

nueva

Año II N°19 225 pts

# ELECTRONICA

montajes de vanguardia al alcance de todos

de Hobby Press, S.A.

## COMO MEDIR LA IMPEDANCIA DE UN ALTAVOZ

---

**Llamada selectiva  
para radioteléfonos**

---

---

**Eficaz reductor  
de ruido**

---





## ELECTRÓNICA APLICADA

- 4 Alarma es la palabra más utilizada por todos en la última década. NUEVA ELECTRÓNICA le ofrece una alarma antirrobo para proteger su coche de fácil construcción y costo reducido utilizando dos circuitos integrados de tecnología C-MOS.

## AUDIO

- 9 Si piensa en el montaje de un amplificador para su domicilio piense que más de 20 Wat. por canal no lo admiten la mayoría de las casas construidas, piense en una tecnología avanzada, piense en facilidad de montaje. Todo esto lo encontrará si lee el artículo en la página correspondiente.
- 25 Para el amante de la música y la alta fidelidad existe un enemigo que resulta difícil de combatir: el ruido. Le presentamos en este artículo un montaje efectivo para reducir el ruido, lógicamente al hablar de amantes de la alta fidelidad hemos realizado el diseño en estéreo.

## METEOSAT

- 15 Ampliamos la información sobre el METEOSAT indicando las posibilidades que ofrece al sintonizar el segundo canal, con tabla de horarios y contenidos de la información que emite periódicamente, lo que completa una auténtica estación meteorológica en su propio domicilio.

## RADIO AFICIÓN

- 19 Si su receptor de radio carece de onda corta como está siendo habitual en los últimos tiempos, móntese un simple convertidor que pondrá la radio de todo el mundo en sus manos.
- 51 Todos los radioaficionados buscan constantemente la forma de mejorar las prestaciones de sus equipos. Pensamos que será de gran ayuda para ellos un artículo que indica la manera de diseñar filtros para radiofrecuencia.
- 66 Disponer de un elemento de llamada para comunicar su transmisión a un receptor determinado simplifica notablemente las comunicaciones por radio. Con este kit se da una solución muy interesante y útil.

## LABORATORIO

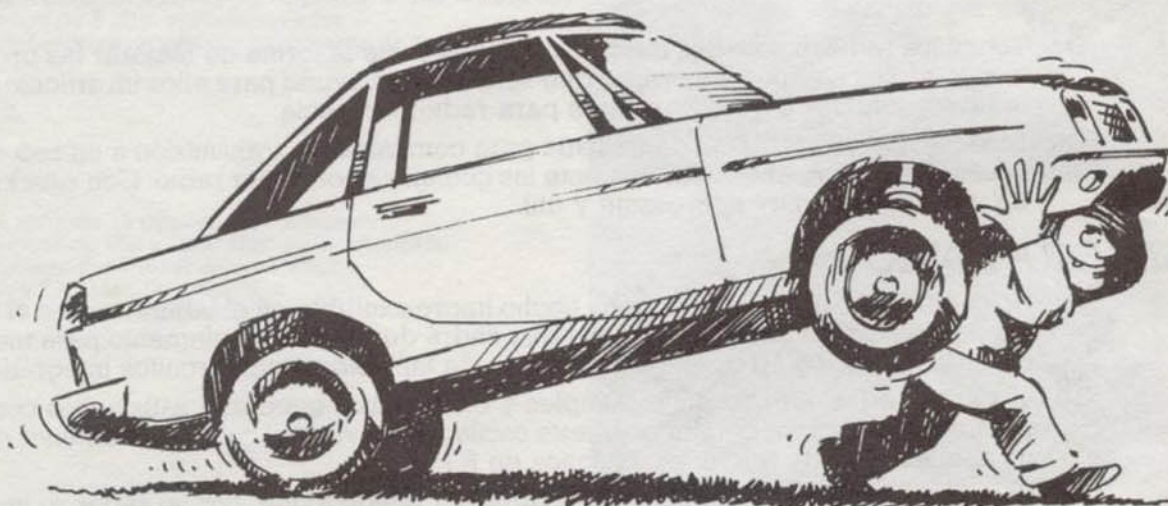
- 36 Un instrumento que día a día se ha hecho imprescindible en el laboratorio es el frecuencímetro. Con este fácil montaje dispondrá de un preciso elemento para medir de 1 Hz. hasta 100 MHz. con la utilización de tan sólo cuatro circuitos integrados.
- 58 Los aficionados a los montajes simples y económicos quedarán satisfechos con la realización, para su laboratorio, de este oscilador tan versátil como para obtener desde oscilaciones de R.F. a oscilaciones en B.F.
- 72 Esos altavoces que nunca han sido usados por miedo a que, por no saber su impedancia, estropeen nuestro más querido amplificador dejarán de ser un problema si se utiliza el medidor de impedancias que se describe en este artículo.

## REVISTA MENSUAL - N.º 19 - DICIEMBRE 1984

**Director General:** José I. Gómez Centurión. **Director Técnico:** Miguel Ángel Rodríguez. **Maquetación:** Pilar García. **Dibujos:** Fernando de los Hoyos. **Secretaría de Redacción:** Marisa Cogorro. **Traducción:** M.ª Paz Mouliá. **Edita:** Hobby Press, S.A. **Presidente:** María Andrino. **Jefe de Publicidad:** Marisa Esteban Gayo. **Suscripciones:** Rosa González. **Fotografía:** Javier Martínez. **Redacción, Administración y Publicidad:** C/ Arzobispo Morcillo, 24, oficina 4. 28029 Madrid. Teléfono 733 50 12. **Departamento de circulación:** Carlos Peropadre. **Distribución:** Coedis. C/ Valencia, 245. Barcelona. **Imprime:** Gráficas Reunidas. Avda. Aragón, 56. **Fotocomposición:** Comphoto. C/ Nicolás Morales, 40. 28019 Madrid. **Representante para Argentina, Chile, Uruguay y Paraguay:** Cía. Americana de Ediciones, S.R.L. Sud América, 1532. Teléfono 21 24 64. 1290, Buenos Aires (Argentina). **Depósito Legal:** M-18437-1983. Revista controlada por . Traducción en lengua española de la revista «Nuova Elettronica», Italia. **Director General:** Montuschi Giuseppe.



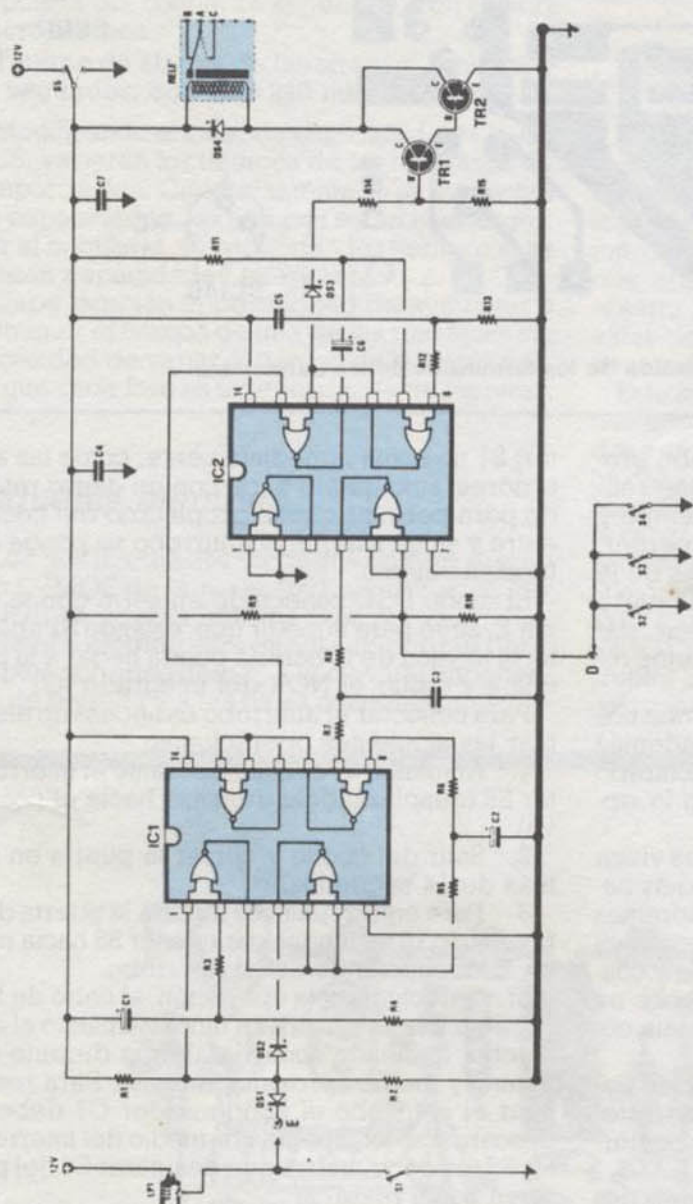
## ALARMA ANTIROBO PARA COCHE



Los que necesiten un pequeño pero eficaz antirrobo, que no consuma apenas cuando está conectado, pueden realizar este circuito con integrados C/MOS con la seguridad de que protegen su automóvil contra cualquier tipo de robo.

LOS tiempos que corren nos han llevado al convencimiento de que un sistema antirrobo es algo tan imprescindible en un automóvil como el espejo retrovisor o los faros antiniebla. Hoy en día aparcar el automóvil en las grandes ciudades supone un gran riesgo, como muchos de nosotros hemos podido comprobar al encontrarnos el coche sin radio, sin cassette, o incluso sin cuentakilómetros y sin volante, como le ocurrió a un conocido nuestro. Dejando aparte anécdotas casi increíbles, lo

Figura 1  
Esquema eléctrico.



**COMPONENTES**  
 R1 = 10.000 ohm. 1/4 wat.  
 R2 = 1 megaohm. 1/4 wat.  
 R3 = 10.000 ohm. 1/4 wat.  
 R4 = 820 ohm. 1/4 wat.  
 R5 = 470 ohm. 1/4 wat.  
 R6 = 10.000 ohm. 1/4 wat.  
 R7 = 10.000 ohm. 1/4 wat.  
 R8 = 470.000 ohm. 1/4 wat.  
 R9 = 3.300 ohm. 1/4 wat.

R10 = 1 megaohm. 1/4 wat.  
 R11 = 470.000 ohm. 1/4 wat.  
 R12 = 10.000 ohm. 1/4 wat.  
 R13 = 100.000 ohm. 1/4 wat.  
 R14 = 15.000 ohm. 1/4 wat.  
 R15 = 8.200 ohm. 1/4 wat.  
 C1 = 47 mF electrolítico 16 volt.  
 C2 = 22 mF electrolítico 16 volt.  
 C3 = 100.000 pF cerámico disco.  
 C4 = 47.000 pF cerámico disco.  
 C5 = 15.000 pF poliéster.

C6 = 220 mF electrolítico 16 volt.  
 C7 = 47.000 pF cerámico disco.  
 DS1-DS2-DS3-DS4 = diodos silicio tipo FDH900-1N4148  
 TR1 = transistor NPN tipo BC.107  
 TR2 = transistor NPN tipo Bc.140  
 IC1-IC2 = circuitos integrados tipo 4001 (C/MOS cua-  
 tro NOR de dos entradas).  
 Relé 12 volt. 1 circuito.  
 S1 = pulsador de la puerta del automóvil.  
 S2-S3-S4 = contactos normalmente abiertos.  
 S5 = conmutador.



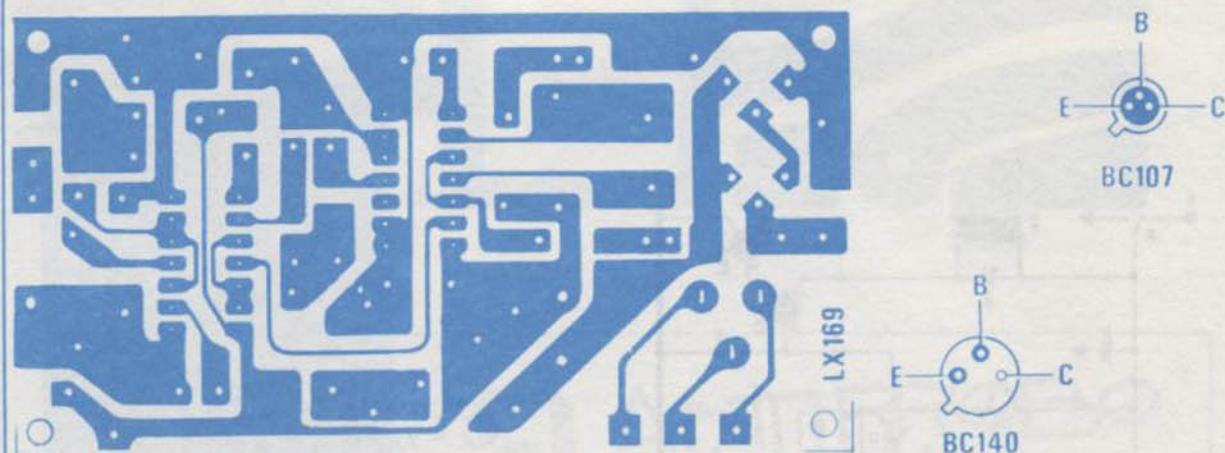


Figura 2  
Circuito impreso. Disposición de los terminales de los transistores.

cierto es que cualquier tentativa de robo produce daños de cierta entidad. Dado que retirar cualquier accesorio requiere un tiempo y dado que el ladrón no tiene tiempo que perder, las consecuencias son evidentes: cables de la instalación eléctrica arrancados, salpicadero destrozado, tapicería rasgada... Es decir, daños muy superiores al valor de los objetos robados.

Un automóvil dotado de sistema antirrobo nos posibilita limitar esos daños, evitando además que nos roben el coche entero para encontrarlo al cabo del tiempo despojado de todo lo «robable».

Para dificultar las acciones de quienes viven a costa de los sufridos automovilistas no hay nada mejor que un buen antirrobo. Hoy queremos presentaros un «mini-antirrobo» de dimensiones muy reducidas, costo más que aceptable y consumo tan limitado que la batería del coche no se resentirá en absoluto aunque lo dejéis conectado durante meses.

Dicho antirrobo puede utilizarse también para proteger una vivienda, un garaje, un trastero, evitando así desagradables visitas nocturnas.

En el esquema eléctrico de la fig. 1 veréis dos tomas indicadas con las letras E y D. La toma E se conectará al pulsador de la puerta (S1), es decir, al pulsador que enciende la luz del habitáculo apenas abrimos la puerta del automóvil. En la toma D se conectarán en cambio varios interruptores o microswitch, en paralelo entre sí (ver S2-S3-S4).

Apenas uno de esos interruptores se cierre hacia masa, el antirrobo entrará en acción. Así pues, éstos sirven para proteger los puntos clave del coche y por tanto deben montarse de modo que al abrir el maletero o el capó, o al retirar la radio de su sitio, la toma D se cortocircuite a masa.

La toma E conectada al pulsador (o interrup-

tor) S1 no actúa inmediatamente, como las anteriores, sino que lo hace con un cierto retardo para permitir que el propietario del coche entre y salga sin que el antirrobo se ponga en funcionamiento.

El diodo DS1, conectado en serie con la toma E, sirve para impedir que, estando S1 abierto, la tensión de la batería pueda llegar a la pata 4 y dañar el NOR del integrado IC1.

Para conectar el antirrobo es necesario efectuar las siguientes operaciones:

1. Alimentar el circuito mediante el interruptor S5 (desplazándolo de masa hacia el positivo).
2. Salir del coche y cerrar la puerta en no más de 14 segundos.
3. Para entrar, una vez abierta la puerta disponéis de 16 segundos para poner S5 hacia masa, desconectando así el antirrobo.

Si no efectuáis esta operación, al cabo de los 16 segundos se pondrá en funcionamiento el antirrobo, haciendo sonar la alarma durante un minuto y medio aproximadamente. Para reactivar el antirrobo el condensador C1 deberá descargarse totalmente por medio del interruptor S5 (es decir, habrá que desplazar S5 del positivo hacia masa).

Obviamente, debéis instalar el antirrobo en un punto escondido del coche para que el posible ladrón no pueda localizarlo y desconectarlo antes de que suene la alarma.

En nuestra opinión, sería conveniente completar la acción del antirrobo con un interruptor oculto en la guantera que cortocircuite a masa los platinos, ya que el relé sirve única y exclusivamente para hacer funcionar una sirena.

Las tres fases de temporización características de este antirrobo han sido estudiadas para facilitar al propietario la entrada y la salida del automóvil, pero podrían no ser del agrado de algunos de nuestros lectores. Con los valores de resistencias y condensadores indicados



en el esquema eléctrico de la fig. 1, se obtienen estas tres temporizaciones:

**Tiempo de prealarma** (después de conectar el antirrobo): 14 segundos, con  $C1 = 47$  microfaradios.

**Tiempo de prealarma** desde la apertura de la puerta del coche: 16 segundos, con  $C2 = 22$  microfaradios.

**Tiempo de alarma** de las sirenas: 1 minuto y 30 segundos, con  $C6 = 220$  microfaradios.

Modificando el valor de capacidad de  $C1$ ,  $C2$  y  $C6$ , variarán los tiempos de las tres fases de temporización. Concretamente, si se aumentan las capacidades, los tiempos serán más largos; por el contrario, se reducirán los tiempos si se utilizan capacidades inferiores.

Cabe también la posibilidad de aumentar o disminuir el tiempo de una de las tres fases sin necesidad de variar el tiempo de las otras dos, ya que cada fase es independiente de las otras.

## Esquema eléctrico

Los dos integrados utilizados en este diseño son C/MOS de la serie 4001, constituidos por 4 NOR con doble entrada (ver fig. 1).

Hemos elegido este integrado porque tiene un bajo consumo debido a la elevada impedancia de entrada y a las bajas corrientes que cir-

culan, además de un bajo factor de sensibilidad ante perturbaciones eléctricas y electromagnéticas.

Comenzamos el análisis del esquema eléctrico por el conmutador  $S5$  situado entre la masa y el positivo de 12 volt. La apertura de este conmutador pone inmediatamente al circuito en estado de prealarma y permite que el condensador  $C1$  se cargue lentamente en base a la constante de tiempo prefijada por el valor capacitivo.

En la fase de carga habrá una tensión positiva en la patilla 2 del integrado  $IC1$ , por lo cual si el interruptor  $S1$  (que es el interruptor existente en las puertas del automóvil y que permite el encendido de la luz interior) cada vez que abrimos una puerta es cerrado y luego abierto de nuevo antes de que se alcance el valor de tensión mencionado, el antirrobo no se pondrá en alarma.

Esto significa que el propietario, una vez conectado el antirrobo, dispondrá de 14 segundos aproximadamente para abrir la puerta, salir del coche y cerrarla. Si se efectúan todas esas operaciones en el tiempo establecido por la carga de  $C1$ , al cerrar la puerta el antirrobo seguirá funcionando en situación de prealarma. Si empleamos un tiempo mayor, el antirrobo pasará a la fase de alarma, ya que si la patilla 1 de  $IC1$  es conectada a masa mediante el interruptor  $S1$ , entrará en funcionamiento el circuito correspondiente a la alarma sonora.

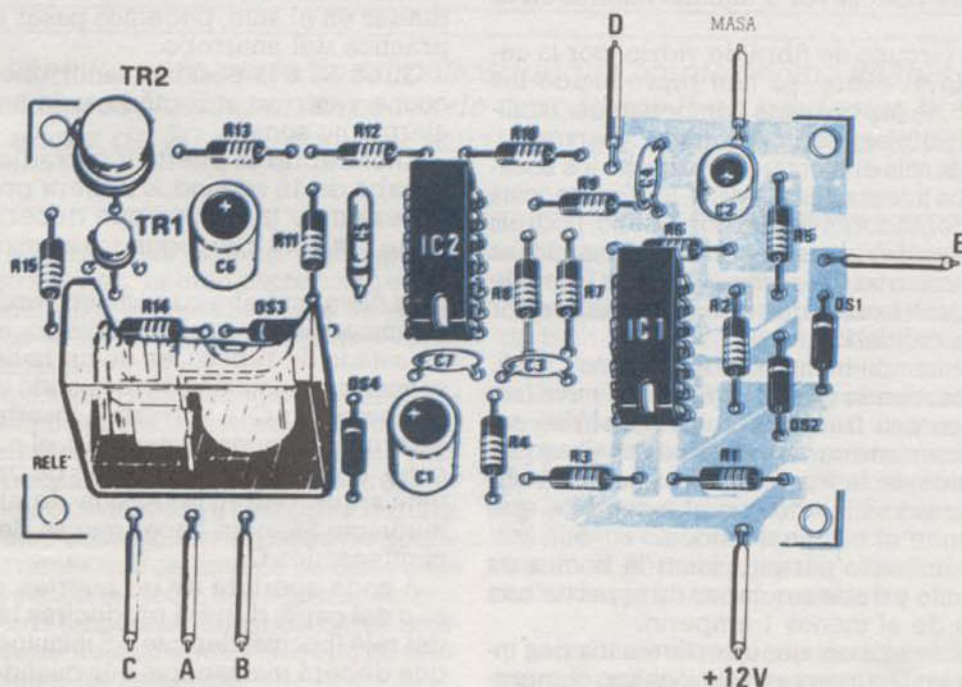


Figura 3

Esquema práctico de montaje. Véase la posición de la muesca de referencia de los integrados  $IC1$  e  $IC2$ .



En efecto, una vez abierta la puerta y cortocircuitado a masa el punto E, el condensador C2 comienza a cargarse mediante la resistencia R5. Transcurridos algunos segundos, ya completa la carga, en la patilla 11 de IC1 se alcanza un valor de tensión suficiente para excitar la patilla 13 del integrado IC2 (entrada de uno de los cuatro NOR del integrado).

Este NOR controlará, mediante C6, un segundo NOR es cuya salida se encuentra conectado el diodo DS3.

Mediante el diodo DS3 y la resistencia R14, la tensión positiva polarizará la base del transistor TR1, que junto con TR2 constituyen un amplificador de tensión idóneo para excitar el relé que sirve para alimentar la bocina del coche. La utilización de un circuito Darlington compuesto por dos transistores ha sido necesaria porque la salida, patilla 12, del IC2 tiene un nivel tan bajo que no era posible controlar directamente el relé utilizando solamente el transistor TR1.

Hasta que el condensador C6 no se haya cargado, el relé mantiene en función el circuito de alarma, ya que en la patilla 12 hay una tensión suficiente para polarizar la base de TR1, después de lo cual el antirrobo vuelve a la situación de reposo.

## Realización práctica

Para la realización práctica de nuestro antirrobo hemos preparado el circuito impreso LX169, que podéis ver a tamaño natural en la fig. 2.

En este circuito de fibra de vidrio, por la cara opuesta al cobre, se han reproducido los contornos de los distintos componentes, facilitando así su inserción e impidiendo errores.

Comenzaréis el montaje insertando los zócalos para los integrados C/MOS, las resistencias y los condensadores cerámicos. Luego, podréis insertar y soldar al circuito los condensadores electrolíticos que determinan las tres fases de temporización, condensadores que deben ser de buena calidad.

A continuación montaréis dos diodos de silicio, comprobando que el terminal positivo (señalado con una franja de color negro) se encuentra insertado como indicamos en el esquema práctico de la fig. 3, en el orificio del circuito impreso señalado con el signo «+», que corresponde al terminal cátodo.

El relé utilizado para accionar la bocina es de 1 circuito y debe ser capaz de soportar una corriente de al menos 1 amperio.

Finalizado el montaje, insertaréis los dos integrados en sus respectivos zócalos, comprobando que la muesca de referencia presente en la envoltura esté orientada hacia el condensador C1 en el caso de IC2 y hacia R1 y R3 en el caso de IC1.

Sería conveniente introducir el circuito en el

adecuado contenedor, de plástico o de metal, para evitar que el polvo o la humedad puedan dañar los componentes del circuito.

Respecto a los terminales de salida del contenedor, se puede utilizar indistintamente conectores o contactos «faston» (los que se emplean para efectuar todas las conexiones de la instalación eléctrica en los automóviles), facilitando así la inserción del antirrobo en el circuito del auto. Los interruptores a aplicar en la toma D deben ser tipo pulsador; para las puertas, el maletero, el capó y los distintos accesorios que queráis proteger, recomendamos en cambio el empleo de microswitch.

Los pulsadores «normalmente abiertos» se colocarán en la parte baja de las puertas, en las bisagras. Si en algún modelo de auto no es posible hacerlo así, se instalarán en el marco, donde la puerta golpea al cerrarse.

Lo mismo decimos en cuanto al maletero y al capó; también aquí se instalarán los pulsadores en un orificio practicado en la carrocería, comprobando que los contactos se cierran de inmediato al levantar el capó o la tapa del maletero.

En cuanto a los microswitch, se utilizarán los orificios existentes en su envoltura plástica para sujetarlos con tornillos autorroscantes en puntos ocultos, de modo que el pulsador quede oprimido contra el accesorio que queremos proteger y salte en el momento de retirar el accesorio de su sitio.

Para tal objeto, se utilizarán contactos «normalmente cerrados» con el pulsador libre.

Una vez finalizadas todas las operaciones realizadas en el auto, podemos pasar a la prueba práctica del antirrobo.

Girad S5 a la posición «antirrobo», salid del coche y cerrad enseguida; si lo hacéis así, la alarma no sonará.

Ahora abrid la puerta y cerradla de nuevo; al cabo de 16 segundos deberá producirse la conexión de la bocina, que deberá sonar durante 1 minuto y 30 segundos aproximadamente.

La última prueba consiste en verificar la alarma inmediata. Para ello debéis poner el circuito en estado de reposo, es decir, habrá que desconectar la alimentación (actuando sobre S5 para descargar C1), volverla a insertar y probar a abrir las puertas posteriores, el maletero o el capó. Recordad que después de cada prueba tenéis que retirar la tensión de alimentación mediante S5, para hacer que se descargue el condensador C1.

A cada apertura de las puertas, del maletero o del capó, deberá producirse la excitación del relé (bocina) durante 1,5 minutos, excitación que deberá mantenerse aún cuando cerremos de nuevo las puertas, el maletero o el capó.

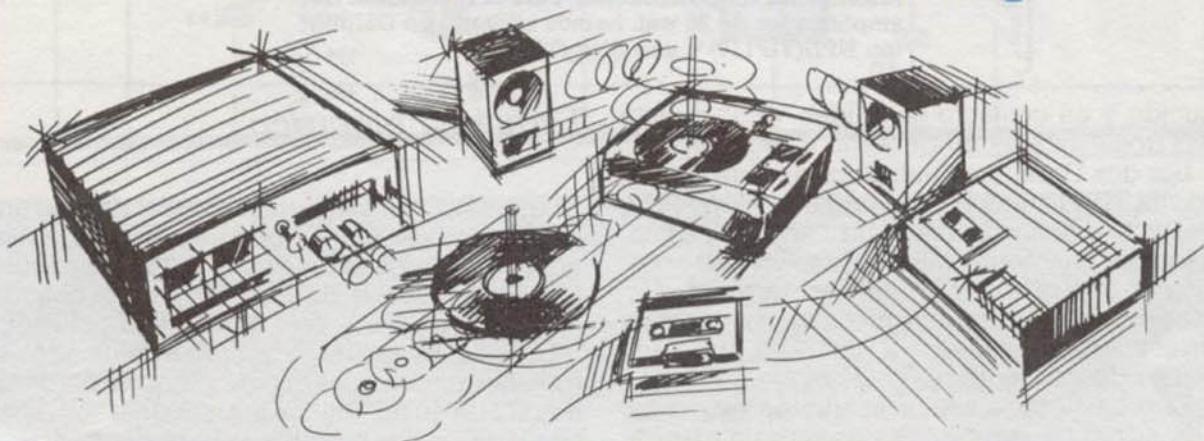
Tenemos la seguridad de que estas pruebas os confirmarán que habéis resuelto de una vez por todas la protección de vuestro automóvil.

*Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 49.*





# AMPLIFICADOR DE 20 Watts



*Un sencillo pero perfecto amplificador que emplea como finales dos transistores Darlington capaces de proporcionar en salida una potencia eficaz de 20 wat. con una señal máxima de entrada de 500 milivoltios.*

**L**OS lectores que siguen asiduamente nuestra revista, habrán encontrado en sus páginas unos cuantos modelos de amplificadores capaces de satisfacer las más variadas exigencias.

Tales esquemas están diseñados tratando de seguir la evolución de la técnica, es decir, tratando de emplear cada vez componentes y soluciones circuitales de vanguardia. Entre tales componentes destacan los transistores Darlington que, como sabréis, son capaces de amplificar la corriente que se envía a su base unas 3.000-4.000 veces; es decir, son capaces de proporcionar una amplificación en corriente notablemente superior a cualquier otro tipo de transistor existente en comercio.

El Darlington, como podréis ver en la fig. 1, contiene en su interior un transistor final más un transistor excitador dotados de las correspondientes resistencias de polarización. Por ello, además de proporcionar una ganancia ele-

vadísima en corriente, evita al diseñador la laboriosa tarea de buscar un transistor excitador que se adapte perfectamente al final, ofreciendo por tanto mayores garantías de un correcto funcionamiento del circuito.

Vistas las ventajas que se pueden obtener de la utilización del Darlington, hemos decidido proponeros un nuevo esquema —esta vez, de potencia más limitada— que conservando todas las ventajas derivantes de la adopción de estos nuevos componentes, permitirá algún ahorro en el costo de los altavoces, de las cajas acústicas y del transformador de alimentación.

Es inútil ocultar que la dinámica de la señal que se puede obtener con un 20 wat. es inferior a la que se obtiene con un 40 o un 60 wat., pero también es cierto que estos dos últimos amplificadores no se utilizarán nunca al máximo si el ambiente de audición es el salón de vuestro piso, esto es, un ambiente más bien re-



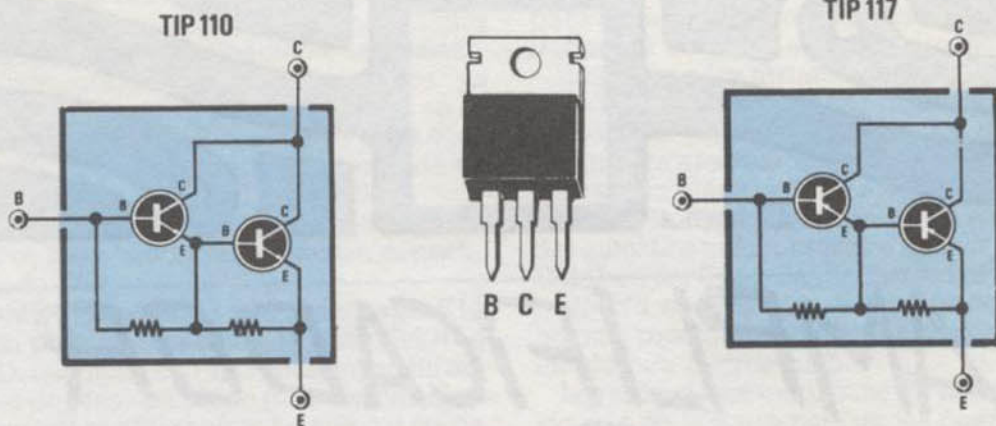


Figura 1  
Un Darlington está constituido internamente por un transistor final más un transistor excitador dotado de resistencias de polarización. Para la realización del amplificador de 20 wat. hemos utilizado un Darlington NPN(TIP110) y uno PNP (TIP117)

ducido y en contacto con algún vecino, cuya paz doméstica es un derecho a respetar.

Los dos Darlington utilizados en este diseño son un TIP110 (tipo NPN) y un TIP117 (tipo PNP) respectivamente. La casa fabricante, la TEXAS, garantiza (y nosotros mismos hemos tenido ocasión de comprobar este dato en las innumerables pruebas realizadas) una ganancia mínima de corriente equivalente a 500 veces, con 2 amperios de corriente de colector.

Esto basta para asegurar que en todo caso obtendremos las características mínimas de funcionamiento que ahora reflejamos:

- Potencia máxima eficaz=20 wat.
- Potencia máxima musical=25 wat.
- Potencia máxima de cresta=40 wat.
- Tensión de alimentación=38 volt.
- Consumo de reposo=25-30 miliamperios.
- Consumo a la máxima potencia=1 amperio.
- Sensibilidad a la máxima potencia=0,5 volt. eficaces.
- Relación señal-ruido=mayor de 70 dB.
- Impedancia de entrada=40.000 ohm.
- Impedancia de carga=4 ohm.
- Distorsión armónica a 20 wat.=0,1%.
- Distorsión armónica a 10 wat.=0,08%.
- Banda pasante=de 25 Hz a 50.000 Hz.

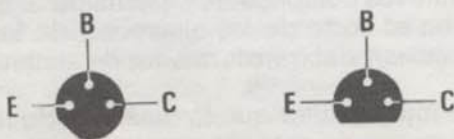


Figura 3  
Conexiones de los terminales de los transistores empleados en este diseño, vistos por el lado en que los terminales salen del cuerpo.

## Esquema eléctrico

Analizando el esquema eléctrico de este amplificador (ver fig. 2), podéis ver que hemos adoptado un paso de entrada de tipo «single-ended», en vez de diferencial, ya que con una alimentación única ésta es la mejor solución.

La señal procedente del preamplificador se transfiere, mediante el condensador electrolítico C2 de 10 mF (utilizado para desacoplar en continua los dos pasos), a la base del transistor TR1, cuya polarización puede variarse oportunamente, accionando el trimmer R2, del que hablaremos más adelante.

El condensador C3, aplicado en paralelo con la resistencia R3, sirve para cortocircuitar a masa eventuales señales espúreas de A.F., captadas por los cables de conexión entre preamplificador y amplificador.

La amplificación del transistor TR1 está determinada por los valores de las resistencias R6 y R8 conectadas a su emisor, mediante las cuales se reconduce a la entrada una porción determinada de la señal de salida, obteniendo así una limitación automática de la ganancia.

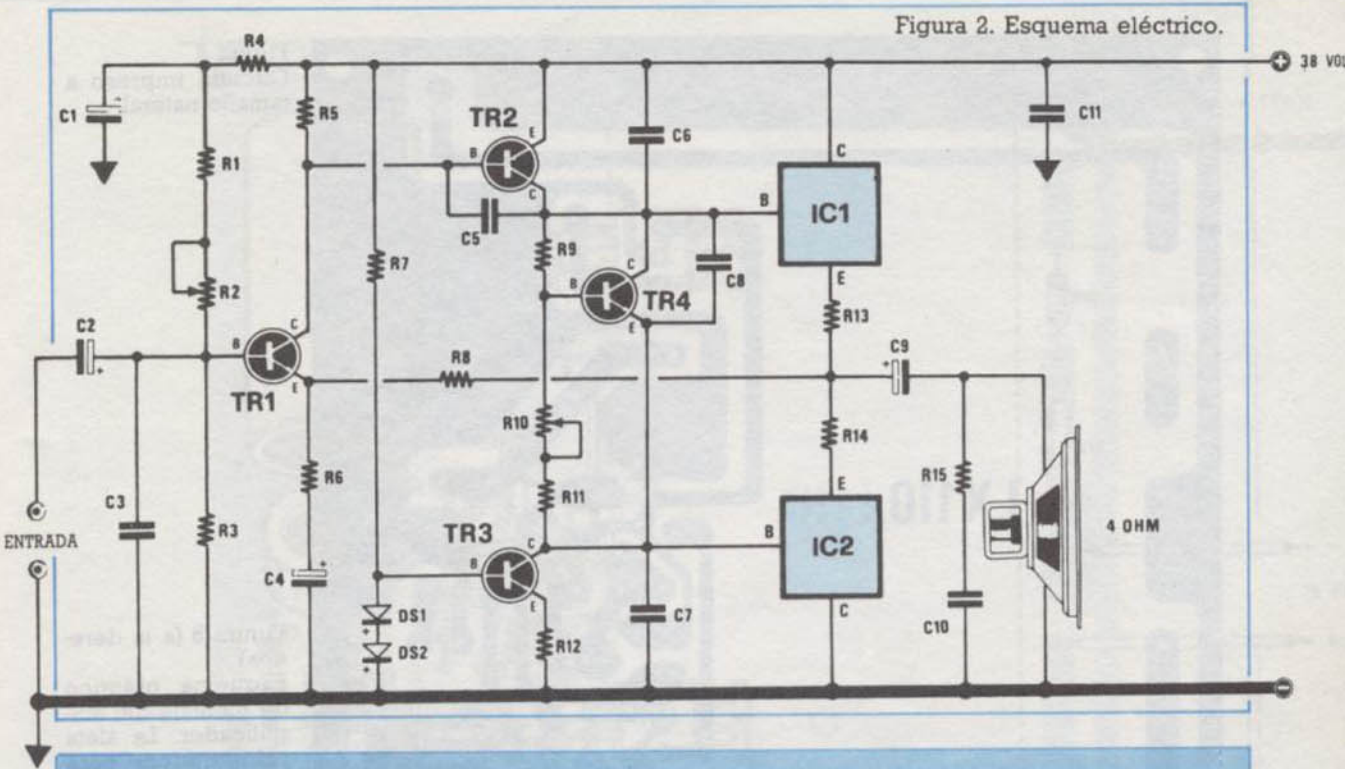
El condensador electrolítico C4, insertado en esta red, dado que su capacidad es alta, sirve sólo como bloqueo para la corriente continua. Por consiguiente, tiene una influencia absolutamente irrisoria respecto a la ganancia del amplificador en las distintas frecuencias, al estar determinado esto último sólo por el valor óhmico de R6 y R8, como ya hemos mencionado.

