadas suelen tratar este tema, ni intentan explicarlo de modo accesible a todos.

No todos estos argumentos corresponden a la realidad, por cuanto quizá, es más fácil construir un transmisor que un sencillo amplificador de BF.

En efecto, como demostraremos, la AF no es tan dificultosa como parece a primera vista. Es más estamos seguros de que una vez adentrados en este interesante campo, todo resultará tan fácil que se disipará la desconfianza inicial, debida a los escasos conocimientos sobre el tema.

Entonces sentiréis no haber probado antes a obtener de un diseño todas las satisfacciones derivadas de la propia realización de un transmisor.

De otro lado, será suficiente disponer de un frecuencímetro digital (podéis realizar uno de nuestros Kits) o bien un receptor de ondas cortas y cortísimas, más un tester normal.

Es obvio que quienes dispongan de un osciloscopio contarán con un instrumento más del cual servirse, pero no es indispensable a efectos de realización.

Respecto a los textos específicos que traten de la AF (a excepción de los textos universitarios, demasiado teóricos y por tanto poco accesibles para el simple aficionado), hemos comprobado que ninguno de los consultados es capaz de proporcionar explicaciones sencillas y a la vez exhaustivas. Es más, en muchas ocasiones dan indicaciones y consejos tan confusos que llevan al «fracaso» incluso a las personas más voluntariosas.

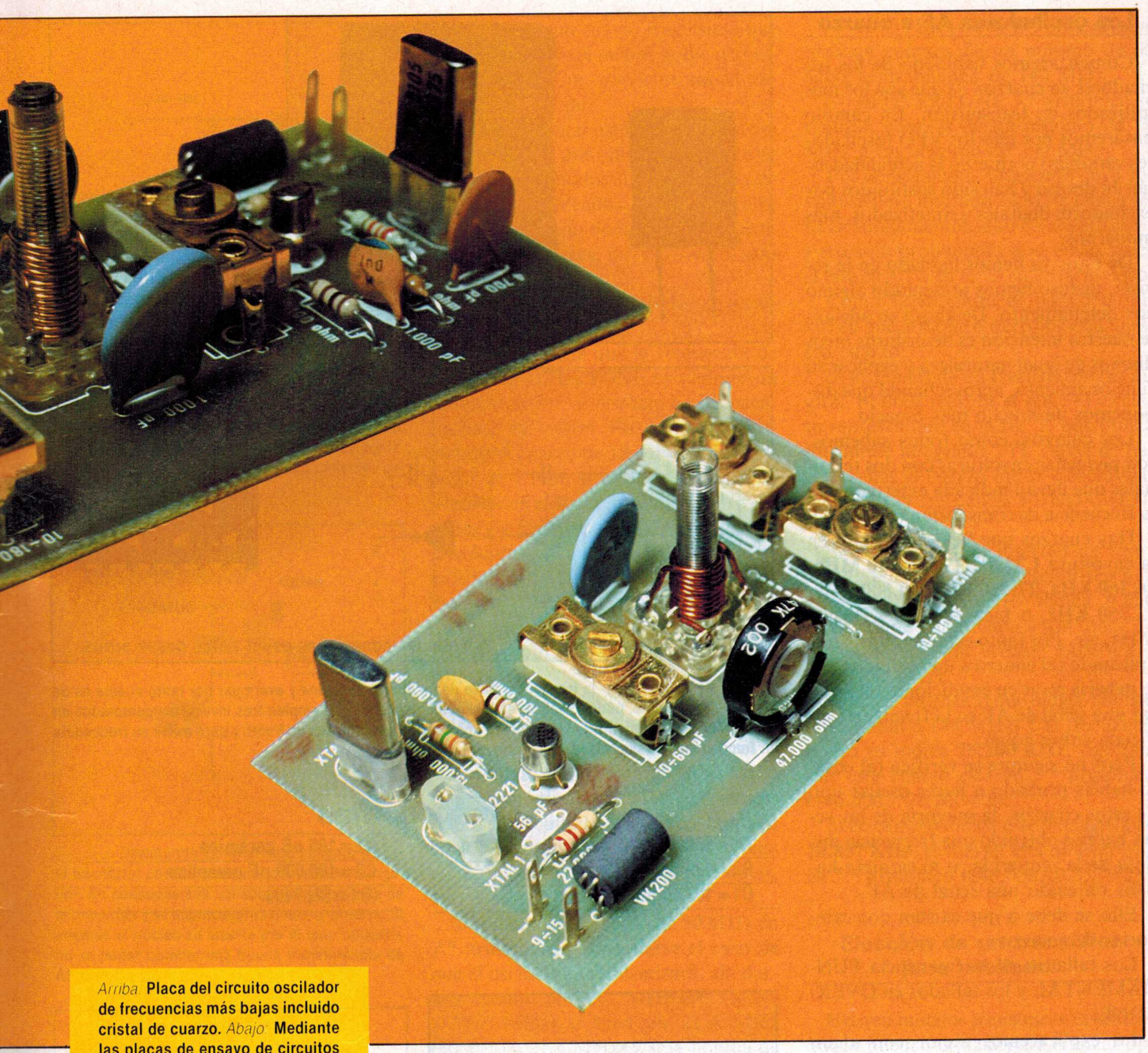
Éstas son las razones que nos han llevado a publicar una serie de artículos dedicados a la AF, con la certeza de que en breve tiempo tanto los expertos como los principiantes en el campo de la electrónica podrán diseñar y realizar personalmente completos transmisores, así como repararlos y modificarlos.

Cuando «Nueva Electrónica» decide analizar un tema determinado, no sólo trata de explicarlo de modo sencillo y exhaustivo, al alcance de todos, sino que también intenta intuir y prevenir los posibles errores de los principiantes.

Una vez hayáis montado un solo circuito, comprobaréis que transmitir es mucho más emocionante que recibir. En efecto, la satisfacción de saber que nuestra voz es irradiada a través de una antena y captada a 1 Km, 100 Km y 1.000 Km, compensa todas las eventuales dificultades y las largas horas de paciente trabajo empleadas en el montaje de nuestro primer radiotransmisor.

De ahí el número creciente de CB y radioaficionados que «pueblan» día y noche las diferentes gamas.

De todos los que se autodefinen CB expertos en AF, la mayoría no lo son en absoluto y consiguen transmitir sólo porque han adquirido un transmisor comercial, le acoplan una antena, conectan a la red y pulsando la tecla del mi-



Arriba **Placa del circuito oscilador de frecuencias más bajas incluido cristal de cuarzo.** *Abajo* **Mediante las placas de ensayo de circuitos osciladores se puede experimentar en una amplia gama de frecuencias.**

crófono, «sueltan»: «Aquí Radio Pulga, aquí Radio Pulga llamando. ¿Hay alguien a la escucha? Paso.»

Si fuese tan fácil pasar por experto, también podríamos decir que nuestro farmacéutico, por el simple hecho de saber cambiar de canal y regular el volumen y el contraste de su televisor, es un técnico en la materia.

Nosotros, en cambio, pensamos que es mucho más experto aquel que, no pudiendo adquirir un potente transceptor, consigue montar con sus propias manos un sencillo circuito que a duras penas alcanza los 100 metros de distancia.

No queremos que lo dicho resulte en absoluto ofensivo para nadie. Antes bien, esperamos que nuestra leve crítica sirva para que algún CB asiduo de nuestra revista se decida a coger por vez primera un soldador y comience a probar los distintos esquemas que vayamos proponiendo.

Con un poco de práctica, podréis descubrir fácilmente porqué no lograbais hacer funcionar ese esquema que tantas veces habéis intentado realizar.

A este respecto, hacemos también un llamamiento a los profesores de Escuelas Técnicas y de Formación Profesional que adoptan en sus prácticas los diseños publicados por «Nueva Electrónica», para que no excluyan la AF de sus programas.

En efecto, para un experto técnico electrónico resulta indispensable, entre otras cosas, saber cómo debe proceder para realizar un normal oscilador de AF, para acoplar entre sí varios pasos AF y qué significa adaptar la impedancia de un transistor o de una antena.

Precisamente, por este motivo, los diseños que presentamos son todos de tipo práctico-divulgativo, es decir, sencillos de realizar y fáciles de probar. ▶

Los osciladores AF a cuarzo

Comenzaremos hablando de los osciladores «a cuarzo» ya que son los más utilizados en transmisión. En cambio pasaremos por alto los VFO (osciladores variables) porque en la actualidad están en desuso y han sido sustituidos por excitadores digitales y sintetizados, más modernos.

De éstos ya hemos hablado en la revista, incluso hemos presentado alguno con detenimiento. De ahora en adelante nuestra intención es describiros otros diseños de igual naturaleza y explicar su funcionamiento, aprovechando que disponemos de mucho más espacio.

Los cuarzos, como todos sabemos, son pequeñas envolturas con dos terminales que llevan indicada externamente la frecuencia de transmisión (ver fig. 1).

Hay cuarzos que llevan indicado en la envoltura **1 MHz, 2 MHz, 10 MHz, 26.160 KHz, 27.250 KHz, 40.800 KHz, 72.250 KHz,** o bien **146.130 KHz, 90 MHz,** etc. Por tanto esto supondría que aplicando tal cuarzo a un oscilador, éste **debería** estar en condiciones de generar una señal de AF en la frecuencia indicada sobre aquél.

Pero no siempre se verifica tal cosa. Si habéis probado a hacer oscilar uno de estos cuarzos, la mayoría de las veces habréis obtenido una frecuencia distinta de la requerida, o ni siquiera habréis obtenido una señal de AF.

Ello se debe a que existen dos categorías de cuarzos:

Los tallados en la frecuencia FUNDAMENTAL y los tallados en OVERTONE.

Lo explicaremos mejor con algún ejemplo teórico. Para realizar un cuarzo, se corta un espesor de este mineral y es su «espesor» el que determina la frecuencia.

Para obtener un cuarzo de 10 MHz, supongamos que se necesite una plaquita de tal mineral de 1 mm de espesor (los espesores indicados son puramente teóricos y sirven para hacer más comprensibles nuestros ejemplos). Si en cambio deseamos obtener un cuarzo de 20 MHz, tendremos que reducir a la mitad el espesor, esto es, 0,5 mm. Para obtener 100 MHz, «afinaremos» aún más la plaquita, hasta 0,1 mm.

Es obvio que cuanto más aumenta la frecuencia, más disminuye el espesor,

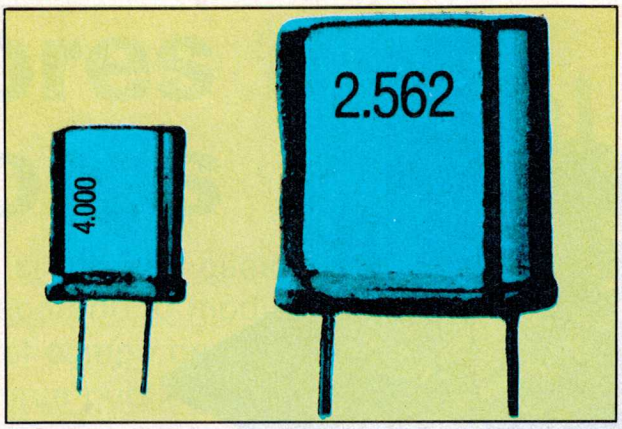


Figura 1. **Todos los cuarzos, independientemente de sus dimensiones, llevan impresa en la envoltura la frecuencia de oscilación en KHz o MHz, pero nunca especifican si éstos son en fundamental o en overtone de 3°, 5° ó 7° armónico.**

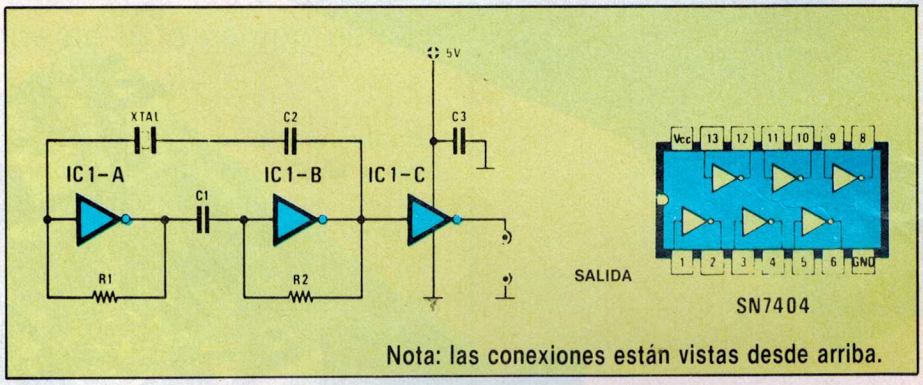


Figura 2. **Para determinar la frecuencia base de un cuarzo overtone y averiguar por tanto si éste es de 3°, 5° ó 7° armónico, podéis realizar este sencillo oscilador que emplea tres inversores contenidos en un SN.7404. Para alimentarlo se empleará una tensión estabilizada de 5 volt. y para medir su frecuencia un frecuencímetro digital.**

Componentes

R1 = 680 ohm. ¼ wat.	C2 = 100 pF cerámico.
R2 = 680 omh. ¼ wat.	C3 = 100.000 pF cerámico
C1 = 10.000 pF poliéster.	IC1 = SN.7404

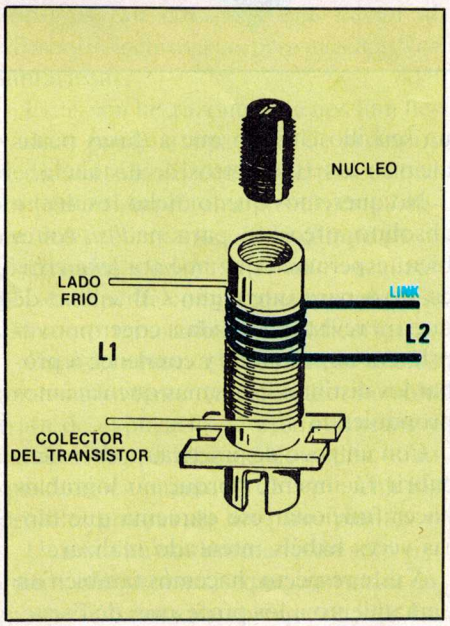


Figura 3. **El extremo de la bobina que se conecta al colector del transistor se denomina «lado caliente» y el extremo que se conecta a la tensión de alimentación «lado frío». El devanado secundario o «link» necesario para tomar de L1 la señal de AF, se debe devanar siempre sobre el lado frío de L1 y por el mismo lado habrá que insertar también el núcleo ferromagnético.**

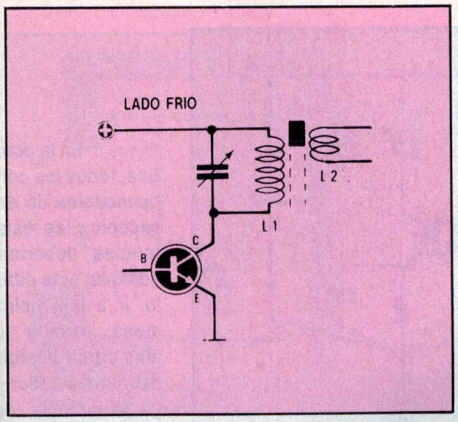


Figura 4. **En un diseño eléctrico no siempre se coloca el núcleo ferromagnético y la bobina L2 en L1 en la posición correcta, como aquí se representa. Por tanto, quiénes carecen de experiencia pueden incurrir fácilmente en un error devanado L2 por la parte opuesta, es decir, por el «lado caliente» de L1.**

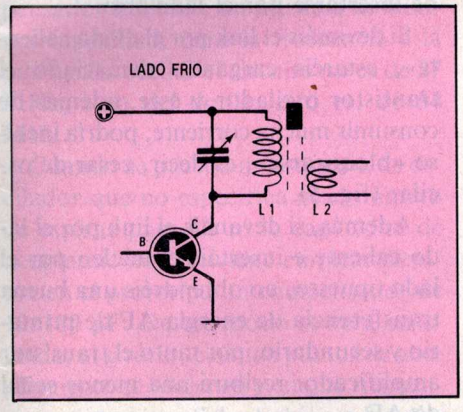


Figura 5. **Devanando L2 en el lado caliente de L1, el transistor oscilador resulta demasiado «cargado». En consecuencia consume más corriente de la requerida y se sobrecalienta hasta quemarse. Si además el núcleo se inserta por el lado opuesto, no se podrá obtener una buena transferencia de AF de L1 a L2.**

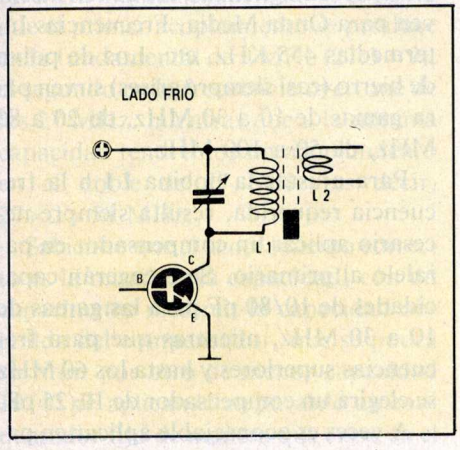


Figura 6. **Si se devana la bobina L2 por el lado frío de L1 pero se inserta el núcleo ferromagnético por el lado opuesto, se obtendrá el mismo resultado descrito en la fig. 5, es decir, una menor transferencia de AF de la bobina L1 a la L2, aun consumiendo el transistor una elevada corriente.**

hasta obtener un cuarzo fragilísimo que puede romperse al menor golpe o al estar sometido a una corriente más elevada de lo habitual.

Para solucionar este inconveniente se ha descubierto que tallando el cuarzo de un particular modo, aun empleando espesores más elevados de lo requerido, es posible hacerlo oscilar a una frecuencia 3 veces, 5 veces, incluso 7 veces más elevada.

Los cuarzos así concebidos se denominan OVERTONE.

Tened presente que la frecuencia de un cuarzo OVERTONE es siempre un submúltiplo impar respecto a la frecuencia base del cristal. Por ejemplo, retomando el cuarzo de 10 MHz con un espesor de 1 mm, si estuviese tallado en overtone en el **tercer armónico,** en su envoltura se indicaría **30 MHz.** Si estuviese tallado en el **quinto armónico,** hallaríamos indicado 50 MHz. Si estuviese tallado en el **séptimo armónico,** resultaría un cuarzo de 70 MHz, aunque tendría el mismo espesor que un cuarzo de 10 MHz.

Sin embargo, estos cuarzos tienen el defecto de oscilar fácilmente también en las frecuencias armónicas inferiores.

Tomando como ejemplo un cuarzo en **5.° armónico** de 50 MHz, éste no encuentra dificultad para oscilar también en 30 MHz (50:5 × 3 = 30 MHz), o bien en la fundamental de 10 MHz (esto es, 50 : 5 = 10 MHz).

Si tomamos un cuarzo de 50 MHz en **7.° armónico,** podría darse el caso de que el oscilador se sintonizara, sin darnos cuenta, en 35,7 MHz (50:7 × 5 = = 35,7 MHz) o bien en 21,4 MHz (50:7 × 3 = 21,4 MHz) y si la bobina de sintonía tiene muchas espiras, incluso en la fundamental, esto es 7,14 MHz (50: :7 = 7,14 MHz).

Un oscilador idóneo para cuarzos en **frecuencia fundamental** no siempre es adecuado para **cuarzos overtone** y viceversa, sobre todo si éstos son en 5.° y en 7.° armónico.

Normalmente, por la frecuencia indicada en la envoltura podremos ya hacer una primera selección, ya que:

— en FUNDAMENTAL se realizan cuarzos de un mínimo de 100.000 KHz a un máximo de 25 MHz

— en OVERTONE 3.° armónico se realizan cuarzos de un mínimo de 20 MHz a un máximo de 80 MHz

— en OVERTONE 5.° armónico se realizan cuarzos de un mínimo de 60 MHz a un máximo de 140 MHz

— en OVERTONE 7.° armónico se realizan cuarzos de un mínimo de 70 MHz a un máximo de 200 MHz

Por consiguiente, un cuarzo cuya envoltura lleve indicado 72 MHz nunca será en fundamental, sino en «overtone». Pero sólo probándolo podremos saber si está en 3.° o en 5.° o en 7.° armónico.

Cómo hacer, entonces, para determinar en qué armónico overtone está nuestro cuarzo.

Si disponéis de un frecuencímetro digital, podréis realizar el sencillo circuito representado en la fig. 2, que utiliza un simple integrado TTL capaz de hacer oscilar el cuarzo única y exclusivamente en la frecuencia FUNDAMENTAL.

Si en tal oscilador insertáis un cuarzo CB de 27.150 KHz, descubriréis que vuestro frecuencímetro indica **9.050 KHz** ya que estos cuarzos son todos de 3.° armónico (en efecto, 9.050 × 3 = = 27.150 KHz).

Si tenéis un cuarzo que indica 146.000 KHz (igual a 146 MHz) y el frecuencímetro os indica **29.200 KHz,** significa que este cuarzo está en 5.° armónico (146.000 : 29.200 = 5).

Si en cambio indica una frecuencia de **20.857 KHz,** el cuarzo será un overtone en 7.° armónico (146.000:20.857 = 7).

Elección de un transistor para oscilador

Existen muchos transitores de silicio, que se pueden utilizar para realizar óptimos osciladores a cuarzo, sin necesidad de tener que elegir necesariamente aquellos clasificados como amplificadores u osciladores AF. Por ejemplo, existen óptimos **transistores switching** con frecuencia de corte de hasta 200-500 MHz, o **transistores-pourpose** de 50- -100-200-300 MHz que se prestan muy bien para dicha función.

Cuando se elige un transistor a utilizar como oscilador de AF, hay que comprobar los siguientes datos en las características reseñadas en el manual:

TENSION MÁXIMA DE COLECTOR = si tenemos que realizar osciladores a alimentar con 9 volt., se pueden elegir transistores con tensión máxima ▶

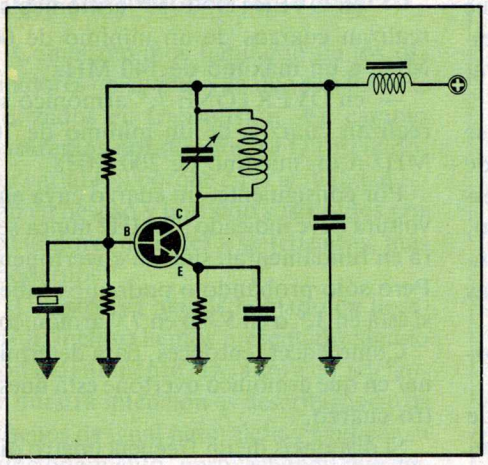


Figura 7. **Normalmente en un esquema eléctrico no se representan en una única «masa» todos los componentes correspondientes a un determinado paso. Casi siempre se utiliza un signo de masa situado en la posición más cómoda o más estética.**

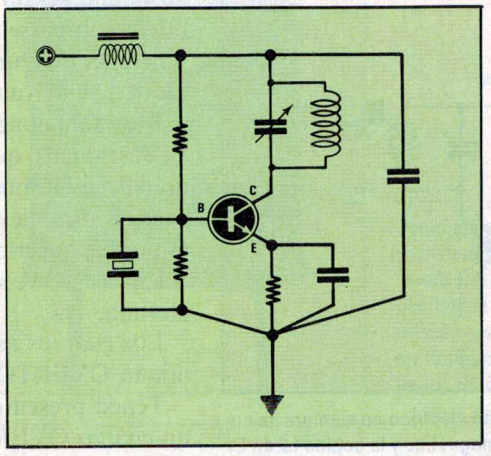


Figura 8. **En la práctica, todos los condensadores de desacoplo y las resistencias deberían, como en este dibujo, ir a una única masa situada lo más cerca posible del condensador y la resistencia de polarización de emisor.**

de 20 volt. Si en cambio deseamos alimentarlo a 12-18 volt., es mejor elegir un transistor con tensión máxima de colector de 30-40 volt.

De todas formas, también es posible utilizar un transistor de 40 volt. para una tensión de 9 volt. solamente.

CORRIENTE DE COLECTOR = = siempre es aconsejable elegir transistores con corriente máxima de colector que no supere los 150 mA y que nunca resulte inferior a 50 mA. Si la corriente máxima fuese de 10 mA solamente, se podría averiar fácilmente. Si en cambio la corriente máxima resultase de 3 Amperios, nunca podremos obtener de tal paso un elevado rendimiento, ya que estos transistores ganan poco en tensión.

AMPLIFICACIÓN = es conveniente elegir transistores de elevada ganancia —50-100-200 veces— y de tal categoría sólo encontraremos transistores en contenedor TO.18.

