

nueva

Año III-N°20 225 pts

ELECTRONICA

montajes de vanguardia al alcance de todos
de Hobby Press, S.A.

Un SCRAMBLER para comunicaciones secretas



Como obtener mayor
potencia en su transmisor

Telemando y antirrobo
en 300 MHz

TELEMANDO

- 4 Este minitransmisor en los 300 MHz con su correspondiente receptor permiten su utilización como mando a distancia para la apertura de la puerta de un garaje. Al leer el artículo se le sugerirán otras muchas aplicaciones, dada la versatilidad del circuito.

ELECTRÓNICA PRÁCTICA

- 13 En nuestro deseo de que la electrónica esté siempre al servicio de las personas para resolver problemas cotidianos os presentamos un localizador de conducciones eléctricas, que será de una ayuda inestimable para evitar accidentes con las conducciones empotradas cuando se necesita perforar una pared, ya sea para clavar una escarpia o para efectuar una reforma en nuestra casa.
- 74 Todos los relojes y contadores que funcionan a partir de la frecuencia de la red tienen el gran inconveniente que representa el corte temporal del fluido eléctrico. Proponemos como solución la utilización en tampón de este oscilador de 50 Hz controlado por cuarzo con un consumo mínimo que garantiza una gran duración del funcionamiento con una sola pila de 9 volt.

RADIOAFICIÓN

- 20 Continuando con nuestra atención a los radioaficionados, publicamos este artículo en el que encontrarán un estudio de los circuitos a partir de los cuales podrán ampliar la potencia de sus transmisores, deseo siempre común a los que hacen de la radio un medio para ampliar sus contactos personales.
- 47 Todos aquellos que consideran sus conversaciones tan privadas como para no utilizar el teléfono o la radio podrán, mediante la utilización de nuestro SCRAMBLER, recurrir sin ningún temor a estos medios de comunicación con la seguridad de que nadie tendrá acceso al conocimiento de sus informaciones, que se mantendrán tan privadas como antes, aun cuando tuvieran tanta audiencia como la emisora más popular del momento.

MEDICINA ELECTRÓNICA

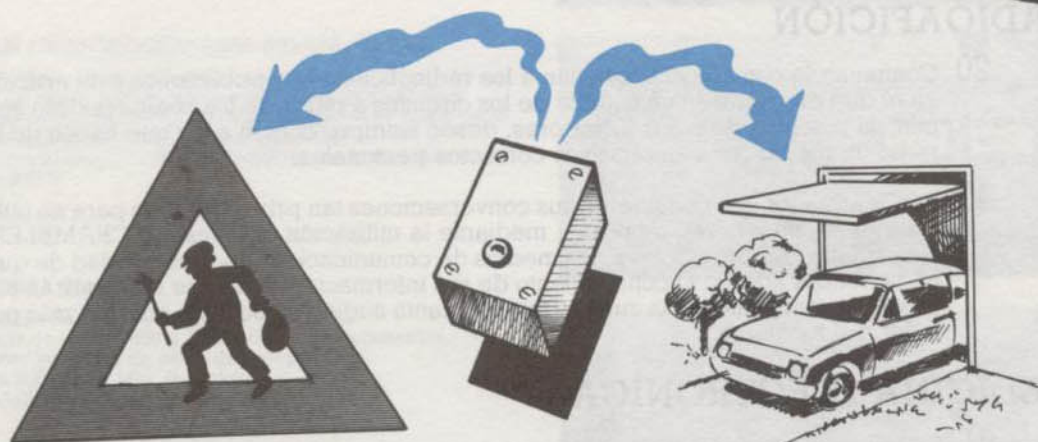
- 61 La amplia aceptación del detector y del estimulador de acupuntura entre nuestros lectores ha tenido como consecuencia gran cantidad de cartas y llamadas telefónicas solicitando información sobre la manera de utilizarlos. Con este artículo cumplimentamos los deseos de nuestros lectores al explicar los puntos de utilidad para la aplicación de esta terapia, sin pretender ser exhaustivos en el tema, que podrán ampliar en asociaciones de acupuntura o recurriendo a literatura médica y especializada.

REVISTA MENSUAL - N.º 20 - ENERO 1985

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 Mouliaá. **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.



TELEMANDO Y ANTIRROBO EN 300 MHz

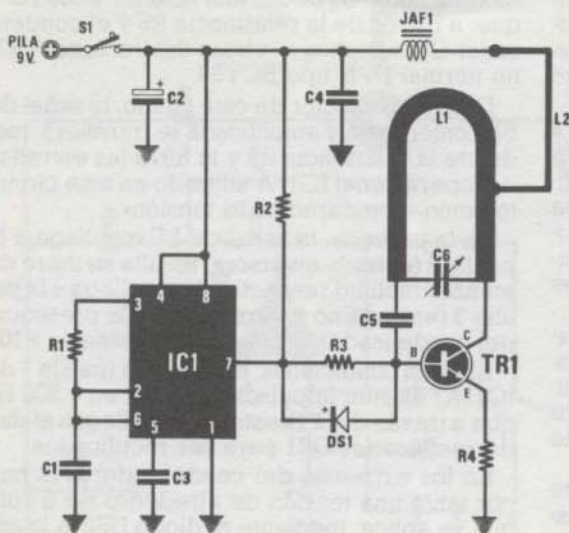


De alcance no superior a 10-15 metros, el circuito que presentamos puede servir para variadas funciones, como por ejemplo antirrobo, memorándum y otras. Sustituyendo la cápsula transductora por un mismo circuito servirá para desexcitar un antirrobo o abrir una puerta o portón.

El circuito que presentamos en este artículo se compone de un minitransmisor que trabaja en la gama UHF, aproximadamente en los 300 MHz, y de un receptor a superreacción ajustado en la misma frecuencia.

Para desarrollar las funciones para las cuales ha sido diseñado, es necesario que su alcance no supere los 10-15 metros. En efecto, tal y como lo presentamos podréis utilizarlo para las siguientes aplicaciones:

Figura 1. Esquema eléctrico del transmisor.



COMPONENTES LX.657

R1=47.000 ohm.. ¼ wat.
 R2=47.000 ohm.. ¼ wat.
 R2=1.000 ohm.. ¼ wat.
 R4=150 ohm.. 1/4 wat.
 C1=10.000 pF poliéster.
 C2=10 mF electrolítico 16 volt.
 C3=10.000 pF poliéster.
 C4=1.000 pF disco.
 C5=3,3 pF disco.
 C6=4,5-20 pF compensador.
 L1=ver texto.
 L2=ver texto.
 JAF1=impedancia 2,2 microhenrios.
 DS1=diodo de silicio 1N.4148.
 TR1=transistor NPN tipo 2N709.
 IC1=integrado ICM.7555.
 S1=interruptor.

—Como antirrobo para maletas o bolsos de viaje. Al emprender un largo viaje, en tren, puede suceder que nos durmamos y, al despertar, no encontremos la maleta o el bolso de viaje. En cambio, gracias a este circuito, apenas la maleta o el bolso «se aleja» de su propietario, éste será advertido por el sonido del zumbador con que va dotado.

—Como memorándum. Introduciendo el transmisor en el maletín de negocios o en el bolso, evitaremos olvidarlos en el restaurante o en la oficina de un cliente, ya que al alejarnos 10-15 metros, el receptor guardado en el bolsillo nos avisará del olvido.

—Como «baby-sitter» electrónico. A veces basta un instante de descuido de la madre, unas palabras con una amiga en el parque o en la playa, para que el niño se aleje hasta perderlo de vista. Para evitar estas «tentativas de fuga», bastará aplicar en sus prendas este pequeño transmisor.

—Como mando para antirrobo. Introduciendo el receptor en el automóvil, podréis insertar automáticamente el antirrobo desde el exterior y desconectarlo a la vuelta. Esta misma función puede aprovecharse para el antirrobo de un apartamento o de una tienda.

—Como abre-puerta. Aunque el alcance del transmisor está limitado a 10-15 metros, tal radio de acción es suficiente para accionar una cancela o el portón de un garaje. Además de las aplicaciones que hemos sugerido, puede haber otras más personalizadas para las cuales este circuito sigue siendo igualmente válido.

El principio de funcionamiento es muy sencillo: mientras los dos aparatos se mantienen a

una distancia inferior a 10-15 metros, el receptor permanece «mudo». Apenas superada esa distancia, emitirá una nota acústica de alarma.

Sustituyendo, en el circuito del receptor, la cápsula transductora por un minirrelé de 6 volt., éste puede emplearse para controlar relés más potentes, indispensables para alimentar motorcitos, electrocerraduras u otros aparatos eléctricos alimentados directamente con la tensión de red.

Esquema eléctrico del transmisor

Como se ve en la fig. 1, el esquema del transmisor utiliza un solo integrado y un transistor.

El integrado IC1, un C/Mos tipo ICM.7555, se emplea en el circuito como generador de BF a onda cuadrada, cuya frecuencia de oscilación está determinada por el valor de la resistencia R1 —situada entre la patilla 3 y las patillas 2 y 6— y la capacidad del condensador C1 —conectado entre la masa y las mismas patillas 2 y 6. Con los valores que hemos asignado a estos componentes, dicha frecuencia resulta de unos 1.500 Hz.

Desde la patilla 7 de salida y mediante la resistencia R3 y el diodo DS1, tal señal se aplica en la base del transistor TR1, un 2N709, que con los condensadores C5 y C6, las bobinas L1 y L2, la impedancia JAF1 y la resistencia R4 constituye el oscilador UHF ajustado en 300 MHz aproximadamente.

La señal de BF aplicada en la base de TR1, como ya habréis intuido, sirve para modular en amplitud la portadora de UHF.

Para evitar transmitir en una frecuencia muy distinta de la prefijada, hemos realizado la bobina L1 con una línea del circuito impreso, en paralelo a la cual hemos insertado un compensador indicado como C6. Haciéndolo así, la bobina será totalmente insensible a cualquier estímulo mecánico que podría afectar al circuito y variar su frecuencia.

Dicho circuito no necesita antena externa, ya que la bobina L2 —constituida por un trozo de hilo plateado replegado en «U» y conectado entre la impedancia JAF1 y la toma de la bobina L1— desenvuelve la función de antena emisora con un radio de acción suficiente para cubrir sobradamente la distancia requerida, es decir, 10-15 metros.

El consumo de todo circuito, al haber utilizado un integrado C/Mos para el paso modulador, no supera los 2 miliamperios. Por ello, alimentando el transmisor con una pila normal de 9 volt., se obtiene una elevada autonomía de funcionamiento.

Para aumentar o reducir el alcance de este transmisor, basta modificar el valor de la resistencia R4 como sigue:

—llevándola de 150 a 180 ó 220 ohm. se reduce el alcance máximo, condición idónea si se desea utilizar el circuito como antirrobó;

—disminuyendo el valor de R4 de 150 a 47 ó 33 ohm., el alcance del transmisor aumenta (y en consecuencia aumentará también el consumo del circuito), y en estas condiciones el circuito podrá servir como radiocontrol para abrir una puerta o portón.

Esquema eléctrico del receptor

El receptor, como se ve en la fig. 2, es ligeramente más complejo que el transmisor; en efecto, para su realización son necesarios tres transistores y dos operacionales contenidos en un único integrado tipo TL082.

El primer transistor, un NPN tipo 2N709 indicado en el esquema eléctrico con las siglas TR1, se utiliza como detector a superreacción ajustado, lógicamente, en la misma frecuencia que el transmisor.

En este paso, la bobina L1 con el condensador C3 en paralelo sirve para ajustar el circuito en una frecuencia «fija» de unos 300 MHz.

Obviamente, a causa de la tolerancia del condensador C3 o de la distancia irregular existente entre las espiras de la bobina L1, no se puede excluir que el receptor resulte sintonizado en 290 ó en 310 MHz.

De cualquier modo esto no debe preocupar, ya que el compensador existente en el paso transmisor sirve precisamente para compensar estas eventuales tolerancias.

En la práctica hay un receptor sintonizado en una frecuencia «fija» y un transmisor en el cual es posible modificar la frecuencia de emisión para sintonizarlo en la del receptor.

Cuando la bobina L1 capta la señal modulada irradiada por el transmisor, en la unión L1-R3 está presente la señal de baja frecuencia de modulación —es decir, una nota en 1.500 Hz— que, a través de la resistencia R5 y el condensador C8, se aplica a la base del transistor TR2, un normal NPN tipo BCY59.

Desde el colector de este último, la señal de BF conformada y amplificada se transfiere, mediante la resistencia R8 y la R9, a las entradas del operacional IC1/A utilizado en este circuito como «comparador de tensión».

En la práctica, la señal de BF que llega a la patilla 2 (**entrada inversora**) resulta siempre de **menor** amplitud respecto a la que llega a la patilla 3 (**entrada no inversora**), por la presencia del condensador C10 y de la resistencia R10.

En tales condiciones, en la salida (patilla 1 de IC1/A) existen impulsos positivos en 1.500 Hz que a través de la resistencia R11 llegan al diodo rectificador DS1 para ser rectificadas.

En los extremos del condensador C12 hay por tanto una tensión de alrededor de 6 volt. que se aplica, mediante el diodo DS2, a la entrada inversora del segundo operacional IC1/B (patilla 6).

Este paso funciona como simple oscilador de BF y con los valores que hemos establecido para la resistencia R13 y el condensador C14, éste generará una nota de 2.700 Hz aproximadamente.

Mientras el condensador C12 se mantenga cargado por los impulsos procedentes del comparador IC1/A, la tensión de 6 volt. aplicada en la patilla 6 bloquea el funcionamiento del oscilador. Por consiguiente, en salida no habrá nota de BF alguna.

En cambio cuando el receptor no capte ya la señal del transmisor, el condensador C12 comenzará a descargarse lentamente en la resistencia R12.

El valor de esta resistencia se ha calculado para obtener un retardo fijo de unos 5 segundos, que sirve para evitar falsas alarmas debidas a momentáneas atenuaciones de la señal de AF, provocadas por obstáculos imprevistos que podrían llegar a interponerse entre el transmisor y el receptor.

Transcurrido este breve lapso de tiempo, el condensador C12 estará completamente descargado. Por consiguiente, al no llegar ya la tensión positiva de 6 volt. a la entrada inversora (patilla 6), el oscilador se bloqueará y en la patilla de salida 7 estará disponible la señal de BF de 2.700 Hz.

Mediante la resistencia R14, esta nota llegará a la base del transistor TR3 que, amplificándola, excitará la cápsula transductora que sustituye al tradicional altavoz, que para un «circuito portátil» resultaría bastante engorroso.

La elección de la frecuencia de 2.700 Hz para esta nota de BF se ha efectuado en función de las características de funcionamiento de la

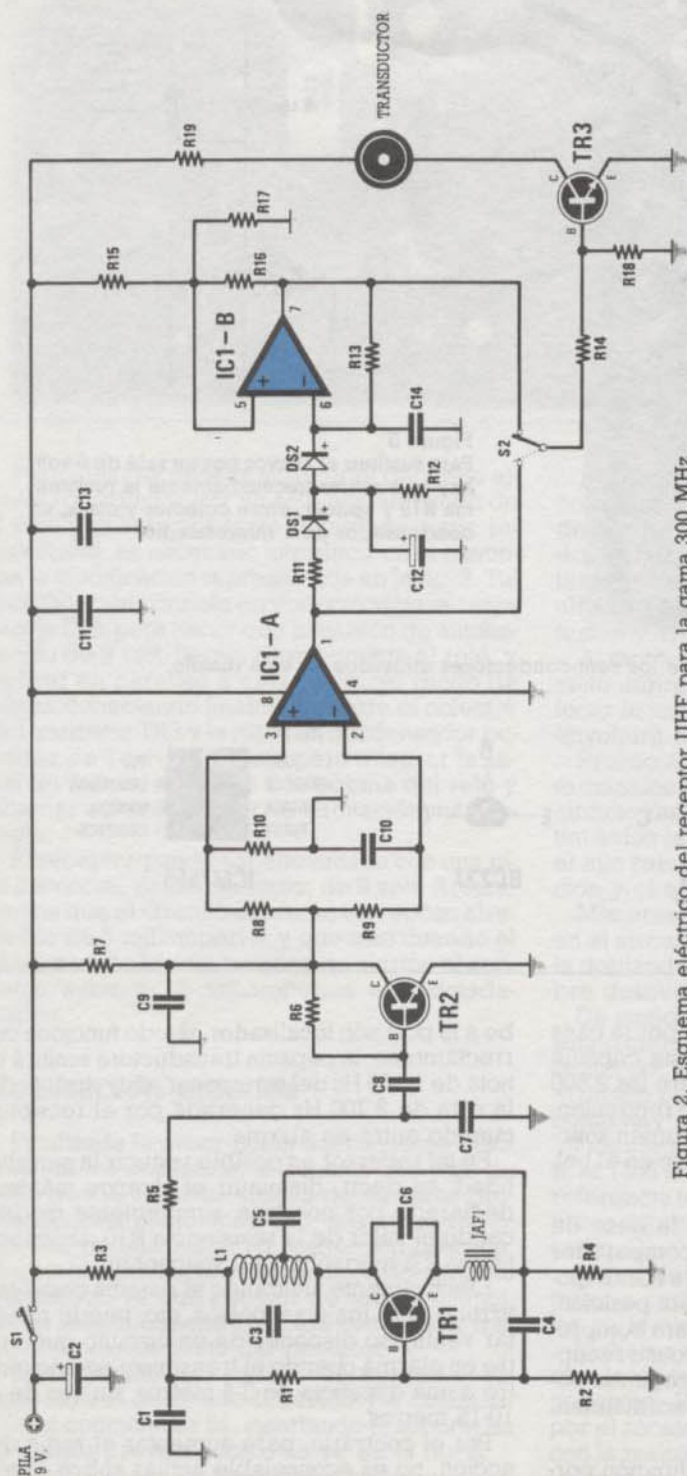


Figura 2. Esquema eléctrico del receptor UHF para la gama 300 MHz.

LISTA DE COMPONENTES LX.658

R1 = 10.000 ohm. 1/4 wat.
 R2 = 3.300 ohm. 1/4 wat.
 R3 = 4.700 ohm. 1/4 wat.
 R4 = 100 ohm. 1/4 wat.
 R5 = 5.600 ohm. 1/4 wat.
 R6 = 4,7 megaohm. 1/4 wat.
 R7 = 10.000 ohm. 1/4 wat.
 R8 = 220.000 ohm. 1/4 wat.

R9 = 220.000 ohm. 1/4 wat.
 R10 = 2,2 megaohm. 1/4 wat.
 R11 = 10.000 ohm. 1/4 wat.
 R12 = 1,2 megaohm. 1/4 wat.
 R13 = 820.000 ohm. 1/4 wat.
 R14 = 10.000 ohm. 1/4 wat.
 R15 = 100.000 ohm. 1/4 wat.
 R16 = 1 megaohm. 1/4 wat.
 R17 = 100.000 ohm. 1/4 wat.
 R18 = 1.800 ohm. 1/4 wat.
 R19 = 220 ohm. 1/4 wat.
 C1 = 470 pF disco.

C2 = 100 mF electrolítico 16 volt.
 C3 = 6,8 pF disco.
 C4 = 100 pF disco.
 C5 = 100 pF disco.
 C6 = 3,3 pF disco.
 C7 = 1.000 pF disco.
 C8 = 100.000 pF poliéster.
 C9 = 2.200 pF disco.
 C10 = 100.000 pF poliéster.
 C11 = 1 mF poliéster.
 C12 = 10 mF electrolítico 16 volt.
 C13 = 100.000 pF poliéster.

C14 = 3.900 pF disco.
 L1 = ver texto.
 JAF1 = 2,2 microhenrios.
 DS1 = diodo de silicio 1N 4148.
 DS2 = diodo de silicio 1N 4148.
 TR1 = transistor NPN tipo 2N709.
 TR2 = transistor NPN tipo BCY59.
 TR3 = transistor NPN tipo BC237.
 IC1 = integrado LF 353 o TL 072 o TL 082.
 S1 = interruptor.
 S2 = conmutador.
 Cápsula transductora.

Foto del transmisor. Véase, sobre la bobina en «U», el puente de cobre que en el esquema eléctrico se indica como L2.

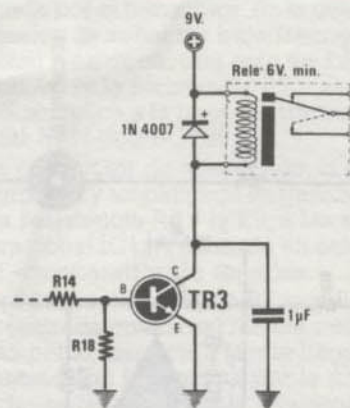
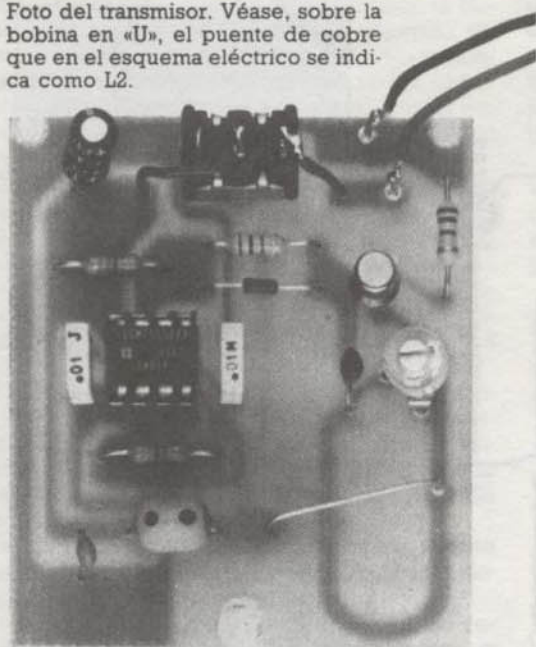


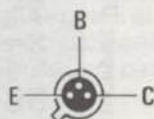
Figura 3

Para sustituir el altavoz por un relé de 6 volt, hay que retirar necesariamente la resistencia R19 y aplicar, entre colector y masa, un condensador de 1 microfaradio.

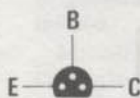
Figura 4. Conexiones de los semiconductores utilizados en este diseño.



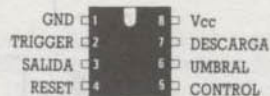
TL082



2N709
BCY59



BC237



ICM7555

cápsula transductora suministrada por la casa fabricante. En efecto, utilizando esta cápsula con frecuencias comprendidas entre los 2.500 y los 3.000 Hz, se obtiene el máximo rendimiento acústico, es decir, el máximo volumen sonoro audible, aunque el circuito se lleve en el bolsillo de la chaqueta o del abrigo.

El conmutador S2, que conecta la base de TR3 directamente a la salida del comparador IC1/A (posición *localizador*), o bien a IC1/B (posición *antirribo*), sirve, en la primera posición, para ajustar el circuito y también para comprobar durante su utilización que el circuito receptor funciona correctamente y en la segunda posición, como ya sabemos, funciona normalmente como antirribo.

Hemos dotado al circuito de tal función porque bien podría suceder que, después de encender el receptor, nos olvidemos de encender el transmisor o bien que éste no funcione porque se ha gastado la pila. Por ello, desplazando este conmutador de la posición **antirribo**

bo a la posición **localizador**, si todo funciona correctamente, la cápsula transductora emitirá la nota de 1.500 Hz del transmisor, muy distinta de la nota de 2.700 Hz generada por el receptor cuando entra en alarma.

En tal receptor es posible reducir la sensibilidad, es decir, disminuir el alcance máximo declarado por nosotros, simplemente modificando el valor de la resistencia R10 de los actuales 2,2 megaohm. a 1 megaohm.

Efectivamente, utilizando el sistema como antirribo para maletas, bolsos, etc, puede resultar ventajoso disponer de un circuito que entre en alarma cuando el transmisor se encuentre a una distancia de 3-4 metros, en vez de a 10-15 metros.

Por el contrario, para aumentar el radio de acción, no es aconsejable actuar sobre el receptor modificando el valor de R10 sino, como ya mencionamos, aumentar la potencia del transmisor reduciendo el valor de la resistencia R4, aplicada en el emisor del transistor TR1 (ver fig. 1).

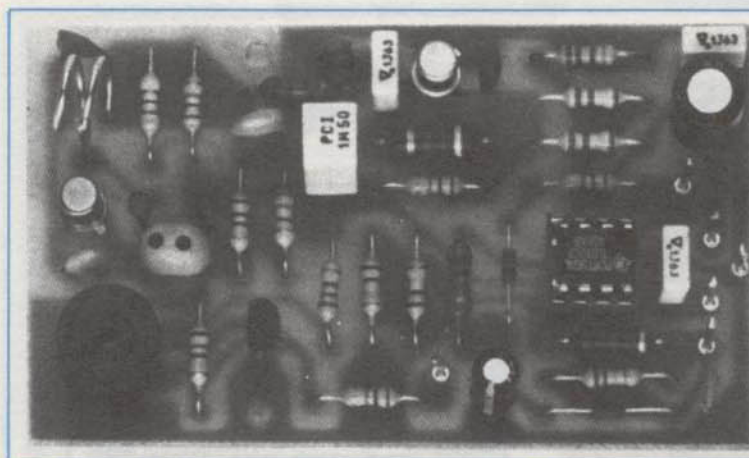


Foto del receptor en gama UHF. Véase, en el montaje, la bobina de sintonía L1 y el pequeño altavoz transductor.

Para quienes desean sustituir el pequeño altavoz transductor por un relé miniaturizado de 6 volt. y utilizar por tanto el circuito como radiocontrol, es necesario introducir en el esquema la modificación representada en la fig. 3. Tal modificación consiste en cortocircuitar la resistencia R19, para hacer que la tensión de alimentación de 9 volt. llegue directamente al relé, y aplicar en paralelo a éste cualquier diodo de silicio, conectando finalmente entre el colector del transistor TR3 y la masa un condensador poliéster de 1 mF, necesario para integrar la señal de mando a aplicar a la bobina del relé y obtener así una tensión de excitación más estable.

El receptor puede ser alimentado con una pila corriente, de las de radio, de 9 volt. Aclaremos que el circuito consume en reposo alrededor de 5 miliamperios y que sólo cuando el altavoz emite la nota acústica de alarma el consumo sube a 19 miliamperios aproximadamente.

Realización práctica

Finalizada la descripción del esquema eléctrico de los dos pasos, si pensáis que este diseño puede resolver alguno de vuestros problemas, sea como antirrobo, sea como radiocontrol, podéis iniciar su realización práctica. Recomendamos iniciar el montaje del circuito transmisor, ya que además de ser más sencillo, os será indispensable para comprobar luego el funcionamiento del receptor.

En el circuito impreso LX.687, montad el zócalo para el integrado ICM7555 y a continuación el conmutador S1, insertando el soporte en el orificio previsto, como se ve en la fig. 6.

Montad ahora las pocas resistencias necesarias, el diodo DS1 con la franja que rodea su cuerpo orientada hacia el zócalo del integrado (ver fig. 6), los condensadores poliéster y cerámicos y finalmente la impedancia JAF1, el compensador C6 y el transistor TR1.

Respecto al compensador C6, como podréis constatar observándolo desde abajo, dispone de tres terminales dispuestos en triángulo; los dos terminales conectados juntos deben orientarse hacia el exterior del circuito impreso y el otro hacia el condensador cerámico C5 (ver figs. 6 y 7).

Al montar el transistor TR1 en la placa de circuito impreso, tendréis que acordaros de colocar la muesca de referencia existente en su envoltura orientada hacia la resistencia R4.

Proseguid luego el montaje conectando los terminales del interruptor S1 en las pistas del circuito impreso, como se ve en la fig. 6, y a continuación la toma para la pila, recordando que el hilo **rojo** se conecta al positivo de alimentación y el **negro** al negativo.

Mientras que la bobina L1 está ya grabada en el circuito impreso, la L2 hay que construirla doblando en «U» un trozo corto de hilo de cobre desnudo.

De cualquier modo esta bobina no es en absoluto crítica (funciona como antena para el circuito), por lo cual bastará un vistazo a la foto y al dibujo práctico para entender de inmediato cómo hay que realizarla.

Finalizado el montaje, insertad el integrado ICM.7555 en su zócalo, colocando la muesca de referencia (o el lado señalado con un pequeño punto impreso en la envoltura) hacia el condensador C1.

Ahora dejad a un lado el circuito del transmisor y comenzad el montaje del paso receptor en la placa de circuito impreso LX.688.

El dibujo representado en la fig. 7 os ayudará a localizar la posición de los distintos componentes. Recomendamos iniciar el montaje por el zócalo del integrado TL082 y proseguir con la resistencias y los diodos, sin olvidar que la franja de referencia que rodea el cuerpo de estos últimos debe orientarse como se indica en el esquema práctico.

Ahora debéis efectuar el **punteo** con hilo de cobre desnudo entre los dos orificios situados junto a C11 y a R19 y a continuación aplicar en

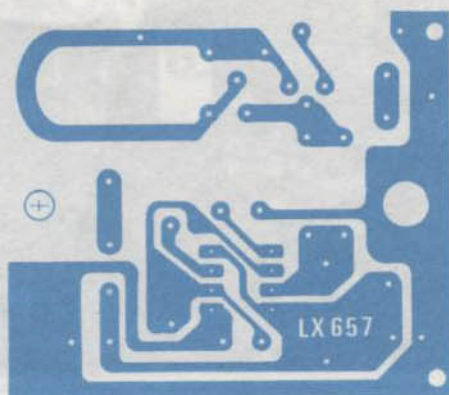
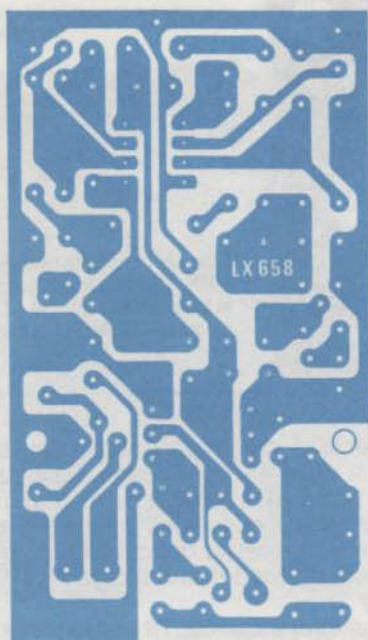


Figura 5
Dibujo a tamaño natural de los dos circuitos impresos necesarios para la realización práctica de este diseño. Es importante notar, en la placa LX.657 del transmisor, la bobina en U ya grabada.

el circuito impreso los condensadores poliéster, los cerámicos, los electrolíticos y la impedancia JAF1 de 2,2 microhenrios.

El transistor 2N709 (TR1) debe insertarse colocando la muesca de referencia orientada hacia el condensador cerámico C6, mientras que la muesca del BCY59 (TR2) se orientará hacia el exterior del circuito impreso. Por lo que respecta al transistor plástico BC237 (TR3), la parte plana de su envoltura se orientará hacia la cápsula transductora.

La bobina L1 debe ser necesariamente auto-construida, utilizando el trozo de hilo de cobre suministrado en el kit.

Sobre una broca de 7 mm, devanad 2 espiras juntas para luego espaciarlas como se ve en la foto, de modo que se obtenga un espacio de 4 mm aproximadamente entre espira y espira. Efectuada esta operación, insertad la bobina en el circuito impreso apoyándola directamente en la fibra de vidrio.

Insertad ahora un trozo corto de hilo de cobre desnudo en la pista que se conecta al condensador C5 y soldad el otro extremo del hilo a mitad de espira, partiendo del lado orientado hacia la resistencia R1.

Para completar el montaje no queda sino insertar el altavoz transductor, la toma para la pila y conectar los conmutadores S1 y S2 como se ve claramente en el esquema práctico de la fig. 7.

Ahora insertad la pila de 9 volt. en su toma, encended el receptor accionando S1 y, si no

habéis cometido errores, podréis proceder a una primera y rápida comprobación.

Sin encender el transmisor, desplazad el conmutador S2 a la posición **antirrobo** y al hacerlo así oiréis la nota acústica de 2.700 Hz generada por el oscilador de BF existente en el receptor. Desplazando el conmutador a la posición **localizador**, la nota acústica deberá cesar.

Si esto no se verifica es inútil proseguir, ya que sin duda habréis cometido un error y tendréis que localizarlo y rectificar hasta que se produzca la situación antes mencionada.

Los errores más comunes, detectados en los montajes que nos llegan para reparar, son los siguientes:

- Soldaduras mal efectuadas.
- Diodos invertidos.
- Alguna resistencia de valor erróneo.
- Algún integrado que el lector ha insertado al revés en el zócalo y reinsertado correctamente al darse cuenta de que el circuito no funcionaba, sin pensar que ya está irremediablemente averiado.

Excepto las soldaduras mal realizadas, el resto de los defectos son debidos a distracciones o a pruebas apresuradas. Por ello bastará un mínimo de atención para evitar la decepción de un circuito que no funciona.

