

nueva

Año II-Nº 17 225 pts

ELECTRONICA

montajes de vanguardia al alcance de todos

de Hobby Press, S.A.



DETECTOR de METALES

**COMO SE REFRIGERAN
LOS TRANSISTORES (II)**

LINEAL CB DE 50W

**TRANSMISOR Y RECEPTOR
ON-OFF PARA
RADIO CONTROL**

SUMARIO

TÉCNICA ELECTRÓNICA

- 4 Como continuación del artículo editado en el número anterior para el conocimiento más preciso de la técnica de refrigeración de los transistores se continúan los ejemplos prácticos y se completa con las tablas y características de los diversos tipos de perfiles de aletas refrigeradoras para hacer más fácil su adecuada utilización.

RADIO AFICIÓN

- 33 Cualquier aficionado a la banda ciudadana podrá, con la utilización de este lineal, realizar enlaces que le estaban prohibidos por la poca potencia de su emisora, no limitándose ahora a recibir otras emisoras sin la posibilidad de dejarse oír por falta de alcance. Los 50 wat. de salida del lineal completarán su equipo CB y le facilitarán la realización de DX.

TELEMANDO

- 44 El mando y activación a distancia de equipos eléctricos y electrónicos son el signo inequívoco de los días que vivimos. Este emisor de telemando le proporciona cuatro señales simultáneas e independientes para diversidad de funciones.

ELECTRÓNICA - HOBBY

- 61 Todos recordamos unas ruinas cercanas a nuestra ciudad o un viejo caserón donde imaginábamos que habían ocurrido antiguas historias de secretos tesoros. Con este detector de metales podrá iniciar interesantes aventuras y sacar a la luz los elementos metálicos que muestra nuestra pasada historia. O localizar la disposición de las tuberías en su propia casa para no perforarlas con un clavo.

REVISTA MENSUAL - N.º 17 - OCTUBRE 1984

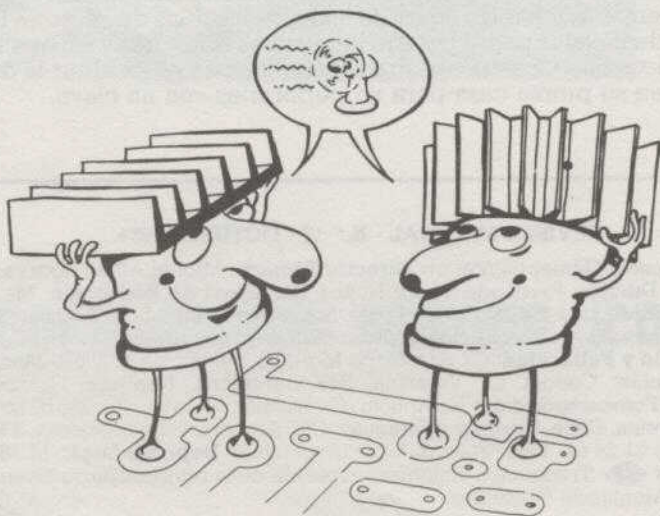
Director General: José I. Gómez Centurión. **Director Técnico:** Miguel Angel Rodríguez. **Maquetación:** Pilar García. **Dibujos:** Fernando de los Hoyos. **Secretaría de Redacción:** Marisa Cogorro. **Traducción:** M.ª Paz Mouliá. **Edita:** Hobby Press, S.A. **Presidente:** María Andriño. **Jefe de 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. **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.



REVISTA
ELECTRÓNICA

Una vez estudiado el problema en términos generales, presentadas las fórmulas, analizadas una por una las variantes que aparecen en estas fórmulas e indicado el modo de obtener sus valores, para completar la explicación no queda sino presentar ejemplos concretos de cálculo, de modo que disipemos todas las dudas que aún puedan quedar.

COMO se REFRIGERAN LOS TRANSISTORES - 2ª PARTE -



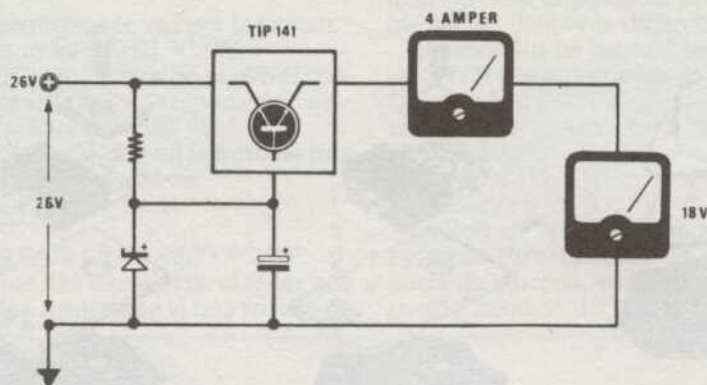


Figura 1

Esquema eléctrico relativo al ejemplo n.º 1 utilizado por nosotros para calcular las dimensiones que debe asumir una aleta de refrigeración.

1.º Ejemplo: queremos realizar un alimentador estabilizado con un transistor darlington TIP141, capaz de entregar en salida una tensión de 18 volt. con una corriente de 4 amperios (ver fig. 1). Sabiendo que la tensión aplicada en el colector es de 26 volt., queremos calcular las dimensiones de la aleta refrigeradora más idónea para este diseño.

Mirando en un manual las características de este transistor, encontramos:
potencia máx. para $T_c = 25^\circ\text{C}$: 125 wat.
máx. tensión colector-emisor: 80 volt.
máx. temperatura de unión: 150°C .

Como véis, en este cuadro falta un dato fundamental y precisamente la R_{jc} , que no obstante podremos obtener con la siguiente fórmula:
 $R_{jc} = (T_j \text{ máx.} - 25) : \text{wats. máx.}$, es decir:
 $R_{jc} = (150 - 125) : 125 = 1^\circ\text{C/W}$.

Ahora tenemos que establecer cuantos wat. debe disipar el transistor.

Ahora bien, si le aplicamos 26 volt. y retiramos 18, la tensión colector-emisor resultará igual a:

$$26 - 18 = 8 \text{ volt.}$$

y dado que tomamos del transistor una corriente de 4 amperios, la potencia a disipar será igual a:

$$8 \times 4 = 32 \text{ wats.}$$

Por razones de montaje debemos aplicar necesariamente una mica aislante entre aleta y transistor, pero extendiendo pasta de silicona entre las dos superficies para favorecer el paso del calor. Por ello, sabiendo que el TIP141 dispone de un contenedor T03 plástico, por la tabla n.º 2 averiguaremos que la resistencia térmica contenedor-disipador con mica y pasta de silicona, tiene el valor siguiente:

$$R_{cd} = 0,7^\circ\text{C/W}$$

Disponiendo ya de todos estos datos, podemos ver ahora qué resistencia térmica debe po-

seer la aleta refrigeradora, sirviéndonos para ello de la siguiente fórmula:

$$R_d = (T_j - T_a) : \text{wat.} - (R_{jc} + R_{cd})$$

Suponiendo que queremos una aleta lo más pequeña posible sin la preocupación de que el contenedor del transistor se caliente excesivamente, utilizaremos el más alto (es decir, 0,7) de los tres factores correctores que habíamos indicado, obteniendo así:

$$T_j = T_j \text{ máx.} \times 0,7 = 150 \times 0,7 = 105^\circ\text{C}$$

Además pondremos $T_a = 25$ grados, ya que aunque esta temperatura resultase algo distinta no correremos ningún riesgo, por cuanto hemos fijado T_j en un valor mucho más bajo que el valor máximo permitido.

Sustituyendo en la fórmula estos valores, tendremos:

$$R_d = (105 - 25) : 32 - (1 + 0,7) = 0,8^\circ\text{C/W}$$

Llegados a este punto, mirando la tabla de los perfiles podemos ver que las aletas que disponen de una resistencia térmica tan baja no son muchas, pero aún así hay donde elegir.

Por ejemplo, disponiendo de un perfil con una sección similar al de la fig. 70, tendremos que cortarlo con una longitud de 100 mm. (igual a 10 cm.) para obtener la resistencia térmica deseada.

Hacemos notar que aunque cortásemos el perfil 5 mm. más corto de lo requerido, es decir, de 95 mm., aun obteniendo una resistencia térmica ligeramente más elevada no correremos ningún riesgo de quemar el transistor, ya que el coeficiente 0,7 por el que hemos multiplicado la $T_j \text{ máx.}$ evita este problema. Podremos, pues, calcular la temperatura que alcanzará la aleta en régimen de funcionamiento, utilizando para ello la siguiente fórmula:

$$T_d = (\text{wat.} \times R_d) + T_a = (32 \times 0,8) + 25 = 50^\circ\text{C}$$

El contenedor del transistor alcanzará en cambio la siguiente temperatura:

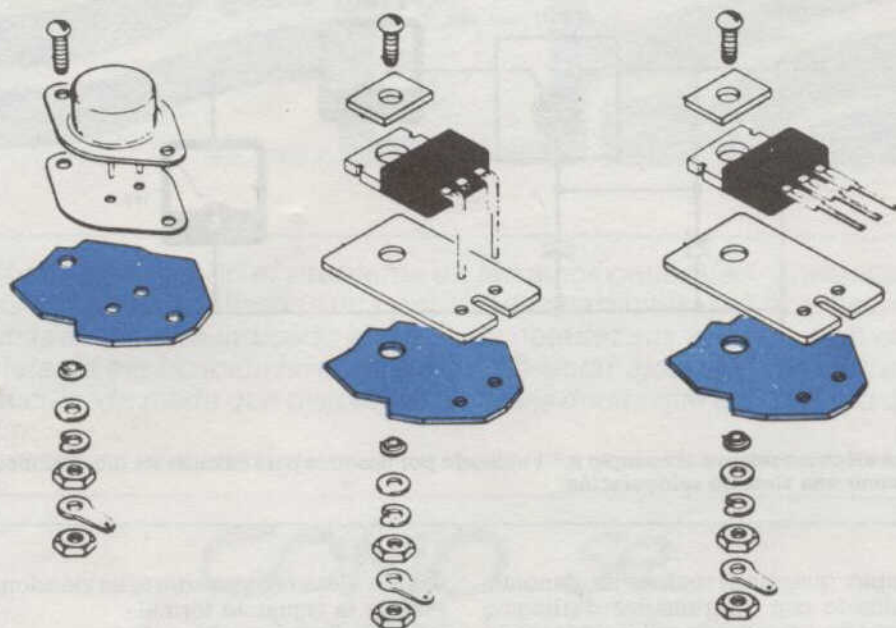


Figura 2

Procedimiento a seguir para aplicar la mica, las arandelas aislantes y los tornillos de fijación del transistor a la aleta para los tipos más corrientes de contenedor plástico y metálico.

$$T_c = \text{wat.} \times (R_{cd} + R_d) + T_a$$

$$T_c = 32 \times (0,7 + 0,8) + 25 = 73 \text{ } ^\circ\text{C.}$$

Por último la temperatura de la unión será de:

$$T_j = \text{wat.} \times (R_{jc} + R_{cd} + R_d) + T_a$$

$$T_j = 32 \times (1 + 0,7 + 0,8) + 25 = 105 \text{ } ^\circ\text{C.}$$

como de otro lado era obvio, ya que hemos partido de este valor para calcular la R_d .

El factor corrector 0,7 que hemos utilizado, aun siendo el valor máximo aconsejado, podemos asegurarnos que protege de todas las incidencias negativas que pudieran verificarse durante el funcionamiento y podemos demostrarlo con las cifras en la mano.

En efecto, supongamos que inadvertidamente situáis el montaje en un ambiente en que la temperatura no es de 25 °C sino bastante más elevada, por ejemplo de 40 °C.

En ese caso la temperatura de unión T_j resultará igual a:

$$T_j = \text{wat.} \times (R_{jc} + R_{cd} + R_d) + T_a$$

$$T_j = 32 \times (1 + 0,7 + 0,8) + 40 = 120 \text{ } ^\circ\text{C,}$$

es decir, siempre por debajo de los 150 °C permitidos.

Supongamos también que hemos olvidado extender la pasta de silicona al sujetar el transistor a la aleta, de modo que la R_{cd} se convierte, como se ve en la tabla n.º 2, en 1 °C/W. Pues bien, también en este caso T_j será inferior a 150 °C; en efecto:

$$T_j = 32 \times (1 + 1 + 0,8) + 40 = 129 \text{ } ^\circ\text{C.}$$

Por consiguiente, efectuando el cálculo de la superficie de la aleta con el método que os hemos indicado, tendréis la seguridad de que la unión del transistor trabaja siempre a una temperatura notablemente inferior al límite máximo indicado en el manual, sin peligro de que se queme por una nadería cualquiera.

2.º Ejemplo: tenemos tres aletas de refrigeración, una de 5 cm. de longitud, una de 10 cm. y otra de 15 cm., con un perfil idéntico al de la fig. 40, de la cual se deduce que la resistencia térmica es igual a:

$$R_d = 2,7 \text{ para una longitud de 50 mm.}$$

$$R_d = 1,8 \text{ para una longitud de 100 mm.}$$

$$R_d = 1,5 \text{ para una longitud de 150 mm.}$$

y queremos aplicar una de estas tres aletas al transistor final de un transmisor que trabaja a 12 volt. y consume 0,8 amperios; es decir, que disipa $12 \times 0,8 = 9,6 \text{ wat.}$

Las características de tal transistor son las siguientes:

contenedor...TO.66

T_j máx...200 °C

R_{jc} ...5 °C/W.

Desearíamos además, por problemas de espacio, que la aleta fuese lo más pequeña posible y para ello eliminaremos la mica, exten-

diendo pasta de silicona entre transistor y aleta.

En este caso, como puede ver por la tabla n.º 2, la R_{cd} resulta igual a $0,65\text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

Respecto a la T_j , utilizaremos de nuevo el coeficiente corrector máximo 0,7, obteniendo así:
 $T_j = T_j \text{ máx} \times 0,7 = 200 \times 0,7 = 140\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Sustituyendo estos valores en la fórmula que nos proporciona la R_d , es decir:

$R_d = (T_j - T_a) : \text{wat.} - (R_{jc} + R_{cd})$,
 obtendremos:

$R_d = (140 - 25) : 9,6 - (5 + 0,65) = 6,32\text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

Por consiguiente, las tres aletas, al tener una resistencia térmica menor que la que resulta de

n.º 4, es decir, con una $R_d = 45\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Quere-
 mos calcular la potencia máxima que es posi-
 ble hacer disipar a dicho transistor.

Mirando en un manual los datos relativos a un 2N1711, encontramos lo que sigue:

$T_j \text{ máx} = 200\text{ }^{\circ}\text{C}$

wat. máx para una temperatura de
 $25\text{ }^{\circ}\text{C} = 3\text{ wat.}$

$R_{jc} = 58\text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

contenedor = TO.5.

La R_{cd} , para un contenedor TO/5, con aleta aplicada directamente en el contenedor, sin pasta de silicona, es igual a $1\text{ }^{\circ}\text{C/W}$, como se puede deducir de la tabla n.º 2.

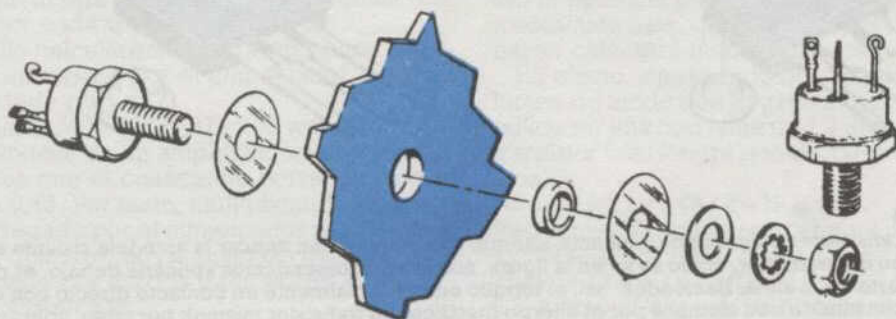


Figura 3

En los transistores o SCR con contenedor TO.59 y TO.60 es necesario aplicar una mica sobre la aleta y otra bajo ésta y utilizar además una arandela aislante que entre totalmente en el grosor de la aleta refrigeradora, de manera que el perno central del transistor quede aislado de ésta.

los cálculos, pueden ser indistintamente utiliza-
 das y dado que nos interesa ocupar poco es-
 pacio, emplearemos la más pequeña, es decir,
 la de 5 cm. de longitud.

Veámos ahora de calcular qué temperatura
 alcanzarán la aleta, el contenedor del transis-
 tor y la unión.

$T_d = (\text{wat.} \times R_d) + T_a$

$T_d = (9,6 \times 2,7) + 25 = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$

$T_c = \text{wat.} \times (R_{cd} + R_d) + T_a =$

$T_c = 9,6 \times (0,65 + 2,7) + 25 = 57\text{ }^{\circ}\text{C}$

$T_j = \text{wat.} \times (R_{jc} + R_{cd} + R_d) + T_a$

$T_j = 9,6 \times (5 + 0,65 + 2,7) + 25 = 105\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Hay que hacer notar que en este caso la tem-
 peratura de la unión, al contrario que en el
 ejemplo precedente, resulta más baja que la
 que nosotros hemos utilizado para calcular la
 R_d (es decir, $140\text{ }^{\circ}\text{C}$) y esto se explica por el
 hecho de que hemos empleado una aleta que
 tiene una resistencia térmica más baja que la
 estrictamente indispensable; es decir, una aleta
 más grande de lo necesario. Por consiguiente,
 ésta consigue disipar una cantidad de calor
 más elevada respecto a los cálculos y, en con-
 secuencia, hace disminuir la temperatura inter-
 na del transistor.

3.º Ejemplo: tenemos un transistor 2N1711 al
 cual le hemos aplicado una aleta similar a la

Por lo que respecta a la T_j , asumimos una vez
 más el factor corrector más alto, 0,7 por tanto
 tendremos:

$T_j = T_j \text{ máx} \times 0,7 = 200 \times 0,7 = 140\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Ahora, sustituyendo valores en la fórmula:

$\text{wat.} = (T_j - T_a) : (R_{jc} + R_{cd} + R_d)$,

obtendremos:

$\text{wat.} = (140 - 25) : (58 + 1 + 45) = 1,10\text{ wat.}$

Esta, obviamente, no es la potencia máxima
 que podremos hacer disipar al transistor, por
 cuanto hay que tener en cuenta el factor de co-
 rrección que hemos utilizado para la T_j . Aun así
 es la potencia máxima que podremos hacerle
 disipar manteniendo el necesario margen de
 seguridad.

Por ejemplo, alguno podría hacer disipar al
 transistor así refrigerado una potencia de 1,5
 wat., pero en ese caso la temperatura de la
 unión podría acercarse demasiado al límite su-
 perior y en esas condiciones cualquier aumento
 de temperatura sería suficiente para que se fun-
 diese la unión.

En efecto, suponiendo por ejemplo que el cir-
 cuito se introduzca en el interior de una caja en
 que no circula el aire, la temperatura ambien-
 te puede subir fácilmente a $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ y en ese ca-
 so, haciendo disipar al transistor 1,1 wat., ob-
 tendríamos:

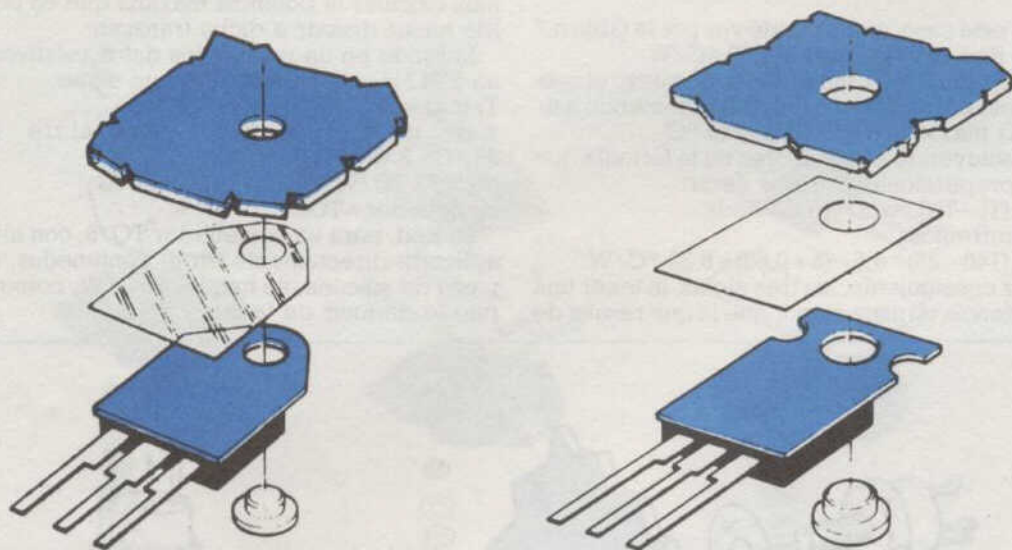


Figura 4

En los transistores plásticos de potencia, aunque todos aconsejan aplicar la arandela aislante sobre el cuerpo del transistor, como se ve en la figura, nosotros recomendamos aplicarla debajo, es decir, por la parte de la aleta. Haciéndolo así, el tornillo entra normalmente en contacto directo con el colector (constituido casi siempre por el cuerpo metálico del transistor mismo); por tanto, aplicándole una varilla, dispondremos de un terminal sobre el cual soldar directamente el cable de conexión.

$T_j = \text{wat.} \times (R_{jc} + R_{cd} + R_d + T_a)$
 $T_j = 1,1 \times (58 + 1 + 45) + 50 = 164 \text{ } ^\circ\text{C}$,
 mientras que haciéndole disipar 1,5 wat. obtendríamos:

$T_j = 1,5 \times (58 + 1 + 45) + 50 = 206 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Es decir, en este último caso la temperatura de la unión podría superar el límite máximo, que es de $200 \text{ } ^\circ\text{C}$, con las obvias consecuencias.

4.º Ejemplo: tenemos un transistor en TO.3 al cual queremos hacer disipar una potencia de 30 wats. A este transistor le hemos aplicado una aleta refrigeradora con una resistencia térmica igual a $2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ con una mica interpuesta.