Es inútil elegir transistores de potencia media en contenedor TO.5, aunque dispongan de una elevada ganancia, porque en la práctica, como podréis constatar, es más fácil obtener una señal de AF de mayor amplitud con un transistor en TO.18 que con uno en TO.5.

Tened siempre presente que los transistores de baja potencia en TO.18 (si no adquirís expresamente transistores osciladores AF-VHF de elevado costo) **no garantizan** la misma ganancia en cada unidad.

Por tanto, suponiendo que adquirís un transistor 2N2221, podéis encontrar uno con una ganancia de 50 veces y otro de 80, otro de 100, e incluso de 130 veces. Así, al realizar varios ejemplares, puede darse el caso de obtener con el mismo transistor resultados distintos.

FRECUENCIA DE CORTE = al tener que realizar osciladores de AF, es obvio que habrá que elegir un transistor capaz de trabajar en la frecuencia requerida.

Si adquirís un transistor con una frecuencia de corte de 50 MHz, éste oscilará muy bien en 15-21-27-30 MHz pero nunca podrá oscilar en las frecuencias de 72-100-144 MHz. Si elegimos un transistor con una frecuencia de corte de 250 MHz, lo podremos utilizar tanto en 27 MHz como en 72 y en 144 MHz.

Bobinas de ajuste o sintonía

En muchos esquemas eléctricos de osciladores AF, refiriéndose a las bobinas, sólo se nos indica: «la bobina "X" está compuesta por 10 espiras, con un secundario de link de 2 espiras, devanadas sobre un soporte de diámetro "x" dotado de núcleo en ferrita.»

Con estos únicos datos, quienes carecen de experiencia en AF pueden ir a un seguro fracaso por los siguientes motivos: no basta saber cuantas espiras constituyen el primario o el secundario, ni que la bobina dispone de un núcleo ferromagnético, sino cómo debe ser devanada.

Normalmente el primario L1 de una bobina de ajuste va conectado con un extremo al colector del transistor oscilador y con el otro a la tensión de alimentación (ver fig. 3).

El extremo de la bobina aplicado al colector del transistor se denomina «lado caliente», mientras que el otro extremo se denomina «lado frío» por ir conectado a la tensión de alimentación. El link o devanado secundario L2 se devana siempre por el **lado frío** de la bobina y también el núcleo ferromagnético debe insertarse por el lado frío.

Si devanáis el link por el «**lado caliente**», estaréis cargando demasiado el transistor oscilador y éste, además de consumir mucha corriente, podría incluso «bloquearse», es decir, cesar de oscilar (fig. 5).

Además, si devanáis el link por el lado caliente e insertáis el núcleo por el lado opuesto, no obtendréis una buena transferencia de energía AF de primario y secundario, por tanto el transistor amplificador recibirá una menor señal de AF.

Lo mismo ocurre si devanáis el link por el «lado frío» e insertáis el núcleo por el lado opuesto, como se ve en la fig. 6. De otro lado hay que señalar que existen distintas «gradaciones» de núcleos ferromagnéticos; los de ferrita sirven para Onda Media, Frecuencias Intermedias 455 KHz, etc. Los de polvo de hierro (casi siempre grises) sirven para gamas de 10 a 30 MHz, de 20 a 80 MHz, de 50 a 100 MHz.

Para ajustar la bobina L1 a la frecuencia requerida, resulta siempre necesario aplicar un compensador en paralelo al primario. Se escogerán capacidades de 10/80 pF para las gamas de 10 a 30 MHz, mientras que para frecuencias superiores y hasta los 60 MHz se elegirá un compensador de 10/25 pF.

A veces es aconsejable aplicar en paralelo al compensador una capacidad fija de 15-18 pF, para evitar sintonizar en el segundo armónico a la mínima capacidad.

Pongamos un ejemplo: suponiendo

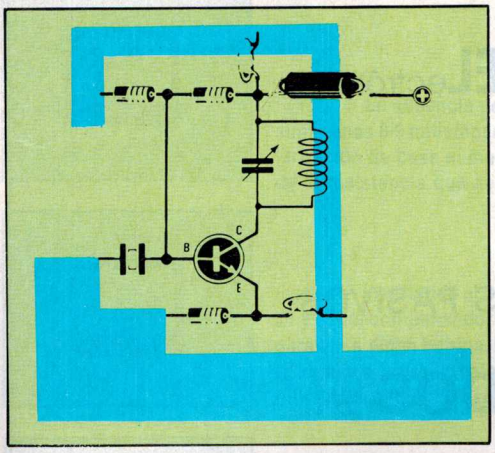


Figura 9. **Si al realizar un circuito impreso colocáis los terminales de los distintos componentes a aplicar a «masa» en puntos distintos y notablemente distantes entre si, es fácil que el circuito autoscile y que las pistas de cobre se comporten como muchas pequeñas inductancias.**

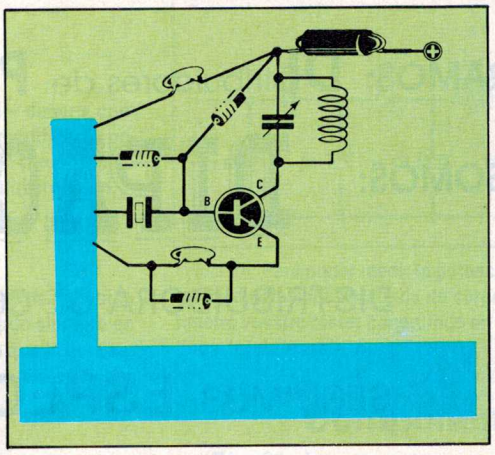


Figura 10. **Disponed para cada paso una pista propia de masa y no coloquéis en ella condensadores o resistencias de pasos distintos. Sólo así podréis eliminar autoscilaciones o funcionamientos anómalos de los pasos siguientes.**

que realizamos un oscilador para la banda de los 27 MHz y que devanamos una bobina L1 **con un número de espiras menor que el requerido,** girando el compensador hallaréis un ajuste a la mínima capacidad, pero la frecuencia a la que hacéis oscilar el circuito no es de 27 MHz, sino del doble, esto es, de **54 MHz.**

Cuando se prueba un esquema de oscilador que no especifica ni el número de espiras para L1 ni la capacidad de acoplamiento, conviene emplear siempre en el prototipo un compensador de **10/180 pF.** De ese modo se verá enseguida, al girarlo, cuántos puntos de acoplamiento se obtienen y en qué frecuencia se sintoniza dicha bobina a las distintas capacidades.

Si por ejemplo hemos insertado un cuarzo de 27.000 KHz, y hallamos tres acoplamientos —uno a la máxima capacidad, otro a la capacidad media y otro a la mínima capacidad—, es obvio que el primer acoplamiento se produce en la fundamental de 9 MHz (27:3 = 9), el segundo en la frecuencia overtone de los 27 MHz, mientras que a la mínima capacidad tendremos un acoplamiento en el doble de 27 MHz, es decir, $27 \times 2 = 54$ MHz.

Sabiendo que el acoplamiento correcto es la mitad de la capacidad, con un capacímetro mediréis la capacidad obtenida del compensador, que se podrá sustituir por otro de menor capacidad 10/40 pF aplicando en paralelo un condensador fijo de manera que entre en el campo de acción requerido.

Por ejemplo, si mediante el capacímetro hemos comprobado que necesitamos 70 pF, disponiendo de un compensador que llega a 40 pF máximo, habrá que insertar en paralelo uno fijo de 47 pF, obteniendo así un mínimo de 57 pF (10 + 47 = 57) y un máximo de 87 pF (40 + 47 = 87).

Este truco de conectar una capacidad fija en paralelo al compensador **no es necesario** si en la bobina existe un núcleo ferromagnético.

Si se dispone de dicho núcleo, habrá que girar el compensador a **mitad** de recorrido y tratar de hacer oscilar el circuito enroscándolo en el interior del soporte.

Si el ajuste se obtiene con el núcleo insertado más allá de la mitad del soporte, es necesario aumentar el número de espiras de L1. Si en cambio constatamos que el núcleo está totalmente fuera (esto es, no cubre el extremo del lado frío y el link), habrá que retirar alguna espira.

El número de espiras es correcto cuando el núcleo no va más allá de 1/3 de las espiras devanadas para L1.

Finalmente, no olvidéis que para frecuencias superiores a 60 MHz son necesarios núcleos de baja permeabilidad magnética para obtener pequeñas variaciones de frecuencia. Si usáis núcleos de alta permeabilidad magnética, dando una sola vuelta al núcleo se obtienen variaciones de frecuencia demasiado elevadas, hasta el punto de hacer dificultoso el ajuste.

Realización práctica

Si no disponéis de un circuito impreso ya preparado para la colocación de los distintos componentes y tenéis que diseñarlo por completo, deberéis respetar determinadas reglas.

Todos los componentes del paso oscilador que se conecten a masa deberán afectar a una única pista. Ello no significa que haya que conectar a un único punto todos los condensadores de desacoplo y las resistencias (aunque sería la mejor solución). «**Único punto**» significa solamente que la pista de masa utilizada para el paso oscilador (ver fig. 10) no deberá utilizarse para los componentes de ningún otro paso que lo preceda o lo siga.

Por ejemplo, si colocamos el condensador de desacoplo del **lado frío** de la bobina en una pista de masa cualquiera, ésta, para llegar a la «masa» del emisor del transistor, tendrá que hacer un largo recorrido y captará residuos de AF de otros pasos, lo que podría dar lugar a autoscilaciones (ver fig. 9).

Lo mismo decimos respecto al condensador aplicado en paralelo a la resistencia de emisor. Allí donde conectemos a masa la resistencia de emisor, muy cerca deberemos conectar los extremos del condensador de desacoplo.

Si aplicamos las masas de estos dos componentes muy distantes una de otra, las pistas de cobre que unen estos componentes pueden comportarse como «inductancias» y entrar en resonancia.

Creemos que viendo un esquema eléctrico con una resistencia y un condensador en paralelo, nadie se pondría a modificarlo aplicando en serie con la resistencia o con el condensador una «inductancia», ni siquiera de pocos microhenrios.

A pesar de ello, a veces hemos visto circuitos impresos en que se coloca un condensador de desacoplo en un punto tal, que para alcanzar la propia resistencia existe una pista en U o en Z. Esta ▶

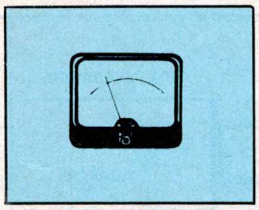


Figura 11. **En ausencia de cuarzo, un buen oscilador debería consumir unos 8-9 miliamperios. Para ello podremos modificar la polarización de base aumentando o disminuyendo el valor óhmico de la resistencia que se conecta al positivo de alimentación.**

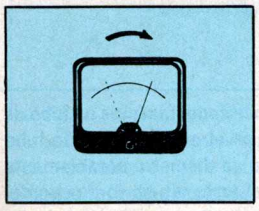


Figura 12. **Insertando el cuarzo y regulando el núcleo de la bobina L1 y el del compensador de acoplamiento conectado siempre en paralelo a dicha bobina, hallaréis una posición en que la corriente aumenta bruscamente. Cuando se verifica esta condición, significa que el cuarzo oscila.**

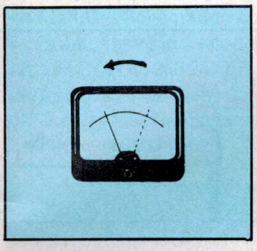


Figura 13. **Para establecer si el ajuste del compensador y del núcleo es correcto, probad a retirar el cuarzo y a volverlo a insertar. La corriente debe descender otra vez a 8-10 miliamperios para luego volver al valor leído precedentemente (fig. 12) cuando reinsertemos el cuarzo. Si esto no se verifica, es que el circuito autooscila.**

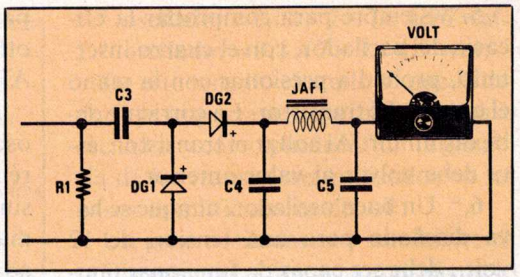


Figura 14. **Para poder medir la potencia de un oscilador AF, realizad esta sencilla sonda de carga utilizando como voltímetro vuestro téster conmutado en 5-10 volt. tensión continua fondo escala.**

Componentes

R1 = 56 ohm. ½ wat.
C3 = 100 pF cerámico
C4 = 47.000 pF poliéster
C5 = 100.000 pF cerámico
DG1-DG2 = diodos de germanio
JAF1 = cualquier impedencia de AF

pista puede transformarse para la AF, sobre todo para 50 o más MHz, en una auténtica bobina de sintonía.

Si habéis tenido ocasión de observar los distintos circuitos impresos para lineales diseñados por nosotros, habréis notado que existen pistas cortas en U, o en L, o en M, con un compensador situado en un extremo. Ello es así porque dicha pista ha sido expresamente utilizada como una verdadera bobina de sintonía o como bobina trampa.

Por consiguiente, si realizáis un circuito impreso, utilizad la pista de masa del oscilador sólo para ese paso. Veréis cómo desaparecen automáticamente todos los problemas de autoscilaciones o anomalías de funcionamiento del oscilador.

El oscilador perfecto

Los esquemas recomendados como perfectos osciladores no siempre funcionan. Por experiencia podemos deciros que casi el 90 por 100 de estos esquemas son teóricos y si habéis probado a montar alguno os habréis dado cuenta de que pocos funcionan correctamente.

Por desgracia son también muchos los esquemas publicados por las casas fabricantes de cuarzos, indicando los valores y los transistores recomendados, que una vez montados tampoco funcionan. Así mucha gente, creyéndolos válidos, los copia sin siquiera probarlos y los adapta a diseños propios, para luego enviarlos a alguna revista pretendiendo que los publiquen como esquemas eficaces. Esto ocurre porque se piensa que si la casa fabricante afirma que el esquema en cuestión es válido para cuarzos de 50 MHz, bastará disminuir las espiras de la bobina y la capacidad de acoplamiento para poderlo utilizar también con un cuarzo de 70 MHz.

Dado que en los esquemas nunca se especifica si el cuarzo de 50 MHz es un overtone de 3.° armónico o de 5.° armónico, al utilizar un cuarzo de 70 MHz que podría ser un overtone en 7.° armónico, el oscilador nunca podrá funcionar.

A continuación alguna otra persona, viendo el esquema (nunca probado) para los 70 MHz, lo vuelve a tomar para aplicarlo tal cual a los 72 MHz. De ese modo, copiando y recopiando, se ofrecen al lector esquemas que funcionan sólo sobre el papel.

Para ser perfecto, un oscilador debe tener los siguientes requisitos:

1.° Sustituyendo un transistor por otro similar, éste **debe oscilar siempre.**

2.° El oscilador es perfecto si, sin cuarzo, el transistor consume unos 8-10 mA (fig. 11) y al insertar el cuarzo (y obviamente, ajustando el compensador y el núcleo de la bobina L1) la corriente aumenta bruscamente a 15-30 mA (el máximo consumo depende de la frecuencia, de la ganancia del transistor y de las características de la bobina de ajuste) —fig. 12.

Sólo para los cuarzos en 5.° y 7.° armónico OVERTONE, la corriente del transistor —ajustando el compensador— puede aumentar tan sólo 1 ó 2 miliamperios.

3.° Para determinar si un oscilador funciona correctamente, probad a retirar el cuarzo y a ponerlo de nuevo. La corriente mínima y máxima debe resultar siempre idéntica a los valores previamente medidos (fig. 13). Por ejemplo, si al ajustar el compensador la corriente llega a un máximo de 30 mA y retirando el cuarzo disminuye a 10 mA, al volver a colocarlo la corriente deberá ser de nuevo de 30 mA.

Si sólo sube a 20 mA, significa que el ajuste no es perfecto. Si en cambio supera los 35 mA, significa que el oscilador autoscila.

4.° Al retirar el cuarzo, el oscilador **no debe oscilar nunca.** Existen osciladores que siguen oscilando después de retirar el cuarzo (no en nuestros esquemas, porque los desechamos). Tales esquemas no son válidos aunque al insertar el cuarzo se exciten automáticamente en la frecuencia indicada en su envoltura, ya que si la tensión de alimentación disminuye lo suficiente para no poder ya excitar el cuarzo, éstos siguen oscilando, obteniendo así frecuencias extrañas, con múltiples «enganches» y armónicos.

5.° Siempre para comprobar la eficacia del oscilador, con el cuarzo insertado, probad a presionar con la mano el cuerpo del transistor. La corriente debe disminuir. Al soltar el transistor, ésta debe volver al valor anterior.

6.° Un buen oscilador, aunque se haya diseñado para una tensión de 12 volt., debe ser capaz de funcionar también con variaciones de tensión superiores o inferiores en un 20 por 100. Es decir, debe funcionar aunque la tensión disminuya a 9 volt., o aumente a 15 volt.

Lógicamente, a menor tensión disminuirá la corriente consumida, por tanto en salida obtendremos menor potencia. A mayor tensión, aumentará tanto la corriente como la potencia en salida.

Los osciladores que, diseñados para una tensión de 12 volt., dejan de funcionar a 11 volt., deben descartarse automáticamente para elegir otros menos críticos.

7.° Siempre para determinar si el esquema elegido es realmente válido, recordad que incluso variando en un 20 por 100 de más o de menos todos los valores de las resistencias y de los condensadores (obviamente, no la capacidad del condensador de acoplamiento), debe seguir funcionando.

A tales variaciones podría corresponder, lógicamente, un rendimiento distinto. Pero aunque ello sea así, el oscilador no debe «apagarse» nunca, es decir, debe seguir siendo capaz de entregar AF.

Esto es un hecho muy importante, ya que es muy normal encontrar una tolerancia del 20 por 100 en una resistencia o un condensador.

Son demasiado críticos los osciladores que por ejemplo requieren una capacidad en paralelo a una resistencia de 1.000 pF y que dejan de oscilar al insertar una de 820 o de 1.200 pF. Por consiguiente, habrá que desecharlos inmediatamente.

La potencia del oscilador

Cuanto mayor sea la potencia entregada por el paso oscilador, menos pasos amplificadores habrá que aplicarse para alcanzar una determinada potencia.

En la práctica, un oscilador que es capaz de entregar más potencia AF que otro requerirá algún paso amplificador AF de menos.

Así pues, entre los muchos tipos de osciladores que podríais probar, deberéis elegir siempre el que sea capaz de suministrar en salida una señal de AF mayor (será necesario probarlos con el adaptador de impedancia) y para tal esquema, probar también algún otro transistor para ver si hay alguno que suministre algún miliwatio más.

En efecto, cada oscilador debe estar siempre seguido por un paso amplificador AF, que puede potenciar la señal de un mínimo de 3 veces a un máximo de 10 veces.

Obviamente, los transistores que garantizan una ganancia mayor resultan bastante caros. Por ello a veces puede ser más conveniente utilizar transistores de precio moderado añadiendo algún paso más, que utilizar un sólo transistor fabricado expresamente para AF pero cuyo costo supera ampliamente el costo total de los primeros.

Si el oscilador es válido, es posible emplear en los pasos sucesivos transistores normales de bajo costo y obtener la misma potencia que podría entregar un transistor diez veces más caro.

Por ejemplo, si disponemos de dos osciladores, uno de los cuales entrega en salida 40 miliwatios, igual a 0,04 wat., y otro que entrega 100 miliwatios, igual a 0,1 wat., efectuando algunos cálculos se podría determinar qué resultados se obtienen en los dos casos.

Aplicando al oscilador de 0,04 wat. **dos pasos amplificadores** AF con una ganancia en potencia de 3 veces, obtendríamos:

0,04 × 3 × 3 = 0,36 wat.

Si en cambio conectásemos a nuestro paso amplificador el segundo oscilador capaz de entregar en salida 0,1 wat., obtendríamos de inmediato una potencia mayor. En efecto:

0,1 × 3 × 3 = 0,9 wat.

esto es, casi el triple respecto al primer oscilador de 0,04 wat.

Si con los mismos osciladores empleásemos transistores con una ganancia en potencia superior a 3 veces, es obvio que la potencia total resultaría mayor.

Si por ejemplo escogemos transistores con una ganancia de 7 veces, obtendremos de los dos osciladores la siguiente potencia:

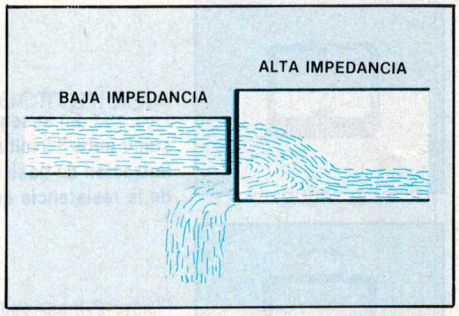


Figura 15. **Si a un grifo le conectásemos un tubo de pequeño diámetro y en el extremo de este tubo acoplásemos un tubo de diámetro notablemente mayor para recoger el agua, es obvio que perderíamos mucha agua por esta conexión imperfecta.**

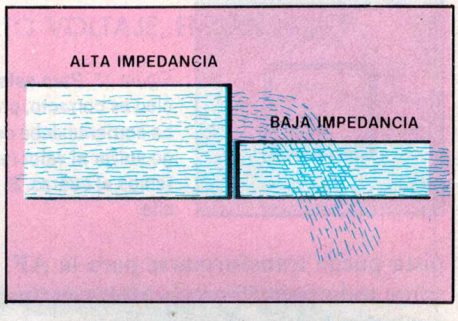


Figura 16. **Lo mismo ocurriría si aplicásemos al grifo un tubo de elevado diámetro y en el extremo de éste acoplásemos un tubo de diámetro inferior. Al no ser ambos tubos de igual diámetro, se desperdiciaría mucha agua.**

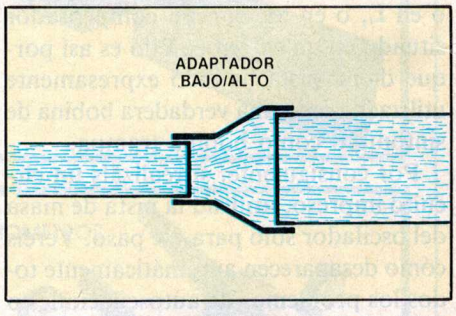


Figura 17. **Si no es posible disponer de dos tubos de idéntico diámetro, para obtener una total transferencia de un tubo pequeño a uno grande habrá que interponer entre ambos un «adaptador» como se ve en la figura.**

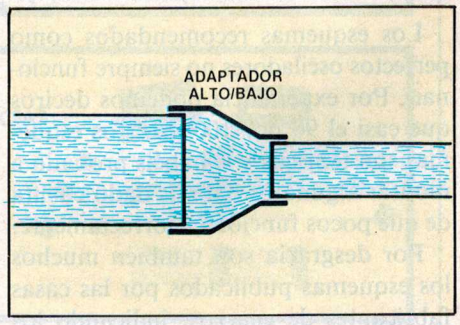


Figura 18. **Si conectamos a la fuente un tubo de diámetro elevado y en su extremo queremos conectar un tubo de diámetro inferior, podremos emplear el mismo «adaptador» de la fig. 17 conectándolo en sentido contrario.**

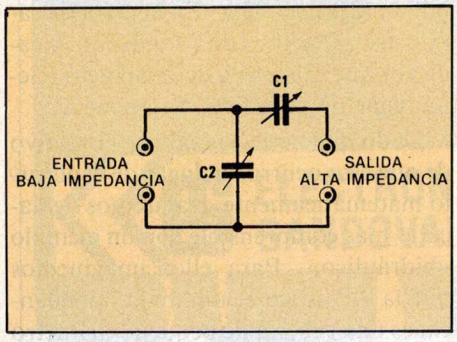


Figura 19. Si queremos evitar pérdidas, también en AF habrá que adaptar la impedancia de «entrada» con la impedancia disponible en «salida». Conectando como se ve en esta figura dos condensadores variables de 250-280 pF, podremos adaptar una «baja» impedancia a una «alta» impedancia.