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del receptor, poned el interruptor S2 en posición **localizador**. Después de aplicar la pila al transmisor, alejados con éste unos 3-4 metros y con un destornillador de plástico girad

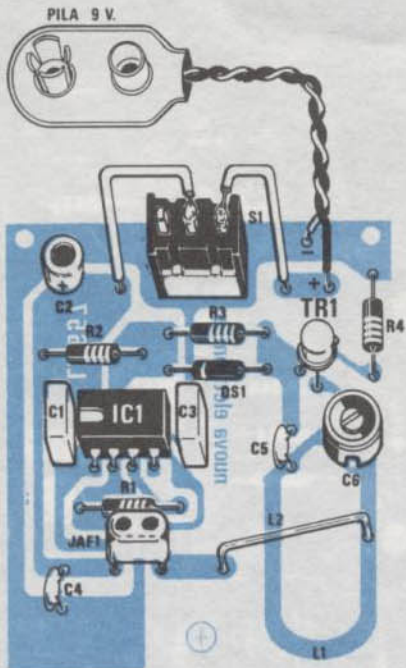


Figura 6
Esquema práctico de montaje del transmisor. Al montar el compensador C6, acordaros de colocar el terminal central hacia el condensador cerámico C5.

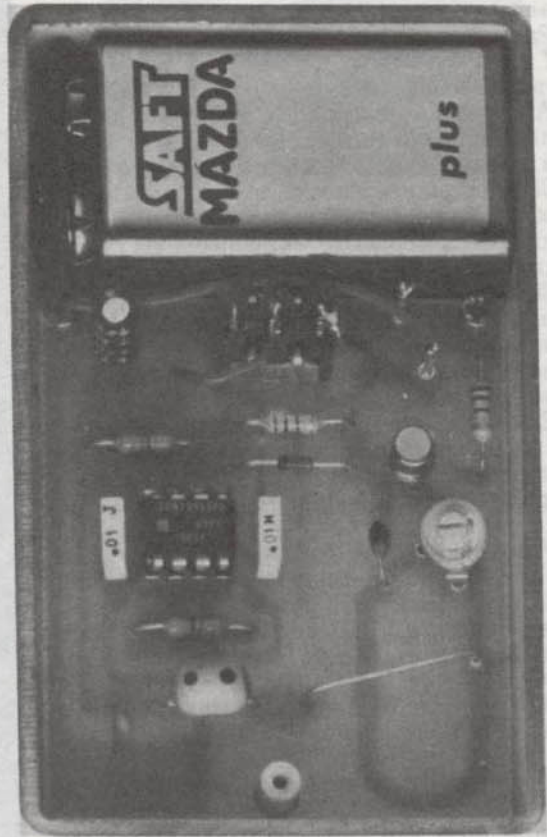


Foto del transmisor ya introducido en el contenedor de plástico que suministramos y con la pila de alimentación de 9 volt.

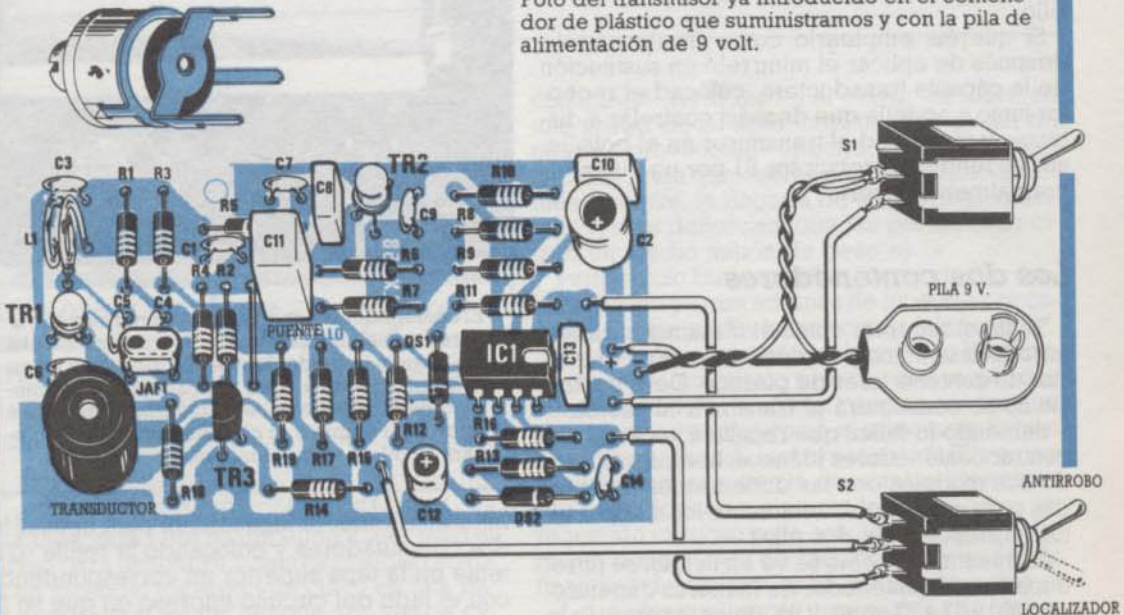


Figura 7
Esquema práctico de montaje del receptor. Acordaros de insertar, en el circuito impreso, el puente de hilo de cobre situado junto al condensador C11.

el compensador C6 hasta que oigáis en el altavoz una nota de 1.500 Hz perfectamente «limpia».

Para un ajuste más fino, podéis alejaros otros 6-7 metros y retocar C6 hasta oír nítidamente la nota de BF.

Alcanzada esta condición, podéis estar seguros de haber sintonizado el transmisor en la misma frecuencia del receptor.

Si no lográis sintonizarlos, significa que habéis insertado en el receptor, para C5 y C6, dos capacidades distintas de las aconsejadas por nosotros.

Si la tolerancia de los componentes que habéis utilizado no es excesiva, podréis estrechar o ensanchar ligeramente las espiras de la bobina L1 del receptor, obteniendo igualmente el resultado apetecido.

Efectuado este ajuste, desplazad en el receptor el conmutador S2 de la posición **localizador** a la posición **antirrobo** y al hacerlo así, el receptor no tendrá que emitir nota acústica alguna.

Probad a alejaros más de 15 metros y al cabo de 5 segundos —retardo introducido, como ya hemos mencionado, por el condensador C12 y la resistencia R12 del receptor— la cápsula transductora emitirá la nota de alarma de 2.700 Hz.

Al acercaros, es decir, al entrar nuevamente en el radio de acción del transmisor, el sonido cesará.

Resumiendo, recordamos que utilizando el circuito como antirrobo, el transmisor debe colocarse en el interior de la maleta que se desea proteger y el receptor se guarda en el bolsillo.

Si queréis emplearlo como «radiocontrol», después de aplicar el minirrelé en sustitución de la cápsula transductora, colocad el receptor junto a aquello que deseáis controlar a distancia y mantened el transmisor en el bolsillo, sustituyendo el interruptor S1 por un pulsador normalmente abierto.

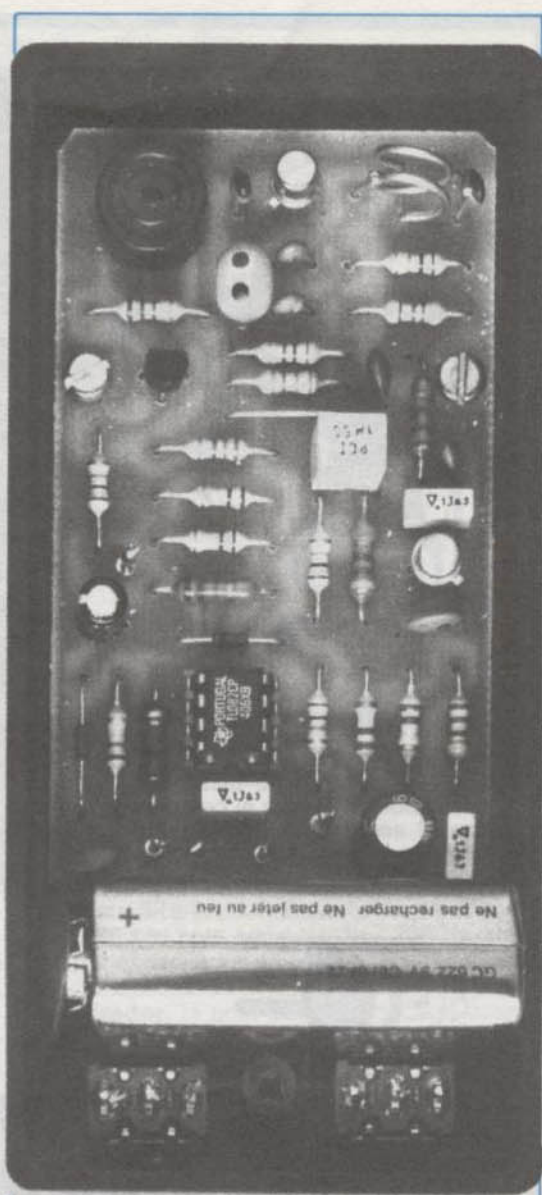
Los dos contenedores

Tanto el receptor como el transmisor deben introducirse única y exclusivamente en el interior de contenedores de plástico. De lo contrario no se conseguirá ni transmitir ni recibir.

Sabiendo lo difícil que resulta a veces el encontrar contenedores idóneos, hemos preparado dos modelos con las dimensiones adecuadas para contener exactamente los dos circuitos impresos y las dos pilas.

El transmisor, como se ve en la foto, se introducirá en el contenedor de menores dimensiones (90×57×22 mm) y la única operación a efectuar consistirá en practicar un orificio en la tapa para el perno del conmutador S1.

El receptor se colocará en cambio en el contenedor de dimensiones mayores (120×55×28



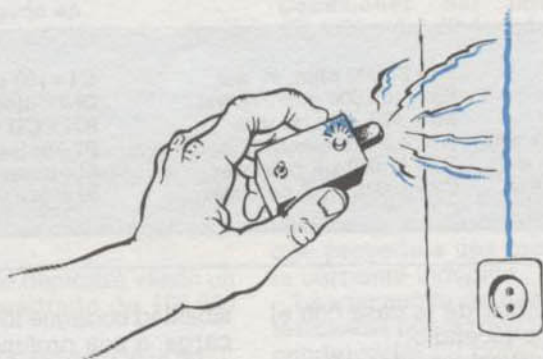
El contenedor del receptor, de dimensiones mayores que el del transmisor, está dotado de una rejilla para la salida del sonido. Como se ve en la figura, abajo hay que aplicar los dos conmutadores S1 y S2 y en el espacio que queda libre entre éste último y el circuito impreso se colocará la pila de alimentación.

mm), taladrando la tapa inferior para aplicar los dos conmutadores y colocando la rejilla existente en la tapa superior en correspondencia con el lado del circuito impreso en que se ha insertado la cápsula transductora.

Ambos contenedores se suministran previa petición, es decir, no están incluidos en el kit.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 58.

LOCALIZADOR DE CONDUCCIONES ELECTRICAS



Una crónica de sucesos ha sido la fuente de inspiración que nos ha impulsado a realizar un diseño adecuado para localizar dónde y cómo se esconden en las paredes los cables de la instalación eléctrica. Averiguando el recorrido de un cable, se evitan daños irreparables al clavar un clavo o colocar un taco en la pared.

LEYENDO en un diario el título «CON UN CLAVO HA INCENDIADO SU CASA», la curiosidad nos ha impelido a leer todo el artículo para descubrir cómo es posible provocar un incendio clavando un clavo en una pared y en base al relato, aunque una vez de cada mil, esto puede efectivamente suceder.

A continuación reproducimos de modo condensado parte del texto relativo al accidente:

«El señor "X" no es ciertamente un hombre

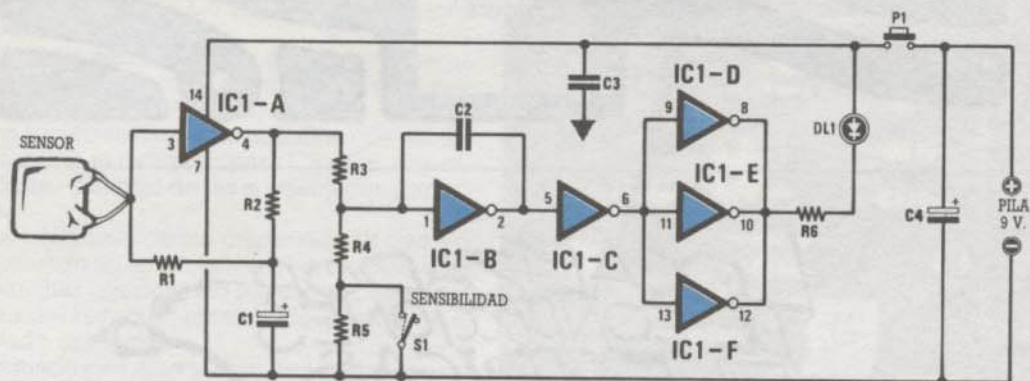
con suerte. Ayer tarde, al clavar un clavo en una pared de su apartamento para colgar un cuadro, provocó un cortocircuito en la instalación eléctrica que derivó en un incendio. Afortunadamente, la llegada de los bomberos evitó mayores daños, aunque las pérdidas se cifran en medio millón de pesetas...»

Pensándolo bien, el señor «X» puede dar gracias al cielo ya que además de incendiar su casa, él mismo podía haber caído fulminado.

Casos como éste tienen lugar con bastante frecuencia, aunque no siempre con resultados tan desastrosos. En efecto, puede suceder que al practicar un agujero en el muro tronchemos un cable de la instalación eléctrica. Ello es así porque frecuentemente se instalan los cables recorriendo diagonalmente la pared o con un recorrido tortuoso para salvar una viga de cemento o algún otro obstáculo, todo ello con la finalidad de ahorrar unos metros de cable.

¡Sí, en los puntos más impensables de las paredes puede haber un cable escondido; por tanto no es de extrañar que al taladrar el muro con una broca nos arriesguemos a quedarnos a oscuras o, como le sucedió al señor «X», a que-

Figura 1
Esquema eléctrico.



COMPONENTES

R1=10 megaohm ¼ wat.
R2=22.000 ohm. ¼ wat.
R3=1.200 ohm. ¼ wat.

R4=22.000 ohm. ¼ wat.
R5= 100.000 ohm. ¼ wat.
R6= 470 ohm. ¼ wat.
C1=4,7 mF electrolítico 16 volt.
C2=47.000 pF poliéster.
C3=100.000 pF poliéster.

C4=100 mF electrolítico 16 volt.
DL1=diodo led.
IC1=CD.4069.
P1=pulsador.
S1=interruptor.
Sensor=condensador de disco.

mar la instalación eléctrica de la casa con el consiguiente peligro de incendio.

Si en el comercio existiese un «detector de cables», este tipo de incidentes desaparecería. En efecto, antes de proceder a taladrar un muro o clavar un clavo, bastaría comprobar si en el punto elegido hay o no un cable. Sin embargo, tal dispositivo no existe.

Considerando que un accesorio de esta especie sería de gran utilidad, no sólo para clavar clavos en la pared sino a un electricista para localizar una avería, a un albañil para hacer una roza o al fontanero, hemos juzgado oportuno diseñar un ejemplar.

La idea inicial consistía en realizar un captador magnético capaz de «sentir» los 50 Hz de la red, pero en la práctica este diseño no nos satisfizo. Si en la instalación eléctrica no había una carga conectada, el captador localizaba un cable sólo si éste no estaba a una distancia mayor de 2 centímetros. Si aumentábamos la sensibilidad, ya no se podía utilizar porque captaba inductivamente los 50 Hz incluso a distancias de uno o dos metros y por tanto era imposible averiguar el recorrido del cable existente en la pared.

Descartado este primer diseño, y al cabo de varias pruebas, hemos conseguido un «detector de cables» sencillo, económico y muy fiable.

Como podréis comprobar, a la máxima sen-

sibilidad consigue localizar un cable, incluso sin carga, a una profundidad de 20 cm, mientras que a la mínima sensibilidad tal profundidad se reduce a 5-6 cm.

Dado que este «busca-cables», además de en profundidad, es capaz de localizar la presencia de un cable eléctrico colocado lateralmente a idéntica distancia, será fácil establecer la exacta posición de este último reduciendo la sensibilidad.

En efecto, a la mínima sensibilidad, al explorar la pared hay una posición en que el captador indica la presencia de una franja de 10-12 centímetros de ancho en la cual están presentes los 50 Hz de la red. Naturalmente, por el centro de esta franja pasa el cable eléctrico.

En caso de que fuese necesaria una mayor precisión, bastará alejarse de la pared y de ese modo la franja se restringirá a sólo 4-5 centímetros. Resulta obvio, pues, que el cable de la instalación eléctrica se encuentra en el centro de este estrecho canal.

Esquema eléctrico

Todos sabéis que cualquier conductor recorrido por una corriente eléctrica alterna, origina corrientes inducidas en la inmediata proximidad.

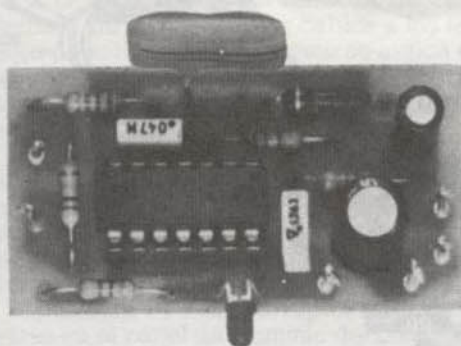
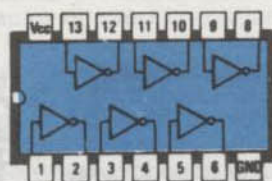


Foto del circuito del detector de cables, una vez finalizado su montaje. Véase arriba el condensador cerámico utilizado como sensor y abajo el diodo led replegado en «L».



CD4069

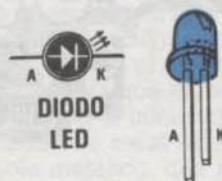


Figura 2
Conexiones del integrado CD.4069 y del diodo led.

Basándonos en este hecho, sólo teníamos que encontrar un sensor no excesivamente sensible pero muy selectivo y aplicarle luego un amplificador capaz de encender con su corriente un diodo led.

Como elemento sensor se demostró válido un condensador cerámico cuadrado de 100.000 pF.

Observando el esquema eléctrico de la fig. 1,



veréis que este condensador se encuentra conectado al terminal 3 del primer inversor IC1/A —uno de los seis inversores contenidos en el interior de un único integrado tipo CD.4069— que procede a una primera amplificación de la corriente inducida.

La «ganancia» de este amplificador está determinada por las dos resistencias R1 y R2 y el condensador C1 conectados entre la entrada y la salida de IC1/A (patillas 4 y 3).

En la salida de IC1/A se encuentra un divisor resistivo formado por las resistencias R3-R4 y R5, que atenuando la señal existente en la salida de IC1/A, determina la sensibilidad. Cortocircuitando la resistencia R5 mediante el conmutador S1, la sensibilidad resultará **menor**; dejando en cambio insertada tal resistencia en el divisor, la sensibilidad será **mayor**.

El inversor IC1/B conectado en los extremos de R3 y R4 sirve para amplificar de nuevo la señal existente en la salida del divisor resistivo.

El condensador C2 conectado entre la salida y la entrada de IC1/B, sirve en cambio para filtrar eventuales perturbaciones que no sean de 50 Hz, captadas involuntariamente por las armaduras del sensor.

A IC1/B le sigue otro inversor, IC1/C, que funciona como paso separador, mientras que los restantes inversores —IC1/D, IC1/E, IC1/F— conectados en la salida de IC1/C, sirven para suministrar la corriente necesaria para encender el diodo led DL1.

Respecto a la alimentación del circuito, éste tiene un bajo consumo (6 miliamperios con el led apagado y 16 miliamperios con el led encendido), por lo que es suficiente alimentarlo con una pila normal de 9 volt.

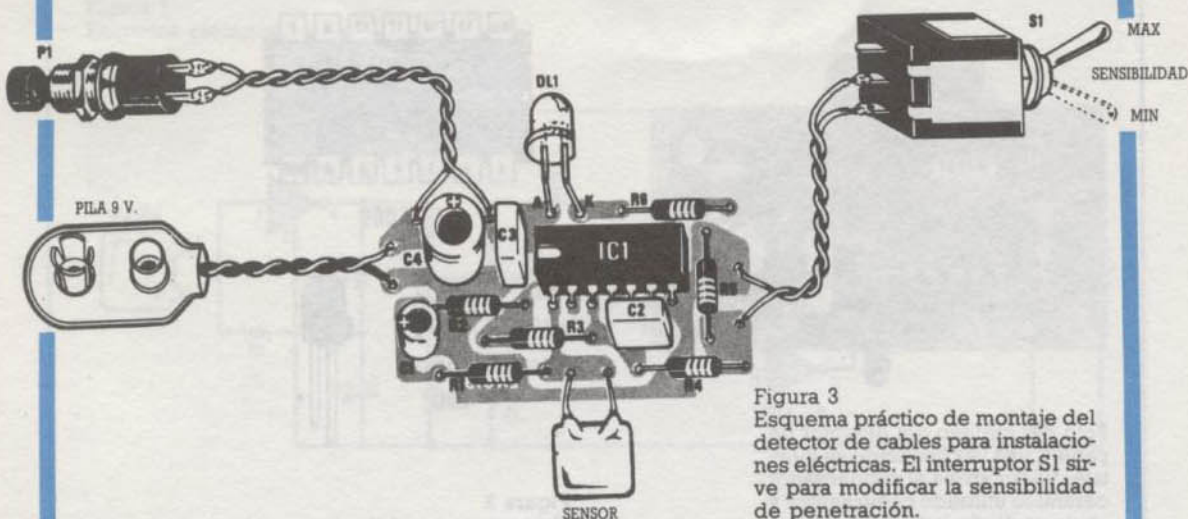


Figura 3
Esquema práctico de montaje del detector de cables para instalaciones eléctricas. El interruptor S1 sirve para modificar la sensibilidad de penetración.

Realización práctica

Para realizar este diseño, además del circuito impreso LX.619 se necesita un integrado tipo CD.4069, seis resistencias, cinco condensadores y un diodo led, esto es, un número de componentes realmente exiguo.

Iniciad el montaje soldando en primer lugar el zócalo para el integrado, a continuación todas las resistencias, los dos condensadores poliéster, los dos electrolíticos (respetando la polaridad de sus terminales) y por último el condensador cerámico de 100.000 pF que, como ya hemos mencionado, sirve como sensor para captar la tensión inducida por los cables de la red.

Una vez finalizado el montaje podréis insertar el integrado IC1 en su zócalo, con la muesca de referencia orientada hacia el condensador C3.

Después de montar estos componentes, replegad en «L» los terminales del diodo led DL1 y, como se ve en la fig. 3, colocadlo en el circuito impreso de modo que el cuerpo se mantenga unos 3 mm separado de la placa. Comprobad además que el terminal más corto (cátodo) se encuentra insertado en la pista en cuyo extremo está conectada la resistencia R6.

Tal operación es necesaria si se desea que el cuerpo del diodo led sobresalga del panel frontal del contenedor en que a continuación introduciréis el circuito.

Tomad ahora la «toma» para la pila y soldad el cable negro en la pista con el signo negativo y el cable rojo a uno de los dos terminales del pulsador P1.

Con un trozo corto de hilo de cobre, conectad ahora el otro terminal del pulsador a la pis-



Figura 4
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso necesario para realizar este diseño.

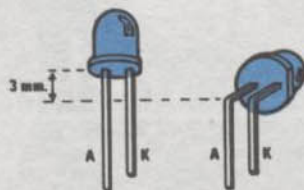


Figura 5
Para que el cuerpo del diodo led sobresalga del panel del contenedor, es necesario replegar sus terminales en «L» orientando, como se ve en el dibujo, el terminal más corto (K) hacia la derecha.

ta del circuito impreso señalada con el signo positivo.

Respecto al interruptor S1, necesario para reducir la sensibilidad del detector de cables, después de soldar los dos cables a los terminales de este interruptor como se indica en el esquema práctico de montaje, conectadlos en los dos orificios existentes junto a la resistencia R5.

Ahora colocad verticalmente el circuito en las guías del contenedor plástico, con el condensador cerámico C1 hacia el fondo de la caja, es decir, hacia la parte que se acercará a la pared para averiguar el recorrido de los cables eléctricos.

El pulsador P1 y el interruptor S1 pueden situarse en el panel de aluminio del contenedor. Para facilitar tal operación, en la fig. 6, hemos representado la disposición de los orificios y la respectiva distancia en mm.

Quien lo desee, podrá desplazar la posición del pulsador P1 colocándolo lateralmente, a un lado u otro del contenedor indistintamente, siempre entre la pila y el circuito.

Modo de utilización

Dada la extrema sencillez de la realización práctica de este circuito, su funcionamiento debe ser inmediato, lo que permitirá pasar enseguida a la fase de prueba.

Probad a acercar el lado sensible de vuestro detector de cables a cualquier cable eléctrico conectado a la red, por ejemplo el de vuestro soldador eléctrico, y veréis que el diodo led se enciende inmediatamente.

Una vez verificado el correcto funcionamiento del dispositivo, probad ahora a acercarlo a una

pared, cerca de una toma de corriente. Constataréis que el led se enciende aunque mantenamos el aparato apartado 5 ó 6 cm.

Ahora, tomando como referencia el enchufe y con el «busca-cables» siempre cercano a la pared, probad a desplazarlo en distintas direcciones. Apenas os alejéis de la dirección seguida por el cable, el led se apagará indicando que estáis siguiendo una dirección errónea.

Desplazando el interruptor S1 de la mínima a la máxima sensibilidad, lograréis localizar cables ocultos a una profundidad de 30-50 cm.

No os asombréis si al acercarlo al frigorífico o al televisor, cuyo enchufe está conectado a la toma de red, el diodo led se enciende. Esto es normal, ya que en este caso el detector es afectado por la influencia del motor o del transformador de estos aparatos, así como por el mueble metálico, que resulta también afectado por la corriente inducida internamente por su propia instalación eléctrica o electrónica.

Una vez hayáis terminado este detector de cables, podréis clavar clavos y efectuar agujeros en las paredes sin peligro alguno. Además, si algún día necesitáis comprobar en qué caja de derivación está conectada vuestra toma de corriente para reparar alguna avería, podréis descubrirlo fácilmente gracias a este sencillo y económico instrumento.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 58.

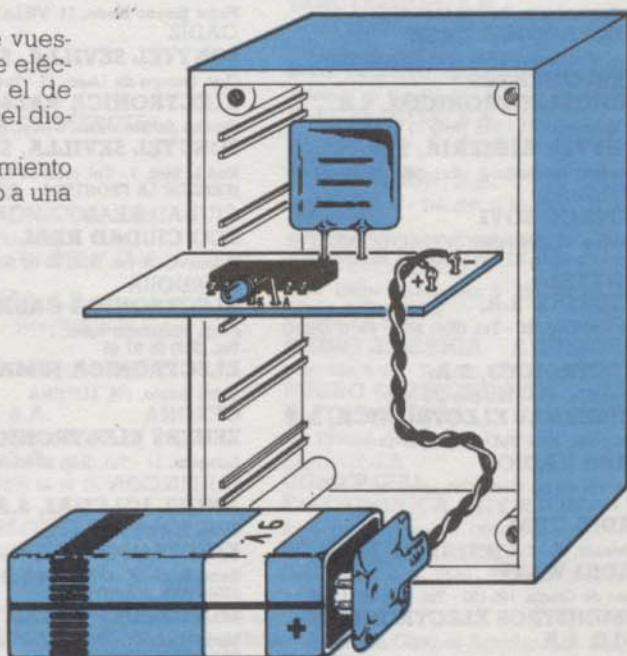
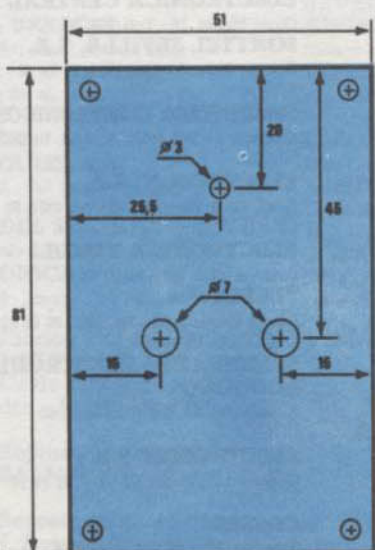


Figura 6
Como se ve en este dibujo y en la foto, el circuito impreso debe colocarse lateralmente en las guías existentes en el interior del contenedor. Al lado, plano de taladrado del panel de aluminio.

Quienes desean diseñar ellos mismos un transceptor a transistores, repararlo o modificarlo, necesitan especializarse en el campo de la alta frecuencia. Los artículos que vamos a presentar deberían servir a tal objeto, ya que os explicaremos todas las reglas y los pequeños trucos que no todos conocen.

COMO · OBTENER · MAYOR POTENCIA · EN · SU · TRANSMISOR



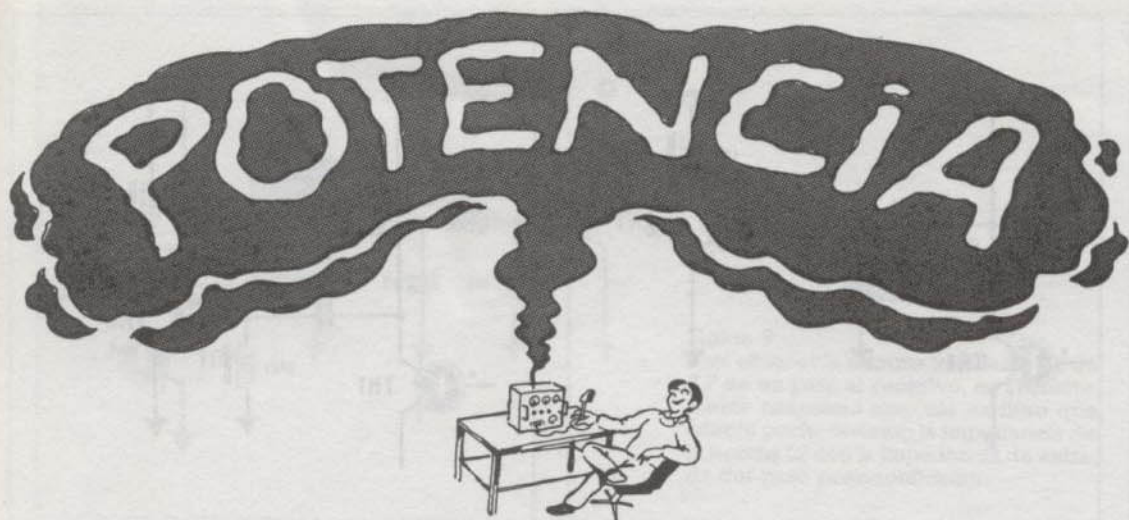
YA sabemos que la potencia entregada por un oscilador de AF es irrisoria. Por tanto, si se desea obtener un transmisor capaz de proporcionar en salida una potencia de 1-5-10-30-60 o más wat., es necesario tomar esta débil señal del oscilador AF y amplificarlo con los oportunos pasos de potencia.

Obviamente, todo ello debe hacerse con conocimiento de causa, tratando de respetar dos reglas fundamentales:

1. Reducir al mínimo las pérdidas de AF debidas al acoplamiento de dos pasos, de manera que se obtenga la máxima transferencia de energía.

2. Utilizar, en los pasos amplificadores, transistores con una banda pasante adecuada y con una óptima ganancia en potencia.

Por lo que respecta al primer punto, la máxima transferencia de energía de un paso al sucesivo se puede obtener sólo **adaptando** per-



fectamente la impedancia de salida del paso controlador, esto es, del paso oscilador, con la impedancia de entrada del paso siguiente, es decir, del paso amplificador.

Sólo cuando la potencia que se quiere obtener del transmisor es irrisoria (inferior a 1 wat.) podemos pasar por alto estas impedancias y conectar entre sí los distintos pasos por vía capacitiva, sin que ello comporte problemas.

Si se desea efectuar un acoplamiento inductivo entre dos pasos, se puede, por ejemplo, conectar —como se ve en la fig. 1— la bobina link L2 del paso oscilador directamente a la base del transistor amplificador.

Si se desea, en cambio, efectuar un acoplamiento capacitivo, se puede conectar el colector del transistor oscilador a la base del transistor amplificador con un condensador cerámico de pequeña capacidad (ver fig. 2).

Por el contrario, para potencias superiores a 1 wat., el problema adquiere todo su peso. En efecto, sólo adaptando la impedancia se podrán alcanzar potencias elevadas con pocos pasos amplificadores de Af.

Señalaremos que en función de los pasos que se desea conectar entre sí, cambia el tipo de adaptador a utilizar, ya que distintas son las exigencias de cada caso.

Entre el paso oscilador y el primer transistor amplificador, por ejemplo, es aconsejable insertar el filtro representado en la fig. 3, es decir, un filtro con entrada de alta impedancia (la impedancia del link L2 situado en el paso oscilador puede asumir valores del orden de 30-50 ohm.) y salida de baja impedancia (la impedancia de base de un transistor amplificador puede variar de un mínimo de 10 ohm. a un máximo de 20 ohm.).

A propósito de este filtro, aunque no lo aconsejamos, se podría conectar el compensador

C1 directamente en el colector del transistor, en lugar de en el link L2.

Aun así, en este caso hay que tener presente que la impedancia de colector de un paso oscilador puede variar, según el tipo de esquema utilizando, de un mínimo de 500 ohm. a un máximo de 1.500 ohm. Por tanto habrá que adecuar a estos valores también los valores de nuestro adaptador. En cambio para acoplar entre sí dos pasos preamplificadores AF, la solución más recomendable es la representada en la fig. 4, que no difiere demasiado de la anterior ya que también en este caso es necesario adaptar una alta impedancia a una baja impedancia.

Finalmente, para conectar un paso amplificador al cable coaxial de la antena, cuya impedancia característica es normalmente de 52 ohm., tendremos que utilizar un adaptador con entrada de baja impedancia y salida de alta impedancia, como se ve en la figs. 20-21-22.