Conociendo todos los datos de dicho transistor, es decir:

wat. máx. = 100 wat.

$T_j \text{ máx.} = 200 \text{ } ^\circ\text{C}$

$R_{jc} = 1,75 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

$R_{cd} = 0,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ (ver tabla n.º 2)

$R_d = 2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$,

queremos determinar si dicha aleta es suficiente para mantener la temperatura de la unión por debajo de los $200 \text{ } ^\circ\text{C}$ y suponiendo que esto se verifique, queremos calcular también la temperatura que asumirán el contenedor y la aleta.

En primer lugar calcularemos la R_d necesaria para mantener la temperatura de la unión por debajo de $120 \text{ } ^\circ\text{C}$ y para ello emplearemos la fórmula siguiente:

$R_d = (T_j - T_a) : \text{wat.} - (R_{jc} + R_{cd})$; poniendo en esta fórmula

$T_j = 120 \text{ } ^\circ\text{C}$ y $T_a = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$, tendremos:

$R_d = (120 - 25) : 30 - (1,75 + 0,8) = 0,61 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

Como notaréis, del cálculo resulta que nuestra aleta es totalmente insuficiente para alcanzar el objetivo que nos habíamos propuesto. En efecto, efectuando el cálculo inverso, es decir el que nos proporciona la temperatura de la unión T_j en función de la R_d , R_{cd} , R_{jc} , etc., podremos constatar lo que sigue:

$T_j = \text{wat.} \times (R_{jc} + R_{cd} + R_d) + T_a$

$T_j = 30 \times (1,75 + 0,8 + 2) + 25 = 161,5 \text{ } ^\circ\text{C}$.

En otras palabras, utilizando esta aleta la temperatura de la unión subirá muy por encima de los $120 \text{ } ^\circ\text{C}$ en que desearíamos que se estabilizase durante el funcionamiento, aunque se mantiene todavía bastante por debajo de los $200 \text{ } ^\circ\text{C}$, máximo tolerable por este transistor.

5.º Ejemplo: tenemos un amplificador de BF que funciona en clase AB y que puede entregar una potencia de 60 wat. eficaces aproximadamente. Queremos enfriar los dos transistores finales (que son darlington de tipo MJ3001 y MJ2501) con dos aletas n.º 64 de 75 mm. de longitud cada una.

Sabiendo que el amplificador es alimentado con una tensión dual de $40 + 40 \text{ volt.}$ y que a la máxima potencia consume una corriente de 1,37 amperios, queremos determinar si las dos aletas son adecuadas, considerando que entre

los transistores y la aleta tendremos que interponer una mica y que no disponemos de pasta de silicona.

En primer lugar por la tabla de las resistencias térmicas podemos deducir que nuestra aleta dispone de una R_d igual a $2,2\text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

De otro lado, por la tabla n.º 2 sabemos que la resistencia térmica contenedor-disipador R_{cd} , para un contenedor TO.3 como el de nuestros dos darlington e interponiendo la mica sin pasta de silicona, es igual a $0,8\text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

Finalmente el manual del transistor nos proporciona los siguientes datos sobre el MJ3001 y el MJ2501:

$$R_{jc} = 1,17\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$T_j \text{ máx} = 200\text{ }^{\circ}\text{C}$$

Ahora, para poder emitir un juicio sobre la aleta, no queda sino calcular la potencia disipada por cada transistor.

Para ello calcularemos en primer lugar la potencia entregada por el alimentador, que nos viene dada por:

$$\text{wat. alim.} = (40 + 40) \times 1,37 = 109\text{ wat.}$$

Tratándose de un amplificador en clase AB, sabemos que el coeficiente corrector resulta igual a **0,45**. Por tanto, multiplicando la potencia entregada por el alimentador por tal coeficiente, obtendremos la potencia disipada conjuntamente por los dos transistores; es decir: $109 \times 0,45 = 49\text{ wat.}$

En otras palabras, cada transistor deberá disipar una potencia máxima de:

$$49 : 2 = 24,5\text{ wat.}$$

A causa del coeficiente corrector que hemos adoptado, esta potencia podrá resultar quizá un poco más alta que la efectiva; no obstante esto nos llevará como mucho a calcular una aleta más grande de lo necesario, pero nunca más pequeña.

Ahora podemos calcular la temperatura máxima que alcanzará la unión del transistor haciendo funcionar al amplificador durante algún tiempo a la máxima potencia:

$$T_j = T_a + \text{wat} \times (R_{jc} + R_{cd} + R_d)$$

$$T_j = 25 + 24,5 \times (1,17 + 0,8 + 2,2) = 127\text{ }^{\circ}\text{C}$$

Por consiguiente, nuestra aleta puede considerarse idónea, ya que incluso a la máxima potencia permite mantener la temperatura de la unión notablemente por debajo de los $200\text{ }^{\circ}\text{C}$, que representan el límite máximo permitido.

De otro lado hay que tener en cuenta que difícilmente se hará funcionar un amplificador a la máxima potencia durante horas y horas. Antes bien, se tiende a utilizarlo a $3/4$ de la potencia máxima y también en este caso, al variar de continuo el nivel de la señal en entrada, la potencia eficaz resultará considerablemente más baja, de modo que el transistor final se calentará menos de lo previsto.

En efecto, suponiendo que regulamos el volumen de modo que hagamos consumir al amplificador una corriente de $1,1$ amperios, cada transistor final tendrá que disipar una potencia igual a:

$$(40 + 40) \times 1,1 \times 0,45 : 2 = 19,8\text{ wat.}$$

y en consecuencia, la temperatura máxima que alcance la unión del transistor será de:

$$T_j = 25 + 19,8 \times (1,17 + 0,8 + 2,2) = 107\text{ }^{\circ}\text{C}$$

6.º Ejemplo: tenemos un lineal de potencia conectado a un transmisor de FM que, alimentado con una tensión de 24 volt. , consume en total $2,4$ amperios. A este lineal queremos aplicarle una aleta del tipo 37 y queremos que la temperatura de la unión sea de unos $140\text{ }^{\circ}\text{C}$ como máximo.

Sabiendo que:

$$R_{jc} = 2,9\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{cd} = 1,8\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

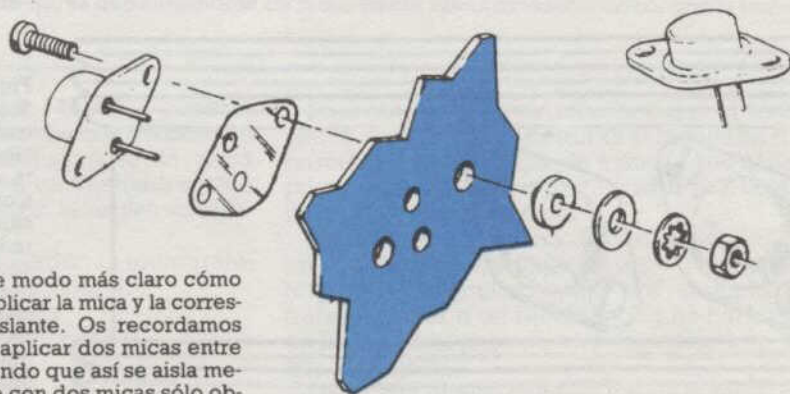


Figura 5

En este dibujo se ve de modo más claro cómo y dónde es necesario aplicar la mica y la correspondiente arandela aislante. Os recordamos que no es aconsejable aplicar dos micas entre transistor y aleta, creyendo que así se aísla mejor el transistor, porque con dos micas sólo obtendremos un mayor calentamiento del transistor y una aleta más «fría» debido a que el calor encuentra una mayor resistencia.

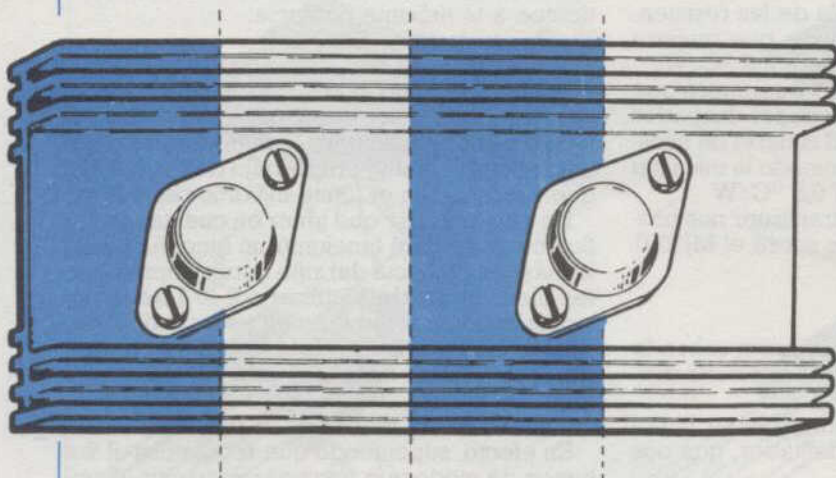


Figura 6
Si aplicáis dos transistores sobre una misma aleta, acordaros de dividir la longitud en cuatro partes iguales de modo que cada transistor disponga de la misma superficie a cada lado, como si en la práctica adosásemos dos aletas separadas.

Figura 7
Se equivocan quienes dividen la longitud en tres partes, como se ve en la figura, ya que en el centro de ambos transistores hay una superficie menor que la existente a los lados. Por tanto, en la práctica, es como si empleásemos una aleta más corta.

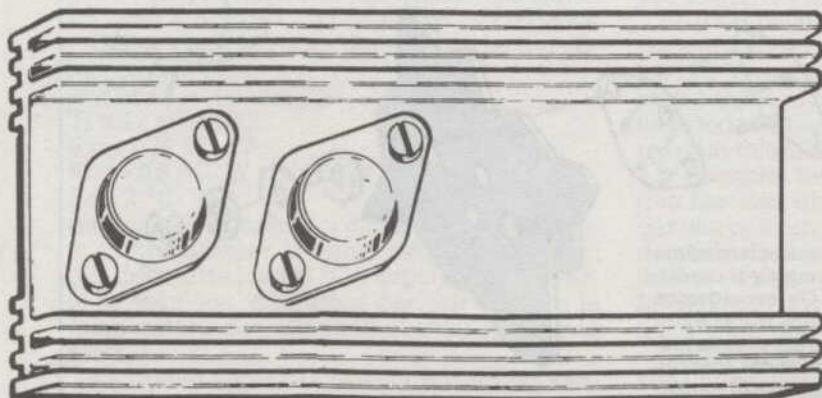
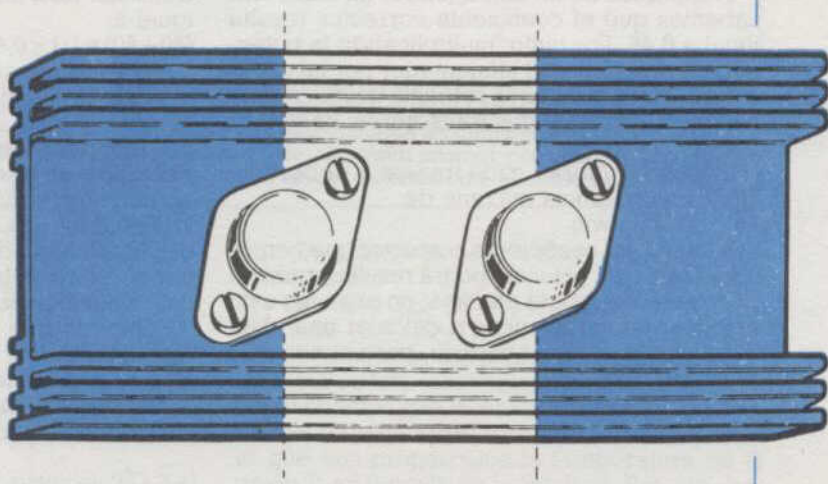


Figura 8
Si queréis quemar vuestros transistores, aplicadlos totalmente a un lado de la aleta, como se ve en la figura. Con semejante montaje la superficie útil de la aleta se reduce a la mitad, y en consecuencia aumenta considerablemente la resistencia térmica, como se puede comprobar en las tablas que os proporcionamos al final del artículo.

queremos determinar la longitud de la aleta necesaria para ello.

En primer lugar, calcularemos la potencia entregada por el alimentador, que viene dada por:

$$24 \times 2,4 = 57,6 \text{ wat.}$$

A continuación multiplicaremos esta potencia por el factor corrector 0,35 (ya que se trata de un amplificador en clase C) para determinar la potencia disipada por el transistor:

$$\text{wat. trans.} = 57,6 \times 0,35 = 20,16 \text{ wat.}$$

La resistencia térmica de que debe disponer nuestra aleta nos vendrá dada por:

$$R_d = (T_j - T_a) : \text{wat.} - (R_{jc} + R_{cd})$$

$$R_d = (140 - 25) : 20,16 - (2,9 + 1,8) = 1 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

Llegados a este punto, por el gráfico situado bajo la aleta n.º 37 podemos deducir que la resistencia térmica mínima de que dispone dicha aleta es 1,4 $^\circ\text{C/W}$. Por tanto, si queremos obtener las condiciones que nos habíamos propuesto —es decir, mantener la temperatura de

nos consejos respecto al montaje del transistor sobre la aleta y de la aleta en el interior o en el exterior de la caja contenedora, ya que si se efectúan estas operaciones sin seguir unos criterios muy precisos, puede que la superficie de la aleta obtenida mediante los cálculos resulte insuficiente para tal objeto.

Dichos consejos se reducen a lo que sigue:

1. **Colocar la aleta preferiblemente en el exterior de la caja contenedora.**

Siempre es preferible colocar la aleta refrigeradora en el exterior del contenedor, de modo que el aire pueda circular libremente sobre ella eliminando el exceso de calor.

Sin embargo, a veces no es posible situar la aleta en el exterior y en ese caso habrá que hacer de manera que el calor logre disiparse siempre. Es decir, deberéis obrar de modo que el aire consiga circular también en el interior de la caja contenedora, «lamiendo» la superficie de la aleta.

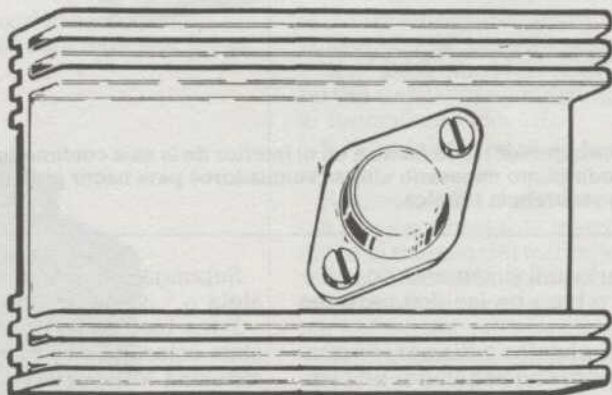


Figura 9

Aplicando un solo transistor en una aleta, siempre habrá que tratar de fijarlo en el centro y no a un lado como se ve en el dibujo, ya que haciéndolo así la superficie eficaz es mucho menor que la realmente existente.

la unión por debajo de los 140 $^\circ\text{C}$ —, deberemos recurrir a una estratagema que consiste en adoptar la máxima longitud para la aleta (14-15 cm.) y enfriarla con un ventilador para así disminuir, como veremos, la resistencia térmica.

Si no adoptamos el ventilador, la temperatura de la unión subirá en cambio a:

$$T_j = \text{wat.} \times (R_{jc} + R_{cd} + R_d) + T_a$$

$$T_j = 20,16 \times (2,9 + 1,8 + 1,4) + 25 = 147 \text{ } ^\circ\text{C.}$$

Consejos prácticos

Llegados a este punto y antes de concluir el artículo, nos sentimos obligados a daros algu-

Para obtener esto es necesario que el contenedor disponga de aberturas al menos en dos paredes contrapuestas, de manera que el aire pueda entrar por una parte y salir por la otra llevando consigo el calor.

Naturalmente, la aleta deberá estar situada en el centro de ese flujo de aire, evitando interponer obstáculos, como por ejemplo un transformador o un blindaje que no harían sino bloquear el paso de aire, impidiéndole llegar a la aleta.

Dado que el aire caliente tiende a subir, será conveniente que la pared superior de la caja contenedora disponga de orificios que permitan la salida del aire una vez recogido el calor. Respecto a la «toma de entrada», en cam-

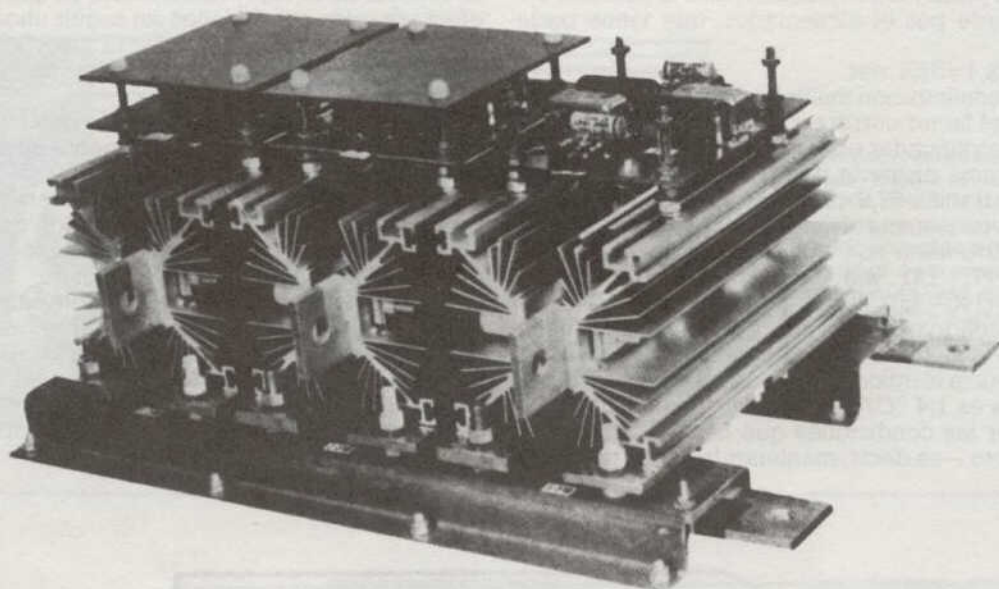


Figura 10

Cuando las aletas refrigeradoras se montan en el interior de la caja contenedora y deben disipar mucho calor, es de todo punto necesario utilizar ventiladores para hacer circular forzosamente el aire y disminuir así su resistencia térmica.

bio, podréis efectuarla indistintamente en la base del contenedor o bien en las dos paredes laterales.

Cuando es mucho el calor a disipar, es también aconsejable aplicar un ventilador en el interior de la caja contenedora de modo que aumente el flujo de aire y en consecuencia aumente también el intercambio de calor entre aleta y ambiente externo.

2. La aleta se coloca en posición vertical.

Mucha gente piensa que el hecho de colocar la aleta en posición horizontal o vertical carece de importancia. Sin embargo, en la práctica si las laminillas de la aleta están dispuestas verticalmente, como los elementos de un radiador, el aire puede circular mejor de abajo arriba, eliminando así una mayor cantidad de calor.

Esto significa que, a igualdad de dimensiones, una aleta colocada verticalmente presenta una resistencia térmica menor que la misma aleta colocada horizontalmente, por tanto en el primer caso el transistor se calentará menos que en el segundo.

Podemos incluso anticiparos que si tomáis la decisión de colocar la aleta horizontalmente, la resistencia térmica que obtendréis del gráfico situado bajo el respectivo perfil se multiplicará por el **coeficiente corrector 1,25**.

Supongamos, por ejemplo, que tenemos una aleta n.º 39 de 75 mm. de longitud.

Pues bien, del gráfico se deduce que esta aleta colocada en posición vertical tiene una resistencia térmica $R_d = 3 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

Si en cambio la colocásemos horizontalmente, tal resistencia térmica se convertiría aproximadamente en:

$$3 \times 1,25 = 3,75 \text{ }^{\circ}\text{C/W}.$$

3. Es mejor que la aleta sea anodizada negra.

Ya habíamos mencionado al comienzo del artículo que una aleta anodizada negra permite disipar una cantidad de calor más elevada que una aleta de iguales dimensiones pero de aluminio blanco.

Ahora podemos precisar que si la aleta es blanca, el valor de resistencia obtenido del gráfico representando bajo el respectivo perfil hay que multiplicarlo por el **coeficiente corrector 1,1**, por consiguiente se obtiene una resistencia térmica más elevada.

Supongamos de nuevo que tenemos una aleta n.º 39 de 75 mm. de longitud, que anodizada en negro presenta una R_d de $3 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ y vamos a calcular cuánto aumenta la R_d si la aleta fuese blanca en vez de negra:

$$R_d = 3 \times 1,1 = 3,3 \text{ }^{\circ}\text{C/W}.$$

Si además dicha aleta fuese colocada en posición horizontal, en lugar de verticalmente, su

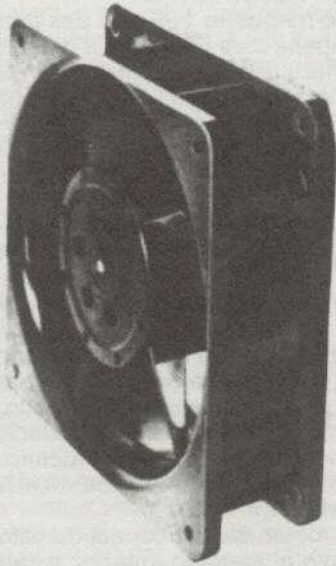


Figura 11
Foto de un ventilador axial utilizado en el campo de la electrónica para refrigerar aletas.



Figura 12
Foto de un ventilador a centrífugo.