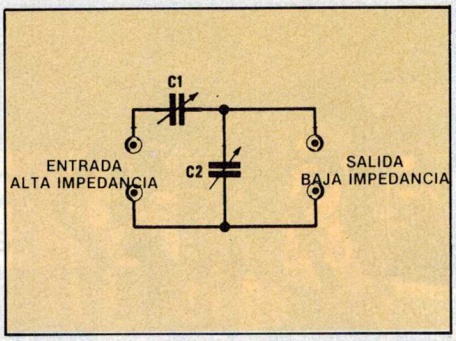


Figura 20. Como ocurría en el ejemplo hidráulico, invirtiendo los dos condensadores variables podremos obtener una situación opuesta, es decir, adaptar una «alta» impedancia aplicada en la entrada a una «baja» impedancia existente en los terminales de salida. Girando estos dos compensadores se podrá notar de inmediato, utilizando la sonda de carga de la fig. 14, una mayor tensión en salida.

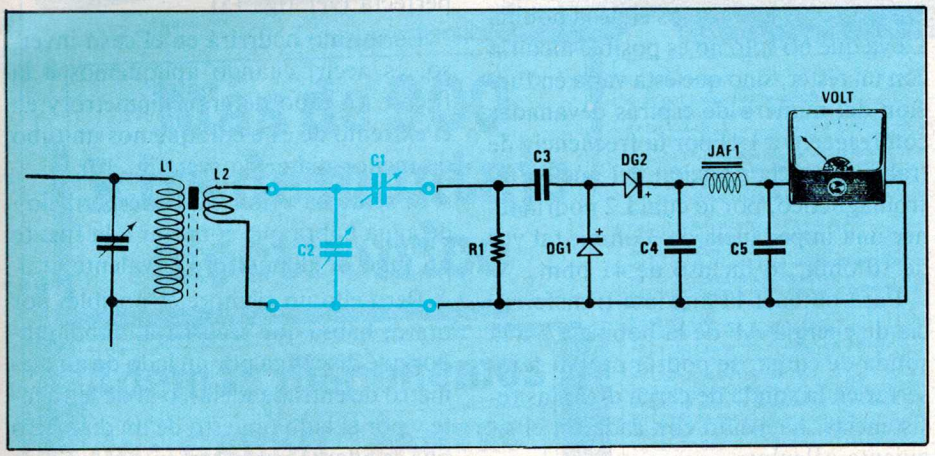


Figura 21. Normalmente la impedancia de la bobina link L2 de un oscilador AF resulta casi siempre menor de 56 ohm. Por tanto, para adaptarla a nuestra sonda de carga, habrá que conecetar los dos condensadores C1-C2 como se ve en este dibujo. Realizando unas cuantas pruebas podréis constatar que adaptando la impedancia a veces se logra un aumento de potencia del 100 por 100.

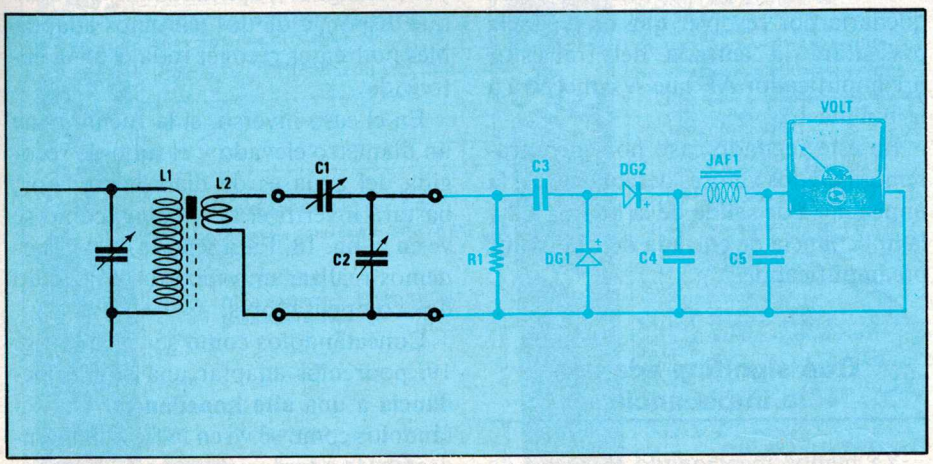


Figura 22. La base de un transistor preamplificador AF presenta normalmente una impedancia menor que la de la bobina L2. Por tanto, a diferencia del caso precedente, habrá que invertir el adaptador de impedancia. Es decir, conectar a L2 el condensador C1 y tomar la señal AF en la unión C1-C2. Si en la sonda de carga sustituís la resistencia R1 de 56 ohm. por una de carbón de 10 ohm., constataréis que de ese modo se obtiene una perfecta adaptación entre L2 y R1.

1.º oscilador = 0,04 × 7 × 7 = 1,96 wat.
2.º oscilador = 0,1 × 7 × 7 = 4,9 wat.

De este sencillo ejemplo se puede deducir la importancia que asume el paso oscilador y cómo puede influir la ganancia de los transistores utilizados en los pasos amplificadores de AF.

Un paso oscilador que suministre en salida muy poca potencia, por ejemplo 10 miliwatios, incluso utilizando dos transistores AF de elevado precio con una ganancia de 10 veces, seguiría dando como resultado final una potencia irrisoria:

0,01 × 10 × 10 = 1 wat.

La sonda de carga

Para comprobar la eficacia de un oscilador de cuarzo, se necesita una sonda de carga.

Para realizarla bastará conectar a una resistencia normal de 56 ohm. ½ wat., **dos diodos de germanio** para rectificar la señal AF —ver fig. 14— (no utilicéis nunca diodos de silicio, ya que tienen una caída de tensión muy elevada y por tanto no resultan adecuados para bajas potencias), a continuación medir la tensión con un téster de 10.000 ohm. × volt. conmutado a 10 volt. fondo escala en continua.

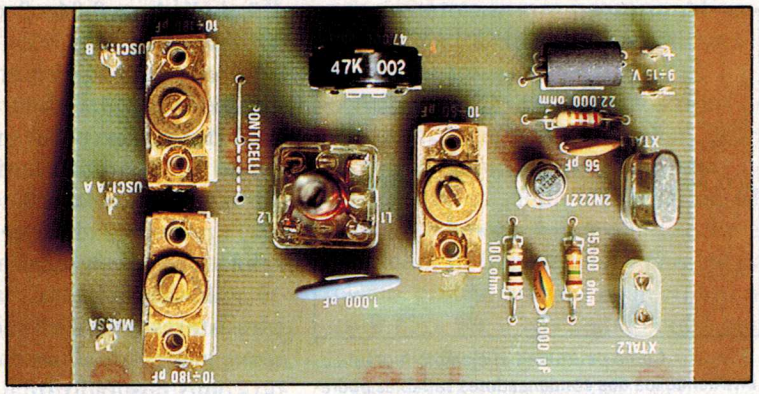
Con un instrumento así de sencillo podremos determinar de inmediato si el oscilador funciona, ya que sólo si existe AF podremos leer en el téster la tensión rectificada. Cuanto mayor sea la tensión obtenida, tanto mayor resultará la energía AF que tal oscilador es capaz de entregar.

De cualquier modo, hay que señalar que un oscilador entrega la máxima energía AF cuando la bobina de sintonía está ajustada en la frecuencia fundamental del cuarzo. Si se hace oscilar el cuarzo en un armónico, el rendimiento resulta menor.

Cómo se mide la potencia de un oscilador

La potencia AF entregada por un oscilador depende de diferentes factores:

1.º **La tensión de alimentación.** Es obvio que alimentando un transistor a 9 volt. nos entregará una potencia menor que si lo alimentamos a 12 o a 18 volt. ▶



Detalle de la placa con sus Trimmers compensadores.

2.° **El transistor utilizado.** No todos los transistores tienen el mismo rendimiento, por consiguiente habrá que elegir, entre los muchos disponibles, aquél que logre entregar algún miliwatio de más.

3.° **Adaptación de impedancia.** Para poder transferir toda la potencia que el oscilador entrega al paso amplificador de AF, es necesario adaptar perfectamente la impedancia de salida del oscilador con la de entrada del paso preamplificador.

Aplicando, como se ve en la fig. 14, el secundario de la bobina L2 en los extremos de una sonda de carga y midiendo la tensión rectificada con un téster en CC 10 volt., fondo escala, podremos obtener la potencia AF en wat. con la siguiente fórmula:

(volt. × volt.): R + R).

Por ejemplo, si nuestro voltímetro indicase una tensión de 1 volt., sabiendo que la resistencia de carga es de 56 ohm., la potencia entregada por tal oscilador será igual a:

(1 × 1):(56 + 56) = 0,009 wat.

Si en cambio el téster nos indica una tensión de 3 volt., la potencia entregada será igual a:

(3 × 3): (56 + 56) = 0,08 wat.

Si la tensión detectada fuese de 5 volt., tendríamos una potencia igual a:

(5 × 5) : (56 + 56) = 0,22 wat.

Es obvio que de dos osciladores, uno de los cuales desvía la aguja indicadora del téster a 2 volt., y el otro a 3,6 volt., el segundo es el que tiene un rendimiento mayor.

Aplicando la sonda de carga —esto es, la resistencia de 56 ohm., de nuestro circuito detector— directamente en el secundario L2 de la bobina, hemos obtenido una transferencia de energía AF sin preocuparnos en cambio de la **adaptación de impedancia.**

La máxima transferencia de energía AF de un paso al sucesivo se obtiene solamente cuando las **dos impedancias** tienen idéntico valor óhmico.

Sin embargo, nosotros sólo conocemos **uno** de estos valores, el de la resistencia de carga, que es de **56 ohm.,** mientras que ignoramos el de la bobina L2 ya que no sólo no es posible medirla con un téster, sino que ésta varía en función del número de espiras devanadas con respecto a L1, por la frecuencia de trabajo, por la posición del núcleo ferromagnético, por lo cual L2 podría tener una impedancia de 3 ohm., tal vez de 10 ohm., o incluso de 41 ohm.

Para obtener la máxima transferencia de energía AF de la bobina L2 a la sonda de carga, se podría probar a insertar en la sonda de carga distintas resistencias, haciendo con cada un el siguiente cálculo:

(V × V) : (R + R) = wat.

y ver con qué valor se obtiene la máxima potencia.

Si con una sonda de carga esto podría ser teóricamente posible, en la práctica quedaría por resolver **qué impedancia** presentará la entrada del transistor preamplificador AF que se conectará a la bobina L2.

En este segundo caso nos encontraremos con dos valores desconocidos, la impedancia de salida de la bobina L2 y la impedancia de entrada del transistor preamplificador.

Qué significa adaptar la impedancia

Ya hemos mencionado el hecho de que la máxima transferencia de señal AF del paso oscilador a la base del transistor preamplificador de AF se obtiene cuando **las dos impedancias** presentan un idéntico valor. En la práctica raramente se verifica esta condición, y cada vez que existe una desadaptación tiene lugar una pérdida de potencia.

Dado que no todos sabrán el motivo de que esto ocurra, en lugar de explicarlo matemáticamente, trataremos de hacerlo más comprensible con un ejemplo «hidráulico». Para ello, imaginemos que la AF es agua, una baja impedancia es una tubería de pequeño diámetro y una alta impedancia es una tubería de gran diámetro.

Si a la fuente (oscilador AF) resulta conectada una tubería pequeña y para tomar agua le aplicamos una tubería de diámetro superior, es obvio que cierta cantidad de agua suministrada por el tubo pequeño se saldrá por esa unión imperfecta (ver fig. 15).

Lo mismo ocurrirá en el caso inverso, es decir, cuando apliquemos a la fuente un tubo de gran diámetro y en el extremo de éste coloquemos un tubo de menor diámetro (ver fig. 16).

Si se desea evitar este «desperdicio» de agua habrá que conectar a la fuente un tubo de diámetro equivalente.

Pero ello no siempre es posible, por tanto, habrá que recurrir a un adaptador que disponga por un lado de un diámetro de entrada idéntico al de la fuente y por el lado opuesto de un diámetro que se adapte perfectamente al tubo de que disponemos.

En la práctica, si tuviésemos una fuente de pequeño diámetro y una tubería de recogida con un diámetro mayor (ver fig. 17), aplicando un «racord» que disponga de dos extremos adaptables podremos recoger toda el agua entregada.

En el caso inverso, si la fuente tiene un diámetro elevado y el tubo de recogida del agua es de diámetro menor, bastará invertir el adaptador, como se ve en la fig. 18. Para señales de AF, podemos realizar un «racord» utilizando dos compensadores.

Conectándolos como se ve en la fig. 19, podremos adaptar una **baja impedancia** a una **alta impedancia.** Conectándolos como se ve en la fig. 20 obtendremos la adaptación inversa, es decir, de una **alta impedancia** a una **baja impedancia.**

Girando el primer compensador es como si tratásemos de ensanchar o es- ▶

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	12 mA	1,8 volt
15 MHz	F	30 MHz	F x 2	11 mA	1,5 volt
18 MHz	F	36 MHz	F x 2	11 mA	1,4 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	10 mA	1,7 volt
40 MHz	3° Ov.	26,6 MHz	F:3 x 2	12 mA	1.6 volt
48 MHz	3° Ov.	16 MHz	F:3	10 mA	1,3 volt
72 MHz	5° Ov.	28,8 MHz	F:5 x 2	10 mA	1,3 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm con núcleo ferromagnético.
L1 = 7 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,8 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,8 mm.

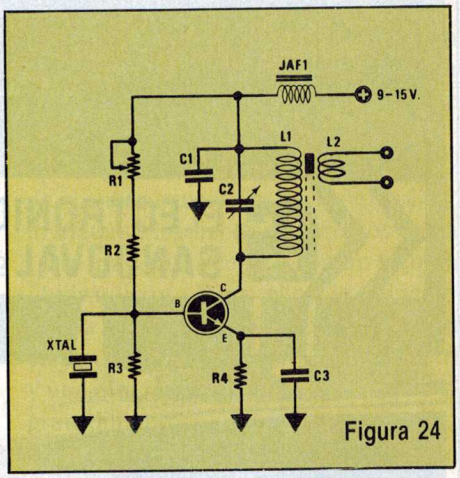


Figura 24

Componentes

R1 = 47.000 ohm. trimmer
R2 = 22.000 ¼ wat.
R3 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R4 = 100 ohm. ½ wat.
C1 = 10.000 pF
C2 = 10-60 pF compensador
C3 = 1.000 pF
JAF1 = VK200 impedancia AF
TR1 = Transistor 2N22221
L1/L2 = ver tabla

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	10 mA	1,2 volt
15 MHz	F	30 MHz	F x 2	12 mA	1,2 volt
18 MHz	F	18 MHz	F x 1	12 mA	1,5 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	12 mA	2,5 volt
40 MHz	3° Ov.	13,3 MHz	F:3	35 mA	1,2 volt
48 MHz	3° Ov.	16 MHz	F:3	22 mA	1,2 volt
72 MHz	5° Ov.	14,4 MHz	F:5	23 mA	1,2 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 12 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,6 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,6 mm.

trechar un extremo de nuestro adaptador para poderlo adaptar al diámetro del tubo de entrada. Girando el otro, adaptamos el diámetro del otro extremo para el tubo de salida.

El adaptador de impedancia que os proponemos a continuación es muy sencillo, pero lo bastante eficaz para nuestro objetivo.

Como veremos, para hacerlo más eficaz tendremos que añadirle, además de los compensadores, una pequeña bobina.

Pero dado que para esta última es necesario calcular la inductancia exacta en microhenrios, en próximos artículos os explicaremos cómo hacerlo.

Llegados a este punto, podemos presentaros ahora diferentes esquemas de osciladores que vosotros mismos podréis probar, ya que todos funcionan.

De cada esquema os diremos cuáles son los puntos más críticos, cuáles serán las corrientes que detectaréis y la tensión existente en la sonda de carga de 56 ohm.

En las tablas que os proporcionamos podréis determinar en qué frecuencias puede oscilar un cuarzo en fundamental o uno en overtone de 3.° ó 4.° armónico, para que podáis elegir el más adecuado a vuestros diseños.

También os presentaremos algún oscilador para cuarzos **overtone en 5.°/7.° armónico,** pero aclarando que éstos —dado que trabajan normalmente en frecuencias superiores a 100 MHz— no siempre dan resultados satisfactorios si no los realizamos en un adecuado circuito impreso.

Para trabajar en estas frecuencias, en lugar de elegir un cuarzo de 100-144 MHz en 5.° ó 7.° armónico, es mejor utilizar un cuarzo de la **mitad** de la frecuencia en 3.° armónico precedido por un paso duplicador de frecuencia.

Es decir, si quisiéramos realizar un transmisor en 145 MHz, sería mejor elegir un cuarzo en 3.° armónico de 72.000 MHz que se hace oscilar más fácilmente, y obtener luego los 145 MHz con un paso amplificador-duplicador de frecuencia.

Aún mejor sería utilizar sintetizadores digitales, de los cuales hemos presentado ya algún esquema en la revista. Éstos, aunque resultan más caros que un oscilador normal de cuarzo, presentan ventajas que compensan su costo.

Por ejemplo, resultan más estables que un oscilador de cuarzo normal, nunca autoscilan y además, con un solo cuarzo, es posible obtener muchas otras frecuencias.

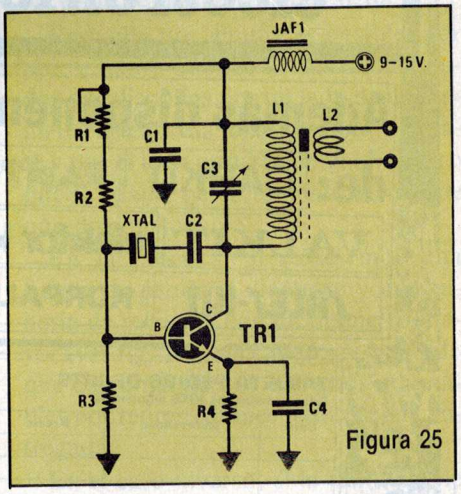


Figura 25

Componentes

R1 = 47.000 ohm. trimmer
R2 = 22.000 ¼ wat.
R3 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R4 = 100 ohm. ½ wat.
C1 = 10.000 pF
C2 = 33-47 pF
C3 = 10-60 pF compensador
C4 = 10.000 pF
JAF1 = VK.200 impedancia AF
TR1 = transistor 2N2221
L1/L2 = ver tabla

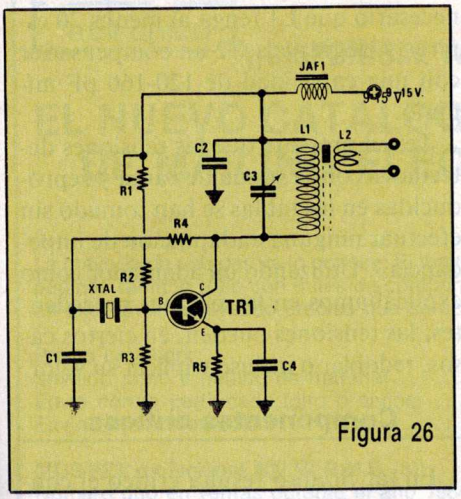


Figura 26

Componentes

R1 = 47.000 ohm. trimmer
R2 = 22.000 ohm. ¼ wat.
R3 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R4 = 2.200 ohm. ½ wat.
R5 = 100 ohm. ½ wat.
C1 = 56 pF cerámico
C2 = 10.000 pF
C3 = 10-60 pF compensador
C4 = 1.000 pF
JAF1 = VK.200 impedancia AF
TR1 = transistor 2N2221
L1/L2 = ver tabla

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	12 mA	2,5 volt
15 MHz	F	45 MHz	F x 3	25 mA	2,5 volt
18 MHz	F	54 MHz	F x 3	10 mA	0,5 volt
27 MHz	F	45 MHz	F:3 x 5	10 mA	1 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	25 mA	2,5 volt
40 MHz	3° Ov.	40 MHz	F x 1	12 mA	3 volt
48 MHz	3° Ov.	48 MHz	F x 1	10 mA	1 volt
72 MHz	5° Ov	43,2 MHz	F:5 x 3	20 mA	3 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm con núcleo ferromagnético.
L1 = 7 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,8 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,8 mm.

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	12 mA	2,5 volt
15 MHz	F	15 MHz	F x 1	45 mA	2 volt
18 MHz	F	18 MHz	F x 1	40 mA	2 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	35 mA	2 volt
40 MHz	3° Ov.	40 MHz	F x 1	35 mA	2 volt
48 MHz	3° Ov.	48 MHz	F x 1	10 mA	0,5 volt
72 MHz	5° Ov.	43,2 MHz	F:5 x 3	40 mA	0,8 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 1 2 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,6 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,6 mm.

Un oscilador de cuarzo no puede ofrecernos esta última característica, si no es utilizando un cuarzo para cada canal, por tanto su costo total superaría al de un oscilador sintetizado.

Notas importantes

Todos los circuitos de osciladores que presentamos han sido probados con transistores tipo 2N221 o equivalentes, utilizando para su alimentación una tensión de 12 volt. Los datos indicados, esto es, corriente de colector y tensión en la sonda de carga, se han obtenido midiéndolos con un téster normal de 10.000 ohm. por volt.

Es obvio que alimentando estos esquemas con una tensión de 9 volt., o de 15 volt., variará tanto el consumo de colector del transistor como la tensión leída en la sonda.

Recordad que en todos los esquemas habrá que regular la corriente de colector **con el cuarzo desinsertado**, actuando sobre el trimmer R1 (el que está situado entre la base del transistor y el positivo de alimentación) de modo que se obtenga un consumo de unos 8-9 miliamperios. Insertando el cuarzo y girando el compensador de sintonía conectado en paralelo con la bobina L1, la corriente de colector deberá sufrir un brusco aumento que puede resultar ligeramente distinto a lo que nosotros indicamos, ya que puede variar de un transistor a otro y por la frecuencia del cuarzo utilizado.

Oscilador de la fig. 24

El oscilador de la fig. 24 es adecuado para hacer oscilar cuarzos en frecuencia fundamental en el 2.° y el 3.° armónico, y cuarzos overtone en la frecuencia de corte (ver tablas).

Como en los otros tipos de oscilador, habrá que regular la corriente de colector en **8-9 miliamperios** sin el cuarzo insertado. Insertando el cuarzo y ajustando la bobina de sintonía L1, la corriente deberá aumentar a **30-35 miliamperios** para luego bajar a valores inferiores con carga conectada.

Como se puede ver en las tablas representadas a continuación, el rendimiento de este oscilador varía notablemente en función del número de espiras utilizadas para L1.

Para cuarzos inferiores a 18 MHz es ▶

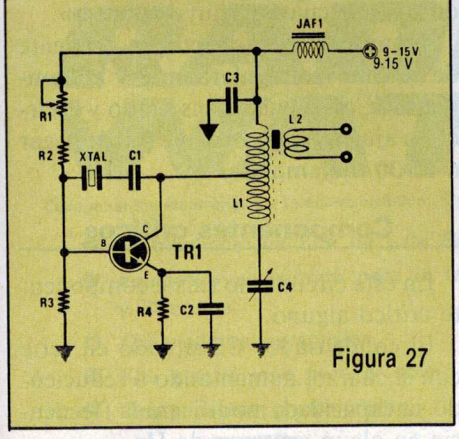


Figura 27

Componentes

R1 = 47.000 ohm. trimmer
R2 = 22.000 ohm. ¼ wat.
R3 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R4 = 100 ohm. ½ wat.
C1 = 47 pF
C2 = 1.000 pF
C3 = 10.000 pF
C4 = 10-60 pF compensador
JAF1 = VK.200 impedancia AF
TR1 = transistor 2N2221
L1/L2 = ver tabla

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	10 MHz	F x 1	18 mA	2 volt
15 MHz	F	15 MHz	F x 1	18 mA	2 volt
18 MHz	F	18 MHz	F x 1	18 mA	2 volt
27 MHz	3° Ov.	9 MHz	F:3	15 mA	1,8 volt
40 MHz	3° Ov.	13,3 MHz	F:3	10 mA	2 volt
48 MHz	3° Ov.	1,6 MHz	F:3	10 mA	2 volt
72 MHz	5° Ov.	14,4 MHz	F:5	10 mA	1,5 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 25 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,4 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,6 mm.

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	16 mA	1,8 volt
15 MHz	F	15 MHz	F x 1	38 mA	4 volt
18 MHz	F	18 MHz	F x 1	30 mA	8 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	32 mA	3,5 volt
40 MHz	3° Ov.	13,3 MHz	F:3	40 mA	3 volt
48 MHz	3° Ov.	16 MHz	F:3	34 mA	4 volt
72 MHz	5° Ov.	14,4 MHz	F:5	50 mA	3 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 15 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,6 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,6 mm.

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	10 mA	1,5 volt
15 MHz	F	45 MHz	F x 3	15 mA	2 volt
18 MHz	F	36 MHz	F x 2	18 mA	2 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	18 mA	3,5 volt
40 MHz	3° Ov.	40 MHz	F x 1	15 mA	3,5 volt
48 MHz	3° Ov.	48 MHz	F x 1	17 mA	3,5 volt
72 MHz	5° Ov.	72 MHz	F x 1	12 mA	0,5 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 10 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,6 mm con toma central.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,6 mm.