Del colector de TR1 la señal se transfiere a la base del transistor TR2, cuya corriente de colector se mantiene constante en el tiempo mediante el transistor TR3.

Efectivamente, en la base de este último transistor hay una tensión constante de 1,3-1,4 volt., determinada por la suma de las caídas por po-



Figura 2. Esquema eléctrico.



## COMPONENTES

R1=33.000 ohm. ½ wat.  
 R2=47.000 ohm. trimmer  
 R3=120.000 ohm. ½ wat.  
 R4=33.000 ohm. ½ wat.  
 R5=1.500 ohm. ½ wat.  
 R6=270 ohm. ½ wat.  
 R7=33.000 ohm. ½ wat.  
 R8=4.700 ohm. ½ wat.  
 R9=2.200 ohm. ½ wat.  
 R10=1.000ohm. trimmer  
 R11=1.000 ohm. ½ wat.  
 C12=82 ohm. ½ wat.  
 R13=0,33 ohm. 3 wat.  
 R14=0,33 ohm. 3 wat.  
 R15=18 ohm. 1 wat.  
 C1=10 mF electrolítico 35 volt.

C2=10 mF electrolítico 35 volt.  
 C3=470 pF cerámico de disco.  
 C4=100 mF electrolítico 35 volt.  
 C5=68 pF cerámico de disco.  
 C6=270 pF cerámico de disco.  
 C7=270 pF cerámico de disco.  
 C8=47.000 pF cerámico de disco.  
 C9=2.000 mF electrolítico 50 volt.  
 C10=47.000 pF poliéster.  
 C11=100.000 pF poliéster.  
 DS1-DS2=diodos de silicio 1N914-1N4148.  
 TR1=transistor NPN tipo BC207B-BC182B.  
 TR2=transistor PNP tipo BC177B-BC212B.  
 TR3=transistor NPN tipo BC207B-BC182B.  
 TR4=transistor NPN tipo BC207B-BC182B.  
 IC1=transistor Darlington tipo TIP110.  
 IC2=transistor Darlington tipo TIP117.  
 Altavoz 4 ohm. 20-25 wat.

larización directa en los extremos de los dos diodos DS1 y DS2, por lo cual dicho semiconductor trabaja en la práctica como un generador de corriente constante.

Desde el colector de TR2 la señal, oportunamente amplificada en tensión, se transfiere a las bases de los dos Darlington finales, indicados en el esquema eléctrico con las siglas IC1 e IC2 y cuyo esquema interno podéis ver en la fig. 1.

Entre las bases de ambos Darlington se encuentra insertado otro transistor (TR4), cuya función específica consiste en mantener constante en el tiempo la diferencia de potencial existente entre la base de IC1 y la base de IC2, de modo que les haga consumir (en reposo) siempre la misma corriente.

Así pues, en la práctica la tensión continua

existente entre esas dos bases se obtendrá de:

$$V.BB = V.BE \times (R9 \cdot R10 \cdot R11) : (R10 + R11)$$

donde V.BE significa la tensión base-emisor del transistor TR4.

Parece inútil repetir que los dos Darlington actúan como amplificadores de corriente (IC1 para la semionda positiva e IC2 para la negativa), contribuyendo así de manera decisiva a aumentar la potencia de la señal hasta el nivel deseado.

La señal a enviar a la salida, como veréis, se toma de sus emisores mediante las resistencias R13 y R14 y se transfiere, mediante el condensador de desacoplo C9, directamente al altavoz. Hay que hacer notar que las resistencias R13 y R14 (ambas de 0,33 ohm. 3 wat.) hacen de contrareacción parcial, de manera que minimizan las diferencias de funcionamiento en-



Figura 4  
Circuito impreso a  
tamaño natural.

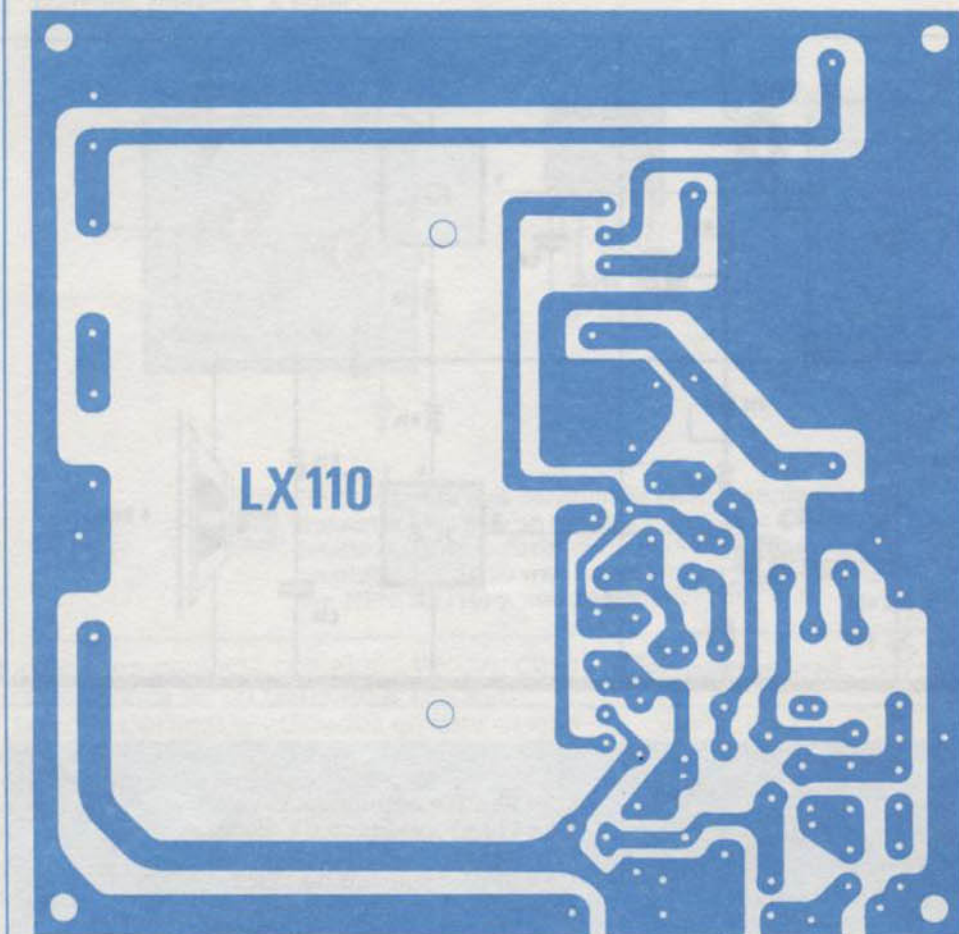


Figura 5 (a la derecha)  
Esquema práctico  
de montaje del amplificador. La aleta  
refrigeradora para  
los dos transistores  
Darlington puede  
ser de forma distinta.  
También es posible  
utilizar dos aletas,  
una para cada  
transistor.

tre los dos finales. La resistencia R15 y el condensador C10, aplicados en paralelo con el altavoz, sirven para compensar las variaciones de impedancia de este último al variar la frecuencia.

Dicho esto, no queda sino examinar las funciones desempeñadas por los dos trimmers R2 y R10, dado que anteriormente apenas hemos mencionado esta cuestión y hemos preferido describir brevemente el resto del circuito.

Así pues, diremos que el trimmer R2, al permitir variar la polarización de base del transistor TR1, permitirá asimismo variar (dentro de ciertos límites) el valor continuo de tensión existente en el punto común a las resistencias R13-R14 y R8, esto es, en el punto donde se toma la salida para el altavoz.

En efecto, dado que utilizamos una alimentación única, es necesario que en este punto exista un valor de tensión igual a la mitad del valor de alimentación (en nuestro caso,  $38:2 = 19$  volt.), para así permitir que la señal de salida cumpla la máxima excursión sin saturar ni el paso que actúa sobre la semionda positiva ni el que actúa sobre la negativa.

Queriendo ser estrictos, este argumento no sería rigurosamente exacto ya que, a causa de la tolerancia de los componentes, puede ocu-

rrir que uno de estos dos pasos tenga tendencia a saturarse antes que el otro, por lo cual en la práctica podría ser más oportuno fijar esa tensión en 18 o bien en 20 volt., en lugar de los 19 volt. que os hemos dicho.

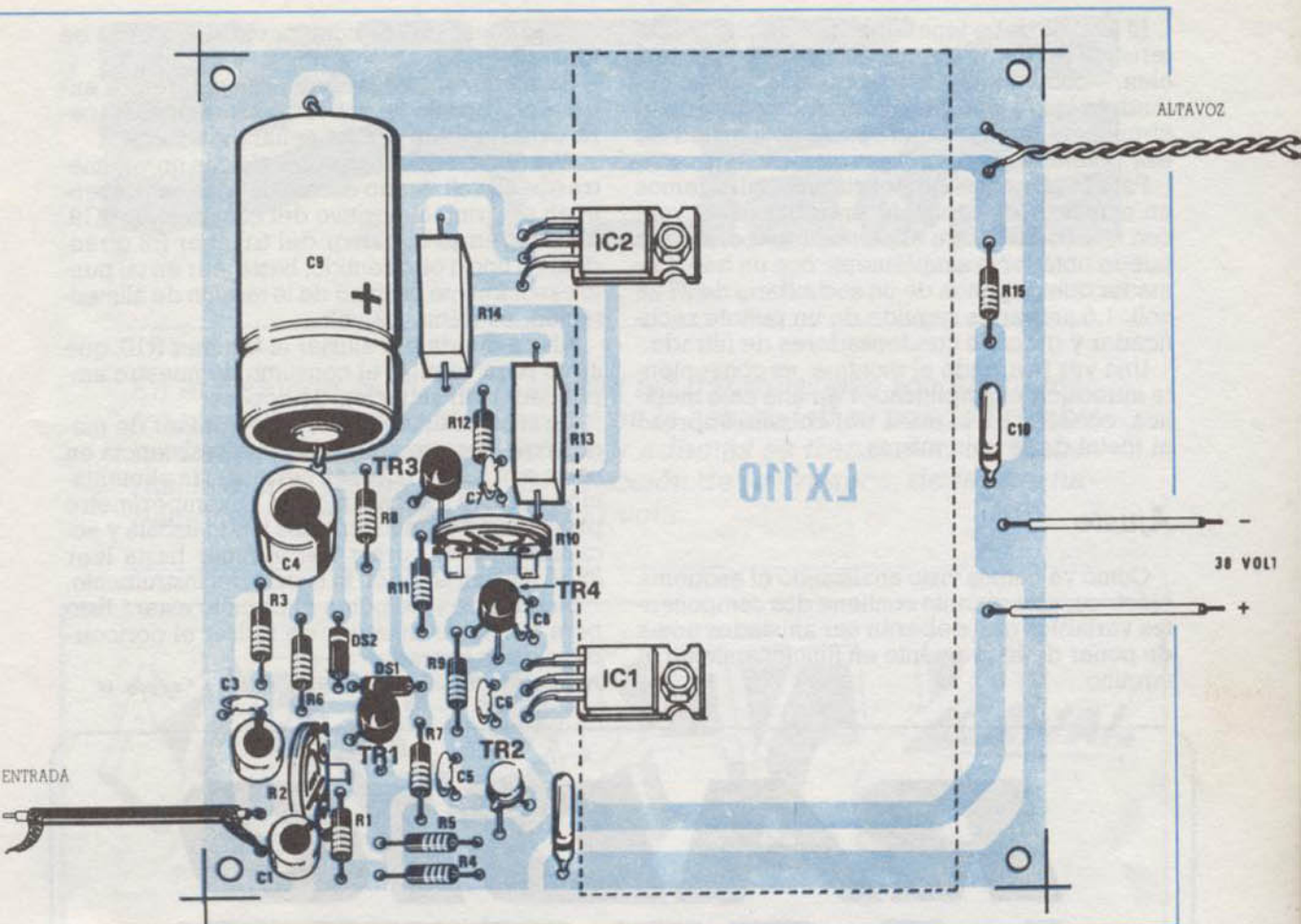
El trimmer R10 sirve, en cambio, para regular el consumo en reposo del circuito. En efecto, su valor óhmico forma parte de la fórmula que antes os proporcionamos a propósito de la diferencia de potencial existente entre las bases de los dos Darlington. Más concretamente, si el cursor de este trimmer se gira de modo que aumente la resistencia insertada en la base de TR4, la V.BB tiende a disminuir; si lo giramos de manera que disminuya tal resistencia, la V.BB tiende a aumentar. Pero un aumento de V.BB se traduce en un aumento de la corriente de base de los dos Darlington y, en consecuencia, en un aumento del consumo total del circuito, que en reposo debe ser de 25-30 miliamperios.

### Realización práctica

Para este diseño, tenemos a vuestra disposición el circuito impreso LX.110, representado a tamaño natural en la fig. 4.

En dicha placa hallarán lugar todos los com-





ponentes, incluida la aleta refrigeradora indispensable para que los dos Darlington IC1 e IC2 puedan disipar el calor generado.

Tal aleta deberá colocarse en la parte derecha del circuito impreso, en el interior del área segmentada. Sobre la aleta se situarán los dos transistores arriba mencionados, de modo que su parte metálica se adhiera al metal de la aleta y sujetando luego el conjunto con dos tornillos de longitud suficiente para apretar uno contra otro el transistor, la aleta refrigeradora y el circuito impreso.

Entre las dos superficies metálicas en contacto tendréis que insertar, obviamente, una lámina aislante de mica. De lo contrario se pondrían en corto los colectores de los dos Darlington.

Todas las resistencias deberán colocarse en el cuerpo pegado a la fibra de vidrio del circuito impreso, a excepción de la R13 y la R14 que deberán montarse 1 o 2 mm separadas, ya que deben disipar una cierta cantidad de calor.

Luego será el turno de los condensadores, de los diodos (atención a la polaridad de diodos y de condensadores electrolíticos), y de los dos trimmer R2 y R10.

Por último montaréis los transistores que, aunque sólo tienen tres terminales, son los compo-

nentes que más preocupan al aficionado principiante porque con frecuencia no sabe determinar qué terminal es el emisor, cuál la base y cuál el colector.

No os preocupéis por esta cuestión, ya que en cada circuito impreso se reproduce con pintura indeleble el dibujo serigráfico de todos los componentes y en cuanto a los transistores, está claramente marcada la dirección en que debe orientarse la pestaña de referencia existente en su envoltura (en los transistores metálicos, como TR2), o la muesca en los transistores de envoltura plástica como TR1-TR3 y TR4.

La conexión de entrada con el preamplificador deberá realizarse utilizando un trozo de cable apantallado, cuya malla metálica se conectará eléctricamente a la masa de ambos circuitos.

Para la conexión con el altavoz se utilizará, en cambio, un trenzado de hilo de cobre recubierto de plástico, de diámetro suficiente para soportar la corriente de alrededor de 1 amperio que lo atravesará con la máxima potencia. Por este motivo, tratad de emplear un hilo de al menos 0,8 mm. de diámetro y lo mismo decimos respecto a la conexión de alimentación, que deberá soportar una corriente ligeramente superior.



El altavoz debe tener una impedancia característica de 4 ohm., porque utilizando uno de 8 ohm. —como ya hemos mencionado— no se obtendrán los 20 wat. de potencia máxima que el circuito es capaz de entregar, sino la mitad de esa potencia.

Para la alimentación del circuito utilizaremos un alimentador capaz de entregar 38-40 volt. con una corriente de al menos 1 amperio, que puede obtenerse simplemente con un transformador que disponga de un secundario de 27-28 volt. 1,5 amperios seguido de un puente rectificador y grandes condensadores de filtrado.

Una vez finalizado el montaje, es conveniente introducir el amplificador en una caja metálica, conectando la masa del circuito impreso al metal de la caja misma.

## Ajuste

Como ya hemos visto analizando el esquema eléctrico, este circuito contiene dos componentes variables que deberán ser ajustados antes de poner definitivamente en funcionamiento el circuito.

El primero de los componentes a ajustar es el trimmer R2.

Para ello, en primer lugar conectaremos entre sí con un hilo de cobre las dos entradas, para evitar captar alguna señal indeseada.

A continuación, comprobando con un voltímetro (de 25 volt. fondo escala) la tensión presente en el terminal positivo del condensador C9, accionaremos el cursor del trimmer R2 girándolo en uno u otro sentido, hasta leer en tal punto exactamente la mitad de la tensión de alimentación, es decir, 19 volt.

Ahora queda por ajustar el trimmer R10, que sirve para regular el consumo de nuestro amplificador en situación de reposo.

Giraremos el cursor de este trimmer de manera que insertemos la máxima resistencia en serie con R11. Ahora, en serie con la alimentación positiva aplicaremos un miliamperímetro prefijado en 50 miliamperios fondo escala y accionaremos el cursor del trimmer hasta leer 25-30 miliamperios en la escala del instrumento.

Llegados a este punto el circuito estará listo para funcionar después de retirar el cortocircuito de la entrada.

*Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 49.*

# RADIO WATT

- Componentes electrónicos
- Equipos para el radioaficionado
  - Ordenadores personales y programas
  - Kits electrónicos para el ocio
  - Aparatos de medida
  - Componentes profesionales

ENVIOS A TODA ESPAÑA

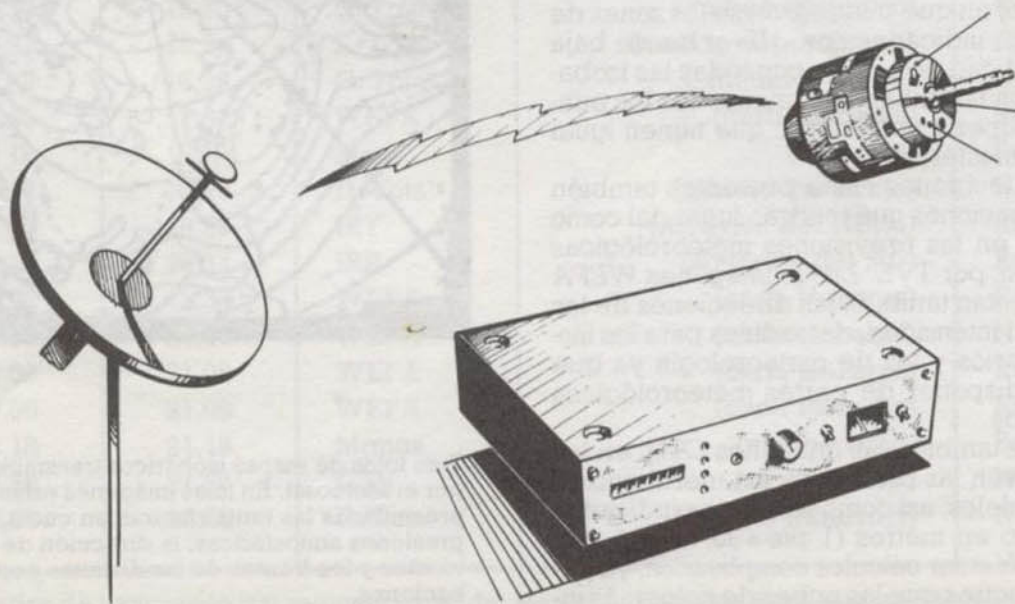
Paseo de Gracia, 126-130 - ☎ 237 11 82\* - 08008 Barcelona





*En el segundo canal del Meteosat las transmisiones son ahora más frecuentes e interesantes, ya que en la actualidad se pueden recibir las imágenes del otro hemisferio y además se transmiten las isobaras, la altitud de las nubes, la dirección de los vientos, de las perturbaciones y las temperaturas en cuota.*

# METEOSAT 2<sup>o</sup> CANAL





**D**ADO que en el segundo canal —que se recibe en la frecuencia de **134.980 MHz** (o bien en **133.990** o **133.980 MHz**, por la tolerancia del cuarzo)— las transmisiones resultaban muy limitadas durante el curso de la jornada, poco a poco pasó a un segundo plano, limitando así la recepción siempre al primer canal, que ofrece la posibilidad de recibir imágenes las 24 horas del día.

Al recibir recientemente el nuevo programa de transmisión, hemos constatado que en este canal se han intensificado las transmisiones de imágenes de tipo APT (es decir, codificadas, como las que se reciben en el canal 1) y por consiguiente es posible recibir una variada información meteorológica que sin duda completa la utilización del sistema.

De día es visible el otro hemisferio, es decir, Norteamérica (cada Estado aparece contorneado), Méjico, Venezuela, el Mar del Caribe, el norte de Brasil y toda América del Sur hasta el Polo Sur, comprendida buena parte del Océano Atlántico.

Se ven con mucha claridad el río Amazonas, la Cordillera de los Andes, las tempestades que se forman en el Estrecho de Magallanes, el golfo en el que desemboca el río Paraná, que baña las ciudades de Buenos Aires y Montevideo, así como las tristemente famosas islas Malvinas.

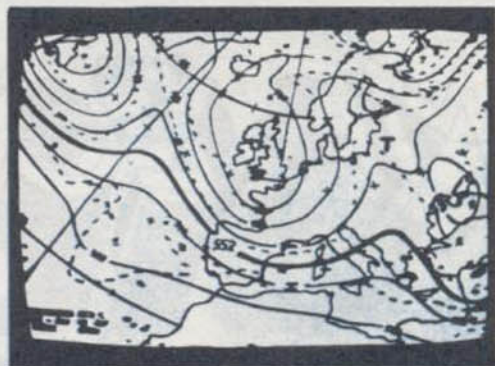
En el Mar de las Antillas y en el Golfo de Méjico se pueden ver las formaciones de los ciclones que devastan con frecuencia los Estados Unidos.

Además de estas imágenes, se transmiten también las tres imágenes totales al infrarrojo, al espectro visible y al vapor de agua (imágenes *E TOTALES*). Bastan, pues unos mínimos conocimientos de meteorología, para prever las variaciones del tiempo con días de antelación.

Aún más interesantes son las imágenes *WEFA* (ver foto) en que pueden verse las zonas de alta presión indicadas con «H2» y las de baja presión indicadas con «T», con todas las isobaras, que son las líneas que unen todos los puntos de la superficie terrestre que tienen igual presión atmosférica.

En tales imágenes están presentes también las perturbaciones que tendrán lugar, tal como las vemos en las previsiones meteorológicas transmitidas por TVE. En las imágenes *WEFA* se representan también las direcciones de los vientos y su intensidad, datos útiles para los institutos agrarios y los de meteorología ya que permiten disponer de partes meteorológicos actualizados.

Tenemos también las imágenes *CTH*, en las cuales se ven las cruces de los meridianos y de los paralelos, así como las alturas indicadas en pies, no en metros (1 pie = 30,48 cm). Así pues, sin efectuar cálculos complicados, ya podríamos deciros que las nubes de color más intenso se encuentran a una altitud de unos 5.000-6.000 metros; por tanto, cuanto más dis-



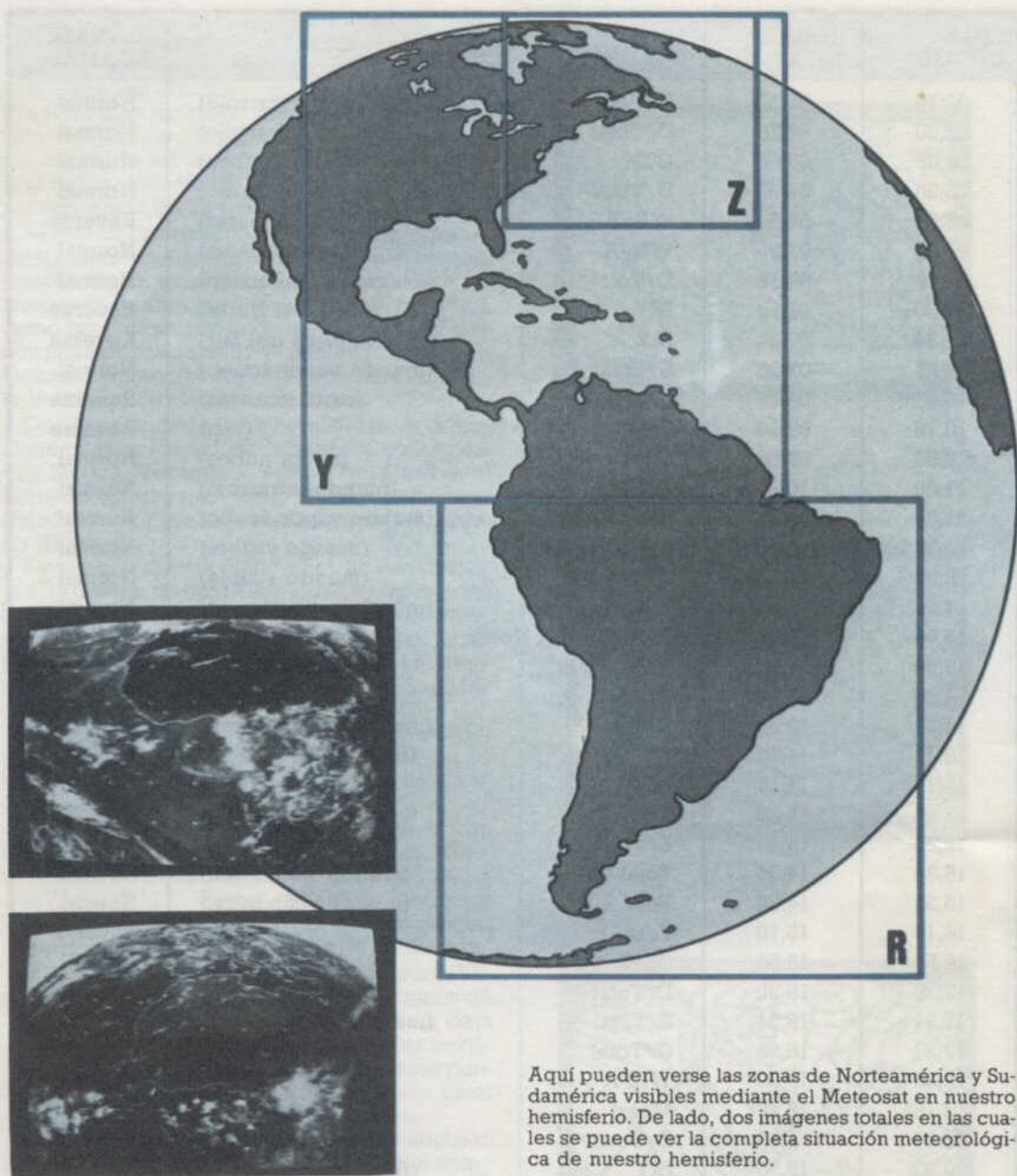
Tres fotos de mapas isobáricos transmitidos por el Meteosat. En tales imágenes están representadas las temperaturas en cuota, las presiones atmosféricas, la dirección de los vientos y los frentes de las distintas perturbaciones.



| HORA OFICIAL | HORA SOLAR | IMAGEN            |                      | REVERSE NORMAL |
|--------------|------------|-------------------|----------------------|----------------|
| 02,10        | 01,10      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |
| 02,30        | 01,38      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |
| 04,58        | 03,58      | CTH               | (altura nubes)       | Normal         |
| 05,30        | 04,30      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |
| 05,34        | 04,34      | WEFA              | (carta isobaras)     | Reverse        |
| 08,06        | 07,06      | WEFA              | (carta isobaras)     | Normal         |
| 08,18        | 07,18      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |
| 08,30        | 07,30      | IRY               | (América del Norte)  | Reverse        |
| 08,34        | 07,34      | IRR               | (América del Sur)    | Reverse        |
| 08,38        | 07,38      | E/Total           | (mundo vapor ácuo)   | Normal         |
| 10,06        | 09,06      | WEFA              | (carta isobaras)     | Reverse        |
| 10,18        | 09,18      | Test              | (test)               | Reverse        |
| 10,58        | 09,58      | CTH               | (altura nubes)       | Normal         |
| 11,30        | 10,30      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |
| 11,34        | 10,34      | E/Total           | (mundo vapor ácuo)   | Normal         |
| 11,38        | 10,38      | C/Total           | (mundo visible)      | Normal         |
| 10,20        | 11,20      | C/Total           | (mundo visible)      | Normal         |
| 14,16        | 13,40      | E/Total           | (mundo vapor ácuo)   | Normal         |
| 15,06        | 14,06      | América del Norte | (zona Z)             | Reverse        |
| 13,26        | 11,26      | Mess.             | (mensaje)            | Reverse        |
| 14,18        | 13,18      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |
| 14,38        | 13,38      | E/Total           | (mundo vapor ácuo)   | Normal         |
| 15,10        | 14,10      | XX                | (imagen de prueba)   | Reverse        |
| 15,18        | 14,18      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |
| 15,26        | 14,26      | XX                | (imagen de prueba)   | Normal         |
| 15,30        | 14,30      | E/Total           | (mundo visible)      | Normal         |
| 15,34        | 14,34      | Total CD          | (mundo visib-infra.) | Normal         |
| 15,38        | 14,38      | Total CD          | (mundo visib-infra.) | Normal         |
| 16,18        | 15,18      | Test              | (test)               | Reverse        |
| 16,58        | 15,58      | CTH               | (altura nubes)       | Normal         |
| 17,30        | 16,30      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |
| 17,34        | 16,34      | E/Total           | (mundo vapor ácuo)   | Normal         |
| 17,38        | 16,38      | C/Total           | (mundo visible)      | Normal         |
| 18,30        | 17,30      | WEFA              | (carta isobaras)     | Reverse        |
| 19,18        | 18,18      | Mess.             | (mensaje)            | Reverse        |
| 20,18        | 18,18      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |
| 20,30        | 19,30      | IRY               | (América del Norte)  | Reverse        |
| 20,34        | 19,34      | IRR               | (América del Sur)    | Reverse        |
| 20,38        | 19,38      | WEFA              | (carta isobaras)     | Reverse        |
| 21,30        | 20,30      | WEFA              | (carta isobaras)     | Normal         |
| 22,06        | 21,06      | WEFA              | (carta isobaras)     | Reverse        |
| 22,09        | 21,09      | WEFA              | (carta isobaras)     | Reverse        |
| 22,18        | 21,18      | Monos.            | (monoscopio)         | Reverse        |
| 22,58        | 21,58      | CTH               | (altura nubes)       | Normal         |
| 23,30        | 22,30      | D/Total           | (mundo infrarrojo)   | Normal         |

Horarios de transmisión del segundo canal del Meteosat. Hacemos notar que las imágenes WEFA no siempre se transmiten en REVERSE, por tanto si en las primeras rayas veis números o indicaciones «al revés», tendréis que poner el interruptor en posición NORMAL.





Aquí pueden verse las zonas de Norteamérica y Sudamérica visibles mediante el Meteosat en nuestro hemisferio. De lado, dos imágenes totales en las cuales se puede ver la completa situación meteorológica de nuestro hemisferio.

minuye la intensidad del color, más bajas están las nubes. Así, las más ligeras —tanto que apenas modifican el color de la tierra— se pueden considerar a una altura de 300-500 metros solamente.

En la tabla referente al segundo canal, además de indicar la hora solar y la hora legal, indicamos también si para recibir las imágenes es necesario dejar el conmutador de la inversión de imagen en posición *normal* o en *reverse*.

Para recibir las imágenes WEFA o de las AMÉRICAS, como podréis constatar, es necesario conmutar el interruptor a *REVERSE*. Esa

necesidad se os hará evidente enseguida porque las indicaciones de la fecha y la hora aparecerán invertidas en pantalla.

La hora visualizada, como ya sabréis, es la de la toma de la imagen referida a la hora de Greenwich.

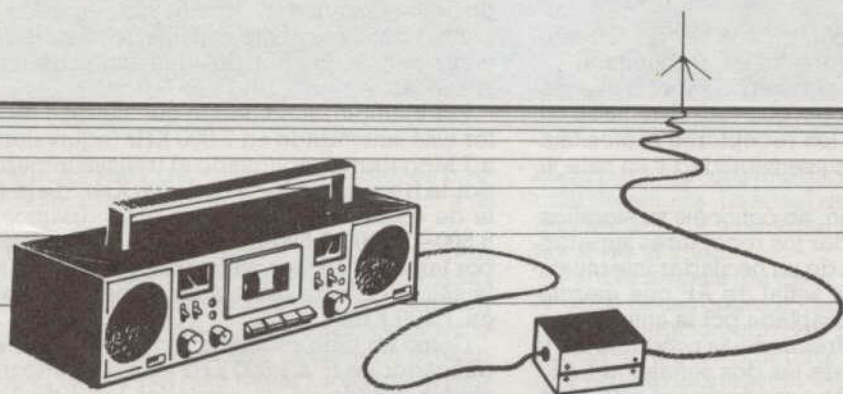
Después de un mes en escucha, hemos comprobado que esporádicamente aparecen otras imágenes como por ejemplo zonas de Norte América, de Sur África, la mitad del planeta, etc., cuyos horarios de recepción no hemos representado en la tabla por no ser tales imágenes repetitivas.

*Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 49.*





# RECIBA OC EN RECEPTOR OM



*Añadid a vuestro receptor para OM la gama de OC, realizando este sencillo convertidor con sintonía a diodo varicap y que utiliza un solo mosfet tipo 3N204.*

**L**A mayoría de los receptores a transistores se fabrica hoy para recibir dos únicas gamas, la de las ondas *medias* y la de FM de 88 a 108 MHz, dejando de lado expresamente las gamas de las ondas *cortas* y *cortísimas*.

Aunque estas gamas hayan sido eliminadas por motivos comerciales, no hay que olvidar que sólo en las ondas cortas y cortísimas es posible captar programas y noticiarios extranjeros en lengua castellana, imposibles de recibir en las ondas medias y menos aún en la FM.



Basta explorar la gama de 4 a 13 MHz, para lograr captar, de día y de noche, emisoras extranjeras que transmiten sus noticiarios en alemán, en francés, en italiano, castellano, griego, árabe, etc...

Aunque no tengáis especial interés por estos noticiarios, es importante saber que existen programas dedicados exclusivamente a la música, emisoras que transmiten en alfabeto Morse, etc., por lo cual, girando el mando de la sintonía, se acaba siempre por encontrar un programa de vivo interés.

Si vuestro receptor no dispone de estas gamas, ahora podréis adaptarlo para captar las ondas cortas y cortísimas.

Para los jóvenes, que hasta ahora sólo han construido sencillos amplificadores o temporizadores, éste será un proyecto «test» gracias al cual podrán adentrarse en el campo de la recepción. Después de esta experiencia y una vez comprobado que no es tan difícil realizar un convertidor, podrán intentar el montaje de receptores notablemente más complejos.



Foto del convertidor para onda corta, ya montado.

## Esquema eléctrico

¿Habéis oído hablar alguna vez de receptores de «doble conversión» de frecuencia?

Si la respuesta es afirmativa, sabréis qué significa y sabréis también que este sistema se utiliza en especial en los receptores profesionales para aumentar su sensibilidad y su selectividad.

Si, por el contrario, no conocéis su significado, diremos que todos los receptores superheterodinos disponen de un oscilador interno capaz de generar una señal de AF que mezclada a la señal de AF captada por la antena, permite obtener otras frecuencias producto de la suma y de la resta de las dos señales de AF.

Suponiendo que nuestro receptor esté sintonizado para recibir una frecuencia de 1.100 KHz y que la frecuencia del oscilador local presente en el interior del receptor sea de 1.555 KHz., aplicando estas dos frecuencias al transistor mezclador, en su salida aparecerán estas dos frecuencias:

$$1.555 + 1.100 = 2.655 \text{ KHz.}$$

$$1.555 - 1.100 = 455 \text{ KHz.}$$

Por tanto, en la salida de este transistor mezclador será posible conectar tanto una Frecuencia Intermedia ajustada en 2.655 KHz, como una ajustada en 455 KHz, con la seguridad de que en ambos casos captaríamos siempre la frecuencia de 1.100 KHz.

Por un acuerdo internacional, el valor de la IF se ha estandarizado en los 455 KHz. Por consiguiente, podemos afirmar que de la mezcla de estas dos frecuencias sólo se utiliza el valor obtenido de la resta de la «frecuencia local» y la frecuencia captada por la antena.

En los receptores de *doble conversión*, utilizados normalmente para recibir las ondas cor-

tas, la frecuencia captada por la antena sufre dos conversiones de frecuencia; es decir, se mezcla sucesivamente con dos frecuencias distintas generadas por dos diferentes osciladores locales.

Por ejemplo: suponiendo que nuestro receptor está sintonizado en 7.000 KHz (equivalentes a 7 Megahertz), aplicando al transistor mezclador la frecuencia local de 8.500 KHz, de la resta de estas dos frecuencias obtendríamos:

$$8.500 - 7.000 = 1.500 \text{ KHz.}$$

por tanto la Frecuencia Intermedia a aplicar en la salida de este mezclador deberá ajustarse en 1.500 KHz.

Como en todo receptor, sigue un paso amplificador de IF a 1.500 KHz y un segundo mezclador dotado de un oscilador local de 1.955 KHz.

En la salida de este segundo mezclador se obtendrá un nuevo valor de Frecuencia Intermedia:

$$1.955 - 1.500 = 455 \text{ KHz.}$$

A continuación le sigue un paso amplificador de IF en 455 KHz y finalmente, el paso detector AM y el amplificador de baja frecuencia.

Como hemos visto, la señal de 7.000 KHz, antes de ser detectada, ha sufrido dos conversiones; la primera a 1.500 KHz y la segunda a 455 KHz.