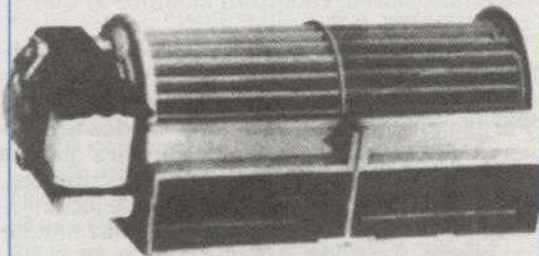


Figura 13
Foto de un ventilador tangencial.

resistencia térmica aumentaría de nuevo ya que tendríamos que multiplicarla por el factor corrector 1,25 del que anteriormente hablábamos, obteniendo así:

$$R_d = 3,3 \times 1,25 = 4,12 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

Por tanto, no penséis que habéis acabado la tarea una vez calculada sobre el papel la resistencia térmica de que debe disponer la aleta, porque si ésta no se elige y se coloca luego con criterios correctos, podríais tener la sorpresa de ver que el transistor se calienta mucho más de lo que habíais previsto teóricamente.

4. Usad siempre la pasta de silicona.

Como se puede constatar fácilmente por la tabla n.º 2, la resistencia térmica contenedor-disipador R_{cd} disminuye notablemente si extendemos pasta de silicona entre el cuerpo del transistor y la aleta.

Por poner un ejemplo, si tenemos un transistor con contenedor T03, utilizando esta pasta la resistencia térmica se reduce a la mitad. En efecto, tenemos:

$$R_{cd} = 0,25 \text{ sin pasta}$$

$$R_{cd} = 0,12 \text{ con pasta.}$$

Esto significa que podrá fluir una mayor cantidad de calor del transistor hacia la aleta y en consecuencia, para transistores de elevada potencia, podremos hacer de modo que el cuerpo del transistor se mantenga más frío durante el funcionamiento.

5. Eliminad la mica en los transistores de potencia.

Respecto a los transistores de elevada potencia no es aconsejable interponer mica aislante entre el cuerpo del transistor y la aleta, ya que ésta no hace sino aumentar la resistencia térmica contenedor-disipador R_{cd} , es decir, frenar el flujo del calor hacia el ambiente exterior.

Os preguntaréis entonces cómo aislar el colector del transistor, que normalmente se alimenta con tensión positiva, de la aleta que en cambio está conectada a masa.

A ello os responderemos que siempre es posible, e incluso más conveniente, aislar la aleta del metal de la caja contenedora aplicando arandelas de plástico bajo aquélla.

En caso de tener dos transistores, uno alimentado con tensión positiva y el otro con tensión negativa, es obvio que no podremos montarlos sobre la misma aleta porque de lo contrario crearíamos un cortocircuito. Habrá que resolver el problema utilizando dos aletas separadas, que naturalmente aislaremos de la masa y entre sí.

Así mismo, queríamos hacer notar a los lectores que suelen aplicar dos micas en vez de una sola, creyendo que aíslan mejor el transistor, que ésta es una operación muy arriesgada para el transistor.

En efecto, con dos micas la resistencia térmica aumenta considerablemente, hasta el punto de que para un T03 se puede pasar de una $R_{dc} = 0,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ con una sola mica, a una $R_{cd} = 2,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ con dos micas. Por consiguien-

te tendremos una mayor salto térmico entre el contenedor del transistor y la aleta; es decir, la aleta permanecerá a la misma temperatura mientras que la temperatura del transistor subirá notablemente.

Por ejemplo, supongamos que tenemos un transistor en T03 con una $R_{jc} = 1,4 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ que disipa una potencia de 22 wat. y que le aplicamos una aleta con una resistencia térmica $R_d = 1,8 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Veámos ahora qué temperatura alcanzan la unión, el contenedor y la aleta respectivamente, utilizando una sola mica o bien dos micas.

Con una sola mica tenemos:

$$T_j = \text{wat.} \times (R_{jc} + R_{cd} + R_d) + T_a$$

$$T_j = 22 \times (1,4 + 0,8 + 1,8) + 25 = 113 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_c = \text{wat.} \times (R_{cd} + R_d) + T_a$$

$$T_c = 22 \times (0,8 + 1,8) + 25 = 82 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_d = \text{wat.} \times R_d + T_a = 22 \times 1,8 + 25 = 64 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Con dos micas tenemos, en cambio:

$$T_j = 22 \times (1,4 + 2,5 + 1,8) + 25 = 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_c = 22 \times (2,5 + 1,8) + 25 = 119 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$T_d = 22 \times 1,8 + 25 = 64 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Como se puede ver, con dos micas la aleta se mantiene más fría pero la unión del transistor alcanza una temperatura más elevada: 150 $^{\circ}\text{C}$ en vez de los 113 $^{\circ}\text{C}$ que se obtienen utilizando una sola mica.

6. Un cartoncito no equivale a una mica.

Con frecuencia nos llegan para reparar amplificadores en los cuales el lector, no disponiendo acaso de micas, había introducido un cartoncito entre el transistor y la aleta y, obviamente, los finales habían «saltado».

En efecto, hay que tener presente que aplicando un cartoncito en lugar de una mica, la resistencia térmica R_{cd} asume valores astronómicos (por ejemplo, se puede pasar tranquilamente de una $R_{cd} = 0,8 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ con la mica, a una $R_{cd} = 15 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ con el cartoncito); en consecuencia, la temperatura alcanzada por la unión puede superar fácilmente el límite máximo permitido.

Para mejor darnos cuenta de esto, tomemos de nuevo el ejemplo anterior y calculemos la temperatura de la unión con una mica y con un cartoncito respectivamente, suponiendo que el transistor que utilizamos tenga una $R_{jc} = 1,8 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

La fórmula a utilizar en este caso, como recordaréis, es la siguiente:

$$T_j = \text{wat.} \times (R_{jc} + R_{cd} + R_d) + T_a$$

Por consiguiente, con la mica obtendremos:

$$T_j = 15 \times (1,8 + 0,8 + 2) + 25 = 94 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

mientras que con el cartoncito obtendremos:

$$T_j = 15 \times (1,8 + 15 + 2) + 25 = 307 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

es decir, una temperatura enormemente superior a la temperatura máxima tolerada por la unión, que obviamente provocará la inmediata destrucción del transistor.

Dos transistores en la misma aleta

Sobre una misma aleta es posible aplicar dos transistores simultáneamente, a condición de que se aislen con una mica en caso de que los colectores se alimenten con tensiones distintas.

Importante: cuando utilicéis una aleta para dos transistores, recordad siempre lo que sigue:

1.º Dado que utilizamos una aleta de dobles dimensiones, considerarla como dos aletas totalmente idénticas, colocadas una junto a la otra. Por tanto, al aplicar sobre ella los dos transistores, habrá que poner atención para que los espacios resulten equitativamente distribuidos, de modo que el calor pueda disiparse fácilmente sin que un transistor influya negativamente en el otro. Así pues, hay que subdividir la longitud de la aleta en dos partes iguales y colocar los transistores en el centro de cada una de estas dos partes, como se ve en la fig. 6.

2.º Se equivocan quienes, dividiendo la longi-

FACTOR DE CORRECCIÓN EN FUNCIÓN DEL RÉGIMEN DEL VENTILADOR		
RÉGIMEN DE FUNCIONAMIENTO		FACTOR CORRECTOR
litros/seg.	Metros cúbicos/hora	F
8	30	0,79
11	40	0,72
14	50	0,66
17	60	0,60
19	70	0,55
22	80	0,51
25	90	0,49
28	100	0,47
30	110	0,45
33	120	0,43
36	130	0,41
39	140	0,39
42	150	0,37
44	160	0,36
47	170	0,35
50	180	0,34
53	190	0,33
56	200	0,32
58	210	0,31
61	220	0,30
64	230	0,29
67	240	0,28
70	250	0,27
72	260	0,26
75	270	0,25
78	280	0,24
81	290	0,23
84	300	0,22
86	310	0,22
89	320	0,21
92	330	0,21

tud por tres, colocan los transistores como se ve en la fig. 7, porque en ese caso tendremos una acumulación de calor más elevada en el centro que en los extremos. En la práctica es como si aplicásemos un transistor totalmente a un lado de una aleta (ver fig. 9) y en ese caso es obvio que este lado resultaría más caliente respecto al otro, es decir, la aleta no sería aprovechada al máximo de sus posibilidades y su resistencia térmica aumentaría.

3.º Se equivocan también quienes aplican los transistores totalmente a un lado, porque de ese modo es como si disminuyésemos la superficie de la aleta y en consecuencia podrían quemarse los transistores (ver fig. 8).

Funcionamiento con aire forzado

Por los diagramas situados bajo el perfil de cada aleta hemos visto que son pocas las alas que pueden disponer de una resistencia térmica inferior a $1\text{ }^{\circ}\text{C/W}$, pero también hemos visto en los ejemplos que en ocasiones, al realizar montajes de elevada potencia, se necesitan disipadores con una resistencia térmica de $0,5\text{--}0,6\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Por ello, a veces podríamos encontrarnos en la situación de no saber qué hacer para enfriar nuestro transistor.

Pues bien, en estos casos la única solución posible consiste en aplicar enfrente de la aleta un **ventilador** que al mover el aire sobre su superficie, permita una mayor disipación del calor por convención y por tanto, la mantenga más fría.

En otras palabras, situando un ventilador frente a la aleta, **se reduce sus resistencia térmica** y en consecuencia el transistor podrá disipar una potencia mayor. Ahora, dando por descontado que la resistencia térmica de la aleta se reduce aplicando un ventilador, pensamos que el lector estará interesado en saber cuánto se reduce en la práctica dicha resistencia.

Recordaremos entonces que para poder valorar en términos numéricos tal reducción, es absolutamente necesario conocer un dato que siempre se proporciona con el ventilador, esto es, **cuantos metros cúbicos de aire** es capaz de desplazar tal ventilador **en una hora** o lo que es lo mismo, **cuantos litros por segundo**.

En la tabla abajo reproducida encontraremos, en correspondencia con la cantidad de aire desplazado en la unidad de tiempo (es decir, metros cúbicos/hora o litros/segundo), un **factor de corrección** indicado con la letra **F**.

Pues bien, multiplicando la resistencia térmica de la aleta por este factor de corrección, hallaréis automáticamente la resistencia térmica de la aleta una vez aplicado el ventilador.

Tomemos como ejemplo la aleta n.º 8.

De su diagrama podemos deducir que para una longitud de 15 cm. presenta una resistencia térmica de $R_d = 1,4\text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

Para determinar cual será su resistencia térmica una vez aplicado un ventilador, nos serviremos, como ya hemos mencionado, de la siguiente fórmula:

$$R_{dv} = R_d \times F.$$

Supongamos ahora que disponemos de dos ventiladores, uno que desplaza 80 metros cúbicos por hora y otro más grande que desplaza en cambio 180 metros cúbicos por hora.

En la tabla averiguaremos que el factor correctivo **F** es igual a **0,51** para el primer ventilador y **0,34** para el segundo. Así pues en el primer caso, es decir utilizando el ventilador más pequeño, la resistencia térmica de la aleta con aire forzado será igual a:

$$R_{dv} = 1,4 \times 0,51 = 0,714\text{ }^{\circ}\text{C/W}.$$

En el segundo caso, en cambio, con un ventilador más grande, tendremos:

$$R_{dv} = 1,4 \times 0,36 = 0,5\text{ }^{\circ}\text{C/W},$$

es decir, la resistencia térmica se ha reducido más de la mitad.

Llegados a este punto podemos ya calcular cuál es la potencia máxima que se puede hacer disipar a un transistor aplicándolo sobre esta aleta, en las tres condiciones recién analizadas; es decir, sin ventilador, con un ventilador de 80 metros cúbicos por hora y con uno de 180 metros cúbicos por hora.

Supongamos que se trata de un transistor 2N4398, cuyas características principales son las siguientes:

$$W_{at. \text{ máx.}} = 200$$

$$T_j \text{ máx.} = 200\text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$R_{jc} = 0,875\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{cd} = 0,25\text{ }^{\circ}\text{C/W} \text{ (sin mica).}$$

Supongamos también que la temperatura ambiente es de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ y que deseamos que la temperatura de la unión no supere los $150\text{ }^{\circ}\text{C}$, para prevenirnos contra eventuales pequeños errores en la valoración de los parámetros.

La fórmula que nos proporciona los **wat. máximos** es, como ya sabréis, la siguiente:

$$W_{at. \text{ máx.}} = (T_j \text{ máx.} - T_a) : (R_{jc} + R_{cd} + R_d),$$

por tanto, en los tres casos a analizar obtendremos respectivamente:

$$W_{at. \text{ máx.}} = (150 - 25) : (0,875 + 0,25 + 1,4) = 49,5 \text{ sin ventilador;}$$

$$W_{at. \text{ máx.}} = (150 - 25) : (0,875 + 0,25 + 0,714) = 67,9 \text{ con el ventilador pequeño;}$$

$$W_{at. \text{ máx.}} = (150 - 25) : (0,875 + 0,25 + 0,5) = 76,9 \text{ con el ventilador grande.}$$

Consejos prácticos si se utiliza un ventilador.

Hemos dicho que enfriando la aleta con un ventilador se consigue disminuir la resistencia térmica, pero nos sentimos obligados a precisar que esto es cierto sólo en el caso de que se adopten todas las medidas necesarias. De lo contrario las ventajas obtenidas podrían resultar mínimas en comparación con el resultado de los cálculos.

Por consiguiente, si queréis lograr efectivamente una mayor disipación de calor por par-

te de la aleta, no olvidéis seguir al pie de la letra los siguientes consejos:

1.º Tratar de situar el ventilador de manera que el aire por él provocado atravesase longitudinalmente la aleta, afectando a todos los espacios intermedios entre una laminilla y la inmediatamente adyacente.

En efecto, resulta lógico que si aplicáis el ventilador a un lado, el aire sólo pueda enfriar la primera laminilla (es decir, la que queda enfrente), mientras que el resto permanecerían calientes.

2.º También es necesario que existan orificios en la pared situada detrás del ventilador, para permitirle tomar aire del exterior, así como habrá que practicar orificios en la pared opuesta para permitir que salga el aire caliente. Si no existiesen dichos orificios o fuesen de diámetro insuficiente respecto a la cantidad de aire desplazada por el ventilador, en el interior del mueble sólo circularía aire caliente (o al menos tibio) y en consecuencia ya no podríamos considerar la T_a igual a 25 °C, sino igual a 40-50 °C.

3.º La boca de salida del ventilador debe situarse a escasa distancia de la aleta, de modo que todo el flujo de aire generado converja sobre esta última.

Si colocamos el ventilador a una distancia de 15-20 cm. de la aleta, una parte del aire circulará en otras direcciones y en consecuencia el factor correctivo F ya no sería el indicado en la tabla sino ligeramente más alto, como si utilizásemos un ventilador más pequeño.

4.º Al efectuar los cálculos no lleguéis nunca al límite máximo permitido, sino tratad de mantener siempre un margen de seguridad de al menos un 20 por 100, ya que si se bloquease el ventilador o disminuyese su régimen debido, por ejemplo, a una escasa lubricación, se podría correr el riesgo de quemar el transistor.

Ejemplo: tenemos un transistor de AF con contenedor SOT.48 al que queremos hacer disipar una potencia de 35 wat. con ventilación forzada, utilizando un ventilador que tiene un flujo de 140 metros cúbicos por hora (factor de corrección $F = 0,39$) pero queremos que la temperatura de la unión no supere los 155 °C. De-seamos elegir la aleta más adecuada y los datos que poseemos son los siguientes:

$$R_{jc} = 1,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$T_j \text{ máx.} = 200 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\text{Wat. máx.} = 80$$

$$R_{cd} = 1,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Suponiendo que la temperatura ambiente sea de 25 °C, tendremos:

$$R_{dv} = (T_j - T_a) : \text{wat.} - (R_{jc} + R_{cd})$$

$$R_{dv} = (155 - 25) : 35 - (1,5 + 1,8) = 0,27 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Esta es la resistencia térmica requerida, es decir, la resistencia térmica con ventilación forzada. Pero para obtener la resistencia térmica de la aleta sin ventilador, de modo que poda-

mos determinar el perfil y la superficie, es necesario utilizar la siguiente fórmula inversa:

$$R_d = R_{vd} : F = 0,27 : 0,39 = 0,69 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Ahora, mirando en la tabla de los perfiles, veremos que una aleta con una resistencia térmica de 0,69 °C/W es por ejemplo, la n.º 86 de 14-15 cm. de longitud, o la n.º 71 de 10 cm. de longitud.

Sin embargo, nosotros os hemos aconsejado que toméis precauciones con la aleta para el caso en que el ventilador tenga un régimen de funcionamiento más bajo del previsto. En consecuencia, nosotros elegiríamos la n.º 71, que no está «al límite» y la haríamos un poco más larga de lo necesario, por ejemplo de 13-14 cm.

Para finalizar

Llegados a este punto creemos sinceramente que os hemos dicho todo lo humanamente posible para ayudaros a resolver el problema de las aletas refrigeradoras, por tanto no queda sino esperar que las fórmulas y los ejemplos os resulten claros, como en un principio nos habíamos propuesto.

Antes de despedirnos querríamos volver a recordar que si algún lector no encuentra entre los dibujos un perfil idéntico al de su aleta, siempre podrá elegir el que más se asemeje como formato y dimensiones. Realmente una leve diferencia en la resistencia térmica de la aleta no perjudica en absoluto la vida de vuestro transistor, sobre todo teniendo en cuenta que en nuestros cálculos utilizamos siempre una temperatura de unión T_j **notablemente más baja** que la temperatura máxima permitida.

Lo que sí queremos señalar es la necesidad de aumentar algún centímetro la longitud de la aleta si ésta no es anodizada en negro o bien si se coloca en posición horizontal o en el interior del contenedor, ya que todos los cálculos efectuados se refieren a **aletas anodizadas en negro**, colocadas en posición vertical y en el exterior de la caja contenedora.

Con transistores de potencia utilizad siempre la pasta de silicona, eliminad la mica siempre que sea posible y no os preocupéis si después de seguir al pie de la letra nuestros consejos veis que la aleta se calienta, ya que debe calentarse para transmitir su calor al aire exterior.

Recordad que la fórmula que nos proporciona la temperatura de la aleta es la siguiente:

$$T_d = \text{wat.} \times R_d + T_a$$

por tanto, a igualdad de temperatura ambiente, cuantos más sean los wat. a disipar, más se calentará la aleta y este fenómeno resultará tanto más pronunciado cuanto más elevada sea la resistencia térmica R_d de la aleta.

Por último, querríamos mencionar que a causa de los distintos factores correctores que hemos aconsejado, tanto para la T_j cuanto para

TABLA 1 - RESISTENCIA TÉRMICA UNIÓN-CONTENEDOR Y UNIÓN-AMBIENTE

Tipo contenedor	Resistencia térmica R_{jc}	Resistencia térmica sin aleta R_{ja}
TO5-TO.39	de 10 a 60° C/W	de 175 a 220° C/W
TO.202	de 12 a 15° C/W	de 80 a 90° C/W
TO.126 - SOT.32	de 3 a 15° C/W	de 80 a 100° C/W
TO.220 TO.66 plástico	de 1,5 a 4,2° C/W	de 60 a 70° C/W
TO.3 plástico	de 1 a 2° C/W	de 35 a 45° C/W
TO.66 SOT.9	de 4 a 5° C/W	de 75 a 85° C/W
TO.59 TO.60	de 1,5 a 3° C/W	de 70 a 90° C/W
TO.3	de 0,8 a 3° C/W	de 30 a 40° C/W
TO.117	de 15 a 35° C/W	de 70 a 90° C/W
SOT.48 SOE.2	de 1,8 a 6° C/W	de 40 a 70° C/W
DIA.4L	de 1,25 a 5,6° C/W	de 40 a 70° C/W

determinar la potencia disipada por el transistor, podría suceder que en los cálculos — especialmente respecto a potencias elevadas — os resulte que tenéis que elegir una aleta con una **R_d menor de cero**.

Obviamente esto no tiene ningún sentido, porque ninguna aleta —ni siquiera refrigerada con un ventilador— puede tener una resistencia térmica menor de cero. Ello podría ocurrir si:

1.º Habéis establecido una T_j demasiado baja respecto a la potencia a disipar (por ejemplo, habéis usado el factor corrector más bajo, esto es, 0,5). Por consiguiente volved a hacer los cálculos con un factor corrector más elevado, es decir 0,6 ó 0,7, pero sin superar nunca el 0,7, porque de otro modo os saldréis de los límites de seguridad que nos habíamos impuesto.

2.º La R_{cd} es demasiado elevada, por tanto probad a rehacer los cálculos eliminando la mica y extendiendo pasta de silicona, para ver si resulta una R_d mayor de cero.

Si en ambos casos no lográis obtener una resistencia térmica R_d positiva, significa que vuestro transistor no es capaz de disipar la potencia requerida y en consecuencia tendréis que elegir otro transistor con una R_{jc} más baja.

Dicho esto, creemos que no queda nada por añadir. Esperamos haber sido exhaustivos al tratar este tema y no haber olvidado nada. Aun así no queremos dar el asunto por cerrado y

si recibimos consultas de los lectores, tened por seguro que las contestaremos en los próximos números.

Importante

Tratad de no perder este número de la revista, ya que las tablas son difíciles de conseguir y antes o después os serán de gran utilidad para calcular las dimensiones de la aleta requerida en vuestros montajes, o bien para comprobar si la aleta de que disponéis es la más adecuada para desarrollar su función en el mejor de los modos posibles.

Nota: En las páginas que siguen os presentamos los perfiles que se pueden conseguir más fácilmente en el mercado junto con el gráfico de la resistencia térmica que asume cada perfil en función de su longitud.