De todos estos adaptadores podremos elegir en cada caso aquél que más nos agrade, ya que más o menos son iguales en cuanto a rendimiento. La única diferencia consiste en el hecho de que cada adaptador se calculará utilizando las fórmulas reproducidas con cada esquema, fórmulas que nos darán obviamente distintos valores de capacidad para los compensadores y distinto número de espiras para las bobinas de sintonía.

Pasando al segundo de los dos puntos que mencionábamos al principio, es decir, la **ganancia** de los **transistores amplificadores de AF**, os recordamos que en las características de los transistores se indica siempre un dato muy útil, el **Gpe** = ganancia en potencia expresada en dB.

Este Gpe es de gran importancia para el diseñador, ya que partiendo del valor indicado

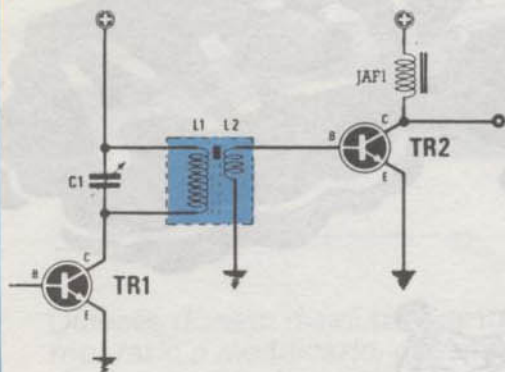


Figura 1

Para acoplar un paso oscilador a un paso preamplificador AF podemos conectar directamente la bobina link L2 a la base del transistor. Haciéndolo así, sin embargo, no obtendremos la máxima transferencia de energía de un paso al otro.

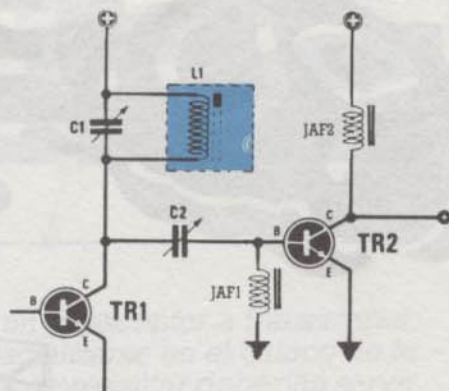


Figura 2

En vez de efectuar un acoplamiento inductivo como el de la fig. 1, lo podríamos realizar capacitivo conectando el colector del oscilador a la base del transistor preamplificador mediante un compensador de 10/60 pF.

y ayudándose con la tabla n.º 1, se puede calcular inmediatamente no sólo la potencia obtenible en salida del transistor, sino también la potencia máxima que es necesario aplicar en entrada.

Por ejemplo, si tenemos un transistor de 3 wat. con una ganancia de 6 dB, para obtener en salida tal potencia tendríamos que excitarlo con una potencia máxima de:

$$3 \times 0,25 = 0,75 \text{ wat.}$$

Aplicando en la base una señal de potencia más elevada, por ejemplo una señal de 1 wat., en salida se obtendrá una potencia teórica de:

$$1 \times 3,98 = 3,98 \text{ wat.};$$

es decir, una potencia superior a la declarada por la casa fabricante y ello es sin duda arriesgado para la vida del transistor.

En tales condiciones es mejor, pues, emplear un transistor de 5 wat. con idéntica ganancia, ya que también hay que tener en cuenta un detalle muy importante: que en la fase de ajuste es fácil que cualquier paso autoscile y si el transistor ha sido calculado al límite, con estas oscilaciones se averiará inmediatamente.

En cambio, si de un transistor tomamos una potencia menor respecto a la declarada por la casa fabricante, incluso en presencia de autoscilaciones, su corriente de colector, aunque aumente notablemente, se mantendrá dentro de los límites máximos admisibles y será difícil que el transistor se averíe.

La escala de las potencias

Como ya hemos mencionado en el apartado anterior, el paso más importante de un trans-

misor es sin duda el oscilador. En efecto, conociendo la potencia de éste, podremos establecer de inmediato cuantos pasos amplificadores son necesarios para obtener la potencia deseada en antena. Suponiendo, por ejemplo, que tenemos un oscilador que entrega una señal AF con una potencia de 0,02 wat. y deseando realizar con éste un transmisor de 35-40 wat., os mostraremos cómo se determina el número de pasos amplificadores que es necesario emplear, obviamente suponiendo que conocemos la ganancia en potencia (Gpe) de los transistores a nuestra disposición.

Supongamos, por ejemplo, que el primero de los transistores tenga una ganancia de 11 dB (igual a un aumento de potencia de 12,59 veces) y que la potencia máxima recomendada es de 0,8 wat.

De este primer paso obtendremos por tanto una potencia teórica de:

$$0,02 \times 12,59 = 0,25 \text{ wat.};$$

esto es, un valor muy por debajo de la potencia máxima del transistor mismo.

El segundo transistor que deseamos emplear está garantizado para 1,5 wat. máximos, con una ganancia de 7,94 veces. Así pues, teóricamente, insertándolo en cascada al primer paso amplificador AF, obtendremos una potencia de:

$$0,25 \times 7,94 = 1,98 \text{ wat.}$$

Como se ve, la potencia máxima de 1,5 wat. resultaría en este caso ampliamente superada. Por consiguiente es mejor no utilizar tal transistor en nuestro diseño y sustituirlo por uno de 2,5-3 wat. pero dotado de la misma ganancia en potencia.

El tercer transistor a utilizar en este hipotéti-

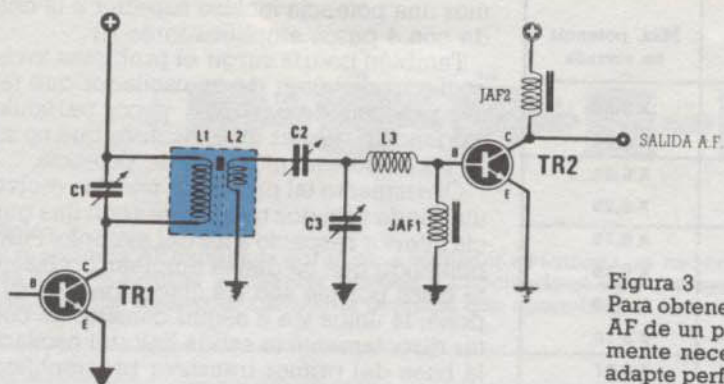


Figura 3

Para obtener la máxima transferencia de AF de un paso al sucesivo, es absolutamente necesario emplear un filtro que adapte perfectamente la impedancia de la bobina L2 con la impedancia de entrada del paso preamplificador.

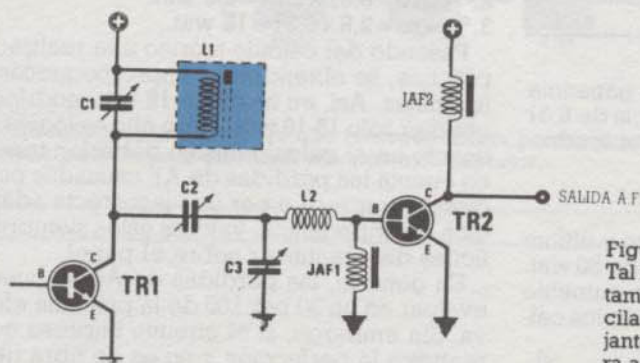


Figura 4

Tal filtro se podría incluso conectar directamente en el colector del transistor oscilador, como se ve en el dibujo. Semejante circuito resulta más adecuado para acoplar dos pasos amplificadores AF que para acoplar un oscilador a un paso preamplificador.

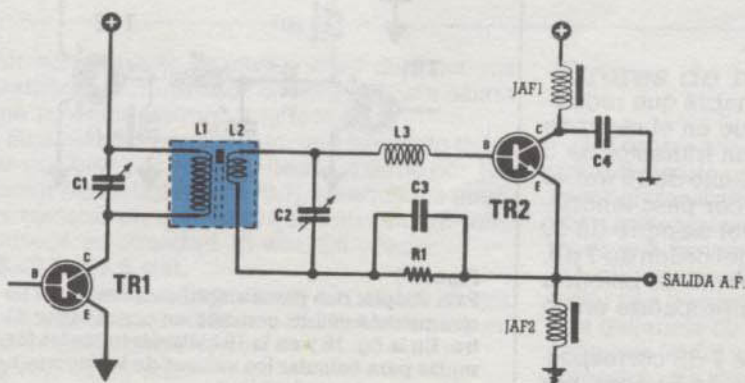


Figura 5

Un sistema de acoplamiento que nosotros hemos utilizado para la banda de 27 MHz, para acoplar un paso oscilador a un paso preamplificador con salida de emisor, en lugar de colector.

TABLA N.º 1

Ganancia en dB	Ganancia en potencia	Máx. potencia en entrada
3	1,99	X 0,50
4	2,51	X 0,43
5	3,16	X 0,31
6	3,98	X 0,25
7	5,00	X 0,19
8	6,31	X 0,16
9	7,94	X 0,13
10	10,00	X 0,10
11	12,59	X 0,07
12	15,87	X 0,06
13	19,95	X 0,05
14	25,12	X 0,04
15	31,62	X 0,03

co transmisor, es de 15 wat. con una ganancia de 7 dB, igual a un aumento de potencia de 6,31 veces. Efectuando el mismo cálculo, obtendremos:

$$1,98 \times 6,31 = 11,9 \text{ wat.}$$

Llegados a este punto, como cuarto y último transistor desearíamos emplear uno de 50 wat. con una ganancia de 5 dB, igual a un aumento de potencia de 3,16 veces. Efectuando los cálculos obtendremos:

$$11,9 \times 3,16 = 37 \text{ wat.}$$

Si en vez de utilizar un paso oscilador capaz de entregar una potencia de 0,02 wat., hubiésemos elegido uno de 0,08 wat., bastarían tres transistores para alcanzar la misma potencia de salida. En efecto:

$$1.^\circ \text{ paso} = 0,08 \times 12,59 = 1 \text{ wat.}$$

$$2.^\circ \text{ paso} = 1 \times 7,94 = 7,94 \text{ wat.}$$

$$3.^\circ \text{ paso} = 7,94 \times 6,31 = 50 \text{ wat.}$$

$$4.^\circ \text{ paso} = 50 \times 3,16 = 158 \text{ wat.}$$

Sin embargo en este caso habrá que rediseñar todo el transmisor, porque en el segundo paso ya no sería suficiente un transistor de 3 wat., sino que necesitaríamos uno de 10 wat. al menos. Así mismo, como tercer paso tendríamos que emplear un transistor siempre de 50 wat. pero con una ganancia del orden de 7 dB, a fin de no superar los 35-40 wat. de potencia de salida que nos habíamos propuesto en un principio.

En efecto, una ganancia de 7 dB corresponde a un aumento en potencia de 5 veces, por tanto al efectuar de nuevo el cálculo para el paso, se obtiene:

$$7,94 \times 5 = 39,4 \text{ wat.}$$

En otras palabras, aumentando la potencia de nuestro oscilador, con sólo 3 pasos conseguimos una potencia incluso superior a la obtenida con 4 pasos amplificadores AF.

También podría surgir el problema inverso, es decir, disponer de un oscilador que tenga una potencia de 0,08 Wat. y, por particulares exigencias, desear un transmisor que no supere los 15-20 wat. máximos de potencia.

Obviamente tal problema podría resolverse utilizando sólo dos transistores con una ganancia inferior respecto a los del ejemplo. Pero suponiendo que se desea emplear precisamente éstos porque son los únicos de que se dispone, la única vía a seguir consiste en conectar directamente la salida link del oscilador a la base del primer transistor preamplificador de AF, sin adaptación de impedancia.

Al hacerlo así, a la base de tal transistor no llegarán ya los 0,08 wat., sino una potencia mucho menor, por ejemplo 0,03 wat. Así pues, rehaciendo el cálculo obtendremos:

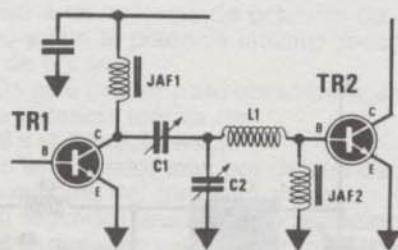
$$1.^\circ \text{ paso} = 0,03 \times 12,59 = 0,37 \text{ wat.}$$

$$2.^\circ \text{ paso} = 0,37 \times 7,94 = 2,9 \text{ wat.}$$

$$3.^\circ \text{ paso} = 2,9 \times 6,31 = 18 \text{ wat.}$$

Pasando del cálculo teórico a la realización práctica, se obtendrán siempre pequeñas diferencias. Así, en lugar de 18 wat. podríamos obtener sólo 15-16 wat., pero ello es lógico por cuanto en el cálculo mismo deberían tenerse en cuenta las pérdidas de AF causadas por el circuito impreso o por una incorrecta adaptación de impedancia, valores estos siempre difíciles de cuantificar sobre el papel.

En general, las pérdidas de AF se pueden evaluar en un 30 por 100 de la potencia efectiva. Sin embargo, si el circuito impreso no se realiza a la perfección y no es de fibra de vidrio, las pérdidas pueden llegar al 50 por 100.


Figura 6

Para acoplar dos pasos amplificadores AF, el esquema más válido consiste en utilizar este filtro. En la fig. 18 y en la 19 hallaréis todas las fórmulas para calcular los valores de los compensadores y de las bobinas.

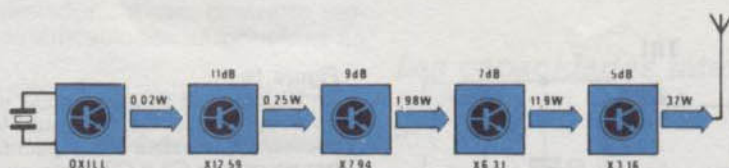


Figura 7

Si la potencia AF entregada por el paso oscilador es irrisoria, se necesitarán más pasos amplificadores AF para alcanzar la potencia deseada. Conociendo el Gpe expresado en dB de cada transistor amplificador, podremos calcular la potencia que obtendremos en la salida de cada paso.

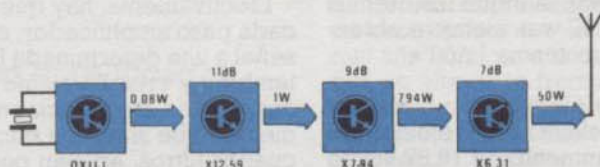


Figura 8

Utilizando un paso oscilador que entregue mayor potencia, necesitaremos menos pasos amplificadores para obtener en salida una potencia superior.

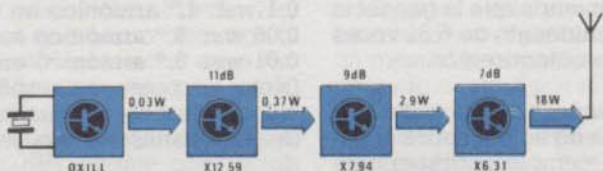


Figura 9

Al pasar del cálculo teórico a la realización práctica, es normal obtener en salida una potencia inferior en un 30 por 100 o incluso un 40 por 100, a causa de las pérdidas de AF.

Por consiguiente es muy normal que una vez realizado el transmisor obtengamos en salida una potencia inferior a la teórica.

Suponiendo, por ejemplo, que sumando todas las posibles pérdidas se llegue a un 30 por 100 (factor de multiplicación 0,7), he aquí que nuestro transmisor, que tenía que entregar 18 wat., entrega en realidad 12 wat. En efecto:

$$18 \times 0,7 = 12,6 \text{ wat.}$$

Si las pérdidas llegasen al 40 por 100 (factor de multiplicación 0,6), la potencia obtenida en salida sería aún inferior:

$$18 \times 0,6 = 10,8 \text{ wat.}$$

En la práctica, pues, la potencia efectiva que podremos obtener en salida de nuestro transmisor, variará según los casos de un mínimo de 10 a un máximo de 12-13 wat.

Errores de muchos principiantes

Nos ocurre a menudo que algún lector nos escribe diciendo que desea sustituir en su transmisor el transistor final de 5 wat. por uno de 40 wat. porque piensa que de ese modo puede obtener una mayor potencia de salida.

A ello responderemos que no basta con insertar un transistor de potencia mayor, ya que si la ganancia de ese transistor no es más elevada que la del anterior, en lugar de aumento obtendrá una disminución de la potencia.

Pongamos un ejemplo práctico.

Supongamos que tenemos un transmisor que entrega 5 wat. de potencia en antena y que queremos sustituir el transistor final por uno de 40

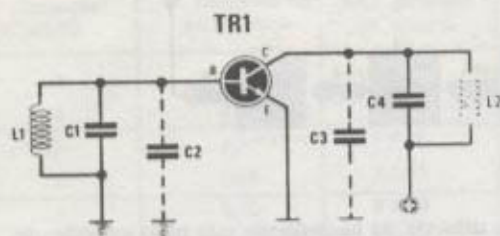


Figura 10

En los cálculos de las bobinas y capacidades de acoplamiento es necesario tener siempre presente que existe una capacidad interna del transistor (ver C2 y C3) tanto en la base como en el colector. Estos valores no son fijos, sino que varían al cambiar la frecuencia de trabajo, la tensión de alimentación y la potencia de salida.

wat. dotado de una ganancia de 7 dB, equivalente a un aumento en potencia de 5 veces.

Si el paso excitador de este transmisor entrega una potencia de 1 wat., aunque insertemos el nuevo transistor de 40 wat. siempre obtendremos en salida una potencia igual a:
 $1 \times 5 = 5 \text{ wat.}$

Aun suponiendo que elegimos un transistor con una ganancia más elevada, por ejemplo 12 dB, equivalente a un aumento de 15,87 veces en potencia, siempre obtendremos en salida una potencia muy inferior a los 40 wat. En efecto:

$$1 \times 15,87 = 15,87 \text{ wat.}$$

En conclusión, para obtener el aumento de potencia deseado, en lugar de sustituir el transistor de 5 wat. presente en el transmisor por uno de 40 wat., tendremos que excitar este último con los 5 wat. entregados por el transmisor y en ese caso, suponiendo que la ganancia sea de 8 dB (igual a un aumento de 6,31 veces en potencia), en salida obtendremos:
 $5 \times 6,31 = 31,55 \text{ wat.};$

esto es, una potencia más que respetable.

Otros lectores, en vez de actuar sobre el paso final, sustituyen, por ejemplo, el primer transistor preamplificador poniendo uno de 3 wat. en lugar del utilizado hasta entonces, de 0,8 wat. Pero también para este caso sirve lo explicado anteriormente; es decir, si la ganancia de este nuevo transistor no es superior a la del anterior, la potencia en antena no sufrirá aumento alguno. Antes bien, es fácil que se obtenga una disminución de la potencia, ya que, en general, cuanto más aumenta la potencia a disipar por el transistor, menor resulta su ganancia en dB.

La única ventaja que se puede obtener sustituyendo un transistor de menor potencia por otro de potencia mayor, es pues la de aumentar el margen de seguridad de ese paso en caso de autososcilaciones.

Otro error en el que incurren a menudo los principiantes es el de introducir modificaciones en el circuito sin conocimiento de causa, fiándose únicamente de la indicación proporcionada por el vatímetro o bien de la tensión medida con la sonda de carga.

Estos instrumentos, sin embargo, pueden

«mentir» a veces. Por consiguiente quienes confían ciegamente en sus indicaciones corren el riesgo de equivocarse.

Efectivamente, hay que tener en cuenta que cada paso amplificador, cuando amplifica una señal a una determinada frecuencia, amplifica también y crea él mismo frecuencias armónicas, esto es, frecuencias múltiplos de la fundamental, que si no son eliminadas con los adecuados filtros, acaban por dar lugar a una indicación errónea en el vatímetro.

Por poner un ejemplo, si tenemos un paso final de 30 wat. en 100 MHz, en la salida del transmisor podríamos encontrar, además de la frecuencia fundamental, también los armónicos, con una repetición de potencia de este tipo:

30 wat. fundamental en 100 MHz

2 wat. 2.º armónico en 200 MHz

0,3 wat. 3.º armónico en 300 MHz

0,1 wat. 4.º armónico en 400 MHz

0,05 wat. 5.º armónico en 500 MHz

0,01 wat. 6.º armónico en 600 MHz

(Nota: las potencias reseñadas sólo tienen un valor indicativo, por cuanto es obvio que varían de un transmisor a otro, según los filtros utilizados.)

En tales condiciones, el vatímetro no sólo medirá la potencia de la fundamental, sino la suma de la fundamental más todos los armónicos. Por consiguiente leeremos:

$$30 + 2 + 0,3 + 0,1 + 0,05 + 0,01 = 32,46 \text{ wat.}$$

Pero en la práctica, aunque el instrumento indique una potencia de 32,46 wat., la potencia de la fundamental será siempre de 30 wat. ya que los restantes 2,46 wat. corresponden a frecuencias que además de no ser utilizadas, pueden crear interferencias con otros canales.

Si además algún paso autoscilase, el vatímetro sumará a la señal de AF también esta nueva señal espúrea y esto podría inducirnos a pensar que hemos mejorado el funcionamiento del transmisor, cuando en realidad lo hemos empeorado notablemente.

Para no incurrir en estos errores, tened siempre presente una regla fundamental: un paso final nunca podrá entregar mayor potencia de la que él mismo consume del alimentador. Antes bien, teniendo en cuenta que en el mejor caso se puede obtener un rendimiento del 60

por 100, en el vatímetro nunca se deberá leer una potencia superior al 60 por 100 de la que entrega el alimentador. En caso contrario, significa que las modificaciones introducidas no son válidas.

Por poner un ejemplo, si un transistor alimentado con 12 volt. consume una corriente de 3 amperios, equivalente, pues, a una potencia de: $12 \times 3 = 36 \text{ wat.}$;

la potencia AF que este transistor podrá entregar en salida nunca superará los: $36 \times 0,6 = 21,6 \text{ wat.}$

Por consiguiente, si el vatímetro nos indica 40-42 wat., es obvio que ese paso autoscila en BF. En efecto, para poder entregar tal potencia, el transistor mismo debería consumir una corriente igual a:

$(42:12):0,6 = 5,8 \text{ amperios.}$

Diseñar un paso amplificador de AF

Prosiguiendo nuestro artículo sobre transmisores a transistores, veremos ahora cómo proceder para diseñar y conectar entre sí unos pasos amplificadores de AF, para poder obtener en antena potencias del orden de decenas de wat. partiendo de una señal débil, como la generada por un oscilador AF.

Obviamente, para poder llevar esto a cabo necesitaremos unas cuantas fórmulas. Aún así, como dice el refrán, «del dicho al hecho hay mucho trecho», lo que en nuestro caso significa que los resultados obtenidos con estas fórmulas deben considerarse siempre como «aproximados» o como «punto de partida», ya que los datos reales que obtengamos una vez realizado el circuito, difícilmente coincidirán con aquéllos.

Para obtener resultados exactos deberíamos introducir en los cálculos parámetros muy aleatorios y difíciles de evaluar a priori. Dado que esto no es posible, siempre obtendremos pequeñas diferencias, más o menos elevadas, entre el cálculo teórico y la medida efectuada en la práctica.

Con todo esto no queremos en absoluto afirmar que los cálculos teóricos no sirvan para nada. Antes, bien, tienen una importancia fundamental, ya que nos indican aproximadamente cuál será el resultado final de nuestro trabajo, cosa que no podríamos establecer a priori por otros medios.

En otras palabras, realizando los cálculos sobre el papel antes de ponernos a la obra, tendremos una base de partida que nos será de gran utilidad para resolver nuestro problema, ya que es muy difícil calcular «a ojo» qué capacidad o inductancia debe insertarse en un determinado circuito de acoplamiento para conseguir que el transmisor trabaje en una deter-

minada frecuencia con el máximo de potencia en salida.

Las capacidades internas de los transistores

Si con las fórmulas idóneas calculamos el valor de capacidad a poner en paralelo con una determinada bobina para hacerla oscilar por ejemplo en 27 MHz y la colocamos luego en la base o el colector de un transistor, muy a nuestro pesar nos daremos cuenta de que ésta se sintoniza con una frecuencia distinta a la prevista.

El motivo es muy sencillo. En efecto, en estos casos hay que tener siempre presente que en los transistores existe una capacidad interna base-emisor o colector-emisor (ver fig. 10) que añadiéndose a la capacidad externa, es capaz de alterar la frecuencia de sintonía.

Por ejemplo, suponiendo que el cálculo teórico efectuado sin tener en cuenta esta capacidad interna, nos da como resultado un valor de 100 pF a aplicar en paralelo con la bobina, si el transistor al que la conectamos dispone de una capacidad interna de 80 pF, en paralelo a la bobina deberemos aplicar sólo 20 pF ($80 + 20 = 100 \text{ pF}$). De lo contrario obtendríamos una capacidad conjunta de $100 + 80 = 180 \text{ pF}$ y ello llevaría a la bobina a sintonizar en una frecuencia mucho más baja respecto a la deseada.

Llegados a este punto, se podría pensar que para resolver el problema basta con buscar en un manual la capacidad interna del transistor utilizado e introducir tal valor en nuestros cálculos. Pero el problema no es tan sencillo como parece, ya que para un mismo transistor la capacidad interna varía en función de la frecuencia.

Por consiguiente, a 10 MHz esta capacidad puede resultar de 80 pF, a 30 MHz asumir en cambio un valor de 50 pF y a 100 MHz un valor de sólo 15 pF.

A tal capacidad —que en general podríamos averiguar en las hojas de características del transistor— tendremos que añadir además las capacidades parásitas introducidas por el circuito impreso, dato siempre difícil de evaluar con precisión. Y no acaba ahí la cosa, sino que en los cálculos tendremos que tomar en consideración también la capacidad de los condensadores. Ésta presenta siempre una notable tolerancia respecto al valor grabado en la envoltura, pero además varía, como en el caso del transistor, al variar la frecuencia de trabajo. Así, si un condensador presenta una capacidad de 101,83 pF a 10 MHz, haciéndolo trabajar en 100 MHz su capacidad podría resultar de, por ejemplo, 95,7 pF.

Así pues, el problema no tiene fácil solución, aunque no debemos desesperar, porque lo que

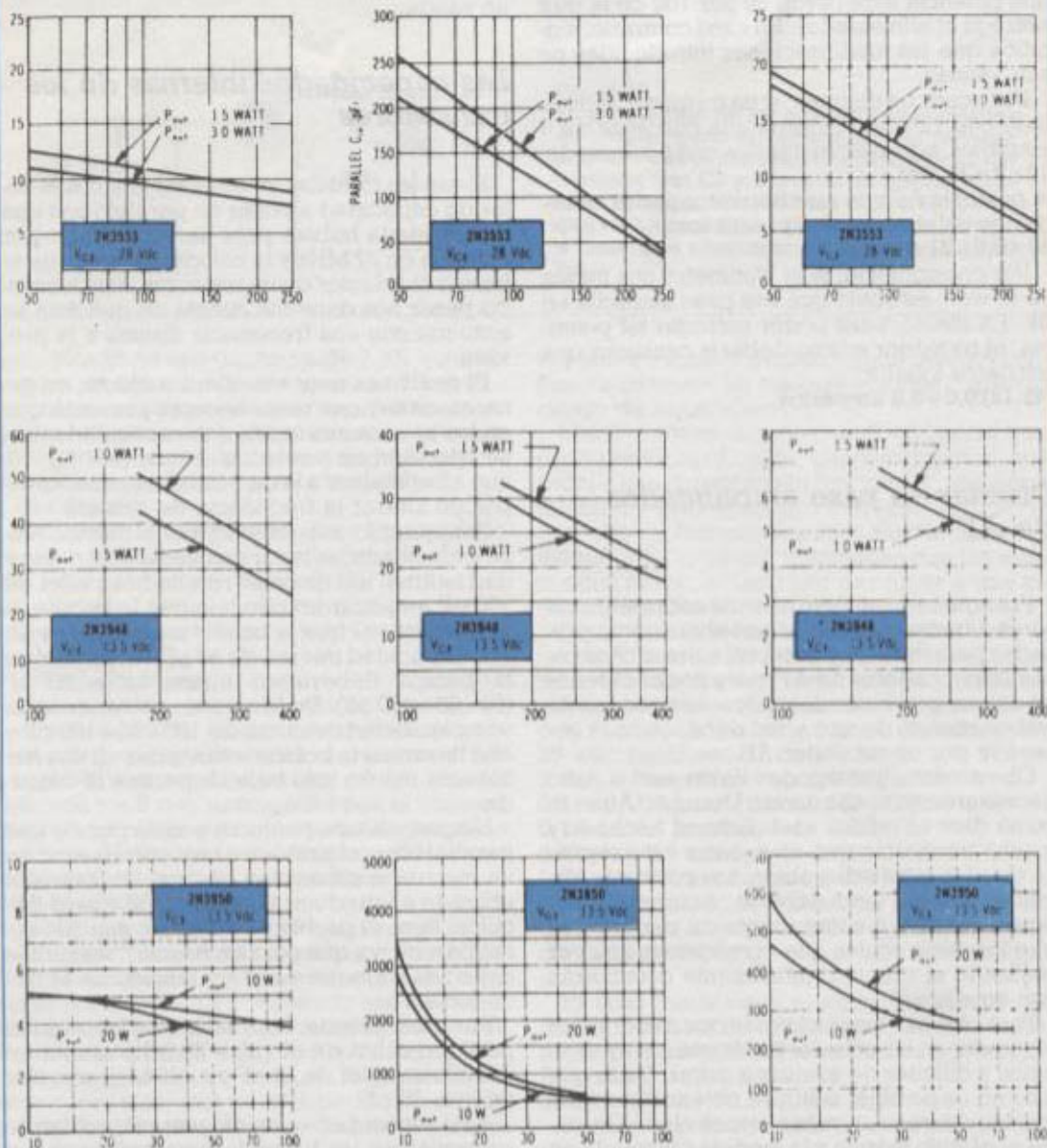


Figura 11

Para comprender como varían estas capacidades de base y de colector al variar la frecuencia de trabajo y la potencia entregada, reproducimos los gráficos de tres transistores. A la izquierda está representado el valor de la Resistencia de Base, en el Centro la Capacidad de la Base y a la derecha la Capacidad de colector.

El transistor 2N3553, trabajando con una potencia de 3 wat. y a 10 MHz, presenta una Capacidad de Base de 250 pF, que disminuirá a 100 pF si tal transistor trabaja en 150 MHz.

El transistor 2N3950, en la frecuencia de 10 MHz, presenta una Capacidad de Base de 3.000 pF, que descenderá a 500 pF aproximadamente trabajando en 50 MHz. La Capacidad de Colector de este mismo transistor, en 10 MHz, es del orden de 500-600 pF, para resultar de 300 pF a una frecuencia de 27-30 MHz.

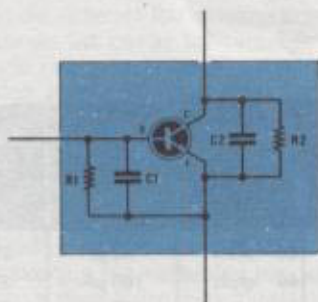


Figura 12

Los valores de Capacidad y Resistencia de Base y de Capacidad y Resistencia de Colector se dan casi siempre en configuración «paralelo». Dependiendo del tipo de acoplamiento utilizado, a veces es necesario convertir estos valores de «paralelo» a «serie» (ver fig. 13).

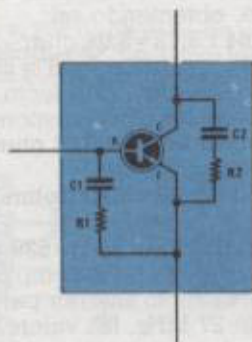


Figura 13

Esta conversión de «paralelo» a «serie» se ha tomado ya en consideración en las fórmulas indicadas en las figs. 14 a 22. Por consiguiente el lector, en sus cálculos, sólo tendrá que utilizar los valores de capacidad y resistencia en configuración «paralelo».

no se obtiene con la teoría solamente, se logrará luego en la fase práctica.

Lo realmente importante es saber que en un determinado amplificador de AF hay que insertar un condensador de 15 pF y no uno de 700-800 pF. Si luego, al realizar el circuito, nos damos cuenta de que éste se sintoniza en una frecuencia ligeramente más alta que la deseada, bastará aplicar en paralelo al primero un segundo condensador de 10-15 pF o bien, si el circuito se sintoniza en una frecuencia más baja, suprimir alguna espira de la bobina o sustituir el condensador por otro de capacidad inferior.

Si deseamos seguir una vía más sencilla, podríamos sustituir el condensador fijo por un compensador cerámico de 10/40 pF. En ese caso, girando el tornillo de regulación de que dispone, lograremos hallar en breve tiempo la exacta capacidad requerida en ese punto del circuito.

Además de la capacidad interna del transistor, existe también una «resistencia interna» que hay que introducir en los cálculos para no caer en errores triviales.

Como veréis cuando os expliquemos el procedimiento para acoplar la salida de un transistor a la base de un segundo transistor, o bien la salida de éste a la antena, tal capacidad y tal resistencia interna del transistor deberán ser consideradas, caso por caso, como acopladas en paralelo o conectadas en serie entre sí.

Normalmente, el valor de la resistencia en «ohm.» y el de capacidad en «pF» se representan en los manuales en configuración «paralelo». Por tanto, si necesitamos calcular respectivamente el valor de resistencia y de reactancia en configuración «serie», habrá que emplear las fórmulas que siguen.