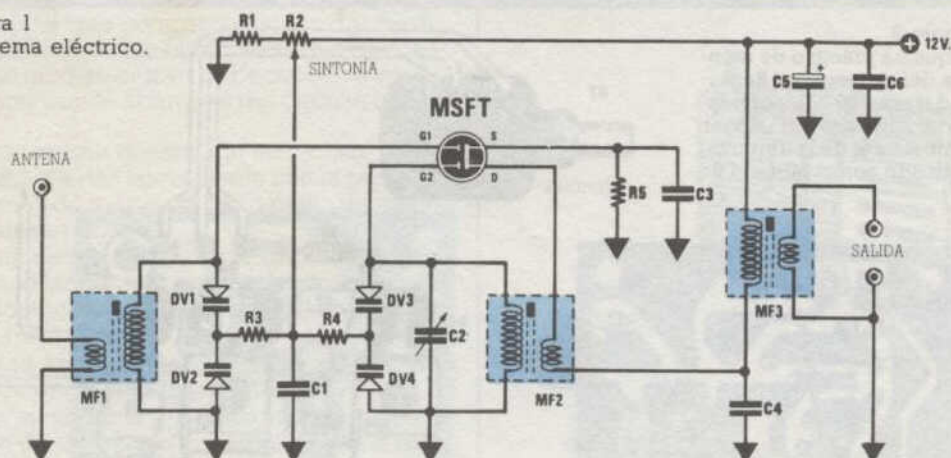
El circuito que emplearemos para recibir las ondas cortas y cortísimas utilizando un receptor normal de OM, se basa precisamente en el principio de la «doble conversión».

Como se ve en la fig. 1, la señal captada por la antena se aplica al primario de una bobina indicada como IF1, de cuyo secundario tomarán la señal y la sintonizarán los dos diodos varicap DV1 y DV2.

Con estos dos diodos utilizados en sustitución



Figura 1  
Esquema eléctrico.



#### COMPONENTES

R1=1.000 ohm. ¼ wat.  
R2=10.000 ohm. potenciómetro lineal multivuelta.  
R3=100.000 ohm. ¼ wat.  
R4=100.000 ohm. ¼ wat.  
R5=220 ohm. ¼ wat.  
C1=10.000 pF poliéster  
C2=4,5–20 pF compensador  
C3=47.000 pF poliéster

C4=33 pF disco  
C5=10 mF electrolítico 25 volt.  
C6=47.000 pF poliéster  
DV1=diodo varicap MVAM.115  
DV2=diodo varicap MVAM.115  
DV3=diodo varicap MVAM.115  
MSFT1=mosfet 3N204  
IF1=frecuencias intermedia rosa  
IF2=frecuencias intermedia rosa  
IF3=frecuencia intermedia roja

del tradicional condensador variable, es posible sintonizar desde un mínimo de 4 MHz a un máximo de 13 MHz.

La frecuencia sintonizada se aplica al Gate 1(G1) del mosfet 3N204 para ser amplificada.

El Gate 2(G2) de este mosfet se utiliza en cambio para generar la frecuencia del oscilador local, que mezclándose a la frecuencia presente en el Gate 1 permite tomar en salida la diferencia de las dos frecuencias.

Utilizando una segunda bobina, indicada en el esquema eléctrico como IF2, y dos diodos varicap DV3 y DV4, es posible hacer oscilar dicha bobina de 5,5 MHz a 14,5 MHz.

En la salida del paso mezclador será necesaria ahora una IF ajustada en los 1.500 KHz. En efecto:

$5,5 - 4 = 1,5$  MHz (equivalente a 1.500 KHz)

$14,5 - 13 = 1,5$  MHz (equivalente a 1.500 KHz).

A tal objeto emplearemos la IF3, que en la práctica es una bobina para onda media fácilmente ajustable en dicha frecuencia.

Ahora ya hemos efectuado una primera conversión. Pero ¿cómo podremos utilizarla para recibirla con una radio normal?

Muy sencillo: sintonizando la radio en la frecuencia de 1.500 KHz (onda media), es posible emplearla como primer paso amplificador de Frecuencia Intermedia. El segundo oscilador existente en el interior del receptor, al mezclar su frecuencia con la de 1.500 KHz, efectúa una segunda conversión a 455 KHz, que es ampli-

cada por los pasos internos de IF y a continuación detectada. La señal de BF así obtenida es amplificada de modo que pueda excitar el altavoz de la radio.

Para la sintonía (es decir, para explorar toda la gama de las ondas cortas y cortísimas) se utiliza un potenciómetro (ver R2). Girando su cursor de un extremo al otro, se aplica a los diodos varicap una tensión variable de 1 volt. a 12 volt. y al hacerlo así, se modifica la capacidad interna de tales diodos.

En la práctica las variaciones de capacidad de un diodo MVAM.115 en función de la tensión aplicada son aproximadamente las siguientes:

1 volt.= 500 pF

2 volt.= 400 pF

4 volt.= 280 pF

8 volt.= 90 pF

12 volt.= 35 pF

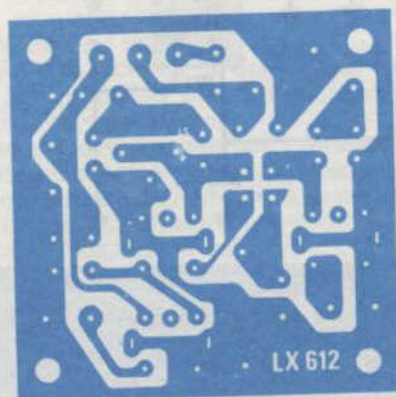
15 volt.= 25 pF .

Dado que en paralelo a la bobina de sintonía hay dos diodos conectados en serie, la capacidad indicada en la tabla resulta **dividida por la mitad**.

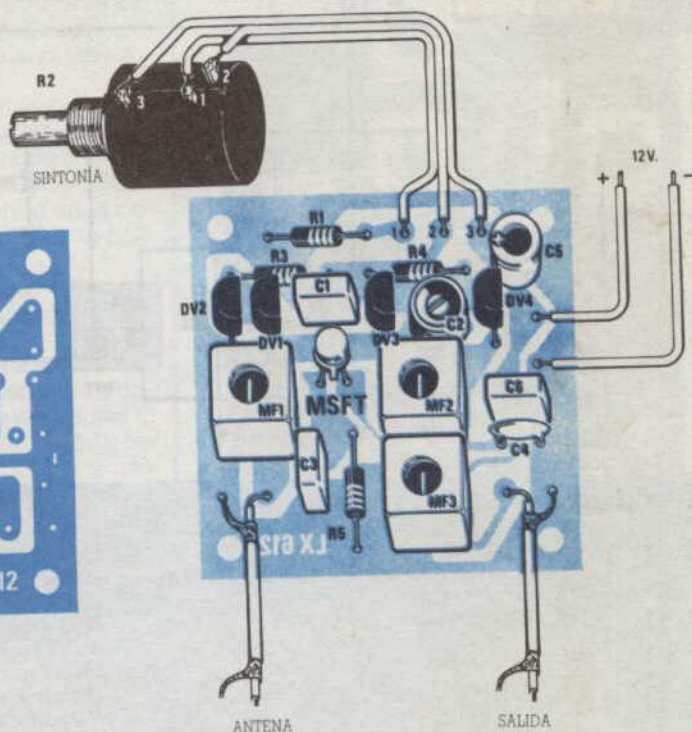
Como podréis deducir del esquema eléctrico, el convertidor se alimenta con una tensión de 12 volt. para así reducir al mínimo la capacidad de los dos diodos varicap. A 12 volt., la gama de sintonía va de 4 MHz aproximadamente a 13,4 MHz; es obvio que reduciendo la ten-



**Figura 2**  
Esquema práctico de montaje del convertidor. Recordad que en el potenciómetro multivuelta, el cursor central es el de la derecha, indicado con el número 2.



**Figura 3**  
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso del convertidor.



sión de alimentación a 9 volt. sólo se podrá explorar una porción de gama comprendida entre los 4 y los 10,9 MHz, mientras que alimentándolo con 15 volt. se puede explorar una porción de gama comprendida entre los 4 y los 15,6 MHz.

Aunque hemos utilizado un potenciómetro profesional multivuelta para la sintonía, también podéis utilizar la del receptor para lograr una sintonía más fina.

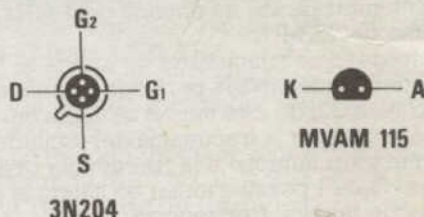
Como comprobaréis, desplazando ligeramente la sintonía del receptor —llevándola de 1.500 KHz a 1.510 o bien a 1.490 KHz—, es posible sintonizar perfectamente la emisora captada sin accionar el potenciómetro multivuelta.

Finalmente diremos que la salida del convertidor, es decir, la señal presente en el secundario de la bobina IF3, deberá conectarse a la toma *antena-tierra* del receptor de OM.

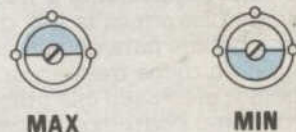
Si poseéis un receptor portátil y por tanto no disponéis de estas tomas, podéis simplemente devanar dos o tres espiras alrededor del receptor, como se representa en la fig. 6, y conectar los dos extremos al secundario de la bobina IF3.

### Realización práctica

El kit de este convertidor se suministra con todos los componentes necesarios para la realización del diseño, incluido el circuito impreso LX.612, a tamaño natural en la fig. 3.



**Figura 4**  
Conexiones vistas desde abajo del mosfet y del diodo varicap empleados en este diseño. Ver en la fig. 2 de qué lado está orientada la parte plana de tales diodos.



**Figura 5**  
En los compensadores cerámicos se obtiene la máxima capacidad cuando la parte plateada (que nosotros hemos pintado de azul) está orientada hacia el terminal central.



Antes de iniciar el montaje de los componentes, tendréis que comprobar si los dos terminales externos de los blindajes de las frecuencias intermedias entran perfectamente en las correspondientes aberturas del circuito impreso.

Si éstas fuesen demasiado estrechas, habrá que ensancharlas ligeramente con la punta de unas tijeras de manicura o con el filo de un pequeño destornillador.

A continuación insertad y soldad en el circuito impreso las cuatro resistencias, los tres condensadores poliéster miniatura, el cerámico y el electrolítico.

Insertad ahora el compensador cerámico y los cuatro diodos varicap DV1-DV2-DV3-DV4.

Como se ve en la fig. 2, estos diodos tienen la forma de un transistor plástico pero, a diferencia de este último, sólo disponen de dos terminales. Dado que uno de éstos es el ánodo y el otro el cátodo, tendréis que prestar atención para no confundirlos. Insertaréis los diodos en el circuito impreso de modo que la parte «plana» de su cuerpo quede orientada como se indica en el esquema práctico de la fig. 2.

También el mosfet MSFT debe ser insertado respetando la disposición de las cuatro patillas y para ello tomad como referencia la «muesca» que sobresale del cuerpo metálico, que deberá orientarse hacia la resistencia R5 y el condensador C3.

Finalmente, insertad las tres frecuencias intermedias tratando de no confundirlas entre sí.

La IF1 y la IF2 tienen el núcleo ROSA y llevan las siglas FM1 en su envoltura, mientras que la IF3 tiene el núcleo ROJO y lleva impreso en la envoltura el número 24M101, ó 7802.

Dado que estas frecuencias intermedias disponen por un lado de 3 terminales y por el lado opuesto de 2 terminales, sólo podrán insertarse en el circuito impreso en sentido correcto.

Respecto al potenciómetro multivuelta R2, recordad que el terminal central —a diferencia de los potenciómetros normales— está situado hacia el exterior y está señalado con el número 2, mientras que los otros dos terminales llevan impreso el número 1 y el 3.

Finalizado el montaje, podréis comprobar inmediatamente su funcionamiento. Para ello, después de alimentar el convertidor con una tensión de 9-12 volt., conectaréis las salidas de la IF3 a la toma ANTENA y a TIERRA de cualquier receptor para Onda Media.

Como ya hemos mencionado, utilizando un receptor portátil, desprovisto de toma antena y tierra, tendréis que devanar alrededor del receptor dos o tres espiras de hilo de cobre, conectándolas con un cablecillo a la salida de la IF3.

Sintonizad el receptor en la frecuencia de 1.500 KHz y después de conectar una antena en la entrada del convertidor, probad a sintonizar una emisora. Apenas captada ésta, girad

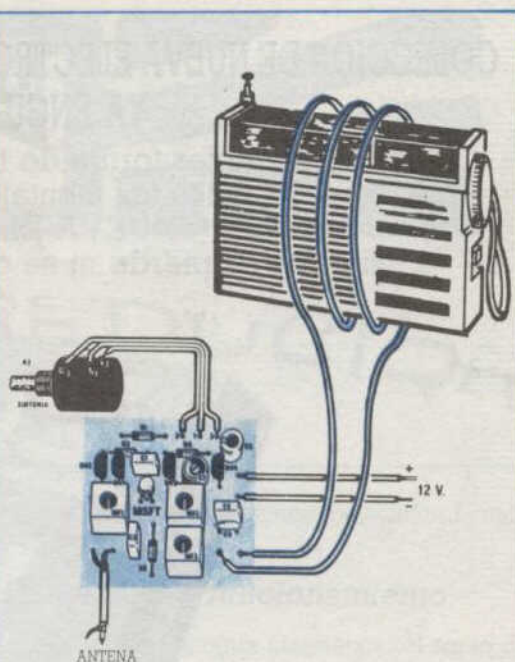


Figura 6

Los dos terminales de salida de la IF3 deben conectarse a la toma antena y tierra del receptor de OM. Si vuestro receptor portátil no dispone de ellas, podéis devanar alrededor de su cuerpo, como se ve en la figura, dos o tres espiras, conectando los extremos a los terminales de salida de la IF3. Como explicamos en el artículo, el receptor debe ser sintonizado en 1.500 KHz.

el núcleo de la IF3 (núcleo ROJO) para aumentar la sensibilidad del convertidor.

Girad ahora el potenciómetro de la sintonía a mitad de recorrido (recordad que el potenciómetro completa su recorrido con 10 vueltas, por consiguiente habrá que girarlo 5 veces) y apenas captada una emisora, girad el núcleo de la IF1 hasta encontrar la posición en que la señal resulta potenciada.

El núcleo de la IF2 y el compensador C2 sirven sólo para modificar la «SINTONÍA» en los dos extremos de la gama ondas cortas-cortísimas.

Por ejemplo: girando el núcleo de la IF2 se modifica la sintonía en la frecuencia de 4 MHz. Girando en cambio el compensador C2, se modifica la sintonía en la frecuencia de 13 MHz.

Para captar el mayor número posible de emisoras es necesario aplicar al convertidor una buena antena, mejor exterior que interior.

También se pueden obtener óptimos resultados utilizando la toma TV y en este caso se emplea el cable de bajada como antena receptora.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 49.





NUEVA  
ELECTRONICA

# EFICAZ REDUCTOR DE RUIDO

**P**ARA nosotros, y creemos que también para nuestros lectores, «ruido» es todo aquello que no siendo señal, sale igualmente de las cajas acústicas. Existe, pues, el ruido originado por la discontinuidad de una cinta o por otras discontinuidades microscópicas, el ruido de la aguja en los surcos del disco, las perturbaciones introducidas por los motores de los electrodomésticos, por los interruptores, etc. Sin embargo, mientras para estos últimos, que son ruidos de tipo casual, no existe remedio, el ruido de las cintas magnéticas y de los discos puede ser fácilmente eliminado.

El circuito que presentamos se basa en un nuevo y simple concepto que no tiene nada que ver con el Dolby-B, el dBX y otros sofisticados sistemas complementarios que tienen en común la necesidad de elaborar, en alguna manera, la señal, enfatizándola antes de grabarla para luego, en la fase de reproducción, llevarla a sus justas proporciones dinámicas y espectrales, aprovechando esta segunda elaboración para comprimir simultáneamente también el ruido que se ha añadido, como indeseado compañero de viaje, a la señal misma.

El hecho de que estos sistemas sean complementarios significa que una cinta grabada con el Dolby debe escucharse única y exclusivamente con una grabadora dotada de Dolby, y lo mismo ocurre con el dBX. De lo contrario no se elimina el «ruido» y además se obtiene una respuesta en frecuencia falseada.

Nuestro circuito, en cambio, actúa sólo en la fase de reproducción y por tanto no es necesario que la cinta haya sido tratada previamente. Por consiguiente se adapta bien para escuchar cualquier grabación, sin todos los problemas de compatibilidad que presentan los sistemas complementarios. Nuestro sistema de reducción del ruido —a diferencia de todos los demás sistemas arriba mencionados— puede, pues, aplicarse a cualquier fuente sonora, ya sea ésta un tocadiscos, una grabadora, un sintonizador o un mezclador. También podrá emplearse para escuchar de nuevo antiguas gra-

baciones a 78 revoluciones mejorando la calidad de la audición.

## Principio de funcionamiento

El «roce» de la cinta magnética, el soplo de un amplificador, o el ruido de fondo de un disco, son todos ruidos del mismo tipo que se denominan «ruido blanco» y cuya frecuencia se halla uniformemente distribuida en la banda «audio» comprendida entre los 2.000 y los 15.000 Hz (ver fig. 1). De otro lado, aunque de poca intensidad, nuestro oído es especialmente sensible a estas frecuencias agudas y éstas se perciben con una intensidad mayor que una señal de idéntica amplitud pero situada en la banda de los 20 a los 2.000 Hz.

Escuchando, por ejemplo, un párrafo musical que contenga frecuencias hasta los 5.000 Hz, oímos también todo el «ruido» situado por encima de los 5.000 Hz (ver fig. 2).

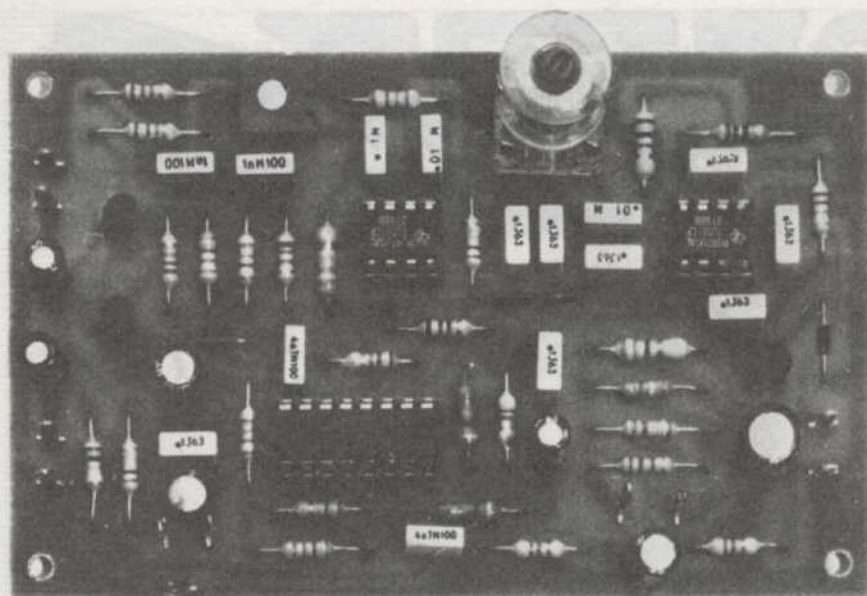
Un modo muy sencillo para reducir ese «ruido» consiste en limitar la banda pasante de nuestro amplificador a 2.000-3.000 Hz solamente; pero haciéndolo así habremos suprimido efectivamente todas las frecuencias del «ruido», pero la audición ya no sería de alta fidelidad por cuanto faltarían todos los agudos y superagudos comprendidos más allá de los 3.000 Hz.

En efecto, escuchando una cinta muy ruidosa o un disco deteriorado, si probáis a girar hasta el mínimo el control de los tonos de modo que ya no se oiga ese fastidioso zumbido, comprobaréis que la pieza musical resulta más bien «opaca» y desagradable, dado que se han suprimido todas las frecuencias agudas.

Pues bien, accionando el mando de los agudos no habéis hecho más que insertar en el circuito un filtro «pasa-bajo» constituido en la práctica por una resistencia y un condensador capaces de limitar la banda pasante a 4.000-6.000 Hz solamente.

La solución ideal sería, por tanto, la de aplicar en entrada de nuestro amplificador un filtro pasa-bajo que automáticamente ensancha-





El circuito que presentamos en este artículo sirve tanto para una instalación estereó como para una «mono». En la foto, aspecto del circuito una vez finalizado el montaje. Este reductor de ruido debe introducirse en una caja metálica, utilizando cable apantallado para la conexiones externas, a fin de evitar que capte zumbido de alterna.

se o estrechase su banda pasante, de manera que se atenuasen las frecuencias por encima de los 2.000-3.000 Hz y por consiguiente el ruido, cuando la pieza musical no contiene frecuencias de nivel apreciable en la banda de los tonos medios-altos.

Nuestro reductor de ruidos se basa precisamente en este principio y por ello puede aplicarse a cualquier grabadora, tocadiscos, sintetizador, e incluso a un mezclador o a receptores para CB o para radioaficionados.

El «potenciómetro» que cambia automáticamente la posición de su curso para aumentar o reducir su valor óhmico y aumentar o reducir por tanto la banda pasante del amplificador, está constituido por un especial amplificador operacional denominado LM.13700, capaz de modificar su impedancia de salida de pocos ohm. a varios megaohm., simplemente variando la corriente en la patilla de control.

Reduciendo tal corriente la banda pasante disminuye, mientras que aumentándola, aumenta también la banda pasante.

Como se ve en la fig. 5, en el interior del integrado LM.13700 existen dos operacionales de transconductancia variable que son necesarios para poder realizar un reductor de ruido «estéreo».

Las patillas de entrada de la señal de BF son las patillas 4 y 13, mientras que las patillas de control son la 1 y la 16, y las de salida —a las que se aplica el condensador para realizar el filtro pasa-bajo— son la 5 y la 12.

En estas últimas se conectan las bases de los dos transistores contenidos en el interior del integrado, y de las patillas 8 y 9 se toman en cambio las señales de salida del canal derecho y del izquierdo, para ser luego aplicadas a los terminales de salida.

## Esquema eléctrico

Como ya hemos dicho, un modo muy simple para reducir la banda pasante de entrada de un amplificador consiste en anteponerle un filtro pasa-bajo constituido por una resistencia y un condensador.

Eligiendo cuidadosamente el valor de estos componentes, es posible variar la frecuencia de corte del filtro y por consiguiente la banda pasante del amplificador (recordamos que la frecuencia de corte de un filtro pasa-bajo es la máxima frecuencia que es capaz de atravesar el filtro sin sufrir una atenuación apreciable; es obvio que todas las frecuencias superiores a esta última serán atenuadas cada vez en mayor medida -ver fig. 3). Por ejemplo, podemos mantener constante el valor del condensador y cambiar solamente el de la resistencia o incluso sustituirla por un potenciómetro de modo que podamos variar con continuidad la frecuencia de corte del filtro girando simplemente el cursor del potenciómetro.

En nuestro circuito, para variar la frecuencia de corte del filtro pasa-bajo constituido por IC3 y el condensador C19, basta aplicar en la entrada de control del integrado (patillas 1 y 16) una corriente variable obtenida de la señal audio misma. De ese modo se reduce la frecuencia de corte del filtro y por tanto la banda pasante del amplificador cuando la señal es débil y, viceversa, aumenta la frecuencia de corte del filtro y por consiguiente la banda pasante de nuestro amplificador cuando la señal musical es lo bastante fuerte como para cubrir el ruido.

Pongamos ahora un ejemplo.

Supongamos que conectamos nuestro dispositivo a una grabadora. Al principio, en ausencia de señal audio, dado que no hay nada que



Figura 1

El «roce» de una cinta magnética, de un disco y también el de un amplificador, está normalmente distribuido en la banda audio que va de los 2.000 Hz aproximadamente hasta llegar y superar los 15.000 Hz.

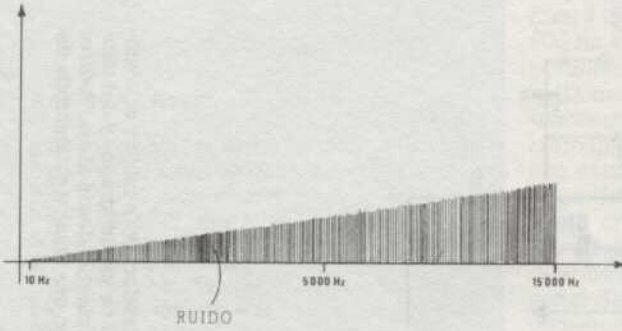


Figura 2

Escuchando una pieza musical que contenga frecuencias hasta un máximo de 4.000-5.000 Hz, nuestro oído escucha además de éstas, todo el «ruido» comprendido por encima de tales frecuencias.

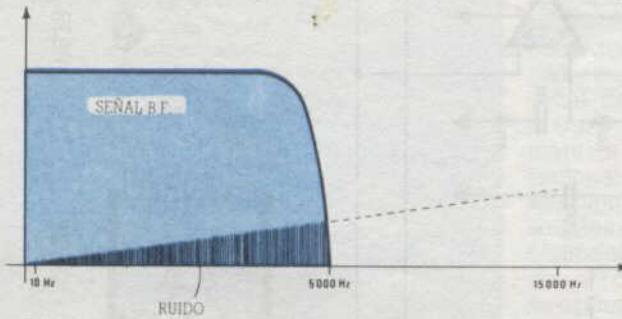
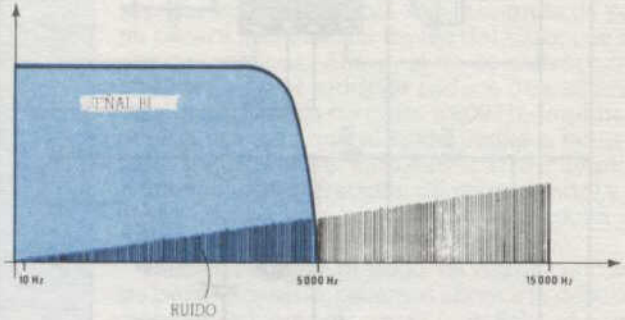


Figura 3

Para reducir el ruido, se podría limitar la banda pasante hasta un máximo de 5.000 Hz, pero haciéndolo así se eliminarían todas las frecuencias de los agudos, por consiguiente, no podríamos hablar de Alta Fidelidad.

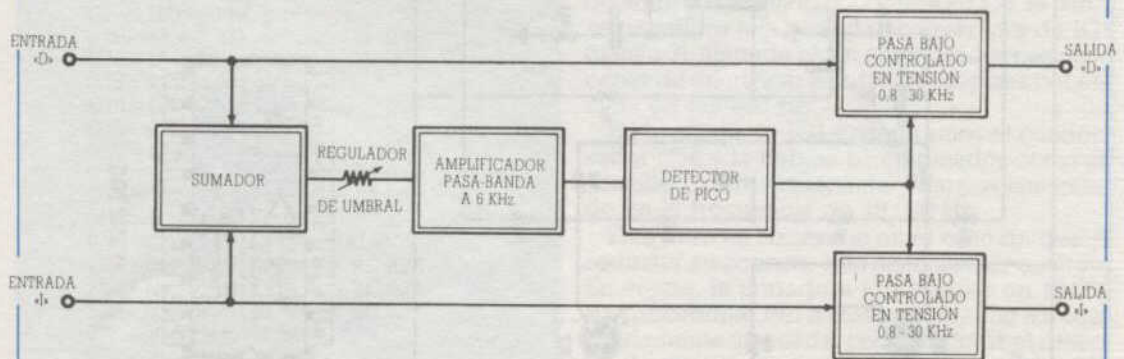


Figura 4

Para dar solución a estos inconvenientes, nuestro reductor de ruido restringe la banda pasante a 800 Hz solamente, eliminando así todo el «ruido» situado más allá de esta frecuencia. Cuando en la pieza musical hay notas medias o agudas, automáticamente el circuito ensancha su propia banda pasante para luego estrecharla cuando esas notas han sido fielmente reproducidas.



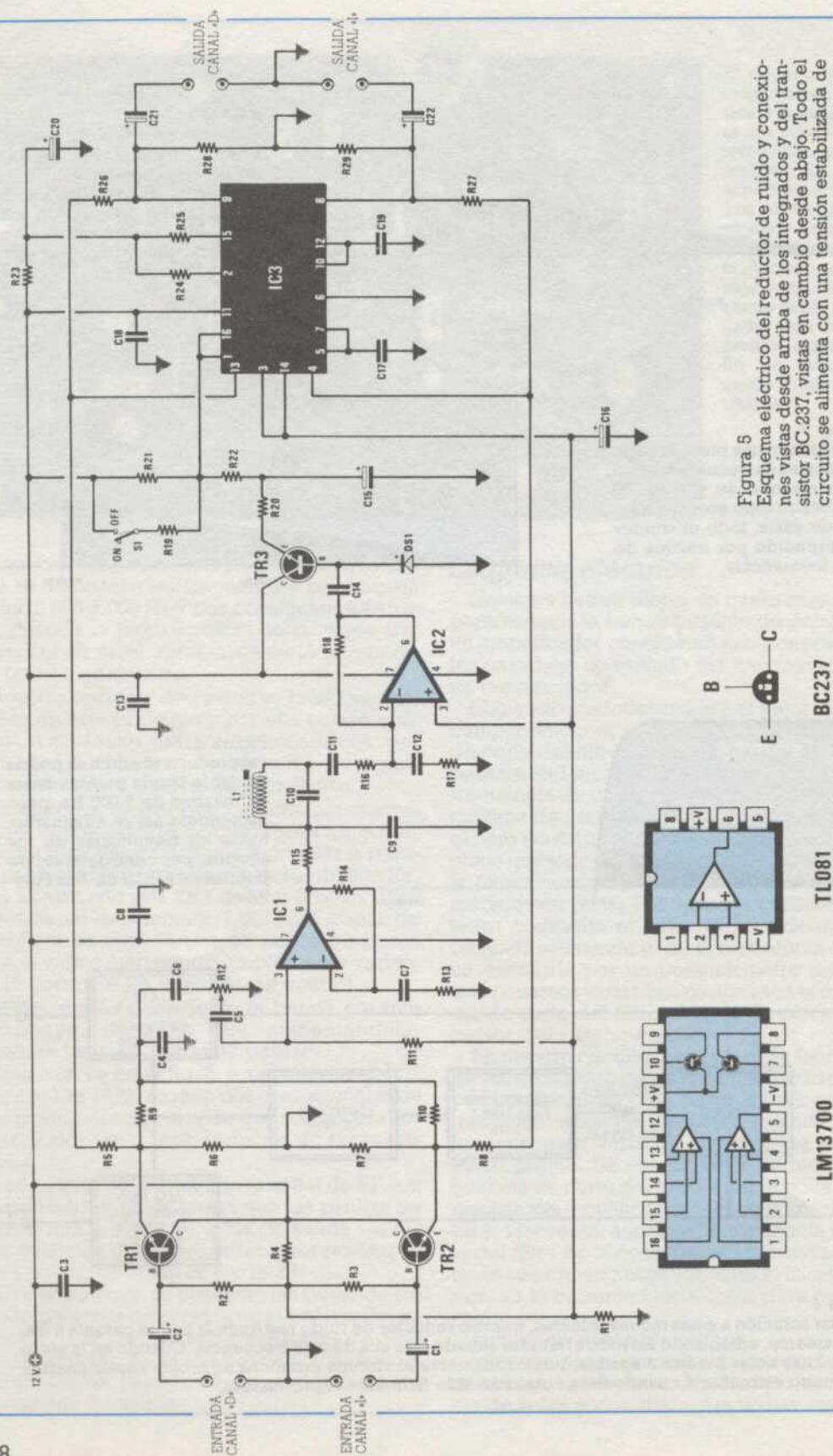


Figura 5  
Esquema eléctrico del reductor de ruido y conexio-  
nes vistas desde arriba de los integrados y del tran-  
sistor BC.237, vistas en cambio desde abajo. Todo el  
circuito se alimenta con una tensión estabilizada de  
12 volt.



## COMPONENTES

R1=4.700 ohm. ¼ wat.  
 R2=100.000 ohm. ¼ wat.  
 R3=100.000 ohm. ¼ wat.  
 R4=4.700 ohm. ¼ wat.  
 R5=22.000 ohm ¼ wat.  
 R6=3.300 ohm. ¼ wat.  
 R7=3.300 ohm. ¼ wat.  
 R8=22.000 ohm. ¼ wat.  
 R9=22.000 ohm. ¼ wat.  
 R10=22.000 ohm. ¼ wat.  
 R11=100.000 ohm. ¼ wat.  
 R12=100.000 ohm. trimmer  
 R13=3.300 ohm. ¼ wat.  
 R14=330.000 ohm. ¼ wat.  
 R15=100 ohm. ¼ wat.  
 R16=1.000 ohm. ¼ wat.  
 R17=10 ohm. ¼ wat.  
 R18=10.000 ohm. ¼ wat.  
 R19=5.600 ohm. ¼ wat.  
 R20=27 ohm ¼ wat.  
 R21=220.000 ohm. ¼ wat.  
 R22=3.900 ohm. ¼ wat.  
 R23=4.700 ohm. ¼ wat.  
 R24=47.000 ohm. ¼ wat.  
 R25=47.000 ohm. ¼ wat.  
 R26=22.000 ohm. ¼ wat.  
 R27=22.000 ohm. ¼ wat.  
 R28=3.300 ohm. ¼ wat.  
 R29=3.300 ohm. ¼ wat.  
 C1=1 mF electrolítico 63 volt.  
 C2=1 mF electrolítico 63 volt.  
 C3=100.000 pF poliéster  
 C4=1.000 pF poliéster  
 C5=10.000 pF poliéster  
 C6=1.000 pF poliéster  
 C7=10.000 pF poliéster  
 C8=100.000 pF poliéster  
 C9=100.000 pF poliéster  
 C10=10.000 pF poliéster  
 C11=100.000 pF poliéster  
 C12=100.000 pF poliéster  
 C13=100.000 pF poliéster  
 C14=100.000 pF poliéster  
 C15=22 mF electrolítico 25 volt.  
 C16=10 mF electrolítico 25 volt.  
 C17=4.700 pF poliéster  
 C18=100.000 pF poliéster  
 C19=4.700 pF poliéster  
 C20=1 mF electrolítico 63 volt.  
 C21=4,7 mF electrolítico 63 volt.  
 C22=4,7 mF electrolítico 63 volt.  
 L1=ver texto  
 DS1=diodo de silicio 1N4148  
 TR1=transistor NPN tipo BC.237  
 TR2=transistor NPN tipo BC.237  
 TR3=transistor NPN tipo BC.237  
 IC1=integrado TL081  
 IC2=integrado TL081  
 IC3=integrado LM.13700  
 S1=interruptor.

amplificar a no ser el ruido, nuestro filtro atenuará todas las frecuencias por encima de los 800 Hz, de tal modo que suprima todas las componentes de ruido existentes por encima de esta última frecuencia, haciendo inapreciable el «roce» de la cinta. Supongamos ahora que el párrafo musical grabado en la cinta comience con una entrada fuerte de piano, por lo general bastante difícil de reproducir, y que ésta se presenta en la entrada del reductor. Inmediatamente éste modificará su comportamiento y después de haber «sopesado» rápidamente la señal de llegada, valorando su intensidad y el contenido espectral, aumentará progresivamente su frecuencia de corte de modo que deje pasar la señal musical. Así, la entrada de piano pasará inalterada a través del filtro, con todos sus matices. Ahora, si no se sobreponen otras señales, el reductor reduce de nuevo su propia frecuencia de corte a 800 Hz, impidiendo una vez más que el ruido llegue a nuestro oído. Naturalmente, todo ello ocurre muy rápidamente (alguna fracción de milisegundo) y lo único que podréis oír durante la escucha es precisamente la «ausencia de ruido».

Después de este prólogo, tal vez un poco largo pero necesario, pasamos ahora a la descripción del esquema eléctrico. La señal audio procedente del preamplificador o directamente de la grabadora o de cualquier otra fuente, se aplica mediante los condensadores C1 y C2 a la base del transistor TR1 y del TR2, conectados como paso separador y seguidor de emisor. La señal, desde los dos emisores —como se ve en la fig. 5— y a través de R5 y R8, llega directamente a las patillas de entrada 13 y 4 del operacional de transconductancia variable (IC3). Mediante las dos resistencias R9 y R10, las dos señales del canal derecho e izquierdo respectivamente, se suman una a otra. La señal «suma» así obtenida, mediante el condensador C6, se aplica al trimmer R12 que sirve para regular el umbral de intervención del reductor. Desde aquí, mediante el condensador C5, la señal se transfiere a la entrada no inversora de IC1 (patilla 3), utilizado como amplificador pasa-alto capaz de amplificar sólo las frecuencias por encima de los 800 Hz.

En la salida de IC1 encontramos el condensador C10 y la bobina L1 empleados como un sencillo circuito resonante «trampa» sintonizado en la frecuencia de 19.000 Hz.

Este filtro es necesario en el caso de que el reductor se conecte a un sintonizador estéreo. En efecto, la portadora FM estéreo en 19.000 Hz procedente del sintonizador, si no es adecuadamente atenuada, podría saturar el detector de pico y por consiguiente «ensanchar» la banda pasante del filtro pasa-bajo (IC3) hasta la máxima frecuencia, aunque no esté presente ninguna señal de BF.