Recordamos que la resistencia térmica indicada en estos gráficos corresponde a una aleta anodizada en negro, colocada verticalmente en el exterior de la caja contenedora y con el transistor situado exactamente en la zona central. Por tanto, si la aleta no es anodizada (por ejemplo, si es de aluminio blanco), si deseáis colocarla en posición horizontal en el interior del contenedor, si el transistor se coloca en uno de los lados de la aleta y no en el centro o si utilizáis un ventilador, recordad que hay que multiplicar la resistencia térmica obtenida

TABLA 2 - RESISTENCIAS TÉRMICAS. CONTENEDOR-DISIPADOR

Tipo contenedor		Contacto directo sin mica	Contacto directo más pasta de silicona	Contacto con mica	Contacto con mica más pasta de silicona
N. 1	TO.39 TO.5	1	0,7	—	—
N. 2	TO.126	1,4	1	2	1,5
N. 3	TO.220	0,8	0,5	1,4	1,2
N. 4	TO.202	0,8	0,5	1,4	1,2
N. 5	TO.152	0,8	0,5	1,4	1,2
N. 6	TO.90	0,5	0,3	1,2	0,9
N. 7	TO.3 plástico	0,4	0,2	1	0,7
N. 8-9	TO.59	1,2	0,7	2,1	1,5
N. 10	TO.117	2	1,7	—	—
N. 11	SOT.48	1,8	1,5	—	—
N. 12-13	DIA.4L	1,1	0,7	—	—
N. 14	TO.66	1,1	0,65	1,8	1,4
N. 15	TO.3	0,25	0,12	0,8	0,4

en el gráfico por los distintos factores correctores indicados a lo largo del artículo.

Finalmente, si disponéis de una aleta cuyo perfil no aparece en nuestras tablas, buscad el que más se asemeja como dibujo y como dimensiones. En efecto, pequeñas diferencias de algún milímetro no modifican de modo apreciable la resistencia térmica.

En la tabla arriba representada podréis hallar qué resistencia térmica R_{jc} puede presentar aproximadamente un determinado tipo de contenedor.

Decimos aproximadamente porque aunque en muchos manuales se afirma que un contenedor TO.3 tiene exactamente una R_{jc} de 1,5 °C/W, en la práctica esto no siempre es cierto. En efecto, si tomamos tres diferentes transistores, todos con contenedor TO.3, y calculamos la R_{jc} en función de la potencia máxima disipada, encontraremos que cada uno presenta una R_{jc} distinta.

Por consiguiente el contenedor no puede ser tomado como elemento indicativo para determinar con certeza la R_{jc} de un determinado transistor. Por tanto, los números indicados en esta tabla sólo pueden servir para establecer aproximadamente cuál puede ser el valor de dicha resistencia, sin conocer ningún dato concreto del transistor.

En efecto, para calcular la R_{jc} con exactitud, la solución más adecuada consiste en utilizar la fórmula que os hemos proporcionado a lo largo del artículo, es decir:

$$R_{jc} = (T_j \text{ máx.} - 25) : \text{wat. máx.},$$

donde los **wat. máx.** son los que teóricamente puede disipar el transistor, **no la potencia** a la que nosotros le hacemos trabajar.

En la misma tabla, a la derecha, representamos también la resistencia térmica del transistor **sin aleta refrigeradora**, es decir, la resistencia térmica que encuentra el calor para pasar de la unión al contenedor más la resistencia térmica para pasar del contenedor al aire exterior.

También hay que tomar en consideración este dato, ya que, como la R_{jc} , varía de un transistor a otro y puede ser muy útil para determinar la potencia que se puede hacer disipar al transistor sin aleta de refrigeración.

La fórmula a utilizar en este caso es la siguiente:

$$\text{Wat. máx.} = (T_j - T_a) : R_{ja},$$

donde con R_{ja} hemos indicado la resistencia térmica del transistor y con T_j la temperatura máxima que queremos hacer alcanzar a la unión (no superar jamás el 70 por 100 de la T_j máx. indicada en los manuales).

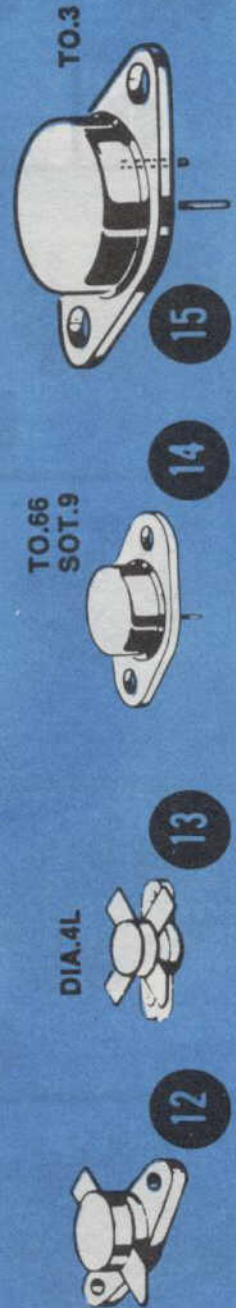
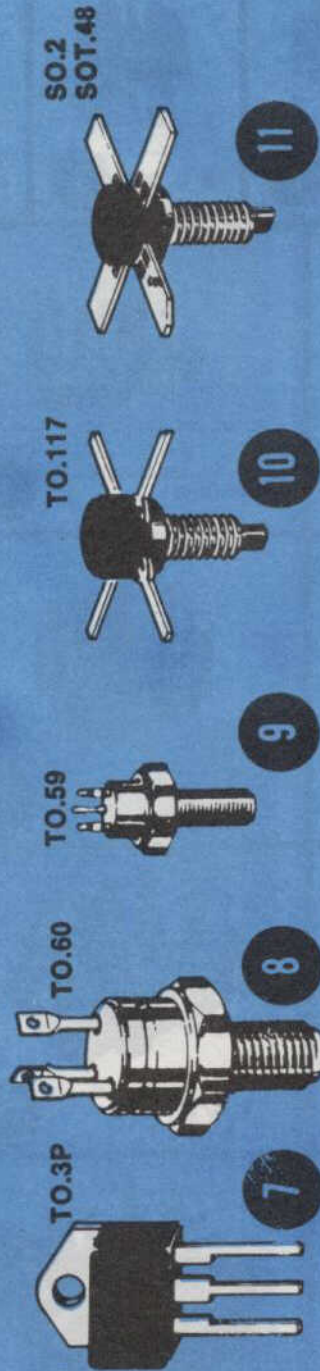
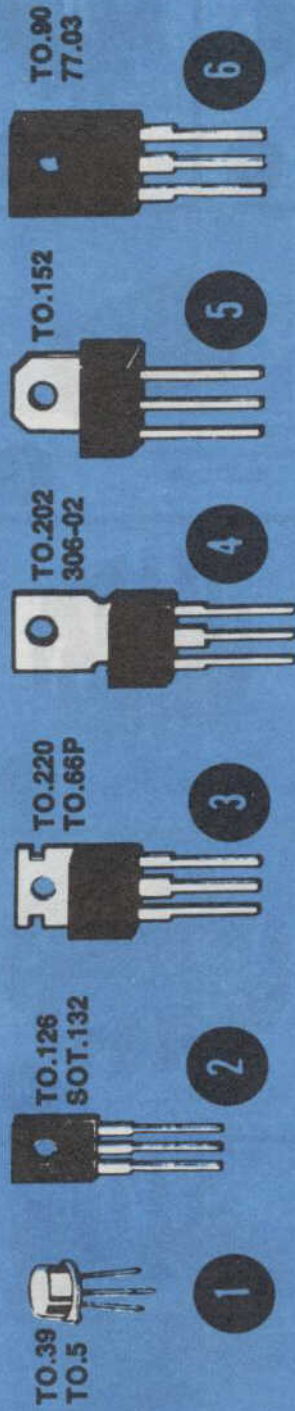
Ejemplo: tenemos un transistor en contenedor TO.126 con una T_j máxima de 150 °C.

Queremos saber cuál es la potencia máxima que podemos hacerle disipar sin aleta, estableciendo que la temperatura de la unión no debe superar nunca los 100 °C.

Mirando en la tabla veremos que este tipo de contenedor presenta una resistencia térmica R_{ja} sobre los 105 °C/W. Por tanto, poniendo la T_a igual a 25 °C, obtendremos:

$$\text{Wat. máx.} = (105 - 25) : 100 = 0,8 \text{ wat.}$$

Así pues, si deseamos que este transistor disipe una potencia superior a 0,8 wat., tendremos que aplicarle necesariamente una aleta de refrigeración.





65° C/W

1



60° C/W

2



48° C/W

3



45° C/W

4



33° C/W

5



11,5° C/W

6



9° C/W

7



10,2° C/W

8



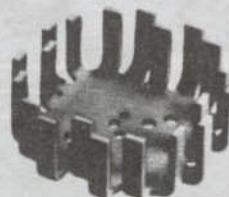
7° C/W

9



6° C/W

10



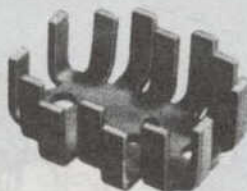
4,3° C/W

11



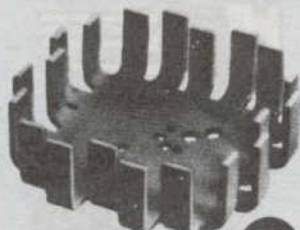
10° C/W

12



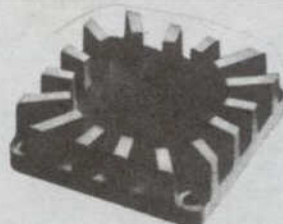
8° C/W

13



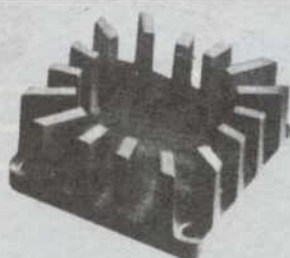
3,8° C/W

14



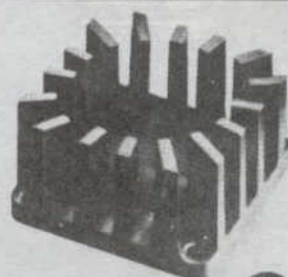
7,6° C/W

15



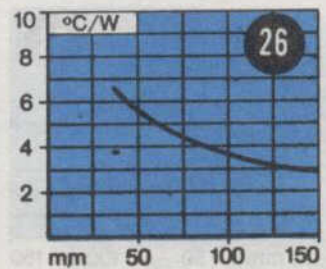
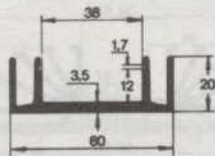
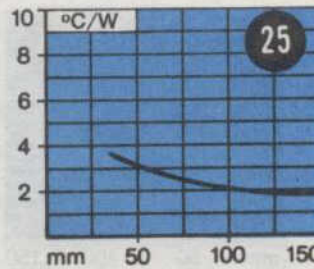
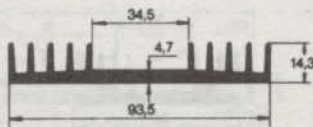
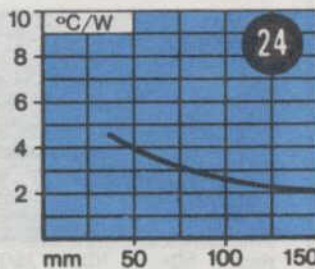
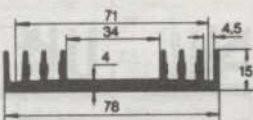
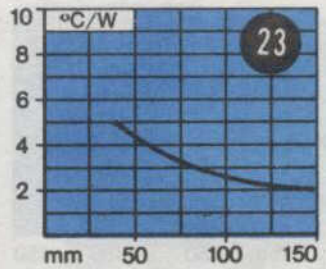
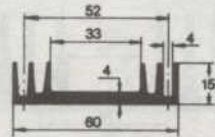
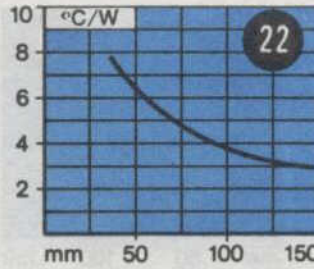
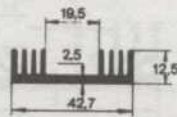
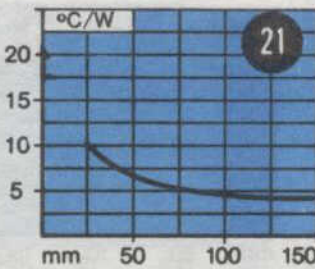
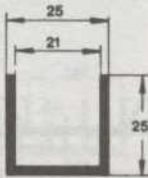
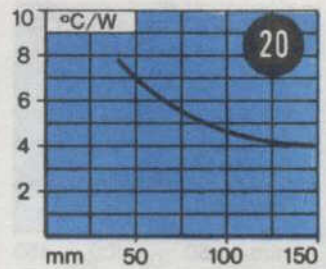
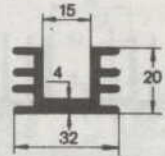
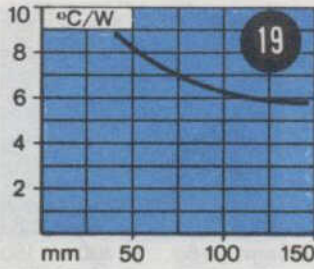
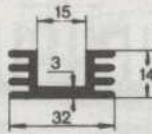
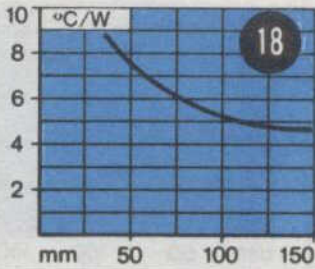
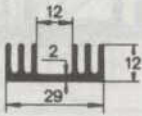
7,1° C/W

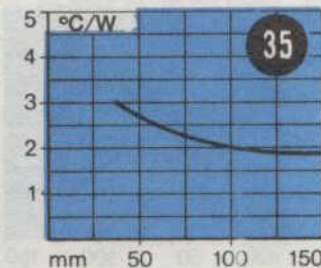
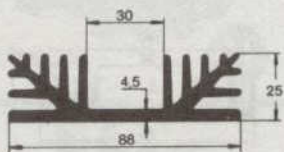
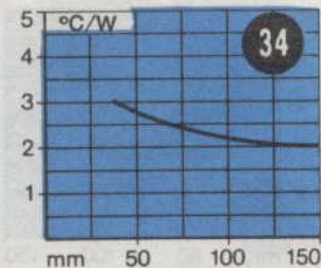
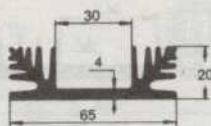
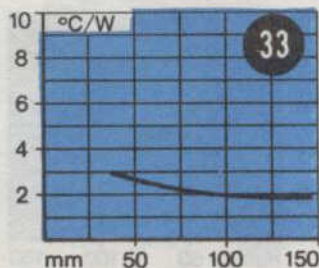
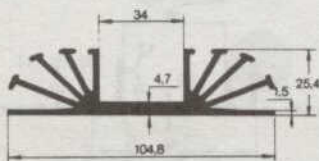
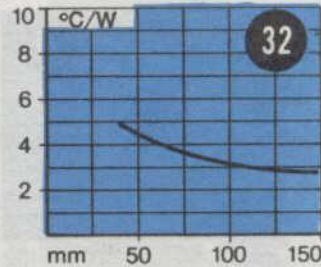
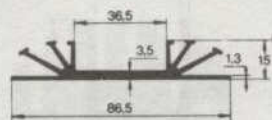
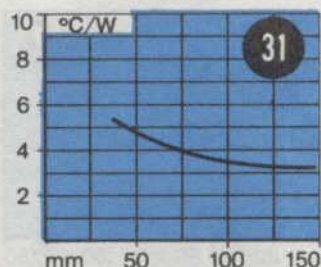
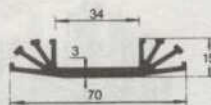
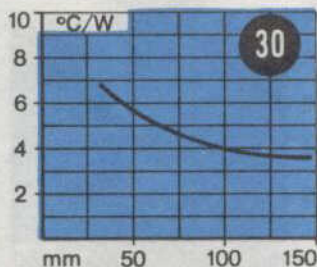
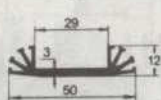
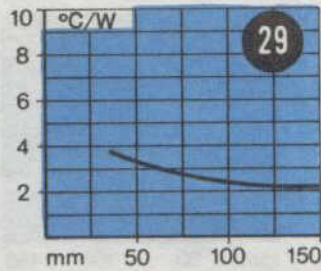
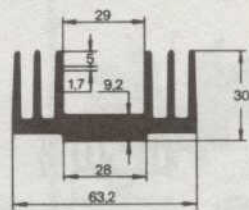
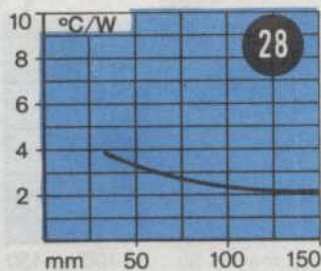
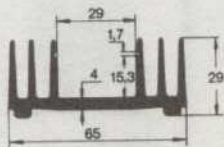
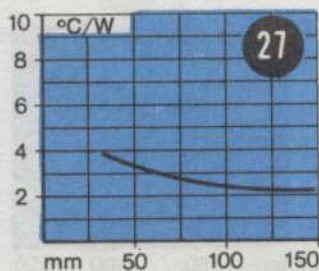
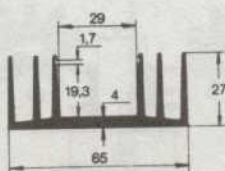
16

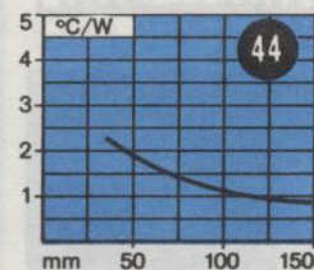
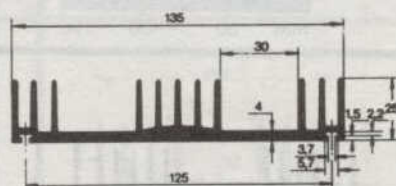
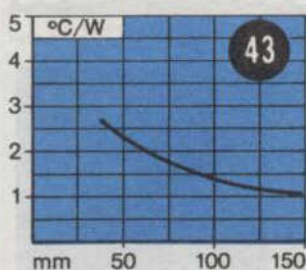
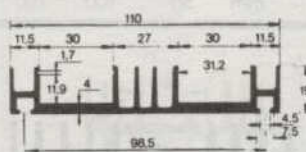
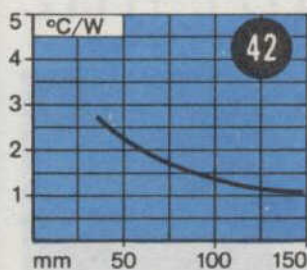
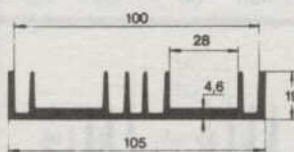
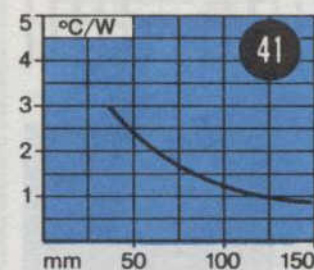
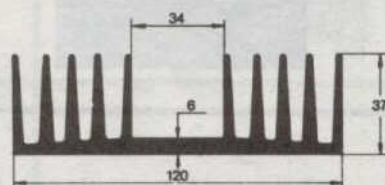
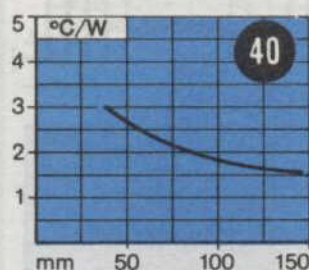
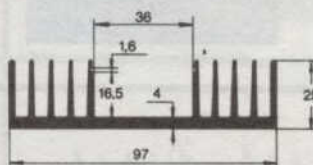
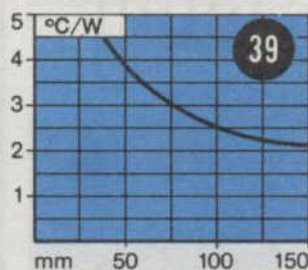
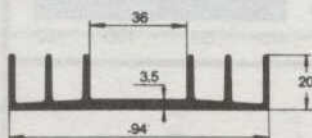
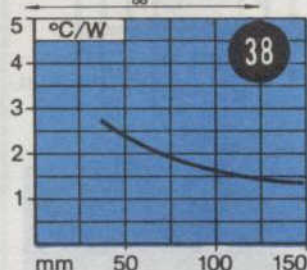
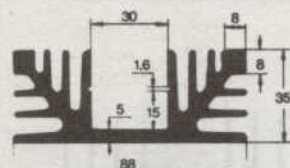
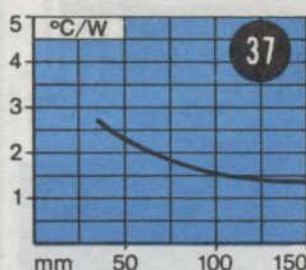
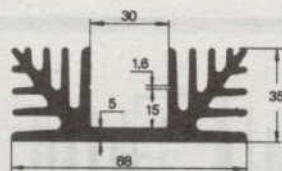
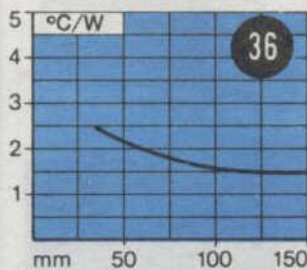
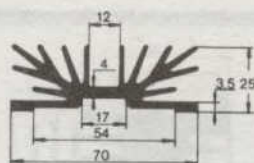