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	14 mA	3,2 volt
15 MHz	F	30 MHz	F x 2	12 mA	0,3 volt
18 MHz	F	36 MHz	F x 2	12 mA	0,5 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	16 mA	4 volt
40 MHz	3° Ov.	40 MHz	F x 1	40 mA	3 volt
48 MHz	3° Ov.	48 MHz	F x 1	15 mA	2 volt
72 MHz	5° Ov.	43,2 MHz	F:5 x 3	10 mA	0,8 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 14 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,6 mm con toma central.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,6 mm.

necesario que L1 tenga al menos 20 espiras y elegir para C2 un compensador con una capacidad de 120-160 pF mínimo.

Tened presente que las tensiones detectadas con la sonda de carga y reproducidas en las tablas se han tomado sin efectuar ninguna «adaptación de impedancia». Utilizando un adaptador como explicábamos en las páginas precedentes, las tensiones pueden, en ciertos casos, redoblar o incluso triplicar su valor.

Componentes críticos

En tal circuito resulta crítico el condensador C3 situado en paralelo con la resistencia de emisor. Como podréis notar, su comportamiento varía según los distintos tipos de cuarzo. Los valores más comunes que se pueden utilizar son 220 pF, 470 pF y 1.000 pF.

Oscilador de la fig. 25

En este oscilador, como se ve en las tablas, con 7 espiras en la bobina L1, los cuarzos de 10-15-18 MHz oscilan todos en 3.° armónico. Con 12 espiras para L1, sólo el de 10 MHz oscila en 3.° armónico.

La señal de AF generada es, con cada tipo de cuarzo, muy «robusta».

En ausencia del cuarzo, la corriente de colector se regulará en **8-9 miliamperios.** Con el cuarzo insertado y el circuito ajustado, la corriente puede llegar a **25-30 miliamperios.**

Componentes críticos

En este circuito no existe componente crítico alguno.

El condensador C2 situado en serie con el cuarzo, aumentando o reduciendo su capacidad, modificará la frecuencia en algún centenar de Hz.

Si probáis este oscilador, os aconsejamos insertéis un pequeño compensador de 10/140 pF en paralelo con la resistencia R3. Como podréis comprobar, girando este compensador hallaréis cuarzos que oscilan mejor con una adecuada capacidad en paralelo a R3.

Para hacer oscilar cuarzos de 10 MHz en la fundamental, es necesario utilizar para L1 una bobina que tenga al menos 20-22 espiras. De lo contrario oscilará en el 2.° o en el 3.° armónico, esto es, en 30 o en 20 MHz. ▶

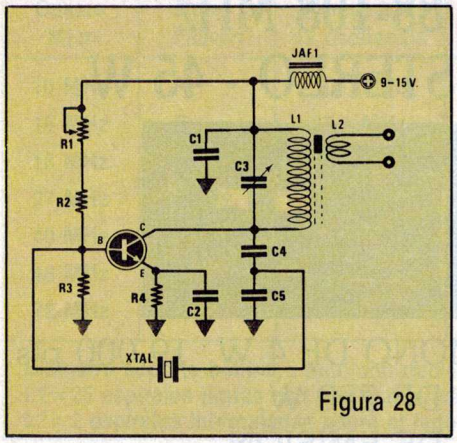


Figura 28

Componentes

R1 = 47.000 ohm. trimmer
R2 = 22.000 ohm. ¼ wat.
R3 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R4 = 100 ohm ½ wat.
C1 = 10.000 pF
C2 = 1.000 pF
C3 = 10-40 pF compensador
C4 = 82-47 pF cerámico
C5 = 22-39 pF cerámico
JAF1 = VK.200 impedancia AF
TR1 = transistor 2N2221
L1/L2 = ver tabla

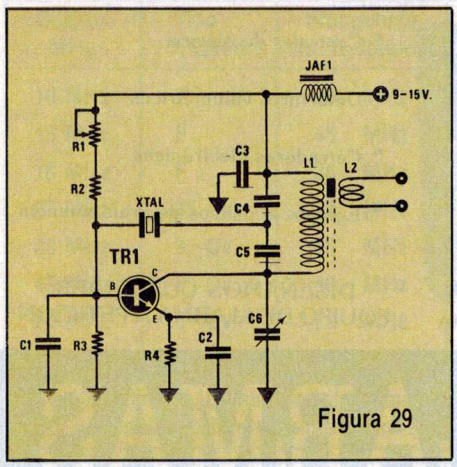


Figura 29

Componentes

R1 = 47.000 ohm. trimmer
R2 = 22.000 ohm. ¼ wat.
R3 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R4 = 100 ohm. ½ wat.
C1 = 22-68 pF cerámico
C2 = 1.000 pF
C3 = 10.000 pF
C4 = 4,7-5 pF cerámico
C5 = 4,7-5 pF cerámico
C6 = 10-40 pF compensador
JAF1 = VK.200 impedancia AF
TR1 = transistor 2N2221
L1/L2 = ver tabla

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	18 mA	1,8 volt
15 MHz	F	15 MHz	F x 1	37 mA	1,8 volt
18 MHz	F	18 MHz	F x 1	28 mA	2,2 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	14 mA	1,8 volt
40 MHz	3° Ov.	40 MHz	F x 1	33 mA	1 volt
48 MHz	3° Ov.	48 MHz	F x 1	12 mA	1,1 volt
72 MHz	5° Ov.	43,2 MHz	F:5 x 3	35 mA	1,2 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 12 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,6 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,6 mm.

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	15 mA	1,1 volt
15 MHz	F	45 MHz	F x 3	10 mA	1,5 volt
18 MHz	F	54 MHz	F x 3	12 mA	1,2 volt
27 MHz	3° Ov.	45 MHz	F:3 x 5	10 mA	1,3 volt
40 MHz	3° Ov.	40 MHz	F x 1	13 mA	1,5 volt
48 MHz	3° Ov.	48 MHz	F x 1	15 mA	1,5 volt
72 MHz	5° Ov.	43,2 MHz	F:5 x 3	14 mA	1,5 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 7 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,8 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,8 mm.

Oscilador fig. 26

El oscilador de la fig. 26 es muy sencillo y se presta muy bien para hacer oscilar cualquier cuarzo en fundamental o bien en el 3° armónico y todos los overtone hasta un máximo de 30 MHz tanto en fundamental, es decir en FX1, como en F: 3×2. Para frecuencias inferiores a 12 MHz, para hacer oscilar el cuarzo en la fundamental es necesario devanar más de 15 espiras (unas 25 espiras) para L1 o aplicar en paralelo a C3 un condensador fijo de 100 pF. Al utilizar una L1 con muchas espiras, recordad que todos los cuarzos overtone sólo podrán oscilar en la F:3.

También en este circuito se regulará el trimmer R1 de manera que el transistor consuma unos 8-9 miliamperios sin el cuarzo insertado. Con el cuarzo insertado y girando el compensador C3, la corriente subirá bruscamente a 25-30 mA cuando el cuarzo oscile.

Componentes críticos

En este circuito resulta crítico el condensador C1 situado entre el terminal del cuarzo y la masa. Normalmente se recomienda un condensador de 47 pF, pero con ciertos cuarzos hemos constatado que el circuito funciona mejor si se aumenta tal capacidad a 100-220 pF.

Quienes deseen comprobar cómo se comporta este circuito al variar tal capacidad, podrán sustituir C1 por un compensador de 10/160 pF. La resistencia R4 de 2.200 ohm. ¼ wat. no es en absoluto crítica.

Oscilador de la fig. 27

El oscilador que presentamos en la fig. 27 es muy adecuado para hacer oscilar cuarzos en fundamental en el 3° armónico y cuarzos overtone en su frecuencia.

El consumo de este oscilador, sin el cuarzo insertado, deberá ser del orden de **8-9 miliamperios.** Con la bobina ajustada, tal corriente deberá aumentar a **30-40 miliamperios,** para luego bajar a los valores indicados en las tablas con la sonda insertada.

Recordamos al lector que la impedancia de la sonda de carga, al realizar estas medidas, no ha sido nunca adaptada a la impedancia de la bobina L2. Por tanto, las tensiones indicadas no deben considerarse válidas para determinar el rendimiento del oscilador. Sólo adaptando las dos impedancias podremos

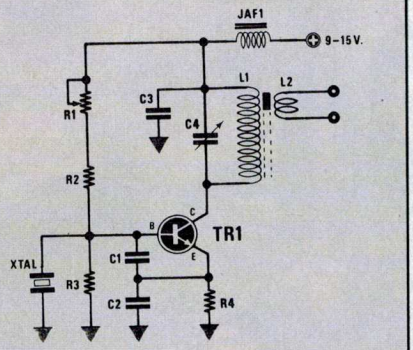


Figura 30

Componentes

R1 = 47.000 ohm. trimmer
R2 = 22.000 ohm. ¼ wat.
R3 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R4 = 100 ohm. ½ wat.
C1 = 47-100 pF cerámico
C2 = 47-100 pF cerámico
C3 = 10.000 pF
C4 = 10-60 pF compensador
JAF1 = VK.200 impedancia AF
TR1 = transistor 2N2221
L1/L2 = ver tabla

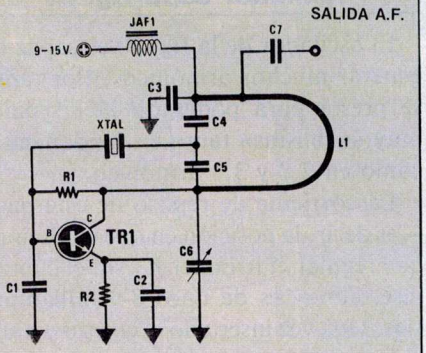


Figura 31

Componentes

R1 = 22.000 ohm. ¼ wat. (ver texto)
R2 = 100 ohm. ½ wat.
C1 = 39-47 pF
C2 = 220-470 pF
C3 = 10.000 pF
C4 = 4,7-5 pF
C5 = 4,7-5 pF
C6 = 4/20 pF compensador
JAF1 = VK.200 impedancia AF
TR1 = transistor 2N2221
L1 = bobina en U (ver testo).

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	10 mA	1 volt
15 MHz	F	30 MHz	F x 2	13 mA	1,5 volt
18 MHz	F	36 MHz	F x 2	15 mA	2 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	13 mA	2 volt
40 MHz	3° Ov.	40 MHz	F x 1	13 mA	1,7 volt
48 MHz	3° Ov.	48 MHz	F x 1	12 mA	1,5 volt
72 MHz	5° Ov.	43,2 MHz	F:5 x 3	12 mA	1,5 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 7 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,8 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,8 mm.

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	18 mA	1,8 volt
15 MHz	F	15 MHz	F x 1	37 mA	1,8 volt
18 MHz	F	18 MHz	F x 1	28 mA	2,2 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	14 mA	1,8 volt
40 MHz	3° Ov.	26,6 MHz	F:3 x 2	33 mA	1 volt
48 MHz	3° Ov.	32 MHz	F:3 x 2	12 mA	1,1 volt
72 MHz	5° Ov.	28,8 MHz	F:5 x 2	35 mA	1,2 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 12 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,6 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,6 mm.

obtener valores de tensión válidos para calcular la exacta potencia AF en miliwatios.

Componentes críticos

En este circuito puede resultar crítica la toma en la bobina L1 y también su número de espiras. Normalmente, la toma para el colector y el cuarzo se efectuará en la mitad del número de espiras. Es decir, si insertamos una bobina que tenga 14 espiras, deberemos efectuar la toma en la 7.ª espira.

Insertando una bobina L1 con menos de 8 espiras, el oscilador tiene dificultades para oscilar.

También pueden ser distintos los resultados si se desplaza hacia el lado frío la toma de la bobina. Modificando la capacidad del condensador C1 colocado en serie con el cuarzo, se puede variar ligeramente la frecuencia en unos miles de Hz.

Oscilador de la fig. 28

Este oscilador se puede utilizar con pocas espiras en L1 para hacer oscilar en tercer armónico cuarzos de hasta 18 MHz y en fundamental todos los cuarzos overtone hasta los 50 MHz.

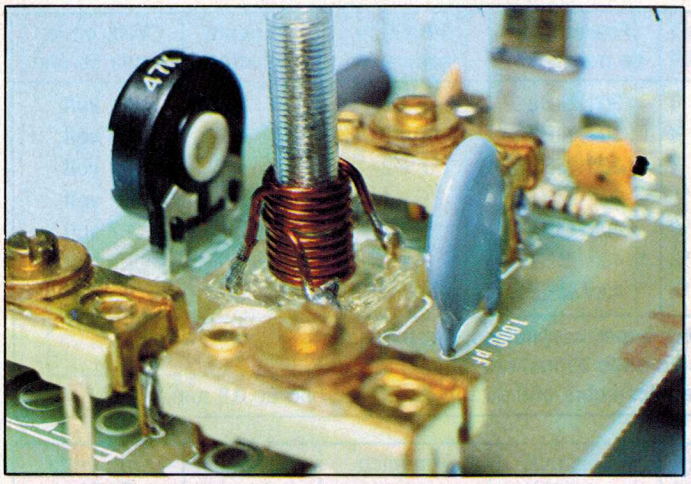
Como los circuitos anteriores, sin el cuarzo insertado se regulará la corriente de colector en unos **8-9 miliamperios.** Insertando el cuarzo y ajustando la bobina L1, tal corriente subirá a **28-30 miliamperios** para luego modificarse cuando apliquemos la sonda de carga.

Componentes críticos

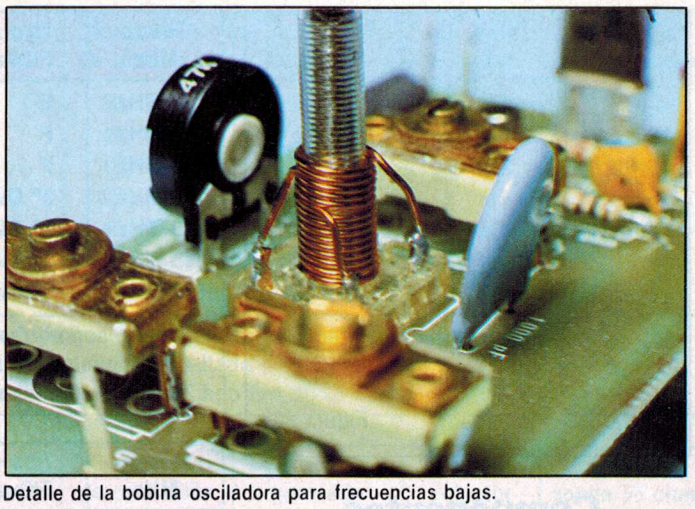
Los dos componentes críticos son C4 y C5. Para frecuencias de hasta 30 MHz se podrá utilizar una capacidad de 82 pF para C4 y una de 39 pF para C5. Con frecuencias superiores es necesario reducir el valor de C4 a 56-47 pF y el de C5 a 22-18 pF. Dado que no todos los cuarzos se comportan de igual modo, podría ser conveniente insertar, en fase experimental, una capacidad fija de 22 pF para C5 y en sustitución de C4 un compensador de 18/150 pF para así encontrar la capacidad más idónea.

También se puede probar a insertar un pequeño condensador de 12-22-27 pF en paralelo con la resistencia R3 y comprobar si aumenta o disminuye el rendimiento.

Si queréis montar este oscilador con transistores distintos de los que nosotros indicamos, debéis elegirlos con una frecuencia de corte superior a 100 MHz. ▶



Detalle de la bobina osciladora para frecuencias altas.



Detalle de la bobina osciladora para frecuencias bajas.

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	30 MHz	F x 3	12 mA	2 volt
15 MHz	F	30 MHz	F x 2	15 mA	1,8 volt
18 MHz	F	18 MHz	F x 1	22 mA	1,8 volt
18 MHz	F	36 MHz	F x 2	12 mA	1,2 volt
27 MHz	3° Ov.	27 MHz	F x 1	12 mA	2 volt
40 MHz	3° Ov.	26,6 MHz	F:3 x 2	14 mA	1,5 volt
48 MHz	3° Ov.	32 MHz	F:3 x 2	14 mA	1,5 volt
72 MHz	5° Ov.	28,8 MHz	F:5 x 2	15 mA	1,5 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 7 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,8 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,8 mm.

Cuarzo MHz	Tipo F/Overt.	Frecuencia de oscilación	Armónico generado	Corriente colector	Volt. en la sonda 56 ohm
10 MHz	F	20 MHz	F x 2	14 mA	1 volt
15 MHz	F	15 MHz	F x 1	10 mA	1,5 volt
18 MHz	F	18 MHz	F x 1	10 mA	1 volt
27 MHz	3° Ov.	18 MHz	F:3 x 2	10 mA	0,5 volt
40 MHz	3° Ov.	13,3 MHz	F:3	10 mA	1,3 volt
48 MHz	3° Ov.	16 MHz	F:3	10 mA	1,3 volt
72 MHz	5° Ov.	14,4 MHz	F:5	10 mA	1,3 volt

Diámetro soporte bobina 5 mm, con núcleo ferromagnético.
L1 = 12 espirales juntas con hilo esmaltado de 0,6 mm.
L2 = 2 espirales intercaladas sobre el lado frío de L1 con hilo de 0,6 mm.

Oscilador de la fig. 29

Este oscilador se presta única y exclusivamente para hacer oscilar cuarzos en 3° ármónico de 48 MHz hasta 110 MHz. Trabajando en tales frecuencias, resulta obvio que la bobina L1 deberá tener poquísimas espiras.

Con cuarzos en 5° armónico, el rendimiento de este oscilador es muy elevado.

Componentes críticos

La bobina L1 deberá tener un máximo de 6-7 espiras y las conexiones deberán ser muy cortas. Para el ajuste se puede utilizar un núcleo en ferrita insertado siempre por el lado frío de la bobina. También se puede probar a aplicar el compensador C6 de 5/15 pF en paralelo a la bobina L1, en vez de entre el colector y la masa.

En este circuito resulta crítico el valor del condensador C1 situado en paralelo a la resistencia R3 de base. Se puede partir de una capacidad de 47 pF, comprobando qué tensión se obtiene en la sonda de carga. A continuación se probará con un condensador de 22 pF y luego con uno de 68 pF, comprobando el rendimiento. Para simplificar esta operación, se podría sustituir este condensador fijo por un compensador de 10/80 pF.

Sin este condensador, el circuito tiende a autoscilar.

Oscilador de la fig. 30

El oscilador de la fig. 30 es capaz de generar muchos armónicos. Por tanto se presta para poder obtener señales muy «robustas» tanto en fundamental como en 2.° y 3.° armónico.

La corriente de reposo de este paso —es decir, la posición en que tendremos que regular el trimmer R1 sin el cuarzo insertado— es de unos **8-9 miliamperios.** Una vez insertado el cuarzo y ajustada la bobina, el consumo deberá subir a **20-22 miliamperios aproximadamente,** para luego bajar a 10-14 miliamperios con la carga insertada.

Componentes críticos

En este circuito son muy críticos los dos condensadores C1-C2, que pueden variar notablemente de cuarzo a cuarzo. Por ejemplo, se podría partir de 47 pF para C1 y 47 pF para C2; luego se tratará de aumentar C2 a 68-82-100 pF, comprobando cada vez el rendimiento.

Para cuarzos overtone de hasta 30 MHz se podría aconsejar para C1 56 pF y para C2 82 PF. Para cuarzos en fundamental hasta 15 MHz y para hacer os- ▶

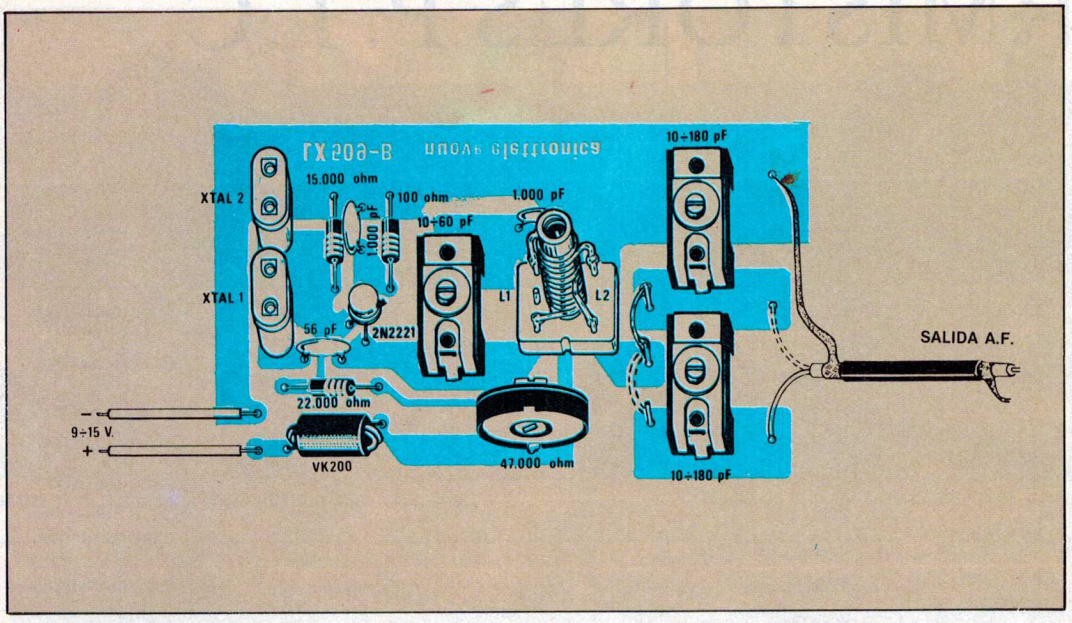


Figura 32. **Montando todos estos compoenentes en el circuito impreso. LX.509/B se puede probar tanto el circuito de la fig. 24 (insertando el cuarzo en el zócalo XTAL2) como el circuito de la fig. 25 (insertando el cuarzo en el zócalo XTAL1). Los dos compensadores de 10/180 pF situados a la derecha del circuito sirven para realizar el adaptador de impedancia. Tal y como está conectado ahora el puente situado entre los dos compensadores y el cablecillo coaxial en los terminales de salida AF, habremos realizado una adaptador para entrada «baja impedancia» y con salida «alta impedancia». En cambio conectando el puente y el cablecillo coaxial en salida como indican las líneas segmentadas, habremos realizado un adaptador con entrada «alta impedancia» y con salida a «baja impedancia».**

cilar un cuarzo overtone de 27 MHz en la frecuencia base de 27:3 = 9 MHz es aconsejable emplear para C1 y C2 dos condensadores de 180 ó 220 pF.

Obviamente para frecuencias inferiores a 15 MHz habrá que devanar L1 con al menos 20 espiras de hilo de cobre de 0,5 mm.

Oscilador de la fig. 31

Este oscilador es idóneo para cuarzos en 7° armónico, es decir, cuarzos cuya frecuencia de trabajo va de 100 MHz a 200 MHz. Para trabajar en dichas frecuencias, las conexiones deben ser muy cortas. La bobina L1, como se ve en el dibujo, será una espira en U de 1,5 cm de ancho y 2 cm de largo. Un extremo de dicha bobina irá soldado directamente al terminal colector del transistor junto con el compensador de ajuste C6. El otro extremo de la bobina deberá afectar directamente al condensador de fuga C3 al cual se soldará la impedancia JAF1.

Trabajando en estas frecuencias no es posible aplicar un trimmer entre el colector y la base. Por tanto, habrá que elegir para R1 un valor que, partiendo de un mínimo de 22.000 ohm. y hasta un máximo de 68.000 ohm., haga consumir al transistor unos **10-12 miliamperios** sin el cuarzo insertado. Con el cuarzo insertado y regulando el compensador C6, la corriente podría incluso **bajar,** en lugar de subir. Para la salida, habrá que soldar el condensador C7 sobre L1 a 0,5 cm aproximadamente por el lado frío.

Componentes críticos

Si las conexiones no son muy cortas, puede darse el caso de que el oscilador no oscile.

Un poco de práctica

Todos los esquemas que hemos presentado se pueden montar y probar con extrema facilidad utilizando el material incluido en el kit LX.509/A y B. Dicho kit comprende:

— **4 cuarzos** (10 MHz en F-15 MHz en F-27 MHz 3° armónico overtone- 48 MHz 3° armónico overtone) o bien (15 MHz en F-18 MHz en F-27 MHz 3° armónico overtone-40 MHz 3° armónico overtone). Nota: los cuarzos indicados con F deben entenderse «en fundamental».