Volviendo a la descripción del circuito eléctrico de nuestro reductor de ruido, inmediatamente detrás del filtro de 19.000 Hz, la señal se



rá ulteriormente amplificada por IC2 y aplicada a la base del transistor TR3. El diodo DS2 conectado a la base de TR3, cortocircuita a masa la semionda negativa de la señal, mientras que el transistor TR3 entra en conducción a cada semionda positiva de la señal, cargando así, mediante la resistencia R16, el condensador C15.

En los extremos de C15 encontramos, pues, una tensión proporcional a la intensidad de la señal y a su distribución espectral. El condensador C15 proporciona además la corriente de control que mediante la resistencia R22 llega a las patillas 1 y 16 de IC3, que, como ya sabemos, procede así a «ensanchar» su banda pasante durante el tiempo necesario para dejar pasar la señal de BF.

Hay que hacer notar que para obtener las condiciones descritas en el artículo —es decir, reducir totalmente el ruido sin perjudicar la fidelidad del equipo— existen en el circuito unos suaves filtros pasa-bajo y pasa-alto; ver, por ejemplo, R9-R10-C4, C6-R12, C7-R13, R15-C9, C11-R16 y C12-R17. Por tanto los valores de estos componentes no deben ser modificados y lo mismo decimos respecto a los dos condensadores C17 y C19 aplicados en las patillas 5 y 12 del integrado IC3, que junto a este último sirven precisamente para realizar el filtro pasa-bajo necesario para restringir o ensanchar la banda pasante en función de la corriente aplicada en las patillas de control 1-16.

Para finalizar diremos que el interruptor S1, aplicado en paralelo con la resistencia R21, si es cortocircuitado excluye automáticamente el «filtro ruido», porque de ese modo en las patillas 1 y 6 de IC3 fluye una fuerte corriente de control que obliga al filtro pasa-bajo a desplazar su frecuencia de corte para la máxima anchura de banda. De ese modo la señal musical pasa inalterada de la entrada a la salida, sin sufrir ninguna atenuación.

Mediante los dos condensadores C21 y C22, la señal de salida se toma de las patillas 8 y 9 de IC3 y se aplica a los terminales de salida.

Con estas últimas observaciones hemos dicho prácticamente todo cuanto había que decir sobre el circuito eléctrico de nuestro reductor de ruido. Sólo queda un último detalle que merece algún comentario y es precisamente el filtro equilibrador del detector de pico constituido por la resistencia R20 y el condensador C15. La elección de los valores de tales componentes determina el tiempo de respuesta del detector de pico, es decir, la velocidad con que nuestro reductor de ruido consigue adaptarse a la señal existente en su entrada.

En algunos casos, con señales particularmente «sucias», es posible que advirtáis una especie de «modulación» del ruido. Este efecto puede reducirse disminuyendo el valor de capacidad de C15. No obstante, en caso de que queráis modificar el valor de C15, os aconsejamos no alejaros demasiado del valor utilizado por

nosotros, ya que éste es el resultado de numerosas pruebas y controles y debería garantizar un correcto funcionamiento del circuito en la mayoría de los casos.

## Realización práctica

Para realizar este reductor de ruido debéis montar en el circuito impreso LX.602 —a tamaño natural en la fig. 6— todos los componentes en el modo indicado en el esquema práctico de la fig. 7.

Teniendo siempre a la vista la figura del esquema práctico de montaje, comenzad efectuando los cuatro puentes previstos en el circuito impreso, utilizando para ello un trozo de hilo de cobre desnudo. Para facilitar la tarea diremos que en el esquema práctico de montaje aparecen tales puentes sobre el condensador electrolítico C22, el condensador poliéster C18, la resistencia R28 y el condensador de poliéster C3 respectivamente.

Efectuada esta sencilla operación, podréis soldar los tres zócalos de los integrados y a continuación todas las resistencias, el trimmer R12 y los condensadores miniatura de poliéster, poniendo atención respecto a éstos últimos, al leer el valor en picofaradios impreso en el cuerpo de cada uno de ellos. Dado que muchos podrían equivocarse en las lecturas, diremos que:

- 1.000 pF = 1n
- 4.700 pF = 4n7
- 10.000 pF = .01
- 100.000 pF = .1

Ahora podéis montar los condensadores electrolíticos, respetando la polaridad de sus terminales.

Llegados a este punto, insertad los tres transistores colocando la envoltura de medialuna orientada como se ve en el esquema práctico y en el dibujo serigráfico del circuito impreso.

Por último, montad la bobina L1. Como veréis, esta bobina dispone de cuatro terminales; dos de ellos están libres y dos se encuentran conectados a la bobina devanada sobre el soporte. Es obvio, pues, que en el momento de insertarla tendréis que enlazar los dos terminales conectados a la bobina L1 hacia el interior del circuito impreso, es decir, hacia C8 y C10.

Finalizado el montaje, insertad los tres integrados en sus respectivos zócalos, con la muesca de referencia hacia la derecha (ver dibujo de fig. 7). En muchos integrados la muesca de referencia, en lugar de una abertura, puede consistir en un pequeño «0» o un casi invisible «punto» grabado junto al terminal 1 (visto desde arriba). Por tanto, antes de insertar el integrado en su zócalo, comprobad que este «punto» está situado en el mismo sentido que habría asumido la muesca de referencia.

Para completar el circuito debéis conectar un trozo de cable apantallado en los terminales «entrada» y «salida» de los canales derecho e



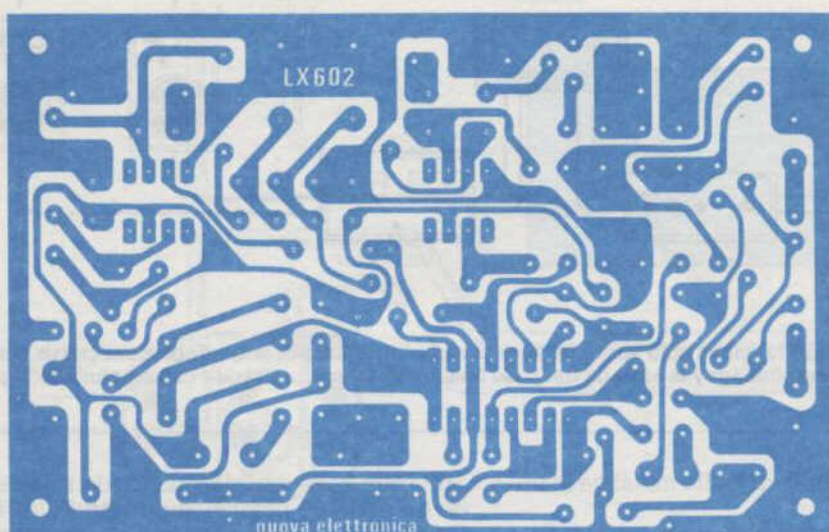


Figura 6  
Dibujo del circuito impreso a tamaño natural.

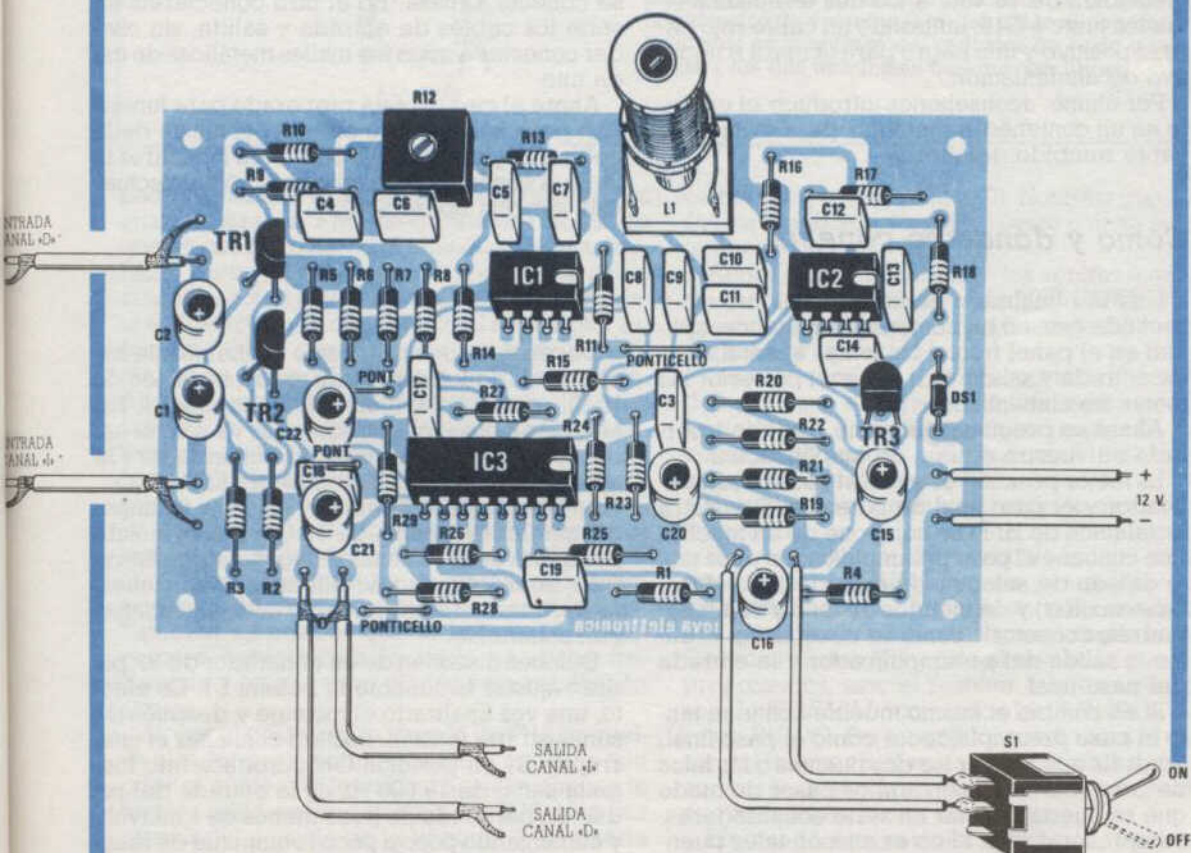
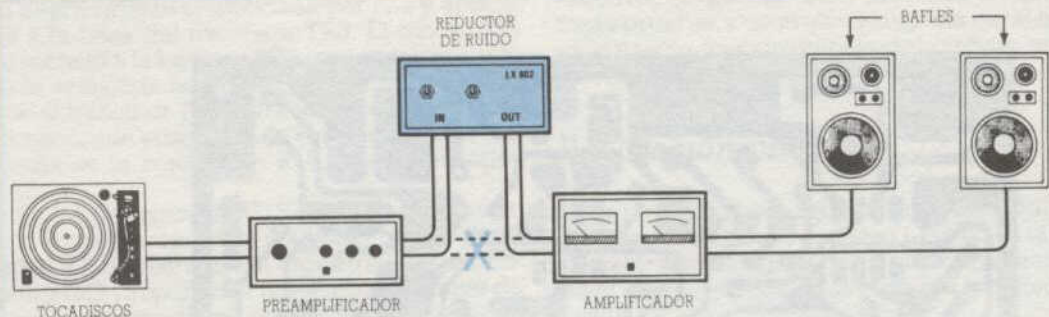


Figura 7  
Esquema práctico de montaje. En este circuito habrá que efectuar 4 puentes con hilo de cobre (ver bajo R5-R6-R7, bajo R28 y sobre C18 y C3).





**Figura 8**

El reductor de ruido funciona sólo sobre señales preamplificadas, por tanto debe conectarse entre la salida del preamplificador y la entrada del paso final de potencia, utilizando cable apantallado para las conexiones.

izquierdo, conectando la malla metálica al terminal de masa.

A continuación conectad el interruptor S1 a los dos terminales situados junto al condensador C16 y los dos cables para la tensión de alimentación de 12 volt. a los dos terminales situados junto a C15, utilizando un cable rojo para el positivo y uno negro para la masa o negativo de alimentación.

Por último, aconsejamos introducir el circuito en un contenedor metálico, para evitar que capte zumbido de alterna.

## Cómo y dónde se conecta

Una vez finalizado el montaje del circuito y recludo éste en un contenedor metálico, aplicada en el panel frontal las tomas apantalladas de entrada y salida y en el panel posterior las tomas de alimentación.

Ahora os preguntareis cómo y dónde insertarlo en vuestro equipo de amplificación.

La mejor posición es entre el paso preamplificador y el paso final de potencia. Si vuestra instalación de Hi-Fi se compone de un mueble que contiene el paso preamplificador y por tanto dotado de selector de entrada (micrófono-tape-auxiliar) y de mandos de tono y volumen, podréis conectarlo como se ve en la fig. 8, entre la salida del preamplificador y la entrada del paso final.

Si en cambio el mismo mueble contiene tanto el paso preamplificador como el paso final, tendréis que buscar los dos puentes o los hilos de conexión que unen ambos pasos de modo que se pueda insertar en serie ecualizadores, compresores, etc. Si no existiesen tales puentes en vuestro equipo, tendréis que hallar una toma «MONITOR» con dos entradas y dos salidas y conectar allí el reductor de ruido.

En caso de que en vuestra instalación falten tanto los puentes como la toma MONITOR, ten-

dréis que conectar el reductor de ruido en serie en el doble potenciómetro de *VOLUMEN*. Como se ve en la fig. 9, en dicho potenciómetro existen tres terminales. Dejad de lado el terminal central y averiguad cuál de los otros dos se conecta a masa. En el otro conectaréis en serie los cables de entrada y salida, sin olvidar conectar a masa las mallas metálicas de cada uno.

Ahora el circuito está preparado para funcionar, pero aún hay que efectuar el ajuste de la bobina L1 y del trimmer R12. Para facilitaros la tarea, a continuación explicamos cómo efectuar esta sencilla operación.

## Ajuste

Después de insertar, como acabamos de explicar, el reductor de ruido en la instalación de Hi-Fi, proceded al ajuste de la bobina L1. Esta, como hemos mencionado, sirve sólo si habéis conectado al reductor un sintonizador FM idóneo para recibir las emisoras *ESTÉREO*.

La función de la bobina L1 consiste en impedir que la frecuencia de 19.000 Hz de la subportadora estéreo consiga llegar al detector de pico, sobrecargándolo. En tales condiciones, nuestro reductor de ruido no podría funcionar correctamente.

Quienes disponen de un generador de BF podrán ajustar fácilmente la bobina L1. En efecto, una vez finalizado el montaje y después de suministrarle tensión, bastará conmutar el interruptor S1 en posición ON introduciendo luego la señal de 19.000 Hz en la entrada del reductor, partiendo de poco menos de 1 milivolt. y aumentando poco a poco la amplitud de la señal hasta que la tensión existente en los extremos de C15 se lea fácilmente. Entonces sólo habrá que minimizar tal tensión regulando el núcleo de L1.

Quienes no disponen de un generador de BF,



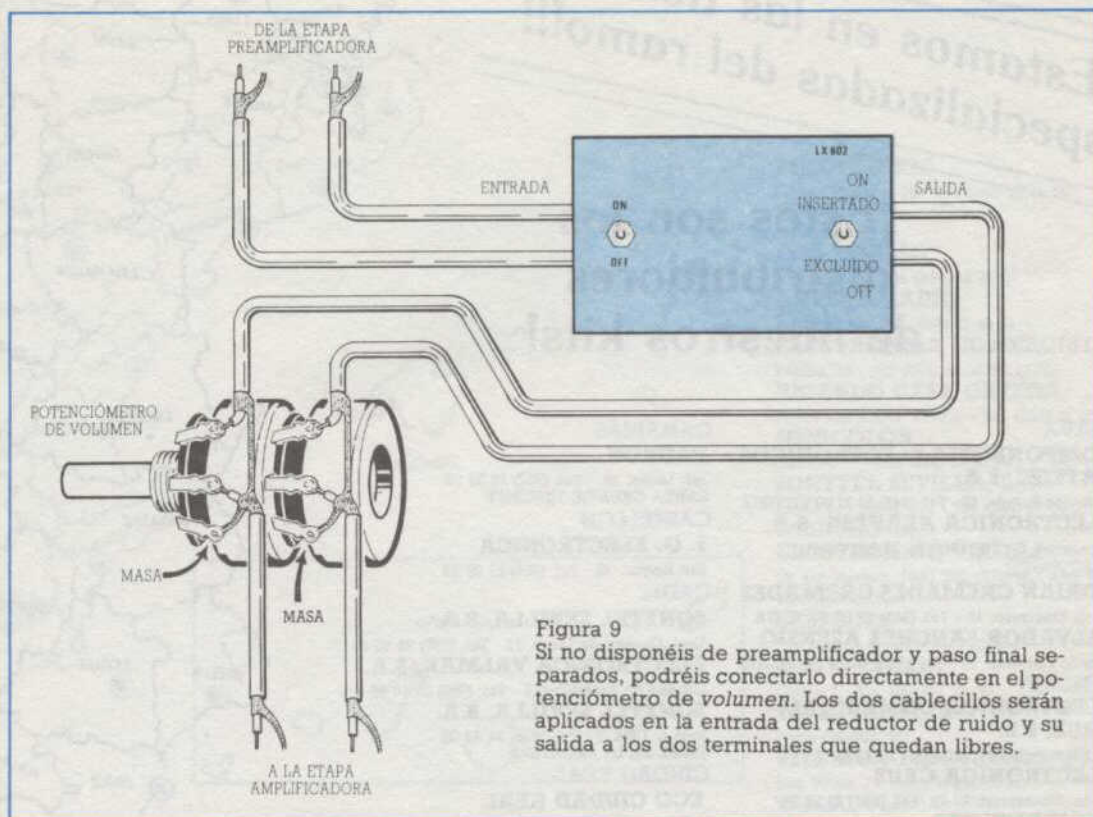


Figura 9

Si no disponéis de preamplificador y paso final separados, podréis conectarlo directamente en el potenciómetro de volumen. Los dos cablecillos serán aplicados en la entrada del reductor de ruido y su salida a los dos terminales que quedan libres.

podrán utilizar la señal de 19.000 Hz emitida por una emisora de FM, asegurándose antes de que en ese momento está emitiendo en estereofonía. Antes de conectar el dispositivo al sintonizador, anotad la tensión normalmente existente en los extremos de C15 con el interruptor en posición ON y con el cursor del trimmer R12 orientado hacia el extremo opuesto a masa. Ahora conectad las entradas del reductor a las salidas del sintonizador, dejando un tester conectado a los extremos de C15 y utilizándolo como VU-Meter. Durante las pausas de silencio de la transmisión, la tensión de C15 debería disminuir al valor previamente anotado. Si ello es así, no tendréis que hacer nada, dado que vuestro sintonizador ya atenúa suficientemente la subportadora estéreo de 19.000 Hz. También es posible que la bobina L1 se encuentre casualmente ajustada en dicha frecuencia y en ese caso no necesita regulación alguna.

Si, por el contrario, la tensión de C15 no vuelve al valor previamente anotado, tendréis que girar el núcleo de la bobina hasta minimizar la tensión leída en los extremos de C15. Una vez efectuado el ajuste de la bobina L1, no queda sino ajustar el trimmer R12. Utilizad para ello algún disco viejo o una cinta nunca escuchada por demasiado «ruidosa» y poneros a la escucha. En primer lugar, conmutad el interruptor S1 a la posición OFF (esto es, con R19 cortocir-

cuitada en paralelo con R20). Notaréis que NADA ha cambiado y vuestro disco o cinta sigue teniendo un ruido infernal.

Ahora girad el control de los agudos a mitad de recorrido y el control de VOLUMEN en la posición en que acostumbráis a escuchar vuestra música preferida.

Girad el trimmer R12 del reductor de ruido de modo que el cursor esté totalmente girado hacia MASA y conmutad el interruptor S1 a la posición ON (esto es, desconectar R19 de la conexión en paralelo con R20).

Escuchad de nuevo nuestro disco o cinta deteriorado.

Esta vez notaréis de inmediato la falta de todas las notas AGUDAS y esto ya significa que el diseño funciona, aunque en tales condiciones la audición no es ciertamente agradable. De todos modos no es éste el resultado que nos proponemos, sino el restituir a la escucha un sonido NORMAL, con todos los AGUDOS pero sin RUIDO. Para lograrlo, girad ahora el cursor del trimmer R12 en sentido opuesto, hasta encontrar la posición en que el sonido se oye de nuevo completo, con los agudos.

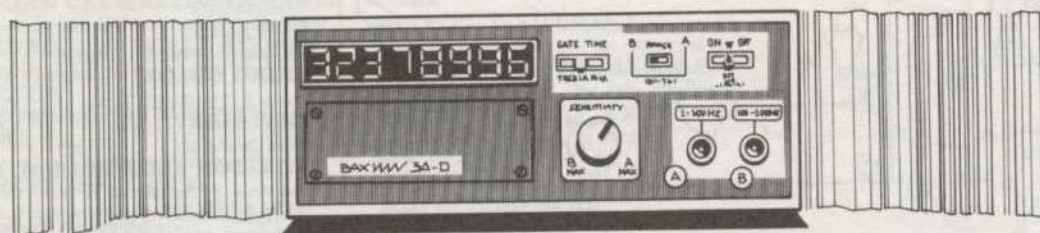
Efectuada esta sencilla operación, tendréis la posibilidad de disfrutar de nuevo con la audición de los viejos discos y cintas, hasta ahora imposibles de escuchar a causa del molesto ruido.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 49.





# FRECUENCÍMETRO DE 1Hz A 100 MHz



¿Os interesa realizar un frecuencímetro dotado de ocho displays, capaz de leer de un mínimo de 1 Hz a un máximo de 100 MHz y que podrá llegar a 1 Gigahertz con el prescaler que presentaremos próximamente? Si vuestra respuesta es afirmativa, ahí tenéis el esquema que hemos diseñado utilizando sólo cinco integrados.

**L**AS peticiones del aficionado a la Electrónica se vuelven día a día más exigentes. Si hace poco tiempo se limitaba a requerir diseños sencillos y al alcance de todos, hoy en día nos pide diseños complejos y profesionales.

Obviamente, esto es una satisfacción para nosotros, ya que el hecho de que nos requieran diseños de tal entidad significa que nuestros lectores confían en nuestra capacidad para llevarlos a cabo.

Si ayer eran pocos los que aspiraban a poseer un frecuencímetro de 50-60 MHz, el lector de hoy desea uno que llegue a leer más de 500 MHz o, por qué no, incluso 1 Gigahertz.

Aunque vamos a satisfacer este requerimiento en particular, queremos hacer unas cuantas puntualizaciones al respecto:

1. No nos solicitéis diseños de instrumentos profesionales pretendiendo que además tengan un bajo costo. Vosotros mismos comprenderéis que es de todo punto imposible pretender un automóvil con las características de un Ferrari al precio de un Seat Ritmo.

2. Conseguir en España las muestras de los integrados para nuestros primeros prototipos resulta siempre una ardua empresa, ya que en los catálogos todos los integrados están disponibles, pero a la hora de pedir una muestra tenemos que esperar meses para recibirla.



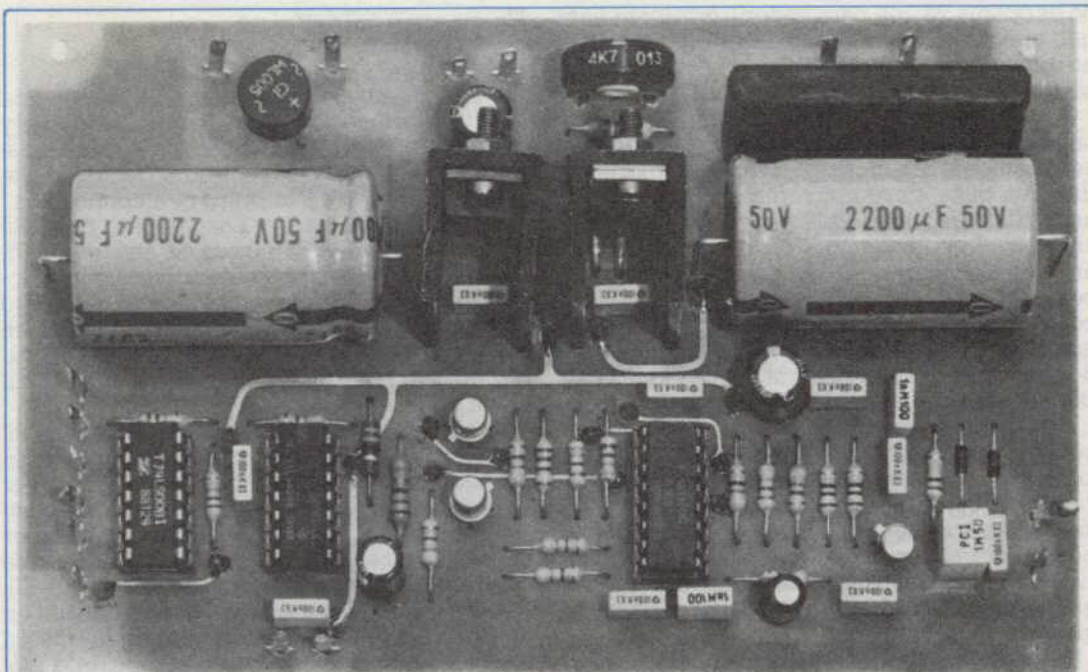


Foto de la placa completa del preamplificador divisor por 1 y por 10 y del conmutador electrónico. Si no váis a completar el frecuencímetro con el prescaler, eliminad la fuente de alimentación de 12 volt.

3. Dado que tales integrados valen de 4.000 a 5.000 pesetas (se fabrican en USA, por lo cual hay que pagarlos en dólares), antes de hacer un pedido hay que probar varios tipos para determinar cuáles son más idóneos a nuestras necesidades de diseño.

4. Teniendo en cuenta que su sensibilidad no es satisfactoria, siempre resulta necesario añadir un preamplificador de banda ancha que sea capaz de llegar al Gigahertz y que se adapte al integrado elegido.

5. Por último, no debemos olvidar que los CB y los que trabajan en BF no hallarán ventaja alguna en la adquisición de un prescaler de 1 GHz que nunca utilizarían.

Así pues, en espera de recibir de USA los integrados adecuados para realizar tal *PRES-CALER*, hoy os proponemos la realización del único paso capaz de leer de un mínimo de 1 Hz hasta un máximo de 100-110 MHz. Por consiguiente quienes necesiten leer frecuencias más altas —es decir, alcanzar 1 GHz— tendrán que esperar a la próxima publicación del prescaler. Quienes, en cambio, tienen más que suficiente con 100 MHz, ya pueden disponer de un eficaz frecuencímetro.

Si hemos conseguido diseñar un frecuencímetro de ocho cifras utilizando sólo cinco integrados, el mérito no es todo nuestro. Lo es también del integrado ICM.7216/D que, como se ve en la fig. 1, contiene en su interior todos los integrados necesarios para la realización de nuestro instrumento.

Empleando dicho integrado no es necesario utilizar en el circuito un oscilador de cuarzo exterior ni completarlo con divisores, decodificadores, memorias y transistores para controlar los ocho displays en multiplexer, ya que todos esos pasos están ya presentes en el interior del ICM.7216/D.

En efecto, bastará con aplicar un cuarzo de 10 MHz entre las patillas 25-26, conectar los displays en las salidas, alimentar con una tensión de 5 volt. (patilla 18) e insertar en la entrada (patilla 28) la frecuencia que queremos medir, para verlo funcionar inmediatamente.

Pero como el revés de toda medalla, también este integrado tiene su aspecto negativo. Aunque nosotros lo consideramos un único integrado, la firma fabricante añade al costo todo lo que ha conseguido insertar en el chip. Por tanto, en el precio total se incluye el costo de los divisores, de las memorias, de los decodificadores y de los transistores, lo cual hace que su precio no sea de los más económicos. (5.000 ptas.).

De cualquier modo, considerando el ahorro en las dimensiones del circuito impreso y en el resto de los componentes que ya no son necesarios en la realización y teniendo en cuenta la simplicidad del montaje, se puede decir que a pesar de todo, tal integrado resulta económico.

Además del costo, debemos precisar que la máxima frecuencia que se puede leer es del orden de los 11-12 MHz y que su sensibilidad



no es óptima ya que para hacerlo funcionar hay que aplicar en la patilla de entrada (patilla 28) un mínimo de 4 volt. pico-pico, de lo contrario no funciona.

Por consiguiente, si deseamos leer frecuencias superiores a 10 MHz, habrá que añadir necesariamente algunos divisores que lo precedan. Así pues, deseando emplearlo para leer un máximo de 100-110 MHz, será necesario dividir esta frecuencia por 10 y completarlo con un preamplificador de banda ancha para hacerlo así capaz de leer incluso señales de pocos milivolt. Para llegar al *Gigahertz* será además necesario un divisor por 100 y un segundo preamplificador de banda ancha idóneo para alcanzar ese valor de frecuencia.

Disponiendo de ocho displays, de cada frecuencia será posible leer los megahertz, los kilohertz y los hertz; en efecto 10 MHz, que equivalen a 10.000.000 Hz, serán enteramente visualizados en los displays. En la misma escala se puede leer cualquier señal de BF, por cuanto 10.000 Hz, 100 Hz y 10 Hz aparecerán en los displays como «10.000», «.100» y «.010» respectivamente.

Aclaremos que el integrado procede a apagar automáticamente los ceros no significativos a la izquierda del punto y que el punto decimal está situado de modo que la lectura en los displays venga dada en KHz. Así pues, 1.000 Hz equivalentes a 1 KHz se visualizará «1.000» y 10 MHz equivalentes a 10.000.000 Hz serán visualizados «10000.000».

En la escala de 100-110 MHz el punto decimal se desplazará una cifra a la derecha en los displays, por consiguiente 100 MHz aparecerán con el número 10000.000. Se excluyen, por tanto, de la lectura las unidades de los hertz.

Cuando se inserte el prescaler y sea posible leer los Gigahertz, el punto se desplazará a los megahertz. Por tanto dicha frecuencia se visualizará en los displays del siguiente modo: 1000.000 y en la misma escala se podrá leer también frecuencias inferiores, como por ejemplo 100 MHz-10 MHz-1 MHz.

## Esquema eléctrico

Comenzaremos la descripción del esquema eléctrico partiendo del paso preamplificador y divisor por 1 y por 10. La señal de AF o BF aplicada en los terminales «entrada» llegará al Gate del fet FT1 para una primera amplificación.

Hemos utilizado un fet en este paso para poder disponer de una entrada de alta impedancia y a fin de no «cargar» el paso del que se tomará la señal, hemos empleado el fet U.310 que, como ya sabréis por haberlo utilizado en la realización del receptor para satélites, es capaz de garantizar una ganancia de unos 15 dB a 500 MHz.

Desde el Drain de dicho fet, la señal amplificada llegará a la entrada de un primer amplificador diferencial en tecnología ECL (ver IC1/A). Le sigue un segundo paso idéntico (IC1/B), mientras que el último amplificador contenido en el interior del mismo integrado se emplea como trigger conformador (ver IC1/C); es decir, cualquier forma de onda aplicada en entrada, sea esta sinusoidal o triangular, será transformada en una onda cuadrada, más idónea para una lectura digital.

Esta frecuencia ya conformada y disponible en la salida de IC1/C presenta un único inconveniente; está en nivel lógico ECL, que corresponde a:

**3,8 volt. aproximadamente, para el nivel lógico 0.**

**4,2 volt. aproximadamente, para el nivel lógico 1.**

Estos niveles lógicos no se pueden emplear para controlar IC2, que es un integrado TTL que, como ya sabréis, admite como niveles lógicos 0 y 1 las siguientes tensiones:

**0,4 volt. aproximadamente, para el nivel lógico 0.**

**2,8 volt. aproximadamente, para el nivel lógico 1.**

En consecuencia, los niveles lógicos 0-1 de un ECL son siempre interpretados como «nivel lógico 1» por un integrado TTL.

Es necesario, pues, un circuito adaptador capaz de CONVERTIR los niveles lógicos ECL en niveles lógicos TTL y para ello hemos utilizado los dos transistores PNP indicados en el esquema eléctrico con las siglas TR1-TR2.

Desde el colector de TR1, la señal convertida a nivel lógico TTL podrá ser aplicada a la entrada del integrado IC2, un 74S.196 (nunca utilicéis un 74.196 normal, ya que sólo trabaja hasta un máximo de 60-70 MHz) utilizado para dividir, dependiendo de las necesidades, por 1 o por 10 la frecuencia aplicada en entrada.

Conectando a masa (nivel lógico 0) la patilla 1 mediante el conmutador S1/A, en salida (patilla 2) tendremos la misma frecuencia aplicada en entrada (escala 10 MHz fondo escala). Desconectando de masa dicha patilla (condición lógica 1), en salida tendremos la frecuen-

**SENSIBILIDAD PREAMPLIFICADOR 10-100 Mhz.**

| FRECUENCIA | VOLTIOS EFICACES |
|------------|------------------|
| 100 Hz     | 15 mV            |
| 1 KHz      | 8 mV             |
| 10 KHz     | 8 mV             |
| 1 MHz      | 10 mV            |
| 10 MHz     | 18 mV            |
| 20 MHz     | 18 mV            |
| 30 MHz     | 20 mV            |
| 40 MHz     | 25 mV            |
| 50 MHz     | 32 mV            |
| 60 MHz     | 35 mV            |
| 70 MHz     | 45 mV            |
| 80 MHz     | 45 mV            |
| 90 MHz     | 50 mV            |
| 100 MHz    | 60 mV            |



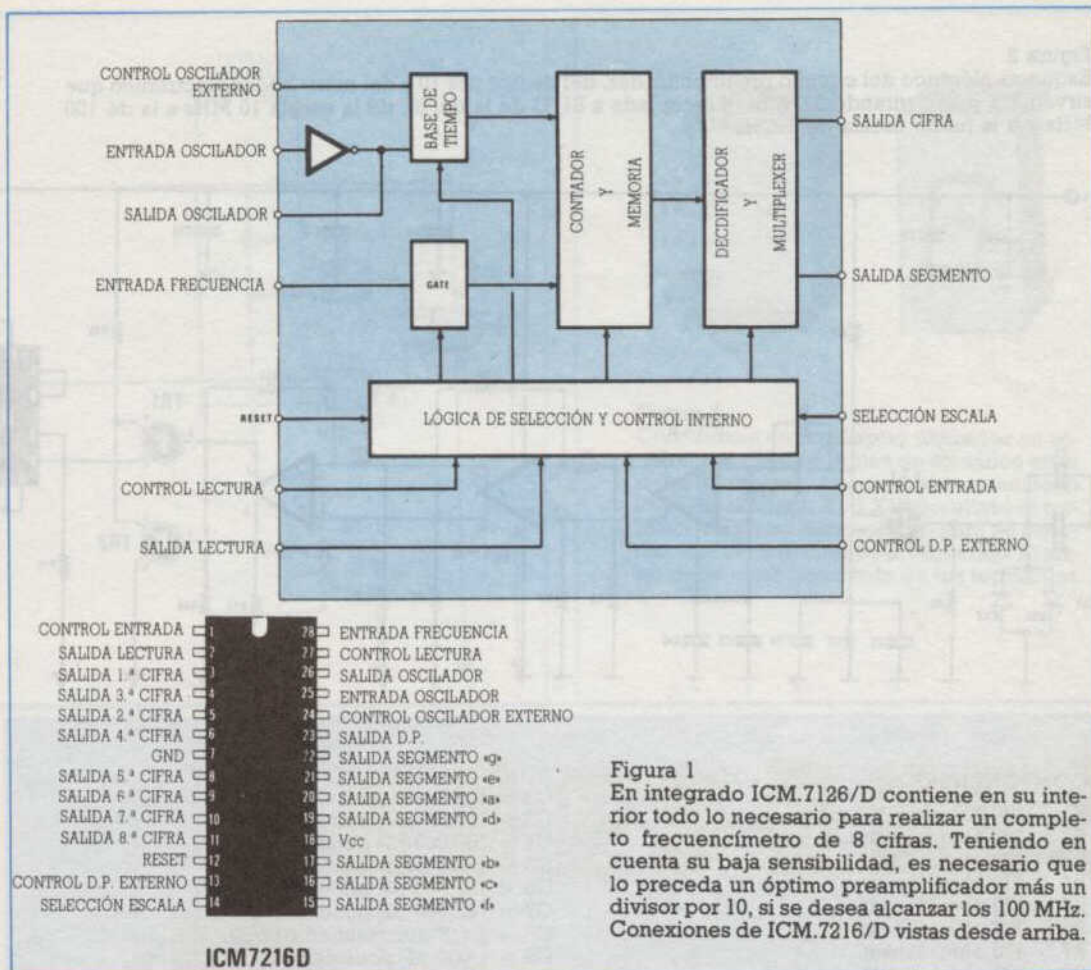


Figura 1

En integrado ICM.7126/D contiene en su interior todo lo necesario para realizar un completo frecuencímetro de 8 cifras. Teniendo en cuenta su baja sensibilidad, es necesario que lo preceda un óptimo preamplificador más un divisor por 10, si se desea alcanzar los 100 MHz. Conexiones de ICM.7216/D vistas desde arriba.