De paralelo a serie

La primera de estas fórmulas nos permite calcular la **reactancia capacitiva** partiendo del valor en pF del hipotético condensador interno del transistor:

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

donde XC es la reactancia del condensador y pF indica su capacidad.

La segunda fórmula nos permite en cambio calcular el valor de **resistencia** en configuración «serie», conociendo el valor de resistencia en configuración «paralelo» y el valor de XC. En efecto:

$$RS = R : [(R : XC)^2 + 1];$$

donde RS es precisamente el valor de la resistencia «serie» y R el de la resistencia «paralelo».

La tercera y última fórmula nos permite calcular el valor de la **reactancia** de un condensador en configuración «serie» conociendo el valor de R (resistencia paralelo), RS (resistencia serie) y XC (reactancia paralelo). En efecto:

$$XCS = R \times (RS : XC)$$

Por ejemplo, si tenemos un transistor con una resistencia interna «paralelo» de 15 ohm. y una capacidad de 500 pF, la reactancia capacitiva XC, haciendo trabajar al transistor en 100 MHz, resultaría igual a:

$$1.000.000 : (6,28 \times 100 \times 500) = 3,18 \text{ ohm.}$$

Conociendo XC, podríamos obtener el valor de la resistencia equivalente «serie» con la segunda fórmula:

$$RS = 15 : [(15 : 3,18)^2 + 1] = 15 : (225 : 10,11) + 1 = 0,64 \text{ ohm.}$$

En otras palabras, en la frecuencia de 100 MHz, con una resistencia paralelo de 15 ohm y una capacidad paralelo de 500 pF, la **resistencia equivalente «serie»** sería sólo de 0,64 ohm.

Para calcular el valor de la reactancia «serie» de tal condensador, podríamos utilizar la tercera fórmula, obteniendo así:

$$XCS = 15 \times 0,64 : 3,18 = 3,01 \text{ ohm.}$$

Obviamente, existe también la inversa de las fórmulas precedentes. En efecto, si quisiéramos saber a cuántos pF corresponde una reactancia capacitiva serie de 3,01 ohm, podríamos utilizar esta fórmula:

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

$$\text{obteniendo así: } 1.000.000 : (6,28 \times 100 \times 3,01) = 529 \text{ pF.}$$

Si en cambio quisiéramos emplear el mismo transistor del ejemplo anterior para realizar un transmisor en 27 MHz, los valores de XC, RS y XCS serían los siguientes:

$$XC = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 500) = 11,79$$

$$RS = 15 : [(15 : 11,79)^2 + 1] = 15 : 2,61 = 5,74$$

$$XCS = 15 \times 5,74 : 11,79 = 7,30$$

Conociendo la reactancia «serie» XCS, podemos calcular también la capacidad «serie» expresada en pF. Así:

$$1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 7,30) = 807 \text{ pF.}$$

Como puede verse, mientras a 100 MHz la RS es igual a 0,64 ohm. y la capacidad serie a 529 pF, haciendo trabajar al mismo transistor en 27 MHz la RS resulta de 5,74 ohm. y la capacidad serie igual a 807 pF.

Microhenrios y reactancia bobina

Ya hemos visto cómo, partiendo de los pF, se puede calcular la reactancia XC de un condensador, o bien, partiendo de la reactancia, obtener los pF. Sin embargo, a veces es necesario efectuar este cálculo también para las bobinas; es decir, calcular la «reactancia» partiendo de los microhenrios o, viceversa, calcular los microhenrios conociendo la reactancia.

Para ello utilizaremos las siguientes fórmulas:

$$1.^\circ \text{ microhenrios} = XL : (6,28 \times \text{MHz}),$$

donde XL es la reactancia expresada en ohm.

$$2.^\circ \text{ XL} = \text{microhenrios} \times 6,28 \times \text{MHz.}$$

Por tanto una bobina que tenga una inductancia de 15 microhenrios, en la frecuencia de 27 MHz, presentará una reactancia inductiva de: $15 \times 6,28 \times 27 = 2.543 \text{ ohm.}$

Viceversa, una bobina que en la frecuencia de 27 MHz presente una reactancia de 1.800 ohm, tendrá una inductancia de:

$$1.800 : (6,28 \times 27) = 10,6 \text{ microhenrios.}$$

De la teoría a la práctica

Digamos claramente que las mayores dificultades que el lector podrá encontrar al efectuar estos cálculos no se deberán tanto a la complejidad de las fórmulas cuanto al hecho de que difícilmente lograrán encontrar los datos necesarios, es decir, la resistencia y la capacidad de base y de colector de cada transistor.

TABLA N.º 2

Máx. potencia en Watt, Transistor	Resistencia base	Capacidad base	Capacidad colector
0,5 W	50 ohm	60 pF	20 pF
1 W	40 ohm	100 pF	35 pF
2 W	30 ohm	150 pF	50 pF
3 W	20 ohm	200 pF	80 pF
4 W	15 ohm	250 pF	100 pF
5 W	10 ohm	300 pF	120 pF
6 W	9 ohm	350 pF	150 pF
7 W	8 ohm	400 pF	180 pF
8 W	7 ohm	450 pF	200 pF
9 W	5 ohm	500 pF	220 pF
10 W	4 ohm	550 pF	250 pF
15 W	3 ohm	600 pF	280 pF
20 W	2,5 ohm	650 pF	300 pF
25 W	2 ohm	700 pF	320 pF
30 W	1,8 ohm	750 pF	350 pF
35 W	1,7 ohm	800 pF	400 pF
40 W	1,6 ohm	850 pF	450 pF
45 W	1,5 ohm	900 pF	500 pF
50 W	1,4 ohm	950 pF	550 pF
60 W	1,3 ohm	1.000 pF	600 pF
70 W	1,2 ohm	1.100 pF	650 pF
80 W	1,1 ohm	1.200 pF	700 pF
90 W	1 ohm	1.300 pF	800 pF
100 W	0,8 ohm	1.400 pF	900 pF

Al no disponer de los datos requeridos en las fórmulas —esto es, Resistencia y Capacidad de Base y Capacidad de Colector—, podréis tomarlos de esta tabla. Aunque estos valores no correspondan exactamente a los de vuestro transistor, los resultados que obtengáis serán más que válidos para un montaje práctico. En esta tabla falta el valor de la «Resistencia de Colector», que habrá que calcular como explicamos en el artículo.

Para ayudaros a solucionar este problema hemos preparado una tabla (ver tabla n.º 2) de la cual podréis obtener los datos necesarios.

Estos valores se han obtenido comparando las características de innumerables transistores y calculando luego el «valor medio» a igualdad de potencia y ganancia.

Os los proporcionamos con absoluta seguridad, ya que realizando comprobaciones hemos constatado que permiten obtener resultados

más que satisfactorios. Incluso a veces nos acercamos más a la realidad con estos valores que tratando de obtener los valores mismos en los manuales de las casas fabricantes.

De otro lado recordad que aun disponiendo de estos datos, siempre existirán otras «incógnitas», como las capacidades parásitas introducidas por el circuito impreso, por no hablar de la tolerancia de los distintos componentes. Por consiguiente los resultados que obtengáis deberán servir siempre como punto de referencia y no considerarlos exactos al 100 por 100.

Ello es así porque las variables introducidas en los cálculos son siempre muy aleatorias y varían en función de varios factores.

Tomemos como ejemplo la resistencia «paralelo» de colector de un transistor. Pues bien, este valor no es nunca un número fijo, sino que varía en el mismo transistor en función tanto de la frecuencia de trabajo, cuanto de la tensión de alimentación.

Resistencia colector de un transistor

Este dato, cuando no se encuentra en los manuales, se puede obtener con la fórmula:
volt. x volt. : (wat. + wat.).

Por tanto en un transistor alimentado con 12 volt. que entrega en salida una potencia de 1 wat., la resistencia paralelo de colector será igual a:

$$12 \times 12 : 2 = 72 \text{ ohm.}$$

Sin embargo, esta fórmula tiene un defecto, que consiste en tener que medir exactamente la potencia entregada en salida por el transistor. Esto se puede llevar a cabo, como aconsejan las casas fabricantes, aplicando en la salida una resistencia de carga antinductiva de 52 ohm. y midiendo a continuación, con un tester, la tensión obtenida en los extremos de esa resistencia, para luego obtener los wat. con la fórmula:

$$\text{wat.} = (\text{volt.} \times \text{volt.}) : (R + R).$$

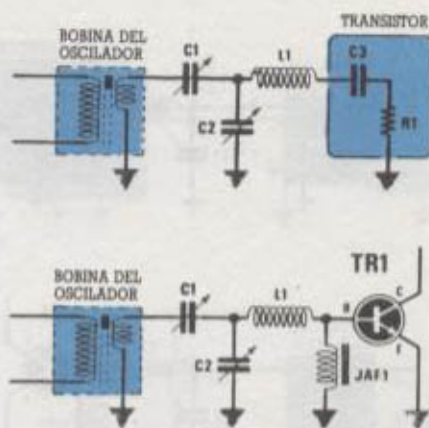
Suponiendo, pues, que en la sonda de carga detectamos una tensión de 10,2 volt., la potencia entregada por el transistor será igual a:
 $(10,2 \times 10,2) : (52 + 52) = 1 \text{ wat.}$

Pero para obtener este dato es necesario que la salida del transistor esté ya perfectamente adaptada a la impedancia de carga de 52 ohm., y aquí nace el absurdo, porque el cálculo que estamos efectuando debería servir precisamente para dimensionar el adaptador de impedancia en salida y si ya hemos conseguido obtener esta adaptación de modo perfecto, es inútil efectuar nuevos cálculos.

Además, suponiendo que logremos calcular la potencia partiendo de la tensión leída en la sonda de carga sin efectuar ninguna adaptación, siempre tendremos errores de bulto en ese valor. En efecto, no se ha tenido en cuenta

Figura 14

Para conectar el link de un paso oscilador a un paso preamplificador AF, podremos utilizar este esquema y sus correspondientes fórmulas.



$$1^\circ \text{ XC3} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times \text{C3 in pF})$$

$$2^\circ \text{ RS} = \frac{\text{R1}}{\left(\frac{\text{R1}}{\text{XC3}} \right)^2 + 1}$$

$$3^\circ \text{ XCS} = \frac{\text{R1} \times \text{RS}}{\text{XC3}}$$

$$4^\circ \text{ XL1} = (3 \times \text{RS}) + \text{XCS}$$

$$5^\circ \text{ L1 in microH} = \text{XL1} : (6,28 \times \text{MHz})$$

$$6^\circ \text{ A} = \sqrt{\left(\frac{\text{XCS} \times 26}{35} \right) - 1}$$

$$7^\circ \text{ XC1} = \text{A} \times 35$$

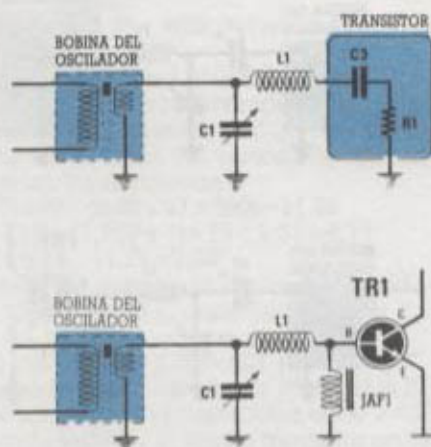
$$8^\circ \text{ C1 in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times \text{XC1})$$

$$9^\circ \text{ XC2} = 910 : (5 - \text{A})$$

$$10^\circ \text{ C2 in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times \text{XC2})$$

Figura 15

Distinto esquema de acoplamiento entre paso oscilador y preamplificador AF, no muy utilizado (ver esquema fig. 5).



$$1^{\circ} XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C3 \text{ in pF})$$

$$2^{\circ} RS = \frac{R1}{\left(\frac{R1}{XC3} \right)^2 + 1}$$

$$3^{\circ} XCS = \frac{R1 \times RS}{XC3}$$

$$4^{\circ} XL1 = RS \times \sqrt{(35 : RS) - 1}$$

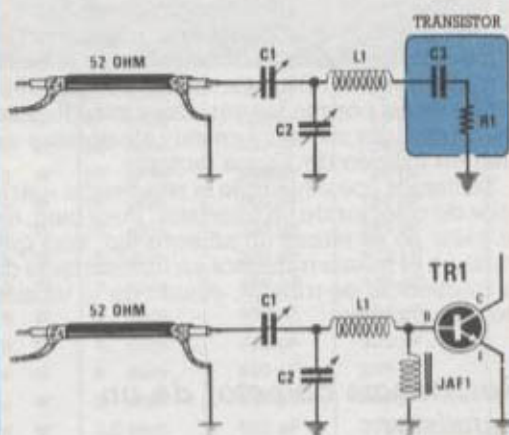
$$5^{\circ} L1 \text{ in microH.} = XL1 : (6,28 \times \text{MHz})$$

$$6^{\circ} XC1 = 35 : \sqrt{(35 : RS) - 1}$$

$$7^{\circ} C1 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC1)$$

Figura 16

Para conectar una salida a 52 ohm. (una salida de un transmisor) a un lineal de potencia, es aconsejable adoptar este filtro que emplea dos compensadores en entrada.



$$1^{\circ} XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C3 \text{ in pF})$$

$$2^{\circ} RS = \frac{R1}{\left(\frac{R1}{XC3} \right)^2 + 1}$$

$$3^{\circ} XCS = \frac{R1 \times RS}{XC3}$$

$$4^{\circ} XL1 = 5 \times RS + XCS$$

$$5^{\circ} L1 \text{ in microH} = XL1 : (6,28 \times \text{MHz})$$

$$6^{\circ} A = \sqrt{\left(\frac{RS \times 60}{52} \right) - 1}$$

$$7^{\circ} XC1 = A \times 52$$

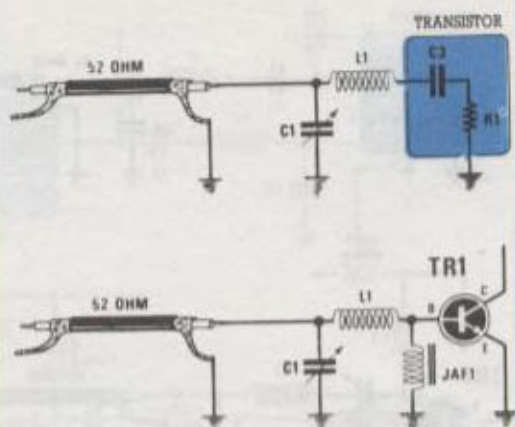
$$8^{\circ} C1 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC1)$$

$$9^{\circ} XC2 = 1352 : (5-A)$$

$$10^{\circ} C2 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC2)$$

Figura 17

Otro sistema para conectar una salida a 52 ohm. a un paso amplificador de potencia. Tal esquema se utiliza en transmisores donde no se requiere un elevado Q.



$$1^{\circ} XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C3 \text{ in pF})$$

$$2^{\circ} RS = \frac{R1}{\left(\frac{R1}{XC3}\right)^2 + 1}$$

$$3^{\circ} XCS = \frac{R1 \times RS}{XC3}$$

$$4^{\circ} XL1 = RS \times \sqrt{\left(\frac{52}{RS}\right) - 1}$$

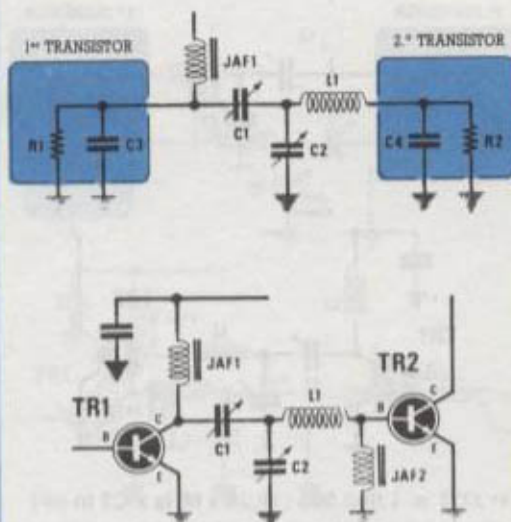
$$5^{\circ} L1 \text{ in microH.} = XL : (6,28 \times \text{MHz})$$

$$6^{\circ} XC1 = 52 : \sqrt{\left(\frac{52}{RS}\right) - 1}$$

$$7^{\circ} C1 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC1)$$

Figura 18

Clásico circuito de acoplamiento entre un paso excitador y un amplificador de potencia. La impedancia JAF1 puede sustituirse por una bobina y en ese caso es necesario utilizar las fórmulas de la fig. 19.



$$1^{\circ} XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C3 \text{ in pF})$$

$$2^{\circ} XC4 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C4 \text{ in pF})$$

$$3^{\circ} XL1 = 5 \times R2$$

$$4^{\circ} L1 \text{ in microH} = XL1 : (6,28 \times \text{MHz})$$

$$5^{\circ} A = R2 \times 26$$

$$6^{\circ} XC1 = XC3 \times \sqrt{\left(\frac{A}{R1}\right) - 1}$$

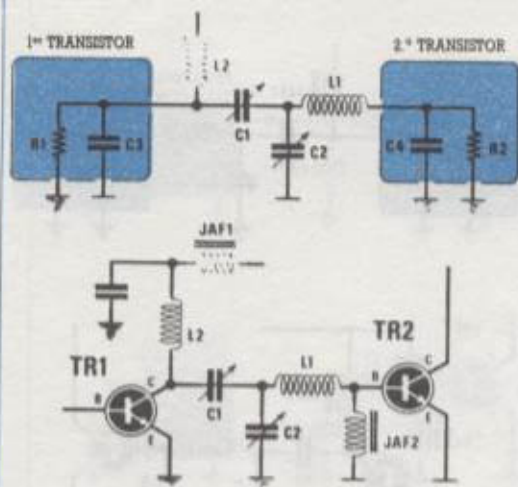
$$7^{\circ} C1 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC1)$$

$$8^{\circ} XC2 = \frac{A}{5 - \sqrt{\frac{A \times R1}{XC3 \times XC3}}}$$

$$9^{\circ} C2 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC2)$$

Figura 19

Si deseamos sustituir la impedancia JAF1 situada en el colector de TR1 por una bobina (ver L2), tendremos que emplear las fórmulas abajo indicadas.



$$1^{\circ} XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C3 \text{ in pF})$$

$$2^{\circ} XC4 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C4 \text{ in pF})$$

$$3^{\circ} XL1 = 5 \times R2$$

$$4^{\circ} L1 \text{ in microH} = XL1 : (6,28 \times \text{MHz})$$

$$5^{\circ} A = R2 \times 26$$

$$6^{\circ} XC1 = XC3 \times \sqrt{\left(\frac{A}{R1}\right) - 1}$$

$$7^{\circ} C1 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC1)$$

$$8^{\circ} XC2 = \frac{A}{5 - \sqrt{\frac{A \times R1}{XC3 \times XC3}}}$$

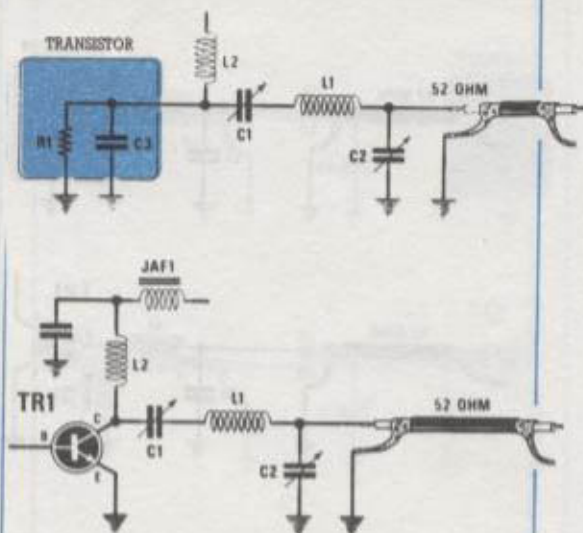
$$9^{\circ} C2 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC2)$$

$$10^{\circ} XL2 = R2 \times \sqrt{\left(\frac{R1}{R2}\right) - 1}$$

$$11^{\circ} L2 \text{ in microH} = XL2 : (6,28 \times \text{MHz})$$

Figura 20

Circuito a utilizar para poder acoplar la salida de un transistor final de potencia a un cable coaxial con impedancia de 52 ohm. El cable coaxial nos servirá para transferir la señal AF del transistor a la antena.



$$1^{\circ} XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C3 \text{ in pF})$$

$$2^{\circ} XC1 = 5 \times R1$$

$$3^{\circ} C1 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC1)$$

$$4^{\circ} XC2 = 52 \times \sqrt{\frac{R1}{52 - R1}}$$

$$5^{\circ} C2 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC2)$$

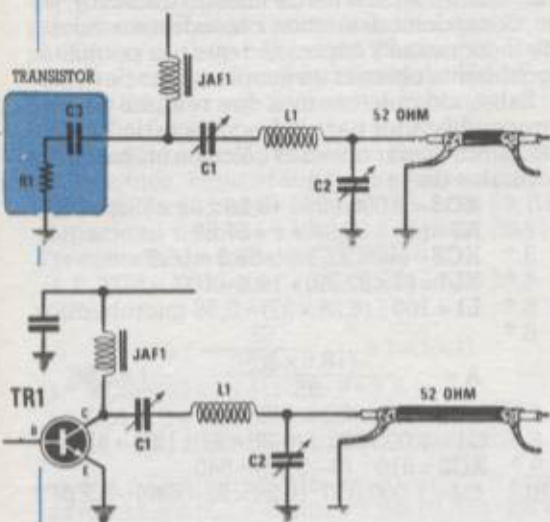
$$6^{\circ} XL1 = (XC1 + XC3) + \left(\frac{R1 \times 52}{XC2}\right)$$

$$7^{\circ} L1 \text{ in microH} = XL1 : (6,28 \times \text{MHz})$$

$$8^{\circ} L2 \text{ in microH} = XC3 : (6,28 \times \text{MHz})$$

Figura 21

Otro esquema de acoplamiento de un paso final a un cable coaxial con impedancia de 52 ohm. En el colector del transistor hay una impedancia JAF1 en vez de una bobina como la representada en la fig. 20.



$$1^{\circ} XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C3 \text{ in pF})$$

$$2^{\circ} RS = \frac{R1}{\left(\frac{R1}{XC3}\right)^2 + 1}$$

$$3^{\circ} XCS = \frac{R1 \times RS}{XC3}$$

$$4^{\circ} C1 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC1)$$

$$5^{\circ} XC2 = 52 \times \sqrt{\frac{RS}{52 - RS}}$$

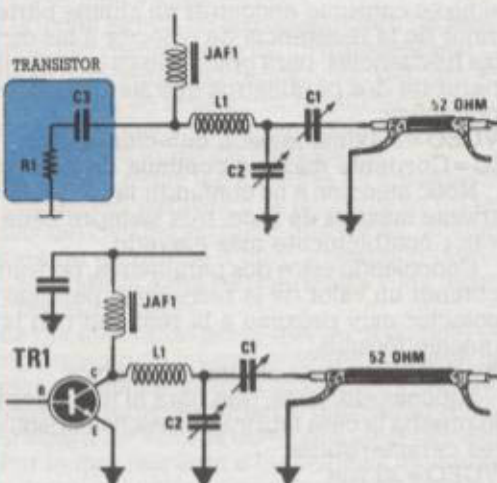
$$6^{\circ} C2 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC2)$$

$$7^{\circ} XL1 = (XC1 + XCS) + \frac{(RS \times 52)}{XC2}$$

$$8^{\circ} L1 \text{ in microH} = XL1 : (6,28 \times \text{MHz})$$

Figura 22

Esquema clásico muy utilizado para acoplar un paso final a un cable coaxial con impedancia característica de 52 ohm. En el artículo damos varios ejemplos de cálculo.



$$1^{\circ} XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times C3 \text{ in pF})$$

$$2^{\circ} RS = \frac{R1}{\left(\frac{R1}{XC3}\right)^2 + 1}$$

$$3^{\circ} XCS = \frac{R1 \times RS}{XC3}$$

$$4^{\circ} B = RS \times 60$$

$$5^{\circ} A = \sqrt{\left(\frac{B}{52}\right) - 1}$$

$$6^{\circ} XC1 = A \times 52$$

$$7^{\circ} C1 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC1)$$

$$8^{\circ} XC2 = B : (5 - A)$$

$$9^{\circ} C2 \text{ in pF} = 1.000.000 : (6,28 \times \text{MHz} \times XC2)$$

$$10^{\circ} XL1 = (10 \times RS) + XCS$$

$$11^{\circ} L1 \text{ in microH} = XL1 : (6,28 \times \text{MHz})$$

la caída de tensión introducida por el diodo rectificador ni el error introducido por el instrumento.

Nota: la tensión en la sonda de carga debería medirse siempre con un **voltímetro electrónico**, ya que el tester tiene una impedancia de entrada demasiado baja y puede alterar la medida.

Considerando todos estos factores negativos, si no se consigue encontrar en alguna parte el valor de la resistencia de colector a las distintas frecuencias, para obtenerlo es aconsejable partir de dos parámetros que siempre se proporcionan:

VCEO = máxima tensión colector-emisor

IC = Corriente máxima continua de colector

Nota: atención a no confundir la IC con la corriente máxima de pico, que siempre tiene un valor notablemente más elevado.

Conociendo estos dos parámetros, podremos obtener un valor de la resistencia paralelo de colector muy próximo a la realidad con la siguiente fórmula:

R = volt. colector : amperios colector.

Suponiendo, pues, que para el transistor bajo prueba la casa fabricante reseñe las siguientes características:

VCEO = 30 volt.

IC = 0,42 amperios,

su resistencia paralelo resultará igual a:

30 : 0,42 = 71,42 ohm.

También en este caso el valor resultante debe tomarse sólo como punto de referencia, ya que la fórmula adoptada no es «rigurosa».

Algún ejemplo de cálculo

Con algunos ejemplos de cálculo se entenderá mejor de qué modo pueden ser utilizadas las fórmulas proporcionadas bajo los distintos esquemas y comprender más fácilmente cómo los valores obtenidos teóricamente, oportunamente modificados, dan en todo momento resultados positivos.

Conectar un preamplificador AF a un paso oscilador

Supongamos que deseamos acoplar en la salida link de un paso oscilador que funciona en 27 MHz un preamplificador AF y que a tal objeto elegimos el esquema de la fig. 14.

Supongamos que no conocemos alguna característica del transistor a utilizar como preamplificador y que los únicos datos a nuestra disposición son los siguientes:

Máxima potencia = 1 wat.

VCEO = 40 volt.

IC continua = 0,4 amperios.

Para completar la lista faltarían los valores de la resistencia paralelo de base y la única posibilidad que tenemos para poder calcular tal filtro consiste en tomarlos de la tabla n.º 2, que para un transistor de 1 wat. nos da:

Resistencia de base = 40 ohm. (R2 de la fig. 14)

Capacidad de base = 100 pF (C3 de la fig. 14)

Es obvio que estos valores no corresponderán exactamente a los de nuestro transistor, pero, como demostraremos, obtendremos valores de inductancia y capacidad que nos permitirán igualmente obtener un acoplamiento perfecto.

Sabiendo que tenemos que realizar un paso preamplificador para la frecuencia de 27 MHz, podemos iniciar nuestros cálculos utilizando las fórmulas de la fig. 14.

$$1.^\circ \text{ XC3} = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 150) = 58,9$$

$$2.^\circ \text{ RS} = (40 : 58,9)^2 + 1 = 27,39$$

$$3.^\circ \text{ XCS} = (40 \times 27,39) : 58,9 = 18,6$$

$$4.^\circ \text{ XL1} = (3 \times 27,39) + 18,6 = 100$$

$$5.^\circ \text{ L1} = 100 : (6,28 \times 27) = 0,58 \text{ microhenrios}$$

$$6.^\circ$$

$$\text{A} = \frac{(18,6 \times 26)}{35} - 1 = 3,58$$

$$7.^\circ \text{ XC1} = 3,58 \times 35 = 125$$

$$8.^\circ \text{ C1} = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 125) = 47 \text{ pF}$$

$$9.^\circ \text{ XC2} = 910 : (5 - 3,58) = 640$$

$$10.^\circ \text{ C2} = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 640) = 9,2 \text{ pF}$$

Resultado

Para realizar este filtro, los valores obtenidos de los cálculos resultan los siguientes:

L1 = 0,58 microhenrios.

De la tabla n.º 5 relativa a la conversión de microhenrios a **número de espiras**, tomando como referencia un diámetro de 10 mm, resultarán necesarias **9 espiras** juntas con hilo de 1 mm.

C1 = 47 pF

Para compensar las tolerancias y considerando que la resistencia de base o la capacidad tomadas de la tabla no corresponden exactamente a las del transistor, es aconsejable emplear una capacidad doble, es decir $47 \times 2 = 94$ pF que redondearemos a 100 pF.

C2 = 9,2 pF

También para este compensador será aconsejable insertar uno de capacidad mayor. Normalmente se dobla el valor obtenido en el cálculo, por tanto emplearemos $9 \times 2 = 18$ pF, que redondearemos en **20 pF**.

Después de montar el circuito, probaremos a ajustar los dos compensadores hasta obtener el máximo rendimiento. A continuación probaremos a insertar para L1 una bobina con **6 espiras** y una con **11 espiras** en lugar de las 9 requeridas y se comprobará si con 6 espiras el rendimiento es mejor o peor. En el primer caso se dejará la bobina de 6 espiras. Por el contrario, si el rendimiento es peor, se volverá a poner la bobina con 9 espiras o se probará con la de 11 espiras.

Si los valores del transistor fueran distintos

En la tabla n.º 2 hemos reseñado valores de resistencia de base y capacidad idénticos para los transistores de igual potencia, pero en realidad éstos pueden resultar muy distintos de un transistor a otro. Por tanto alguien podría preguntarse: «si la resistencia de base de mi transistor de 1 wat. fuese de 22 ohm. en lugar de 40 ohm. y la capacidad fuese de 160 pF en vez de 100 pF, ¿qué diferencias habría en el filtro de la fig. 14?».

Para determinarlo podemos hacer de nuevo los cálculos, comparando el resultado final.

Resistencia de base = 22 ohm. (R1 de la fig. 14)

Capacidad de base = 160 pF (C3 de la fig. 14)

Frecuencia de trabajo = 27 MHz

$$1.^\circ \text{ XC3} = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 160) = 36,8$$

2.º

$$\text{RS} = 22 : \frac{22}{36,8} + 1 = 16,41$$

$$3.^\circ \text{ XCS} = (22 \times 16,41) : 36,8 = 9,8$$

$$4.^\circ \text{ XL1} = (3 \times 16,41) + 9,8 = 59$$

$$5.^\circ \text{ L1} = 59 : (628 \times 27) = 0,34 \text{ microhenrios.}$$

Nota: 0,34 microhenrios equivalen a 6 espiras juntas sobre un diámetro de 10 mm. En el cálculo precedente teníamos en cambio 9 espiras. Por consiguiente, como hemos aconsejado, probando una bobina de 9 espiras y luego otra con menor número de espiras, se conseguirá encontrar siempre el valor adecuado para compensar eventuales diferencias de características de los transistores.

6.º

$$\text{A} = \frac{9,8 \times 26}{35} - 1 = 2,5$$

$$7.^\circ \text{ XC1} = 2,5 \times 35 = 87,5$$

$$8.^\circ \text{ C1} = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 87,5) = 67 \text{ pF}$$

Nota: en el cálculo precedente, la capacidad resultaba de 47 pF y al haber aconsejado 100 pF, no tendremos problemas de tolerancia.

$$9.^\circ \text{ XC2} = 910 : (5 - 2,5) = 364$$

$$10.^\circ \text{ C2} = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 364) = 16 \text{ pF}$$

Nota: en el cálculo anterior la capacidad de C2 resultaba de 9,2 pF, pero habiendo aconsejado 20 pF no tendremos problemas aunque el transistor tuviese las características utilizadas en este segundo cálculo.

Conclusión

Resulta claro que doblando el valor de las capacidades de los compensadores obtenido en el cálculo, si en la fase de ajuste, después de haber probado la bobina con el número de espiras obtenido en el cálculo, insertamos una con una o dos espiras de más o de menos, seguro que al cabo de dos o tres tentativas encontra-

remos siempre el número de espiras necesarias para obtener de L1 el mejor rendimiento.

Llegados a este punto, pues, el problema parece de fácil solución, aunque tal vez semejante procedimiento no satisfaga a todos.

De otro lado, al no tener siempre a disposición todas las características de los transistores a utilizar, creemos que el sistema explicado es el más válido.

De todas formas no nos cansaremos de repetir que aún disponiendo de un transistor con todas las características requeridas, siempre será necesario en la práctica modificar los valores de la bobina y de las capacidades que hemos obtenido de los cálculos.

En efecto, todas las fórmulas no consideran la capacidad parásita y la inductancia de las pistas del circuito impreso, que varían notablemente de un diseño a otro, y tampoco la que existe entre la aleta refrigeradora y las distintas pistas de cobre.

Es por esta razón por lo que en el circuito de acoplamiento de los transmisores **nunca se insertan capacidades fijas**, sino única y exclusivamente **compensadores** de capacidad doble respecto a los valores obtenidos en el cálculo.

Por lo que respecta a las bobinas, podemos añadir que el número de espiras obtenido mediante el cálculo es casi siempre «mayor» de lo requerido.