También señalaremos que las frecuencias especificadas sólo tienen un valor indicativo. Es decir, no significa que para los 15 MHz haya en el kit un cuarzo de exactamente 15.000.000 Hz, ya que podríais hallar uno de 15,14 MHz. Asimismo, para los 27 MHz podríais hallar un cuarzo de 27,125 MHz o bien de 27,155 MHz y para los 48 MHz uno de 48,100 MHz, bien entendido que la exacta frecuencia de oscilación irá grabada en el contenedor, por lo que no habrá posibilidad de duda.

— **3 soportes para bobina** de 5 mm de diámetro dotados de núcleo ferromagnético de tipo idóneo para cualquier gama comprendida entre los 8 y los 60 MHz. (Nota: Junto a las bobinas hallaréis también hilo de cobre del diámetro requerido para los devanados.)

— **2 transistores tipo 2N2221 y otros dos tipo 2N914.** En sustitución del 2N914 podéis encontrar otros transistores de distinto tipo, pero siempre idóneos para osciladores AF. Disponiendo de distintos tipos de transistores, podréis comprobar cuál de ellos se comporta mejor en el mismo oscilador.

— **3 trimmers de 47.000 ohm** para poder probar más de un esquema sin necesidad de retirar un trimmer de un circuito para pasarlo a otro.

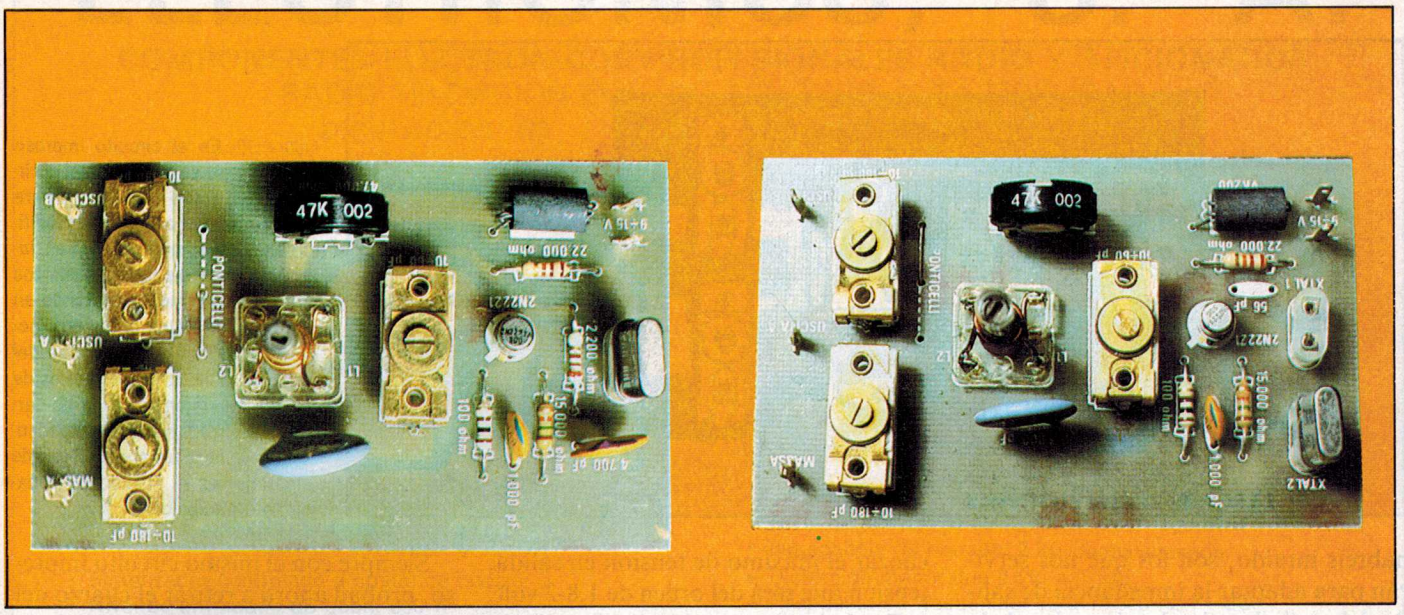
— **4 impedancias VK200.**

— **6 compensadores de mica** para poder efectuar todas las pruebas que queráis. Para averiguar la capacidad de estos compensadores, si no disponéis de un capacímetro, podéis basaros en el número de laminillas. En efecto, los que tienen menos laminillas son de 10/60 pF, mientras que los que tienen muchas laminillas son de 10/180 pF.

— **4 diodos de germanio** para poder realizar la sonda de carga.

— **una serie de condensadores cerámicos o poliéster de distintos valores** para poder introducir modificaciones en los esquemas presentados y, eventualmente, probar otros de diseño propio.

— **una serie de resistencias de distintos valores,** siempre para poder efectuar el mayor número de pruebas posible.



Fotografía de los circuitos LX 509 A y B con 2 montajes experimentales.

— **2 circuitos impresos.** Con estos circuitos impresos, aplicando algún componente de modo distinto y añadiendo alguna conexión «volante», podéis tratar de realizar otros esquemas de diseño propio, adquiriendo así una notable experiencia en AF.

Por nuestra parte, nos limitaremos a explicar cómo se monta un solo esquema, concretamente el de la fig. 32, y sobre éste os indicaremos cómo proceder para efectuar todas las medidas y las pruebas que creemos más interesantes desde un punto de vista «didáctico». Luego decidiréis si intentáis probar otros esquemas con cuarzos de distinta frecuencia o incluso otros circuitos impresos que vosotros mismos podréis diseñar para ampliar aún más vuestra experiencia en este campo.

Como primer experimento os aconsejamos utilizar el cuarzo CB de 27 MHz en 3.° armónico overtone, ya que en el mismo montaje podréis luego insertar el cuarzo de 10 MHz para hacerlo oscilar en 30 MHz y a continuación, ya con un poco de práctica, subir en frecuencia utilizando el cuarzo de 48 MHz.

Para realizar este oscilador, en primer lugar habrá que construir la bobina L1. Así pues, tomad el hilo esmaltado de 0,6 mm, lijad uno de sus extremos a lo largo de unos 3 mm para eliminar el esmalte aislante y depositad con el soldador un poco de estaño sobre el cobre desnudo.

Insertad, presionando con fuerza, los cuatro terminales de anclaje en la base del soporte de plástico necesario para tal bobina y en uno de ellos soldad el extremo del hilo de cobre que acabáis de preparar.

Devanad ahora 12 espiras juntas sobre el soporte, replegad en L hacia abajo el extremo aún libre del hilo, de modo que pueda llegar al terminal situado al lado del primero, en la base del soporte mismo, y lijad también este extremo, estañándolo a continuación.

En la parte de arriba de la bobina (lado frío), intercalándolas con L1 o bien sobre L1, devanad las 2 espiras necesarias para la bobina L2 utilizando el mismo tipo de hilo que en el caso precedente. Lijad los dos extremos de este hilo y soldarlos en los dos terminales que aún quedan libres.

En el interior del soporte de plástico, enroscad el núcleo ferromagnético en 1/4 de su longitud y una vez efectuada esta operación tendréis ya preparada vuestra bobina de ajuste dotada de link.

Ahora tendréis que comprobar que el «lado caliente» de la bobina L1 —es decir, el extremo de abajo— vaya a conectarse con la pista del circuito impreso que afecta al colector del transistor, soldando a continuación los 4 terminales a las pistas correspondientes.

Insertad ahora en el circuito impreso todas las resistencias, los condensadores, la impedancia VK200 y los dos zócalos para los cuarzos (hemos previsto dos zócalos porque retirando el cuarzo de un zócalo e insertándolo en el otro, con el mismo circuito impreso, podréis probar dos distintos esquemas de osciladores, concretamente el de la fig. 24 y el de la fig. 25).

A continuación insertad el transistor, comprobando que sus tres terminales E-B-C queden exactamente sobre las pistas que les corresponden, y una vez soldados tales terminales sólo faltarán los compensadores.

Respecto a estos últimos, al ser demasiado pequeños los orificios del circuito impreso para alojar sus terminales, en el kit hallaréis unos terminales que introduciréis en tales orificios y soldaréis por debajo, dejando que sobresalgan 3-4 mm por la cara superior. En estos terminales apoyaréis los del compensador, soldándolos uno por uno.

Es obvio que de ese modo el compensador quedará ligeramente elevado sobre el circuito impreso, pero no hay que olvidar que este diseño es experimental y sólo sirve para adquirir práctica, por tanto, no necesita una estética perfecta.

Si en cambio preferís ensanchar los orificios del circuito impreso para montar el compensador apoyado, acordaros de efectuar un orificio central para permitir que el tornillo de regulación pueda pasar cuando lo enrosquemos al máximo para obtener la mayor capacidad posible.

En el circuito impreso, un extremo de la bobina L2 está conectado a masa mientras que el otro extremo resulta conectado a un terminal situado junto a los dos compensadores de salida.

Estos dos compensadores, como ya ▶

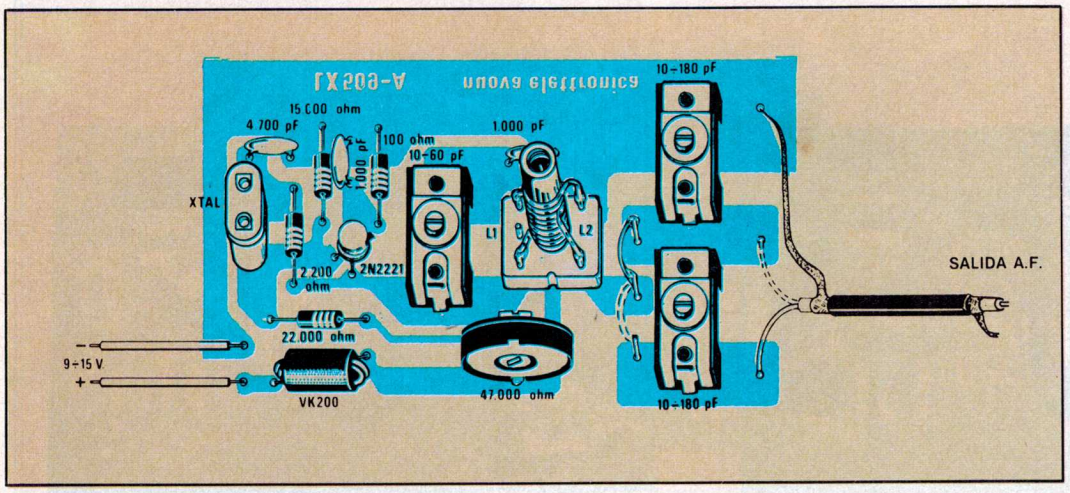


Figura 33. **En el circuito impreso LX.509/A sólo se puede probar el circuito presentado en la fig. 26. Para cada circuito aconsejamos modificar en L1 el número de espiras, insertando de uno en uno los cuarzos que suministramos y anotando en una hoja los datos obtenidos (podéis preparar tablas como las del artículo), incluyendo los valores de tensión leídos en la sonda de carga con o sin adaptador de impedancia. Especificad siempre que tipo de adaptador es el adecuado, si bajo/alto o alto/bajo.**

habréis intuido, son los que nos servirán para adaptar la impedancia de salida del oscilador al valor óhmnico de la resistencia existente en la sonda de carga, la cual deberá ser de 56 ohm. 1/2 wat. Finalizado el montaje, insertad el cuarzo de 27 MHz en el zócalo 1, esto es, el que conecta el cuarzo entre la base del transistor y la masa. Luego aplicad en salida, entre la masa y el terminal de L2, nuestra sonda de carga. Así podréis comprobar de inmediato el rendimiento del oscilador sin ninguna adaptación de impedancia.

Girad el trimmer de base totalmente hacia el lado en que presenta la máxima resistencia y aplicad en serie al hilo positivo de alimentación de 12 volt. (esta es la tensión que recomendamos para las primeras pruebas) un téster conmutado en la escala 50 miliamperios CC.

Ahora retirad del zócalo el cuarzo y girad el trimmer de modo que el transistor consuma una corriente de 8-9 miliamperios.

Insertad de nuevo el cuarzo en el zócalo y girad el compensador de acoplamiento lentamente en uno y otro sentido. Hallaréis así una posición en la cual el consumo subirá bruscamente a 20-30 miliamperios.

Retirad el téster del hilo de alimentación y después de conmutarlo a 10 volt. fondo escala en tensión continua, conectarlo en salida de la sonda de carga.

Suministrando tensión al oscilador, deberíais detectar en la sonda una tensión de 1-1,5 volt. Ahora, girando el compensador de acoplamiento y actuando simultáneamente sobre el núcleo ferromagnético de la bobina, tratad de alcanzar el máximo de tensión en salida, tensión que será del orden de 1,8-2 volt.

Es obvio que estas tensiones variarán ligeramente de un diseño a otro en función de la ganancia del transistor. No obstante, podemos aseguraros que las tensiones que detectéis serán muy aproximadas a los valores que indicamos.

Con esta tensión, esto es 2 volt., la potencia entregada por nuestro oscilador, sin adaptación de impedancia alguna, será de:

(2 × 2) : (56 + 56) = 0,035 miliwatios.

Probad ahora a adaptar la impedancia de salida del oscilador con la de la sonda de carga, conectando los dos compensadores de adaptación de impedancia como se ve en la fig. 32.

Tratad de ajustar los dos compensadores intentando siempre obtener el máximo de tensión de salida. Si acaso notáis que para ello es necesario apretar al máximo el tornillo, debéis conectarles en paralelo bajo el circuito impreso un condensador fijo cerámico de 100-150 pF, con el fin de aumentar su capacidad.

Una vez alcanzado el máximo, retocad de nuevo el compensador de acoplamiento situado en paralelo a la bobina L1 y también, ligeramente, el núcleo de ésta para ver si se obtiene un pequeño aumento de potencia.

Si todo es correcto, deberéis obtener en salida una tensión de 3-3,8 volt. en las mejores condiciones.

En otras palabras, adaptando la impedancia de salida, la potencia entregada por nuestro oscilador resultará más elevada que antes. En efecto:

(3,8 × 3,8) : (56 + 56) = 0,128 miliwatios.

Siempre con el mismo circuito impreso, probad ahora a retirar el cuarzo del zócalo 1 e insertarlo en cambio en el zócalo 2, realizando así el oscilador de la fig. 24. A continuación volved a realizar las pruebas aconsejadas para el primer circuito.

Sin adaptar la impedancia a la sonda de carga, obtendréis en este caso en salida una tensión de unos 3 volt., igual a una potencia de:

(3 × 3) : (56 + 56) = 0,08 miliwatios.

Conectando los dos compensadores a la bobina para adaptar la impedancia de salida, constataréis que en la sonda de carga la tensión llega a 4 volt., igual a una potencia de:

(4 × 4) : (56 + 56) = 0,14 miliwatios.

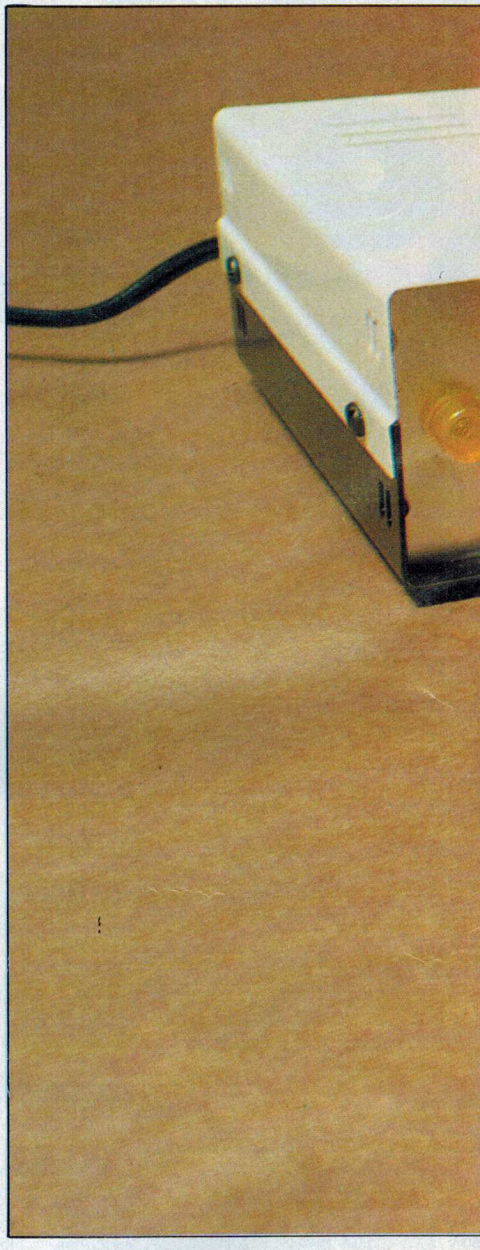
Como podéis ver, el rendimiento de los dos osciladores sin adaptación de impedancia resulta ligeramente distinto. Pero en ambos aumenta considerablemente la potencia entregada cuando se adapta perfectamente la impedancia de salida de L2 con el valor óhmnico de la resistencia de carga.

Ahora pondremos punto final a nuestra descripción para dejaros entregados a vuestros experimentos, pero os emplazamos para una próxima cita en que os explicaremos cuál es el sistema mejor para acoplar a un oscilador un transistor preamplificador de AF y potenciar así la señal generada por aquél. Además os daremos todas las fórmulas teóricas para poder calcular el número de espiras requeridas en las bobinas y la capacidad de los condensadores de acoplamiento, indicando también el método mejor de proceder en la práctica para alcanzar el máximo rendimiento posible. ■

Electrónica industrial

Barrera de infrarrojos

Con esta barrera de rayos infrarrojos podréis realizar un sistema antirobo de haz invisible, o bien un cuenta-piezas, un abre-puertas o un circuito antirrobo para máquinas. El alcance máximo es del orden de 2-3 metros, pero se puede alcanzar mayor distancia aplicando ante el diodo detector una simple lente convergente.



SEGURAMENTE os habréis preguntado si al pasar de las ondas decimétricas a las micrométricas o, si lo preferís, de los Gigahertz a los Terahertz (esto es, más allá de los 1.000 Gigaherz), es todavía posible utilizar estas frecuencias para realizar algo útil y al alcance de todos, o si en cambio tales frecuencias pertenecen exclusivamente al dominio de los físicos y de la investigación pura.

Pues bien, también con estas frecuencias se pueden realizar diseños al alcance de un aficionado principiante.

Por encima de los 500 GHz se entra en el campo de los rayos infrarrojos o «LUZ INVISIBLE» y subiendo más en frecuencia, entramos en el campo de las ondas luminosas que el ojo humano capta como «LUZ VISIBLE».

Más concretamente, para hacerse una idea del orden de amplitud de tales frecuencias, el campo de los rayos infrarrojos comienza en los **500 GHz** y termina en los **385.000 GHz** aproximadamente. Entonces comienza el campo de la luz visible, que llega a la frecuencia de **789.000 GHz**, más allá de la cual se encuentran los rayos ultravioleta, luego los rayos X, los rayos Gama y finalmente los rayos cósmicos.

Dado que sería incómodo emplear como unidad de medida el Gigahertz y más aún el Terahertz, se prefiere indicar la longitud de la onda en **micrometros (micron)** y así tenemos:

500 GHz = 600 micron
384.000 GHz = 0,78 micron
789.000 GHz = 0,38 micron.

Podemos, pues, afirmar que la LUZ INVISIBLE tiene una longitud de onda que va de **600 micron** a **0,78 micron**, mientras que la LUZ VISIBLE va desde esa última longitud de onda hasta **0,38 micron**. En concreto, por lo que respecta al espectro de la «radiación visible», para cada frecuencia tendremos un color distinto. Por ejemplo:

ROJO OSCURO, aproximadamente 0,77 micron.

ROJO, aproximadamente 0,64 micron.

AMARILLO, aproximadamente 0,57 micron.

VERDE, aproximadamente 0,53 micron.

AZUL, aproximadamente 0,47 micron.

VIOLETA, aproximadamente 0,40 micron.

Estas frecuencias, visibles y no visibles, se emplean en muy variadas aplicaciones, por ejemplo en el campo de la interferometría a rayos láser o de las telecomunicaciones por medio de fibras ópticas.

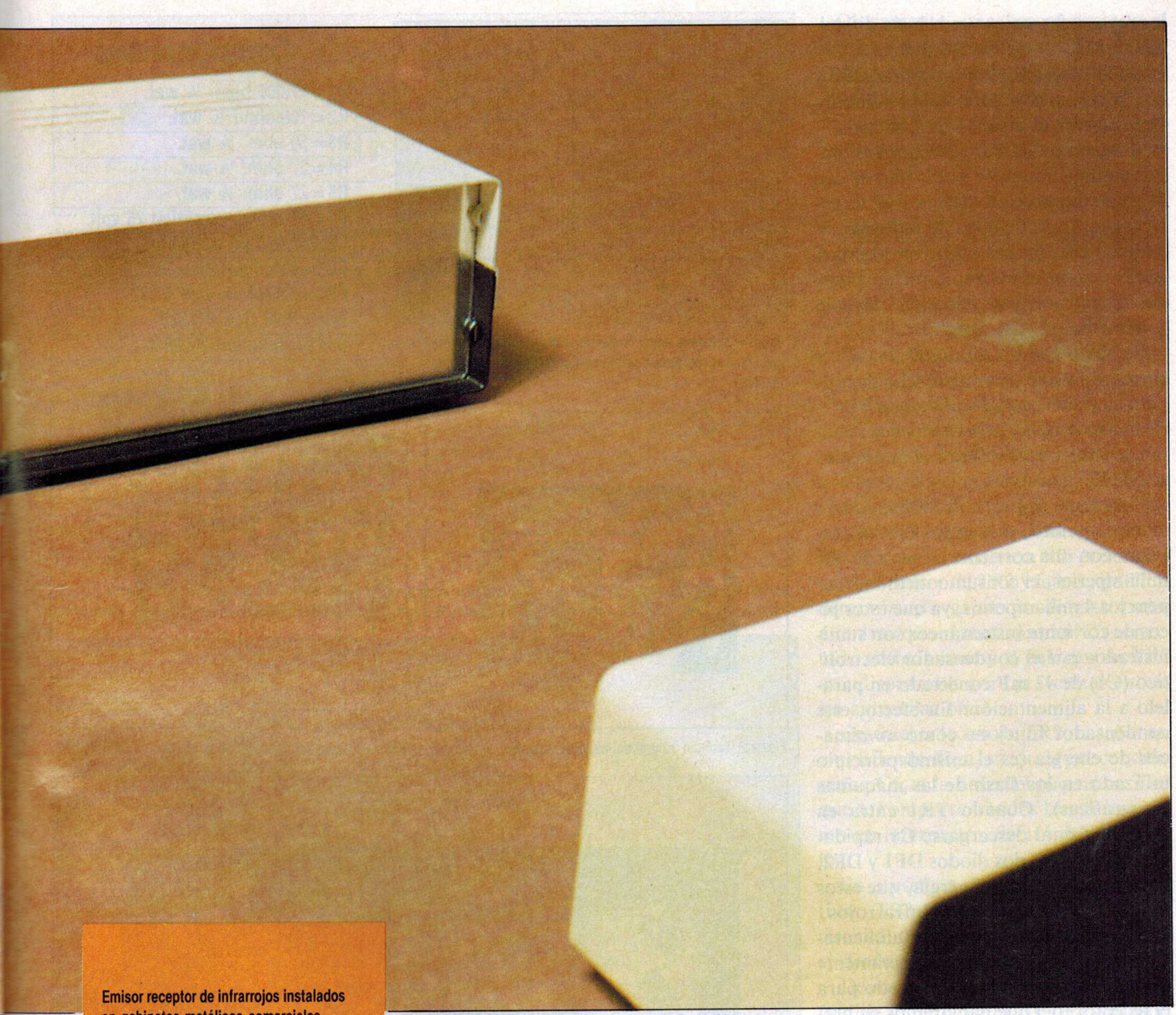
Si bien no es este el lugar más adecuado para profundizar en tales temas, creemos en cambio interesante presentaros este diseño a «LUZ INVISIBLE», que aprovecha la propiedad de los rayos infrarrojos de comportarse como un rayo de luz, aun no siendo perceptible por el ojo humano.

Para ello hemos elegido diodos led emisores especiales, cuya frecuencia de emisión está entre **0,90 micron** y **0,98 micron** (= 3 dB) y, obviamente, un fotodiodo detector, sensible a la gama entre **0,5 micron** y **1 micron**, para poder recibir el rayo emitido por los diodos led y transformarlo en una señal eléctrica.