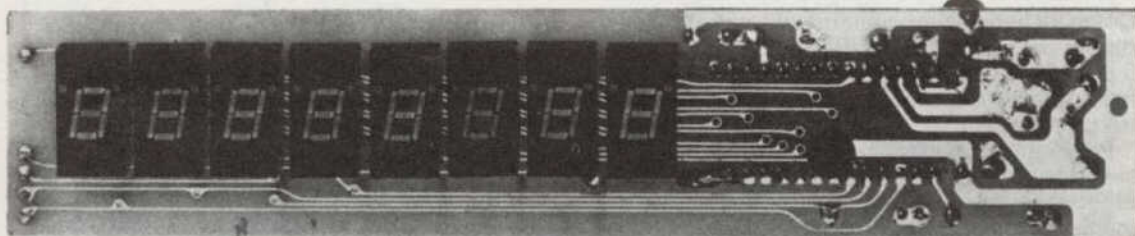
cia aplicada en entrada dividida por 10 (escala 100 MHz fondo escala).

Un conmutador electrónico, constituido por los NAND IC3/A-IC3/B-IC3/C, permitirá que confluyan en el frecuencímetro (ver fig. 2) los MHz y la futura frecuencia de 1 GHz cuando se aplique el *PRESCALER*.

El integrado amplificador ECL (ver IC1) que sigue al preamplificador a fet, es un F.10116 de la casa Hitachi que hemos utilizado porque es idóneo para trabajar hasta una frecuencia de 160 MHz.

Como ya sabréis, en todo ECL cuanto más sube en frecuencia, más disminuye proporcionalmente su ganancia. Por ello hemos representado en la Tabla 1 el valor de sensibilidad a las distintas frecuencias. Aclaremos que todos los valores indicados son valores «medios» obtenidos de las pruebas efectuadas con un generador profesional Rhode-Schwarz sobre diez prototipos contruidos por nosotros. Son por tanto valores fiables.

Si en vuestro montaje encontráis pequeñas diferencias en más o en menos, no os preocupéis.

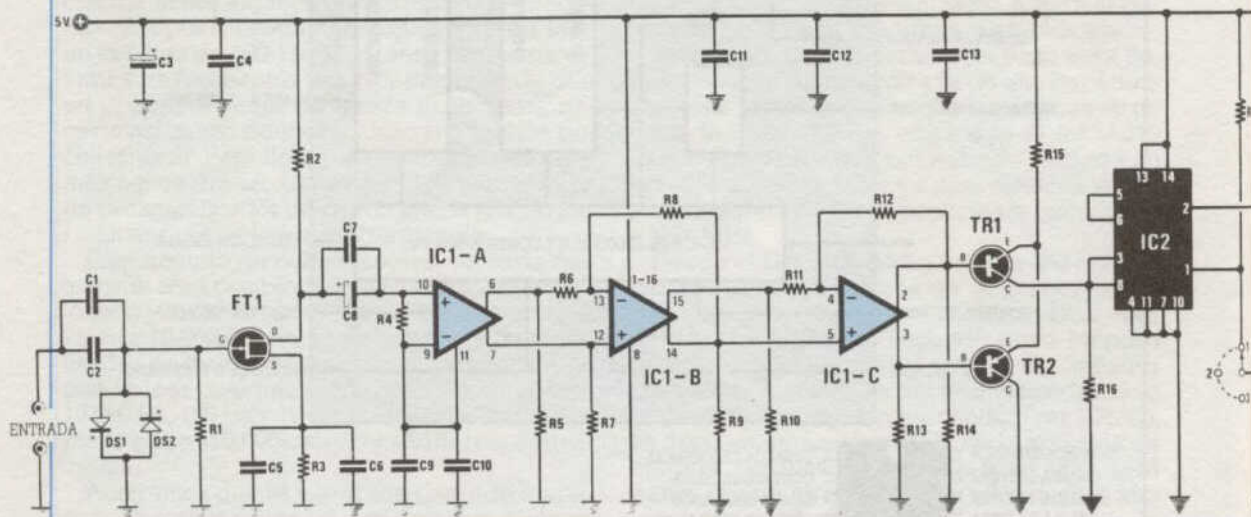


Los componentes del frecuencímetro con los ocho display, excluidos obviamente el preamplificador, el divisor por 10 y el alimentador, se montarán en un estrechísimo circuito impreso con orificios metalizados. En la foto, el circuito visto por el lado de los display.



Figura 2

Esquema eléctrico del circuito preamplificador, del divisor por 10 y del conmutador electrónico que sirve para pasar, girando S1/A-S1/B (acoplado a S1/C de la fig. 3), de la escala 10 MHz a la de 100 MHz y a la futura escala de 1 GHz.



#### COMPONENTES

R1 = 100.000 ohm. ¼ wat.  
 R2 = 100 ohm. ¼ wat.  
 R3 = 100 ohm. ¼ wat.  
 R4 = 470 ohm. ¼ wat.  
 R5 = 470 ohm. ¼ wat.  
 R6 = 330 ohm. ¼ wat.  
 R7 = 470 ohm. ¼ wat.  
 R8 = 330 ohm. ¼ wat.  
 R9 = 470 ohm. ¼ wat.  
 R10 = 470 ohm. ¼ wat.  
 R11 = 330 ohm. ¼ wat.  
 R12 = 220 ohm. ¼ wat.  
 R13 = 470 ohm. ¼ wat.  
 R14 = 470 ohm. ¼ wat.  
 R15 = 15 ohm. ¼ wat.  
 R16 = 68 ohm. ¼ wat.  
 R17 = 470 ohm. ¼ wat.  
 R18 = 10.000 ohm. ¼ wat.  
 R19 = 10.000 ohm. ¼ wat.  
 C1 = 100.000 pF poliéster

C2 = 1 mF poliéster  
 C3 = 10 mF electrolítico 25 volt.  
 C4 = 100.000 pF poliéster  
 C5 = 1.000 pF poliéster  
 C6 = 100.000 pF poliéster  
 C7 = 100.000 pF poliéster  
 C8 = 2 mF electrolítico 63 volt.  
 C9 = 1.000 pF poliéster  
 C10 = 100.000 pF poliéster  
 C11 = 100.000 pF poliéster  
 C12 = 100.000 pF poliéster  
 C13 = 100.000 pF poliéster  
 DS1 = diodo de silicio IN4148  
 DS2 = diodo de silicio IN4148  
 TR1 = transistor PNP tipo BFR.99  
 TR2 = transistor PNP tipo BFR.99  
 FT1 = fet tipo U.310  
 IC1 = F.10116  
 IC2 = SN.74S196  
 IC3 = SN.74LS00  
 S1 = conmutador rotativo 3 vías 3 posiciones

Como ya hemos mencionado, son valores «medios» y por tanto es admisible una tolerancia del 5 por 100. Si las diferencias son mayores, significa que habéis cometido algún error en vuestro montaje.

Por ejemplo, podéis haber insertado una resistencia de valor erróneo, o haber colocado el fet al revés, o no haber conectado directamente la masa del conector BNC al terminal de masa del circuito impreso, considerándolo superfluo porque ya está conectado a masa mediante la caja contenedora.

Recordad que trabajando en VHF, si se ha-

ce recorrer al hilo de masa un trayecto más largo que el de la «señal», se introducen pérdidas de AF.

Aclaremos también que las medidas de sensibilidad se han efectuado utilizando en entrada un cable coaxial normal de 52 ohm. y 90 cm de largo. Por tanto, si empleáis para las pruebas cables mucho más largos, la sensibilidad podría reducirse.

El conmutador rotativo S1/A-S1/B-S1/C de tres posiciones sirve para desplazar el punto decimal de lectura a las escalas de 10 MHz-100 MHz y 1 GHz cuando insertemos el prescaler.



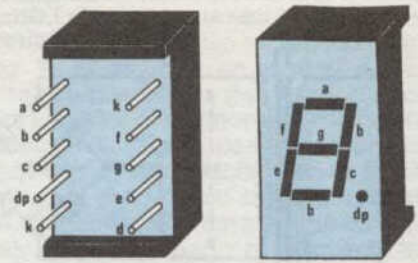
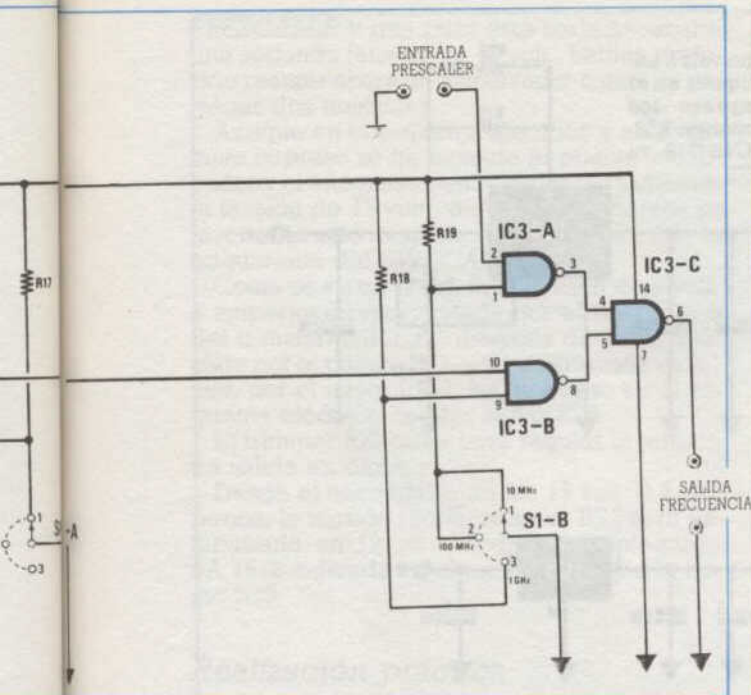


Figura 4

Conexiones de los display utilizados en este frecuencímetro. Antes de soldarlos en el circuito impreso, con un tester conmutado en la escala ohm. X1 ó X10, localizad el terminal del punto decimal «dp» para no insertarlos en sentido opuesto al requerido. El tester debe estar conectado en los terminales K y DP.

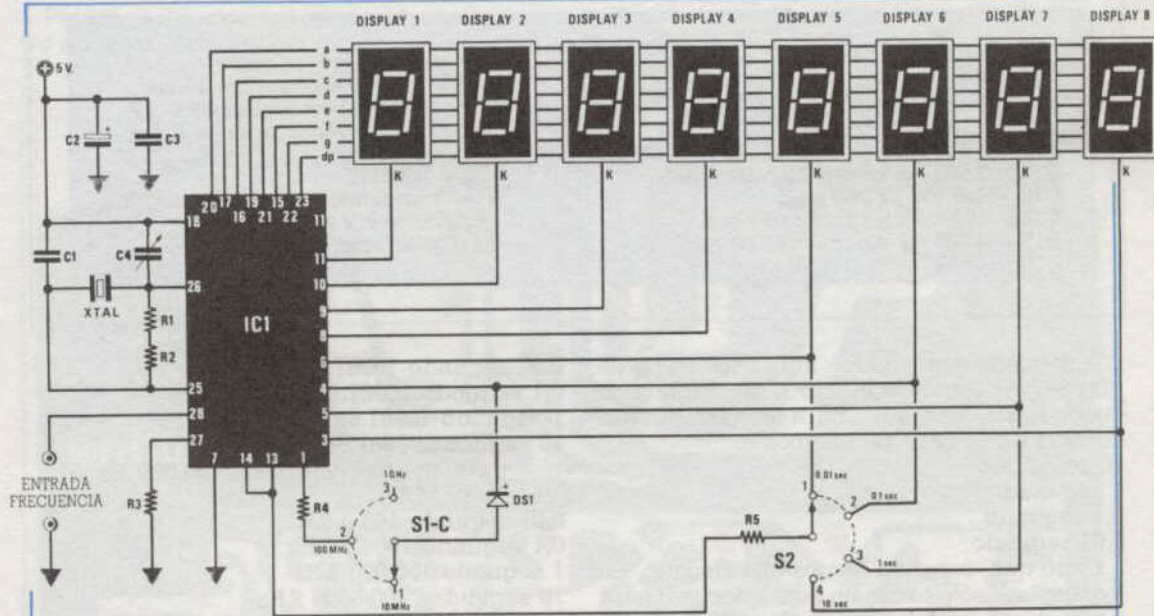


Figura 3

Esquema eléctrico del frecuencímetro realizado con el integrado ICM.7216/D. El conmutador S2 de cuatro posiciones sirve para modificar la frecuencia de la base de tiempos.

## COMPONENTES LX.597

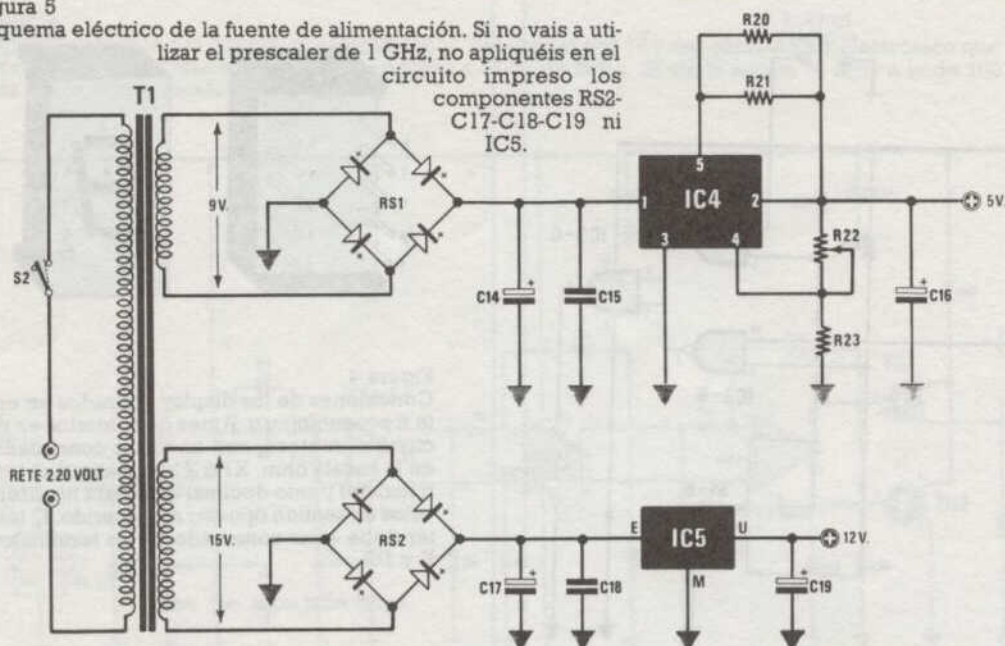
R1 = 10 megaohm. ¼ wat.  
R2 = 10 megaohm. ¼ wat.  
R3 = 100.000 ohm. ¼ wat.  
R4 = 10.000 ohm. ¼ wat.  
R5 = 10.000 ohm. ¼ wat.  
C1 = 39 pF disco  
C2 = 100 mF electrolítico 16 volt.  
C3 = 100.000 pF poliéster  
C4 = 4,5-20 pF compensador

DS1 = diodo de silicio 1N4148  
S1 = conmutador 3 vías 3 posiciones  
S2 = conmutador 4 posiciones  
IC1 = ICM.7216/D  
Display 1-8 = display LT.303  
XTAL = cuarzo 10 MHz.



Figura 5

Esquema eléctrico de la fuente de alimentación. Si no vais a utilizar el prescaler de 1 GHz, no apliquéis en el circuito impreso los componentes RS2-C17-C18-C19 ni IC5.



#### COMPONENTES LX.598

R20 = 1 ohm. ½ wat.  
R21 = 1 ohm. ½ wat.  
R22 = 4.700 ohm. trimmer  
R23 = 1.000 ohm. ½ wat.  
C14 = 2.200 mF electrolítico 50 volt.  
C15 = 100.000 pF poliéster  
C16 = 100 mF electrolítico 16 volt.  
C17 = 2.200 mF electrolítico 50 volt.

C18 = 100.000 pF poliéster  
C19 = 100 mF electrolítico 16 volt.  
RS1 = puente rectificador 40 V 3 A  
RS2 = puente rectificador 40 V 1 A  
IC4 = L200  
IC5 = uA.7812  
T1 = transformador; primario 220 V, secundario 9 V 2 A-15 V 0,3 A  
S1 = interruptor

El segundo conmutador, indicado con las siglas S2 (ver esquema eléctrico de la fig. 3) de cuatro posiciones, sirve para modificar la frecuencia de la base de tiempos a:

10 segundos  
1 segundo  
0,1 segundo  
0,01 segundo.

Dado que, como ya hemos mencionado, en los displays sólo existe un punto decimal para una lectura en kilohertz (para la medida de los gigahertz el punto se desplaza en cambio a los megahertz), para cada posición de S2 y en función de la escala 100 MHz ó 10 MHz, los displays visualizarán:

— para una frecuencia de 100,543.210 MHz (escala 100 MHz)

0,01 segundo 100543.21 KHz  
0,1 segundo 00543.210 KHz  
1 segundo 0543.2100 KHz  
10 segundos 543.21000 KHz

— para una frecuencia de 10,897.651 MHz (escala 10 MHz)

0,01 segundo 10987.6 KHz  
0,1 segundo 10987.65 KHz  
1 segundo 10987.651 KHz  
10 segundos 0987.6510 KHz

— para una frecuencia de 100.000 Hz (escala 10 MHz)

0,01 segundo 100.0 KHz  
0,1 segundo 100.00 KHz  
1 segundo 100.000 KHz  
10 segundos 100.0000 KHz

— para una frecuencia de 1.000 Hz (escala 10 MHz)

0,01 segundo 1.0 KHz  
0,1 segundo 1.00 KHz  
1 segundo 1.000 KHz  
10 segundos 1.0000 KHz.

#### Fuente de alimentación

Para alimentar este frecuencímetro, sin el PRESCALER, basta una sola tensión de alimentación de 5 volt. Pero considerando que próximamente tendréis la posibilidad de insertar el



**PRESCALER** y que para éste sería necesaria una segunda tensión de 12 volt., hemos preferido realizar ahora un alimentador capaz de entregar dos tensiones.

Aunque en el esquema eléctrico y en el circuito impreso se ha incluido el puente rectificador y el integrado estabilizador para obtener la tensión de 12 volt., dichos componentes se insertarán sólo después de haber decidido la adquisición del **PRESCALER**.

Como se ve en la fig. 5, la tensión de 9 volt. 2 amperios proporcionada por el secundario del transformador T1, después de ser rectificada por el puente RS1, será estabilizada en 5,1 volt. por el integrado L.200 indicado en el esquema eléctrico con las siglas IC4.

El trimmer R22 sirve para regular la tensión en salida en dicho valor.

Desde el secundario de los 15 volt. 0,3 amperios, la tensión rectificada por RS2 será estabilizada en 12 volt. mediante el integrado uA.7812 indicado en el esquema eléctrico como IC5.

## Realización práctica

Para la realización práctica del frecuencímetro son necesarios dos circuitos impresos que llevan la siglas LX.597 y LX.598 respectivamente.

El primero es un doble cara con orificios metalizados y en él habrá que montar los componentes del frecuencímetro, incluidos el integrado ICM.7216/D, el cuarzo y los ocho displays (ver fig. 7). El segundo, en cambio, es un doble cara con taladros no metalizados, necesario para todos los componentes de la fuente de alimentación (ver fig. 8), paso preamplificador y divisor por 10 representado en la fig. 2.

El montaje práctico se inicia por la placa LX.597, soldando en la cara visible en la fig. 7 el zócalo para el integrado, el del cuarzo, el pequeño compensador, las resistencias y los tres condensadores, uno de poliéster, uno cerámico y el otro electrolítico. Siempre en la misma cara, montad ahora los terminales para la entrada, la alimentación y los dos conmutadores rotativos.

En la cara opuesta del mismo circuito, como se ve en la foto, montaréis los displays comprobando, antes de soldarlos, que el «punto decimal» esté orientado hacia abajo como se ve en la fig. 4.

Como podréis constatar, el montaje de este circuito resulta muy sencillo. De todos modos, poned atención al realizar las soldaduras, no utilicéis cantidades excesivas de estaño (una sola gota es más que suficiente) y no alejéis la punta del soldador apenas se funde el estaño, sino mantenedlo apoyado durante tres o cuatro segundos para permitir que el desoxidante

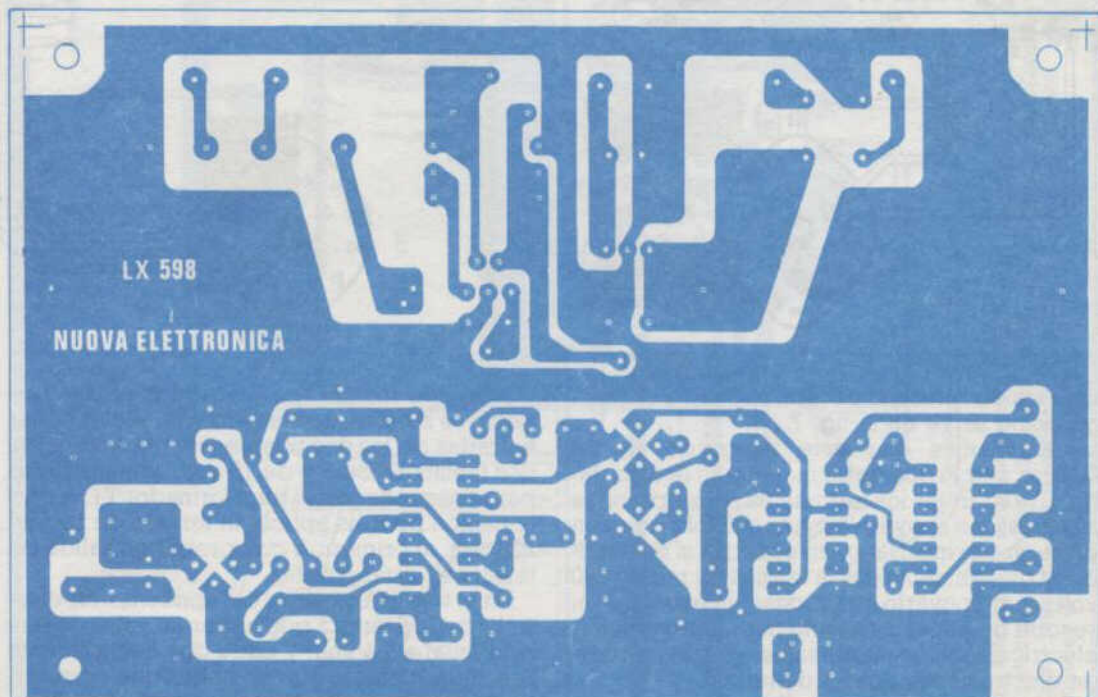


Figura 6

Dibujo a tamaño natural del circuito impreso donde deben montarse todos los componentes visibles en la fig. 8. Dado que este circuito es un doble cara con orificios no metalizados, antes de comenzar el montaje habrá que conectar los extremos de las pocas pistas situadas en la cara opuesta con las correspondientes de este lado.



queme los posibles restos del óxido en los terminales. Antes de suministrar tensión, comprobad con una lupa que una gota de estaño demasiado abundante no haya provocado un cortocircuito entre dos pistas adyacentes, de manera particular en los terminales del zócalo para el integrado y en los terminales de los displays.

Con el tester conmutado en ohm., en la escala X1 ó X10, comprobad también todos los terminales de los displays, no sólo para ver la situación del «punto» sino también para constatar que no hay un segmento interrumpido.

Una vez finalizado el montaje de todos los componentes, insertad el integrado ICM.7216/D en su zócalo, colocándolo con la

a conectar las pistas superiores con las inferiores.

Una vez realizada esta operación, montad todos los zócalos, las resistencias, los condensadores poliéster, el integrado estabilizador L.200 y el fet U.310 colocándolo con la muesca de referencia como se ve en el esquema práctico de la fig. 8 y en el dibujo serigráfico.

Insertad ahora en las posiciones indicadas los condensadores cerámicos, comprobando su capacidad, y pasad a la fuente de alimentación montando en el circuito impreso sólo el puente rectificador RS1 para los 5 volt., el trimmer R22 para regular la tensión estabilizada y todos los condensadores electrolíticos que aparecen en el esquema.

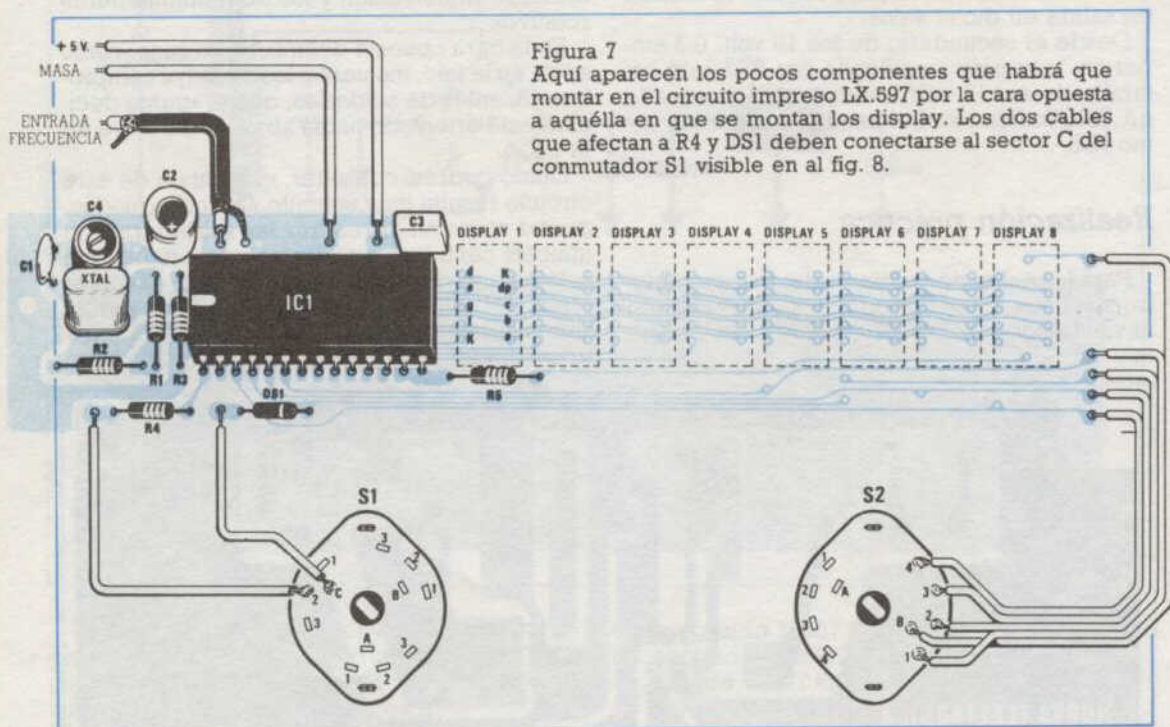


Figura 7

Aquí aparecen los pocos componentes que habrá que montar en el circuito impreso LX.597 por la cara opuesta a aquélla en que se montan los display. Los dos cables que afectan a R4 y DS1 deben conectarse al sector C del conmutador S1 visible en el fig. 8.

muesca de referencia orientada hacia el cuarzo, como se ve en la fig. 7.

Recordamos que este integrado es un C/Mos, por lo que debe manejarse con cuidado. Evitad frotar los terminales sobre prendas sintéticas, no apoyéis la punta del soldador con el integrado insertado, en especial si éste funciona directamente con la tensión de red de 220 volt., y al apoyarlo en la mesa, interponed un recorte de papel de estaño para cortocircuitar eléctricamente los terminales, ya que una carga electrostática podría dañarlo.

Ahora podéis comenzar el montaje de la placa LX.598, cuyo esquema práctico encontraréis en la fig. 8. Dado que dicho circuito no dispone de orificios metalizados, antes de montar los componentes es necesario efectuar con hilo de cobre desnudo los pocos puentes destinados

Antes de montar los integrados en sus respectivos zócalos, aconsejamos conectar en las entradas de los dos puentes rectificadores las dos tensiones de 9 y de 15 volt. suministradas por el secundario del transformador T1. A continuación podréis aplicar la tensión de red de 220 volt. al primario y comprobar en salida las tensiones estabilizadas.

En el terminal positivo del condensador electrolítico C16 tendrá que haber un valor de tensión igual a 5,1 volt. y dado que seguramente resultará menor o mayor, habrá que corregirlo actuando sobre el trimmer R22.

Si la tensión resulta menor de 5 volt., girando el cursor de dicho trimmer os será fácil llevarla a un valor superior. Si en cambio resulta más alta —es decir, de 7-8-9 volt.— girando el cursor del trimmer no se obtendrá una inme-



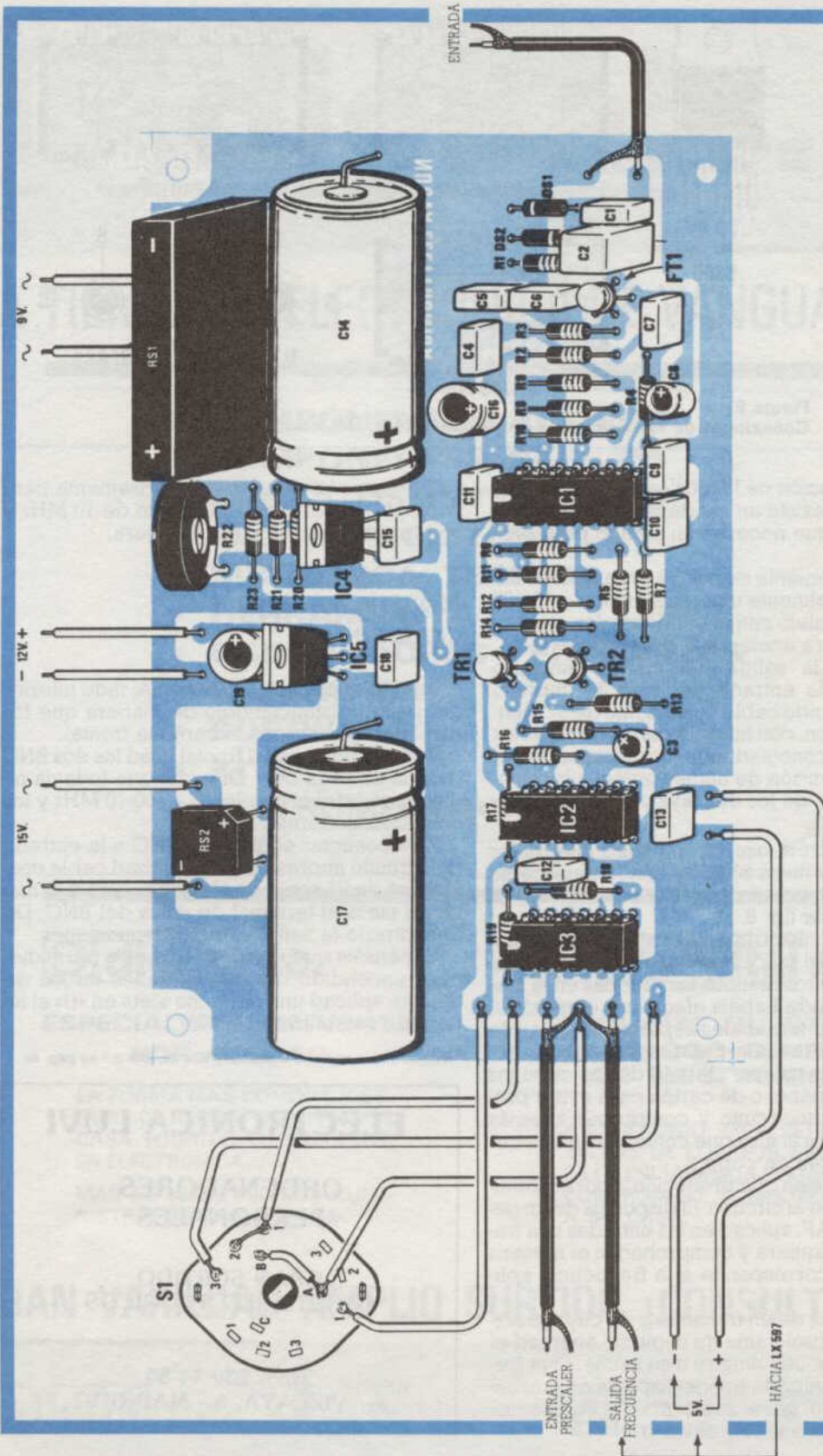


Figura 8

Esquema eléctrico de montaje del circuito impreso LX 598. Si no se desea completarlo con el prescaler de 1 GHz, no conviene insertar los componentes relativos a la fuente de alimentación de los 12 volt. estabilizados ni el cable apantallado señalado como «entrada prescaler». A la izquierda, el cable indicado como «salida frecuencia» y los cables  $\pm 5$  volt. que conectarán con el circuito impreso de la fig. 7. Lo mismo decimos de los terminales C y 2 del conmutador S1.



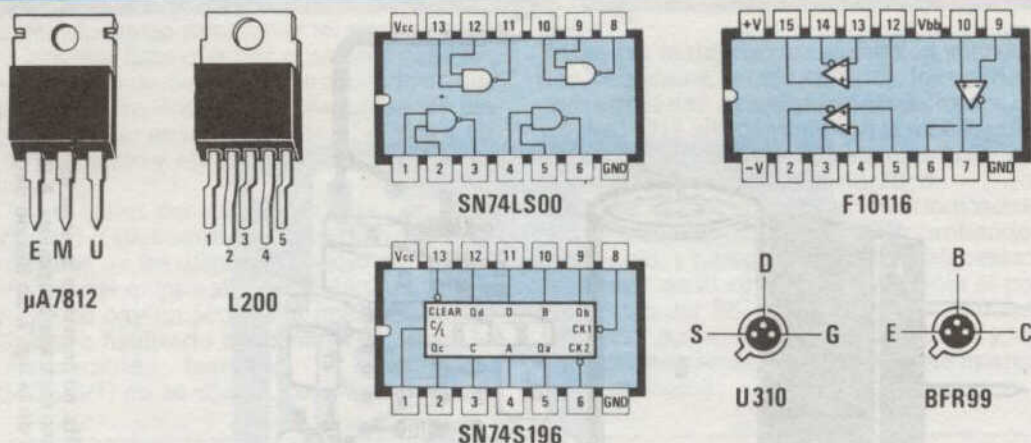


Figura 9  
Conexiones de los terminales de los integrados, del transistor y del fet.

diata disminución de la tensión al valor requerido, ya que existe un condensador electrolítico cargado que necesita un tiempo para descargarse.

Tal inconveniente se puede evitar conectando provisionalmente una resistencia de 10.000 ohm., en paralelo con el condensador electrolítico C16 para acelerar la descarga.

Conectad la salida del circuito impreso LX.597 con la entrada del circuito impreso LX.598 utilizando cable coaxial fino de 52 ohm. A continuación, con hilos de cobre recubiertos de plástico, conectad todos los terminales relativos a la tensión de alimentación, a los puntos decimales de los displays y a los conmutadores S1 y S2.

Ahora podréis insertar todos los integrados en sus respectivos zócalos, con la muesca de referencia orientada como se ve en el dibujo práctico de la fig. 8.

Antes de colocarlo en la caja contenedora, comprobad el funcionamiento. Dado que muchos de vosotros realizáis las pruebas en la misma mesa donde habéis efectuado el montaje, con restos de terminales esparcidos, gotas de estaño, tornillos y tuercas desparramados, recomendamos colocar debajo de los circuitos una hoja de papel o de cartón para evitar provocar un cortocircuito y comprobar además que los cables al aire que conectan ambos circuitos no están en corto.

Efectuada esta comprobación, podréis suministrar tensión al circuito. Si disponéis de un generador de AF, aplicad en las entradas una frecuencia cualquiera y comprobad si el número visualizado corresponde a la frecuencia aplicada.

Si disponéis de un transmisor de cuya precisión estáis absolutamente seguros, acercad el cable del frecuencímetro a su salida. Si la frecuencia visualizada en los displays no corresponde a la del generador, girad el compensador C4 hasta corregir el error.

Este compensador sirve precisamente para corregir la tolerancia del cuarzo de 10 MHz y eliminar así los errores de lectura.

## Montaje en la caja contenedora

Sujetad el circuito LX.597 en el lado interior del panel, distanciándolo de manera que los displays asomen por la carátula frontal.

Siempre en el panel frontal, fijad los dos BNC para la entrada de 1 GHz (aunque todavía no dispongáis del prescaler) y a 100-10 MHz y los dos conmutadores rotativos.

Para conectar el terminal BNC a la entrada del circuito impreso LX.598, utilizad cable coaxial fino de 52 ohm., sin olvidar conectar la malla de masa al terminal de masa del BNC. De lo contrario la señal sufrirá atenuaciones.

Si pensáis que el frecuencímetro permanecerá encendido durante periodos largos de tiempo, aplicad una pequeña aleta en «U» al integrado estabilizador L.200.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 49.

## ELECTRONICA LUVI

### ORDENADORES PERSONALES

### GRAN SURTIDO DE KITS ELECTRONICOS

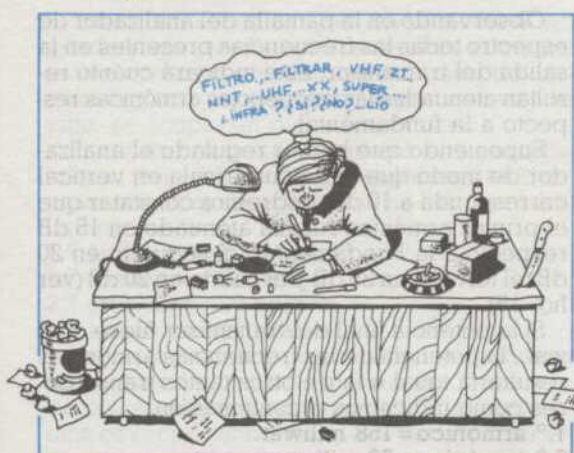
Tfno. 230 44 84  
C/ VIZCAYA, 6 - MADRID-7





NUOVA  
ELETTRONICA

# DISEÑE SUS PROPIOS FILTROS PARA EMISORES



**S**i habéis visto algunos esquemas de osciladores a cuarzo os habréis dado cuenta que insertando en ellos un cuarzo, por ejemplo de 15 MHz, en salida es posible tomar, además de la frecuencia de 15 MHz, también una frecuencia doble (30 MHz) o triple (45 MHz).