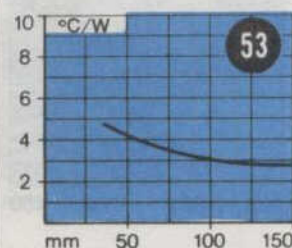
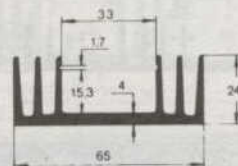
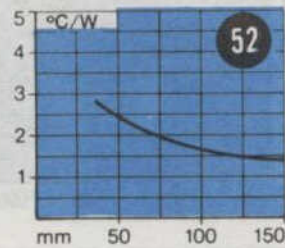
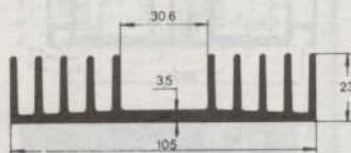
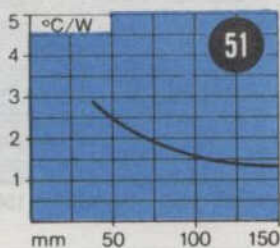
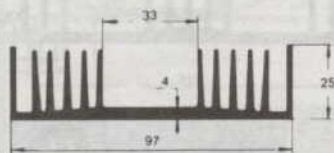
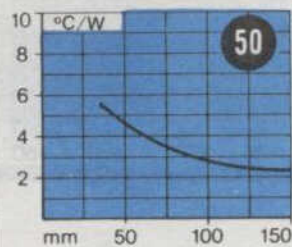
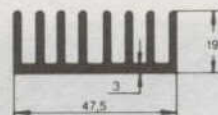
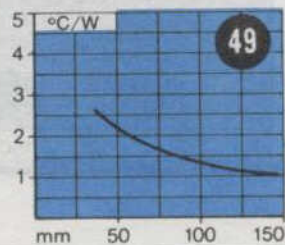
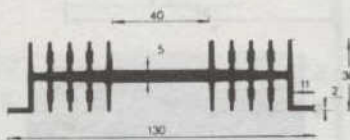
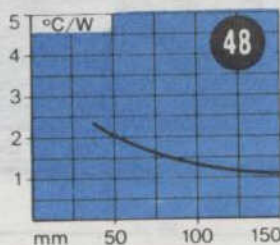
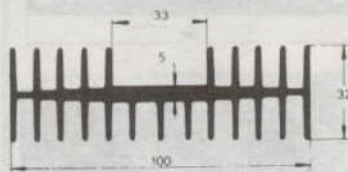
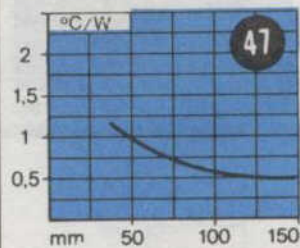
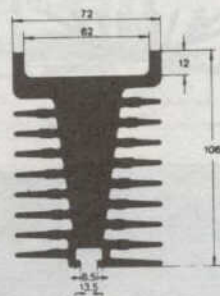
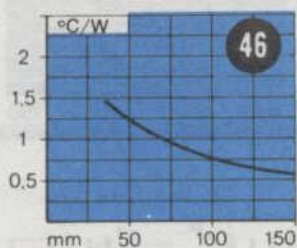
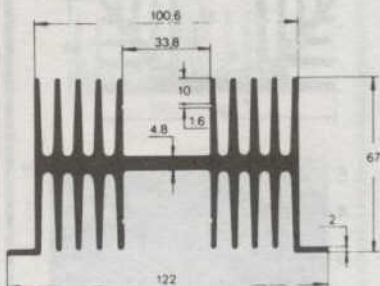
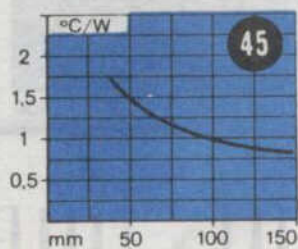
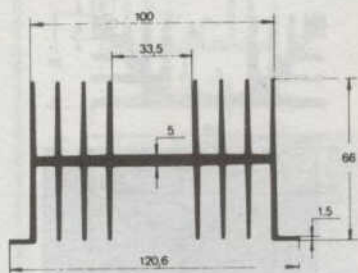
5,8° C/W

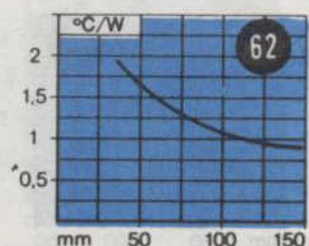
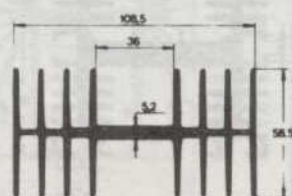
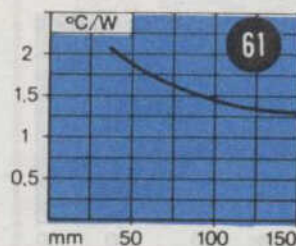
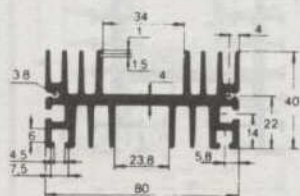
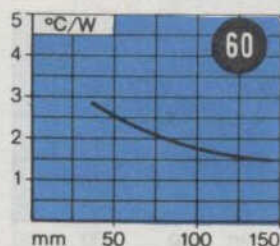
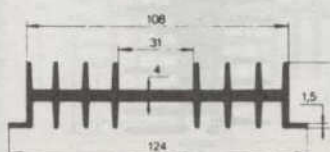
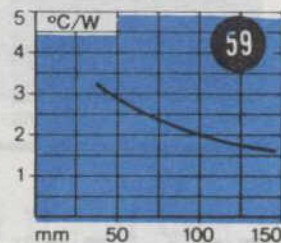
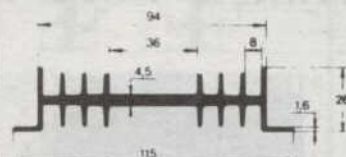
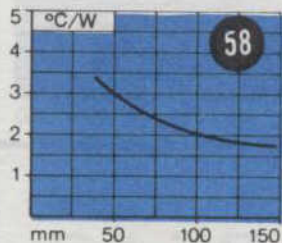
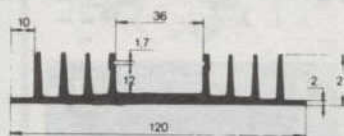
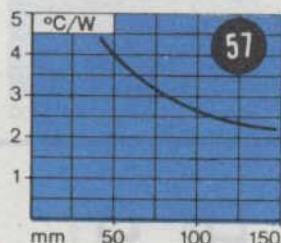
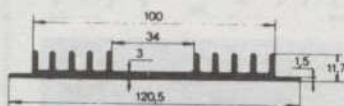
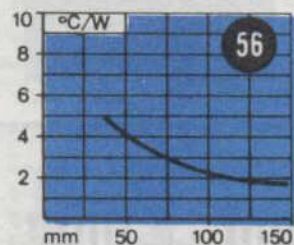
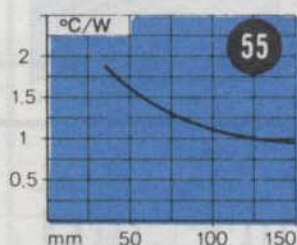
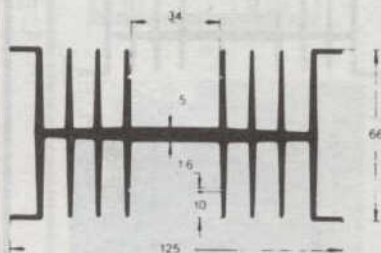
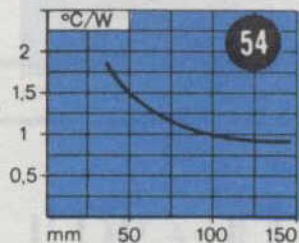
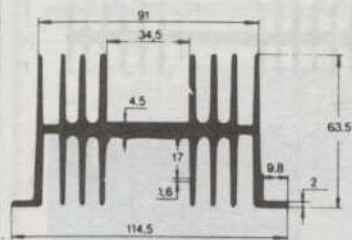
17

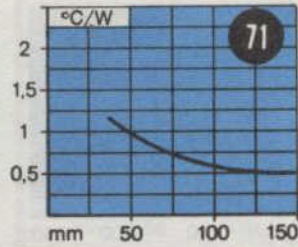
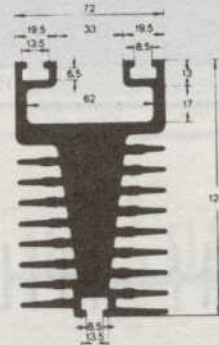
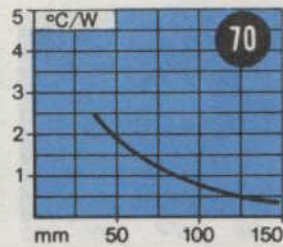
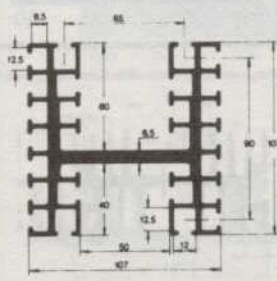
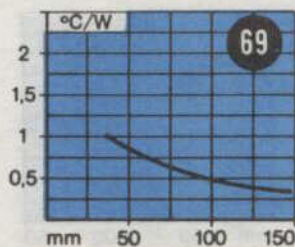
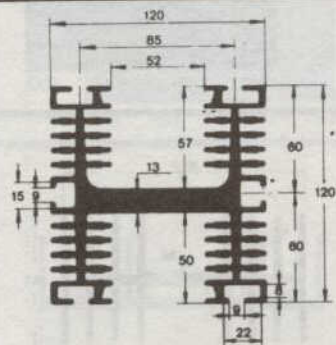
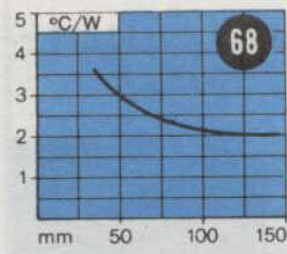
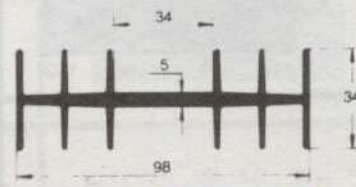
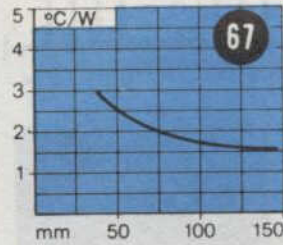
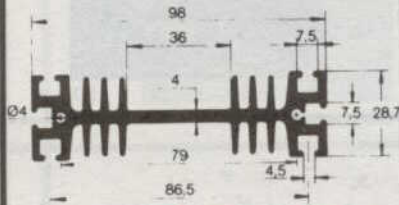
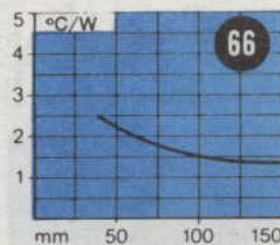
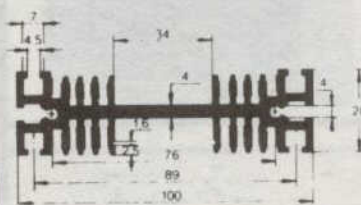
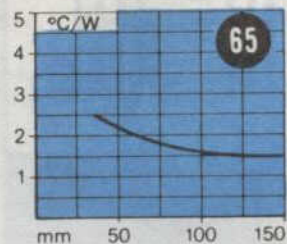
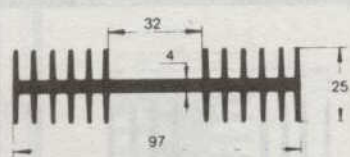
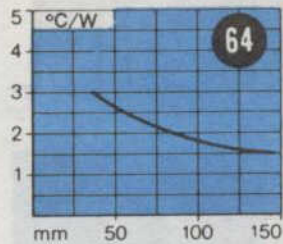
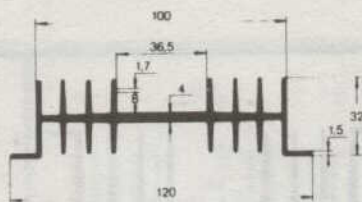
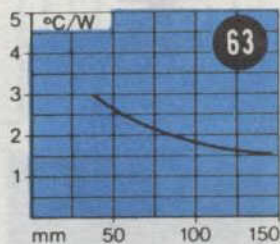
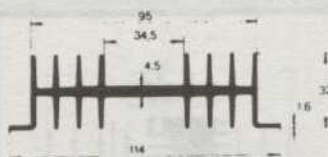


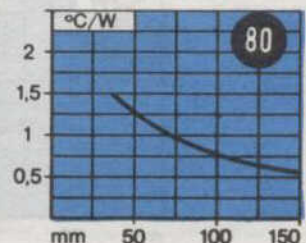
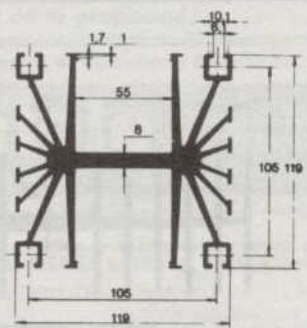
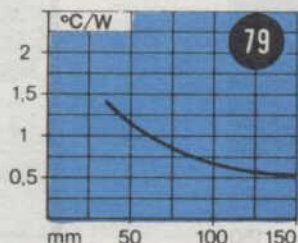
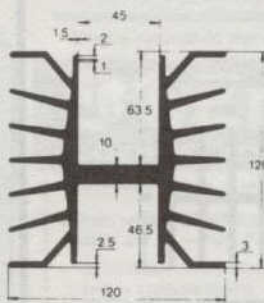
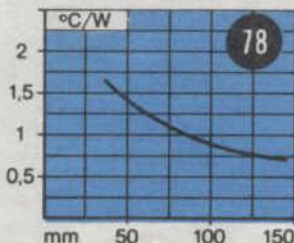
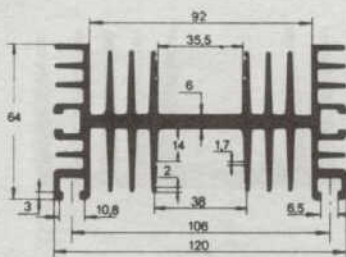
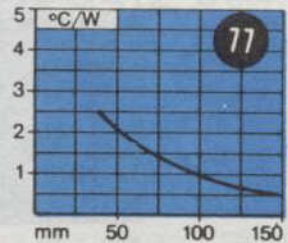
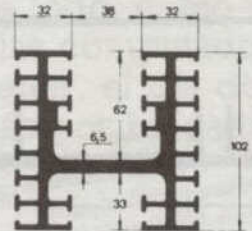
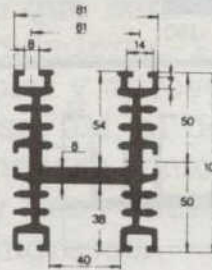
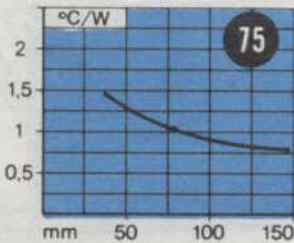
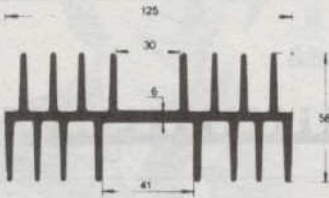
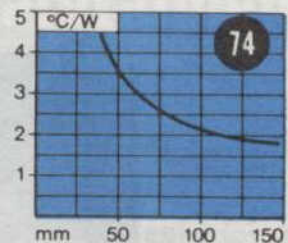
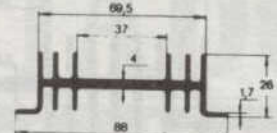
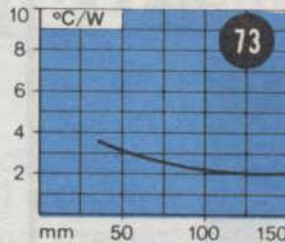
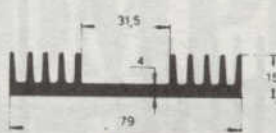
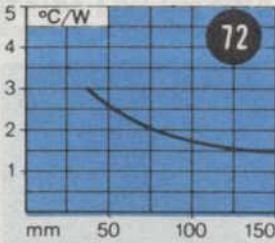
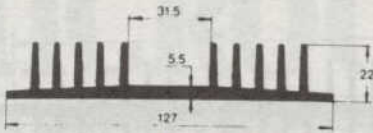


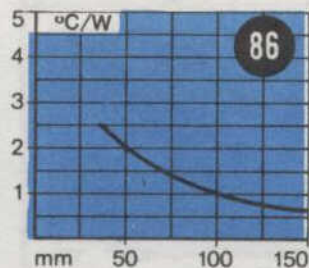
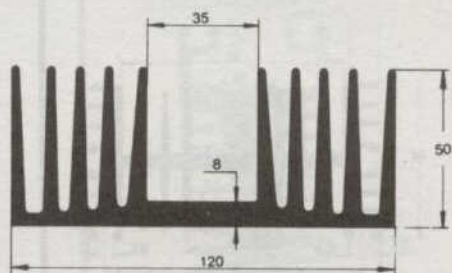
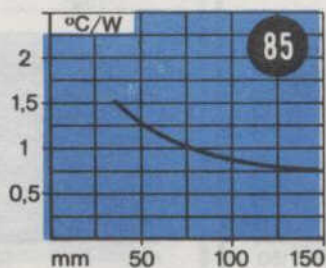
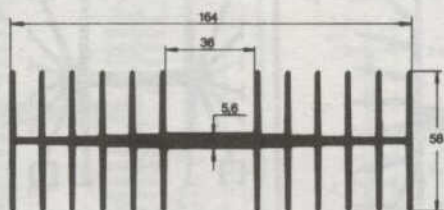
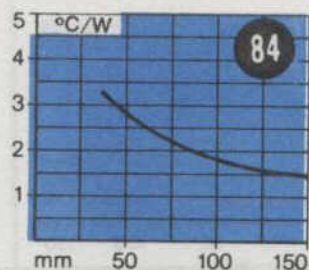
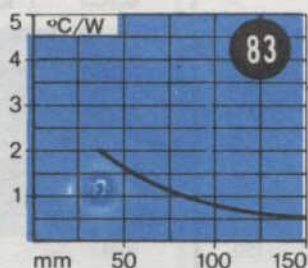
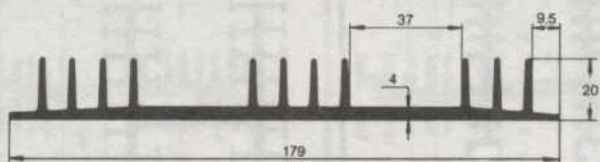
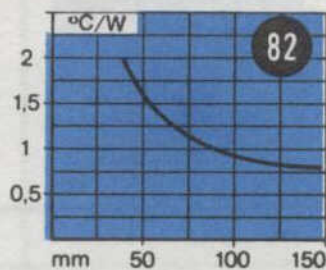
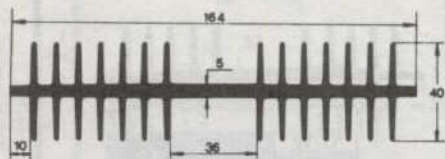
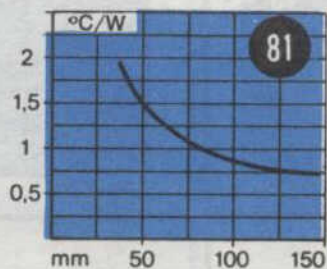
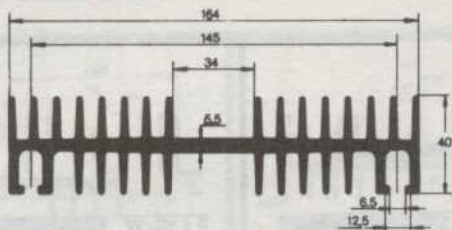




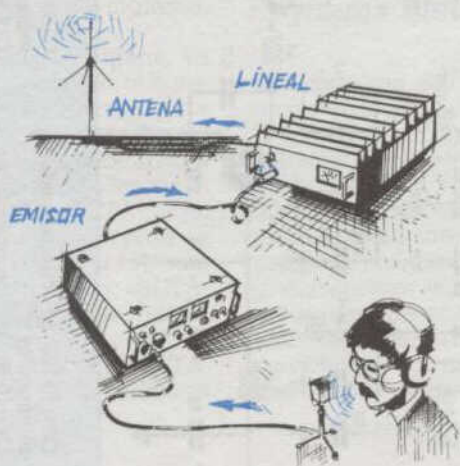








LINEAL C/B!! DE 50W



Si tenéis un transceptor CB de 3-4 volt., completándolo con este lineal podréis aumentar considerablemente la potencia de vuestro equipo, hasta llevarlo a un máximo de 40-50 wat. Dado que este diseño funciona con una tensión de alimentación comprendida entre 12 y 15 volt., resulta muy adecuado para instalarlo en el automóvil.

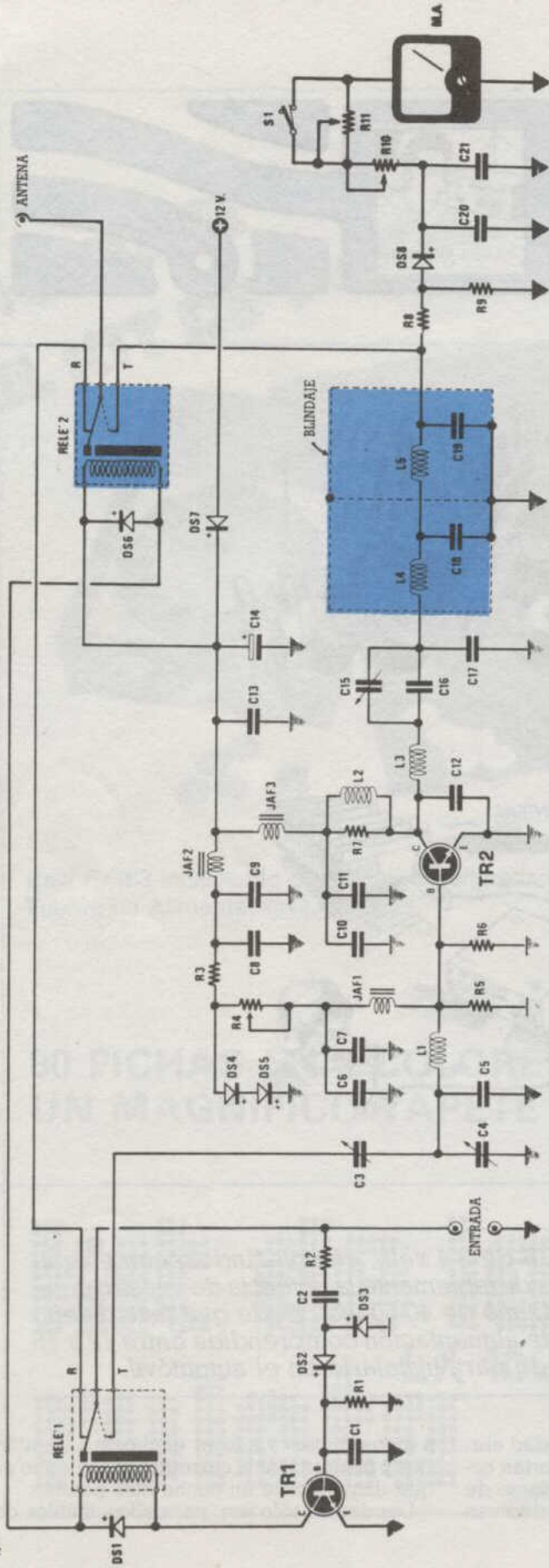
CIERTAMENTE no es una novedad afirmar que muchos CB se comportan como ciertos automovilistas al volante de un coche de gran cilindrada, que se dedican

a «echar luces» y a tocar el claxon a los utilitarios y piensan que la carretera es suya sólo porque disponen de un coche más potente.