Por ejemplo, si del cálculo obtenemos 10 espiras, es aconsejable probar también con una de 8-7 espiras, ya que no es posible prever ni calcular de qué inductancia dispone la «pista del circuito impreso» a la frecuencia a la que se hace trabajar al transmisor, impedancia que obviamente se añade a la de la bobina realizada por nosotros.

Conectar un preamplificador AF a un paso oscilador

Si en lugar de utilizar el esquema de la fig. 14 quisiéramos utilizar con el mismo transistor el esquema de la fig. 15, sabiendo que:

Resistencia de base = 40 ohm. (R1 de la fig. 15)

Capacidad de base = 100 pF (C3 de la fig. 15)

Frecuencia de trabajo = 27 MHz,

utilizando las fórmulas reseñadas en dicho esquema, podremos obtener los siguientes datos:

$$1.^\circ \text{ XC3} = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 100) = 58,9$$

2.º

$$\text{RS} = 40 : \frac{40}{58,9} + 1 = 27,39$$

$$3.^\circ \text{ XCS} = (40 \times 27,39) : 58,9 = 18,6$$

$$4.^\circ \text{ XL1} = 27,39 \times (35 : 27,39) - 1 = 14,24$$

$$5.^\circ \text{ L1} = 14,24 : (6,28 \times 27) = 0,08 \text{ microhenrios}$$

$$6.^\circ \text{ XC1} = 35 : (35 : 27,39) - 1 = 67$$

$$7.^\circ \text{ C1} = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 67) = 88 \text{ pF}$$

Conclusión

L1 = una inductancia de 0,08 microhenrios, convirtiéndola de microhenrios a número de espiras, utilizando la tabla n.º 4 hallaremos que ésta se obtiene devanando sobre un soporte de 8 mm de diámetro **3 espiras juntas** con hilo de 1 mm.

C1 = el cálculo nos da como resultado 88 pF y en este caso conviene insertar una capacidad doble, esto es: $88 \times 2 = 176$ pF, que podemos redondear en 180 pF ó 200 pF. Haciéndolo así podremos corregir eventuales tolerancias del transistor y de la bobina L1.

Para acoplar un preamplificador a un segundo transistor

Prosiguiendo con nuestros ejemplos, después de haber acoplado un primer transistor preamplificador de 1 wat. al oscilador y constatando que en su salida se obtiene no más de 0,5 wat., para obtener un transmisor de 4-5 wat. tendremos que añadirle un segundo paso amplificador.

Supongamos que elegimos el esquema de la fig. 18 para llevar a cabo tal acoplamiento y que disponemos de un transistor AF del que desconocemos todas las características.

Para proceder en nuestros cálculos es necesario que conozcamos la **resistencia de colector** y la **capacidad de colector** del transistor de 1 wat. al que queremos acoplar el de 6 wat.

Si no disponemos de estos dos datos pero conocemos la tensión de VCEO y la corriente continua de colector, por ejemplo:

Tensión de VCEO = 40 volt.

Corriente continua de colector = 0,4 amperios;

podremos obtener de forma aproximada la resistencia de colector con la siguiente fórmula:

V : A = ohm.

Por tanto, tendremos:

Resistencia del colector = $40 : 0,4 = 100$ ohm.; luego 100 ohm. será el valor de R1 de la fig. 18.

Además de este dato necesitamos saber la capacidad de colector y si no la conocemos, podemos obtenerla de forma aproximada en la tabla n.º 2, que para un transistor de 1 wat. nos da **35 pF**. Por tanto, **35 pF** será el valor asignado a C3 de la fig. 18.

Además de estos valores, necesitamos también los relativos a la resistencia y capacidad de base del transistor de 6 wat. y al no disponer de ellos, tendremos que obtenerlos de la tabla n.º 2:

Resistencia de base = 9 ohm. (R2 de la fig. 18).

Capacidad de base = 350 pF (C4 de la fig. 18).

Disponiendo ya de todos los datos requeridos, incluida la frecuencia de trabajo que es de **27 MHz**, podremos efectuar nuestros cálculos:

- 1.º **VXC3** = $1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 35) = 168$
- 2.º **XC4** = $1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 350) = 16,8$
- 3.º **XL1** = $5 \times 9 = 45$
- 4.º **L1** = $45 : (6,28 \times 27) = 0,26$ microhenrios
- 5.º **A** = $9 \times 26 = 234$
- 6.º

$$\text{XC1} = 168 \times \frac{234}{100} = 146$$

- 7.º **C1** = $1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 146) = 40$ pF

8.º

$$\text{XC2} = \frac{234}{5 - \frac{234 \times 100}{(168)^2}} = 57$$

- 9.º **C2** = $1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 57) = 103$ pF

Conclusión

L1 = 0,26 microhenrios. Comprobando las tablas de conversión de microhenrios a número de espiras, veremos que con un diámetro de soporte de 10 mm. podremos utilizar 5 espiras juntas o bien 6 ligeramente espaciadas.

C1 = 40 pF. Es aconsejable insertar uno de doble valor, es decir, un compensador de **80 pF**.

C2 = 103 pF. También en este caso será aconsejable insertar uno de **200 pF**.

Una vez montado este filtro en el circuito impreso, se comprobará su comportamiento probando primero una bobina de 5 espiras y luego una de 6 espiras.

Si constatamos que el compensador C1 hay que girarlo a mitad de recorrido, significa que hemos acertado con los valores de resistencia y capacidad interna del transistor.

Si en cambio constatamos que es necesario girarlo a su máxima capacidad, podremos corregir tal error conectando en paralelo con el compensador un condensador cerámico para AF de 47-50 pF.

Lo mismo decimos respecto al compensador C2.

Una prueba de acoplamiento entre dos pasos con todos los datos requeridos

Hemos buscado un transistor del que pudiéramos disponer de los datos exactos de resistencia y capacidad de base del transistor excitador y de resistencia y capacidad de colector del transistor amplificador, y con ellos hemos efectuado otra vez todos nuestros cálculos para compararlos con los anteriores.

1.º **PASO TRANSISTOR de 1 wat.**

Resistencia colector = 155 ohm. (R1 de fig. 18).

Capacidad colector = 18 pF (C3 de fig. 18).

2.º **PASO DE TRANSISTOR de 7 wat.**

Resistencia de base = 30 ohm. (R2 de fig. 18).

Capacidad de base = 600 pF (C4 de fig. 18).

Sirviéndonos de las fórmulas de la fig. 18 y de los valores arriba indicados y sabiendo que la frecuencia de trabajo de tal paso es de **27 MHz**, podremos efectuar todas las operaciones necesarias:

- 1.º **XC3** = $1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 18) = 327$
- 2.º **XC4** = $1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 600) = 9,8$
- 3.º **XL1** = $5 \times 30 = 150$
- 4.º **L1** = $150 : (6,28 \times 27) = 0,88$ microhenrios
- 5.º **A** = $30 \times 26 = 780$
- 6.º

$$XC1 = 327 \times \frac{780}{155} - 1 = 654$$

- 7.º **C1** = $1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 654) = 9$ pF
- 8.º

$$XC2 = \frac{780}{5 - \frac{780 \times 155}{(327)^2}} = 201$$

- 9.º **C2** = $1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 201) = 29$ pF

Conclusión

L1 = 0,88 microhenrios. Si la devanamos sobre un diámetro de 10 mm, necesitaremos 12 espiras juntas de hilo de 1 mm para obtener tal valor de inductancia (en el ejemplo anterior nuestro cálculo nos indicaba 5 espiras).

C1 = 9 pF (en el ejemplo anterior, con datos aproximativos, teníamos 40 pF).

C2 = 29 pF (en el ejemplo anterior teníamos en cambio 103 pF).

Por curiosidad, hemos montado el circuito y hemos tratado de ajustarlo para su máximo rendimiento. El resultado práctico es el siguiente:

L1 = hemos tenido que retirar 6 espiras de la bobina, por consiguiente el cálculo efectuado precedentemente resultaba más cercano a la realidad. En efecto, para **L1** teníamos 5 espiras juntas sobre un diámetro de 10 mm.

C1 = para obtener el máximo rendimiento, hemos tenido que ajustar este compensador a 32 pF, por tanto los 9 pF eran insuficientes.

C2 = siempre para obtener el máximo rendimiento, había que ajustar este compensador en 48 pF. Por consiguiente, a pesar de disponer de todos los datos de ambos transistores, los resultados de los cálculos no nos han servido de mucho. Antes bien, nos hemos aproximado más a los valores reales en el ejemplo anterior.

Importante

Incluso disponiendo de los datos de los transistores, hemos llegado a las siguientes conclusiones:

- 1.º las espiras de la bobina **L1** son normalmente mayores de las que en realidad serán necesarias para obtener el máximo rendimiento;
- 2.º las capacidades de los condensadores resultarán siempre menores de lo requerido, por

tanto aconsejamos emplear compensadores de capacidad doble a la calculada.

Si en la fase de ajuste comprobamos que hay que ajustar un compensador a su máxima capacidad, habrá que sustituirlo por uno mayor o insertar en paralelo un condensador cerámico VHF de 500 volt. de trabajo.

Recomendamos no utilizar cerámicos de BF ya que éstos introducen notables pérdidas al hacerlos trabajar en AF y además no soportan tensiones mayores de 25-50 volt.

Para conectar una salida de 52 ohm. a un amplificador

En los ejemplos precedentes, hemos analizado la posibilidad de conectar un preamplificador AF al link de la bobina de un oscilador y la de acoplar entre sí dos pasos amplificadores AF. Pero no debemos olvidar que existe una tercera posibilidad: el disponer ya de una señal AF adaptada a una impedancia de 52 ohm. y tener que amplificarla.

Este condición se presenta habitualmente cuando en la salida de un transceptor queremos aplicar una «lineal AF de potencia» o bien, cuando disponemos de un excitador con una salida ya ajustada para una impedancia de 52 ohm.

Los esquemas a utilizar para este acoplamiento están representados en las figs. 16-17.

Normalmente se prefiere utilizar el esquema de la fig. 16.

También en este caso, pondremos dos ejemplos de cálculo, uno con un transistor de 40 wat. del que no conocemos característica alguna, y otro en que disponemos de todos los datos necesarios.

Cálculo sin conocer dato alguno

Utilizando un transistor amplificador AF de 40 wat. y no disponiendo de ningún dato, tendremos que recurrir a nuestra habitual tabla n.º 2 para hallar los datos relativos a un transistor de esa potencia, que aproximadamente resultan:

Resistencia base = 1,6 ohm. (R1 de fig. 16).

Capacidad de base = 850 pF (C3 de fig. 16).

Supongamos que el transmisor al que deseamos añadir este transistor trabaja en la frecuencia de **50 MHz**. Así pues, con los tres datos —resistencia de base, capacidad de base y frecuencia— podemos ya proceder a nuestros cálculos:

$$1.º \text{ XC3} = 1.000.000 : (6,28 \times 50 \times 850) = 3,7$$

2.º

$$RS = 1,6 : \frac{1,6}{3,7}^2 + 1 = 1,35$$

$$3.º \text{ XCS} = (1,6 \times 1,35) : 3,7 = 0,58$$

$$4.º \text{ XL1} = (5 \times 1,35) + 0,58 = 7,33$$

$$5.º \text{ L1} = 7,33 : (6,28 \times 50) = 0,023$$

6.º

$$A = \frac{1,35 \times 60}{52} - 1 = 0,74$$

$$7.º \text{ XC1} = 0,74 \times 52 = 38$$

$$8.º \text{ C1} = 1.000.000 : (6,28 \times 50 \times 38) = 83 \text{ pF}$$

$$9.º \text{ XC2} = 1.352 : (5 - 0,74) = 317$$

$$10.º \text{ C2} = 1.000.000 : (6,28 \times 50 \times 317) = 10 \text{ pF}$$

Conclusión

L1 = una inductancia de 0,023 microhenrios corresponderá, si utilizamos un diámetro de 6 mm, a una bobina formada por 2 espiras espaciadas 1,5 mm. En la práctica se comprobará si el circuito funciona mejor con 3 espiras.

C1 = el cálculo nos da como valor **83 pF**. Aconsejamos emplear un compensador de 100-120 pF máximo.

C2 = el cálculo nos da **10 pF** pero se recomienda uno de 20-25 pF.

Una prueba conociendo todos los datos del transistor

Para este segundo cálculo hemos elegido un transistor de 40 wat. que no tuviese características semejantes al ejemplo precedente, con la finalidad de establecer qué diferencias hubiéramos obtenido eventualmente en la inductancia y en la capacidad de **C1** y **C2**.

Los datos de este transistor son los siguientes:
Resistencia de base = 6 ohm. (ver R1 de fig. 16).
Capacidad de base = 800 pF (ver C4 de fig. 16).
Frecuencia de trabajo = 50 MHz.

Haciendo de nuevo los cálculos, tenemos:

$$1.º \text{ XC3} = 1.000.000 : (6,28 \times 50 \times 500) = 6,36$$

2.º

$$RS = 6 : \frac{6}{6,36} + 1 = 3,19$$

$$3.º \text{ XCS} = (6 \times 3,19) : 6,36 = 2,99$$

$$4.º \text{ XL1} = (5 \times 3,19) + 2,99 = 18,94$$

$$5.º \text{ L1} = 18,94 : (6,28 \times 50) = 0,06 \text{ microhenrios}$$

Nota: 0,06 microhenrios, tomando como diámetro de devanado 6 mm, corresponden a 3 espiras juntas. En el cálculo precedente teníamos en cambio 2 espiras.

Procedamos, pues, a los cálculos para obtener la capacidad de los dos compensadores.

6.º

$$A = \frac{3,19 \times 60}{52} - 1 = 1,63$$

$$7.º \text{ XC1} = 1,63 \times 52 = 84$$

$$8.º \text{ C1} = 1.000.000 : (6,28 \times 50 \times 84) \times 37,9 \text{ pF}$$

Nota: con estos datos, la capacidad de **C1** debería ser de 38 pF que, como siempre, es conveniente doblar, esto es: $38 \times 2 = 76 \text{ pF}$. En el ejemplo anterior teníamos en cambio una capacidad mayor, 83 pF, y ello no comportaría inconveniente alguno porque si fueran realmente necesarios 38 pF, sólo tendríamos que ajustarlo para su mínima capacidad.

$$9.º \text{ XC2} = 1.352 : (5 - 1,63) = 401$$

$$10.º \text{ C2} = 1.000.000 : (6,28 \times 50 \times 401) = 7,9 \text{ pF}$$

Nota: en el cálculo anterior la capacidad resultaba de **10 pF**, que respecto a 7,9 pF no es una diferencia muy elevada.

Conclusión

Tanto conociendo los datos de un transistor como desconociéndolos totalmente, las diferencias no son enormes, como podéis ver.

Acoplamiento de un paso final a una antena con impedancia de 52 ohm.

El último paso amplificador AF de un transmisor siempre tendremos que adaptarlo para una impedancia de salida de 52 ohm., que corresponde a la del cable coaxial y que nos permitirá transferir la señal de AF de la salida del transmisor a la antena irradiante.

Los tres esquemas que podríamos seguir para tal acoplamiento, están representados en las figs. 20-21-22.

Supongamos que tenemos un paso final de **40 wat.** FM y que deseamos hacerlo trabajar en la gama FM **88-108 MHz.**

Nuestra primera operación consistirá en calcular el filtro en el centro de la gama:

$$(88 + 108) : 2 = 98 \text{ MHz.}$$

Además de este dato, necesitamos la resistencia de colector y si no la conocemos, podremos obtenerla siempre que conozcamos la **VCEO** y la **CORRIENTE DE COLECTOR CONTINUA** de tal transistor.

Supongamos que conocemos estos dos datos, iguales a:

$$\text{VCEO} = 16 \text{ volt.}$$

$$\text{IC continua} = 8 \text{ amperios.}$$

Obtendremos el valor aproximado de la **Resistencia de Colector** empleando la fórmula:

$$\text{VOLT.} : \text{AMPERIOS}$$

y obtendremos:

$$16 : 8 = 2 \text{ ohm.}$$

Este será el valor asignado a la resistencia **R1**.

La **capacidad de colector**, esto es **C3**, al no conocerla, la obtendremos siempre de nuestra tabla n.º 2 y por tanto tendremos:

$$\text{MHz de trabajo} = 98 \text{ MHz.}$$

$$\text{R1} = 2 \text{ ohm.}$$

$$\text{C3} = 450 \text{ pF.}$$

Como primer ejemplo tomaremos el de la fig. 20, que utiliza, en lugar de la impedancia JAF aplicada en el colector, una bobina de sintonía indicada como **L2**, e iniciaremos nuestros cálculos.

$$1.º \text{ XC3} = 1.000.000 : (6,28 \times 98 \times 450) = 3,6$$

$$2.º \text{ XC1} = 5 \times 2 = 10$$

$$3.º \text{ C1} = 1.000.000 : (6,28 \times 98 \times 10) = 162 \text{ pF}$$

4.º

$$XC2 = 52 \times \frac{2}{52 - 2} = 10,4$$

$$5.º C2 = 1.000.000 : (6,28 \times 98 \times 104) = 156 \text{ pF}$$

6.º

$$XL1 = 10 + 3,6 + \frac{2 \times 52}{10,4} = 23,6$$

$$7.º L1 = 23,6 : (6,28 \times 98) = 0,038 \text{ microhenrios}$$

$$8.º L2 = 3,6 : (6,28 \times 98) = 0,005 \text{ microhenrios}$$

Conclusión

Para las capacidades de **C1** y **C2** se recomienda un compensador de **200 pF**.

L1 = 0,038 microhenrios corresponden a 2 espiras sobre un diámetro de 8 mm y espaciadas entre sí 1 mm.

L2 = 0,005 microhenrios corresponden aproximadamente a media espira sobre un diámetro de 10 mm.

Acoplamiento de un paso final a una impedancia de salida de 52 ohm.

Para acoplar un paso final a una antena, normalmente se prefiere emplear el esquema de la fig. 22 en vez del de fig. 20, que utiliza una impedancia VK 200 en lugar de una bobina para poder conectar el colector del transistor a la tensión de alimentación.

Utilizando el esquema de la fig. 22 y tomando los mismos datos precedentes y la misma frecuencia de trabajo de **98 MHz**, podemos proceder en nuestros cálculos para determinar qué valores asignaremos a los distintos componentes del filtro.

$$1.º XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times 98 \times 450) = 3,6$$

2.º

$$RS = 2 : \frac{2}{3,6} + 1 = 1,53$$

$$3.º XCS = (2 \times 1,52) : 3,6 = 0,85$$

$$4.º B = 1,53 \times 60 = 91,8$$

5.º

$$A = \frac{91,8}{52} - 1 = 0,87$$

$$6.º XC1 = 0,87 \times 52 = 45,24$$

$$7.º C1 = 1.000.000 : (6,28 \times 98 \times 45,24) = 35 \text{ pF}$$

$$8.º XC2 = 91,8 : (5 - 0,87) = 22,22$$

$$9.º C2 = 1.000.000 : (6,28 \times 98 \times 22,22) = 73 \text{ pF}$$

$$10.º XL1 = (10 \times 1,53) + 0 - 85 = 16,15$$

$$11.º VL1 = 16,15 : (6,28 \times 98) = 0,026 \text{ microhenrios}$$

Conclusión

L1 = 0,026 microhenrios corresponden a 2 espiras devanadas sobre un diámetro de 6 mm y espaciadas un poco más de 0,5 mm entre sí.

C1 = 35 pF. Para estar seguros del ajuste, emplearemos un compensador de 60 pF.

C2 = 73 pF. Para estar seguros del ajuste, usaremos un compensador de 100-120 pF.

En la práctica, utilizando una bobina de 2 espiras, aunque la espaciemos 1 mm entre espira y espira, siempre conseguiremos sintonizar en tal gama mediante los dos compensadores.

El mismo transistor para los 27 MHz

En vez de realizar el paso anterior para la gama de **98 MHz**, trataremos en cambio de diseñarlo para la banda de los **27 MHz**. En este caso es obvio que habrá que repetir todos los cálculos, ya que los valores de **L1-C1-C2** variarán.

Algunos datos nos son ya conocidos por haberlos utilizado en el ejemplo precedente, esto es:

Frecuencia de trabajo = 27 MHz (en lugar de 98 MHz).

Resistencia colector = 2 ohm. (R1 de la fig. 22).

Capacidad de colector = 450 pF (C3 de la fig. 22).

Con las fórmulas correspondientes, representadas en la fig. 22, procederemos en nuestros cálculos:

$$1.º XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 450) = 13,10$$

2.º

$$RS = 2 : \frac{2}{13,10} + 1 = 1,96$$

$$3.º XCS = (2 \times 1,96) : 13,10 = 0,29$$

$$4.º B = 1,96 \times 60 = 117,6$$

5.º

$$A = \frac{117,6}{52} - 1 = 1,12$$

$$6.º XC1 = 1,12 \times 52 = 58$$

$$7.º C1 = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 58) = 110 \text{ pF}$$

$$8.º XC2 = 117 : (5 - 1,12) = 30$$

$$9.º C2 = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 30) = 196 \text{ pF}$$

$$10.º XL1 = (10 \times 1,96) + 0 - 89 = 19,89$$

$$11.º L1 = 19,89 : (6,28 \times 27) = 0,11 \text{ microhenrios}$$

Conclusión

L1 = 0,11 microhenrios corresponden en la práctica a 4 espiras devanadas sobre un diámetro de 8 mm, ligeramente espaciadas. En el montaje práctico aconsejamos, en estos casos, probar con una bobina de 4 espiras pero también con una de 6 espiras, comprobando con cuál de las dos se obtiene mayor potencia. Por nuestra experiencia de laboratorio en pasos finales de 40-50 wat., el número de espiras obtenido de los cálculos nos parece escaso.

Para los dos condensadores **C1** y **C2** será conveniente emplear dos compensadores de al menos **250 pF**, para poder corregir las tolerancias del transistor.

TABLA N.º 3**Diámetro soporte 6 mm**

Valor en microhenrios de una bobina con distinto número de espiras, devanadas sobre un diámetro de 6 mm, utilizando hilo de 1 mm.

La distancia se entiende entre espira y espira.

Número de espiras	Espiras unidas	Espiras separadas			
		0,5 mm	1 mm	1,5 mm	2 mm
0,5	0,002				
1	0,009	0,008	0,007	0,006	
2	0,030	0,027	0,025	0,023	0,021
3	0,056	0,048	0,041	0,036	0,033
4	0,085	0,069	0,058	0,050	0,045
5	0,11	0,092	0,076	0,065	0,056
6	0,14	0,11	0,093	0,079	0,068
7	0,18	0,13	0,11	0,093	0,080
8	0,21	0,16	0,13	0,10	0,092
9	0,24	0,18	0,14	0,12	0,10
10	0,26	0,20	0,16	0,13	0,11
11	0,31	0,23	0,18	0,15	0,13
12	0,35	0,25	0,20	0,16	0,14
13	0,38	0,27	0,22	0,18	0,15
14	0,42	0,30	0,24	0,19	0,16
15	0,45	0,33	0,25	0,20	0,17
16	0,48	0,35	0,27	0,22	0,18
17	0,52	0,37	0,29	0,23	0,20
18	0,55	0,39	0,30	0,25	0,21
19	0,59	0,42	0,32	0,26	0,22
20	0,62	0,44	0,34	0,28	0,23
21	0,66	0,46	0,36	0,29	0,24
22	0,69	0,49	0,37	0,30	0,25
23	0,73	0,51	0,39	0,32	0,27
24	0,77	0,53	0,41	0,33	0,28
25	0,80	0,56	0,43	0,35	0,29
26	0,84	0,58	0,44	0,36	0,30
27	0,87	0,60	0,46	0,38	0,31
28	0,91	0,63	0,48	0,39	0,33
29	0,94	0,65	0,50	0,40	0,34
30	0,98	0,68	0,52	0,42	0,35

TABLA N.º 4**Diámetro soporte 8 mm**

Valor en microhenrios de una bobina con diferente número de espiras, devanadas sobre un diámetro de 8 mm, utilizando hilo de 1 mm.

La distancia se entiende entre espira y espira.

Número de espiras	Espiras unidas	Espiras separadas			
		0,5 mm	1 mm	1,5 mm	2 mm
0,5	0,003				
1	0,013	0,012	0,011	0,010	0,009
2	0,045	0,041	0,038	0,035	0,033
3	0,086	0,075	0,066	0,059	0,053
4	0,13	0,11	0,095	0,083	0,074
5	0,18	0,152	0,12	0,10	0,09
6	0,23	0,18	0,15	0,13	0,11
7	0,29	0,23	0,18	0,15	0,13
8	0,35	0,27	0,21	0,18	0,16
9	0,40	0,30	0,25	0,20	0,18
10	0,46	0,35	0,28	0,23	0,20
11	0,52	0,39	0,31	0,25	0,22
12	0,58	0,43	0,34	0,28	0,24
13	0,64	0,47	0,37	0,31	0,26
14	0,70	0,51	0,40	0,33	0,28
15	0,76	0,55	0,43	0,36	0,30
16	0,82	0,59	0,46	0,38	0,32
17	0,89	0,64	0,50	0,41	0,34
18	0,95	0,68	0,53	0,43	0,37
19	1,01	0,72	0,56	0,46	0,39
20	1,07	0,76	0,59	0,48	0,41
21	1,13	0,80	0,62	0,51	0,43
22	1,19	0,85	0,66	0,53	0,45
23	1,26	0,89	0,69	0,56	0,47
24	1,32	0,93	0,72	0,58	0,49
25	1,38	0,97	0,75	0,61	0,51
26	1,44	1,01	0,78	0,63	0,54
27	1,50	1,06	0,81	0,66	0,56
28	1,57	1,10	0,84	0,68	0,58
29	1,63	1,14	0,87	0,71	0,60
30	1,69	1,18	0,91	0,74	0,62

COMO CALCULAR LA INDUCTANCIA EN MICROHENRIOS

Las tablas arriba representadas se refieren a bobinas realizadas con hilo de cobre de 1 milímetro devanadas con las espiras juntas, o bien con espiras distanciadas 0,5 mm-1 mm-1,5 mm-2 mm. Las tablas re-

presentan también valores de bobinas devanadas sobre diámetros diferentes: 6 mm-8 mm-10 mm-15 mm.

Quienes deseen realizar bobinas con hilo de distinta sección, o bien devanarlas sobre soportes de mayor diámetro (por ejemplo 12 mm, 18 mm, etc.), podrán utilizar la fórmula de cálculo aquí reproducida:

TABLA N.º 5**Diámetro soporte 10 mm**

Valor en microhenrios de una bobina con distinto número de espiras, devanadas sobre un diámetro de 10 mm, utilizando hilo de 1 mm.
La distancia se entiende entre espira y espira.

Número de espiras	Espiras unidas	Espiras separadas			
		0,5 mm	1 mm	1,5 mm	2 mm
0,5	0,004				
1	0,018	0,016	0,015	0,014	0,013
2	0,06	0,056	0,052	0,049	0,046
3	0,12	0,10	0,092	0,084	0,077
4	0,18	0,15	0,13	0,12	0,10
5	0,26	0,21	0,18	0,17	0,14
6	0,33	0,27	0,23	0,19	0,17
7	0,42	0,33	0,28	0,24	0,20
8	0,50	0,39	0,32	0,27	0,24
9	0,59	0,46	0,37	0,31	0,27
10	0,68	0,52	0,42	0,35	0,30
11	0,77	0,58	0,47	0,39	0,33
12	0,86	0,65	0,51	0,43	0,37
13	0,95	0,71	0,56	0,47	0,40
14	1,04	0,77	0,61	0,51	0,43
15	1,14	0,84	0,66	0,55	0,46
16	1,23	0,90	0,71	0,59	0,50
17	1,32	0,97	0,76	0,63	0,53
18	1,42	1,03	0,81	0,67	0,56
19	1,52	1,10	0,86	0,70	0,60
20	1,61	1,16	0,91	0,74	0,63
21	1,71	1,23	0,96	0,76	0,66
22	1,80	1,29	1,00	0,82	0,70
23	1,90	1,36	1,06	0,86	0,73
24	2,00	1,42	1,10	0,90	0,76
25	2,09	1,49	1,15	0,94	0,79
26	2,19	1,55	1,20	0,98	0,83
27	2,29	1,62	1,25	1,02	0,86
28	2,38	1,68	1,30	1,06	0,89
29	2,48	1,75	1,35	1,10	0,93
30	2,58	1,81	1,40	1,14	0,96

TABLA N.º 6**Diámetro soporte 15 mm.**

Valor en microhenrios de una bobina con distinto número de espiras, devanadas sobre un diámetro de 15 mm, utilizando hilo de 1 mm.
La distancia se entiende entre espira y espira.

Número de espiras	Espiras unidas	Espiras separadas			
		0,5 mm	1 mm	1,5 mm	2 mm
0,5	0,007				
1	0,028	0,027	0,025	0,024	0,023
2	0,10	0,096	0,091	0,087	0,083
3	0,20	0,18	0,17	0,15	0,14
4	0,33	0,29	0,26	0,23	0,21
5	0,47	0,40	0,35	0,31	0,28
6	0,63	0,52	0,45	0,39	0,35
7	0,79	0,65	0,55	0,48	0,42
8	0,96	0,78	0,65	0,56	0,49
9	1,14	0,91	0,76	0,65	0,56
10	1,32	1,04	0,86	0,73	0,64
11	1,51	1,18	0,97	0,82	0,71
12	1,71	1,32	1,08	0,91	0,78
13	1,90	1,46	1,18	0,99	0,86
14	2,10	1,60	1,29	1,04	0,93
15	2,30	1,74	1,40	1,17	1,00
16	2,50	1,88	1,51	1,26	1,08
17	1,71	2,02	1,62	1,35	1,15
18	2,91	2,17	1,73	1,43	1,22
19	3,12	2,31	1,83	1,52	1,30
20	3,33	2,45	1,94	1,61	1,37
21	3,54	2,60	2,05	1,70	1,45
22	3,75	2,74	2,16	1,79	1,52
23	3,96	2,89	2,27	1,87	1,59
24	4,17	3,03	2,38	1,96	1,67
25	4,38	3,18	2,49	2,05	1,74
26	4,59	3,32	2,60	2,14	1,82
27	4,81	3,47	2,71	2,23	1,89
28	5,03	3,62	2,82	2,32	1,96
29	5,24	3,76	2,93	2,41	2,04
30	5,45	3,91	3,05	2,49	2,11

$$\text{microH} = \frac{(N \times N) \times D}{1010 \times \frac{L}{D} + 0,45}$$

donde N = número de espiras devanadas
D = diámetro del soporte en milímetros
L = longitud de la bobina en milímetros

Ejemplo: si realizamos una bobina de 4 espiras (no importa el diámetro del hilo) sobre un soporte de 20 milímetros con una longitud de 11 milímetros, la inductancia en microhenrios será igual a:

$$\frac{(4 : 4) \times 20}{1010 \times \frac{11}{20} + 0,45} = 0,31 \text{ microhenrios}$$

Nota importante para todos los filtros

Al realizar uno cualquiera de los filtros, modificando en más o en menos el número de espiras de la bobina respecto al número obtenido en los cálculos, siempre se consigue un ajuste perfecto.

En un circuito que requiere **8 espiras**, si en cambio insertamos una bobina de **10 espiras** o bien de **6 espiras**, el circuito se ajustará siempre. Lo único que variará será el **Q**.

El cálculo resultará totalmente erróneo (y esto puede suceder si tenemos algún transistor con características muy distintas de las estándar) si comprobáis que uno de los dos compensadores hay que mantenerlo a la **mínima** capacidad y el otro hay que **aumentarlo** desproporcionadamente.

Por ejemplo, si en un circuito, para obtener un ajuste perfecto, hay que girar un compensador a **5 pF** y el otro a **260 pF**, las espiras de la bobina del filtro pueden resultar excesivas o escasas.

Probando en el circuito bobinas con un número de espiras distinto, se podrá comprobar de inmediato si el compensador que manteníamos girado a la mínima capacidad (5 pF) hay que aumentarlo a **20-25 pF**. Lógicamente, también se constatará si el segundo compensador, que antes debíamos girar a la máxima capacidad (260 pF) se ajusta ahora en valores inferiores.

Insertando en un circuito una bobina con un mayor número de espiras, se aumenta el **Q** del circuito.

Un **bajo Q** nos permite obtener un idéntico rendimiento sobre una ancha banda pasante. Esto significa que si hemos realizado un transmisor en FM calculando en el centro banda los 98 MHz, podremos variar la frecuencia del oscilador de **88 a 108 MHz** sin tener que ajustar de nuevo los pasos finales.

Si hubiésemos calculado el filtro en la frecuencia de 98 MHz con un **Q elevado** podríamos variar la frecuencia de **97 a 99 MHz** sin tener que retocar los ajustes, pero no lograríamos obtener la misma potencia en los 100 MHz sin retocar el ajuste de los dos compensadores.

Con un **bajo Q**, el rendimiento será siempre inferior a un circuito de **alto Q**. Es decir, tendremos menos vatios de AF a cambio de la ventaja de poder tomar como referencia una frecuencia central de 98 MHz y de poder variar la frecuencia del oscilador en un campo muy amplio; por ejemplo, de 70 a 120 MHz, sin notar excesiva diferencia en la potencia de salida.

Decimos esto porque no tenéis que preocuparos en absoluto si de los cálculos efectuados resulta que en el circuito se requiere una bobina de 8 espiras, mientras que en la práctica, probando el circuito, se comprueba que se obtiene mejor rendimiento con 9 ó con 10 espiras.