Esto se verifica porque por cada frecuencia fundamental generada, se generan automáticamente los respectivos armónicos, que son siempre múltiplos de la frecuencia fundamental (fig. 1).

El dibujo de la fig. 1 podría resultar para muchos poco claro y no totalmente comprensible, por lo cual repasaremos estas señales tal y como aparecen en la práctica en la pantalla de un analizador de espectro.

Habiendo elegido por ejemplo un cuarzo de 15 MHz, en la pantalla (ver fig. 2) veremos inmediatamente la frecuencia fundamental en 15 MHz (más potente que ninguna otra), seguida por los armónicos, cuyas frecuencias resultan múltiplos de 15 MHz (esto es, 30-45-60-75 etc.), obviamente menos potentes que la fundamental (cuanto mayor es la longitud de la línea vertical, mayor resulta la potencia).

Es obvio que la señal más fuerte será la de los 15 MHz, la segunda en 30 MHz resultaría ligeramente inferior, la de 45 MHz un poco más débil respecto a la de 30 MHz y así, siempre debilitándose, llegaríamos a la banda FM con el 5.º y 6.º armónico que están en 90 y 105 MHz.

En algunos casos tales armónicos son muy útiles, pero a veces crean no pocos problemas. Son útiles por cuanto utilizando cuarzos de frecuencia muy baja, permiten alcanzar, duplicando o triplicando, las gamas VHF o UHF.

Por ejemplo, deseando realizar un paso final en 90 MHz, con un cuarzo de 15 MHz se podría (ver fig. 3) sintonizar la entrada del transistor TR2 en el tercer armónico —esto es,  $15 \times 3 = 45$  MHz (L3-C2-C3 se calcularán para ajustarse en 45 MHz). Dado que este armónico tiene una potencia netamente inferior respecto a la fundamental y al 2.º armónico (ver fig. 2), será necesario amplificarlo, por tanto la salida se calculará para sintonizar en 45 MHz.

Teniendo en la salida de TR2 una frecuencia fundamental en 45 MHz, también ésta dispondrá de armónicos cuyas frecuencias serán múltiplos de la fundamental, es decir, tendremos 90-135-180-225 MHz (ver fig. 4).

La entrada del transistor TR3 se calculará, pues, para sintonizar en el primer armónico, esto es en 90 MHz, que tendrá que ser obviamente amplificado por el transistor final de potencia para luego ser irradiado en antena.

Dicho transistor, aunque resulta ajustado en 90 MHz, generará otros armónicos que serán siempre múltiplos de la fundamental, es decir, 180-270-360-450 MHz.

Así pues, si de un lado los armónicos pueden ser útiles para alcanzar frecuencias para las cuales sería imposible encontrar los cuarzos adecuados, de otro lado pueden comportar determinadas desventajas.

Por ejemplo, al irradiarlos en el espacio podrían crear interferencias en receptores y televisores situados en la inmediata cercanía.

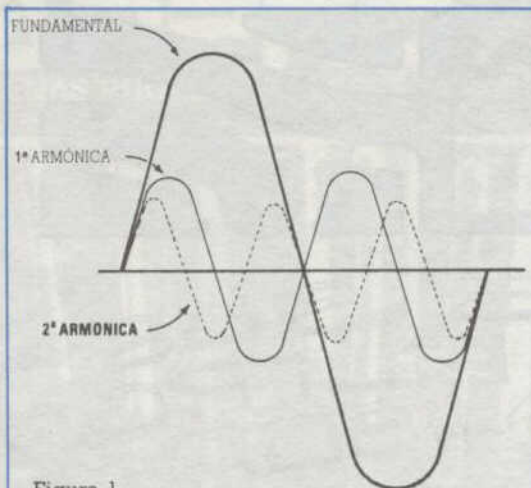


Figura 1

En este dibujo se puede ver claramente que los armónicos son siempre frecuencias múltiplos de la fundamental. Un transmisor sintonizado en 15 MHz irradiará, además de su frecuencia fundamental, los armónicos en 30-45-60-75-90 MHz, etc. Con un analizador de espectro capaz de explorar una amplia banda, se pueden ver todas estas frecuencias y determinar su potencia en función de su longitud (ver fig. 2).

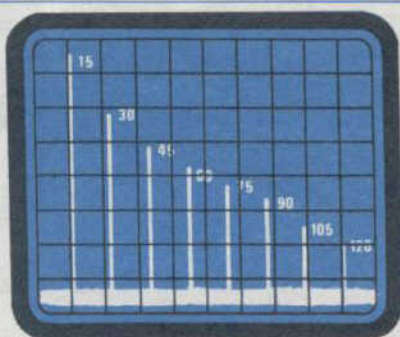


Figura 2

Conociendo la potencia de la frecuencia fundamental y los dB de atenuación, para cada cuadrícula en vertical será posible conocer, mediante un sencillo cálculo, la potencia irradiada por cada armónico.

### Tabla de atenuación en potencia

|       |                         |
|-------|-------------------------|
| 5 dB  | dividir por 3,16.       |
| 10 dB | dividir por 10.         |
| 15 dB | dividir por 31,62.      |
| 20 dB | dividir por 100.        |
| 25 dB | dividir por 316.        |
| 30 dB | dividir por 1.000.      |
| 35 dB | dividir por 3.162.      |
| 40 dB | dividir por 10.000.     |
| 45 dB | dividir por 31.622.     |
| 50 dB | dividir por 100.000.    |
| 55 dB | dividir por 316.227.    |
| 60 dB | dividir por 1.000.000.  |
| 65 dB | dividir por 3.162.277.  |
| 70 dB | dividir por 10.000.000. |

Observando en la pantalla del analizador de espectro todas las frecuencias presentes en la salida del transmisor, éste indicará cuánto resultan atenuadas las frecuencias armónicas respecto a la fundamental.

Suponiendo que hemos regulado el analizador de modo que cada cuadrícula en vertical corresponda a 10 dB, podremos constatar que el primer armónico resulta atenuado en 15 dB respecto a la Fundamental, el segundo en 20 dB, el tercero en 35 dB y el cuarto en 20 dB (ver fig. 15).

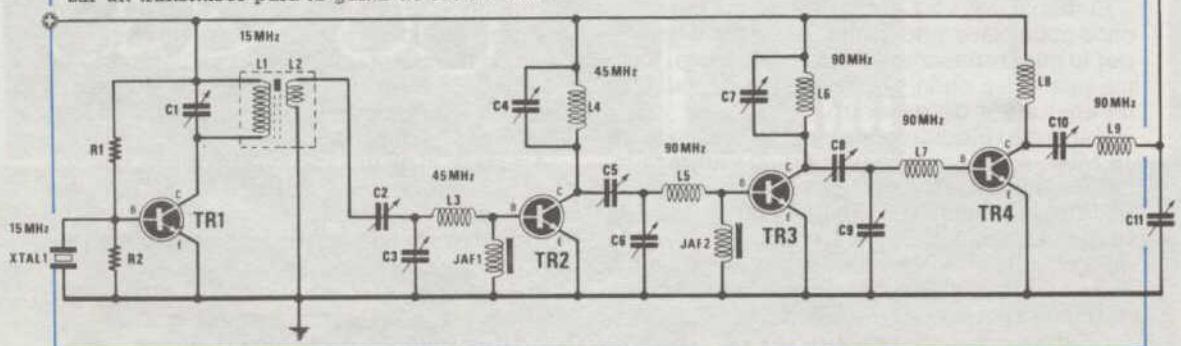
Si la potencia final del transmisor fuese de 5 wat., la potencia de las frecuencias armónicas resultaría igual a la de otros tantos transmisores como indicamos a continuación:

- 1.º armónico = 158 miliwat.
- 2.º armónico = 50 miliwat.
- 3.º armónico = 1,5 miliwat.
- 4.º armónico = 50 miliwat.

Observaréis que no siempre sucede que cuando los armónicos se alejan de la frecuencia fundamental se atenúan proporcionalmente. En efecto, como en este caso, ocurre que

Figura 3

Aprovechando los armónicos se puede alcanzar, con un cuarzo de frecuencia muy baja, duplicando y triplicando, las gamas VHF o UHF. Por ejemplo, empleando un cuarzo de 15 MHz, es posible realizar un transmisor para la gama de los 90 MHz.





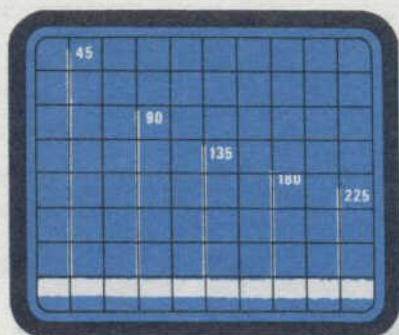


Figura 4

Ajustando L1 (ver fig. 3) en el segundo armónico de un cuarzo de 15 MHz, del link L2 se toma como frecuencia fundamental 45 MHz y junto a ésta, sus armónicos en 90, 135, 180, 225 MHz con una potencia proporcionalmente reducida.

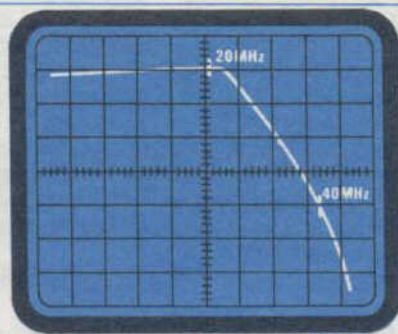


Figura 5

Para eliminar los armónicos basta aplicar un filtro pasa-bajo en la salida del transmisor. Con un solo filtro se puede atenuar en 20 dB aproximadamente (100 veces) el primer armónico y en 40 dB aproximadamente (10.000 veces) la potencia del segundo armónico.

el cuarto armónico es igual en potencia al segundo y ello puede verificarse si en el montaje una conexión más larga o una pista del circuito impreso repliegada en L, por un caso fortuito, se acopla en dicha frecuencia.

Si nuestro paso final irradiase una potencia mayor, por ejemplo 60 wat., entonces tendríamos armónicos cuya potencia no hay que infravalorar:

- 1.º armónico = 1,89 wat.
- 2.º armónico = 0,6 wat.
- 3.º armónico = 19 miliwat.
- 4.º armónico = 0,6 wat.

Para determinar la potencia de los armónicos en función de los dB de atenuación, conociendo la potencia de la «fundamental», a continuación os proporcionaremos una tabla que os será de gran utilidad.

Cuando se transmite con potencias del orden de 10 wat., ya podría resultar óptimo un filtro que atenúe 30-35 dB.

Transmitiendo con potencias del orden de 50 wat., podríamos elegir filtros que atenúen 40-45 dB.

Para potencias mayores, es necesario superar los 50 dB de atenuación.

Ahora queremos presentaros unas sencillas fórmulas para calcular filtros pasa-bajo y pasa-alto que podrían ser útiles para eliminar los armónicos existentes en la salida de un transmisor de media potencia.

## Filtro pasa-bajo

Estos filtros presentan la ventaja de que comienzan a atenuar, como se ve en la fig. 5, sólo las frecuencias superiores a aquella sobre la que se ha calculado el filtro. Muy sencillo de realizar, el filtro pasa-bajo es capaz de eliminar todos los armónicos presentes en la salida del transmisor.

El filtro pasa-bajo en pi-griego representado

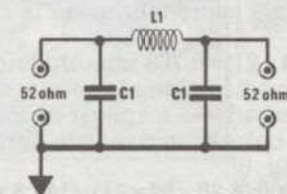


Figura 6. Para calcular este filtro pasa-bajo en pi-griego, podréis utilizar estas sencillas fórmulas: L1 en microhenrios =  $52 \cdot (3,14 \times \text{MHz})$ ; C1 en picofaradios =  $1.000.000 / (6,28 \times 52 \times \text{MHz})$ . Nota: el número 52 es la impedancia de salida del transmisor. Si ésta es de 75 ohm., sustituir el 52 por 75.

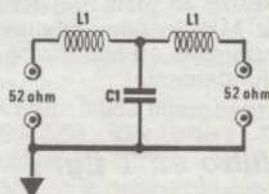


Figura 7. Para calcular este filtro pasa-bajo de configuración en T, emplearéis las siguientes fórmulas: L1 en microhenrios =  $52 \cdot (6,28 \times \text{MHz})$ ; C1 en picofaradios =  $1.000.000 / (3,14 \times 52 \times \text{MHz})$ .

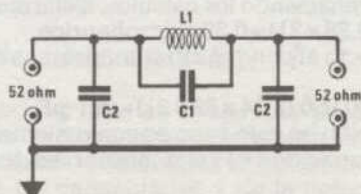


Figura 8. Otra configuración de filtro pasa-bajo en pi-griego. L1 en microhenrios =  $52 \times 0,6 \cdot (6,28 \times \text{MHz})$ ; C1 en picofaradios =  $270.000 / (3,14 \times 52 \times \text{MHz})$ ; C2 en picofaradios =  $600.000 / (6,28 \times 52 \times \text{MHz})$ .

en la fig. 6 y el filtro en T representado en la fig. 7 permiten atenuar en unos 20 dB el primer armónico, en 40 dB el segundo y en 60 dB el tercer armónico, y lo mismo decimos del que aparece en la fig. 8.

Bajo cada frecuencia proporcionamos las fórmulas para calcular el valor de la inductancia en *Microhenrios* y la capacidad en *Picofaradios*. Para facilitaros la tarea, pondremos algunos ejemplos de cálculo.

### Cálculo filtro en pi-griego fig. 6

Tenemos un transmisor de 21 MHz que irradia demasiados armónicos y deseamos eliminarlos aplicando entre la salida del transmisor y el cable coaxial de la antena un filtro en pi-griego. Por tanto nos interesa conocer cuántas espiras hay que devanar para L1 y qué capacidad aplicar en los dos extremos.

El valor en microhenrios de la bobina será de:

$$L = 52 : (3,14 \times 21) = 0,788 \text{ microhenrios}$$

A continuación obtendremos el valor de los dos condensadores a aplicar en los dos extremos de la bobina, utilizando la fórmula indicada en la fig. 6:

$$C = 1.000.000 : (6,28 \times 52 \times 21) = 145,8 \text{ pF.}$$

Para conocer el número de espiras a devanar, ver la fórmula correspondiente.

Respecto a la capacidad, dado que 145 pF no es un valor estándar (de 120 pF se pasa a 150 pF), en vez de elegir 150 pF, como podría parecer lógico, elegiremos la capacidad inferior, esto es 120 pF. Es mejor que el filtro comience a atenuar desde 25 MHz (capacidad menor) que desde 20 MHz (capacidad mayor), porque en el segundo caso atenuaríamos también la frecuencia fundamental.

### Cálculo filtro en T fig. 7

Si preferís utilizar el filtro en T en lugar del filtro en pi-griego, como podéis constatar por los cálculos, es necesario dividir por la mitad el valor de las dos inductancias y doblar en cambio el valor de capacidad.

Tomando siempre la frecuencia de los 21 MHz y rehaciendo los cálculos, hallaremos que:

$$L = 52 : (6,28 \times 21) = 0,39 \text{ microhenrios}$$

y respecto al condensador tendremos en cambio:

$$C = 1.000.000 : (3,14 \times 52 \times 21) = 291 \text{ pF.}$$

También en este caso es conveniente utilizar como capacidad el valor inferior, es decir, 270 pF.

### Cálculo filtro en pi-griego fig. 8

Siempre para una frecuencia de 21 MHz, es

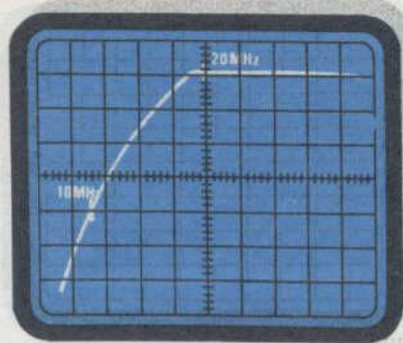


Figura 9

Los filtros pasa-alto, a diferencia de los pasa-bajo, atenuan todas las frecuencias menores respecto a aquella para la cual se ha calculado el filtro. Son útiles para eliminar en salida las frecuencias «bajas» generadas por los pasos duplicadores o triplicadores.

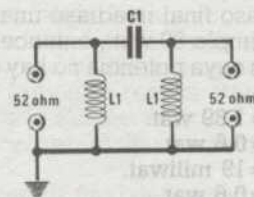


Figura 10

Para calcular este filtro pasa-alto en Pi-griego, las fórmulas a utilizar son las siguientes:

$$L1 \text{ en microhenrios} = 52 : (6,28 \times \text{MHz})$$

$$C1 \text{ en picofaradios} = 1.000.000 :$$

$$(12,56 \times 52 \times \text{MHz})$$

El número 52 es la impedancia característica de entrada y salida, el resto son números fijos.

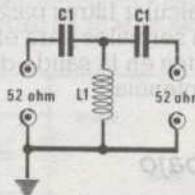


Figura 11

Filtro pasa-alto de configuración en T. Las fórmulas para calcular los condensadores y la bobina son las siguientes:

$$L1 \text{ en microhenrios} = 52 : (12,56 \times \text{MHz})$$

$$C1 \text{ en picofaradios} = 1.000.000 : (6,28 \times 52 \times \text{MHz})$$



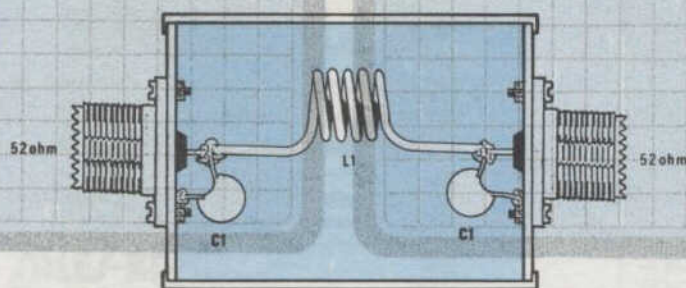
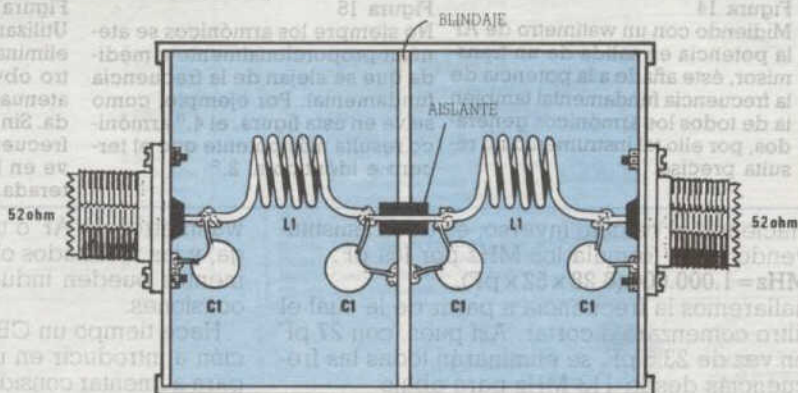


Figura 12

Es aconsejable introducir todos los filtros en el interior de una caja metálica. En este dibujo representamos un ejemplo de montaje del filtro pasa-bajo de la fig. 6.

Figura 13

Para aumentar los dB de atenuación, es posible conectar en serie varios filtros, manteniéndolos separados mediante un blindaje metálico como se ve en el dibujo.



necesaria una bobina L1 que disponga de tal impedancia:

$$L1 = (52 \times 0,6) : (6,28 \times 21) = 0,236 \text{ microhenrios.}$$

La capacidad C1 a aplicar en paralelo a L1 será igual a:

$$C1 = 270.000 : (3,14 \times 52 \times 21) = 78 \text{ pF.}$$

Los dos condensadores C2 a aplicar en los extremos de L1 deberán ser en cambio de:

$$C2 = 600.000 : (6,28 \times 52 \times 21) = 87 \text{ pF.}$$

Al igual que en los casos anteriores, también aquí sería aconsejable, por lo motivos ya mencionados, una capacidad de 68 pF para C1 y dos capacidades de 82 pF para C2.

### Filtro pasa-alto

A diferencia de los filtros pasa-bajo, los pasa-alto atenúan todas las frecuencias inferiores a la fundamental (ver fig. 9). Estos filtros pueden ser útiles si al realizar un transmisor con pasos duplicadores de frecuencia, hallamos en salida la frecuencia fundamental del cuarzo y los armónicos más «bajos» que la frecuencia de transmisión.

Por ejemplo, si hemos realizado un transmisor para la banda de los 144 MHz y partimos insertando en el oscilador un cuarzo de 18 MHz, encontraremos fácilmente en salida señales en las frecuencias de 18-36-72 MHz, que podrían causar interferencias.

Aunque normalmente los filtros pasa-alto se aplican en salida del paso final, sería más lógico aplicarlos entre la salida del paso excitador y la entrada del final.

### Cálculo filtro en pi-griego fig. 10

Tenemos un transmisor en 144 MHz y deseamos eliminar en salida todos los subarmónicos de 36-72 MHz, por tanto nos interesa calcular un filtro pasa-alto que elimine las frecuencias inferiores a 130 MHz.

Con la fórmula representada en la fig. 10 calcularemos el valor de la inductancia y de las capacidades:

$$L = 52 : (6,28 \times 130) = 0,063 \text{ microhenrios}$$

$$C = 1.000.000 : (12,56 \times 52 \times 130) = 11,77 \text{ pF.}$$

A diferencia de los filtros pasa-bajo, para los filtros pasa-alto es aconsejable elegir un valor estándar siempre más alto que el valor obtenido de la fórmula. Aunque en este ejemplo se podría utilizar un condensador de 12 pF, aconsejamos emplear uno de 15 pF, ya que es mejor que el filtro comience a cortar desde 100 MHz para abajo que desde 143 MHz.

### Cálculo filtro en T fig. 11

Eligiendo el filtro en T, siempre para eliminar todas las frecuencias inferiores a 130 MHz, será necesario rehacer los cálculos ya que el valor de las capacidades y de la inductancia varían respecto a las del filtro en pi-griego, como podréis constatar:

$$L = 52 : (12,56 \times 130) = 0,031 \text{ microhenrios}$$

$$C = 1.000.000 : (6,28 \times 52 \times 130) = 23,5 \text{ pF.}$$

También en este caso elegiremos el condensador de capacidad mayor, esto es, de 27 pF.



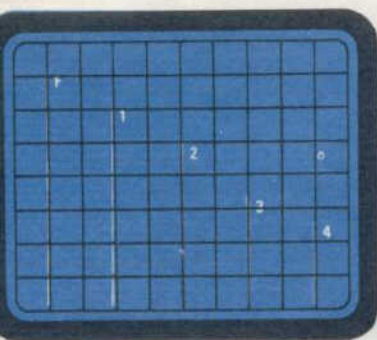


Figura 14

Midiendo con un watímetro de AF la potencia en salida de un transmisor, éste añade a la potencia de la frecuencia fundamental también la de todos los armónicos generados, por ello tal instrumento no resulta preciso.

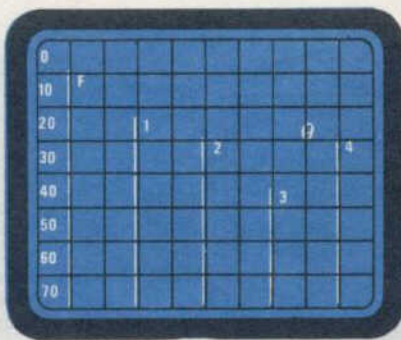


Figura 15

No siempre los armónicos se atenúan proporcionalmente a medida que se alejan de la frecuencia fundamental. Por ejemplo, como se ve en esta figura, el 4.º armónico resulta más potente que el tercero e idéntico al 2.º.

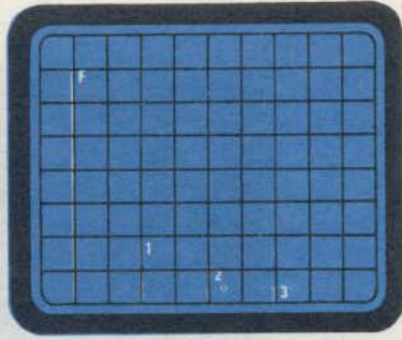


Figura 16

Utilizando un filtro pasa-bajo para eliminar los armónicos, el watímetro obviamente nos indicará una atenuación de la potencia en salida. Sin embargo, la amplitud de la frecuencia fundamental, como se ve en la figura, se mantiene inalterada.

Haciendo el cálculo inverso, es decir, sustituyendo en la fórmula los MHz por los pF:

$$\text{MHz} = 1.000.000 : (6,28 \times 52 \times \text{pF}),$$

hallaremos la frecuencia a partir de la cual el filtro comenzará a cortar. Así pues, con 27 pF en vez de 23,5 pF, se eliminarán todas las frecuencias desde 113 MHz para abajo:

$$\text{MHz} = 1.000.000 : (6,28 \times 52 \times 27) = 113.$$

Por tanto lograremos eliminar igualmente los sub-armónicos de 36 y 72 MHz, aunque el filtro comience a cortar en 113 MHz.

## Cómo se montan los filtros

Aunque es suficiente con montarlos directamente en el circuito impreso del transmisor, la solución ideal consistiría en introducirlos en un contenedor metálico, como se ve en la fig. 12, aplicando un terminal PL o BNC para la entrada y la salida.

Si se desea aumentar la atenuación en dB, es posible conectar en *SERIE* incluso dos o tres filtros, separándolos entre sí, como se ve en la fig. 13, mediante un blindaje (de aluminio o de cobre) conectado eléctricamente a masa.

Será necesario emplear condensadores adecuados para AF, capaces de trabajar con tensiones de 300-500 volt. Por tanto no utilizéis condensadores normales cerámicos de BF que además de trabajar a 50 volt, no sirven para la alta frecuencia y por consiguiente se calientan en exceso, introducen pérdidas y entran en corto al cabo de poco tiempo.

## Un error inexistente

Quienes no tienen mucha práctica en AF y en mayor medida quienes no disponen de una instrumentación adecuada —esto es, osciloscopio de 200-250 MHz, analizador de espectro— tienen que emplear para las medidas instrumentos mucho más sencillos y económicos, como

watímetros de AF o una simple sonda de carga, y los resultados obtenidos con tales instrumentos pueden inducir a engaño en muchas ocasiones.

Hace tiempo un CB nos envió una modificación a introducir en un transceptor comercial para aumentar considerablemente su potencia. La modificación consistía simplemente en *CORTOCIRCUITAR* una serie de filtros *PASA-BAJO* aplicados en la salida del transistor final.

En efecto, midiendo la potencia en salida con un watímetro, éste indicaba un aumento de *POTENCIA*, pero ello no significaba en absoluto un aumento de potencia de la frecuencia *FUNDAMENTAL*.

De hecho, aplicando un filtro en la salida de un transmisor, se eliminan todos los armónicos, cuya potencia se añade a la potencia de la frecuencia *FUNDAMENTAL*.

Suponiendo que la potencia de la fundamental fuese de 15 wat., la del primer armónico de 1 wat., la del segundo igual a 0,5 wat. y la del tercero igual, sin filtro pasa-bajo el watímetro indicaría una potencia igual a:

$$15 + 1 + 0,5 + 0,5 = 17.$$

Eliminando los armónicos, es obvio que el watímetro indicará solamente los 15 wat. ya que en la práctica se han eliminado  $1 + 0,5 + 0,5 = 2$  wat. de los armónicos. Aunque en cada caso el watímetro indica 15 y 17 wat., la potencia de la frecuencia fundamental se mantiene inalterada en 15 wat.

Si disponéis de un analizador de espectro, podréis detectar fácilmente este particular (ver fig. 15 y fig. 16).

**Nota:** por claridad en la exposición, en el curso del artículo los armónicos se han numerado en un orden progresivo según su posición respecto a la fundamental.

Sin embargo es obligado aclarar que la numeración correcta es la siguiente: Fundamental (15 MHz), 2.º armónico (30 MHz), 3.º armónico (45 MHz), 4.º armónico (60 MHz), etc...

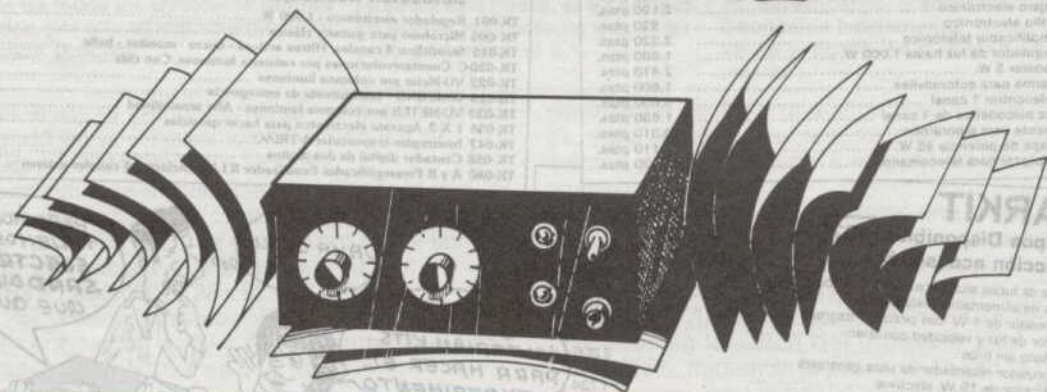
Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pag. 49.





LABORATORIO  
ELECTRÓNICA

# UN OSCILADOR DE B.F.-R.F. UNIVERSAL



*Un sencillo y útil circuito idóneo para hacer oscilar cualquier bobina, sea de una espira, sea de 200 espiras, impedancias de AF, frecuencias intermedias tanto en AM como en FM, impedancias de BF e incluso los devanados de un normal transformador de alimentación.*

Las asiduas peticiones de circuitos sencillos y de bajo costo para utilizar en laboratorio electrónico, nos han impulsado a diseñar este utilísimo circuito que tiene la capacidad de «oscilar siempre» con una extrema precisión, desde la alta frecuencia —partiendo de un máximo de 50-60 MHz— hasta la baja frecuencia, a pocos miles de Hz.

El significado de «oscilar siempre» es muy sencillo; quiere decir que si conectamos a las pinzas de nuestro oscilador cualquier inductancia (con una espira o con algún centenar de espiras), impedancias AF devanadas sobre un núcleo —como por ejemplo las VK.200—, bobinas para buscametales, bobinas de antena devanadas sobre ferrocube, impedancias de BF devanadas sobre núcleo, frecuencias intermedias en 455 KHz o 10,7 MHz, filtros cross-over, etc, tal oscilador generaría siempre en salida

una señal de AF o de BF en relación con el número de espiras de la inductancia insertada y de la capacidad aplicada en paralelo a ésta.

Las posibilidades de uso que tal oscilador puede ofrecer son muy variadas:

1) Puede resultar útil en caso de necesitar una señal AF para ajustar un receptor para ondas largas-medias-cortas, obteniendo así la frecuencia requerida con este circuito de módico costo.

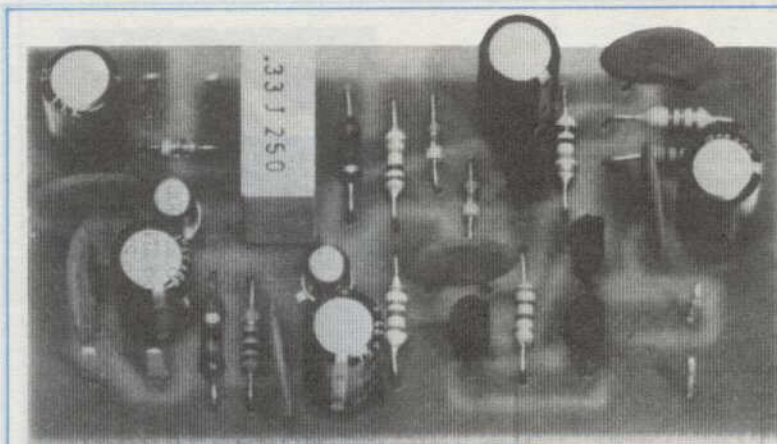
2) Si se necesita una señal en 455 KHz, o en 10,7 MHz, o en 5,5 MHz para ajustar una frecuencia intermedia, bastará aplicar en la entrada de este oscilador una frecuencia intermedia del valor requerido, para obtener una señal AF en la frecuencia deseada.

3) Para ajustar filtros cross-over o realizar filtros de BF, insertaréis una impedancia de BF en el oscilador y modificaréis la capacidad conectada en paralelo, obteniendo así cualquier frecuencia.

4) Si disponéis de un osciloscopio, la frecuencia sinusoidal generada por este oscilador os será útil para comprobar la atenuación o la ganancia de cualquier paso de BF en distintas frecuencias.

5) Si tenéis que sustituir una impedancia de AF cuyo número de espiras no conocéis, ni tampoco su valor en microhenrios o en milihenrios, y queréis utilizar una impedancia que tenéis en





Aspecto del circuito del oscilador BF y AF, una vez finalizado el montaje.

casa, podréis comprobar si es adecuada aplicando la bobina al oscilador y controlando con un frecuencímetro digital en qué frecuencia oscila.

A continuación, empleando las fórmulas que os proporcionamos en el artículo, podréis averiguar el valor de la impedancia.

6) Para aseguraros de que una IF se ajusta exactamente en 455 KHz, bastará conectarla a este oscilador. Girando en núcleo, podréis leer en el frecuencímetro la mínima y la máxima frecuencia de ajuste.

7) Si disponéis de varias impedancias de BF y queréis comprobar cuáles disponen de un idéntico número de espiras u obtener su valor en milihenrios, bastará aplicarlas al oscilador que os proponemos en este artículo y el problema estará resuelto.

También tendréis la posibilidad de comprobar la capacidad de condensadores o compensadores. En este caso habrá que aplicar la capacidad desconocida en paralelo a una bobina o impedancia JAF y leer en el frecuencímetro la frecuencia generada.

Respecto a los componentes, podréis comprobar el valor de la capacidad residual y la máxima alcanzable. Así mismo podréis establecer cuál es la frecuencia mínima y la máxima de ajuste de las bobinas dotadas de núcleo ferromagnético.

Llegados a este punto, después de describir los múltiples modos de empleo de nuestro oscilador, diremos que su realización está al alcance de cualquiera, ya que el circuito no resulta crítico bajo ningún aspecto.

Para una mayor precisión en las lecturas, es aconsejable utilizar un condensador de baja capacidad con bobinas que tengan pocas espiras y condensadores de unos miles o decenas de miles de picofaradios con las impedancias de BF.

Las principales características de este oscilador son las siguientes:

|                     |                        |
|---------------------|------------------------|
| Alimentación .....  | 12 volt. estabilizados |
| Corriente máx. .... | 50 miliamperios        |
| Corriente mín. .... | 35 miliamperios        |

|                       |                   |
|-----------------------|-------------------|
| Máxima frecuencia ... | 50 MHz (ver nota) |
| Mínima frecuencia ... | 1.000 Hz          |
| Amplitud señal AF ... | 2,5 V pico-pico   |

## Esquema eléctrico

En la fig. 1 se puede ver que para la realización de este oscilador universal sólo se necesitan cinco transistores y un fet.

El paso oscilador sólo requiere dos transistores PNP tipo 2N3906, indicados en el esquema eléctrico como TR2-TR3. A este paso conectaréis la «bobina» necesaria para obtener la frecuencia requerida, sin olvidaros de que ésta oscilará sólo si se le aplica un condensador en paralelo.

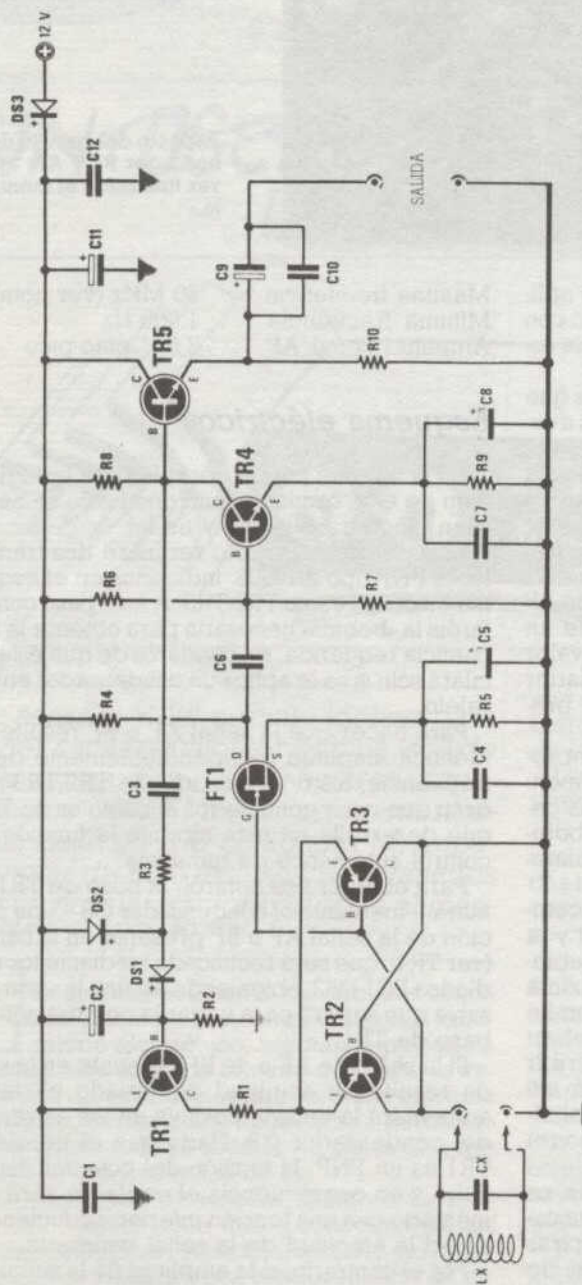
Para hacer que la señal AF o BF resulte de idéntica amplitud independientemente de la frecuencia, los dos emisores de TR2-TR3 tendrán que estar conectados al colector de TR1, que desarrolla en este circuito la función de control automático de ganancia.