Este diseño a luz invisible puede emplearse para realizar una instalación antirrobo, un cuenta-piezas, un abre-puertas o en todas las aplicaciones en que es necesario un relé que interrumpa un haz de **rayos invisibles**.

Naturalmente, dado el uso a que está destinado tal diseño, su alcance máximo no supera los 2-3 metros.

Aun así, para ciertas aplicaciones en que se requiere un alcance mayor, éste se podría aumentar aplicando una lente convergente frente al diodo detector (recordad que el comportamiento de estos rayos es exactamente igual al de un rayo luminoso), enfocándola en función de sus dioptrías.



Emisor receptor de infrarrojos instalados en gabinetes metálicos comerciales.

Transmisor a infrarrojos

El esquema eléctrico del emisor a infrarrojos, visible en la fig. 1, es muy sencillo.

El núcleo de todo el circuito está constituido por el transistor UJT1, que junto a R1-C2-R2 y R3 forma un sencillo oscilador a relajación cuya frecuencia de trabajo, determinada por el valor de R1 y de C2, es del orden de 500 Hz.

Así pues, apenas se suministra tensión al circuito, este oscilador entra inmediatamente en funcionamiento.

La señal generada por el UJT se toma del terminal B2 y se aplica a la base del transistor TR1, que al ponerse en conducción alimenta a los dos diodo fotoemisores FD1 y FD2 a una frecuencia de 500 Hz y con picos de corriente cuyo valor, limitado por las resistencias R4 y R5, es del orden de 600 miliamperios.

Ello significa que en correspondencia con cada pico de corriente, los dos diodos emiten impulsos de una duración aproximada de **10 microsegundos** (tal es la duración del pico de corriente) espaciados por una pausa de 1.999 microsegundos.

No os preocupéis si al leer las características del tal diodo veis que la corriente máxima es de 300 miliamperios, ya que ésta se refiere a un funcionamiento continuo y no pulsante. Comprobando atentamente las características de este diodo, halleréis también indicado:

Máx. corriente pulsante (1 micros) = 5A.

Dado que en nuestro caso la duración de cada impulso es de 10 microsegundos, hemos limitado la corriente a 600 miliamperios. De este modo, incluso trabajando con una corriente pulsante no demasiado elevada, podemos obtener un alto rendimiento y mantenernos sobradamente dentro de los límites de seguridad respecto a este diodo. Como podréis ver, hemos empleado dos diodos fotoemisores conectados en serie para doblar la potencia de emisión de ▶

los rayos infrarrojos y cubrir sin dificultad una distancia de 3-4 metros.

De lo contrario, con un solo diodo y con la misma corriente, hubiera sido difícil superar el alcance de 2 metros.

Al respecto aclararemos que los diodos suministrados en el kit pertenecen al grupo de selección «**III**», capaz de entregar un flujo de unos **20 miliwats**. Si adquirís tales diodos «sueltos» recordad que la selección «**II**» sólo puede entregar **10 miliwat.** y la selección «**I**» sólo **5 miliwat.**

Es obvio que los diodos de las selecciones «I» y «II» cuestan mucho menos, pero su potencia es decididamente inferior y en consecuencia su alcance resultará notablemente inferior al que hemos señalado.

Por lo que respecta a la alimentación de este circuito, si bien los diodos trabajan con una corriente de pico de 600 miliamperios, el consumo medio no supera los 4 miliamperios, ya que estos picos de corriente instantáneos son suministrados por el condensador electrolítico (C1) de 47 mF conectado en paralelo a la alimentación. En efecto, este condensador funciona como un almacén de energía (es el mismo principio utilizado en los flash de las máquinas fotográficas). Cuando TR1 entra en conducción, al descargarse C1 rápidamente sobre los dos diodos DF1 y DF2, vuelca sobre ellos su energía, que estos últimos convierten a rayos infrarrojos.

Respecto a la tensión de alimentación, ésta puede tomarse directamente del mismo alimentador empleado para el receptor (del que hablaremos en breve), o bien, para utilización discontinua del circuito (por ejemplo, como abrepuertas, o como simple interruptor invisible), dado el consumo más bien reducido, mediante una pila corriente de 9 volt., como las empleadas para radiotransistores. Naturalmente, en este último caso habrá que añadir al circuito de la fig. 1 un pulsador conectado en serie con la alimentación, de modo que pulsándolo el transmisor entre de inmediato en funcionamiento y se mantenga así durante todo el tiempo que permanezca pulsado. Aconsejamos conectar este pulsador después del condensador C1, de modo que se evite, al pulsarlo o dejarlo libre, el ligero retardo introducido por los tiempos de carga y descarga del condensador.

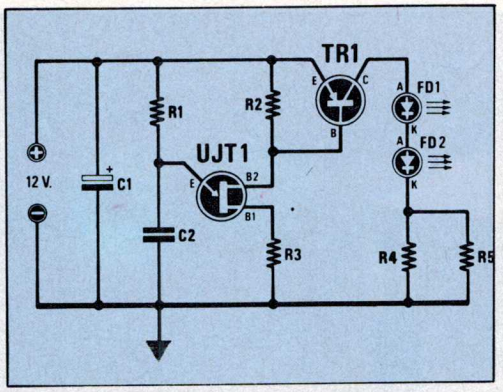


Figura 1. **Esquema eléctrico del transmisor a rayos infrarrojos. Los dos fotodiosos LD271 se pueden sustituir por dos LD242.**

Componentes

R1 = 47.000 ohm. ¼ wat.
R2 = 100 ohm. ¼ wat.
R3 = 56 ohm. ¼ wat.
R4 = 27 ohm. ½ wat.
R5 = 27 ohm. ½ wat.
C1 = 47 mF electrolítico 25 volt.
C2 = 47.000 pF poliéster
FD1 = fotodiodo tipo LD271
FD2 = fotodiodo tipo LD271
TR1 = PNP tipo BC.328
UJT1 = uniunión 2N.2646

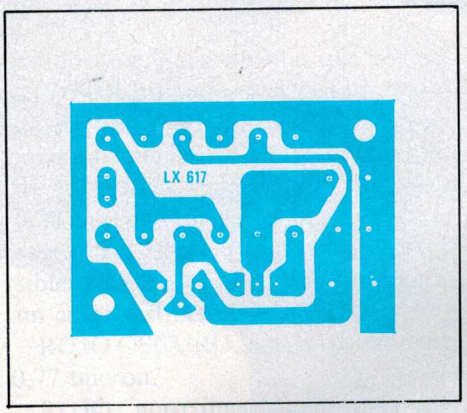


Figura 2. **Tamaño natural del circuito impreso.**

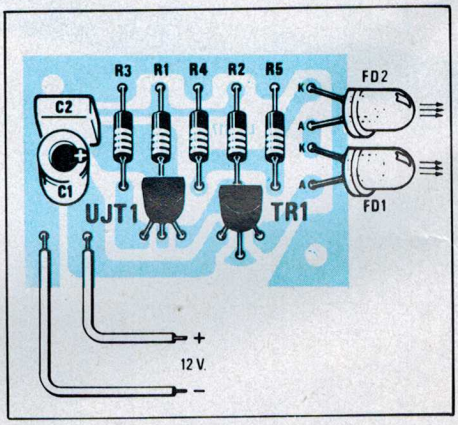
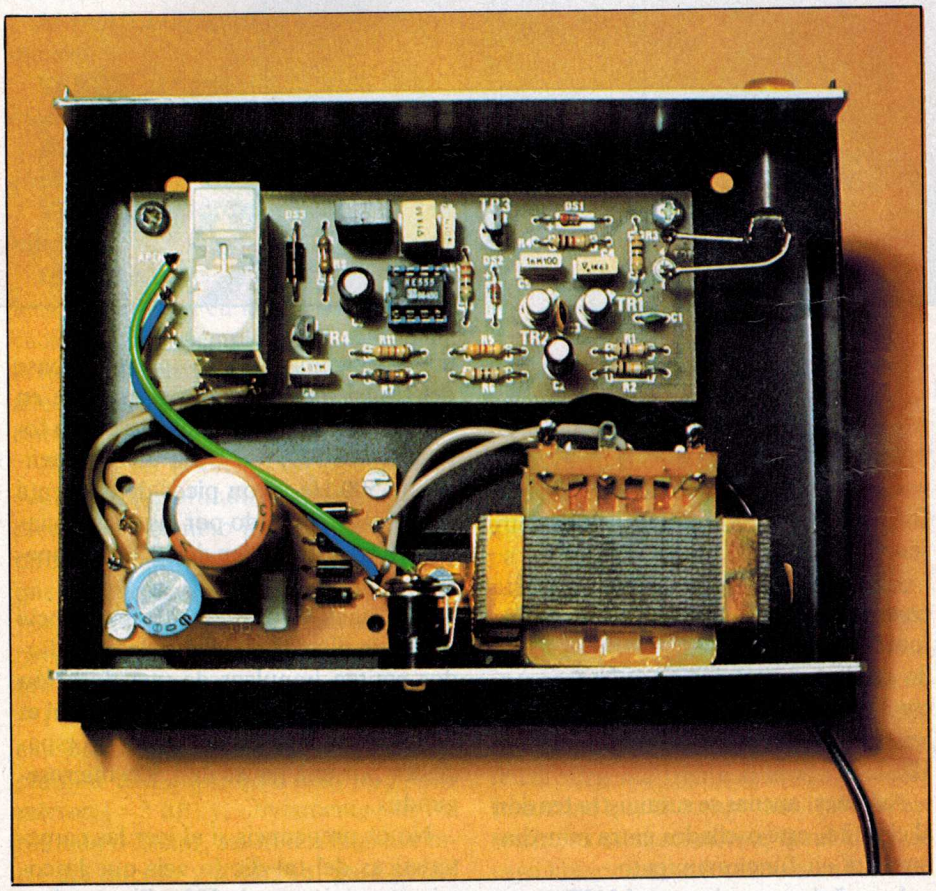


Figura 3. **Esquema práctico de montaje.**



Receptor de infrarrojos instalado en su gabinete metálico con fuente de alimentación.

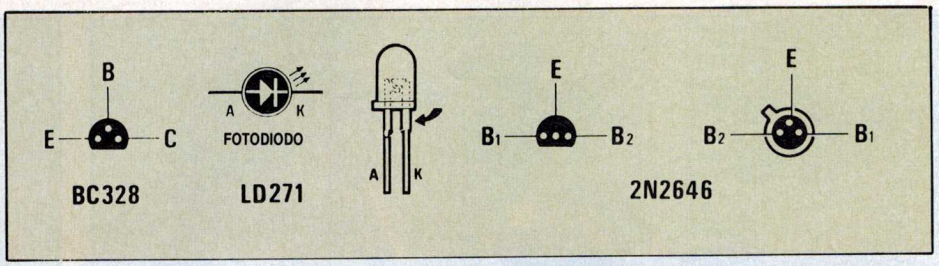


Figura 4. **Conexiones de los semiconductores utilizados en el paso transmisor. Dado que el transistor uniunión 2N.2646 está fuera de producción por obsoleto, reproducimos las conexiones del nuevo modelo plástico. Respecto al fotodiodo LD.271, los terminales A-K se distinguen mirando el interior de la envoltura y por la mayor anchura del terminal K.**

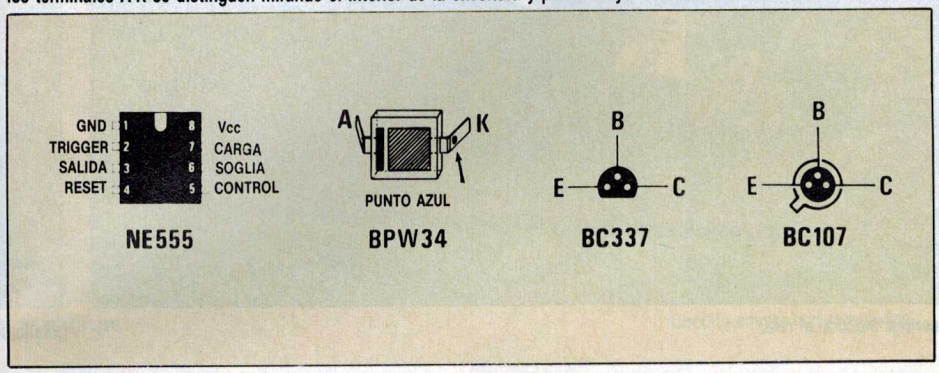
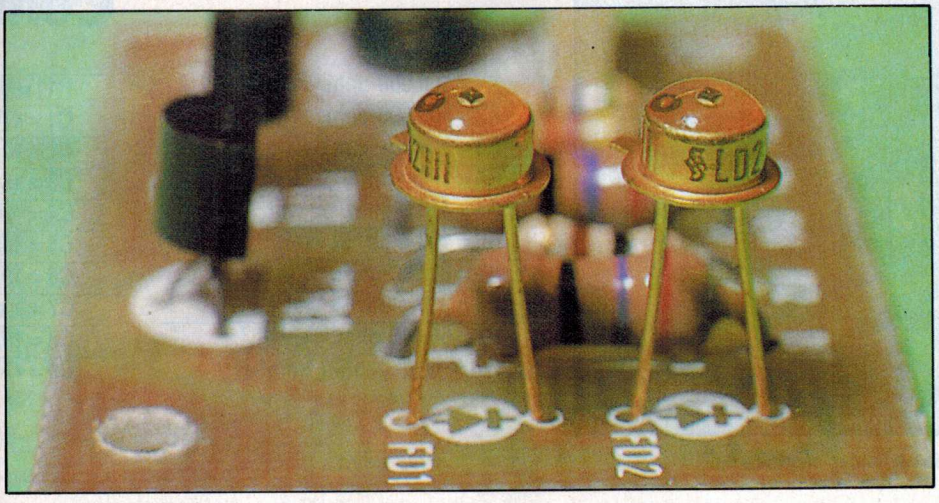
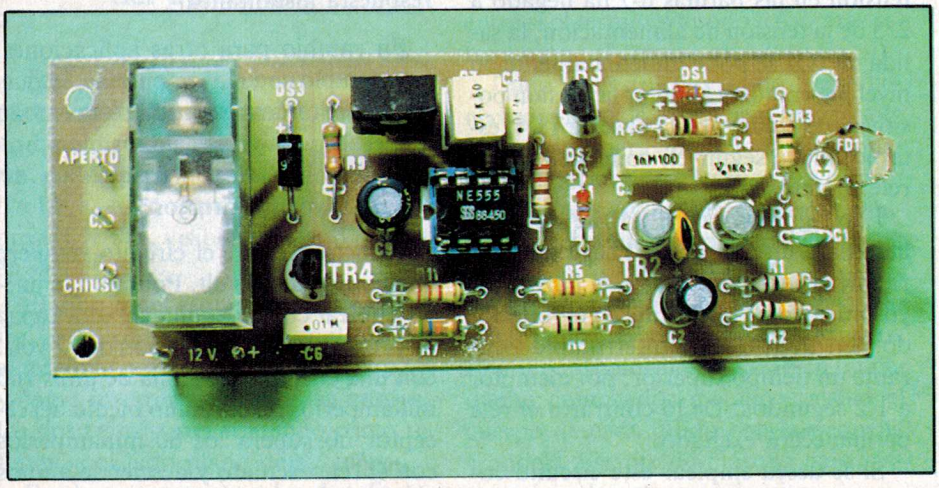


Figura 5. **Conexiones de los semiconductores utilizados en el paso receptor. El terminal A del fotodiodo BPW34 se reconoce por la tira de metal en forma de «I» visible en el interior del cuerpo. El transistor BC.107 se puede sustituir por un BC.207 plástico.**



Detalle de los dos dos diodo emisores de infrarrojos.



La placa del receptor lleva instalada un relé para el accionamiento.

Obviamente, una vez presentado el esquema del transmisor a infrarrojos, presentaremos ahora el esquema de un circuito idóneo para detectar la presencia de este tipo de rayos y transformarlos en una señal eléctrica para controlar un relé.

Receptor para infrarrojos

En el circuito del receptor representado en la fig. 6, el sensor utilizado para detectar la presencia de rayos infrarrojos está constituido por un fotodiodo BPW.34 indicado en el esquema eléctrico con las siglas FD1.

La señal captada por este fotodiodo se aplica, mediante el condensador C1, a la base del primer transistor TR1, que junto a TR2 forma un amplificador acoplado en continua, de alta ganancia. El valor de la resistencia R3, conectada entre el emisor de TR2 y la base de TR1, determina la ganancia de este paso, mientras que el condensador C3 conectado entre la base y el colector de TR2 es indispensable para prevenir eventuales autoscilaciones.

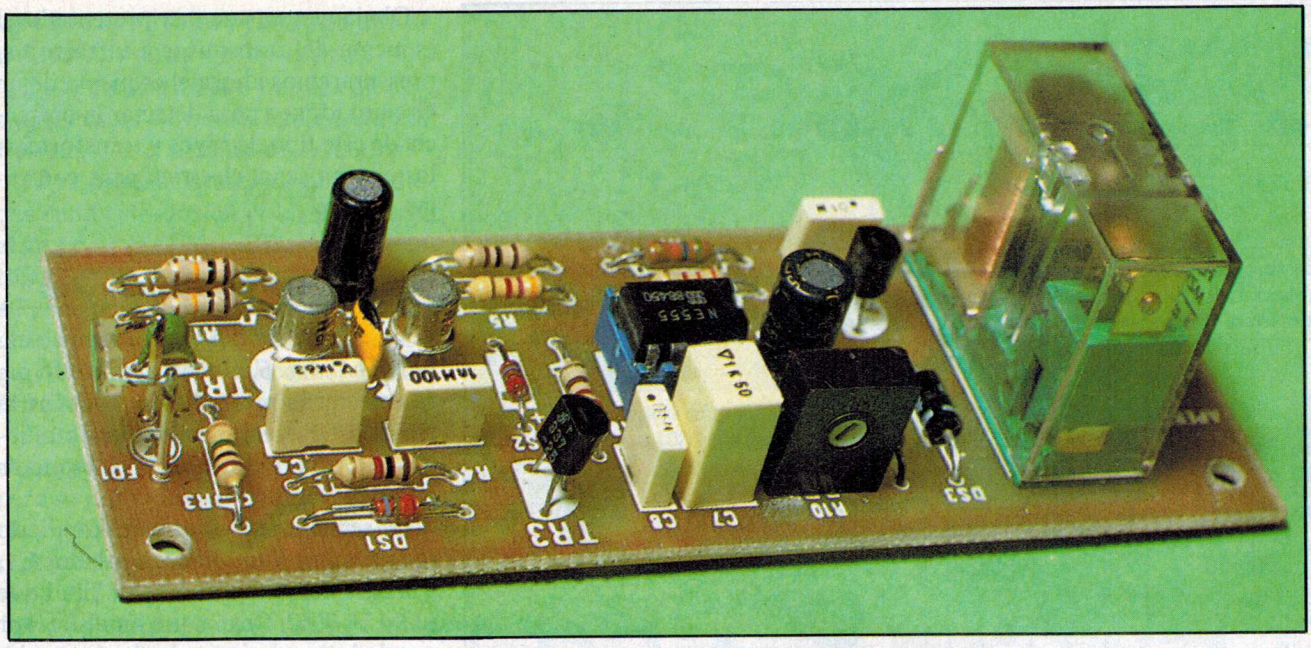
Desde el colector de TR2, la señal así amplificada llega, mediante el condensador C5, a la base del transistor TR3 que se comporta a todos los efectos como un interruptor electrónico muy veloz.

En presencia de las semiondas positivas, TR3 entra en conducción cortocircuitando a masa la resistencia R8 y el diodo DS2.

De este modo la entrada de Trigger (patilla 2) de IC1 (un NE.555 utilizado como monostable) se pone en nivel lógico 0 y por tanto la salida (patilla 3) pasa del nivel «0» en que se encontraba, a nivel lógico «1». Así pues, en la salida de IC1 tenemos una tensión positiva que al polarizar la base del transistor TR4, lo pone en conducción haciendo que se excite el relé.

Como ya hemos dicho, cuando el transistor TR3 entra en conducción, también el diodo DS2 queda cortocircuitado a masa. Por tanto el condensador C7, conectado a las patillas 7-6 de IC1, se descarga bloqueando así la salida de IC1 en nivel lógico «1».

Interrumpiendo el haz de rayos infrarrojos, TR3 queda bloqueado y en tales condiciones la resistencia R8 y el diodo DS2 dejan de estar cortocircuitados ▶



Vista lateral de la placa del receptor con todos sus componentes, incluido el relé.

Detalle del dio

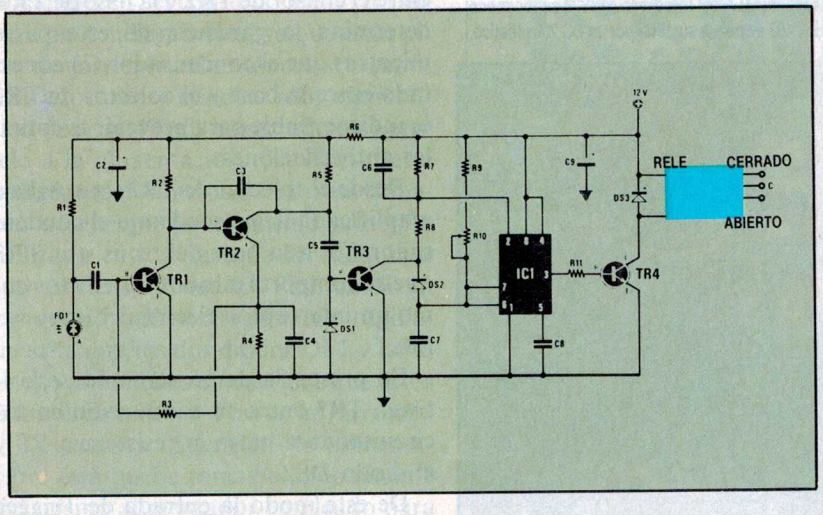


Figura 6. **Esquema eléctrico del receptor.**

Comp

R1 = 100.000 ohm. ¼ wat.	R11 = 3.300
R2 = 100.000 ohm. ¼ wat.	C1 = 470 pF
R3 = 1 megaohm ¼ wat.	C2 = 10 mF e
R4 = 1.000 ohm. ¼ wat.	C3 = 18 pF c
R5 = 4.700 ohm. ¼ wat.	C4 = 100.000
R6 = 100 ohm. ¼ wat.	C5 = 1.000 p
R7 = 56.000 ohm. ¼ wat.	C6 = 10.000
R8 = 220 ohm. ¼ wat.	C7 = 1 mF p
R9 = 56.000 ohm. ¼ wat.	C8 = 10.000
R10 = 1 megaohm trimmer	C9 = 47 mF e

a masa. La patilla 2 de IC1 se pone de inmediato en condición lógica «1», pero la salida de IC1 permanece bloqueada en el nivel lógico «1» hasta que la tensión en los extremos de C7 no haya llegado a 2/3 de la tensión de alimentación.

El tiempo de carga de tal condensador y con éste el retardo que media entre la interrupción del haz de rayos infrarrojos y la desexcitación del relé, puede regularse actuando sobre el trimmer R10 (con R10 totalmente cortocircuitado se obtiene una respuesta inmediata, alrededor de 0/06 segundos, mientras que insertando todo el valor óhmico de R10 se obtiene un retardo de 1,5 segundos aproximadamente).

Transcurridos este tiempo, cuando la tensión en las patillas 6-7 ha llegado a 2/3 de la tensión de alimentación, la salida de IC1 se pone inmediatamente en nivel lógico «0» y al faltar la tensión positiva que polarizaba la base de TR4, éste no puede seguir en conducción y el relé se desexcita.

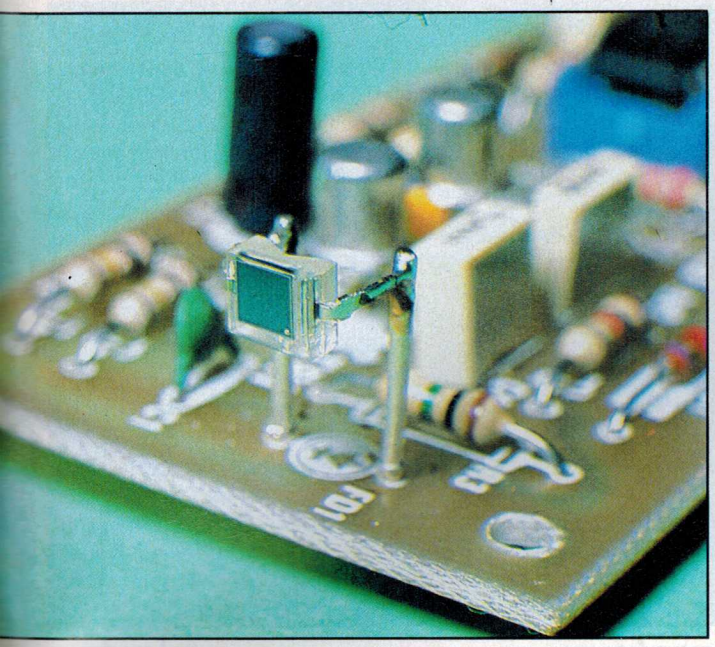
Ello significa que si R10 se ha regulado para un retardo de 1 segundo, para que el relé se desexcite, el haz de rayos infrarrojos que incide en el fotodiodo FD1 debe quedar interrumpido durante un tiempo superior, por ejemplo, a 1,2 segundos. De lo contrario el relé permanecerá excitado.