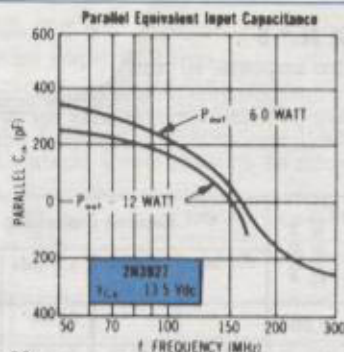


Figura 23

Existen algunos transistores cuya Capacidad de Base (y a veces también la de Colector) se anula o se convierte en negativa al variar la frecuencia. Este transistor, por ejemplo, trabajando en 50 MHz presenta una capacidad de 300 pF aproximadamente y de 0 pF, en cambio, trabajando en 150 MHz.

Si no se obtiene en salida la potencia requerida

Ya se sabe que no es posible estandarizar con idénticas características transistores fabricados por casas distintas, con diferentes siglas, clasificándolos por su potencia de salida. Por tanto, si después de haber calculado los valores de inductancia y capacidad, no se obtiene en salida la potencia que el transistor debería entregar, aún habiéndolo excitado de modo correcto, significa que sus características son notablemente distintas de las usuales.

En efecto, existen transistores cuya capacidad, en función de la frecuencia de trabajo, tiende a **anularse**; es decir, se reduce a 0 pF (ver fig. 23) y para restablecerla se necesita una capacidad externa.

En estos casos, la solución más simple para evitar cálculos complejos, siempre imposibles de efectuar si no se conocen todos los datos del transistor y las variaciones de capacidad interna al variar la frecuencia de trabajo, consiste en proceder experimentalmente.

Se toman cuatro condensadores cerámicos VHF, uno de 10 pF, uno de 50, uno de 100 y uno de 150 pF.

Partiendo de la capacidad más pequeña, después de insertarla entre base y masa o entre colector y masa, se comprueba si ajustando el circuito aumenta la potencia.

En caso afirmativo, podremos probar a añadir en paralelo a los 10 pF ya aplicados, los 50 pF y ajustar de nuevo el circuito. Si también en este caso se obtiene un aumento de potencia, se probará a insertar la capacidad mayor, esto es, los 100 pF.

Si con esa capacidad disminuye la potencia, dejaremos los 50 pF. De lo contrario probaremos la máxima capacidad de 150 pF.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 58.



REVISTA
ELECTRONICA

UN SCRAMBLER PARA COMUNICACIONES SECRETAS



Con este circuito podréis hablar por radio, por teléfono o grabar cintas sin que nadie pueda descifrar vuestras comunicaciones, ya que todas las palabras resultarán incomprensibles. Sólo quién posea un circuito igual al vuestro y la clave de descodificación podrá entender estos mensajes.

TODOS tenemos algo clasificable como «reservado» o «estrictamente personal», asuntos a tratar sólo con unos pocos amigos o con personas de confianza, en fin, cosas que no nos gustaría fuesen del conocimiento de otros. No se trata, naturalmente, de espionaje industrial o militar, sino de cuestiones mucho más simples aunque igualmente importantes para cada individuo.

La comunicación por radio, con la gran divulgación de los CB, resulta hoy en día poco «reservada» y en ocasiones nos encontramos como involuntarios testigos de conversaciones «desagradables» o decididamente «privadas».

El teléfono ofrece mayores garantías, pero también resulta una «reserva» muy limitada. En efecto, no es cosa rara una interferencia entre dos líneas telefónicas, escuchando sin querer conversaciones ajenas.

Igualmente, los mensajes grabados en cinta pueden ser una fácil «presa» para oyentes «in-

discretos», que sólo necesitan un simple cassette.

En general, cuanto más personal y reservado es el medio de comunicación utilizado, tanto más necesario resulta que éste sea, si no secreto, por lo menos seguro.

La solución más obvia a este respecto parecería, pues, la tradicional «charla confidencial» hecha de viva voz con la persona interesada.

Sin embargo, la alternativa a esta «drástica» solución viene dada por un circuito electrónico llamado «scrambler», que presentamos en este artículo.

Utilizando este circuito, todo lo que digáis por radio, o por teléfono, o lo que grabéis en cinta, sólo podrá ser escuchado y sobre todo «entendido» por quien disponga de un circuito similar programado con el mismo código preestablecido por vosotros. Cualquier otra persona oírá únicamente palabras indescifrables y conversaciones incomprensibles.

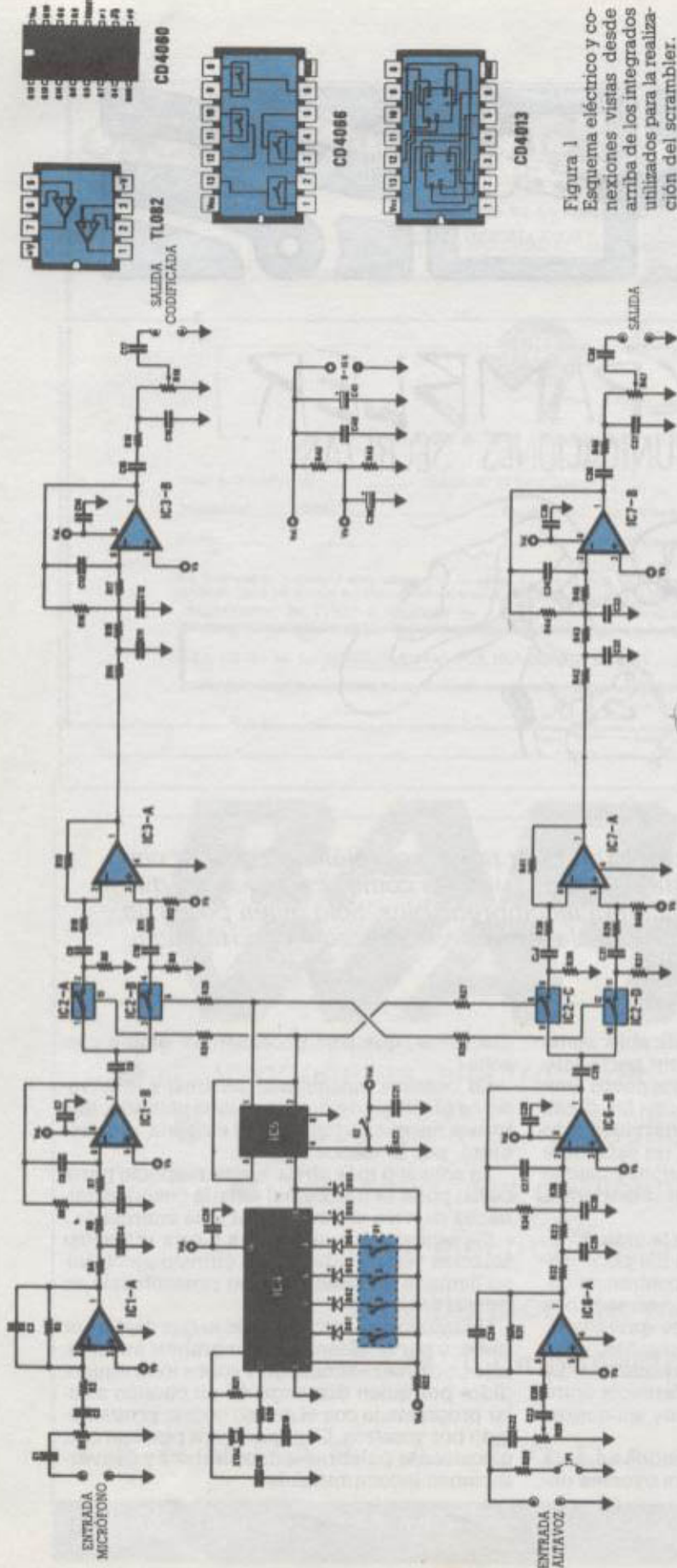


Figura 1
Esquema eléctrico y conexiones vistas desde arriba de los integrados utilizados para la realización del scrambler.

COMPONENTES

- R1=47.000 ohm. trimmer
- R2=22.000 ohm. ¼ wat.
- R3=470.000 ohm. ¼ wat.
- R4=10.000 ohm. ¼ wat.
- R5=10.000 ohm. ¼ wat.
- R6=22.000 ohm. ¼ wat.
- R7=10.000 ohm. ¼ wat.
- R8=5.600 ohm. ¼ wat.
- R9=5.600 ohm. ¼ wat.
- R10=180.000 ohm. ¼ wat.
- R11=180.000 ohm. ¼ wat.
- R12=180.000 ohm. ¼ wat.
- R13=180.000 ohm. ¼ wat.
- R14=10.000 ohm. ¼ wat.
- R15=10.000 ohm. ¼ wat.
- R16=22.000 ohm. ¼ wat.
- R17=10.000 ohm. ¼ wat.
- R18=3.300 ohm. ¼ wat.
- R19=4.700 ohm. trimmer
- R20=2.700 ohm. ¼ wat.
- R21=1 megaohm. ¼ wat.
- R22=4.700 ohm. ¼ wat.
- R23=10.000 ohm. ¼ wat.
- R24=180.000 ohm. ¼ wat.
- R25=180.000 ohm. ¼ wat.
- R26=180.000 ohm. ¼ wat.
- R27=180.000 ohm. ¼ wat.
- R28=10 ohm. 1 wat.
- R29=47.000 ohm. trimmer
- R30=22.000 ohm. ¼ wat.
- R31=470.000 ohm. ¼ wat.
- R32=10.000 ohm. ¼ wat.
- R33=10.000 ohm. ¼ wat.
- R34=22.000 ohm. ¼ wat.
- R35=10.000 ohm. ¼ wat.
- R36=5.600 ohm. ¼ wat.
- R37=5.600 ohm. ¼ wat.
- R38=180.000 ohm. ¼ wat.
- R39=180.000 ohm. ¼ wat.
- R40=180.000 ohm. ¼ wat.
- R41=180.000 ohm. ¼ wat.
- R42=10.000 ohm. ¼ wat.
- R43=10.000 ohm. ¼ wat.
- R44=22.000 ohm. ¼ wat.
- R45=10.000 ohm. ¼ wat.
- R46=3.300 ohm. ¼ wat.
- R47=4.700 ohm. trimmer
- R48=2.200 ohm. ¼ wat.
- R49=2.200 ohm. ¼ wat.
- C1=1 mF poliéster.
- C2=100.000 pF poliéster.
- C3=120 pF disco.
- C4=22.000 pF poliéster.
- C5=15.000 pF poliéster.
- C6=1.500 pF poliéster.
- C7=100.000 pF poliéster.
- C8=470.000 pF poliéster.
- C9=10.000 pF poliéster.
- C10=10.000 pF poliéster.
- C11=22.000 pF poliéster.
- C12=15.000 pF poliéster.
- C13=1.500 pF poliéster.
- C14=100.000 pF poliéster.
- C15=470.000 pF poliéster.
- C16=10.000 pF poliéster.
- C17=470.000 pF poliéster.

C18=33 pF disco.
 C19=33 pF disco.
 C20=100.000 pF poliéster.
 C21=100.000 pF poliéster.
 C22=1 mF poliéster.
 C23=100.000 pF poliéster.
 C24=120 pF disco.
 C25=22.000 pF poliéster.
 C26=15.000 pF poliéster.
 C27=1.500 pF poliéster.
 C28=100.000 pF poliéster.
 C29=470.000 pF poliéster.
 C30=10.000 pF poliéster.
 C31=10.000 pF poliéster.
 C32=22.000 pF poliéster.
 C33=15.000 pF poliéster.
 C34=1.500 pF poliéster.
 C35=100.000 pF poliéster.
 C36=470.000 pF poliéster.
 C37=10.000 pF poliéster.
 C38=470.000 pF poliéster.
 C39=47 mF electrolítico 16 volt.
 C40=100.000 pF poliéster.
 C41=47 mF electrolítico 25 volt.
 DS1-DS6=diodos de silicio 1N4148.
 IC1=TL082.
 IC2=CD.4066.
 IC3=TL082.
 IC4=CD.4060.
 IC5=CD.4013.
 IC6=TL082.
 IC7=TL082.
 XTAL=cuarzo 2 MHz.
 S1=dip-switch 4 vías.
 S2=interruptor.

Este circuito, como veremos más adelante, invierte la gama de las frecuencias acústicas y modifica radicalmente el sonido y el significado de cada palabra. De este modo, las vocales de cada palabra se transforman en otras y en función del acento, del tono de voz y de la combinación de letras de la palabra originaria, se obtienen en salida sonidos y conversaciones sin sentido e intraducibles.

A ello se añade que en la charla normal de cualquier persona, las pausas entre palabras se derivan más del significado de la conversación que del efectivo espaciamiento entre palabra y palabra, como en cambio ocurre en un texto escrito. Así, si tuviésemos que escribir la frase: «¿Qué habéis hecho ayer tarde?» exactamente como la pronunciábamos habitualmente, quedaría más o menos así: «¿Quehabéishechoayer tarde?»

Aun así esta frase resultaría comprensible a nuestro oído, ya que al escuchar la frase completa es instintivo separar entre sí las distintas palabras aunque hayan sido pronunciadas seguidas.

En cambio, si ahora modificamos el «sonido» y el contenido de tales palabras, ya no conseguiremos distinguirlas en una conversación ni separarlas tan fácilmente en un mismo grupo.

La frase resultaría así indescifrable. Desafiamos a todos, incluso a quienes estudian lenguas o conocen muchos dialectos, a descifrar la frase: «Vutu nuecarigne arederu e miele.» La frase originaria era: «Ve a donde mi hermana y retira los bonos.»

Sólo quien posea un scrambler igual al utilizado en transmisión, podrá reconvertir la frase a su forma originaria y comprender por tanto su significado.

Para cualquier comunicación reservada será suficiente indicar a vuestro interlocutor en qué posición deberá conmutar los cuatro conmutadores del dip-switch. Así, quienes no conocen el código no podrán descifrar vuestras frases y todo lo que digáis quedará en secreto para involuntarios o indiscretos oyentes.

Principio de funcionamiento

Las frecuencias acústicas de la voz humana cubren una banda comprendida entre un mínimo de 300 Hz y un máximo de 3.000 Hz y en estas frecuencias entran tanto las notas agudas del sexo femenino como las notas bajas de los barítonos.

Para obtener la conversión de frecuencia deseada, hemos empleado un sencillo artificio que consiste en «mezclar» las frecuencias de las notas vocales con una frecuencia fija programable, generada por un oscilador interno del circuito.

La programación de esta frecuencia es lo que permitirá determinar la «clave» de codificador y decodificador. Para entender mejor el principio de funcionamiento de este circuito, hemos representado en la fig. 2 un esquema por bloques.

El primer rectángulo representado en tal esquema está señalado con las palabras «Frecuencia voz» y representa el conjunto de las frecuencias de entrada al circuito del scrambler. En el interior de este rectángulo hemos reproducido además siete sectores que representan cada uno distintos valores de frecuencia comprendidos entre 300 y 3.000 Hz como muestras de entrada a «elaborar», esto es, 300-500-1.000-1.500-2.000-2.500-3.000 Hz.

Mezclando esta frecuencia con la frecuencia fija generada por un oscilador local, en la salida de este paso se obtienen otras dos frecuencias, una resultado de la suma y otra de la sustracción.

Suponiendo que la frecuencia del oscilador local sea de 3.300 Hz, de la sustracción con las frecuencias de la voz se obtiene:

3.300— 300=3.000 Hz
 3.300— 500=2.800 Hz
 3.300—1.000=2.300 Hz
 3.300—1.500=1.800 Hz
 3.300—2.000=1.300 Hz
 3.300—2.500= 800 Hz
 3.300—3.000= 300 Hz

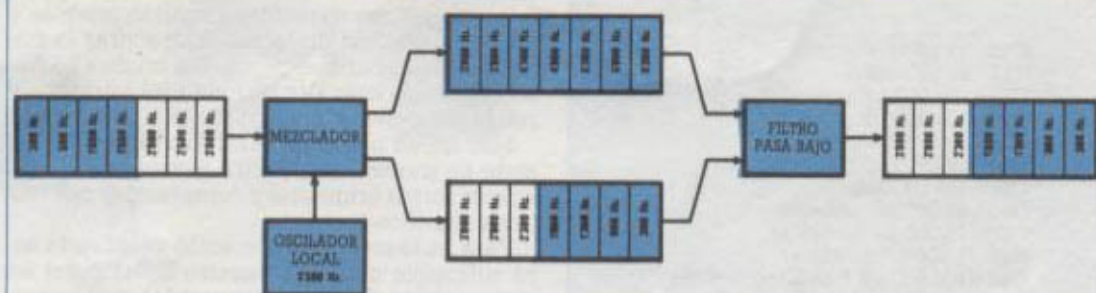
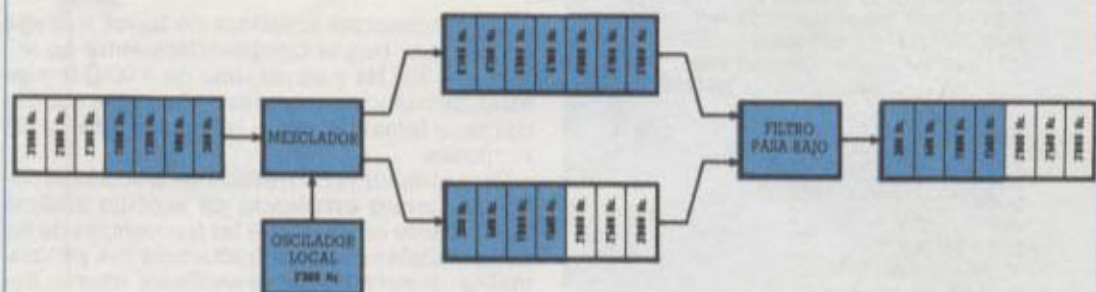


Figura 2

En transmisión (ver arriba) la frecuencia de vuestra voz se mezcla con una frecuencia local. De esta mezcla, la «suma» se elimina mediante un filtro pasa-bajo y en la frecuencia de «sustracción», como podréis notar, todas las frecuencias resultan invertidas. En recepción (ver abajo), efectuando la operación inversa, las frecuencias vuelven a su valor de partida.



De esta primera tabla podréis deducir que hemos obtenido una verdadera «conversión de frecuencia» de la señal de entrada y por consiguiente una nota «baja» de 300 Hz se ha convertido en una nota «aguda» de 3.000 Hz, mientras que la nota «aguda» de 3.000 Hz se ha convertido en una nota «baja» de 300 Hz.

Pero esto no significa que una voz femenina se convierta simplemente en una voz de barítono o que una grave voz masculina se transforme solamente en una aguda voz de mujer, sino que esta total conversión de frecuencia hace realmente incomprensible cualquier palabra, por cuanto esta «elaboración» modifica radicalmente el vocablo inicial en su «composición», generando en su lugar una nueva palabra confusa e indescifrable.

De la mezcla de dos frecuencias, además de la frecuencia debida a la diferencia entre las dos, se obtiene una tercera frecuencia de la «suma» y por ello, en nuestro ejemplo, en la salida del mezclador tendremos también:

$$\begin{aligned} 3.300 + 300 &= 3.600 \text{ Hz} \\ 3.300 + 500 &= 3.800 \text{ Hz} \\ 3.300 + 1.000 &= 4.300 \text{ Hz} \\ 3.300 + 1.500 &= 4.800 \text{ Hz} \\ 3.300 + 2.000 &= 5.300 \text{ Hz} \\ 3.300 + 2.500 &= 5.800 \text{ Hz} \\ 3.300 + 3.000 &= 6.300 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Insertando en la salida de este mezclador un filtro pasa-bajo capaz de eliminar todas las frecuencias mayores de 3.300 Hz, sólo quedan las frecuencias obtenidas de la sustracción, y se obtiene, en la salida de este último paso de filtro, la señal «codificada» a transmitir. Para poner de nuevo en condiciones normales estas frecuencias «invertidas» y hacer comprensibles nuestras frases, basta devolver la señal «codificada» a la entrada de este mismo scrambler. En efecto:

$$\begin{aligned} 3.300 - 3.000 &= 300 \text{ Hz} \\ 3.300 - 2.800 &= 500 \text{ Hz} \\ 3.300 - 2.200 &= 1.100 \text{ Hz} \\ 3.300 - 1.800 &= 1.500 \text{ Hz} \\ 3.300 - 1.300 &= 2.000 \text{ Hz} \\ 3.300 - 800 &= 2.500 \text{ Hz} \\ 3.300 - 300 &= 3.000 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Comparando esta tabla con la precedente, constataréis que la frecuencia de 300 Hz, transformada anteriormente en una frecuencia de 3.000 Hz, vuelve a su valor original, así como la frecuencia de 3.000 Hz, convertida en 300 Hz, vuelve de nuevo a los 3.000 Hz de partida.

Por poner un ejemplo elemental, podríamos decir que para hacer secretas nuestras conversaciones, nos servimos de dos árabes que saben castellano.

Uno de ellos permanece a nuestra disposi-

ción y el otro a disposición del amigo con el que queremos comunicar. Cuando deseamos ponernos en contacto mediante comunicaciones secretas, proporcionamos nuestro mensaje al primer árabe, que lo comunica en árabe al segundo y éste a su vez traduce el mensaje al castellano para nuestro amigo o viceversa.

La solución es, pues, muy sencilla. Sólo que en lugar de dos árabes nosotros hemos utilizado para tal conversación algunos integrados, unas pocas resistencias y condensadores poliéster corrientes.

Esquema eléctrico

El diseño que os presentamos se compone de dos pasos totalmente iguales entre sí, uno de «codificador» y el otro de «decodificador», de modo que podamos usar el circuito simultáneamente en transmisión y en recepción y conseguir comunicaciones en duplex, como se dice habitualmente.

Al hacerlo así obtendremos la ventaja de disponer de una sola clave de codificación y de poderla cambiar contemporáneamente en ambos pasos, actuando sobre un solo grupo de micro-switch.

La clave de codificación, como ya hemos mencionado, está constituida por la frecuencia empleada en el mezclador y utilizada para «giar» las frecuencias de entrada de la voz. La frecuencia de codificación puede así ser programada de un mínimo de 1.984 Hz a un máximo de 3.787 Hz, con «saltos» de un máximo de 216 Hz a un mínimo de 65 Hz.

Como se ve en la fig. 1, para esta realización se requieren sólo cuatro amplificadores operacionales TL082 (que pueden sustituirse por TL072 o LF353), un doble flip-flop tipo CD.4013, un cuádruple conmutador analógico tipo CD.4066 y un oscilador C/Mos completado con un divisor de 14 pasos, tipo CD.4060.

Pasemos ahora a la descripción del circuito, comenzando por el paso de entrada de la señal, en el paso codificador, indicado como «entrada micrófono» en el esquema eléctrico de la fig. 1.

La señal se aplica, mediante el condensador C1, al trimmer R1 empleado para regular la amplitud en su justo nivel y poder así adaptar el circuito a todo tipo de micrófono que queráis utilizar.

Mediante el condensador C2 y la resistencia R2, la señal llega a la entrada inversora del primer operacional IC1/A empleado como preamplificador. En su salida, patilla 1, está conectado un segundo operacional IC1/B, utilizado como filtro activo de tipo pasa-bajo para limitar la banda de la señal de entrada sólo a la gama audio útil para el circuito, es decir, por debajo de los 3.000 Hz.

Desde la salida de este último operacional, patilla 7 de IC1/B, y a través del condensador de desacoplo C8, la señal llega a la patilla 1 y

3 de IC2/A e IC2/B. Este integrado, como podéis ver en el esquema eléctrico de la fig. 1, es un conmutador electrónico cuya orden de cierre o de apertura del contacto viene dada en la patilla 13 y en la 15 respectivamente.

Conectando las salidas de estos dos conmutadores a las entradas de un operacional (IC3/A) y controlando los interruptores con una señal desfasada en 90 grados tomada de las dos salidas Q y Q negativo de un flip-flop (en las patillas 1 y 2 de IC5), hemos obtenido un mezclador digital con el cual mezclar la frecuencia procedente del micrófono de entrada con la generada por la base de tiempos del circuito.

La salida de este mezclador se toma en la patilla 1 de IC3/A y, como ya sabréis, la señal existente en este punto contiene tanto la suma como la diferencia de las dos frecuencias.

Esta señal, a través de la resistencia R14, se aplica al último amplificador, esto es IC3/B, con el cual hemos obtenido un filtro pasa-bajo de tipo activo de tercer orden, calculado en la frecuencia de 3.000 Hz.

Con este paso hemos eliminado, por tanto, la suma de las dos frecuencias. Así pues, en salida, patilla 7 de IC3/B, está presente la mezcla obtenida por sustracción del oscilador local. Tal señal, como ya sabréis, está girada en frecuencia respecto a la señal de entrada.

En la parte inferior del esquema eléctrico representado en la fig. 1, se encuentra el circuito inherente al decodificador, con el cual podréis «traducir» simultáneamente la señal codificada que llega del scrambler de vuestro interlocutor. La señal de entrada se toma del altavoz del receptor o del auricular del teléfono y se aplica en la entrada indicada como «entrada altavoz».

Este segundo canal decodificador es totalmente análogo al circuito descrito anteriormente y desarrolla las mismas funciones que el canal de codificación, transformando las frecuencias bajas en frecuencias agudas y viceversa.

Por ello, aplicando en su entrada una señal girada de frecuencia, obtendremos en salida una señal nuevamente convertida, esto es, la misma señal de BF originaria.

El mezclador digital, en este caso, está formado por IC2/C, IC2/D y el operacional IC7/A y la frecuencia de mezcla es la misma del primer paso y procede de las dos salidas del flip-flop IC5.

En la salida del mezclador, en la patilla 7 de IC7/A, encontramos un filtro activo idéntico al empleado en el codificador, en cuya salida se obtiene la señal de BF deseada.

La frecuencia del oscilador local, necesaria para las dos mezclas apenas descritas, se obtiene del cuarzo de 2 MHz conectado en las patillas 10-11 de IC4, un C/Mos tipo CD.4060.

Los cuatro dip-switch conectados en las patillas 16-6-4-5 permiten elegir la frecuencia de «codificación y decodificación».

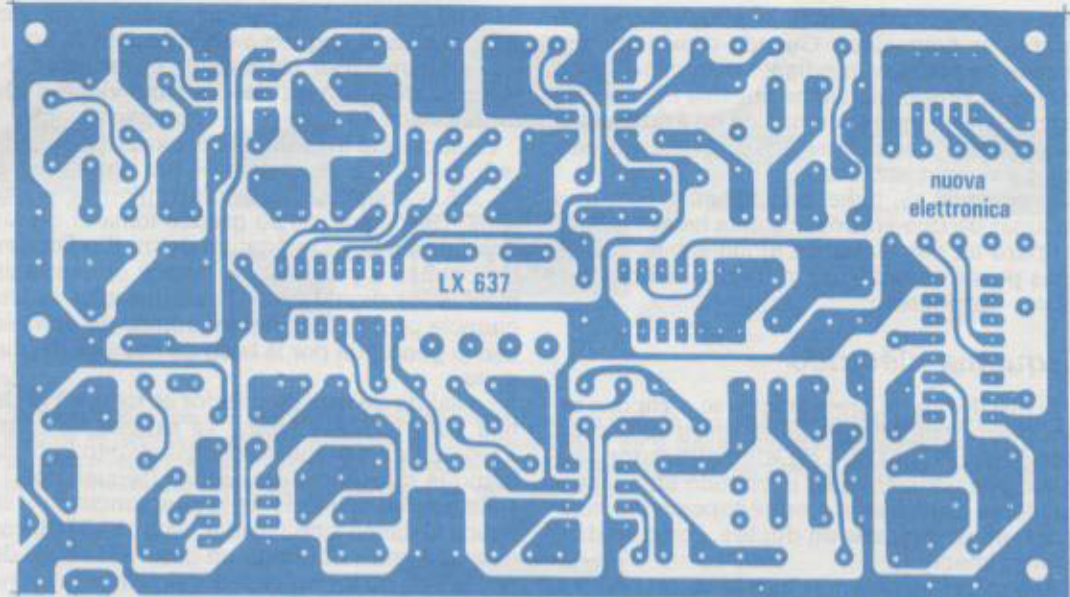


Figura 3
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso LX.637.

Como se ve en la tabla reproducida a continuación, cortocircuitando estos interruptores según las combinaciones indicadas, se obtienen las siguientes frecuencias de mezcla:

	Interruptor cerrado				Frecuencia de salida
	S1	S2	S3	S4	
1	=	=	=	=	3.787 Hz
2	si	=	=	=	3.571 Hz
3	=	si	=	=	3.378 Hz
4	si	si	=	=	3.205 Hz
5	=	=	si	=	3.048 Hz
6	si	=	si	=	2.906 Hz
7	=	si	si	=	2.777 Hz
8	si	si	si	=	6.659 Hz
9	=	=	=	si	2.551 Hz
10	si	=	=	si	2.450 Hz
11	=	si	=	si	2.358 Hz
12	si	si	=	si	2.272 Hz
13	=	=	si	si	2.192 Hz
14	si	=	si	si	2.118 Hz
15	=	si	si	si	2.049 Hz
16	si	si	si	si	1.984 Hz

La frecuencia así obtenida se toma en la patilla 13 de IC4 y se aplica en la entrada CK (patilla 3) del flip-flop contenido en el interior del integrado CD.4013, indicado en el esquema eléctrico con las siglas IC5.

Este flip-flop conmuta alternativamente las salidas 1-2 de nivel lógico 0 a nivel lógico 1 y viceversa, y controla, como ya hemos visto, las entradas de conmutación de los cuatro interruptores digitales IC2/A/B/C/D.

Respecto a la alimentación del circuito, no es necesario utilizar un alimentador estabilizado, ya que el circuito puede funcionar tranquilamente con cualquier valor de tensión comprendido entre 9 y 15 volt. Dado que el consumo del circuito es del orden de 20 miliamperios, hemos utilizado una pila de 9 volt., evitando el gasto de un transformador, un puente rectificador y un condensador electrolítico de nivelación. De ese modo el circuito, una vez terminado e introducido en su contenedor, no está «vinculado» a una toma de red y puede instalarse con facilidad en cualquier sitio.

Realización práctica

Para este diseño hemos preparado un circuito impreso con orificios metalizados que lleva las siglas LX.637.

Las pistas de ambas caras están, por tanto, ya conectadas entre sí, evitando de ese modo la realización de los puentes necesarios para conectar las pistas inferiores con las superiores.

La realización práctica de este circuito es, pues, muy sencilla. Poniendo atención en las soldaduras y comprobando el valor de los componentes durante el montaje, os garantizamos que vuestro circuito funcionará a la primera.

Iniciad la fase de montaje insertando en primer lugar los zócalos para los integrados y después de soldar todas sus patillas, continuad montando todas las resistencias.

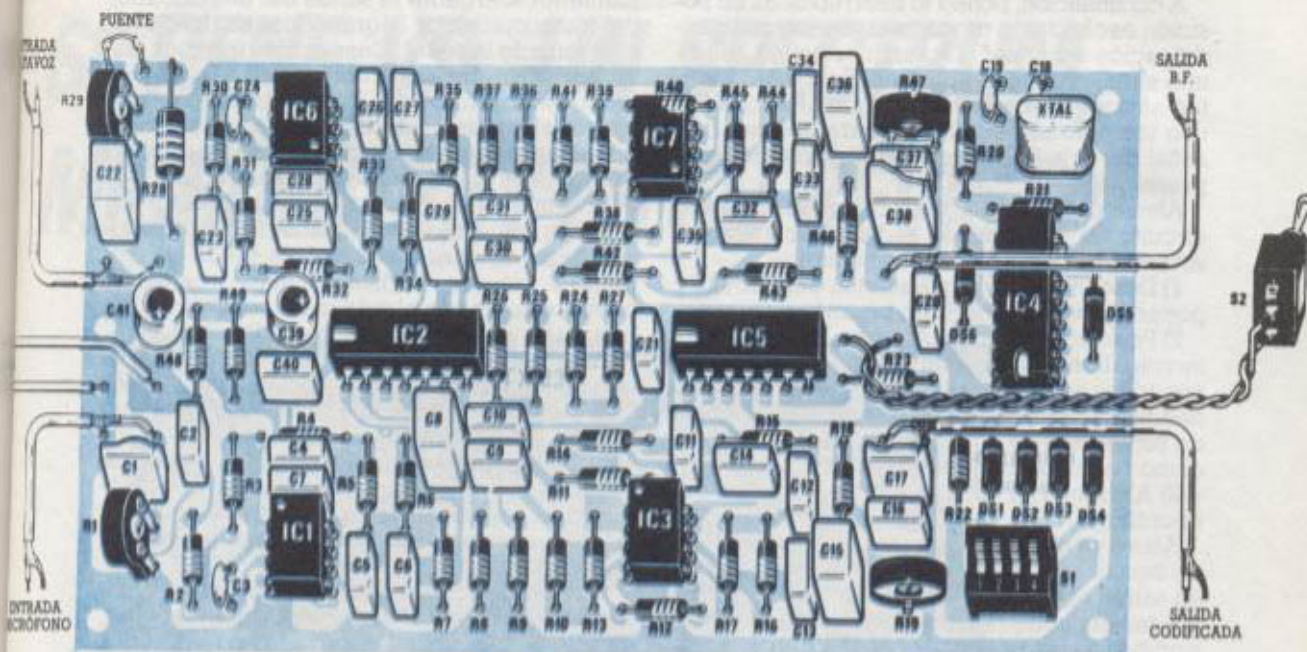


Figura 4

Esquema práctico de montaje del codificador y decodificador scrambler. Véase abajo a la derecha el dip-switch para generar la frecuencia de codificación.