Para obtener ese control, la base de TR1 tomará —mediante el condensador C3— una porción de la señal AF o BF presente en la salida (ver TR4), que será rectificad mediante los dos diodos DS1-DS2, obteniendo así una tensión positiva que servirá para variar la polarización de base de TR1.

Si la señal de AF o de BF presente en la salida resulta de amplitud demasiado elevada, aumentará la tensión positiva en los extremos del condensador C3. Dado que el transistor TR1 es un PNP, la tensión del colector disminuirá y en consecuencia el oscilador será alimentado con una tensión inferior, reduciéndose así la amplitud de la señal generada.

Por el contrario, si la amplitud de la señal en salida se redujera notablemente —condición ésta que puede verificarse en las frecuencias más elevadas de AF—, la tensión positiva que afectará a la base de TR1 será menor. Por tanto, en el colector tendremos una tensión más elevada que llevará a un aumento de la amplitud de la señal en salida.





# COMPONENTES

R1 = 820 ohm. 1/4 wat.  
R2 = 47.000 ohm. 1/4 wat.  
R3 = 1.000 ohm. 1/4 wat.  
R4 = 10.000 ohm. 1/4 wat.  
R5 = 4.700 ohm. 1/4 wat.  
R6 = 15.000 ohm. 1/4 wat.  
R7 = 2.200 ohm. 1/4 wat.  
R8 = 1.000 ohm. 1/4 wat.  
R9 = 100 ohm. 1/4 wat.

R10 = 180 ohm. 1/4 wat.  
C1 = 100.000 pF disco.  
C2 = 33 mF electrolítico 35 volt.  
C3 = 330.000 pF poliéster.  
C4 = 100.000 pF disco.  
C5 = 33 mF electrolítico 35 volt.  
C6 = 100.000 pF disco.  
C7 = 100.000 pF disco.  
C8 = 33 mF electrolítico 35 volt.  
C9 = 33 mF electrolítico 35 volt.  
C10 = 100.000 pF disco.

C11 = 33 mF electrolítico 35 volt.  
C12 = 100.000 pF disco.  
DS1 = diodo de silicio 1N4148.  
DS2 = diodo de silicio 1N4148.  
DS3 = diodo de silicio 1N4148.  
TR1 = transistor PNP tipo 2N3906.  
TR2 = transistor PNP tipo 2N3906.  
TR3 = transistor PNP tipo 2N3906.  
TR4 = transistor NPN tipo 2N914.  
TR5 = transistor NPN tipo 2N914.  
FT1 = fet tipo BF.245.



## Realización práctica

El circuito impreso necesario para este montaje lleva las siglas LX.528 y puede verse a tamaño natural en la fig. 2.

Una vez en posesión de todos los componentes, podréis iniciar el montaje práctico del oscilador. Comenzaréis montando las resistencias y a continuación los dos diodos DS1-DS2 respetando su polaridad; es decir, insertando el terminal positivo —señalado con la franja que aparece en uno de los extremos del cuerpo— en el orificio indicado con el signo «+». Si tenéis dudas sobre la polaridad de los terminales, comprobad ésta con un téster ya que insertando en sentido contrario uno solo, el transistor de control de ganancia no podrá funcionar (TR1).

Así pues, si disponéis de un téster y una pila de 4,5 volt. (o de otra tensión), la comprobación de los terminales resultará elemental. En serie con el terminal positivo de la pila conectaréis el diodo; si el téster indica la tensión de la pila —es decir, 4,5 volt.— significa que el terminal positivo del diodo es el orientado hacia el téster. Por el contrario, si no detectáis tensión alguna, el terminal positivo es el orientado hacia el electrodo positivo de la pila.

Prosiguiendo el montaje, podéis insertar ahora los transistores, comprobando atentamente las siglas impresas en su envoltura. Si confundís un PNP con un NPN, el circuito no podrá funcionar.

Además de las siglas —2N3906 para TR1-TR2-TR3 y 2N914 para TR4-TR5—, en el momento de insertarlos en el circuito impreso tendréis que comprobar también que la muesca de referencia está orientada en la dirección indicada en el dibujo serigráfico, con el fin de que los terminales E-B-C coincidan con las pistas inferiores del circuito impreso.

Respecto al fet, debéis colocarlo con la parte plana (el cuerpo de este componente tiene forma de media luna) como se indica en el circuito impreso.

Para finalizar el montaje sólo faltan ahora los condensadores poliéster y los electrolíticos, que insertaréis en el circuito respetando la polaridad de estos últimos.

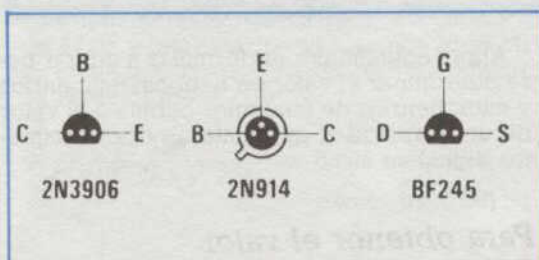
Una vez terminado el montaje, el circuito funcionará de inmediato. Si disponéis de un téster, aplicarlo en serie con la tensión de alimentación positiva y después de conmutarlo a 50 miliamperios fondo escala, podréis comprobar que el consumo es del orden de 45-50 miliamperios.

Insertando ahora en los dos terminales «entrada» cualquier bobina que disponga de 15-20 espiras con un condensador de 100-150-200 pF en paralelo, veréis que el consumo baja a 35 miliamperios aproximadamente. Esta disminución del consumo indica que el circuito oscila.

En la práctica este oscilador consume la máxima corriente (45-50 miliamperios) sin aplicarle



Figura 2  
Circuito impreso a tamaño natural.



La señal AF o BF generada por TR2-TR3 será tomada directamente en los extremos de la bobina osciladora mediante un fet, el cual, al tener una altísima impedancia, no la cargará.

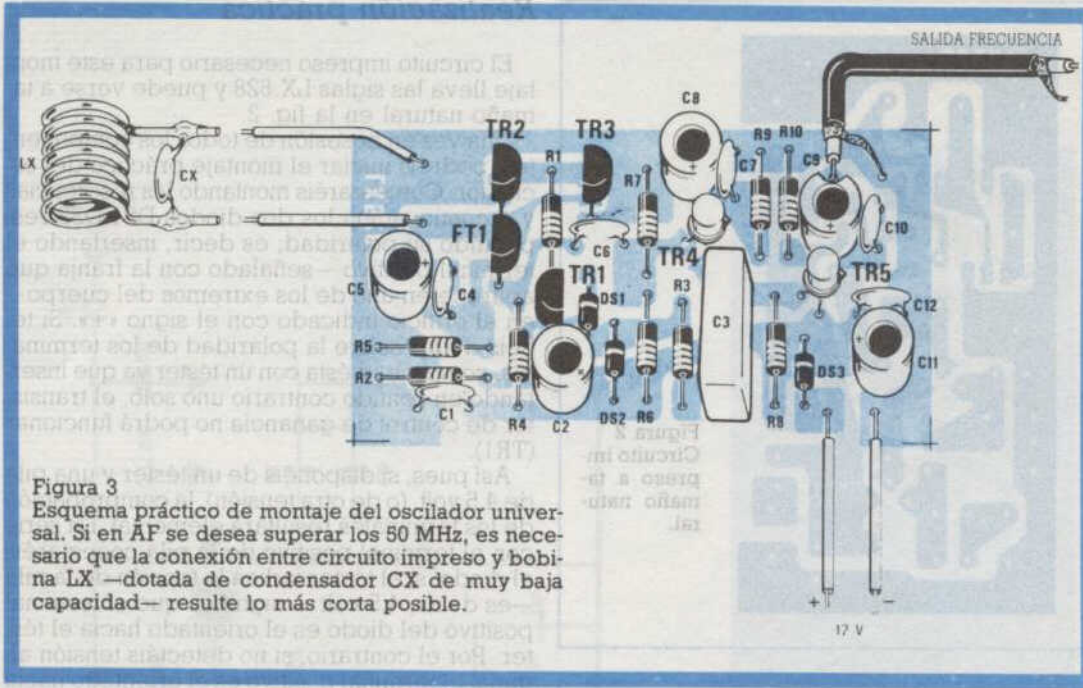
Dado que la señal presente en la salida del fet no tendría una amplitud suficiente para todos los usos a que podría destinarse, hemos juzgado oportuno añadir un paso amplificador final, capaz de proporcionar en su salida una señal cuya amplitud media será del orden de 2,5 volt. pico-pico, es decir, 1,8 volt. eficaces.

Desde el colector de TR4 la señal se transferirá a la base del transistor TR5, utilizado como seguidor de emisor, esto es, un paso que no sirve para aplicar la señal, sino sólo para adaptar una señal de alta impedancia a una de baja impedancia.

Para alimentar el oscilador es necesaria una tensión estabilizada de 12 volt., que obtendréis utilizando un integrado uA7812. Dado que los esquemas de tal alimentación han aparecido numerosas veces en la revista, creemos superfluo representarlos de nuevo.

Si se desea obtener una elevada estabilidad en frecuencia, no es aconsejable alimentar el circuito con tensiones no estabilizadas.





**Figura 3**  
Esquema práctico de montaje del oscilador universal. Si en AF se desea superar los 50 MHz, es necesario que la conexión entre circuito impreso y bobina LX —dotada de condensador CX de muy baja capacidad— resulte lo más corta posible.

bobina alguna en los terminales de entrada. Sólo insertando una bobina más el condensador (sea ésta de alta o de baja frecuencia), la corriente se reducirá a 35 miliamperios.

## Modo de empleo

Ya hemos mencionado que para aprovechar las innumerables ventajas que este oscilador ofrece, sería necesario disponer de un frecuencímetro digital para leer directamente la frecuencia generada.

Sin embargo, el no disponer de tal frecuencímetro no obsta para que el oscilador sea de gran utilidad utilizándolo de otras muchas maneras.

Por ejemplo, si os interesa una frecuencia que captáis con vuestra radio AM de onda media, corta y cortísima, el oscilador puede ser utilizado como simple oscilador de AF.

Sustituyendo el condensador fijo por uno variable de aire o de mica, puede transformarse en un económico oscilador variable de alta frecuencia.

Si no os interesa la AF, podéis convertirlo en un óptimo oscilador de BF capaz de generar incluso 5 ó 10 frecuencias fijas, utilizando como bobina cualquier impedancia de baja frecuencia, en paralelo a la cual aplicaréis, mediante un conmutador rotativo, condensadores de distinta capacidad.

También es posible establecer en qué frecuencia debería oscilar el circuito, conociendo el valor de la inductancia y la capacidad aplicada en su «entrada».

Ahora enunciaremos las fórmulas a utilizar para determinar el valor en henrios, milihenrios y microhenrios de cualquier bobina o el valor de una capacidad mediante un frecuencímetro digital.

## Para obtener el valor frecuencia

Disponiendo de una bobina cuyo valor en microhenrios, milihenrios o henrios conocemos y conociendo las capacidades del condensador aplicado en paralelo, podréis averiguar la frecuencia generada utilizando estas sencillas fórmulas:

$$\text{MHz} = \frac{159'155}{\text{pF} \times \text{microhenrios}}$$

$$\text{KHz} = \frac{159.155}{\text{pF} \times \text{microhenrios}}$$

$$\text{Kz} = \frac{5.033.000}{\text{pF} \times \text{microhenrios}}$$

## Ejemplo

Disponiendo de una bobina de 0,59 microhenrios, a la que hemos aplicado en paralelo una capacidad de 47 pF, la frecuencia generada será de:

$$\frac{159'155}{0,59 \times 47} = 30'25 \text{ MHz}$$

## Conociendo la frecuencia y la capacidad calcular el valor de la inductancia

Si insertáis en el oscilador una bobina cuyo valor en microhenrios es desconocido y añadís en paralelo a éste una capacidad de valor desconocido, leyendo en el frecuencímetro la frecuencia generada podréis averiguar el valor de la inductancia con las siguientes fórmulas:

$$\text{Microhenrios} = \frac{25.330}{\text{pF} \times (\text{MHz} \times \text{MHz})}$$

$$\text{Milihenrios} = \frac{253,3}{\text{mF} \times (\text{KHz} \times \text{KHz})}$$

Tal fórmula sirve también para establecer qué valor de inductancia es necesario aplicar en paralelo, a una capacidad conocida, para obtener una determinada frecuencia.

Ejemplo:

Tenemos una impedancia desconocida a la cual hemos aplicado en paralelo una capacidad de 47 pF y con este circuito leemos 30,25 MHz en el frecuencímetro. ¿De cuántos microhenrios es esta bobina?

$$\frac{25.330}{47 \times (30,25 \times 30,25)} = 0,589 \text{ microhenrios} \quad (\text{esto es, } 0,59)$$

Nos interesa obtener una frecuencia de 14 MHz y el condensador fijo de que disponemos tiene una capacidad de 100 pF. ¿Qué impedancia tendremos que aplicarle en paralelo?

$$\frac{25.330}{100 \times (14 \times 14)} = 1,29 \text{ microhenrios.}$$

## Conociendo la inductancia y la frecuencia, calcular la capacidad

Disponiendo de una impedancia de AF o de BF cuyo exacto valor en microhenrios o milihenrios conocemos y que tiene en paralelo una capacidad de valor desconocido, leyendo la frecuencia generada se podrá establecer la exacta capacidad del condensador con las siguientes fórmulas:

$$\text{pF} = \frac{25.330}{\text{microhenrios} \times (\text{MHz} \times \text{MHz})}$$

$$\text{mF} = \frac{253,3}{\text{milihenrios} \times (\text{KHz} \times \text{KHz})}$$

Tal fórmula puede utilizarse también para establecer la capacidad a aplicar en paralelo a una bobina para obtener una determinada frecuencia.

Tenemos una bobina que presenta una inductancia de 0,59 microhenrios. Aplicándole en paralelo un condensador de capacidad desconocida, el circuito oscila a 30,25 MHz. ¿Qué capacidad tendrá el condensador colocado en paralelo?

$$\frac{25.330}{0,59 \times (30,25 \times 30,25)} = 46,9 \text{ pF.}$$

Si se desea obtener una frecuencia de 14 MHz, disponiendo de una bobina de 1,29 microhenrios, ¿qué capacidad aplicaremos en paralelo a ésta?

$$\frac{25.330}{1,29 \times (14 \times 14)} = 100 \text{ pF}$$

## Últimas notas

Para alcanzar la máxima frecuencia de 50 MHz, es necesario que la bobina a comprobar (con un condensador en paralelo) se coloque lo más cerca posible de las dos pistas de «entrada».

Así pues, cuando coloquéis el circuito en un contenedor, completándolo con dos pinzas o terminales, haced de modo que la conexión entre las dos pistas y las pinzas resulte muy corta. De lo contrario, no podréis alcanzar la máxima frecuencia de 50 MHz.

Aún quedan algunas cuestiones por señalar, que servirán para evitar inútiles errores, consultas y pérdidas de tiempo y con las cuales aclararemos que lo que para vosotros podría resultar un error del circuito, no lo es en realidad.

Probando una bobina de pocas espiras, en paralelo a la cual se ha aplicado una capacidad de 100 pF, el frecuencímetro leerá una frecuencia de, por ejemplo, 35 MHz. Aumentando la capacidad a 220 pF, obviamente la frecuencia bajará a 23 MHz. Si de nuevo se sustituye esa capacidad por una de 560 pF, el frecuencímetro confirmará que la frecuencia generada ha disminuido, indicando por ejemplo 15 MHz. Ahora, aumentando la capacidad a 8.200 pF, se supone que el oscilador generará una frecuencia de 3,9 MHz. En cambio la frecuencia aumentará y el oscilador, con una bobina de pocas espiras y una elevada capacidad, oscilará por ejemplo en 70-80 MHz.

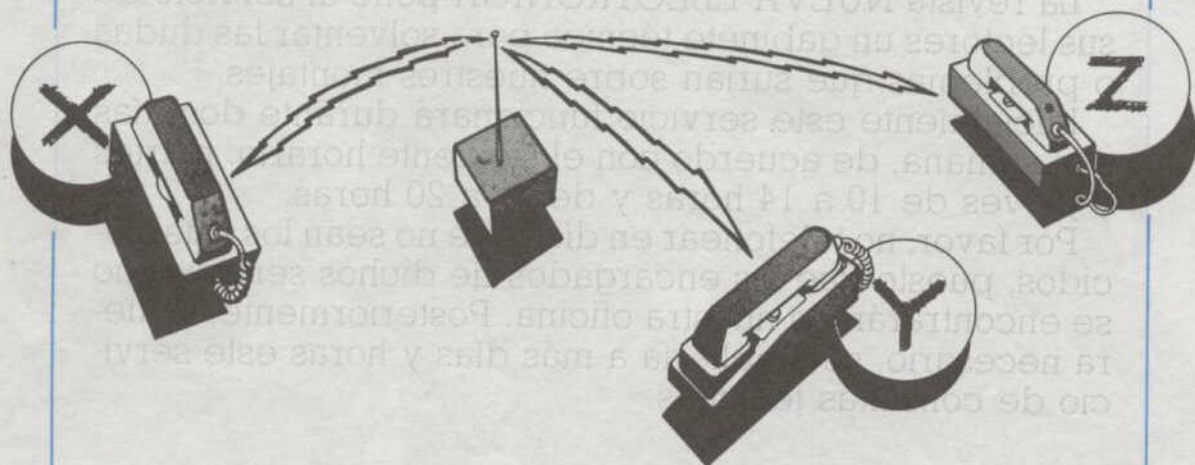
Ante este fenómeno, todos podrían pensar que el oscilador se ha vuelto loco o que el diseño no funciona, pero no es así.

Realizando una inductancia con pocas espiras y aplicándole en serie una capacidad desorbitada es como si las pistas del circuito impreso quedasen cortocircuitadas en sus extremos y así se obtendría una bobina en «U» que con las capacidades parásitas del circuito impreso y de los transistores, llegaría a oscilar. Por ello se leerá en el frecuencímetro 70-80 MHz en lugar de 3,9 MHz.





# LLAMADA SELECTIVA PARA RADIOTELÉFONO



*Enviad a través de vuestro transmisor la señal generada por este codificador y quien disponga del adecuado decodificador será avisado de que lo estáis buscando. Este circuito puede ser útil para llamadas selectivas y para excitar relés a distancia, mediante radioteléfono.*

**C**ONECTAR a vuestro transceptor un decodificador y el correspondiente codificador de llamada puede resultar muy cómodo si por particulares circunstancias queréis comunicar única y exclusivamente con un reducido círculo de amigos.

Por ejemplo, cuántas veces habréis pedido a un amigo que permanezca a la escucha porque deseáis realizar algunas pruebas y necesitáis un control una vez alcanzada, con el automóvil o la barca, la zona prefijada.

En estos casos, durante horas y horas, ese amigo debe permanecer a la espera de vuestra llamada y, en la duda, contestar a cualquier llamada efectuada por otros en la misma frecuencia elegida por vosotros.

Disponiendo del codificador-decodificador que hoy os presentamos solucionaréis este inconveniente, ya que sólo en presencia de la señal emitida por vosotros, el altavoz —que ante cualquier otra señal permanecerá «mudo»— emitirá una nota acústica para avisar a vuestro interlocutor de que estáis listos para la prueba.

Este circuito, como podéis fácilmente intuir,

presenta notables ventajas, como por ejemplo, la de poder avisar a casa de que estáis «tirados» en la autopista o en otras ocasiones puede ser útil para llamar sólo a los amigos o para excitar por radio un relé para apagar y encender carteles luminosos, excitar un antirrobo, avisaros de que alguien os busca... Este último podría ser el caso del médico, que disponiendo de un transceptor en el coche puede ser informado de que se reclama su presencia.

Ahora pasamos a la descripción del esquema eléctrico de nuestro circuito.

## Esquema eléctrico codificador

Como se ve en la fig. 1, el codificador utiliza dos transistores, un PNP que lleva las siglas TR1 y un NPN indicado como TR2, más un integrado NE.555 que lleva las siglas IC1.

En este esquema los dos transistores se emplean como «interruptor temporizado», mientras que el integrado IC1 se utiliza como generador de nota a 1.300 Hz.

Al aplicar tensión al circuito, el transistor TR1 no puede conducir por estar su base al mismo potencial que el emisor, a causa de la resistencia R1.

En esas condiciones, al no existir tensión positiva alguna en su colector, el integrado IC1 no puede funcionar. Pulsando el pulsador P1, la tensión positiva de alimentación llega simultáneamente al integrado IC1, que emite así su nota de BF, y a los dos condensadores C2 y C3.

A diferencia del condensador electrolítico C2 cuyo terminal negativo está directamente conectado a masa, el condensador electrolítico C3 va a masa mediante la resistencia R3, a la cual está además conectada la base del transistor TR2, un NPN tipo BC.237.

El condensador C3, durante el período de carga, determina una diferencia de potencial en los extremos de la resistencia R3, lo que equivale a decir que en la base de TR2 se presenta una tensión positiva. Al ponerse en conducción dicho transistor, cortocircuita a R2 la base de TR1 que, al ser un PNP, comienza a conducir y por ello tendremos en su colector la tensión de la pila.

Cuando el condensador C3 se ha cargado totalmente (tiempo medio 10 segundos), en los extremos de R3 falta la tensión positiva que anteriormente polarizaba la base de TR2 y en consecuencia, el transmisor queda interrumpido. En esas condiciones también el transistor TR1 deja de conducir, retirando así la tensión de alimentación al integrado IC1.

Pulsando de nuevo P1 durante un breve instante, se recuperan las condiciones precedentes y nuestro codificador emite su nota acústica durante otros 10 segundos.

Como ya hemos dicho, el generador de la nota de BF está constituido por el integrado NE.555 indicado como IC1. El condensador C4

y las resistencias R4 y R5, conectadas a las patillas 2-6 y 7 de IC1, forman una red cuyo valor establece la frecuencia de la nota generada por el integrado.

Dicha señal, presente en la patilla 3 de IC1, llega al altavoz mediante el condensador electrolítico C5, la resistencia R6 y el trimmer R7. El trimmer servirá para poder obtener en salida una señal de BF suficiente para ser captada por el micrófono del transceptor.

Durante el funcionamiento, todo el circuito consume alrededor de 18 mA y por tanto puede ser alimentado con una pila normal de 9 volt. Dado que su consumo en reposo es prácticamente nulo, será inútil insertar un interruptor en el positivo de alimentación del circuito.

## Esquema eléctrico decodificador

El esquema eléctrico correspondiente al circuito del decodificador se presenta en la fig. 2.

La señal de entrada del decodificador se toma directamente del altavoz del receptor y se aplica al circuito del decodificador a través de los contactos del relé RL1.

La resistencia R12, conectada al contacto del relé, sustituye a la carga del altavoz cuando el relé está desexcitado. La nota de baja frecuencia emitida por el codificador, presente en los extremos de R12, se transfiere a la patilla 3 de IC1 mediante R11 y C5.

Los diodos DS1 y DS2, conectados en oposición de polaridad a continuación de la resistencia R11, sirven para limitar la amplitud de la señal a 1,2 volt. aproximadamente.

El integrado IC1 es un «tone decoder» tipo NE.567 y sirve, en nuestro decodificador, para reconocer únicamente la frecuencia emitida por el codificador, que en este diseño se ha elegido de 1.300 Hz.

El funcionamiento de este paso es muy sencillo, ya que el integrado compara la frecuencia aplicada a la patilla 3 con la frecuencia generada por un oscilador interno, frecuencia que está determinada por las resistencias R1, R2 y el condensador C2.

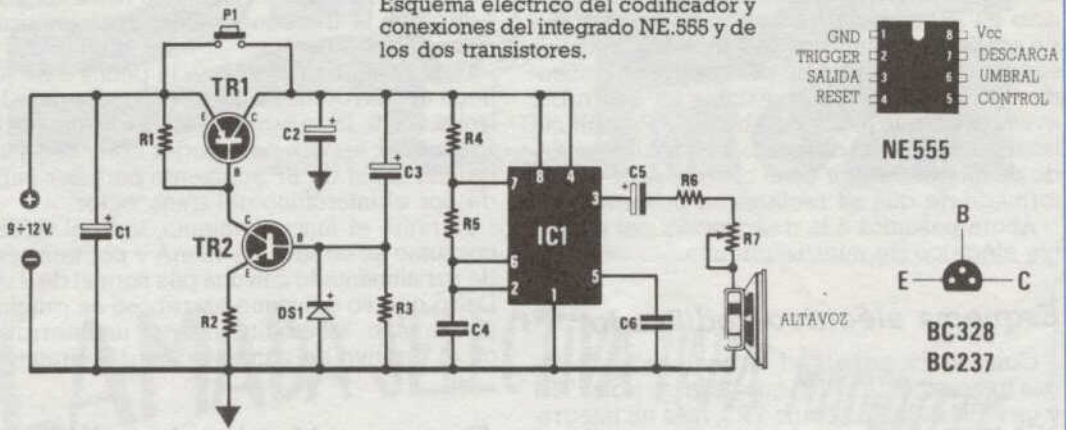
Si estas dos frecuencias son totalmente idénticas, en la patilla 8 de IC1 hay un nivel lógico 0, es decir, no hay tensión alguna. En ausencia de señal o ante una señal de distinta frecuencia, en la patilla 3 de IC1 habrá un nivel lógico 1, es decir, una tensión positiva de 12 volt.

Como se puede observar, la patilla 8 de IC1 está conectada mediante la resistencia R5 y el diodo DS2 a la entrada NO INVERSORA (patilla 2) de un COMPARADOR DE TENSIÓN indicado en el esquema eléctrico de la fig. 4 con las siglas IC2.

La entrada INVERSORA de este integrado está conectada al diodo zener DZ1, de 5,1 volt., y por ello el umbral de intervención de este comparador de tensión está fijado en ese va-



Figura 1  
Esquema eléctrico del codificador y conexiones del integrado NE.555 y de los dos transistores.



#### COMPONENTES LX.615

R1=22.000 ohm. ¼ wat.  
R2=1.500 ohm. ¼ wat.  
R3=220.000 ohm. ¼ wat.  
R4=1.200 ohm. ¼ wat.  
R5=22.000 ohm. ¼ wat.

R6=56 ohm. ¼ wat.  
R7=1.000 ohm. trimmer.  
C1=100 mF electrolítico 16 volt.  
C2=4,7 mF electrolítico 16 volt.  
C3=22 mF electrolítico 16 volt.  
C4=22.000 pF poliéster.  
C5=10 mF electrolítico 16 volt.

C6=10.000 pF poliéster.  
DS1=diodo de silicio 1N4148  
TR1=transistor PNP tipo BC.328  
TR2=transistor NPN tipo BC.237  
IC1=integrado NE.555  
P1=pulsador.  
Altavoz 8 ohm. 0,2 wat.

lor. Cuando en la patilla **NO INVERSORA** de IC2 hay una tensión positiva, en la salida (patilla 7) hay una tensión positiva de 12 volt. Cuando dicha patilla se pone en nivel lógico 0, es decir, en presencia de la nota BF, la salida del comparador pasa de 12 volt. a 0 volt.

A causa de la realimentación positiva introducida por la resistencia R8 y el diodo DS4 —conectados entre la salida y la entrada no inversora de IC2—, una vez conmutado a 0 volt. en salida, tal integrado permanece estable en esa situación aunque sucesivamente la tensión en la patilla 8 de IC1 vuelva a nivel lógico 1.

Dado que en la salida de este comparador se encuentra conectado el transistor PNP tipo BC.328, mientras la salida de IC2 esté en nivel lógico 1, dicho transistor no conduce y en consecuencia el relé permanece desexcitado. Apenas la salida de IC2 se pone a nivel lógico 0, el transmisor conduce y el relé RL1 se exci-

ta, conectando el altavoz a la salida del transceptor.

Como el circuito emplea 2 o 3 segundos en decodificar la nota de baja frecuencia recibida, mientras que la duración de la nota es de 10 segundos, después de la conmutación del relé se podrá oír la nota a 1.300 Hz directamente en el altavoz del receptor. Esta nota servirá de aviso para reclamar la atención del que está a la escucha.

Además de la nota de BF, también el diodo led DL1 —conectado al emisor del transistor TR1— pondrá en evidencia el estado de «LLAMADA». Este led, cuando el relé resulta excitado, es polarizado mediante la resistencia R10 y al encenderse indica que el «código» de llamada ha sido reconocido.

En el circuito hay, además, dos pulsadores P1 y P2, conectados ambos a la patilla 2 de IC2 mediante la resistencia R6 y R7.

El pulsador P1, al «forzar» a positivo a la patilla 2 de IC2, desbloquea la salida de este integrado, llevándola al nivel positivo. De ese modo queda inhibido el transistor TR1 y el relé RL1 se desexcita. Este pulsador funciona, pues, como «RESET» manual del circuito y pone de nuevo al decodificador a la espera de la nota de «código» en 1.300 Hz.

El pulsador P2 funciona exactamente al contrario. En efecto, llevando a masa la patilla 2 de IC2 mediante la resistencia R7, hace que la salida del integrado se bloquee en el nivel lógico 0, poniendo así en conducción al transistor TR1.

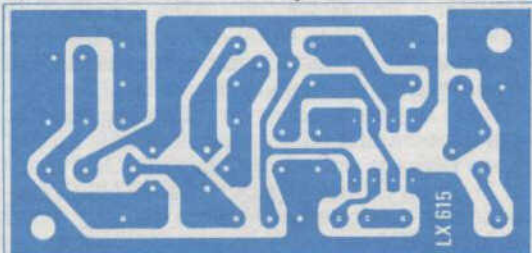


Figura 2  
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso del codificador.



El relé RL1, al excitarse, hace el set manual del circuito y de ese modo excluye todo el circuito del decodificador y conecta el altavoz de salida al transceptor, independientemente del reconocimiento o no del «código de llamada» a 1.300 Hz.

Respecto a la alimentación, el circuito necesita una tensión estabilizada de 12 volt. y dado que su consumo con el relé excitado es del orden de 60 mA, se puede utilizar directamente la misma alimentación del transceptor.

## Realización práctica

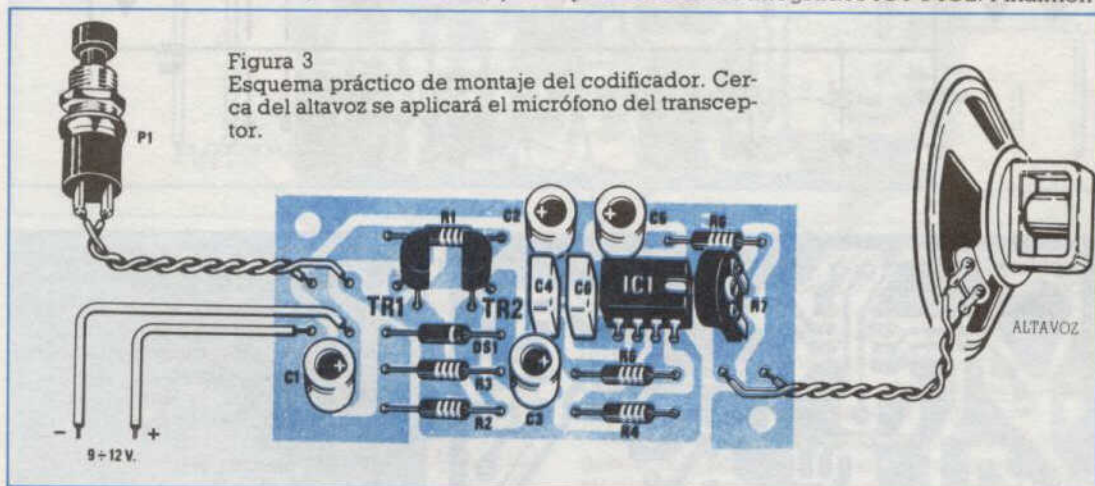
La realización práctica de estos dos circuitos no comporta dificultad alguna. Si iniciáis el montaje por el circuito impreso LX.615, visible a tamaño natural en la fig. 2, montad en primer lugar todas las resistencias y el trimmer R7, y a

del altavoz una nota a 1.300 Hz durante 10 segundos aproximadamente. Acercando el micrófono de vuestro transceptor al altavoz, podréis transmitir dicha nota. El trimmer R7 deberá ajustarse para no saturar la modulación.

Una vez terminado el montaje del codificador, podréis pasar a la realización del circuito del decodificador, LX.616, a tamaño natural en la fig. 5.

El montaje de este circuito es también muy sencillo. Comenzad insertando todas las resistencias y los diodos, poniendo atención respecto a estos últimos para respetar su polaridad (ver en la fig. 6 la franja que rodea un solo lado del cuerpo del diodo).

Insertad ahora todos los condensadores de poliéster y los tres condensadores electrolíticos C1-C4-C7, respetando también la polaridad de estos últimos componentes. A continuación, soldad los dos zócalos de 8 patillas necesarios para recibir los integrados IC1 e IC2. Finalmen-



continuación del diodo DS1, prestando atención para orientar la franja de polarización de este último hacia el integrado IC1.

Montad luego los dos condensadores de poliéster C4 y C6 y los cuatro condensadores electrolíticos C1-C2-C3 y C5, respetando la polaridad positiva y negativa de los dos terminales.

Insertad ahora el zócalo de 8 patillas y finalmente podréis soldar los dos transistores TR1 y TR2, conectándolos con la parte plana orientada como se ve en la fig. 3.

Finalizado el montaje de todos los componentes en el circuito impreso, podréis conectar con dos trozos de cable cualquiera el pulsador P1 de «start», el altavoz de 8 ohm. 0,2 wat. y los dos cables de alimentación para la pila.

Hecho esto, insertad el integrado IC1 en su zócalo orientando la muesca de referencia de su envoltura hacia el trimmer R7.

Ahora podréis alimentar el circuito con una pila normal de 9 volt. o bien con cualquier alimentador capaz de suministrar tal tensión.

Como podréis constatar, pulsando P1, saldrá

te insertad el transistor TR1 con la parte plana del cuerpo orientada hacia IC2, el trimmer R2 y el relé RL1.

Finalizado el montaje de todos los componentes, podréis conectar con un trozo de hilo los dos pulsadores P1 y P2. Para conectar el diodo led, aconsejamos la utilización de dos cablecillos de distinto color, para no confundir el terminal positivo y el negativo del led mismo.

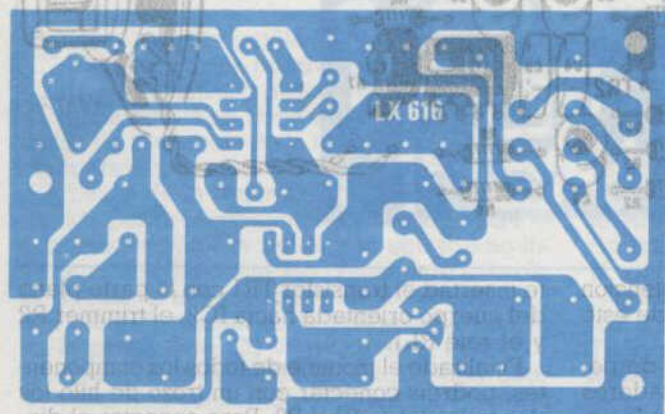
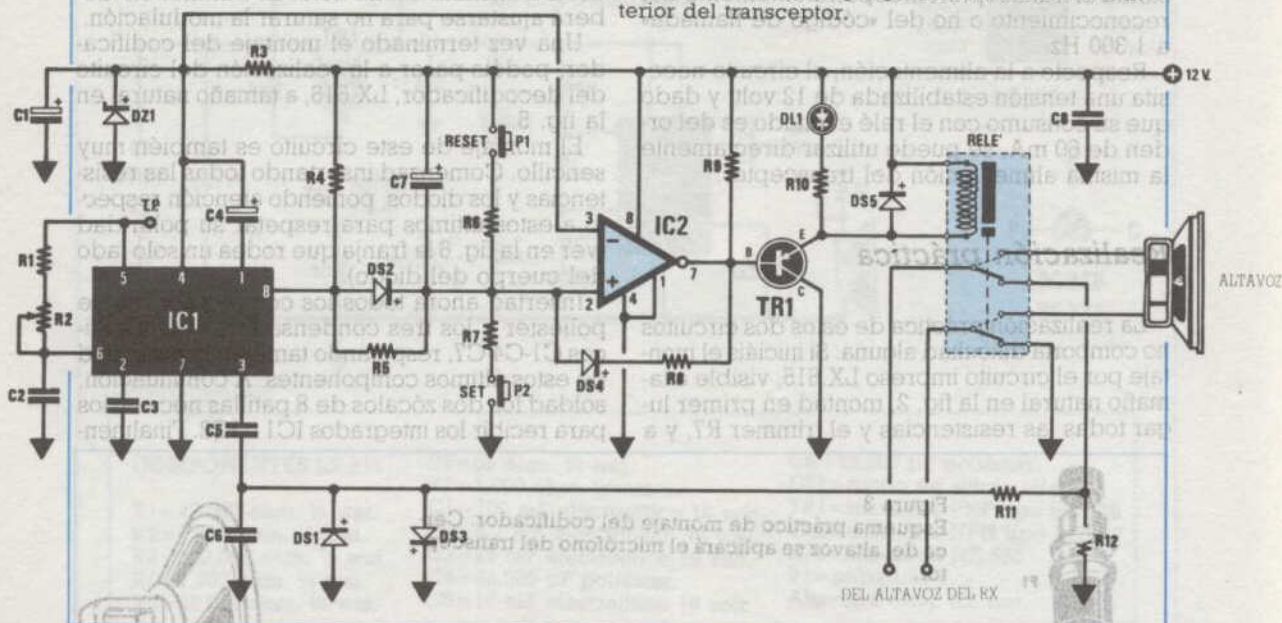
Efectuada esta última operación, podréis insertar los dos integrados IC1 e IC2 en sus respectivos zócalos, orientando la muesca de referencia de IC1 hacia el condensador C4 y la de IC2 hacia C7.