Los demás sólo son, para ellos, inútiles obs-

Figura 1
Esquema eléctrico.

34



COMPONENTES

R1 = 10.000 ohm. 1/2 wat.
R2 = 1.000 ohm. 1/2 wat.
R3 = 1.000 ohm. 1/2 wat.
R4 = 1.000 ohm. trimmer
R5 = 569 ohm. 1/2 wat.
R6 = 560 ohm. 1/2 wat.
R7 = 390 ohm. 2 wat., de carbón
R8 = 4.700 ohm. 1/4 wat.
R9 = 470 ohm. 1/4 wat.
R10 = 47.000 ohm. trimmer
R11 = 47.000 ohm. trimmer
C1 = 10.000 pF cerámico VHF
C2 = 33 pF cerámico VHF

C3 = 10-180 pF compensador rectangular

C4 = 10-60 pF compensador rectangular

C5 = 56 pF cerámico VHF

C6 = 47.000 pF cerámico VHF

C7 = 1.000 pF cerámico VHF

C8 = 1.000 pF cerámico VHF

C9 = 47.000 pF cerámico VHF

C10 = 1.000 pF cerámico VHF

C11 = 47.000 pF cerámico VHF

C12 = 100 pF cerámico VHF

C13 = 47.000 pF cerámico VHF

C14 = 1.000 mF electrolítico 25 volt.

C15 = 10-60 pF compensador rectangular

C16 = 56 pF cerámico VHF

C17 = 680 pF cerámico VHF

C18 = 100 pF cerámico VHF

C19 = 100 pF cerámico VHF

C20 = 1.000 pF cerámico VHF

C21 = 47.000 pF cerámico VHF

DS1 = diodo de silicio 1N4148

DS2 = diodo de silicio 1N4148

DS3 = diodo de silicio 1N4148

DS4 = diodo de silicio

DS5 = diodo de silicio

IN4007-Em513

DS6 = diodo de silicio 1N4148

DS7 = diodo tipo 21PT20

DS8 = diodo de silicio 1N4148

de L1 a L5 = bobinas (ver texto)

de JAF1 a JAF4 = impedancia

AF tipo VK200

TR1 = transistor NPN tipo

BD139

TR2 = transistor NPN tipo

MR450A

Relé 1 = relé 6 volt. 1 circuito

Relé 2 = relé 6 volt. 1 circuito

Vu-meter de 250 microamperios.

táculos sembrados en su camino, cuya obligación sería echarse prácticamente a la cuneta para dejarles libre el paso.

Análogamente, existen muchos CB que, con mayores disponibilidades financieras, han adquirido un transceptor de 10 wat. y lo han completado con un lineal (lógicamente, ya montado y funcionando) y que al «entrar en el aire» no se preocupan de si hay alguien en QSO con un modesto «3 wat.»

Su regla de oro parece ser: «Yo transmito en esta frecuencia cuando quiero y el que no esté de acuerdo, que se aguante.»

Seguramente muchos de vosotros habréis soñado con enfrentaros a estos «prepotentes» y salir al aire con una potencia que les haga ser menos arrogantes.

Hoy os brindamos la posibilidad de hacer realidad vuestro sueño, pero esperamos sinceramente que al disponer de una emisora potente no sigáis el ejemplo de esos megalómanos y os comportéis como personas civilizadas, dejando espacio a aquellos que sólo disponen de una potencia de 1 ó 2 wat.

Esa mayor potencia que hoy os ofrecemos os servirá para tratar de efectuar DX, es decir, para intentar llegar a lugares mucho más distantes que los alcanzados hasta ahora; por ejemplo, para establecer un QSO con CB ingleses, belgas o alemanes.

El idioma no supondrá dificultad alguna, ya que con un poco de práctica aprenderéis enseguida las cuatro palabras necesarias para efectuar un QSO. En caso contrario, lo máximo que os puede suceder es lo que le ocurrió a un novato CB local, que después de lanzar al aire un elemental «Aquí BETA-CETA, aquí BETA-CETA llamando desde Palencia para un QSO, responded, responded, paso a la escucha...», se oyó contestar por un inglés: «BETA-CETA in Palencia, CAT-WHITE in Manchester replay to you.»

Pues bien, aunque os parezca mentira, BETA-CETA estuvo hablando durante 10 minutos con

el CB inglés sin que ni uno ni otro entendiesen una sola palabra.

De hecho, las únicas palabras que BETA-CETA sabía en inglés eran YES y OK, por ello no hacía más que repetir «OK, te oigo bien, llegas a Palencia con S9. ¿tú cómo me escuchas?», mientras que el inglés sólo sabía decir «Palencia» y «Spain», o por lo menos eran las dos únicas palabras que se le entendían.

Seguramente quienes escucharan aquel QSO se divertirían muchísimo, pero lo que sí es cierto es que para BETA-CETA aquel día será memorable, no sólo por haber llegado a la lejana Inglaterra, sino por haber dialogado durante 10 minutos con un CB extranjero, en una lengua desconocida y creyendo que ha sido entendido.

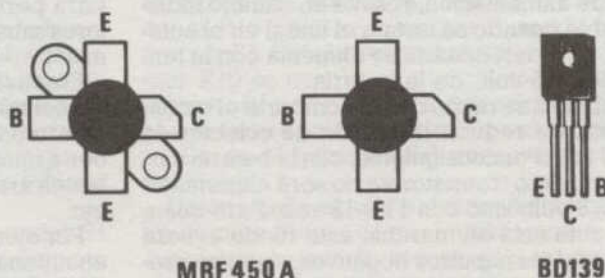
Pues bien, esta emoción puede ser la vuestra simplemente aplicando en la salida de vuestro transmisor el lineal que hoy os presentamos. Como ya hemos mencionado, es capaz de irradiar en antena una potencia máxima de 35 wat. si se instala en un automóvil, o de 45-50 wat. si se alimenta con una tensión de 15 volt., utilizando un alimentador estabilizado que entregue dicha tensión con una corriente de 5 amperios.

Esquema eléctrico

El esquema eléctrico de este lineal se puede ver en la fig. 1. Aunque a primera vista pueda parecer un esquema clásico, observándolo detenidamente veréis que es distinto de otros muchos diseños, fundamentalmente por dos detalles que lo hacen mucho más completo, asegurando simultáneamente un funcionamiento inmediato y una robustez extraordinaria. En efecto, el transistor utilizado —un MRF 450 que se puede sustituir por el 2N5643— es un componente caro, por lo cual nuestro primer objetivo era obtener la certeza de que, aun «maltrantándolo», no se averiaría.

Figura 2
Conexiones del MRF.450 y del transistor BD.139.

NOTA: El transistor MRF.450 se puede adquirir con dos contenedores distintos; el primero, a la izquierda, con base de apoyo y el segundo, a la derecha, sólo con el tornillo de fijación bajo su cuerpo.



Así, los dos diodos DS4-DS5 se han insertado en el circuito para proteger el transistor del efecto «avalancha», es decir, para evitar que, tras prolongados QSO o debido a una carencia de circulación del aire en el interior de la caja contenedora, el transistor se caliente demasiado y vaya aumentando progresivamente su consumo hasta destruirse totalmente.

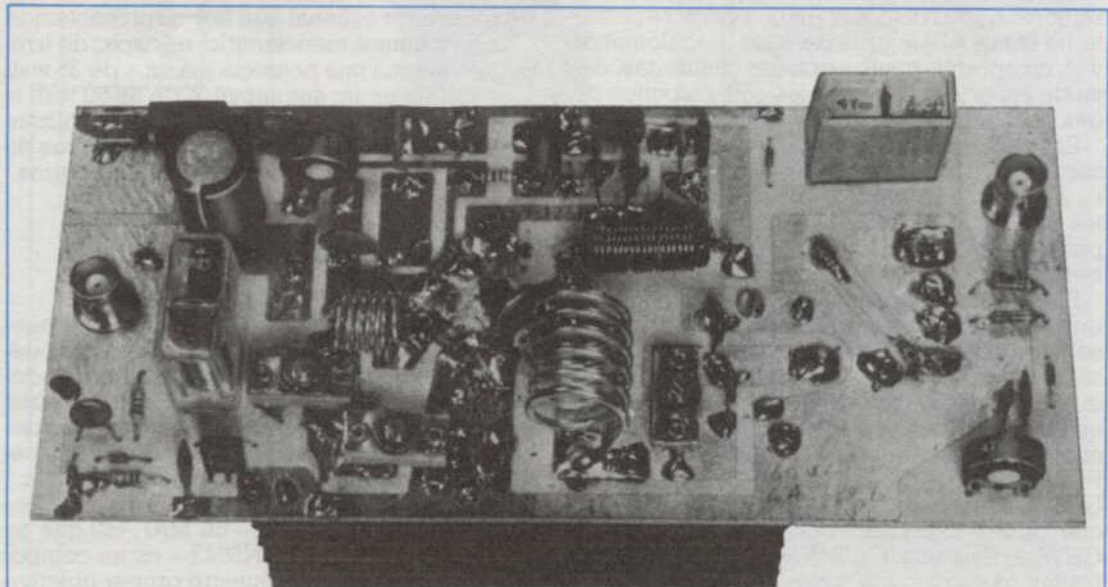
Tales diodos —colocados en contacto directo con la superficie del transistor para que sufran las mismas variaciones de temperatura— actúan sobre la polarización de base del transistor impidiendo que la corriente de colector supere el máximo límite permitido. Es decir, cuando la corriente supera el límite prefijado, los diodos proveen automáticamente a reducir la tensión en la base, y por tanto también a reducir la corriente de colector.

auto está en marcha, la tensión de la batería aumenta considerablemente, pasando de los 12,6 volt. a 14 o incluso a 15 volt. Por ello, siempre tendremos una tensión de alimentación que va de un mínimo de 13,3 a un máximo de 14,3 o más volt.

Otra característica de este lineal, gracias a la especial disposición de las pistas en el circuito impreso, es que nunca podrá autoscilar. Por consiguiente nunca se correrá el riesgo de obtener frecuencias espúreas en salida, o de que se produzca un calentamiento excesivo debido precisamente a las autoscilaciones.

También hay que señalar, en la salida del lineal, la existencia de un filtro pasa-bajo obtenido con dos unidades constituidas por las bobinas L4-L5 y los condensadores C18-C19.

Este filtro sirve para evitar la emisión en an-



Aspecto del lineal ya montado, visto desde arriba. Véanse las dos bobinas de ajuste —la L2 devanada sobre la resistencia R7— y el diodo de potencia DS7 necesario para proteger al transistor de las crestas negativas presentes en la alimentación de un vehículo en marcha.

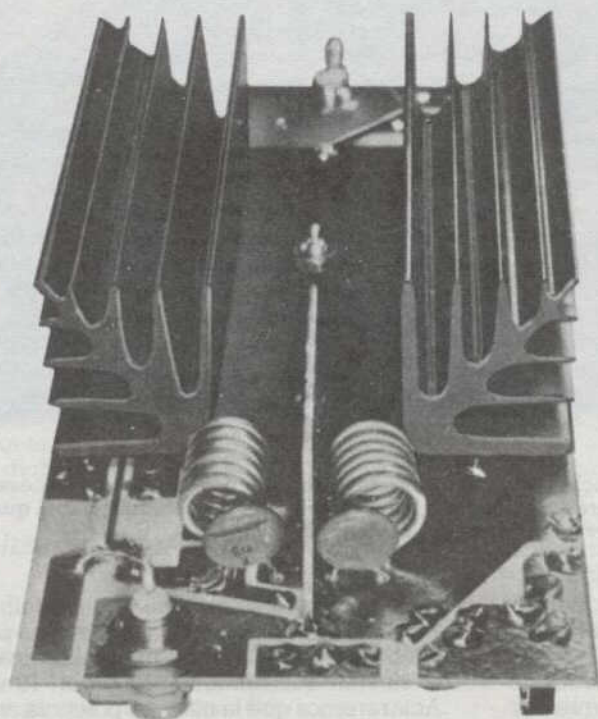
El diodo DS7, conectado en serie con el positivo de alimentación, resulta en cambio indispensable cuando se instala el lineal en el automóvil, es decir, cuando se alimenta con la tensión de 12,6 volt. de la batería.

Es obvio que dicho diodo comporta el inconveniente de reducir la tensión de colector en 0,6-0,7 volt. Por consiguiente, con la batería cargada, nuestro transistor ya no será alimentado con 12,6 volt. sino con 11,9-12 volt. Pero cuando el auto está en marcha, este diodo evitará que los falsos impulsos negativos, siempre presentes en la alimentación, puedan llegar al colector y destruir la unión. Igualmente a propósito de la caída de tensión introducida por el diodo DS7, debemos recordar que cuando el

tena de frecuencias armónicas que sólo sirven para perturbar aparatos de TV u otros receptores situados en las cercanías de nuestro transmisor.

Efectivamente, respecto a la frecuencia fundamental, el filtro atenúa en 45-50 dB el segundo armónico (el de 54 MHz), en 55-60 dB el tercer armónico (en 81 MHz) y en 70 dB los restantes armónicos, es decir, el 4.º, el 5.º, el 6.º, etc.

Por ejemplo, suponiendo que el lineal irradie en antena 50 wat., en la frecuencia fundamental, la frecuencia armónica de los 54 MHz será irradiada en antena con una potencia de 0,0015 wat. (igual a 1,5 miliwat), la de 81 MHz con una potencia de 0,00015 wat. (igual a 0,15 miliwat)



En el lado opuesto del circuito impreso se colocarán las dos bobinas L4-L5 del filtro pasa-bajo, indispensables para evitar irradiar armónicos por la antena. Las dos bobinas están separadas por un blindaje realizado con un recorte de circuito impreso.

y las restantes frecuencias armónicas con potencias inferiores a 0,000005 wat. (es decir, inferiores a 5 microwat).

Si se desea, cabe la posibilidad de reducir aún más la potencia de estos armónicos conectado entre la salida del lineal y la antena un segundo filtro pasa-bajo, obteniendo así un lineal tan «limpio» que podremos encender tranquilamente el televisor sin que aparezcan en pantalla las perturbaciones que ya provocáis ahora con vuestro 3-4 wat.

En la salida del lineal hay también un circuito indicador de la «potencia AF irradiada», constituido por R8-R9-R10-R11-DS8-C20-C21, el cual, una vez ajustado, os permitirá determinar si vuestra antena resulta eficaz.

En efecto, si por cualquier causa se hubiese desconectado el cable coaxial, o se hubiese doblado algún elemento de la antena, o introducido agua o nieve en los terminales de los raptors, mirando la aguja indicadora de dicho instrumento os daréis cuenta de que algo va mal, ya que ésta indicará una potencia inferior a la normal.

Los trimmers R10 y R11 y el conmutador S1 que forman parte de esta red, nos servirán para ajustar el fondo escala del instrumento para dos distintas tensiones de alimentación, en caso de que se desee utilizar el lineal tanto en el coche —alimentándolo con los 12,6 volt. de la

batería— como en casa, alimentándolo por ejemplo con 15 volt. (pero no más, porque causaríamos la destrucción del transistor).

En la primera condición —es decir, con la tensión menor— tendremos que cerrar el conmutador S1, de tal modo que la resistencia R11 resulte cortocircuitada y sólo quede la R10 en serie con el instrumento.

En el segundo caso, en cambio —es decir, con una tensión de alimentación más elevada—, al resultar más elevada también la tensión rectificada por DS8, para que la aguja indicadora del instrumento no vaya bruscamente al fondo escala, habrá que limitar la corriente que atraviesa la bobina móvil del instrumento. Por tanto, habrá que aplicar también la R11 en serie con la R10 y ello se consigue abriendo el interruptor S1. Señalaremos que, mientras el trimmer R10 se inserta en el circuito impreso, el trimmer R11 en cambio, al ser opcional, deberá montarse aparte, en paralelo con el interruptor S1, en el panel frontal de la caja contenedora.

De otro lado, este lineal dispone también de un circuito propio de conmutación para pasar automáticamente de recepción a transmisión, sin necesidad de utilizar circuitos complementarios que, con sus conexiones, podrían modificar las impedancias de carga y los circuitos de acoplamiento. En nuestro lineal basta con

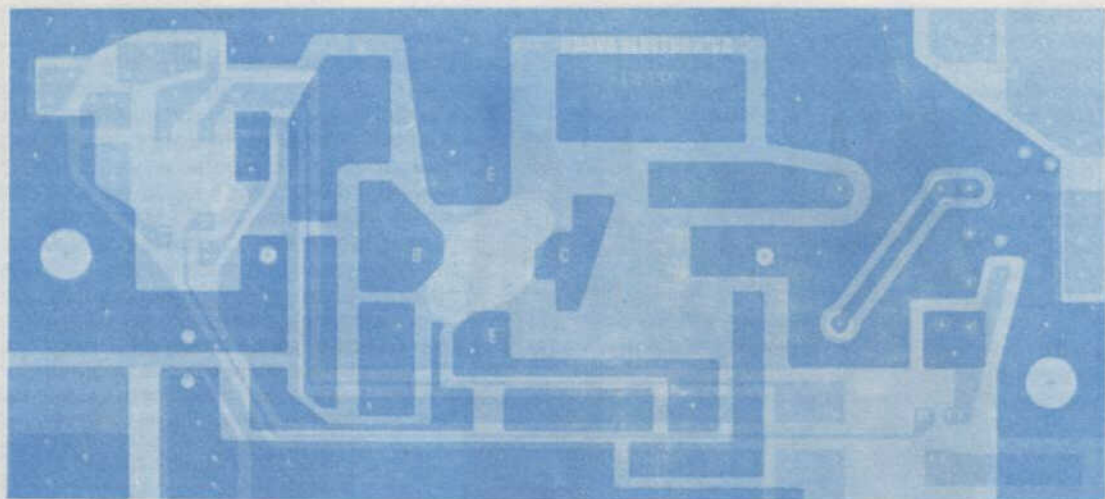


Figura 3

Dibujo del circuito impreso a tamaño reducido. El circuito es un doble cara, por lo cual será necesario conectar las pistas superiores con las inferiores. En el centro, para el transistor de potencia, habrá que efectuar un orificio en función del tipo de envoltura representado en la fig. 2.

conectar en entrada el cable coaxial que sale del transceptor, conectar en salida el cable coaxial que va a la antena y cada vez que conmutéis el transceptor de «recepción» a «transmisión», automáticamente la antena —que normalmente se encuentra conectada en recepción— estará conectada en transmisión en la salida del lineal.

Hay que señalar que en este circuito de conmutación hemos utilizado dos relés simples, en lugar de un solo relé con dos series de circuitos. Ello se debe a que en las pruebas efectuadas con los primeros prototipos, hemos constatado que con un solo relé —además de tener más pérdidas de AF— podíamos correr el riesgo de que el transistor autoscilase, ya que la AF presente en su salida podía entrar de nuevo en su base por vía capacitiva a través de los contactos del relé.

En cambio, con dos relés separados, hemos eliminado ese peligro y de otro lado, al reducir la longitud de las conexiones, hemos aumentado el rendimiento del lineal.

Algún dato técnico

Como siempre, es nuestro deseo que el lector, antes de realizar un diseño, sepa lo que puede obtener del mismo.

Así pues diremos que como en todos los lineales existentes en el mercado, la potencia que podemos obtener en salida depende de dos factores: la tensión de alimentación y la potencia de excitación.

Por ejemplo, si conectamos este lineal en la salida de un transceptor que irradia 0,1 wat., no podemos pretender obtener en salida la mis-

ma potencia que se obtiene excitándolo con 3 wat. Análogamente, tampoco podremos pretender obtener la misma potencia alimentándolo con 12 volt. que alimentándolo con 15 volt.

Aclararemos que la máxima potencia con que hemos probado a excitarlo es de 5 wat. (potencia real, es decir, referida sólo a la frecuencia fundamental y no 5 wat. medidos con un vatímetro corriente, que añade la potencia de los armónicos a la potencia de la fundamental) y también hemos probado a excitarlo con potencias inferiores —es decir, con 0,5-1-2-3-4 wat.—, obteniendo así una tabla también en función de las distintas tensiones de alimentación.

Por estas pruebas hemos averiguado que la mínima tensión utilizable es de 12,6 volt. aproximadamente (tensión aplicada en el diodo DS7, por lo que en el colector dicha tensión resultará 0,6-0,7 volt. más baja), mientras que para la máxima recomendamos no superar los 15 volt.

Los datos de esta tabla os permiten constatar que para tensiones mínimas de 12,6 volt. y con potencias de excitación inferiores a 2 wat., la potencia en la salida del lineal no es muy elevada. En cambio, con sólo 1 wat. de más y una tensión de alimentación de 15 volt., se comienza a alcanzar valores muy interesantes.

Ciertamente, los datos de esta tabla son meramente indicativos, ya que en la práctica podéis obtener una potencia mayor que la indicada por nosotros, o bien ligeramente inferior.

Ello no se debe, como se podría suponer, a un defecto del lineal, sino a vuestro transmisor, que presenta características inferiores a las declaradas.