Si queréis realizar un circuito estéticamente presentable, replegad en L los terminales de las resistencias a igual distancia del paso de los orificios de la placa, insertadlos a fondo sobre ésta y una vez soldados, cortad el trozo de terminal sobrante.

Efectuad la misma operación también con los diodos de silicio, comprobando además que la franja negra que rodea su cuerpo esté orientada como se indica en el esquema práctico de la fig. 4.

A continuación podréis insertar los cuatro trimmer miniatura y el cuádruple conmutador dip-switch.

Ahora podéis montar todos los condensadores cerámicos y poliéster. Para facilitar la tarea de descifrar el valor de capacidad impreso en su envoltura, a continuación indicamos el significado de las siglas grabadas:

1.500 = pF = 1n5
 10.000 pF = 10n o bien .01
 15.000 pF = 15n o bien .015
 22.000 pF = 22n o bien .022
 100.000 pF = .1
 470.000 pF = .47
 1 mF = 1

Para completar el montaje del circuito faltan aún los dos condensadores electrolíticos, cuya polaridad tendréis que comprobar, el cuarzo de 2 MHz y los terminales para las conexiones del cable apantallado de entrada y de salida, para la alimentación y para el interruptor S2.

Insertad ahora los integrados en sus respectivos zócalos, comprobando que la muesca de referencia queda orientada como se indica en el esquema práctico de la fig. 4.

En los integrados IC1-IC3-IC6-IC7, esta muesca de referencia está sustituida por un pequeño «punto» grabado junto a las patillas 1-2. En este caso debéis considerar tal «punto» como equivalente a la muesca de referencia...

En los dos terminales de alimentación, soldad un hilo con funda negra para indicar el «negativo» y un hilo con funda roja para indicar el «positivo». Para aplicar la señal en los terminales de entrada y para tomarlo en los terminales de salida, tendréis que utilizar cablecillo apantallado, conectando la malla metálica al terminal de masa.

Una vez finalizado el montaje, es aconsejable introducir el circuito en un contenedor metálico para evitar que capte zumbido de alterna. Pero antes debéis efectuar algunas sencillas operaciones de puesta a punto. En primer lugar, regular la sensibilidad de la entrada micrófono para adaptarla al tipo de micrófono que utilizáis y para ello no se necesita instrumento alguno.

Conectad el micrófono en la entrada o insertad en la salida unos cascos corrientes. Si lo preferís, podéis aplicar en salida un pequeño amplificador de BF para poder escuchar la señal sin necesidad de unos cascos, que a veces pueden resultar incómodos.

A continuación, poned el interruptor S2 en posición *excluido* de modo que se elimine la codificación de la señal y obtener así en salida una señal normal de BF amplificada. Alimentad ahora el circuito y, hablando al micrófono con voz normal, regulad R1 para obtener una señal de baja frecuencia perfectamente comprensible.

Ahora podéis pasar a la comprobación del circuito de codificación y decodificación del scrambler, procediendo como sigue:

1) Desconectar la alimentación del circuito y poner el conmutador S1 en posición *insertado*.

2) Posicionar los conmutadores 1-2-3-4 del dip-switch S1 en una posición cualquiera, por ejemplo, todos en OFF, para establecer la clave de codificación y decodificación en la frecuencia de conversión de 3.787 Hz (podréis elegir otras, como se indica en la tabla n.º 1).

3) Alimentar el circuito y probar a hablar al micrófono.

Ahora ya notaréis cómo las palabras cambian de significado. Por ejemplo, pronunciando *olé*, en salida obtendréis *«elo»*. Para vosotros todavía resulta comprensible porque conocéis su significado originario, pero probad a ponerle los cascos a un amigo y sin que éste mire vuestros labios, probad a decirle: «¿Es verdad que me debes mil pesetas?» o «Que levante la mano el que no sea tonto». Haced que repita lo que él ha entendido y sólo esto será ya una verdadera diversión.

Instalación

Conociendo el funcionamiento de este scrambler, creemos que no será dificultoso entender cómo se conecta a un transceptor o a una grabadora.

En la entrada «micrófono» conectad vuestro micrófono como acabamos de explicar, regulad el trimmer de entrada R1 para adaptar la sensibilidad y la señal «salida codificada» aplicadla a la toma del transceptor o de la grabadora, donde antes estaba conectado el micrófono.

Regulad para el máximo el trimmer de salida R19. A continuación, excluyendo mediante S1 el funcionamiento del codificador, comprobad si resulta necesario atenuar tal señal de manera que no se sature la entrada del transceptor o de la grabadora y evitar distorsiones.

En la segunda entrada, que lleva la indicación «entrada altavoz», aplicad la señal del receptor adoptando para éste una de las siguientes soluciones:

1) Tomad la señal en los terminales del altavoz (el altavoz debe estar excluido) y aplicadla en esta entrada, regulando el trimmer R29 al mínimo y efectuando el puente P1 de modo que se inserte la resistencia R28 en paralelo con la entrada. Esta resistencia es necesaria para

mantener «cargada» la salida del amplificador del transceptor o de la grabadora de donde habéis tomado la señal. Conectad el trimmer «salida BF». Tendréis que conectarlo a cualquier amplificador final de 2-3 wat., utilizando como altavoz el que se ha desconectado perteneciente al transceptor o a la grabadora.

Regulad a mitad de recorrido el trimmer R47 y a continuación, encendiendo el receptor, girad el trimmer de entrada R29 hacia el máximo, hasta obtener una señal de salida de amplitud adecuada. Si ésta resultase aún insuficiente, girad hacia el máximo el trimmer de salida hasta obtener la amplitud deseada.

Todas estas operaciones deben efectuarse con el conmutador S1 en la posición «EXCLUIDO» para no escuchar una señal codificada que resulta obviamente incomprensible.

2) En lugar de tomar la señal del altavoz, podéis tomarla del terminal extremo del potenciómetro de volumen (ver fig. 4), conectando la salida del scrambler al terminal que ha quedado libre.

Con esta sencilla modificación evitaréis la utilización de un amplificador final suplementario, ya que se aprovecha el del mismo receptor o grabadora para amplificar la señal de BF procedente del circuito.

En fase de prueba, girad el trimmer de salida de modo que se evite la saturación del amplificador.

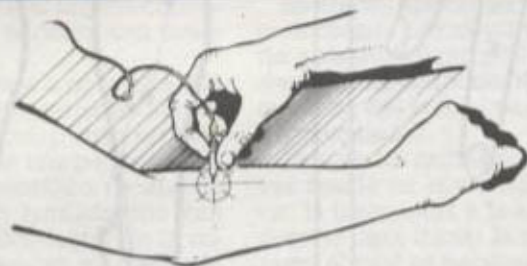
Para línea telefónica

Si se desea utilizar este «scrambler» con el teléfono, es indispensable completarlo con un doble amplificador (amplificador estéreo de 1-2 wat. o dos amplificadores mono) y realizar mecánicamente un porta-auricular.

En las dos entradas del scrambler aplicad dos cápsulas microfónicas piezoeléctricas, de las cuales una servirá para hablar y desde este mismo canal, la señal de salida codificada se aplicará al amplificador final, cuyo altavoz deberá apoyarse sobre el micrófono del teléfono. La otra cápsula deberá apoyarse al auricular del teléfono a fin de que capte las frases del interlocutor. La señal decodificada que llegue al segundo amplificador final, podréis escucharla a través del altavoz conectado en salida.

Para esta aplicación, es importante realizar un porta-auricular que apoye bien sobre el micrófono y sobre el auricular del teléfono, de modo que tengamos una señal de amplitud suficiente en entrada y en salida y evitar el efecto «Larsen» que se genera cuando el micrófono logra captar una parte de la señal presente en el altavoz de salida. Tal efecto genera una molesta nota de BF que hace inaudible cualquier comunicación.

Como utilizar el estimulador de acupuntura



RESPECTO a los artículos relativos a la electro-acupuntura, habíamos dejado a un lado la parte referente a las aplicaciones prácticas —que es sin duda la que despierta mayor interés— debido a que nuestros asesores médicos, por motivos profesionales, no habían tenido tiempo para explicarnos detalladamente los procedimientos específicos tanto para curar disfunciones orgánicas como para aliviar dolores de todo tipo.

Por otro lado, nosotros no podíamos suministraros una información de esa naturaleza debido a nuestra total inexperiencia en la materia.

Una vez recibimos las notas terapéuticas, no juzgamos oportuna su publicación por su carácter excesivamente técnico, que las hacía comprensibles sólo a quienes tuvieran profundos conocimientos en el campo médico.

En el intento de satisfacer vuestras exigencias en el mejor modo posible y después de precisar a nuestros asesores las enfermedades sobre cuya curación nos habían llegado consultas, hemos hecho que nos indicasen los puntos de los meridianos en que aplicar los electrodos y hemos tratado de simplificar su búsqueda con los dibujos publicados.

Un problema de gran importancia, que sin duda preocupará a muchos lectores, consiste en la eventualidad de que los puntos indicados no resulten totalmente centrados, como en cambio ocurre en nuestros dibujos.

Con el fin de que podáis afrontar tal eventualidad, hemos pedido explicaciones exhaustivas al respecto. El dolor, tratado en el punto correc-

to, desaparece al cabo de dos o tres aplicaciones. Si en cambio no se localiza perfectamente, será necesario un número mayor de sesiones, sin que ello comporte inconveniente alguno.

En efecto, este tipo de tratamiento terapéutico no requiere la administración de fármacos —que mal dosificados podrían causar serios trastornos—, sino que implica la transmisión al cerebro de los impulsos de BF que ordenan intervenir en la zona afectada con una apropiada defensa. Si el cerebro no reconoce alguna lesión o dolor en esa zona, todo permanece inalterado como en el caso de una falsa alarma.

Dicho esto, repetimos que la «reflejo-terapia» no puede aplicarse a personas que llevan un marcapasos.

Principales reglas a tener en cuenta

Los aparatos fabricados para practicar la «reflejo-terapia» van dotados de dos puntas que a través de los distintos «puntos chinos» presentes en nuestro cuerpo, emiten una corriente equilibradora capaz de producir en el organismo las siguientes acciones:

Acción dispersora

Gracias a ella, la energía excedente se dispersa, devolviendo al organismo la que había perdido.

Se utiliza para eliminar dolores provocados por artritis, gastritis, dolores lumbares, cervi-

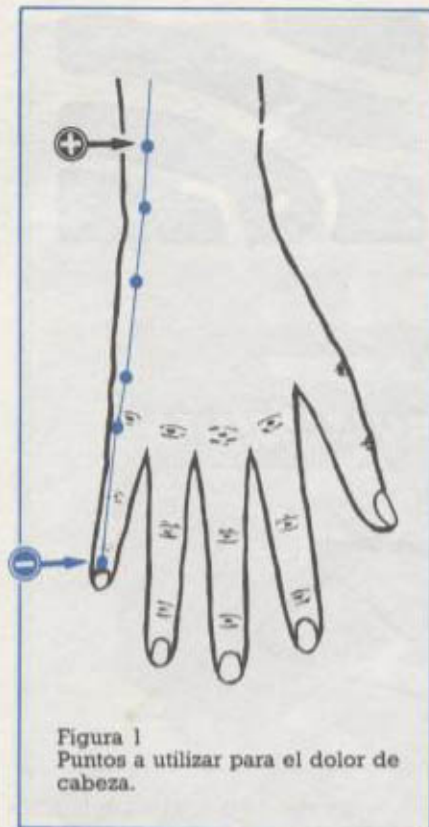


Figura 1
Puntos a utilizar para el dolor de cabeza.

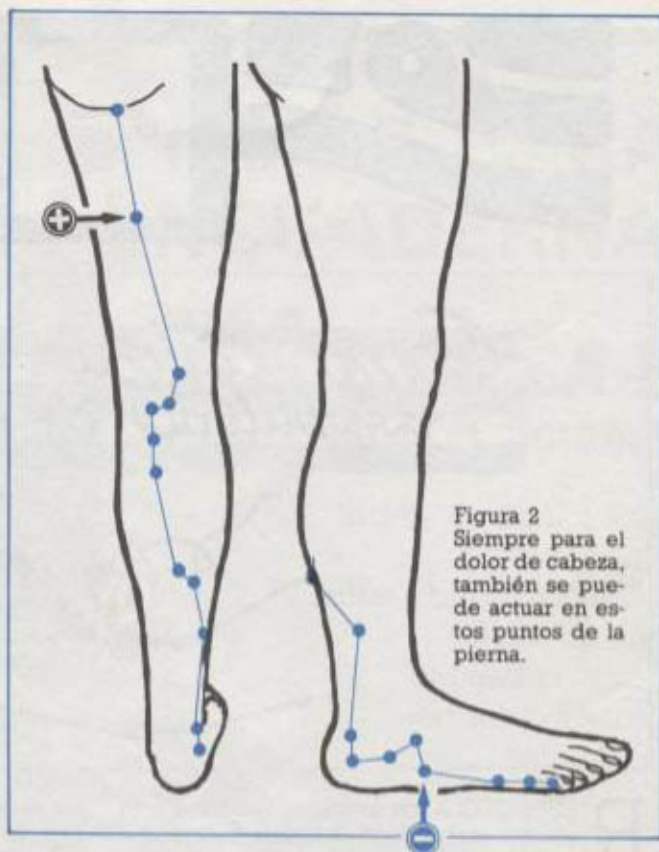


Figura 2
Siempre para el dolor de cabeza, también se puede actuar en estos puntos de la pierna.

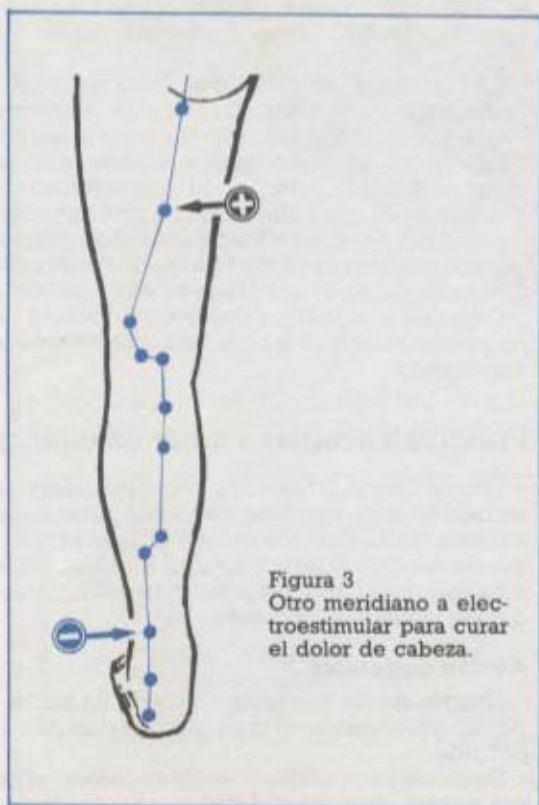


Figura 3
Otro meridiano a electroestimular para curar el dolor de cabeza.

cales, cólicos hepáticos y renales, dolores musculares, sinusitis, taquicardia, torticollis, traqueitis, uretritis, dolores menstruales, bronquitis, asma, laringitis, etc.

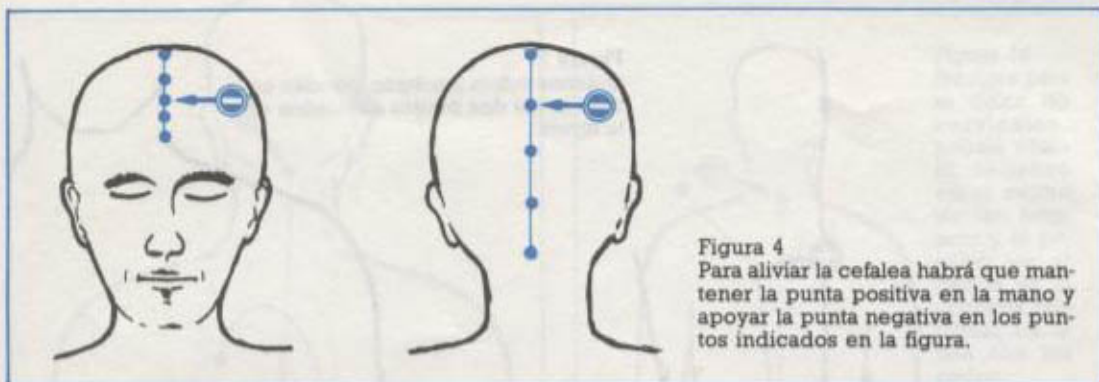
En este caso hay que aplicar siempre la punta **negativa** en el punto doloroso y la punta **positiva** en cualquier punto suficientemente distante del mismo meridiano.

En los puntos en que existe un doble meridiano, es decir, uno en el lado derecho y otro en el lado izquierdo del cuerpo, se puede adoptar una técnica distinta que consiste en aplicar la punta negativa en el punto doloroso y la punta positiva en el punto análogo opuesto.

Acción tonificante

Este tipo de acción —que debe aplicarse en caso de anemia, depresiones físicas, astenia sexual, digestiones difíciles, disminución de la memoria, stress de trabajo, debilidad general, úlceras varicosas, eccema, arritmia, timidez, etc., a diferencia de la primera, que procede a dispersar la energía sobrante, aporta al organismo la energía necesaria en función de aquello que debe ser tonificado. En estos casos la punta positiva se coloca en los puntos de los meridianos indicados en los dibujos que reproducimos, y la punta negativa en cualquier otro punto suficientemente distante del mismo meridiano.

En las zonas en que existe un doble meridia-



no se puede colocar indistintamente tanto la punta positiva como la negativa, ya que será el cerebro el que compruebe si el órgano correspondiente a tales «puntos» necesita una tonificación.

La punta positiva o negativa a colocar a distancia sobre el punto afectado, no tiene que ser tal necesariamente. En efecto, puede resultar mucho más sencillo el uso de una pequeña placa de cobre u otro material metálico, recubierta con una capa de algodón humedecido con agua salada para hacerlo conductor de la corriente eléctrica. Dicha placa se sujetará a la piel con un esparadrapo, por lo cual no será

necesario localizar perfectamente el meridiano no afectado.

En efecto, apoyando la otra punta en el «punto» indicado por nosotros, la corriente partirá de este meridiano y al final de su recorrido, después de abandonarlo, llegará a la placa metálica del polo opuesto, conectada al electroestimulador.

Otro de los problemas que queríamos resolver reside en la metodología a seguir, es decir, la frecuencia y la anchura de impulso necesario para iniciar la terapia y el tiempo durante el cual es necesario someterse a las distintas sesiones.

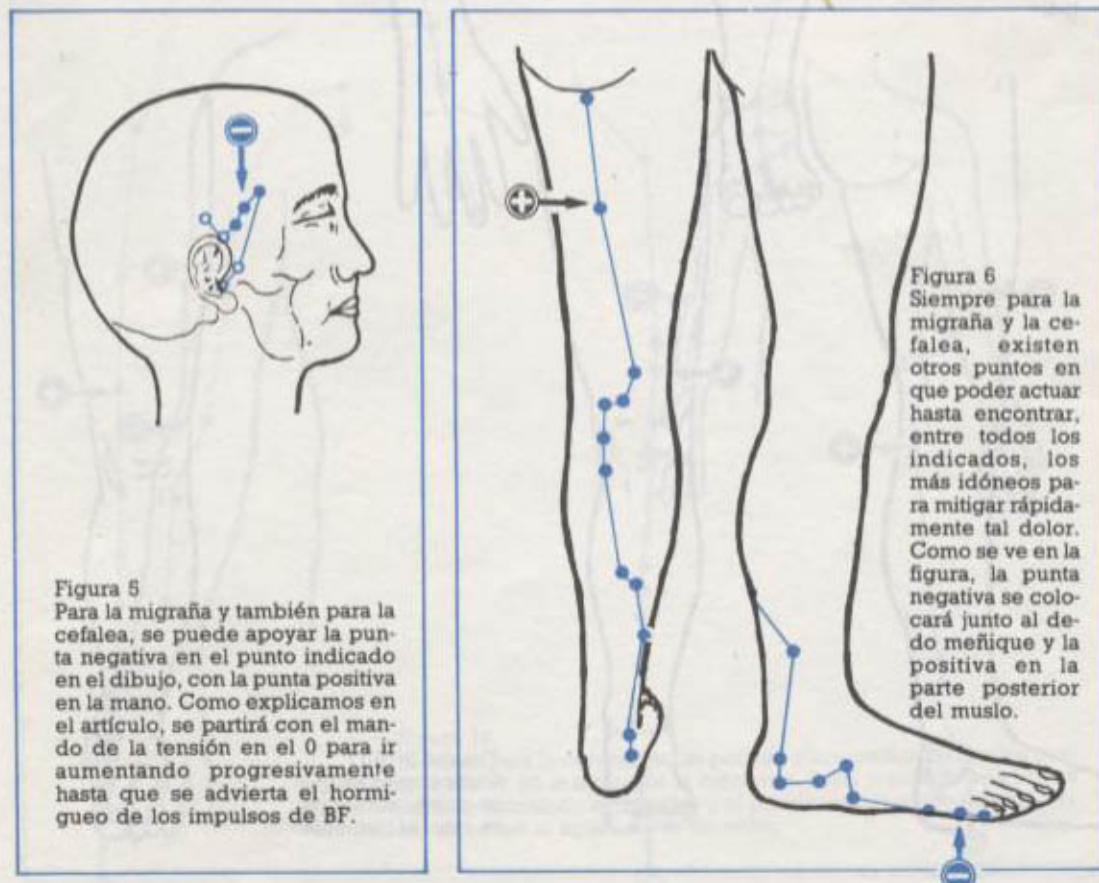
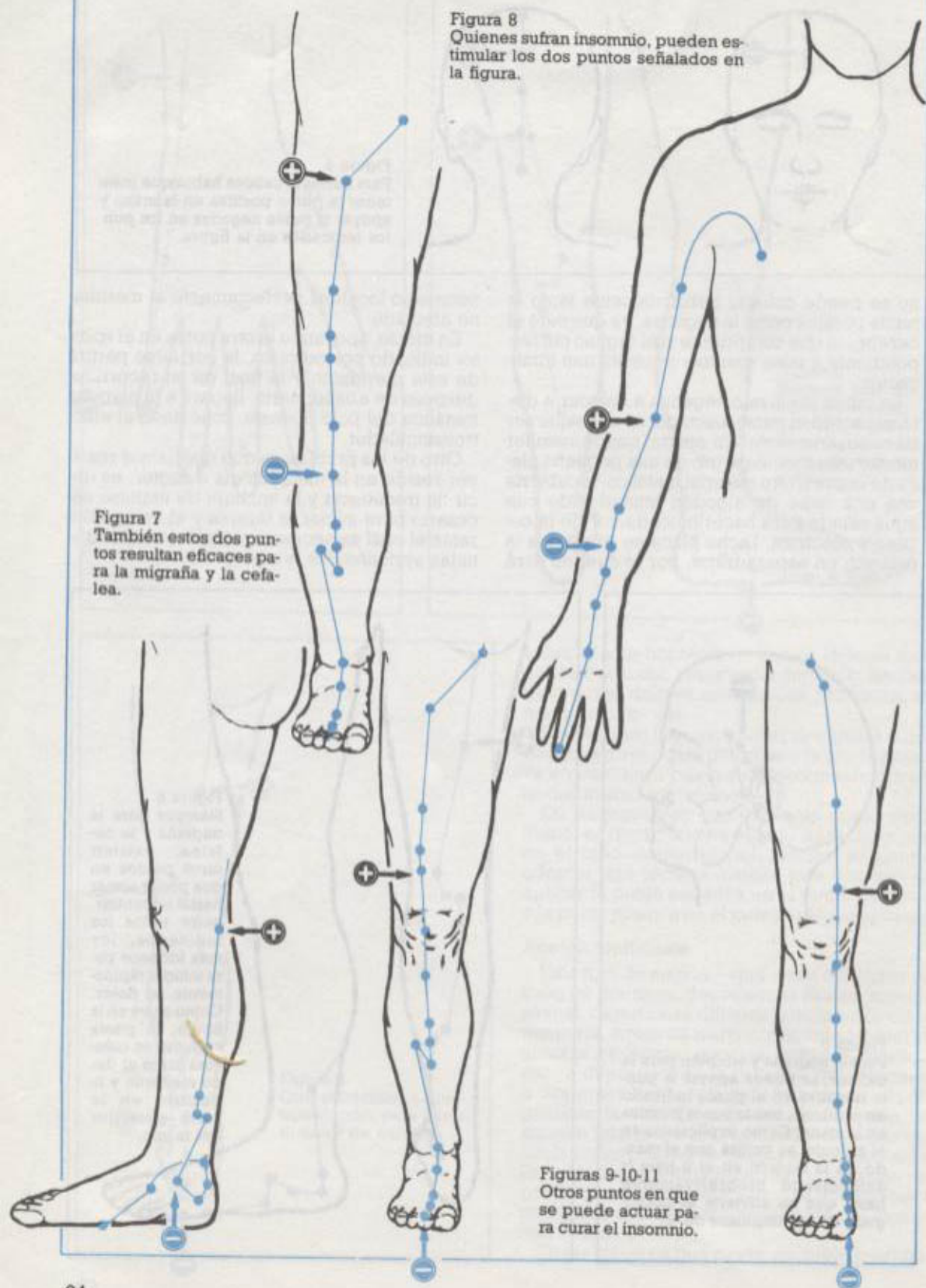


Figura 8
Quienes sufran insomnio, pueden estimular los dos puntos señalados en la figura.

Figura 7
También estos dos puntos resultan eficaces para la migraña y la cefalea.

Figuras 9-10-11
Otros puntos en que se puede actuar para curar el insomnio.



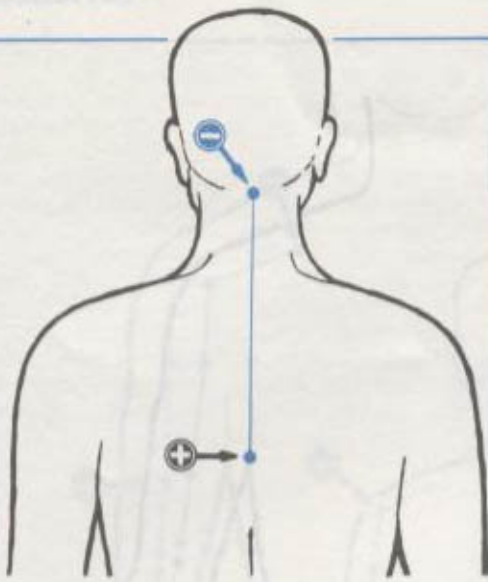


Figura 12
Dos puntos a electroestimular para curar el dolor de cervicales. Como se ve en el dibujo, el negativo se coloca detrás de la cabeza y el positivo en el centro de la espina dorsal.

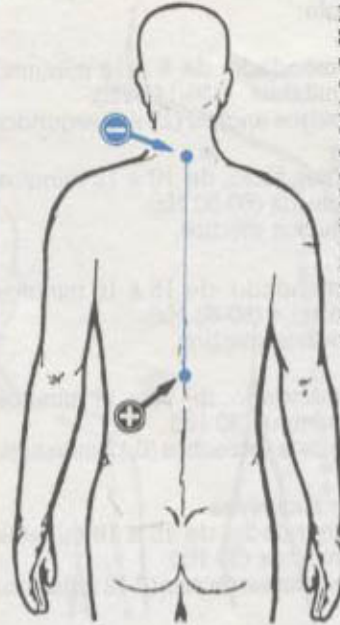


Figura 13
Siempre para el dolor de cervicales, podéis situar el negativo en el centro de los hombros y el positivo en el centro de la columna vertebral, en línea con los codos.

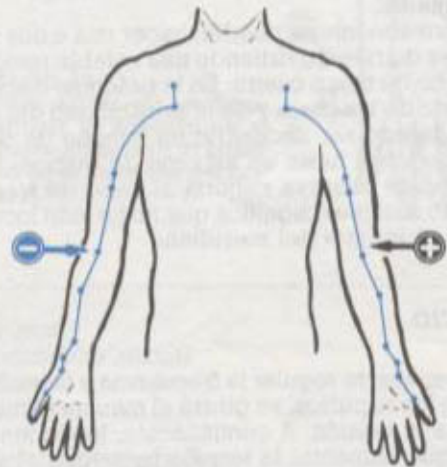
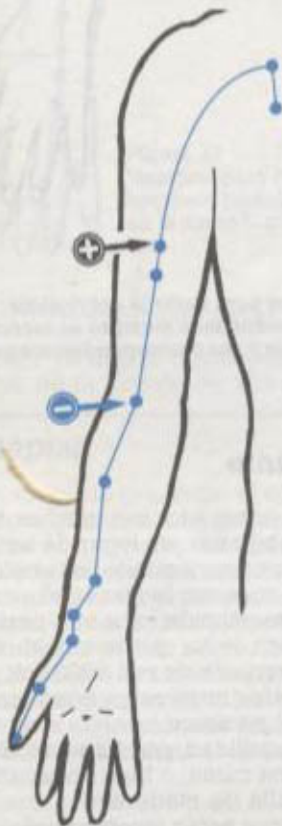


Figura 14
También para la cervialgia, se pueden electroestimular los dos puntos visibles en la figura de la izquierda. Igual resultado se obtiene también aplicando el negativo y el positivo sobre ambos brazos, como se ve en la figura de la derecha.

Para ello, nos han aconsejado la adopción de la siguiente regla:

Primera sesión

Tiempo recomendado: de 8 a 12 minutos.

Frecuencia: máxima (130-140 Hz).

Anchura: impulsos anchos (15 milisegundos).

Segunda sesión

Tiempo recomendado: de 10 a 12 minutos.

Frecuencia: media (60-80 Hz).

Anchura: impulsos medios.

Tercera sesión

Tiempo recomendado: de 15 a 16 minutos.

Frecuencia: media (60-80 Hz).

Anchura: impulsos medios.

Cuarta sesión

Tiempo recomendado: de 15 a 18 minutos.

Frecuencia: mínima (30 Hz).

Anchura: impulsos estrechos (0,12 milisegundos).

Quinta sesión y sucesivas

Tiempo recomendado: de 15 a 18 minutos.

Frecuencia: mínima (30 Hz).

Anchura: impulsos estrechos (0,12 milisegundos).

Inicialmente, para obtener una acción intensiva, la frecuencia deberá ser elevada y los impulsos anchos, para luego reducirlos progresivamente.

Si se desea, es posible actuar sólo sobre la **frecuencia** empleando una **anchura de impulsos media**.

Normalmente se pueden hacer una o dos sesiones diarias, advirtiendo una notable mejora al cabo de tres o cuatro. En la práctica, dependiendo de los casos y de la sensibilidad del sujeto, puede ser necesario un mínimo de seis aplicaciones hasta un máximo de quince.

Si no se observa mejoría al cabo de tres o cuatro sesiones, significa que no ha sido localizado el «punto» del meridiano.

Inicio

Después de regular la frecuencia y la anchura de los impulsos, se girará al **mínimo** el mando de la tensión. A continuación, lentamente, hay que aumentar la tensión hasta que el paciente advierta un ligero hormigueo, dato que indicará el fluir de la corriente a lo largo del meridiano interesado.

El valor de la tensión varía de un sujeto a otro y también de la distancia a la cual se colocan los electrodos positivo y negativo.

Si al cabo de tres o cuatro minutos el paciente deja de notar hormigueo, se podrá subir ligeramente la tensión de salida.

En el caso contrario, esto es, si el paciente no soporta tal hormigueo (hay individuos muy sensibles), se recurrirá en primer lugar a actuar sobre la frecuencia y si ello no bastase, se reducirá la tensión en salida.