## Ajuste

El circuito del decodificador necesita un sencillo ajuste antes de instalarlo definitivamente en vuestro transceptor. En efecto, si el oscilador de referencia existente en el interior de IC1 en el decodificador no genera una frecuencia idéntica a la que proporciona el circuito del codificador, el relé no podrá excitarse nunca.



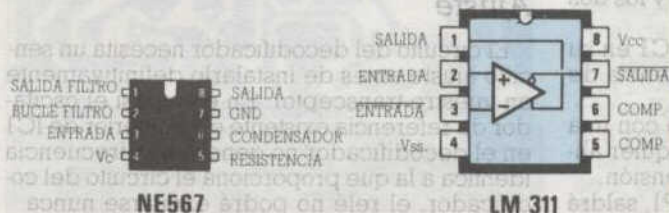
Figura 4  
Esquema eléctrico del decodificador. El altavoz conectado al relé es el que ya está insertado en el interior del transceptor.



#### COMPONENTES LX.616

- R1=8.200 ohm. ¼ wat.
- R2=10.000 ohm. trimmer.
- R3=390 ohm. ¼ wat.
- R4=10.000 ohm. ¼ wat.
- R5=180.000 ohm. ¼ wat.
- R6=470 ohm. ¼ wat.
- R7=470 ohm. ¼ wat.
- R8=3.300 ohm. ¼ wat.
- R9=10.000 ohm. ¼ wat.
- R10=1.000 ohm. ¼ wat.
- R11=3.300 ohm. ¼ wat.
- R12=15 ohm. ½ wat.
- C1=22.000 mF electrolítico 25 volt.
- C2=68.000 pF poliéster.
- C3=1 mF poliéster.
- C4=10 mF electrolítico 25 volt.
- C5=47.000 pF poliéster.
- C6=10.000 pF poliéster.
- C7=22 mF electrolítico 25 volt.
- C8=100.000 pF poliéster.
- DS1=diode de silicio 1N4148
- DS2=diode de silicio 1N4148
- DS3=diode de silicio 1N4148
- DS4=diode de silicio 1N4148
- DS5=diode de silicio 1N4007
- DZ1=diode zener 5,1 volt. ¼ wat.
- DL1=diode led.
- TR1=transistor PNP tipo BC.328
- IC1=integrado NE.567
- IC2=LM.311
- Relé=12 volt. 2 circuitos.
- P1=pulsador.
- P2=pulsador.

Figura 5  
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso del decodificador y conexiones de los dos integrados y del diodo led.





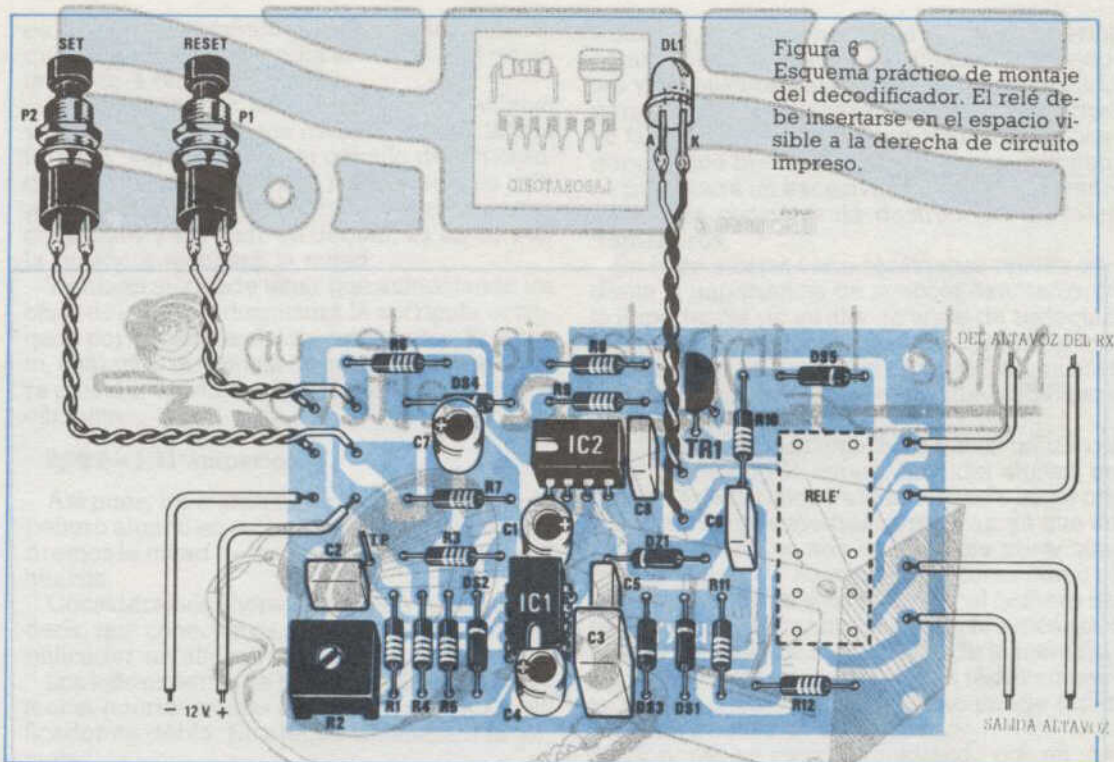


Figura 6  
Esquema práctico de montaje  
del decodificador. El relé de-  
be insertarse en el espacio vi-  
sible a la derecha de circuito  
impreso.

Las operaciones a realizar son muy sencillas, ya que para ajustar correctamente el trimmer del decodificador sólo se necesita el correspondiente circuito del codificador.

Conectad, pues, dos cables al altavoz del decodificador y conectad la salida del altavoz del codificador a los dos terminales del decodificador que en el esquema eléctrico están indicados con la frase «DESDE EL ALTA VOZ DEL RX».

Girad ahora el trimmer R7 del codificador a mitad de recorrido y el trimmer R2 del decodificador totalmente hacia el condensador C2. Alimentad ambos circuitos y pulsad el P1 del codificador.

Hecho esto, tendréis que esperar al menos 3 segundos y luego, lentamente, girar el trimmer R2 hasta encontrar la posición en que el relé se excita.

Llegados a este punto, el ajuste del decodificador está ultimado.

Desconectad ahora los dos cables que van al altavoz de vuestro transceptor y conectarlos a los terminales indicados en el esquema eléctrico con las palabras «DESDE EL ALTA VOZ DEL RX». Conectad los otros dos terminales indicados como «SALIDA ALTA VOZ» al altavoz del transceptor.

Si disponéis de un frecuencímetro digital, podéis utilizarlo para llevar a cabo el ajuste. Alimentad el circuito del codificador y pulsad el P1 para obtener así la nota de «código» en la salida del codificador.

Conectando el pulsador del frecuencímetro

a la patilla 3 de IC1, leeréis la frecuencia exacta de esta nota que será, como ya hemos mencionado, de 1.300 Hz aproximadamente. No os preocupéis si la lectura es de 1.250 ó 1.420 Hz, ya que el valor exacto de esta frecuencia depende de la tolerancia de las resistencias R4 y R5 y del condensador C4.

Ahora podréis ajustar la frecuencia del integrado IC1 presente en el decodificador. Alimentad por tanto este último y conectad la punta de prueba del frecuencímetro en el punto TP del circuito impreso. Girad ahora el trimmer R2 hasta obtener la misma frecuencia leída anteriormente en el codificador.

En este momento, los dos circuitos están perfectamente acoplados y listos para funcionar correctamente.

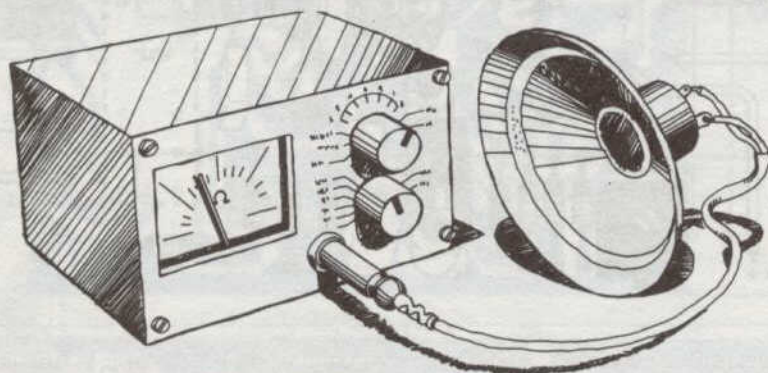
Si queréis inhabilitar el decodificador es decir, conectar directamente el altavoz al transceptor sólo tendréis que pulsar el pulsador P2. Haciéndolo así, el relé se excitará y el decodificador quedará automáticamente excluido.

Si se desea, es posible modificar la frecuencia de la nota de «reconocimiento» para obtener varios «canales preferenciales». Para ello basta modificar, en el codificador, el valor del condensador C4 y consiguientemente el valor del condensador C2 en el decodificador, comprobando con un frecuencímetro (siguiendo la misma secuencia de operaciones descrita anteriormente) que la frecuencia del codificador corresponde a la del decodificador.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 49.



## Mida la impedancia de un altavoz



**U**NA situación que con frecuencia nos toca afrontar es la de tener que conectar un altavoz en la salida de un amplificador sin conocer su impedancia.

En estos casos, descartando la afortunada hipótesis de que demos a la primera con el altavoz de impedancia requerida, se pueden verificar dos situaciones igualmente perjudiciales:

1. El altavoz elegido tiene una impedancia demasiado elevada, en cuyo caso, aunque no corramos el riesgo de averiar el amplificador, la potencia acústica obtenida en salida será inferior a lo previsto.

2. El altavoz elegido tiene una impedancia demasiado baja respecto a la específica para la cual ha sido diseñado el amplificador. Por tanto, apenas elevemos el volumen, correremos el riesgo de sobrecargar los transistores finales y de averiarlos incluso.

Para entender mejor tales afirmaciones, pongamos un ejemplo práctico. Supongamos que tenemos un amplificador diseñado para proporcionar en salida una potencia máxima de 20 wat. con un altavoz de 4 ohm. y veamos cómo se modifica esa potencia si conectamos en salida un altavoz de 8 ohm. (es decir, con una impedancia más elevada de la necesaria), o bien con un altavoz de 2 ohm.

En primer lugar, calcularemos la tensión eficaz y la corriente eficaz entregadas por el amplificador cuando se le hace trabajar a la má-

xima potencia con su «carga» nominal de 4 ohm. Para ello emplearemos las siguientes fórmulas:

$$\text{volt.} = \text{wat.} \times \text{ohm.}$$

$$\text{Amperios} = \text{wat.} : \text{ohm.}$$

Sustituyendo nuestros datos en estas fórmulas —esto es, 20 wat. y 4 ohm.—, obtendremos los siguientes resultados:

$$20 \times 4 = 8,94 \text{ volt.}$$

$$20 : 4 = 2,23 \text{ amperios.}$$

Es decir, a su máxima potencia nuestro amplificador aplica sobre el altavoz una tensión eficaz de 8,94 volt. y le entrega una corriente de 2,23 amperios.

Si ahora sustituimos el altavoz por uno de 8 ohm., dejando sentado que la tensión eficaz máxima quedará inalterable porque está vinculada a la tensión de alimentación del amplificador, obviamente no podremos esperar obtener en salida la misma potencia de 20 wat., sino una potencia mucho menor, como se deduce de la fórmula:

$$\text{Wat.} = \text{volt.} \times \text{ohm.}$$

En efecto, si ponemos en dicha fórmula volt. = 8,94 (esto es, los volt. eficaces calculados anteriormente) y ohm. = 8, obtendremos:

$$8,94 \times 8,94 : 8 = 9,99 \text{ wat.,}$$



es decir, exactamente la mitad de la potencia que el amplificador podía entregar con un altavoz de 4 ohm.

De todas formas, el cálculo resulta intuitivo ya que si observáis con detenimiento la última fórmula, veréis que en el cálculo de la potencia (esto es, de de los wat.) se dividen los volt. por los ohm. Por tanto, si los volt. permanecen constantes y los ohm. se doblan, es obvio que la potencia resultará la mitad.

También se puede intuir que aumentando los ohm. del altavoz, disminuirá la corriente entregada por el paso final del amplificador. En efecto, utilizando la fórmula dada anteriormente para calcular los amperios, podemos obtener fácilmente:

$$9,99:8 = 1,11 \text{ amperios.}$$

Así pues, los transistores finales no correrán peligro alguno en este último caso, pero obtendremos la mitad de la potencia acústica por el altavoz.

Consideremos ahora la segunda hipótesis, es decir, que conectamos en salida de nuestro amplificador un altavoz de 2 ohm.

Los más expertos ya habrán intuido que la potencia «teóricamente» entregada por el amplificador se dobla. En efecto, si tomamos la fórmula:

$$\text{Wat.} = \text{volt.} \times \text{volt.:ohm.}$$

y ponemos ohm. = 2 dejando inalterados los volt., automáticamente obtendremos:

$$8,94 \times 8,94:2 = 39,9 \text{ wat.}$$

esto es, prácticamente el doble de los 20 wat. nominales.

Hasta ahora hemos hablado de potencia «teórica», pero ha llegado el momento de tener en cuenta la intervención de un segundo factor. En efecto, a igualdad de tensión, para poder obtener una potencia mayor es necesario **entregar más corriente** y si el alimentador no fuese capaz de suministrar esa corriente de más, el amplificador no podría darnos la potencia que hemos calculado.

De todos modos, supongamos que no tenemos problemas de alimentación en nuestro equipo y calculemos cuánto debe aumentar la corriente para obtener de nuestro amplificador una potencia de 39,9 wat. La fórmula ya la conocemos por haberla utilizado dos veces anteriormente, por consiguiente sólo tendremos que sustituir nuestros datos en esta fórmula (es decir, 39,9 para los wat. y 2 para los ohm.) para obtener:

$$39,9:2 = 4,46 \text{ amperios.}$$

Esto significa que con un altavoz de 2 ohm., los transistores finales del amplificador tienen que entregar una corriente doble respecto a la que normalmente entregan con un «carga» de

4 ohm. (4,46 amperios contra los 2,23 amperios nominales). Por tanto, si las aletas refrigeradoras y los mismos transistores se han calculado para una corriente máxima de 3-3,5 amperios, es fácil deducir que al funcionar el amplificador durante breve tiempo al máximo volumen, se provocará un excesivo calentamiento interno con la consiguiente destrucción de tales transistores.

En base a estas consideraciones resulta evidente la importancia de conocer exactamente la impedancia de un altavoz antes de conectarlo a un amplificador. Sin embargo, hasta el momento nadie se ha preocupado de suministrar a bajo costo un instrumento adecuado para efectuar tal medida.

A falta de tal instrumento, algunos utilizan el téster midiendo la impedancia del altavoz en la escala de los ohm. Pero haciéndolo así se obtendrán siempre medidas erróneas, ya que tal impedancia no es una «resistencia pura» sino que depende de numerosos factores como el diámetro de la bobina, su forma, el número de espiras con que cuenta, las características del núcleo, la resistencia mecánica de la membrana, la frecuencia de trabajo, y un téster conmutado en la escala de los ohm. no puede tener en cuenta todos estos factores.

Por poner un ejemplo, midiendo con un téster un altavoz de 8 ohm., podríamos leer una resistencia de 4,5 ohm. o bien de 3,2 ohm. y pensar erróneamente que se trata de un altavoz de 4 ohm., cuando para una señal de BF este altavoz presenta una impedancia de 8 ohm.

Para medir correctamente la impedancia de un altavoz tenemos, pues, que aplicarle una tensión alterna de modo que simulemos las condiciones efectivas de funcionamiento. Pero ahora surge un segundo problema, que consiste en determinar la frecuencia más idónea de la señal de BF a utilizar en la medida.

El motivo se explica en pocas palabras. En efecto, si tenemos una bobina que a 1.000 Hz presenta una impedancia (sería mejor decir una «reactancia inductiva») de 8 ohm., midiéndola a 300 Hz la misma bobina presenta una impedancia de 2,4 ohm. solamente y midiéndola a 2.000 Hz presenta una impedancia de 16 ohm.

Para no incurrir en errores de esa naturaleza, será pues necesario medir la impedancia del altavoz a la frecuencia estándar con que la miden las casas fabricantes, es decir, a la frecuencia de **1.000 Hz.**

El circuito medidor de impedancia que hoy os presentamos emplea precisamente un oscilador en dicha frecuencia, aunque por motivos de «economía» no se trata de un oscilador sinusoidal como sería lógico suponer, sino de un oscilador a onda cuadrada. Y ello porque nos ha parecido inútil complicar excesivamente el circuito y aumentar obviamente su costo, cuando una onda cuadrada puede garantizarnos una medida suficientemente precisa.

Para concluir, señalaremos que este circui-



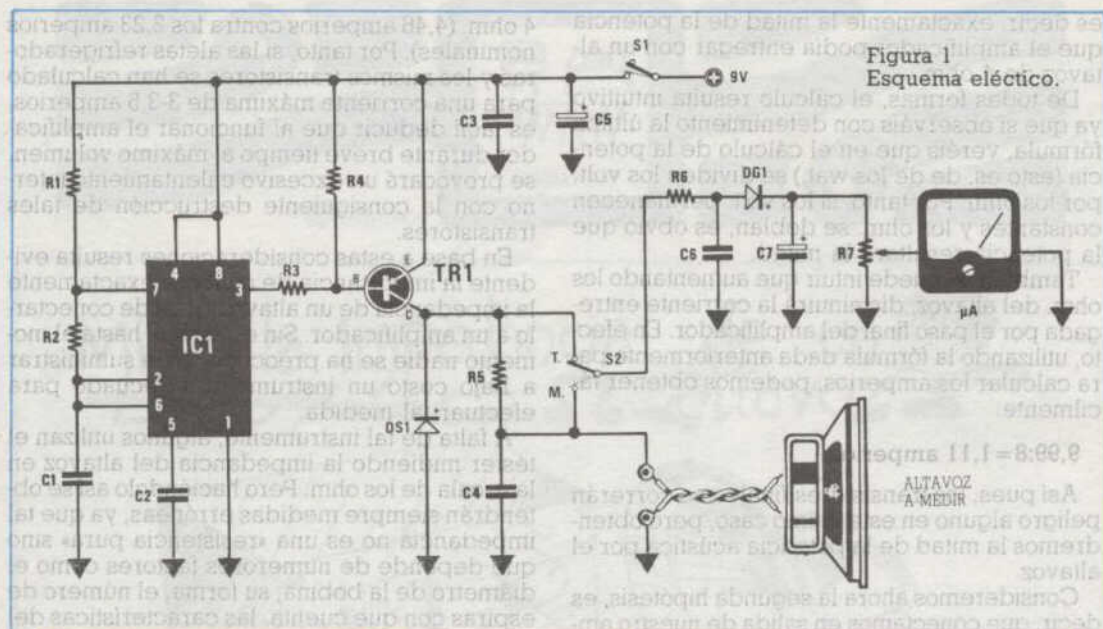


Figura 1  
Esquema eléctrico.

#### COMPONENTES

R1 = 1.800 ohm. ¼ wat.  
R2 = 220.000 ohm. ¼ wat.  
R3 = 150 ohm. ¼ wat.  
R4 = 4.700 ohm. ¼ wat.  
R5 = 10 ohm. 1 wat.  
R6 = 10.000 ohm. ¼ wat.  
R7 = 22.000 ohm. potenciómetro lineal  
C1 = 3.300 pF disco  
C2 = 10.000 pF disco

C3 = 100.000 pF disco  
C4 = 1.000 pF disco  
C5 = 100 mF electrolítico 25 Volt.  
C6 = 10.000 pF disco  
C7 = 4,7 mF electrolítico 25 Volt.  
DS1 = diodo de silicio 1N4007  
DG1 = diodo de germanio AA.117  
TR1 = transistor PNP tipo BD.242  
IC1 = integrado tipo NE.555  
S1-S2 = conmutadores de palanca  
uA = instrumento 100 microamperios fondo escala.

to, por la sencillez de su construcción, la inmediata utilización y el servicio que es capaz de dar, es especialmente adecuado para todos aquellos que no siendo expertos, desean igualmente construir algo práctico. De otro lado, considerando los componentes empleados y su fácil adquisición, también resulta idóneo para aquellos que quieran aprovechar los componentes de que disponen en su propio laboratorio.

### Esquema eléctrico

Ya hemos mencionado que el esquema de este instrumento resulta muy sencillo. En efecto, como se puede notar observando la fig. 1 el conjunto se reduce a un único integrado de tipo NE.555 (ver IC1) más un transistor PNP de potencia media (ver TR1).

El integrado NE.555 se utiliza como oscilador para generar una señal de onda cuadrada en la frecuencia de 1.000 Hz, señal que tenemos disponible en la patilla 3 y que aplicamos a la base del transistor TR1 de manera que obtenemos en el colector de éste una corriente más

que suficiente para excitar el altavoz cuya impedancia queremos medir.

Como se puede observar, el altavoz se encuentra conectado a una resistencia de 10 ohm. 1-2 wat. de carbón (ver R5), obteniendo así un divisor de tensión constituido precisamente por la bobina del altavoz y la resistencia misma.

Un oportuno conmutador (ver S2) procederá luego a tomar la tensión alterna, según las exigencias, del punto T (es decir, en el extremo del divisor) o bien del punto M (esto es, en el punto intermedio) para aplicarla en la entrada de un paso «detector» construido por DG1-C7, que nos permitirá medir la amplitud de cresta mediante el pequeño instrumento de 100 microamperios fondo escala conectado entre el cursor del potenciómetro R7 y la masa.

En la práctica, la medida de impedancia se efectuará en dos turnos sucesivos. Es decir, en primer lugar mediremos la tensión alterna existente en los extremos del divisor (punto T) y con ella llevaremos el instrumento al fondo escala (accionando R7). Luego mediremos la tensión en los extremos del altavoz (punto M) y en base a la posición asumida por la aguja indicadora en esta segunda medida, bien utilizando la fór-



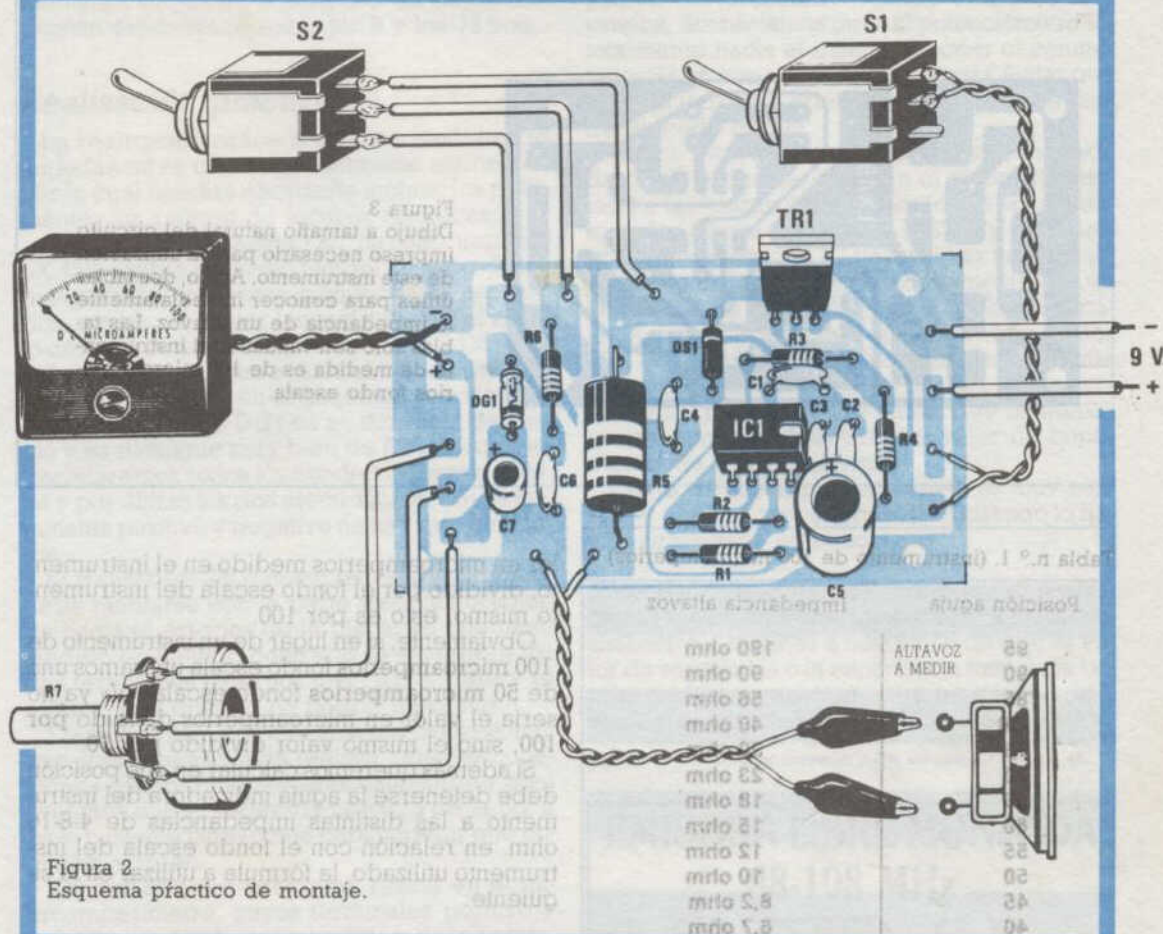


Figura 2. Esquema práctico de montaje.

mula correspondiente, bien empleando las tablas representadas en el artículo, obtendremos el valor de impedancia desconocido.

Si queremos emplear la fórmula, tendremos que dividir el valor de tensión medido en los extremos del altavoz por el fondo escala del instrumento (esto es, por 100). A continuación, suponiendo que llamamos genéricamente  $V$  al valor así obtenido (la indicación del instrumento dividida por 100), podremos obtener la impedancia del altavoz con la siguiente fórmula:

$$\text{Impedancia en ohm.} = (10 \times V) : (1 - V)$$

donde el 10 que aparece dentro del primer paréntesis es el valor óhmico de la resistencia  $R5$ .

Supongamos, por ejemplo, que después de llevar la aguja indicadora al fondo escala con la tensión disponible en el punto T, efectuamos la segunda medida en el punto M y la aguja indicadora se detiene en «35».

En primer lugar habrá que dividir por 100 ese 35, obteniendo así 0,35 que corresponde al valor de la variable  $V$  de nuestra fórmula. Luego sustituiremos el «0,35» en el lugar de « $V$ » y obtendremos:

$$(10 \times 0,35) : (1 - 0,35) = 5,38 \text{ ohm.}$$

Como veis, el procedimiento a seguir es bastante sencillo y aún más simple será si en lugar de la fórmula utilizáis la tabla n.º 1 (que nos proporciona la impedancia en ohm. correspondiente a cada salto de 5 microamperios en la escala del instrumento) o la tabla n.º 2 (que en cambio nos da la indicación en microamperios que debemos obtener en la escala para las impedancias más utilizadas).

Aclaremos que estas tablas son válidas sólo si la resistencia  $R5$  es exactamente de 10 ohm. como indicaremos en la lista de componentes. Si ésta tuviese un valor distinto, habría que volver a calcular las tablas mismas utilizando la fórmula descrita anteriormente y sustituyendo el 10 incluido en el primer paréntesis por el valor efectivo de la resistencia  $R5$ . Por ejemplo, suponiendo que la resistencia  $R5$  resulte de 15 ohm., la fórmula anterior se transformará de esta manera:

$$\text{impedancia} = (15 \times V) : (1 - V),$$

donde con « $V$ » se indica, como siempre, el va-



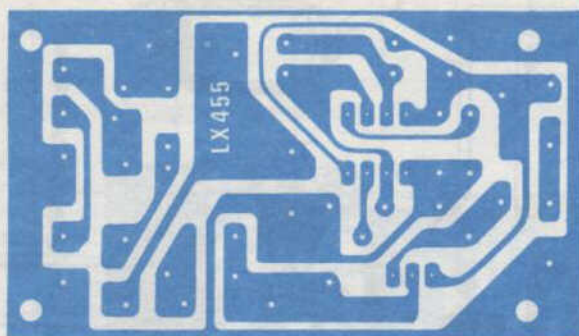


Figura 3

Dibujo a tamaño natural del circuito impreso necesario para la utilización de este instrumento. Abajo, dos tablas útiles para conocer inmediatamente la impedancia de un altavoz. Las tablas sólo son válidas si el instrumento de medida es de 100 microamperios fondo escala.

Tabla n.º 1. (instrumento de 100 microamperios)

| Posición aguja | Impedancia altavoz |
|----------------|--------------------|
| 95             | 190 ohm            |
| 90             | 90 ohm             |
| 85             | 56 ohm             |
| 80             | 40 ohm             |
| 75             | 30 ohm             |
| 70             | 23 ohm             |
| 65             | 18 ohm             |
| 60             | 15 ohm             |
| 55             | 12 ohm             |
| 50             | 10 ohm             |
| 45             | 8,2 ohm            |
| 40             | 6,7 ohm            |
| 35             | 5,4 ohm            |
| 30             | 4,3 ohm            |
| 25             | 3,3 ohm            |
| 20             | 2,5 ohm            |
| 15             | 1,8 ohm            |
| 10             | 1,8 ohm            |
| 10             | 1,1 ohm            |
| 5              | 0,5 ohm            |

Tabla n.º 2 (instrumento de 100 microamperios)

| Impedancia en Ohm. | Indicación en microamperios |
|--------------------|-----------------------------|
| 3                  | 23                          |
| 3,5                | 26                          |
| 3,8                | 27,5                        |
| 4                  | 29                          |
| 4,6                | 32                          |
| 5                  | 33                          |
| 5,6                | 36                          |
| 6                  | 37,5                        |
| 7                  | 41                          |
| 8                  | 44,5                        |
| 10                 | 50                          |
| 12                 | 55                          |
| 15                 | 60                          |
| 16                 | 62                          |

lor en microamperios medido en el instrumento, dividido por el fondo escala del instrumento mismo, esto es por 100.

Obviamente, si en lugar de un instrumento de 100 microamperios fondo escala utilizamos uno de 50 microamperios fondo escala, «V» ya no sería el valor en microamperios dividido por 100, sino el mismo valor dividido por 50.

Si además queremos calcular en qué posición debe detenerse la aguja indicadora del instrumento a las distintas impedancias de 4-8-16 ohm. en relación con el fondo escala del instrumento utilizado, la fórmula a utilizar es la siguiente:

$$\text{Microamperios} = (\text{microamperios fondo escala} \times \text{ohm.}) : (10 + \text{ohm.}),$$

donde los ohm. son los relativos a la impedancia del altavoz y 10, como siempre, el valor óhmico de la resistencia R5.

Por ejemplo, suponiendo que empleemos un instrumento de 200 microamperios fondo escala, si queremos saber qué indicación debe proporcionarnos tal instrumento para un altavoz de 8 ohm., habrá que efectuar el siguiente cálculo:

$$(200 \times 8) : (10 + 8) = 88 \text{ microamperios.}$$

Hacemos notar que sobre todo para los valores más bajos de impedancia, se podrían obtener en la práctica ligerísimas discordancias con los datos representados en nuestras tablas. En efecto, a estos niveles empieza a hacerse notar la pequeña caída de tensión introducida por el diodo DG1, pero aun así podemos garantizaros que tales diferencias son tan leves como para no tomarlas en consideración.

Por lo que respecta a la alimentación del circuito, os diremos que ésta puede obtenerse con una pila corriente de 9 volt. o con cualquier ali-



mentador capaz de suministrar en salida una tensión estabilizada entre los 9 y los 12 volt.

## Realización práctica

La realización práctica de este medidor de impedancia es una tarea realmente elemental, por lo cual pueden abordarla incluso los principiantes sin peligro de incurrir en fracasos.

Una vez en posesión del circuito impreso LX 453, visible a tamaño natural en la fig. 3, podréis montar los pocos componentes necesarios, comenzando por las resistencias, el zócalo del integrado, los dos diodos DG1 y DS1 con la franja de color que señala el cátodo orientada como se indica en el esquema práctico (tened presente que DG1 es un diodo de germanio y se distingue muy bien de DS1 porque es transparente), todos los condensadores de disco y por último los dos electrolíticos, cuyos terminales positivo y negativo no hay que confundir.

El transmisor TR1, como se ve en el dibujo, debe montarse con la parte metálica orientada hacia el exterior de la placa, ya que montándolo en sentido contrario se invertirán los dos terminales externos (esto es, la base y el emisor) y el circuito no podría funcionar.

Efectuada esta primera fase del montaje, hay que ocuparse ahora de realizar todas las conexiones con los componentes exteriores y aquí creemos que el esquema práctico de la fig. 2 es lo bastante claro como para impedir que cometáis errores.

Tal vez el único problema resida en el microamperímetro, cuyos terminales positivo y negativo no deben ser invertidos, de lo contrario la aguja indicadora se desviará por debajo del cero.

Obviamente, aunque no la hemos mencionado antes, el instrumento de medida **siempre puede sustituirse por un téster** conmutado en la escala de 100 microamperios fondo escala, ahorrándonos así el costo del instrumento.

Para conectar el altavoz recomendamos la utilización de dos cables dotados en un extremo de una «pinza de cocodrilo», de modo que se pueda efectuar fácilmente la medida en cualquier condición.

Por último insertaréis el integrado NE.555 en su zócalo, con la muesca de referencia orientada hacia el condensador de disco C3 y llegados a este punto nuestro circuito estará listo para funcionar.

## Cómo efectuar la medida

Una vez finalizado el montaje, comprobar el funcionamiento del circuito es tarea fácil. En efecto, basta conectar a las pinzas un altavoz y suministrar tensión mediante el conmutador S1, para oír de inmediato por el altavoz la nota a 1.000 Hz que testimonia el perfecto funciona-

miento del oscilador. Cuando efectuéis esta prueba, aconsejamos girar el potenciómetro R7 totalmente hacia el mínimo y poner el conmutador S2 en posición «MEDIDA» para evitar que la aguja indicadora del instrumento golpee contra el fondo escala.

Ahora, para efectuar materialmente la medida de impedancia, dejando el altavoz conectado a las pinzas, habrá que desplazar el conmutador S2 a la posición «AJUSTE» y girar luego el potenciómetro R7 hasta llevar la aguja indicadora del instrumento exactamente a la última señal de la escala (esto es, a fondo escala). A continuación desplazareis el conmutador S2 a «MEDIDA» y leeréis los microamperios que os indica el instrumento. Hecho esto, con la ayuda de las fórmulas y las tablas que os hemos proporcionado, obtendréis el valor de impedancia de vuestro altavoz.

Como veréis, el procedimiento es muy sencillo y aún os parecerá más fácil cuando lo hayáis practicado un poco.

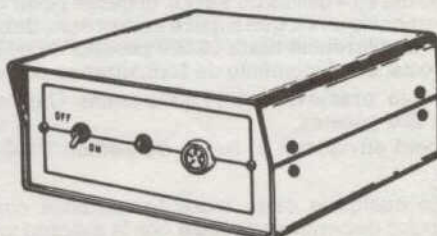
**Nota:** Hacemos notar al lector que este instrumento puede utilizarse también para medir resistencias o bobinas a condición de que el valor de resistencia o la impedancia total de la bobina esté comprendida entre un mínimo de 1 ohm. y un máximo de 200-220 ohm.

*Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 49.*

## EMISORA LIBRE MONTADA

**88-108 MHz**

**FM STEREO - 45 W.**



**EMISOR MONO DE 10 W.**

**EMISOR MONO DE 4 W. 19.000 pts.**

**LINEALES DE 250 W.**

**ANTENAS DE EMISIÓN**

**RADIO-ENLACES EN VHF,**

**TX Y RX.**

**ELECTRÓNICA  
VICHE, S.L.**

*Envíos a toda España*

**Llano de Zaidia, 3 - Tel. (96) 347 05 12/13**

**(Junto Gasolinera Torreta)**

**46009 VALENCIA**