En efecto, muchos transmisores declaran una potencia de 5 wat. pero en la práctica, como

más de uno habrá comprobado, sólo irradian 4-4,5. Otros transmisores pueden irradiar 5 wat. en 27.125 KHz, pero si cambiáis de canal y pasáis por ejemplo a 27.995 KHz, el transmisor irradia sólo 4,5 wat. y estas variaciones repercuten, obviamente, en la salida del lineal.

También queremos señalar que si alimentáis el lineal con un alimentador estabilizado, éste deberá ser capaz de entregar una corriente de 4-5 amperios sin caída alguna. De lo contrario, al modular, veréis que la tensión disminuye, reduciéndose por tanto el rendimiento.

No estaría de más medir con el tester qué tensión aparece efectivamente después del diodo DS7 y comprobar si, al modular, ésta disminuye o permanece estable.

De otro lado, añadiremos que la modulación óptima, como en todos los lineales de este tipo, es más negativa que positiva (es decir, la amplitud de la portadora aumenta ligeramente), por tanto vuestro watímetro os indicará también dicha característica.

Realización práctica

Si el esquema eléctrico de un lineal es muy sencillo, no se puede decir otro tanto de su realización práctica, ya si ésta no se efectúa siguiendo ciertas reglas, incluso el circuito más válido podría no funcionar.

De todos modos, es obvio que esta aclaración sirve sólo para aquellos que monten nuestro esquema sobre un circuito diseñado por ellos mismos, con los componentes colocados de manera distinta a la indicada por nosotros.

Utilizando, en cambio, el circuito impreso LX335 que nosotros suministramos y visible a tamaño reducido en la fig. 3, no es posible obtener resultados anómalos, siempre que se sigan fielmente las instrucciones que os damos a continuación.

Una vez en posesión del circuito impreso, veréis que éste es un doble cara; por tanto, la primera operación a efectuar será la de conectar las pistas superiores de masa con las inferiores, utilizando para ello los correspondientes orificios.

En tales orificios introduciréis un trozo de hi-

lo de cobre desnudo y, luego de desplegarlo en Z de modo que no pueda ser atraído por la punta del soldador, lo soldaréis por ambos lados a la respectiva pista de cobre.

Los componentes, contrariamente a lo habitual en nuestros montajes, se soldarán una parte a las pistas inferiores y otra parte directamente en las pistas superiores de la placa.

No utilizéis nunca pasta para soldar, ya que ésta ensucia el circuito e introduce elevadas pérdidas de AF.

El primer componente a insertar será el transistor de potencia TR2, tratando de no confundir el terminal del colector (terminal cortado en diagonal) con los otros.

Antes de soldar tal transistor, asegurados de que su cuerpo metálico entra perfectamente en la abertura situada en el centro del circuito impreso. En caso necesario, deberéis ensanchar el orificio con una lima, adaptándolo al contorno de su cuerpo.

Preparad ahora todas las bobinas, con los datos que a continuación os indicamos:

L1: sobre un soporte cilíndrico de 10 mm. de diámetro, devanad 5 espiras juntas con hilo de cobre plateado de 1 mm., después, separad las espiras tirando de los extremos de la bobina, hasta formar un solenoide de 10 mm. de largo en total.

L2: con hilo de cobre esmaltado de 1 mm., devanad sobre la envoltura de la resistencia R7 unas 15-20 espiras (este número no es crítico) juntas, hasta cubrir toda la resistencia. Ahora, rascad los extremos de la bobina con papel de lija, de manera que eliminéis todo el esmalte, y soldad dichos extremos en los terminales de la resistencia.

L3: con hilo de cobre plateado de 2 mm., devanad 5 espiras juntas sobre un soporte cilíndrico de 20 mm. de diámetro. Después, separad uniformemente dichas espiras, hasta formar un solenoide de 18 mm. de largo en total.

L4-L5: con hilo de cobre plateado de 2 mm., devanad 6 espiras separadas 1 mm. una de otra, sobre un soporte cilíndrico de 10 mm. de diámetro.

Todas las bobinas se soldarán sobre el circuito impreso manteniéndolas 3-4 mm. separadas de éste. Es decir, no deben quedar ni demasiado pegadas ni demasiado separadas del plano de base.

Respecto a los condensadores cerámicos, dejad los terminales con una longitud de 5-6 mm. y tratad de soldarlos exactamente en la posición indicada en la serigrafía. Si los desplazáis, podríais modificar los ajustes.

En efecto, contrariamente a lo que se supone, (es decir, que un condensador o cualquier otro componente que desde una determinada pista debe conectarse por ejemplo a masa, puede ser aplicado en un punto cualquiera de masa del circuito impreso) en AF esto puede causar graves inconvenientes y lo mismo decimos respecto a los otros componentes.

Wat. entrada	Wat. salida	
	12,6 Volt.	15 Volt
0,5	5	6
1	10	12
2	18	23
3	26	33
4	35	45
5	40	50

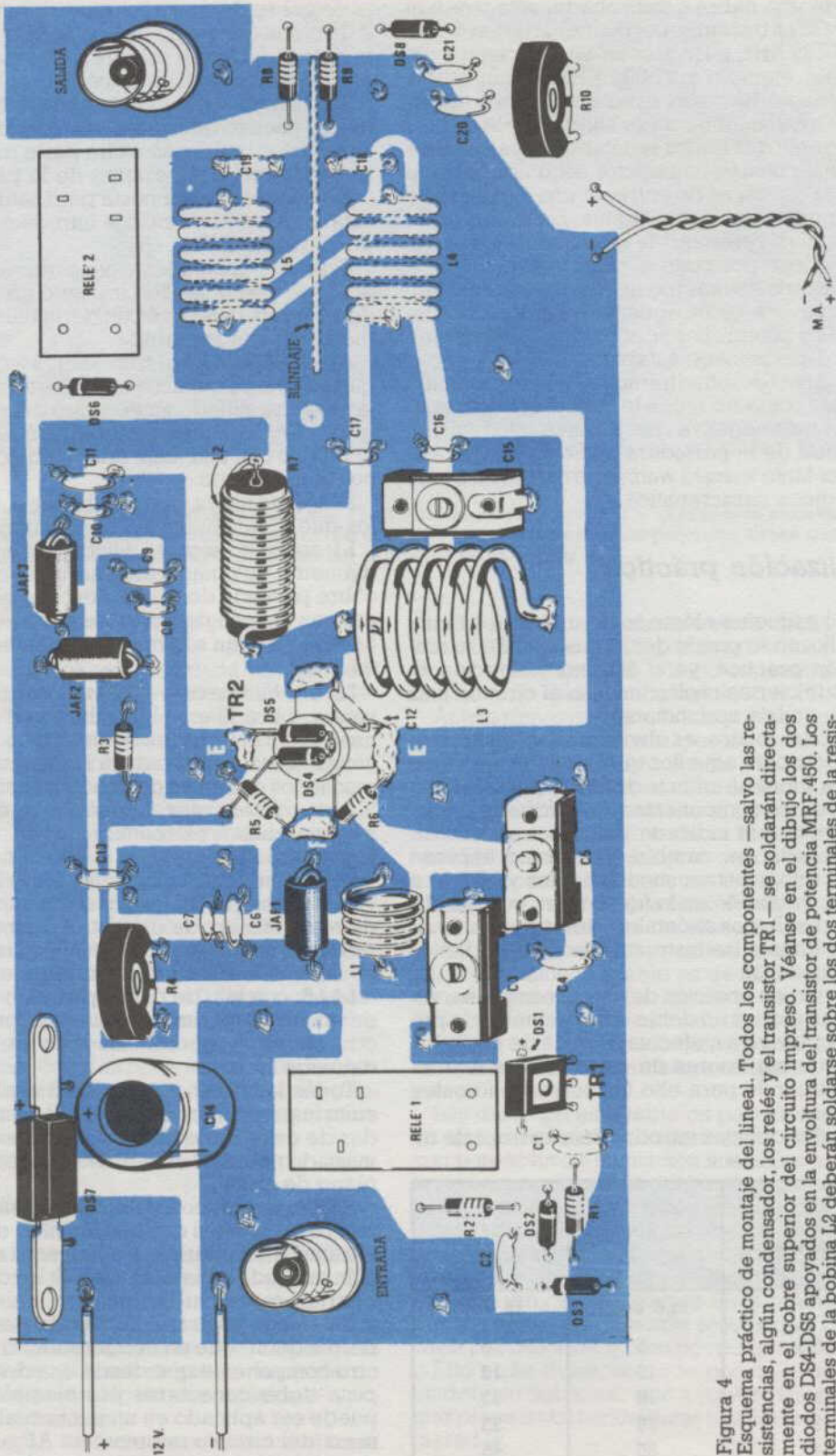


Figura 4
Esquema práctico de montaje del lineal. Todos los componentes —salvo las resistencias, algún condensador, los relés y el transistor TR1— se soldarán directamente en el cobre superior del circuito impreso. Véanse en el dibujo los dos diodos DS4-DS5 apoyados en la envoltura del transistor de potencia MRF 450. Los terminales de la bobina L2 deberán soldarse sobre los dos terminales de la resistencia R7, después de haberlos lijado.

Por poner un ejemplo, las dos resistencias R5-R6, ambas de 560 ohm. y aplicadas entre la base del transistor de potencia y masa, no se pueden conectar arbitrariamente en un punto cualquiera de la pista correspondiente a la «base» del transistor. Ambas deben coincidir en un solo punto y los otros dos extremos se conectarán a masa, el primero en el terminal emisor del transistor situado arriba y el segundo en el terminal emisor del mismo transistor situado abajo, como se ve claramente en el esquema práctico de la fig. 4.

También los condensadores C5 y C16 deberán soldarse cerca de los terminales de los compensadores C4 y C15 y nuestro circuito impreso ha sido diseñado precisamente para hacerlo así. Por consiguiente sólo lo mencionamos para el caso de que algún lector decida diseñar un circuito impreso distinto.

Los diodos DS4 y DS5 —que, como hemos dicho, sirven para bajar automáticamente la tensión de polarización de base del transistor TR2 cuando éste tiende a calentarse con exceso— se montarán con el cuerpo apoyado en el cuerpo del transistor mismo, de modo que puedan resultar afectados por las mismas variaciones de temperatura.

Las bobinas del filtro pasa-bajo L4-L5, así como los dos condensadores C18-C19, como se ve en la foto, deben montarse en la **parte inferior** del circuito impreso y deben aislarse una de otra para obtener la máxima atenuación de los armónicos.

Para realizar el blindaje, podéis utilizar un recorte de lámina de latón o bien un recorte de circuito impreso de 4,5×3,5 cm. (suministrado en el kit ya con esa medida) que soldaréis a lo largo de todo el borde inferior sobre el cobre de masa del circuito impreso LX335.

Prosiguiendo con nuestro montaje, soldaréis ahora el diodo DS7 (el cátodo está señalado por un pequeño orificio existente en la aleta metálica), los demás diodos, las impedancias VK200, los dos trimmers, el transistor TR1 y los dos relés. Por último colocaréis en los correspondientes orificios los dos terminales BNC necesarios para la entrada y salida de la señal, recordando que el central del de entrada debe conectarse con un trozo de hilo de cobre a la pista adyacente, sobre la cual se ha soldado un extremo de la resistencia R2 y el contacto central del relé 1. El terminal de salida se conecta, en cambio, a la pista de cobre situada inmediatamente encima y correspondiente al contacto central del relé 2.

Ahora sólo queda por aplicar bajo el circuito impreso la aleta refrigeradora del transistor TR2. A continuación colocaréis sobre ésta el transistor y aplicaréis dos tornillos en los orificios existentes en el circuito impreso, el primero junto a la impedancia JAF1 y el segundo junto a C17.

Dichos tornillos se fijarán también a la aleta refrigeradora interponiendo una tuerca, de mo-

do que al final la aleta quede perfectamente paralela a la superficie del circuito impreso.

Recordamos que estos dos tornillos que conectan la aleta a masa deben ser aplicados **antes de efectuar el ajuste**, ya que si ajustáis el lineal sin haberlos colocado, tendréis que repetir el ajuste después de aplicarlos.

Respecto al instrumento indicador del nivel de salida, éste se aplicará obviamente en el panel frontal de la caja contenedora, conectando el terminal negativo a la masa y el terminal positivo directamente a la oportuna salida existente en el circuito impreso, bajo el trimmer R10, si deseáis utilizar el lineal sólo en el coche, alimentándolo con 12,6 volt. Si deseáis utilizarlo tanto en casa como en el auto, alimentándolo con una tensión superior, habrá que interponer entre la salida del circuito impreso y el instrumento indicador, el conmutador S1 y, en paralelo, el trimmer R11 que soldaréis directamente en los terminales del conmutador.

Ajuste

Una vez terminado el montaje, todavía no podremos conectar el lineal a la salida de nuestro transmisor. Antes habrá que efectuar un sencillo pero indispensable ajuste de los componentes variables, siguiendo las indicaciones que a continuación detallamos.

1. Conectar un tester o un miliamperímetro de 100 miliamperios fondo escala como máximo, en serie con la alimentación positiva de 12 volt.
2. Girar el cursor del trimmer R4 hacia el lado en que se obtiene la máxima resistencia insertada.
3. Suministrar tensión al circuito alimentándolo con 12,6 volt. (la batería del coche entrega, en efecto, 12,6 volt. y no 12 volt.).
4. Girar ahora el cursor del trimmer R4 en sentido contrario al precedente, hasta hacer consumir al transistor una corriente de 35-36 miliamperios.

Una vez alcanzado este objetivo, podéis proceder al ajuste de los dos compensadores de acoplamiento del transmisor y para ello es necesario proceder como indicamos:

1. en primer lugar, procurarse un watímetro de AFº para realizar la sonda de carga presentada en el n.º 6 (el kit de dicha sonda lleva las siglas LX247) y conectarla en la salida del lineal con un trozo corto de cable coaxial de 52 ohm., o mejor aún, conectarla con dos trozos cortos de hilo de cobre entre el terminal «salida antena» y la pista de masa cercana al BNC.
2. Conectar la salida de vuestro transceptor con la entrada del lineal, siempre utilizando un trozo de cable coaxial de 52 ohm. lo más corto posible (máximo 50 cm.).
3. Alimentar el lineal con la tensión de una batería, o bien con un alimentador estabiliza-

do capaz de entregar al menos 4 amperios 12,6-13 volt. Si el alimentador no puede entregar esta corriente, la potencia en antena disminuirá en lugar de aumentar.

4. Encender vuestro transceptor, ponerlo en «transmisión» y girar de inmediato el compensador C15 hasta leer en el voltímetro aplicado a la sonda de carga, o bien en el watímetro, la máxima potencia (esta operación debe efectuarse rápidamente, para evitar que el transistor de potencia se caliente en exceso).

5. Girar el compensador C3 y el C4 hasta obtener en salida, en el voltímetro, la máxima tensión (o bien la máxima potencia en el watímetro).

6. Retocar de nuevo el compensador C15, siempre tratando de obtener la máxima indicación en el watímetro o en el voltímetro.

7. Girar el cursor del trimmer R10 hasta que la aguja indicadora del instrumento alcance el fondo escala.

Nota: Si deseáis utilizar el lineal, además de con 12 volt., también con una tensión de alimentación de 15 volt., deberéis añadir en serie con R10 el trimmer R11, con el interruptor S1 en paralelo. En ese caso, el ajuste deberá efectuarse de la manera siguiente:

a) alimentando el lineal con una tensión de 12,6 volt., cerrad el interruptor S1 de modo que se cortocircuite R11. Girad entonces el cursor de R10 hasta llevar la aguja indicadora del instrumento al fondo escala.

b) Abrid el interruptor S1, alimentad el lineal con la tensión de 15 volt. y girad el cursor de R11 hasta llevar al fondo escala la aguja indicadora del instrumento.

Recordad que cada vez que paséis de 12 volt. a 15 volt., debéis abrir el interruptor S1. De lo contrario, la aguja indicadora golpeará bruscamente el fondo escala, pudiendo averiarse el instrumento.

Tened presente que en algunos casos el watímetro o el voltímetro aplicado en la sonda de carga pueden «mentir». En efecto, eliminando de la salida del lineal el filtro pasa-bajo constituido por L4-L5 y por los condensadores C18-C19, veréis que estos instrumentos **indican un aumento** de potencia incluso de varios wat. Ello induciría a pensar que hay que eliminar el filtro, porque sólo sirve para disminuir la potencia.

Pero estáis en un error.

En efecto, es cierto que retirando el filtro el watímetro indicará un aumento de potencia, pero ello es debido a que suma la potencia de la frecuencia fundamental con la potencia de los armónicos, suministrando así una lectura falsa por exceso.

Pongamos un ejemplo puramente teórico.

Supongamos que tenemos un transmisor que irradia 20 wat. en la frecuencia fundamental, 3 wat. en el segundo armónico, 1,5 wat. en el tercer armónico, 0,6 wat. en el cuarto y 0,2 wat. en el quinto y que le aplicamos un watímetro en salida para medir la potencia irradiada.

Pues bien, en este caso el watímetro indicará:

$20+3+1,5+0,6+0,2=25,3$ wats,

pero nuestro transmisor irradiará siempre 20 wats, en la frecuencia fundamental.

Al aplicar el filtro pasa-bajo en salida, impedimos que sean irradiados por la antena el 2.º-3.º-4.º-5.º armónico, que sólo servirían para causar interferencias en los televisores y en consecuencia, esta vez el watímetro indicará sólo la potencia de la frecuencia fundamental, es decir, 20 wat.

Así pues, es cierto que si retiramos el filtro leeremos en el watímetro una potencia mayor, pero también es cierto que ese exceso de potencia sólo sirve para crear perturbaciones. Sólo disponiendo de un analizador de espectro podemos darnos cuenta de estas condiciones, pero dado que no es un instrumento al alcance de cualquiera a causa de su desorbitado precio, os aconsejamos que no introduzcáis modificaciones en el circuito sólo porque el watímetro os indica un aumento de potencia.

En efecto, muchas veces hemos tenido que reparar transmisores en que el lector, fiándose de la lectura del watímetro, había modificado los circuitos de ajuste porque haciéndolo así había obtenido un teórico aumento de potencia, sin darse cuenta de que tales modificaciones servían en realidad para **reducir** la potencia de la frecuencia fundamental, **aumentando** simultáneamente la de los armónicos.

Una vez finalizada la última operación, vuestro lineal estará ya listo para funcionar, por lo cual también nosotros podemos poner fin al artículo, no sin antes hacer unas cuantas aclaraciones.

1) Nunca hagáis funcionar el lineal si no está conectada en salida la sonda de carga o la antena irradiante. De lo contrario podría averiarse el transistor de potencia.

2) Si disponéis de un **medidor de ondas estacionarias**, comprobad que no se supera la relación 1,5. Si se supera dicha relación, significa que vuestra antena no es exactamente de 52 ohm., por lo que habrá que corregir su longitud o bien, si se trata de una ground-plane, inclinar los brazos horizontales hasta llevar la relación de ondas estacionarias por debajo del límite máximo permitido, de 1,5.

3) Si hacéis funcionar vuestro lineal con un exceso de ondas estacionarias, además de irradiar menos potencia en antena, haréis que se caliente excesivamente el transistor de potencia y obtendréis componentes residuales de AF o de BF capaces de «bloquear» la modulación.

4) Es muy importante —sobre todo si se instala el lineal en un automóvil— **comprobar** la relación de ondas estacionarias ya que la antena, aunque sea de 52 ohm., puede modificar notablemente tal impedancia dependiendo de la posición en que se instale. Por tanto habrá que corregir la impedancia modificando ligeramente la longitud.

5) Para obtener una óptima modulación es necesario que el compensador C15, una vez ajustado para la máxima potencia, se gire ligeramente en sentido inverso de modo que la potencia disminuya en unos 2 wats. Por ejemplo, si en el watímetro habéis obtenido una lectura máxima de 25 wats., deberéis girar ligeramente el compensador en sentido inverso hasta leer 23 wats.

Recordemos que si vuestro transceptor dispone de una potencia de salida de un solo wat., nunca podréis alcanzar los 25 wats. Todo lo más llegaréis a 10-11 wats. y en ese caso deberéis desajustar el compensador C15 hasta disminuir la potencia a 9-9,5 wats.

En la práctica está mínima reducción de potencia, que en realidad es sólo aparente, nos permitirá obtener una modulación más positiva respecto a la que obtendríamos si ajustásemos el compensador para la máxima potencia.

6) No introduzcáis modificaciones en el circuito si no disponéis de instrumentos adecuados para valorar si esas modificaciones comportan ventajas o inconvenientes.

No hagáis como aquel lector que nos escribió aconsejándonos la modificación de deter-

minado circuito retirando éste o aquel componente, porque, según él, había conseguido aumentar considerablemente la potencia de salida.

Sólo con un medidor de campo situado a 300 metros de distancia hemos logrado convencerlo, porque en efecto, después de eliminar sus «geniales» modificaciones, la aguja indicadora señalaba una intensidad casi doble en la frecuencia fundamental y, sobre todo, potencias irrisorias en el 2.º-3.º-4.º y 5.º armónico.

Esperamos que esto baste para haceros comprender que sin los instrumentos adecuados, es inútil probar a introducir modificaciones en el circuito, ya que se corre el riesgo de empeorar la situación en lugar de mejorarla.

Para finalizar, sólo añadiremos que en caso de excitar el lineal con potencias inferiores a 1,5 wat., podría resultar necesario aumentar el valor de la resistencia R1 si el relé no se excitase al pasar de recepción a transmisión. En efecto, el transistor TR1 conduce sólo si en su base hay una tensión positiva superior a 0,6 volt. y al aumentar dicha resistencia, se aumenta también la tensión que rectifica el diodo DS2 y por consiguiente la tensión de base de TR1.