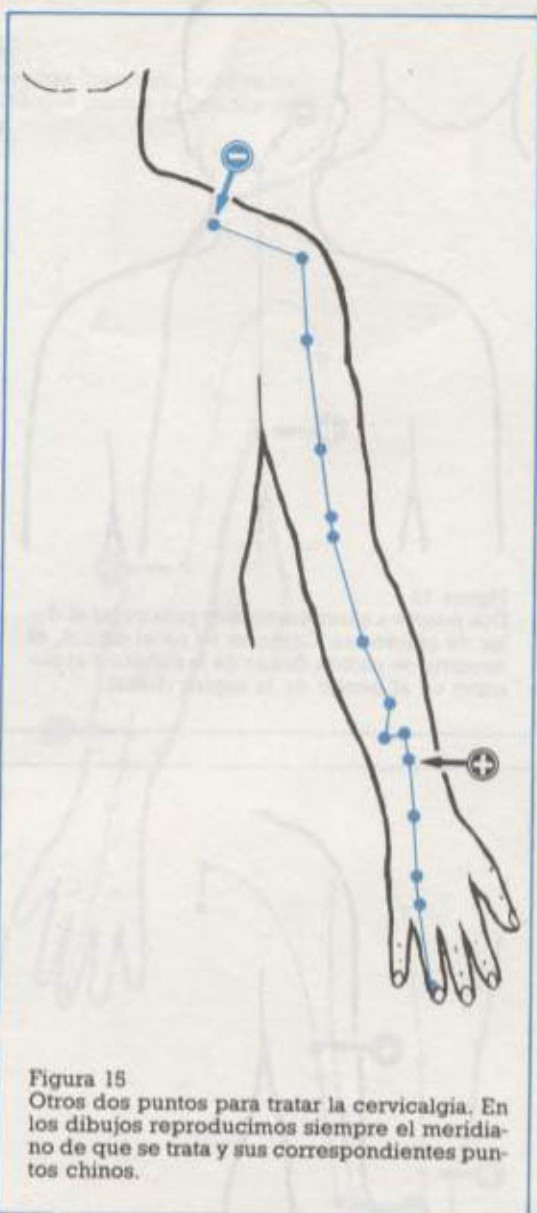


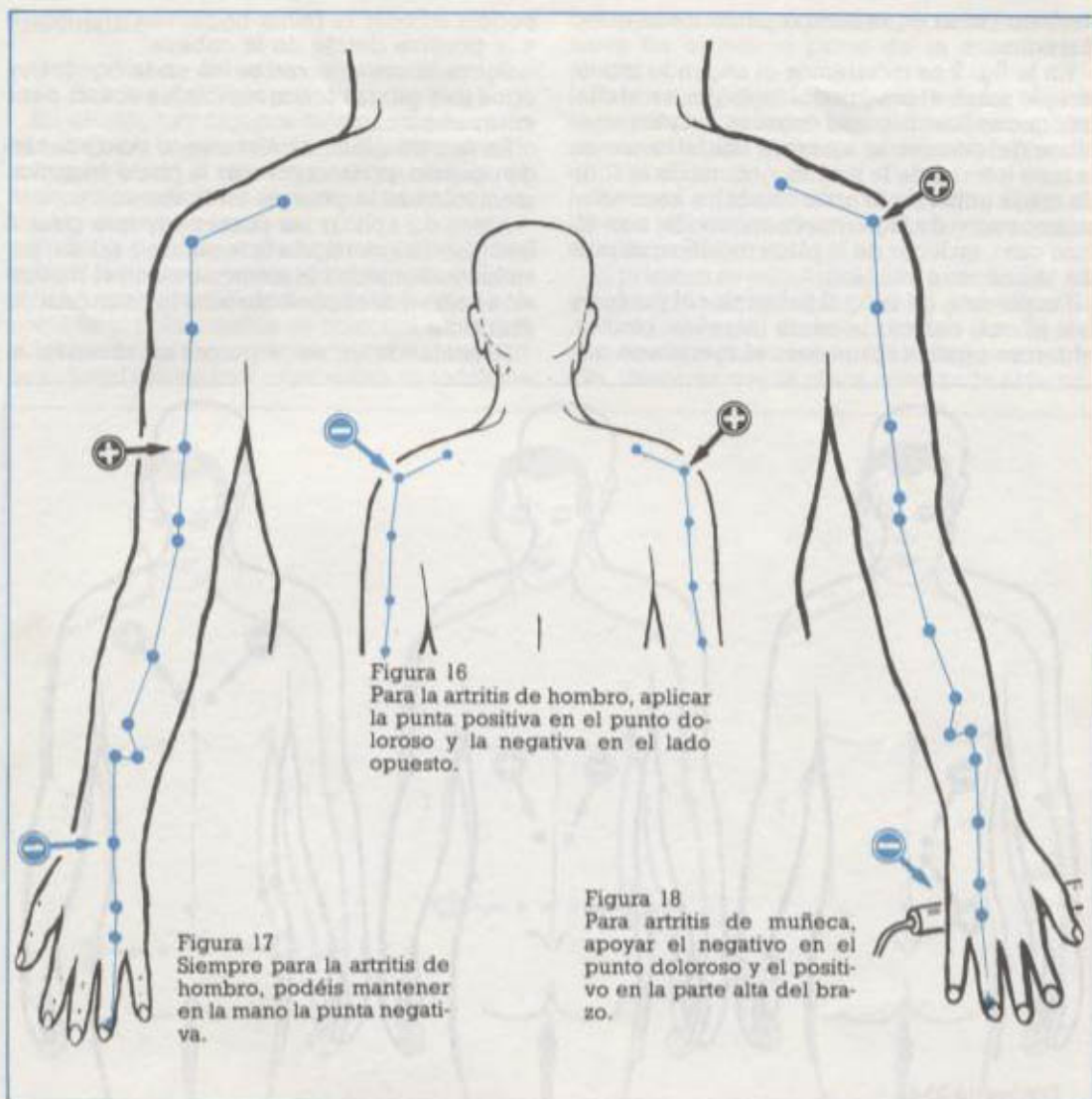
Figura 15
Otros dos puntos para tratar la cervicalgia. En los dibujos reproducimos siempre el meridiano de que se trata y sus correspondientes puntos chinos.

Nota importante

Alimentando el generador con una fuente de alimentación estabilizada, en lugar de una batería como hemos recomendado, es absolutamente necesario conectar la masa del alimentador y del electroestimulador a una perfecta **toma de tierra**, para evitar que eventuales dispersiones de la corriente de red a 220 volt., por humedad o por otros motivos, puedan atravesar el cuerpo del paciente.

Para mayor tranquilidad, podéis acomodar al paciente sobre una cama, o bien colocar bajo sus pies una tablilla de madera.

Estas precauciones serán innecesarias si empleáis, como hemos aconsejado, una batería de



12 volt., ya que el circuito resultará independiente de la tensión de 220 volt. de la red.

Terapias

Después de presentar el electroestimulador para acupuntura, una gran cantidad de lectores, ya en posesión del aparato, nos escribió pidiéndonos que les ayudásemos a curar las más variadas enfermedades.

Como las cartas han sido realmente muchas, las hemos dividido según las enfermedades, dando luego prioridad a aquellas cuyo número resultaba superior a las otras.

De esta «selección» ha resultado que las primeras enfermedades a tomar en consideración son la siguientes:

Jaqueca común
Migraña o cefalea
Lumbago

Artritis
Impotencia sexual
Frigidez

Jaqueca común

Las causas que provocan un dolor de cabeza pueden ser múltiples. Incluso una indigestión puede causar dolor de cabeza (para esto no será necesario recurrir a la electroestimulación, sino a otros remedios, como una limonada caliente), así como un exceso de trabajo o la disfunción de un órgano.

Para eliminar este dolor, existen tres puntos en que actuar.

En la fig. 1 se indica el punto sobre el cual hay que colocar la punta negativa —esto es, sobre la uña del dedo meñique izquierdo—, mientras que la positiva puede apoyarse tanto en la

muñeca como en el mismo punto de la mano derecha.

En la fig. 2 os mostramos el segundo punto, situado sobre el pie, junto al meñique, en el cual hay que aplicar la punta negativa. La placa metálica del positivo se apoyará lateralmente en la zona interna de la pierna, encima de la rodilla (en la unión de la articulación), o bien en el mismo punto de la pierna contraria. En este último caso, en lugar de la placa metálica, se puede utilizar otra punta.

Finalmente, en la fig. 3 indicamos el punto sobre el cual colocar la punta negativa, esto es, el tercer punto existente en el meridiano que

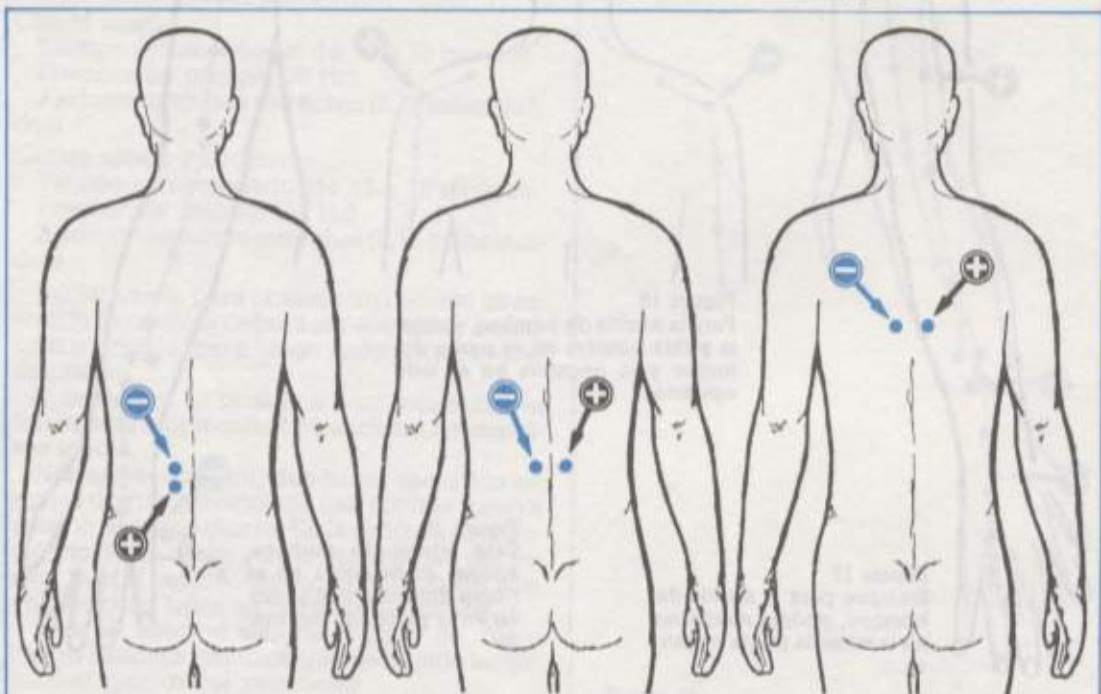
podéis colocar la punta negativa en la frente y la positiva detrás de la cabeza.

Sobre la oreja, como se ve en la fig. 5, hay otros tres puntos sobre los cuales actuar para curar ese dolor.

En uno de éstos, o en el mismo punto del lado opuesto, podréis colocar la punta negativa, manteniendo la positiva en la mano.

Antes de aplicar las puntas hay que girar a 0 el mando que regula la tensión en salida, para luego aumentar lentamente el nivel de tensión hasta que el paciente note los impulsos de corriente.

Si actuando en estos puntos no obtenéis el



Figuras 19-20-21

Para la impotencia sexual y la frigidez, debéis electroestimular los puntos señalados en las figuras, en la espalda, siguiendo las indicaciones del artículo. Esta terapia puede practicarse durante semanas y semanas sin contraindicación alguna.

parte del talón. La punta positiva se colocará también en la parte posterior de la pierna, a 10 cm aproximadamente de la articulación de la rodilla, o bien en el mismo punto de la pierna contraria.

Migraña o cefalea

En la fig. 4 se pueden ver dos de los puntos sobre los cuales actuar para curar migrañas y cefaleas. Uno se encuentra en la parte superior de la frente (lo descubriréis con el detector de puntos presentado en el n.º V8) y el otro justo detrás de la cabeza.

En uno de los dos podréis apoyar la punta negativa, teniendo la positiva en la mano. También

efecto deseado, podréis probar a actuar sobre otros presentes en las piernas. En caso de que la migraña se localice en la zona derecha, actuaréis en la pierna izquierda. Si está localizada en la zona izquierda, actuaréis en el punto de la pierna derecha.

Como se ve en la fig. 6, la punta negativa deberá aplicarse en el dedo meñique del pie y la positiva lateralmente en la misma pierna, o bien en el mismo punto de la pierna contraria.

En la fig. 7 se ve el último punto, situado bajo la rodilla, en el cual aplicar la punta negativa, mientras que la positiva se aplicará en el extremo de la misma pierna.

Como ya hemos mencionado, la punta puede colocarse también en el mismo punto de la pierna contraria.

Insomnio

Dependiendo del sujeto, existen cuatro puntos sobre los que actuar.

En efecto, hay algunos sujetos que reaccionan mejor a la estimulación del punto situado sobre el brazo y otros que en cambio notan reacciones más intensas estimulando los puntos existentes en los pies.

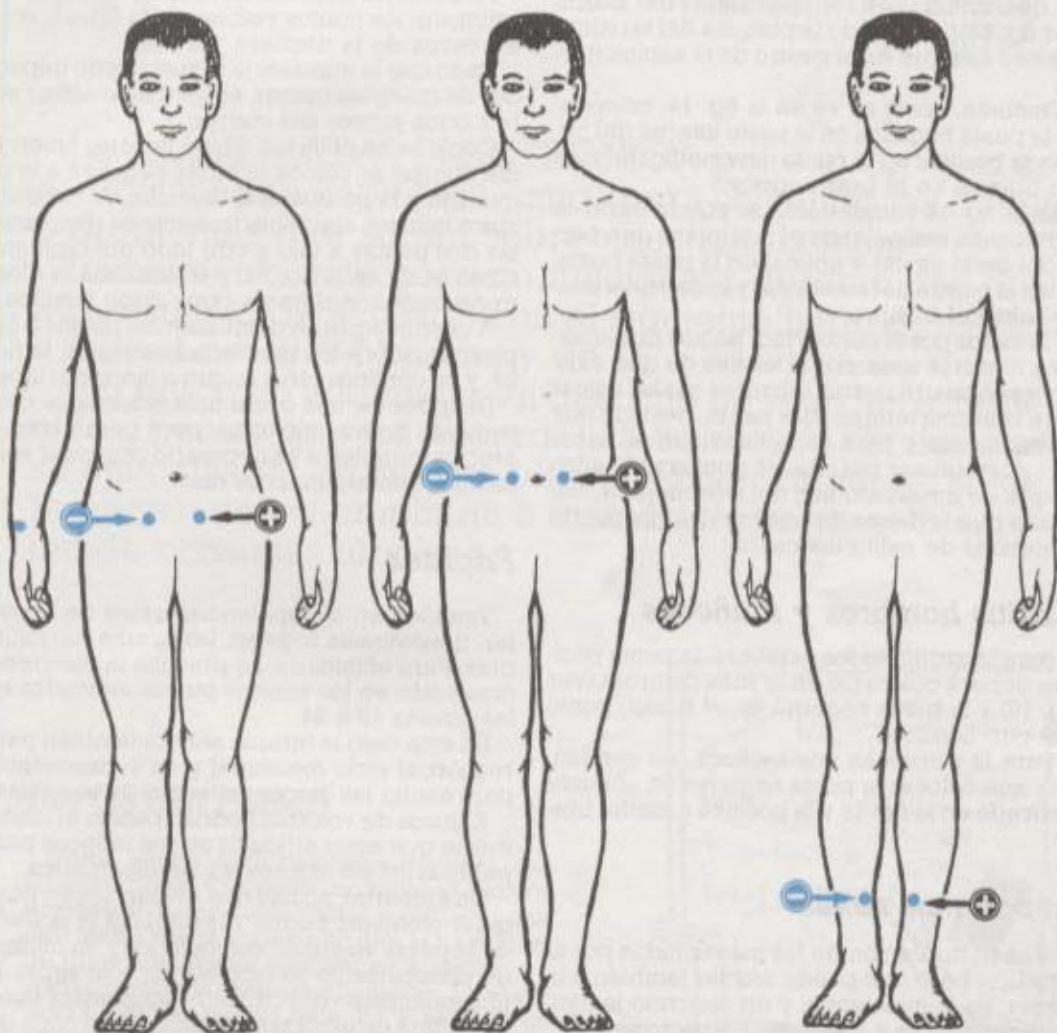
En la fig. 8 puede verse el punto sobre el cual aplicar la punta negativa (quinto punto del meridiano que parte del dedo índice). La placa conectada al polo positivo se colocará en la articulación del brazo, como se ve en el mismo dibujo. También en este caso, como en todos los-

que presentamos, se puede aplicar la punta positiva en el mismo punto de la articulación opuesta.

Pasando al pie, como se ve en la fig. 9, la punta negativa se aplicará bajo el hueso que sobresale en el tobillo y la placa positiva lateralmente en la rodilla.

Siempre en la pierna, existen otros dos puntos que se pueden electroestimular para curar el insomnio.

El primero se encuentra junto a la uña del segundo dedo del pie (ver fig. 10) y el segundo junto a la uña del dedo gordo (ver fig. 11). En uno de estos puntos se apoyará la punta negativa, mientras que la placa conectada al termi-



Figuras 22-23-24

También para la impotencia sexual y la frigidez, existen otros puntos en que actuar. Como siempre, se comenzará con el mando de la tensión en 0 volt., girándolo luego lentamente de modo que ésta aumente gradualmente, hasta que el paciente advierta los impulsos de BF.

nal positivo se aplicará en ambos casos a unos diez centímetros por encima de la rodilla (ver figs. 10-11).

Si al cabo de dos o tres sesiones no se obtiene resultado, se puede estimular durante cinco minutos el punto del brazo (ver fig. 8) o uno de los tres puntos del pie (ver figs. 9-10-11).

Cervicalgias

Para curar los reumatismos cervicales es necesario apoyar la punta negativa en el punto existente justo detrás de la cabeza, como se ve en la fig. 12, y la positiva en el centro de la espina dorsal.

Además de éstos, existen otros puntos sobre los que actuar, por ejemplo detrás del cuello (ver fig. 13), colocando la plaquita del terminal positivo siempre en el centro de la espina dorsal.

También, como se ve en la fig. 14, colocando la punta negativa en la parte interna del codo y la positiva en el punto intermedio del mismo brazo o en el brazo opuesto.

En la fig. 15 vemos cómo se puede curar la cervicalgia estimulando el meridiano que parte del dedo anular y aplicando la punta positiva en el centro del antebrazo y la negativa arriba sobre el hombro.

Llevados por la curiosidad, hemos preguntado a nuestros asesores el motivo de que existan tres o cuatro puntos sobre los cuales actuar para la misma terapia. Nos han contestado que en cada caso y para cada individuo es necesario determinar cuál de los puntos indicados aporta de inmediato una notable mejoría, debido a que la fuente de una cervicalgia puede depender de múltiples causas.

Artritis hombros y muñecas

Para la artritis en los hombros, la punta positiva deberá colocarse en la zona dolorosa (ver fig. 16) y la punta negativa en el mismo punto del otro hombro.

Para la artritis en una muñeca, en cambio, hay que colocar la punta negativa en el punto indicado en la fig. 18 y la positiva a medio brazo.

Impotencia sexual

Una perturbación de las más temidas por el hombre, pero que puede afectar también a la mujer, es la impotencia y en concreto la eyaculación precoz y la frigidez respectivamente.

Esta perturbación afecta casi siempre a la esfera emotiva y desemboca en estados de ansiedad o de depresión, a su vez responsables de una agravación de la sintomatología misma.

Se crea, por ello, un círculo de efectos patológicos que no siempre es fácil romper y en que la terapia farmacológica no es capaz de inter-

venir con eficacia. La electroestimulación restablece con mayor eficacia el equilibrio en «sangre y energía», necesario para el desarrollo de la función sexual.

El tratamiento debe durar al menos un mes y se puede repetir en los casos más resistentes.

La terapia a adoptar en estos casos es la siguiente: durante cinco minutos aproximadamente, se estimulan los dos puntos indicados en la fig. 19 y situados entre la segunda y tercera vértebra. Después se repite la operación durante el mismo lapso de tiempo, pero poniendo la punta negativa a la izquierda de la tercera vértebra y el polo positivo en el lado derecho, como se ve en la fig. 20.

Finalmente, durante otros cinco minutos, se estimulan los puntos visibles en la fig. 21, esto es, cerca de la doceava vértebra.

Dado que la impotencia sexual puede depender de múltiples causas, es necesario actuar sobre otros puntos del cuerpo.

Como se ve en la fig. 22, en la parte anterior del cuerpo se coloca la punta negativa a la izquierda y la positiva a la derecha. Al cabo de cinco minutos aproximadamente, se desplazan las dos puntas a uno y otro lado del ombligo, como se ve en la fig. 23, y se continúa la electroestimulación durante otros cinco minutos.

A continuación se desplazan las puntas a las piernas, sobre los puntos indicados en la fig. 24, y se continúa otros cuatro o cinco minutos.

Después de una o dos aplicaciones se conseguirán ligeras mejorías, pero para obtener efectos completos es necesario continuar esta terapia durante muchos días.

Frigidez

También en la impotencia sexual de la mujer, denominada frigidez, las causas son múltiples. Para eliminarla, se practica la electroestimulación en los mismos puntos indicados en las figuras 19 a 24.

En este caso la terapia servirá también para regular el ciclo menstrual y en consecuencia para anular las típicas molestias de esos días.

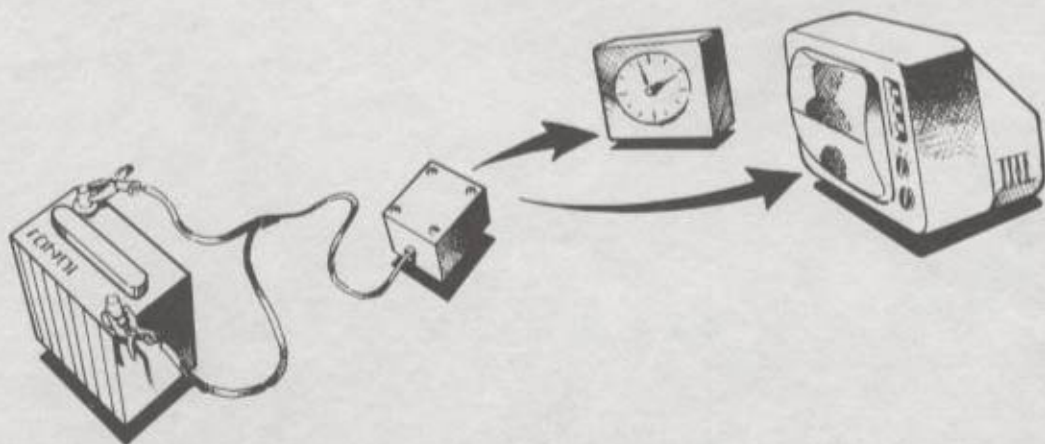
Algunos de vosotros podrían pensar erróneamente que estos artículos no son idóneos para publicarlos en una revista de electrónica.

Sin embargo, no hay que olvidar que en cualquier momento podría presentarse la ocasión de reparar un electroestimulador y un mínimo de conocimiento teórico —y no sólo sobre el funcionamiento del circuito— aumentará vuestra cultura de técnico especializado en cada gama de la electrónica.

Por otro lado, el hecho de que esta revista esté especializada en electrónica no impide, cuando el hobby de la electrónica se entremezcla con las aplicaciones prácticas, que tratemos aun de modo conciso un asunto de gran importancia, como es el caso.

Con un solo integrado es posible realizar un preciso oscilador a 50 Hz, que se puede emplear para controlar cualquier reloj digital.

OSCILADOR A CUARZO PARA 50Hz



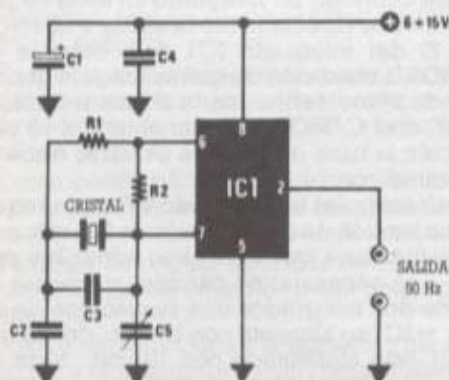
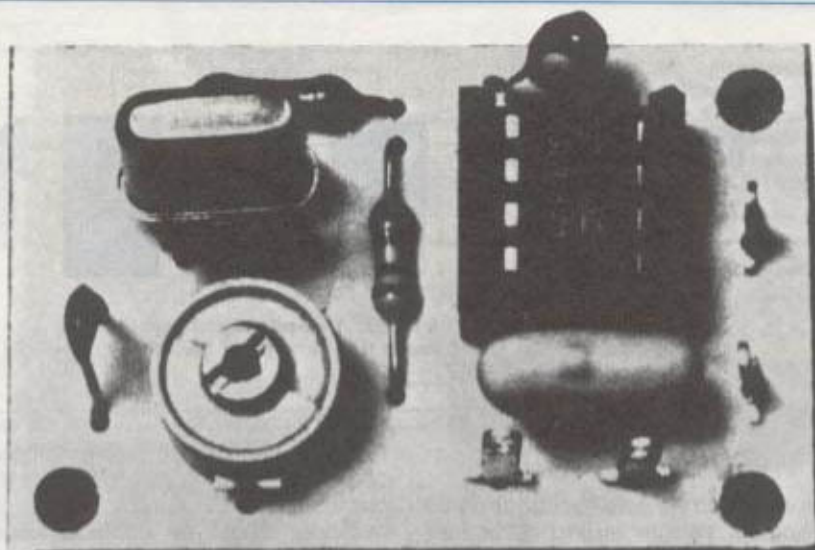


Figura 1
Circuito eléctrico.

COMPONENTES

R1=2.700 ohm. 1/4 wat.
R2=1 megohm. 1/4 wat.
C1=2,2 mF 25 volt. de tántalo
C2=33 pF disco
C3=15 pF disco
C4=1.000 pF poliéster
C5=10/40 pF compensador
IC1=integrado tipo HBF.4700
XTAL=cuarzo de 3.276.800 Hz



Figura 2
Conexiones de los terminales del integrado HBF.4700 visto desde arriba.

UN oscilador capaz de generar una frecuencia exactamente de 50 Hz resulta de gran utilidad para todos los relojes digitales o cuentatiempos que utilizan los 50 Hz de la red eléctrica como base de los tiempos.

Efectivamente, el principal defecto de estos relojes, como muchos habrán podido constatar, es que se paran apenas falta la corriente eléctrica y cuando ésta vuelve, se ponen a marcar tiempos casuales, o bien no consiguen partir de cero porque al irse la corriente les falta también el oscilador controlador.

Por este motivo tales relojes son poco de fiar, sobre todo si necesitamos emplearlos como «despertador» o en otras aplicaciones en que resulta importante conocer en todo momento la hora exacta.

De cualquier forma, todos vosotros podéis transformar hoy vuestro reloj a tensión de red en un reloj de cuarzo capaz de funcionar autónomamente incluso cuando falta la corriente.

En efecto, aplicando al reloj este oscilador que consume una corriente irrisoria (1 miliamperio, aproximadamente) y alimentándolo con una pila en tampón, aunque falte la corriente de la red dispondremos siempre de la frecuencia de 50 Hz para controlar los integrados, de manera que el reloj proseguirá su cuenta sin pararse nunca y sobre todo con gran puntualidad.

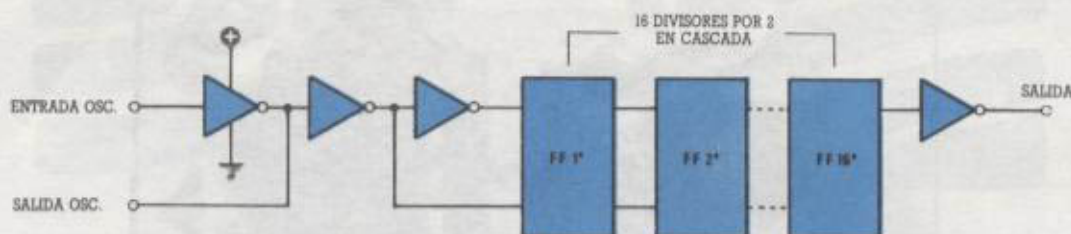


Figura 3
En el interior del integrado HBF.4700 hay un paso oscilador seguido de 16 pasos divisores por 2 en flip-flop.

Esquema eléctrico

El esquema eléctrico de este oscilador en 50 Hz es muy sencillo, ya que en la práctica se compone de un solo integrado tipo HBF.4700 controlado por un cuarzo normal para reloj, es decir, cortado para oscilar en la frecuencia de 3.276.800 Hz.

El integrado contiene 16 divisores por 2 en cascada, es decir, es capaz de dividir en total por 65.536 la frecuencia aplicada en su entrada. Por tanto, aplicándole en entrada los 3.276.800 Hz generados por el cuarzo, en salida obtendremos exactamente:

$$3.276.800 : 65.536 = 50 \text{ Hz.}$$

Como ya hemos mencionado, el compensador C4 nos permitirá corregir en la fase de ajuste las eventuales tolerancias del cuarzo, para hacerlo oscilar exactamente en la frecuencia requerida.

Recordamos que el circuito puede ser alimentado con cualquier tensión continua comprendida entre un mínimo de 6 y un máximo de 15 volt., por tanto es idóneo prácticamente pa-

ra todos los tipos de relojes digitales del mercado. Llegados a este punto es necesario hacer una pequeña aclaración consistente en especificar cómo se conecta nuestro circuito cuando se trata de controlar un integrado TTL o bien un C/MOS, ya que de no seguir atentamente estos consejos, podría no funcionar la base de los tiempos.

Para controlar un **integrado C/MOS** se puede conectar directamente la salida a 50 Hz (pata 2) del integrado IC1 a la entrada del C/MOS, a condición de que se tenga la precaución de alimentarlos con la misma tensión. Es decir, si el C/MOS está alimentado a 10 volt., también la base de tiempos a cuarzo debe alimentarse con 10 volt. (ver fig. 6).

Para controlar un **integrado TTL**, que requiere una tensión de alimentación de 5,1 volt. —esto es, más baja que el mínimo admisible para IC1—, es necesario en cambio interponer entre los dos integrados una resistencia de 220 ohm. si IC1 se alimenta con 12 volt., de 180 ohm si IC1 está alimentado con 10 volt., o de 150 ohm. si la alimentación es de 6-7 volt. máximo.



Figura 4
Circuito impreso a tamaño natural.

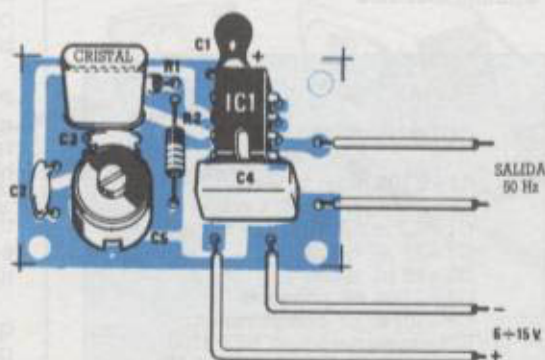


Figura 5
Esquema práctico de montaje. Nótese la polaridad del condensador de tántalo C1.

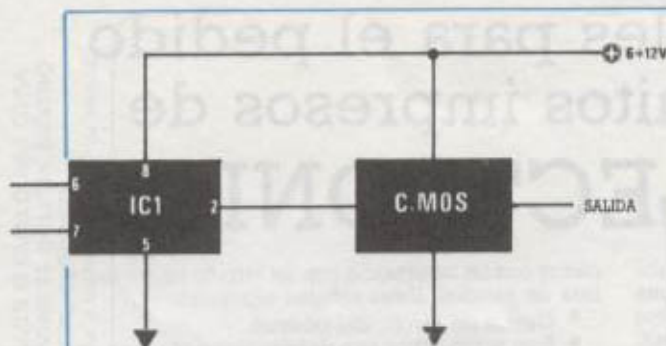


Figura 6

La señal de 50 Hz generada por el HBF.4700 puede ser directamente aplicada en la entrada del C/MOS a condición de que ambos integrados estén alimentados con la misma tensión.

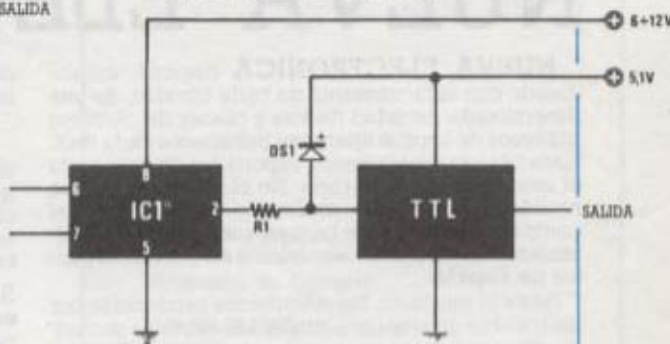


Figura 7

Para excitar un integrado TTL es absolutamente necesario interponer, como se ve en la figura, una resistencia de 220-180 ohm. y un diodo de silicio conectado entre la entrada del TTL y el positivo de los 5,1 volt.

Además, entre la entrada del TTL y la alimentación positiva, es necesario interponer un diodo de silicio (ver fig. 7) con el cátodo orientado hacia el positivo.

Respecto al montaje, éste carece de dificultades ya que se trata de soldar 8 componentes sobre el circuito impreso LX322, a tamaño natural en la fig. 4.

Como podréis observar, dicho circuito ocupa muy poco espacio, por lo que podéis acomodarlo incluso en los relojes más compactos.

También es posible aplicarlo en el exterior, a condición de introducirlo en una pequeña caja metálica.

Sólo os recomendamos la utilización de un zócalo para el integrado y que pongáis atención al insertar el integrado en dicho zócalo, para que la muesca de referencia quede orientada como se requiere.

Para el ajuste del compensador, si disponéis de un frecuencímetro con la suficiente precisión, deberéis aplicarlo en la patilla 2 de IC1

y después de colocar el mando «selector» en PERIODO, girar el compensador con un destornillador de plástico hasta leer exactamente 20.000 microsegundos.

Si no obtenéis exactamente esta lectura, sino 19.998 ó 19.999 como máximo, probad a aumentar ligeramente la capacidad de C3 de los actuales 15 pF a 18 pF. Si obtenéis una lectura superior, por ejemplo 20.001 ó 20.002, probad a disminuir esa capacidad o bien a cortocircuitar totalmente este condensador.

Si no disponéis de un frecuencímetro, tendréis que proceder experimentalmente, comprobando a diario cuánto adelanta o atrasa el reloj y girando cada vez unos pocos milímetros el compensador hasta encontrar la posición correcta.

En cualquier caso no intentéis ajustar el compensador aplicando la sonda del frecuencímetro en las patillas 6 ó 7 de IC1, porque de ese modo se «carga» el oscilador y en consecuencia se obtiene siempre una lectura muy distinta de la realidad.

RC Model

revista de radio control y modelismo

Todos
los meses
en su kiosco