Si se desea emplear este circuito como cuenta-piezas es necesario cortocircuitar el trimmer R10 para obtener una respuesta instantánea.

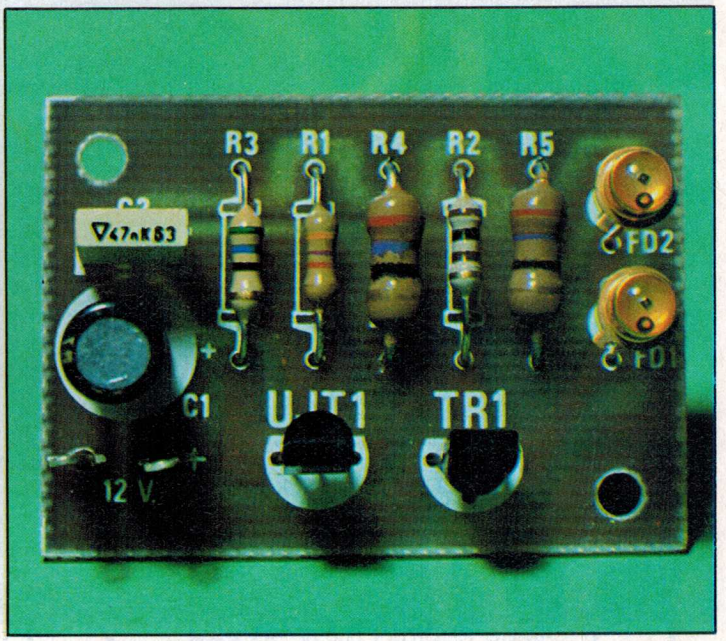
En cambio para otras aplicaciones, por ejemplo como abre-puertas, se puede aumentar esta constante de modo que el dispositivo sea insensible a breves e involuntarias interrupciones del haz de rayos infrarrojos.

Para funcionar, el circuito requiere una tensión de 12 volt. Por tanto se puede emplear cualquier alimentador capaz de proporcionar una tensión de 12 volt. con una corriente máxima de unos 100 miliamperios (el consumo medio del receptor no supera los 60 miliamperios con el relé excitado y desciende a unos 10 miliamperios con el relé desexcitado.

LA TIENDA DE ELECTRONICA DE VANGUARDIA



eceptor de infrarrojos.



Circuito emisor con sus diodos.

nentes

¼ wat.	DS1 = diodo de silicio 1N.4148
	DS2 = diodo de silicio 1N.4148
rolítico 25 volt.	DS3 = diodo de silicio 1N.4007
	FD1 = fotodiodo BPW.34
poliéster	TR1 = NPN tipo BC.107
liéster	TR2 = NPN tipo BC.107
oliéster	TR3 = NPN tipo BC.337
ster	TR4 = NPN tipo BC.337
oliéster	IC1 = NE.555
rolítico 25 volt.	RELE = 12 volt. 1 circuito

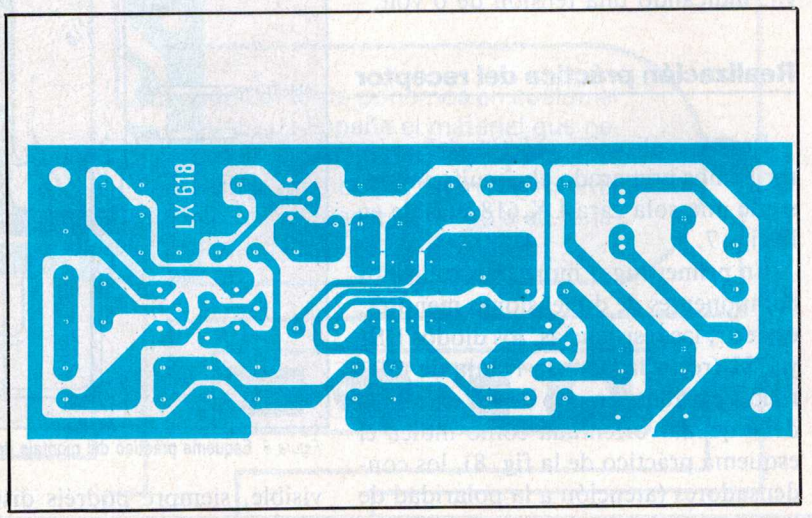


Figura 7. **Dibujo a tamaño natural del circuito impreso del receptor.**

Realización práctica del transmisor

Todos los componentes necesarios para la realización del transmisor —esto es, cinco resistencias, dos condensadores, dos transistores y dos diodos— hallarán lugar en el pequeño circuito impreso LX.617, visible a tamaño natural en la fig. 2.

El dibujo del esquema práctico de la fig. 3 indica el lado en el cual montar el terminal positivo del condensador C1 y cómo insertar en el circuito impreso los dos transistores tomando como referencia el lado plano de su cuerpo.

Por lo que respecta a los dos diodos fotoemisores FD1 y FD2, hay que prestar mucha atención para no confundir entre sí el terminal ánodo «A», más estrecho que el cátodo «K» (ver fig. 4).

Dado que estos dos diodos están conectados en serie, basta invertir uno solo de los dos para impedir el funcionamiento del circuito. Para evitar errores de este tipo, recomendamos seguir atentamente el esquema práctico de la fig. 3.

Si utilizáis diodos LD242, os recordamos que su ánodo está conectado eléctricamente a la envoltura externa. Por ello, al colocar el circuito en un pequeño contenedor metálico, aislad el cuerpo de cada diodo con la pequeña arandela aislante de plástico para evitar así cualquier cortocircuito.

Aunque en los prototipos nosotros hemos fijado los dos fotodiodos directamente sobre el circuito impreso, nada impide colocarlos a una cierta distancia del circuito utilizando un cablecillo eléctrico corriente no apantallado para las conexiones. Finalizado el montaje, para comprobar si el circuito funciona (como es sabido, los rayos infrarrojos no son visibles) podéis conectar el tester conmutado a 0,3 volt. CC fondo escala, o bien a 1 volt. CC fondo escala, en los extremos de las dos resistencias R4 y R5.

Si habéis montado correctamente los dos diodos, leeréis en el tester una tensión de unos 20 milivolt. De lo contrario, si lo habéis montado mal, la aguja ▶

En caso de dificultad

En caso de dificultad hay que comenzar, lógicamente, por comprobar el circuito emisor de infrarrojos LS617. Sería absurdo intentar localizar una anomalía en el circuito receptor si no está recibiendo el rayo de infrarrojos correspondiente.

Recomendamos la utilización de un osciloscopio, ya que la pequeña duración de los impulsos no permiten lecturas en un voltímetro normal; por ejemplo: a pesar de que los impulsos que se aplican en el ánodo del diodo FD1 tienen una amplitud de unos 11 volt. pp, con un instrumento de 20.000 ohm. por voltio prácticamente no se aprecia el desplazamiento de la aguja en la escala de 3 volt. pp.

Como dato de referencia: cuando el circuito de relajación funciona la tensión medida en los extremos de C2 es de unos 6 volt.; en caso de que la tensión sea de 12 volt. se ha de considerar que el transistor UJT1 está estropeado. Si la tensión no llega a 1 volt. o bien el condensador está defectuoso o el transistor está invertido.

Disponiendo de osciloscopio cuando en la unión de los dos diodos emisores se obtenga un impulso de 5 volt. pp. se considerará que el circuito funciona correctamente.

Por lo que respecta al receptor LX618 sólo en colector de TR3 se pueden apreciar variaciones de tensión con voltímetro al recibir la señal de infrarrojos (al recibir señal disminuye la tensión) por lo que para la localización de averías se debe utilizar un osciloscopio en la zona del amplificador.

Es importante señalar que con un voltímetro o un osciloscopio conectados entre extremos de C7 se afecta el funcionamiento de IC1 como monoestable, quedando bloqueado.

Una última recomendación: cuando se tienen el receptor y el emisor muy cerca uno del otro para hacer comprobaciones, no basta con poner la mano para interceptar el rayo de infrarrojos puesto que dada la sensibilidad del circuito éste no se desactiva debido a los rebotes del rayo en los objetos circundantes. Si se está reparando con los dos circuitos en la misma mesa conviene esconder el emisor o bien quitarle la alimentación para asegurar que no llegue señal al receptor.

indicadora del tester permanecerá inmóvil, indicando una tensión de 0 volt.

Realización práctica del receptor

Para la realización práctica del receptor hemos preparado el circuito impreso de una sola cara LX.618, visible en la fig. 7.

En primer lugar montaréis todos los componentes de dimensiones menores, es decir, las resistencias, los diodos DS1 y DS2 (recordad que la franja de referencia existente en uno de sus extremos debe quedar orientada como indica el esquema práctico de la fig. 8), los condensadores (atención a la polaridad de los electrolíticos), el trimmer R10 y el zócalo para el integrado IC1.

Al montar los transistores, debéis colocarlos en el circuito impreso exactamente como se indica en la fig. 8, de modo que los transistores plásticos (TR3 y TR4) queden con la parte plana de su cuerpo orientada hacia el condensador C9 y el diodo DS1 respectivamente, mientras que los transistores metálicos (TR2 y TR1) deben quedar con la pequeña «lengüeta» existente en su envoltura orientada hacia el fotodiodo FD1.

Respecto a este último, recordamos que el terminal cátodo, que en este caso irá conectado a la resistencia R1, está normalmente indicado mediante un punto de color azul.

Si tal punto faltase o no fuera muy

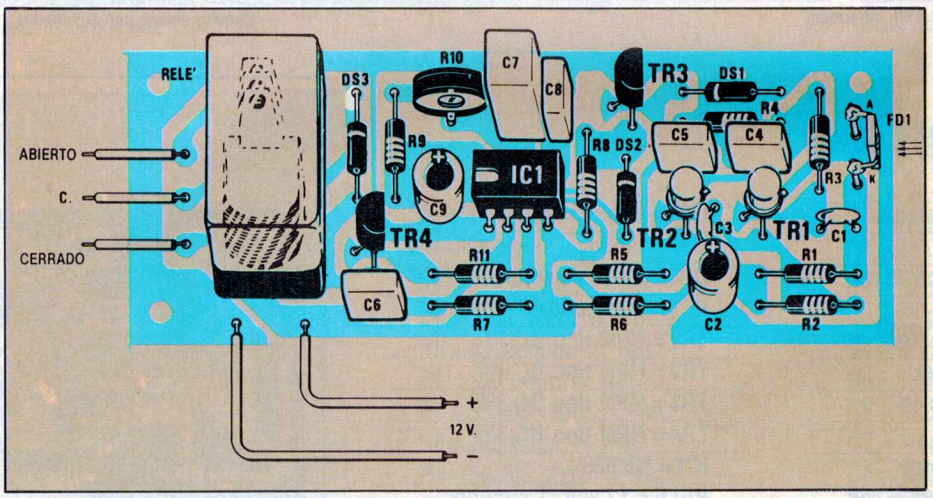


Figura 8. **Esquema práctico del montaje del receptor para rayos infrarrojos.**

visible, siempre podréis distinguir los dos terminales en el interior del fotodiodo. En efecto, como se ve en la fig. 5, el terminal «A» (ánodo) está conectado a una sutil tira en forma de I, mientras que el terminal «K» (cátodo) entra en el interior de la superficie fotosensible.

Para finalizar sólo queda por montar en el circuito impreso el relé, así como insertar el integrado IC1 en su zócalo de modo que el pequeño punto existente en la parte superior de su contenedor plástico, en correspondencia de la patilla 1, quede orientado hacia el condensador C9.

Llegados a este punto, probad a alimentar tanto el transmisor como el receptor, colocándolos a una distancia de 2 metros uno de otro, de modo que los dos diodos fotoemisores y el fotodiodo receptor queden alineados en un mismo eje.

Inmediatamente notaréis como «salta» el relé, que en presencia del haz de infrarrojos resultará siempre excitado.

Probad ahora a poner una mano o cualquier objeto ante los diodos fotoemisores, de modo que quede interrumpido el haz de rayos infrarrojos, y comprobaréis que el relé se desexcita con un retardo que podréis regular mediante el trimmer R10.

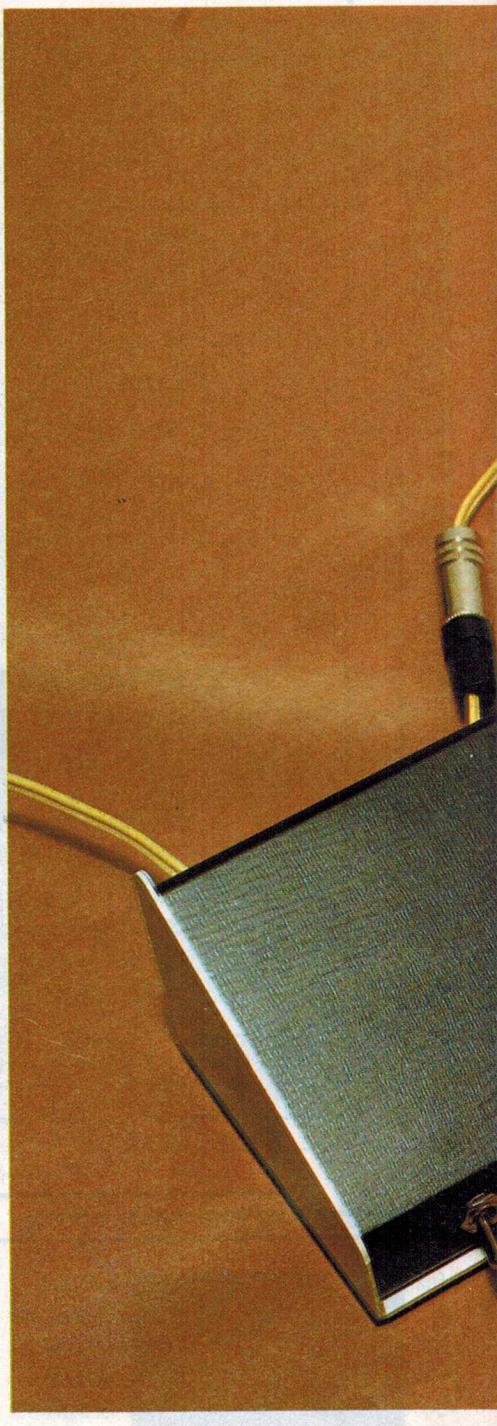
Dado que el ángulo de sensibilidad del fotodiodo detector BPV34 es más bien amplio y dado que tal diodo es sensible a una amplia gama de rayos tanto infrarrojos como visibles, recomendamos colocarlo en el fondo de un pequeño cilindro opaco de manera que sea sensible sólo a los rayos procedentes del transmisor. ■

Comunicaciones

Espera musical para teléfono



Si en algún momento no podéis atender a quien os llama por teléfono y deseáis hacerle entender que debe esperar unos instantes, insertad este avisador de espera telefónica y vuestro interlocutor escuchará, durante la pausa, una melodía que le indica que sigue en línea. Este circuito será útil también a los CB, para transmitir una nota de separación entre dos comunicaciones o para enviar una señal de su presencia en el canal utilizado.



Muchos circuitos electrónicos, a pesar de su sencillez, son de gran utilidad práctica. Por este motivo nuestra revista publica con frecuencia, entre diseños más complejos y sofisticados, esquemas muy sencillos que pueden servir para resolver pequeños problemas o como base para aplicaciones muy distintas de las que nosotros sugerimos.

El diseño de «avisador de espera telefónica» que hoy os presentamos, puede ser útil en diferentes circunstancias. Por ejemplo, cuando reclaman al teléfono a una persona que en ese momento se encuentra lejos del receptor y va a tardar dos o tres minutos en llegar a él.

También en las oficinas, donde en muchas ocasiones la persona requerida al teléfono está ya ocupada en otra línea y hay que esperar unos instantes a que atienda la nueva llamada.

En la práctica este accesorio nos permite indicar a nuestro interlocutor que no le hemos olvidado, o que la línea no se ha cortado, ya que durante la espera escuchará una alegre melodía y no las voces y sonidos confusos del ambiente circundante.

Este aparato también es de utilidad para evitar que quienes nos llaman por teléfono nos oigan decir «dígale que he salido» a la persona que ha atendido la llamada.

Finalmente, dado que nuestro circuito es muy fácil de realizar y su precio es muy económico, puede servir también para separar un anuncio publicitario de otro en las emisoras de radio privadas o para que los CB cedan el micrófono a sus colegas.

Para esta última aplicación, será necesario modificar nuestro diseño siguiendo las instrucciones que os daremos más adelante.

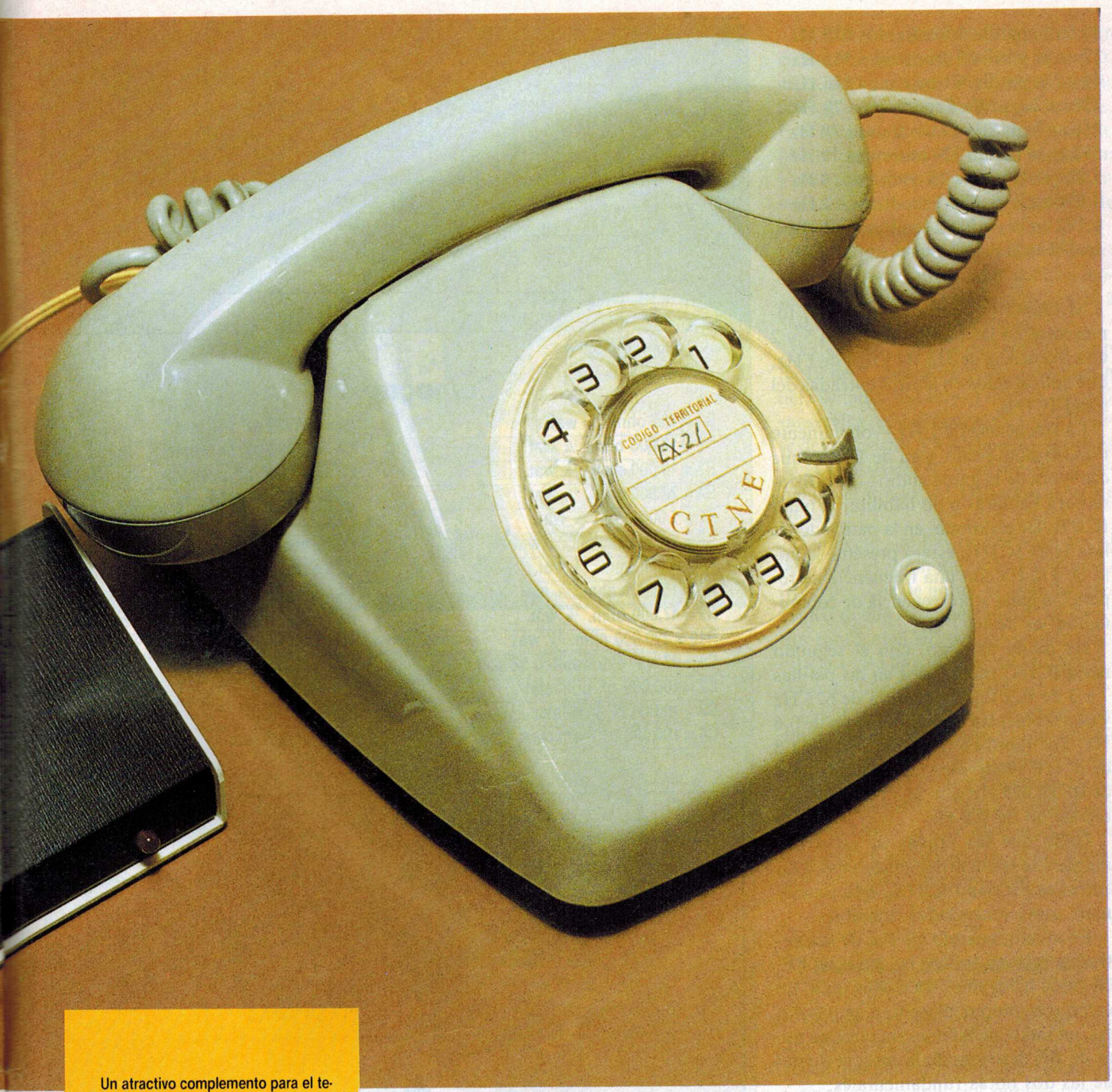
Esquema eléctrico

El esquema eléctrico reproducido en la fig. 1 demuestra la sencillez del circuito. En efecto, para esta realización sólo son necesarios dos integrados, dos transistores y pocos componentes pasivos.

A un solo hilo de la línea telefónica, deberéis conectar el conmutador S1, que permite transferir la comunicación al aparato telefónico o a nuestro avisador de espera.

Desplazando tal conmutador hacia el avisador musical, la línea telefónica resultará conectada al puente rectificador RS1, que procederá a transferir el positivo de alimentación hacia la resistencia R1 y el negativo a masa, independientemente de la polaridad existente en la línea.

El diodo zener DZ1 de 8,2 volt., sir-



Un atractivo complemento para el teléfono que hará más grata la espera.

ve para limitar el valor de la tensión aplicada entre el emisor y el colector del transistor TR1, protegiéndolo así de eventuales sobretensiones. DZ2, también un zener de 8,2 volt., desempeña la función de carga de línea y de estabilizador de tensión para obtener los 8,2 volt. necesarios para alimentar todo el circuito.

Habiendo utilizado integrados C/Mos, el consumo será muy reducido. Por tanto la tensión existente en la línea telefónica no sufrirá caída alguna, hasta el punto de que será imposible notar si el circuito está o no conectado.

Emplearemos el integrado CD.4060, IC2 en el esquema eléctrico, para generar las notas musicales y el CD.4011 —más concretamente los tres nand IC1/A, IC1/B, IC1/C— como «mezclador digital» para obtener en salida las 6 notas de BF que se enviarán a la línea telefónica.

El oscilador contenido en el interior del integrado IC2, afecta a las patillas 9, 10 y 11. Su frecuencia de oscilación está determinada por las resistencias R9 y R10 —conectadas en las patillas 10 y 11— y por el condensador C8 conectado en la patilla 9. Con los valores que hemos elegido, se obtiene una frecuencia de unos 10.000 Hz.

Siempre en el interior de tal integrado, hay cuatro flip-flop colocados en serie que proceden a dividir la frecuencia generada por el oscilador por:

16 en la patilla **7** tendremos **625 Hz**
32 en la patilla **5** tendremos **312 Hz**
64 en la patilla **4** tendremos **156 Hz**
128 en la patilla **6** tendremos **78 Hz**
256 en la patilla **14** tendremos **39 Hz**
512 en la patilla **13** tendremos **19 Hz**
1.024 en la patilla **15** tendremos **9 Hz**
4.096 en la patilla **1** tendremos **2 Hz**
8.192 en la patilla **2** tendremos **1 Hz**
16.384 en la patilla **3** tendremos **0,6 Hz**

Mediante la puerta nand IC1/B tomaremos en las patillas de salida 5 y 2 una frecuencia de 312 Hz y una de 1 Hz, que aplicaremos en las dos entradas del nand IC1/B.

La frecuencia de 1 Hz —obviamente no utilizable como nota de BF porque cae fuera de la gama audio— se utilizará para habilitar o no habilitar el nand IC1/B. De ese modo, en la patilla de salida 11 de IC1/B, estará presente la nota de 312 Hz con una frecuencia de repetición igual a la frecuencia de conmutación, es decir, 1 Hz.

De modo análogo, con el segundo nand IC1/C tomaremos en las patillas 7 y 3 de IC2 una frecuencia de 625 Hz y una frecuencia de conmutación de 0,6 Hz. Por tanto en la patilla de salida 3 de IC1/C tendremos una segunda nota de BF en 625 Hz, con una frecuencia de repetición de 0,6 Hz.

Dado que las salidas de estos dos mandos se encuentran conectadas a las entradas del nand IC1/A, éste funcionará como «mezclador digital».

En efecto, cuando en una de sus entradas hay una sola de las notas de BF, en salida hallaremos esa misma nota. En cambio cuando se presentan ambas notas, en salida hallaremos una tercera nota de BF derivada de la mezcla digital de las dos notas fundamentales.

En consecuencia, como se puede intuir, en salida sólo podremos obtener 3 notas de BF y no 6 como habíamos mencionado anteriormente.

Para obtener 6 notas en salida, utilizamos la resistencia R8 y el diodo DS1 conectados entre la patilla 1 de IC2 y el punto común de R9-R10-C8.

Como se ve en la tabla anterior, en dicha patilla estará la frecuencia del oscilador dividida por 4.096 veces, es decir 2 Hz, lo que equivale a 2 veces por segundo. Esta patilla pasará del nivel lógico 1 al nivel lógico 0 y, de ese modo,

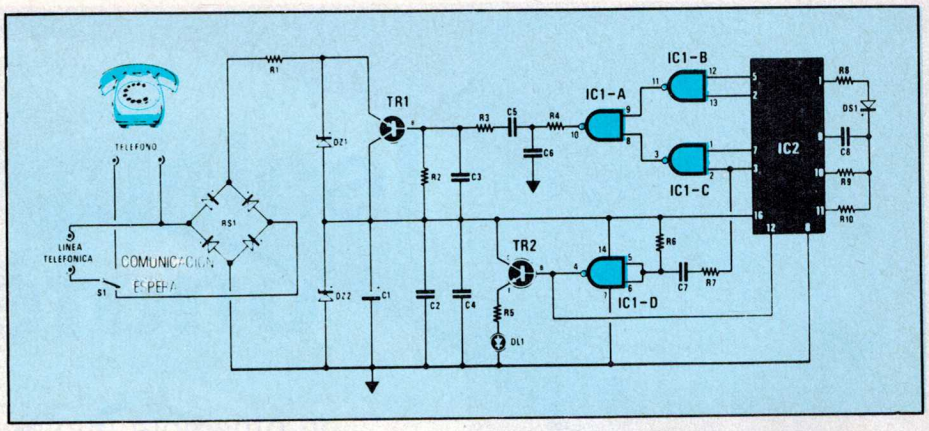
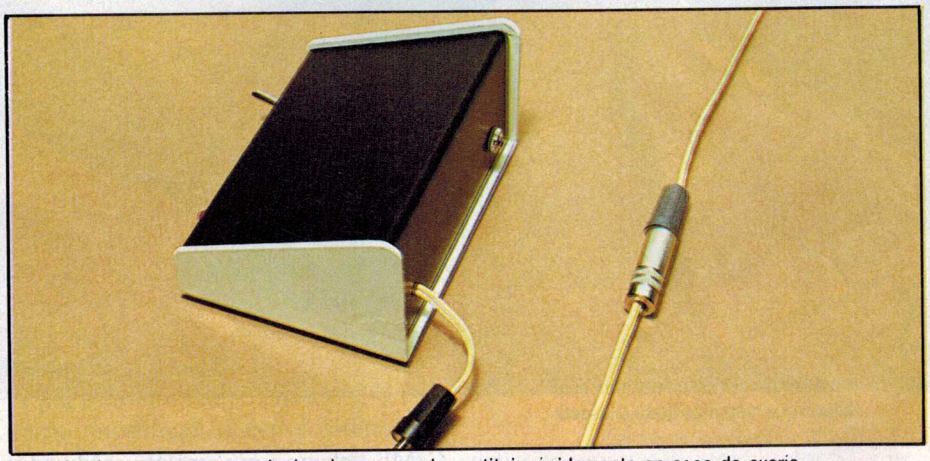


Figura 1. **Esquema eléctrico.**

Componentes

R1 = 100 ohm. ½ wat.	C5 = 47.000 pF poliéster
R2 = 10.000 ohm. ¼ wat.	C6 = 15.000 pF poliéster
R3 = 18.000 ohm. ¼ wat.	C7 = 470.000 pF poliéster
R4 = 22.000 ohm. ¼ wat.	C8 = 1.000 pF poliéster
R5 = 1.000 ohm. ¼ wat.	DS1 = diodo 1N4148
R6 = 1,5 megaohm. ½ wat.	DZ1 = zener 8,2 volt. 1 wat.
R7 = 4.700 ohm. ¼ wat.	DZ2 = zener 8,2 volt. 1 wat.
R8 = 100.000 ohm. ¼ wat.	DL1 = diodo led
R9 = 47.000 ohm. ¼ wat.	RS1 = puente rectificador 100 volt. 1 A
R10 = 220.000 ohm. ¼ wat.	TR1 = PNP tipo BC.328
C1 = 47 mF electrolítico 16 volt.	TR2 = NPN tipo BC.237
C2 = 100.000 pF poliéster	IC1 = CD.4011
C3 = 10.000 pF poliéster	IC2 = CD.4060
C4 = 100.000 pF poliéster	S1 = conmutador.



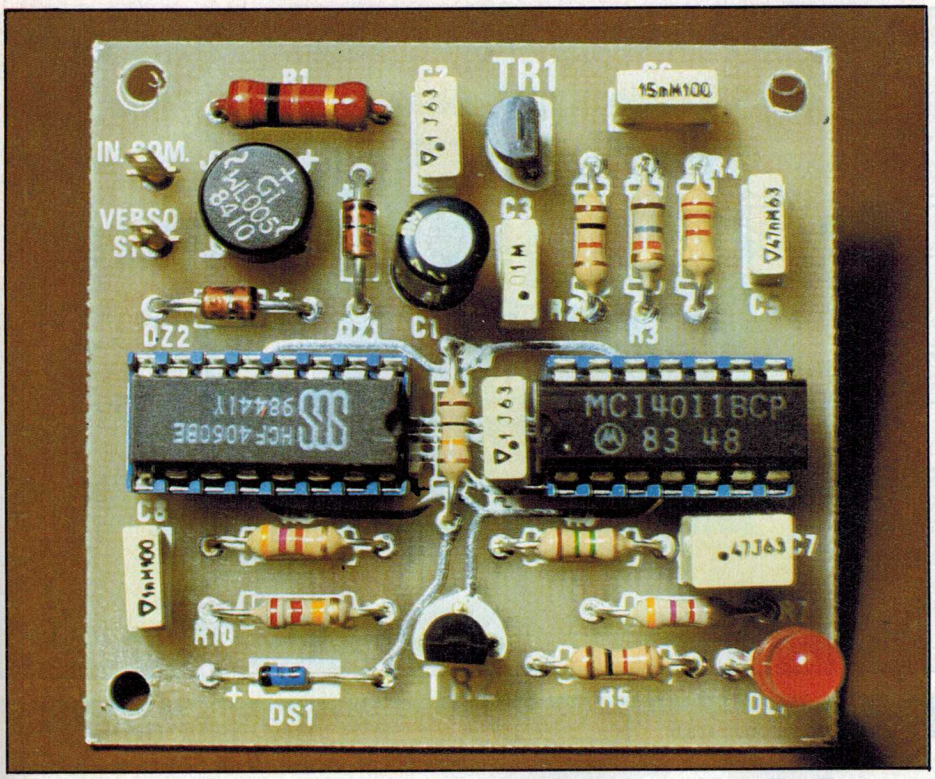
Intercalando un conector macho-hembra se puede sustituir rápidamente en caso de avería.

modificará la frecuencia del oscilador como sigue:

Nivel lógico 1 = 10.000 Hz aproximadamente
Nivel lógico 0 = 9.000 Hz aproximadamente.

Al variar la frecuencia del oscilador, variarán también todas las frecuencias en salida, en las patillas 5-2 y 7-3. Así, mezclando estas nuevas frecuencias como anteriormente hemos visto, obtendremos otras 3 notas distintas que sumadas a las 3 anteriores nos dan un total de 6 notas.

Estas 6 notas de BF, mediante la resistencia R4, el condensador C5 y la resistencia R3, llegarán a la base del transistor TR1 —un PNP tipo BC328. Del emisor de este último serán transferidas, mediante la resistencia R1 y el diodo RS1, a la línea telefónica.



Vista del circuito LX 684 montado con todos sus componentes.

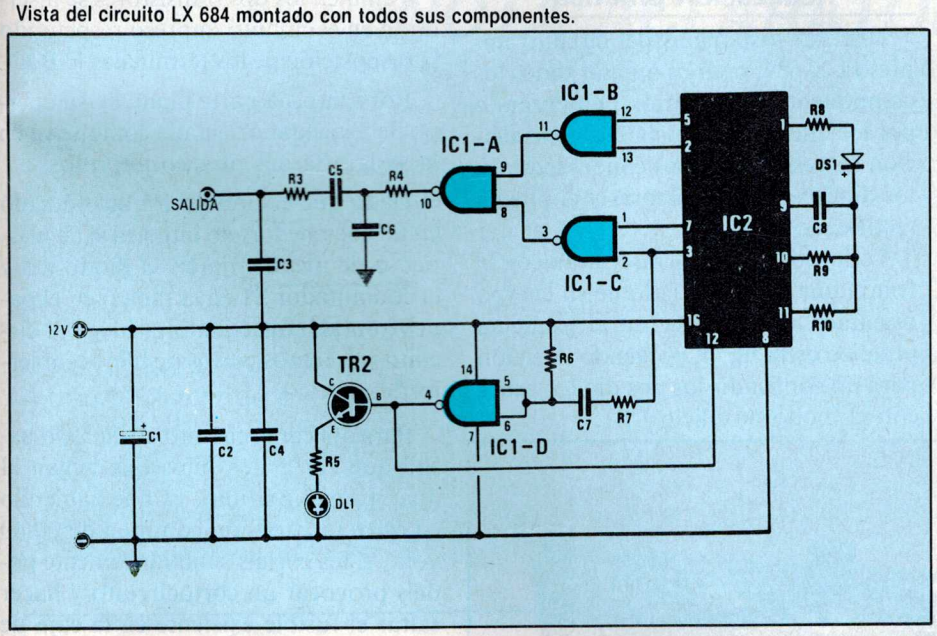


Figura 2. Quienes deseen conectar este avisador de espera a un preamplificador de BF o a un transceptor, deberán montar en el circuito impreso sólo estos componentes.

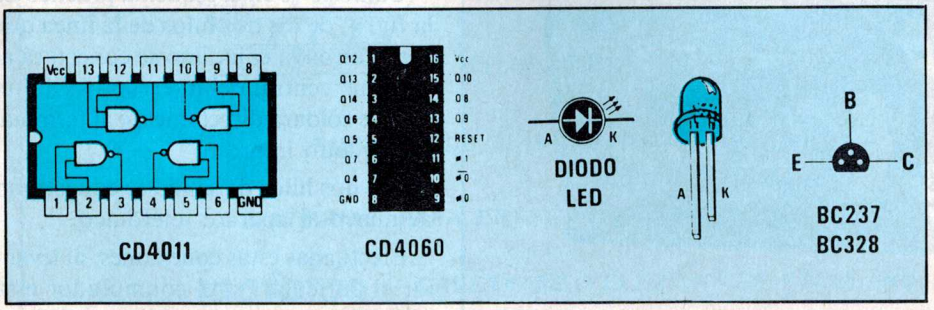


Figura 3. Conexiones de los integrados vistos desde arriba y de los transistores vistos desde abajo. En el diodo led, el terminal más largo es el ánodo.

IC1/D, el cuarto nand contenido en el interior del integrado IC1 tipo CD. 4011, sirve para introducir una pausa de 0,6 segundos entre dos grupos de notas. Este tiempo de pausa está determinado por la resistencia R6 de 1,5 megaohm y el condensador C7 de 470.000 pF, conectado mediante R7 a la patilla 3 de IC2.

Si se desea, es posible variar tal intervalo modificando el valor del condensador C7 a 390.000 pF para reducirlo a 560.000 pF para aumentarlo.

Este nand, además de excitar la patilla 12 de IC2 para obtener la detención del oscilador durante el tiempo de pausa, servirá también para polarizar la base del transistor TR2, el cual —a través de la resistencia R5— procederá a encender el diodo led DL1 que sirve de control.

En efecto, no hay que olvidar que al desplazar el conmutador S1 hacia nuestro generador de notas, el aparato telefónico queda desconectado de la línea. Por tanto, si el led está encendido, significará que hay alguien en la línea esperando nuestra respuesta.

Si por cualquier motivo se corta la comunicación o si la persona que espera cuelga el teléfono, la línea permanece ocupada y nadie podrá llamarnos. El diodo led encendido nos recordará que nuestro teléfono está desconectado de la línea y en consecuencia, para volverlo a conectar, tendremos que desplazar S1.

Modificación para los CB

Quienes deseen emplear este generador de notas en el campo de la radio, como melodía característica o como intermedio entre anuncios publicitarios, o bien como medio para reclamar la atención de los oyentes antes de un comunicado importante, tendrán que aportar al circuito unas sencillas modificaciones.

En primer lugar, hay que retirar el puente RS1, las resistencias R1 y R2, los dos diodos zener DZ1-DZ2 y el transistor TR1.

Además será necesario alimentar el circuito con una tensión continua comprendida entre 8 y 12 volt., conectando el positivo de alimentación al positivo del condensador electrolítico C1 y el ne-

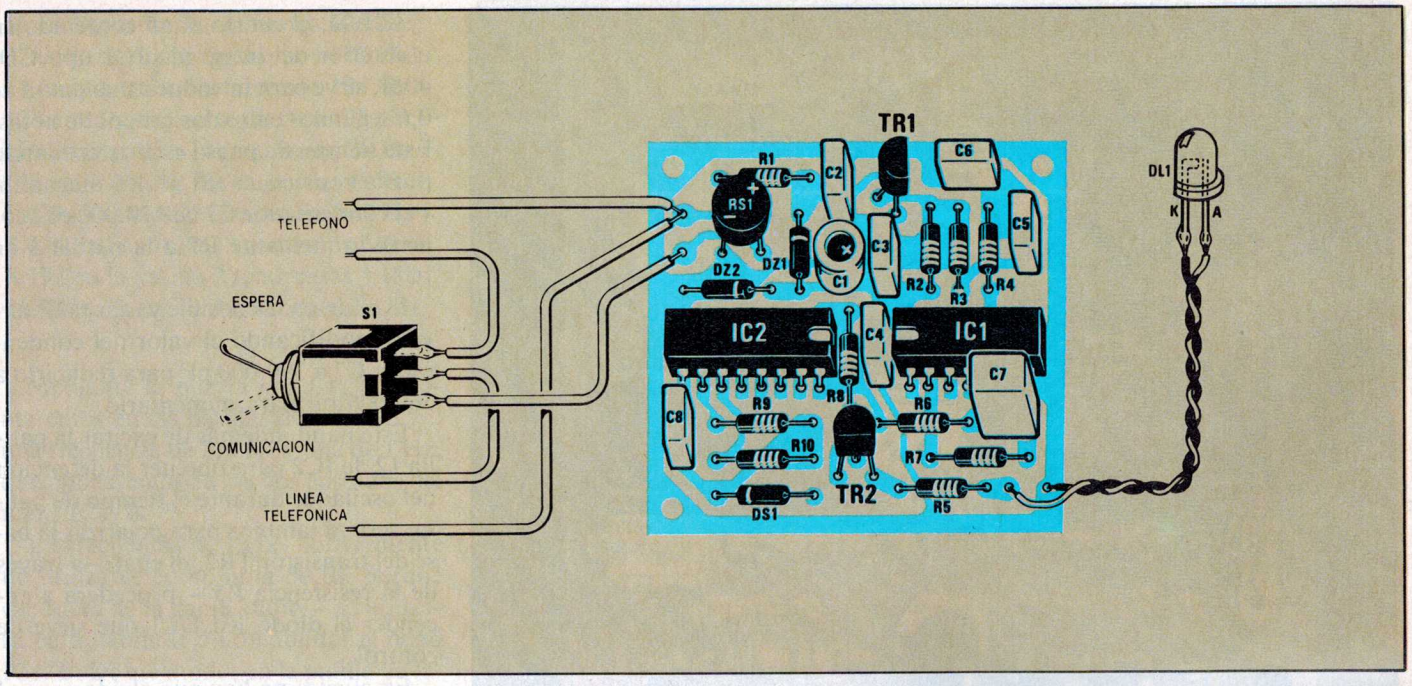


Figura 4. **Esquema práctico de montaje. Para conectarlo a la línea telefónica, después de cortar los dos hilos, es necesario conectar los dos que proceden del teléfono a los dos situados arriba y los otros dos de la línea a los situados abajo.**

gativo a masa, como se ve en la fig. 2.

La señal de BF se tomará entre C3-R3 (es decir, el punto que anteriormente se conectaba a la base del transistor TR1) y la masa, conectándola luego en la entrada BF del preamplificador o del transceptor, en paralelo con el micrófono.

Para ello se puede utilizar un pulsador conectado en serie con el hilo que toma la señal de BF de nuestro generador, de modo que al pulsarlo se pueda transferir la señal de salida a la entrada BF del transmisor.

Realización práctica

Una vez dispongáis del circuito impreso LX.684, podréis montar todos los componentes necesarios, empezando por los integrados IC1-IC2, a continuación las resistencias, los condensadores, los diodos, los transistores y el puente rectificador RS1.

Todos los diodos se insertarán con la franja que rodea un lado de su cuerpo orientada como se ve en el esquema práctico de la fig. 4, poniendo atención para no confundir los dos diodos zener con el diodo de silicio DS1.

También los dos transistores se insertarán en el circuito impreso respetando la disposición de los terminales E-B-C.

Por tanto, la parte plana de su cuerpo debe quedar orientada como se ve en la serigrafía del circuito impreso.

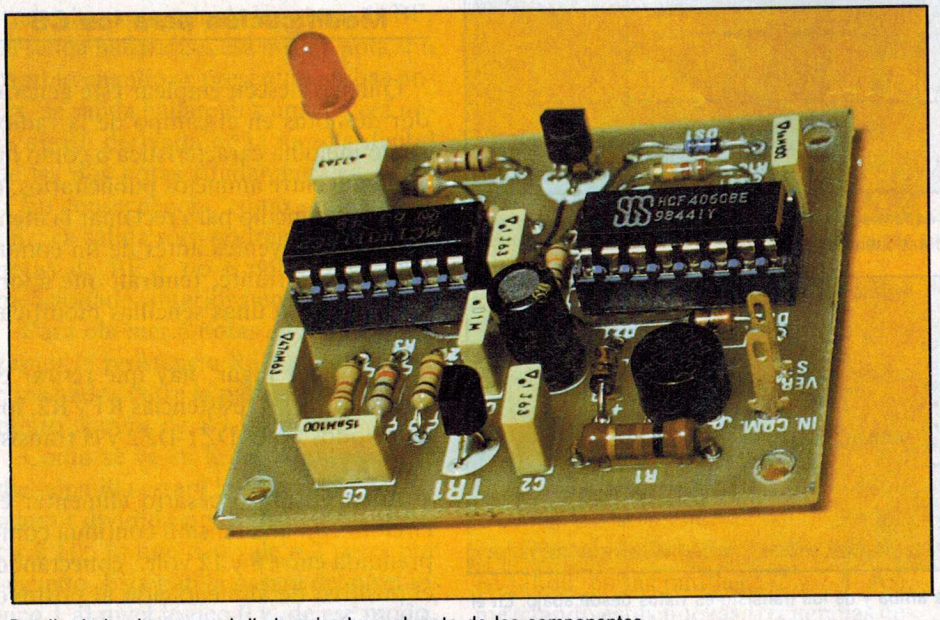
Dado que el circuito irá introducido en un contenedor, no importa si de plástico o de metal, fijaréis el diodo led y el conmutador S1 en la tapa o en el panel frontal, conectándolos luego al circuito con trozos cortos de hilo recubierto de plástico.

Para aplicar el circuito al teléfono habrá que cortar los hilos que llegan al aparato uno por uno, ya que habiendo en éstos una tensión continua de 30-40 volt., si los cortáis simultáneamente podéis provocar un cortocircuito y hacer saltar el fusible existente en la caja de derivación.

Como se ve en el esquema práctico de la fig. 4, de los dos hilos de la línea que entrarán en la caja, uno se conectará al terminal central del interruptor S1 y el otro se soldará directamente al terminal del circuito impreso.

Los dos hilos de salida se conectarán de nuevo al aparato telefónico.

Efectuadas estas conexiones, al levantar el auricular, si el conmutador está en posición «comunicación» oiréis la típica señal telefónica. Desplazando el



Detalle de la placa con el diodo avisador y el resto de los componentes.

En caso de dificultad

La primera acción a tomar en caso de no funcionamiento del circuito es comprobar las tensiones existentes en el colector del transistor TR1, de unos 16 volt., y en C1, de unos 8 volt., que alimenta la patilla 16 del circuito integrado IC2, la patilla 14 del circuito integrado IC1 y el colector del transistor TR2. Caso de no haber tensión en estos puntos, comprobar el correcto conexionado de la entrada, R1 y los diodos Zener DZ1 y DZ2 que podrían estar invertidos.

Si las tensiones son correctas se debe comprobar que el integrado IC2 oscila adecuadamente, en caso contrario C8, R9 y R10 pueden ser los causantes de la avería, así como el mismo circuito integrado.

En caso de que el LED DL1 encienda y no haga salida, comprobar TR1 y los componentes que le aplican la señal; si es correcto puede estar mal el propio integrado IC1.

conmutador a la posición «espera», el teléfono quedará excluido de la línea y automáticamente se encenderá el diodo led.

Si no fuese así, habréis conectado erróneamente los terminales A-K del diodo. Así pues, para verlo encenderse sólo habrá que invertir el led.

Una vez comprobado que todo funciona correctamente, desplazad de nuevo el conmutador S1 a la posición «comunicación» y probad a llamar a un amigo. Obtenida la comunicación, le pediréis que permanezca a la escucha y desplazaréis el conmutador S1 a la posición «espera». Al cabo de varios segundos, retomad la línea y preguntadle si vuestro nuevo diseño es de su agrado. Seguro que su respuesta será afirmativa y probablemente os pida otro accesorio igual para su aparato telefónico. ■

NOTA ACLARATORIA

LAPICERO OPTICO PARA COMMODORE

En nuestro anterior número, en la página 15, al tratar las posibles dificultades en la puesta en marcha del lapicero óptico para Commodore, indicábamos la solución, para el caso en que la casa fabricante había alterado el circuito donde actúa el sensor del lapicero. Por un error de montaje sólo apareció en la revista el primer punto de las modificaciones, por lo que añadimos aquí el siguiente:

2. Modificar los programas 3, 4, 7 y 8 del artículo con los siguientes ⟶

3. En los programas 7 y 8, en las líneas 30 y 40 se deben variar los números —49, —37 y —39 —40 con númros mayores o menores para centrar el punto localizado por el lapicero sobre la pantalla del televisor.

(programa 3)

```
10 K = PEEK (36872)
20 IF K (200 THEN 10
30 PRINT «OKAY»;A
40 GOTO 10
```

(programa 4)

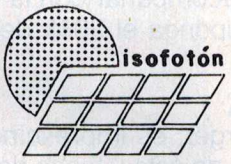
```
10 K = PEEK (54297)
20 IF K (200 THEN 10
30 PRINT «OKAY»;A
40 GOTO 10
```

(programa 7)

```
5 PRINT CHR$ (147)
10 K = PEEK (36872)
20 IF K (200 THEN 10
30 A = PEEK (36870)-40
40 B = PEEK (36871)-37
50 X = INT (A/4)
60 Y = INT (B/4)
70 X = ABS (X):Y = ABS (Y)
80 P = Y*22 + X
90 POKE 38400 + P, 0
100 POKE 7680 + P, 81
110 GOTO 10
```

(programa 8)

```
5 PRINT CHR$ (147)
10 K = PEEK (54297)
20 IF K (200 THEN 10
30 A = PEEK (53267)-39
40 B = PEEK (53268)-40
50 X = INT (A/4)
60 Y = INT (B/8)
70 X = ABS (X):Y = ABS (Y)
80 P = Y*40 + X
90 POKE 55296 + P, 0
100 POKE 1024 + P, 81
110 GOTO 10
```

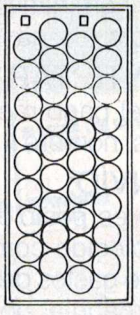



PANELES FOTOVOLTAICOS

CELULAS BIFACIALES

FUENTES DE ALIMENTACION SOLARES

MATERIAL PARA ENSEÑANZA Y BRICOLAJE



isofotón CALETA DE VELEZ Nº 52 POLIG. IND. STA.TERESA (MALAGA)

TELF. (952) 340900 TELEX 78661 E