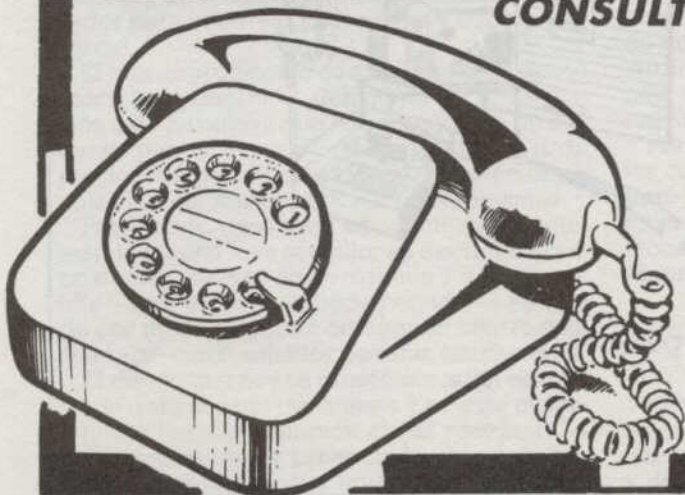
★ **LE ENTREGAMOS EL MATERIAL QUE USTED NOS SOLICITA A DOMICILIO**

★ **PRECIOS Y DTOS. A EMPRESAS Y PROFESIONALES**

electrónica
LUGO

C. BARQUILLO, 40

CONSÚLTENOS

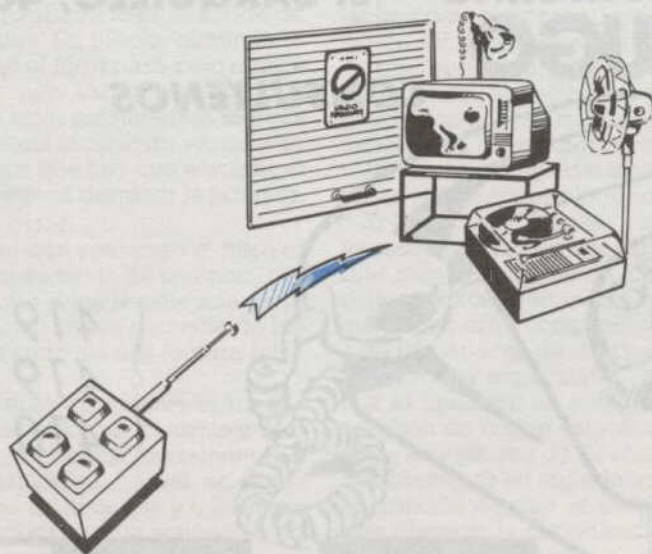


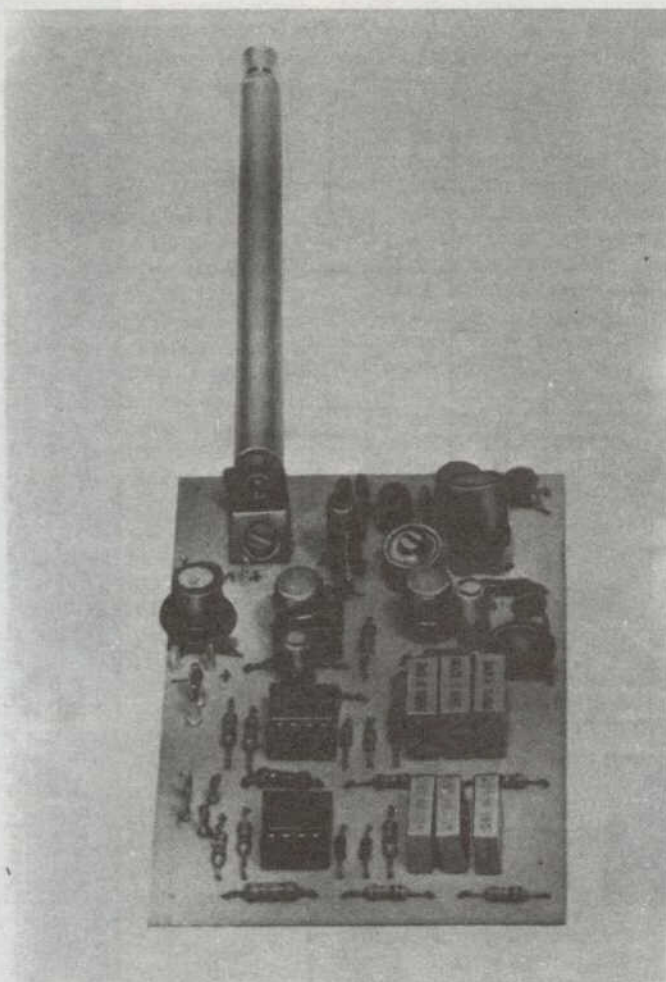
419 87 42
419 87 51
410 33 45



Un sencillo transmisor de 27 MHz. para telemando de tres canales on-off, que podréis utilizar para controlar a distancia la apertura de una puerta, el encendido de cualquier aparato eléctrico, o bien para controlar un modelo de embarcación o de automóvil, con un alcance máximo de 200-300 metros.

TRANSMISOR ON-OFF PARA RADIO-CONTROL DE 3 CANALES





Si tuviésemos que controlar a distancia la apertura de una puerta, por ejemplo, no sería necesario un sofisticado equipo de radio-control con muchos canales. Bastaría con disponer de dos canales on-off, es decir, un pulsador para controlar la apertura y otro para el cierre.

El mismo argumento es aplicable si se desea controlar a distancia un modelo de embarcación o de automóvil que sólo dispone de un motorcito para el avance y otro auxiliar para la dirección, sin gastar cifras desorbitadas en la adquisición de sofisticados servomecanismos.

Para todos estos usos es suficiente un telemando mucho más sencillo; es decir, un equipo de tres canales como máximo y de tipo «on-off» —esto es, «encendido-apagado»— ya que de ese modo se puede obtener un ahorro considerable con resultados bastante satisfactorios.

El diseño que hoy os presentamos (en este artículo tratamos del transmisor y en este mismo número hallaréis también el del receptor) ha sido especialmente proyectado para esta función y os permitirá, por un módico desembol-

so, realizar un óptimo telemando que podréis emplear en las más diversas aplicaciones.

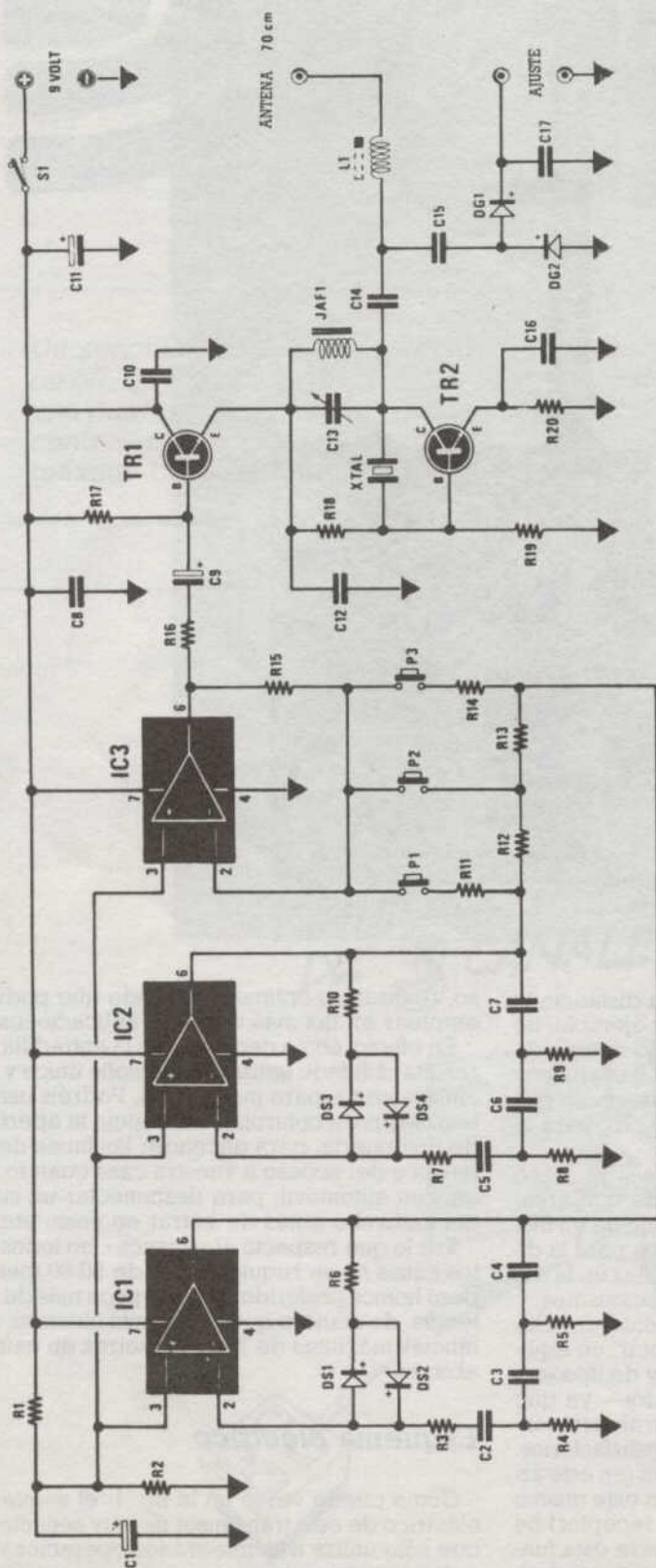
En efecto, como decíamos en la entradilla, no resulta obligado utilizar este diseño única y exclusivamente para modelismo. Podréis usarlo también para controlar a distancia la apertura de una puerta, para encender las luces de un jardín o del acceso a vuestra casa cuando llegáis en automóvil, para desconectar un sistema antirrobo antes de entrar en casa, etc.

Por lo que respecta al «alcance», en todos estos casos no se requiere más de 50-60 metros pero hemos preferido darle un poco más de potencia, de manera que os permita alcanzar distancias máximas de 250-300 metros en campo abierto.

Esquema eléctrico

Como puede verse en la fig. 1, el esquema eléctrico de este transmisor es muy sencillo ya que sólo utiliza tres integrados operacionales y dos transistores.

Figura 1
Esquema eléctrico.



COMPONENTES

R1 = 10.000 ohm. 1/4 wat.
R2 = 10.000 ohm. 1/4 wat.
R3 = 15.000 ohm. 1/4 wat.
R4 = 15.000 ohm. 1/4 wat.
R5 = 15.000 ohm. 1/4 wat.
R6 = 330.000 ohm. 1/4 wat.
R7 = 15.000 ohm. 1/4 wat.
R8 = 15.000 ohm. 1/4 wat.
R9 = 15.000 ohm. 1/4 wat.
R10 = 330.000 ohm. 1/4 wat.
R11 = 22.000 ohm. 1/4 wat.

R12 = 22.000 ohm. 1/4 wat.
R13 = 22.000 ohm. 1/4 wat.
R14 = 22.000 ohm. 1/4 wat.
R15 = 22.000 ohm. 1/4 wat.
R16 = 470 ohm. 1/4 wat.
R17 = 8.200 ohm. 1/4 wat.
R18 = 12.000 ohm. 1/4 wat.
R19 = 3.300 ohm. 1/4 wat.
R20 = 47 ohm. 1/4 wat.
C1 = 1 mF electrolítico 63 volt.
C2 = 10.000 pF políéster.
C3 = 10.000 pF políéster.
C4 = 10.000 pF políéster.

C5 = 3.900 pF políéster.
C6 = 3.900 pF políéster.
C7 = 3.900 pF políéster.
C8 = 100.000 pF disco.
C9 = 1 mF electrolítico 63 volt.
C10 = 47.000 pF disco.
C11 = 22 mF electrolítico 25 volt.
C12 = 10.000 pF disco.
C13 = 10/40 pF compensador.
C14 = 47 pF disco.
C15 = 10 pF disco.
C16 = 10.000 pF disco.
C17 = 10.000 pF disco.

De DS1 a DS4 = diodos de silicio 1N4148.
DG1-DG2 = diodos de germanio AA117 u OA95.
TR1 = transistor NPN tipo 2N1613 ó 2N2219.
TR2 = transistor NPN tipo BF258.
IC1 = integrado tipo TL081 o LF351.
IC2 = integrado tipo TL081 o LF351.
IC3 = integrado tipo TL081 o LF351.
De P1 a P3 = pulsadores.
XTAL = cuarzo 27 MHz. (ver texto).
JAF1 = impedancia AF de 1 microhenrio.
L1 = bobina (ver texto).
S1 = interruptor de palanca.

El primer integrado (ver IC1), un operacional en fet del tipo TL081, se utiliza en el esquema como oscilador de desfase, capaz de generar una nota fija en la frecuencia de 380-400 Hz.

El segundo (ver IC2), también de tipo TL081, aunque está insertado en un circuito idéntico al anterior, al utilizar valores de capacidad más bajos genera una frecuencia considerablemente más alta y concretamente de unos 1.100 Hz.

Las salidas de estos dos osciladores pueden tomarse independientemente una de otra o bien «mezcladas» entre sí. En efecto, pulsando la tecla P1, aplicaremos en la entrada del integrado IC3 (patilla 2) —utilizado como paso «separador»— sólo la señal generada por IC1; pulsando P3 seleccionaremos sólo la señal generada por IC2; pulsando en cambio P2, aplicaremos en la entrada de IC3 las dos señales de BF, es decir, la de 390 Hz. generada por IC1 y la de 1.100 Hz. generada por IC2.

De la salida de IC3, la señal así seleccionada se transfiere —mediante R16 y C9— a la base del transistor TR1, un NPN tipo 2N1711 que desarrolla en nuestro circuito la función de «paso modulador de amplitud».

Efectivamente, dicho transistor alimenta en la práctica el paso de AF con su propio colector. Por tanto, si hacemos variar la tensión en la base de TR1, también la tensión del emisor sufrirá las mismas variaciones, modulando así en amplitud la señal de AF generada por TR2.

El paso oscilador, que en la práctica desempeña también la función de «final de AF», es un circuito corriente controlado por cuarzo. El compensador C3, que se encuentra aplicado en paralelo con la impedancia JAF1 de 1 microhenrio, nos permitirá ajustar perfectamente este circuito de sintonía colocado en el colector del transistor, de modo que obtengamos en salida la máxima potencia AF.

Del colector de TR2, mediante C14, tomaremos la señal de AF ya modulada que aplicaremos a la antena de vástago interponiendo la bobina de acoplamiento L1, componente absolutamente indispensable para poder irradiar toda la potencia AF. En efecto, la antena es mucho más corta de lo requerido en 27 MHz. y dicha bobina sirve precisamente para compensar esa diferencia de longitud.

Para permitirnos ajustar de la mejor manera tanto el núcleo de la bobina L1 como el compensador C13, hemos previsto en nuestro circuito impreso un paso indicador constituido por C15-DG1-DG2. De este modo, cualquiera, con la ayuda de un téster, podrá efectuar un buen ajuste.

Como se verá, en este esquema —a diferencia de otros transmisores análogos— no existen impedancias de BF dotadas de núcleo para los generadores de nota BF, sino que utilizaremos un circuito RC más sencillo, conectado a operacionales en fet.

Otra característica interesante de este circui-

to es que la modulación «en serie» utilizada por nosotros, nos permite modular positivamente la señal de AF sin introducir distorsión alguna.

Respecto a la alimentación, nuestro circuito requiere una tensión de 9 volt. Si se utiliza durante breves períodos de tiempo, se pueden emplear pilas normales para radiotransistores. Si se va a utilizar durante períodos más largos, habrá que alimentarlo con dos pilas planas de 4,5 volt. conectadas en serie, ya que éstas tienen una duración mayor.

Las características principales de este transmisor son las siguientes:

Tensión de trabajo = 9 volt.

Consumo = 20-25 mA.

Frecuencia de transmisión = 27 MHz.

Frecuencia 1.º oscilador de BF = 390 Hz.

Frecuencia 2.º oscilador de BF = 1.100 Hz.

Potencia AF en salida = 100 miliwatts.

Modulación en amplitud = 50%

Longitud antena = 70 cm.

Realización práctica

El circuito impreso necesario para la realización de este transmisor on-off para telemando lleva las siglas LX348 y puede verse a tamaño natural en la fig. 2.

En dicho circuito, como se ve en la fig. 3, hallarán lugar todos los componentes a excepción de los pulsadores y del interruptor de alimentación.

Comenzaremos el montaje insertando los zócalos para los integrados, luego todas las resistencias, los condensadores y los diodos, poniendo atención a montar estos últimos con polaridad opuesta respecto al que queda al lado, como se ve claramente en el esquema eléctrico y en el práctico.

Por último insertaremos el zócalo para el cuarzo, los dos transistores TR1 y TR2, el compensador C13, y la impedancia JAF1.

Debemos recordarnos que dicha impedancia no se puede sustituir por otras elegidas al azar, ya que en nuestro circuito ésta constituye en la práctica una «bobina» que, junto al compensador de 10/40 pF aplicado en paralelo, se ajusta en 27 MHz. Así pues, si quisiérais sustituir tal impedancia (en su cuerpo hay una franja color ORO con dos puntos, uno NEGRO y otro MARRÓN), deberíais hacerlo con una bobina devanada sobre un soporte de 5 mm., similar a la empleada para L1 y dotada de un núcleo interno, ya que en caso contrario el cuarzo no conseguirá oscilar. Respecto a la L1, es necesario autoconstruirla devanando 30 espiras con hilo de cobre esmaltado de 0,35-0,40 mm. sobre un soporte plástico de 5 mm. de diámetro.

Antes de soldar los terminales de esta bobina a las pistas correspondientes del circuito impreso, debéis rasparlos con papel de lija para eliminar el esmalte aislante que los recubre. De

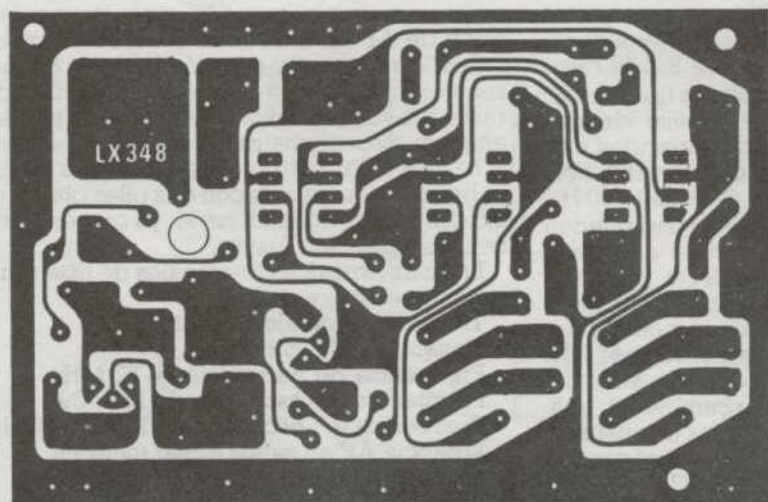


Figura 2
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso necesario para la realización del transmisor para telemando de 3 canales. Este circuito en fibra de vidrio se suministra ya taladrado y dotado de dibujo serigráfico de los componentes.

otro modo no se obtendrá el contacto eléctrico requerido.

Para facilitar el devanado de esta bobina y para evitar que se salga del soporte, podéis aplicar una gota de pegamento rápido en el soporte, devanar entonces dos espiras y esperar a que seque el pegamento. Completaréis entonces el devanado manteniendo las espiras unidas y finalmente aplicaréis otra gota de pegamento en el extremo superior, de modo que todo quede bien sujeto.

Como antena podéis emplear una cualquiera de vástago, de 70-80 cm. de largo, que sujetaréis con una pequeña escuadra u otro soporte, al circuito impreso.

Ahora sólo queda la elección del cuarzo, mejor dicho, de los cuarzos. En efecto, para que la señal de AF transmitida pueda ser captada por el receptor, es necesario que el cuarzo empleado en el transmisor y el del receptor estén acoplados; es decir, que difieran entre sí exactamente en el valor de la frecuencia intermedia del receptor.

Los cuarzos que debemos elegir entran, como ya hemos mencionado, en la gama CB. Dado que la diferencia entre el cuarzo de transmisión y el de recepción es de 455 KHz., si disponemos de uno de 27.125 KHz., el segundo, para poderse acoplar, deberá ser de:

$$27.125 - 455 = 26.670 \text{ KHz.}$$

Si tenéis en casa un cuarzo de 27.185 KHz. y debéis adquirir otro para el receptor, éste deberá ser de:

$$27.185 - 455 = 26.730 \text{ KHz.}$$

De otro lado, os podemos enseñar un pequeño truco que consiste en emplear (al contrario de lo que hacen los CB) el cuarzo de frecuencia más elevada para el receptor y el de frecuencia más baja para el transmisor.

Efectuando esta inversión —es decir, utilizando por ejemplo el cuarzo de 26 MHz. en el

transmisor y el de 27 MHz. en el receptor— obtendréis la ventaja de que ningún CB, aunque se encuentre en las cercanías de vuestro receptor, podrá perturbarlo y tampoco vosotros, al irradiar vuestra frecuencia, podréis ser captados por algún CB.

Por esta razón, no olvidéis utilizar el cuarzo de 26 MHz. en transmisión y el de 27 MHz. en recepción.

Ajuste y puesta a punto

El ajuste de este transmisor es muy sencillo y no requiere más instrumentación que un tester corriente.

Una vez a disposición de un tester de 20.000 ohm. x volt., conmutado en la posición 5-10 volt. fondo escala, deberéis aplicarlo en los terminales de ajuste y preferentemente retirando la antena; de lo contrario no obtendréis las tensiones indicadas.

Ahora suministrad tensión al transmisor y girad con un destornillador el compensador C13, tratando de obtener la máxima tensión posible en el tester.

Normalmente, esta tensión será de 5-10 volt.

Si no obtenéis lectura alguna, significa que el cuarzo no oscila y el defecto puede imputarse única y exclusivamente a los siguientes motivos:

1. Os habéis equivocado al conectar los terminales del transistor TR1 o del TR2.
2. No habéis empleado la impedancia JAF1 suministrada por nosotros.
3. Tenéis un cuarzo defectuoso o bien éste no es de 26-27 MHz., como se requiere.

Una vez ajustado el compensador, podréis colocar de nuevo la antena en el circuito impreso y extenderla en toda su longitud.

Ahora, manteniéndola en posición vertical y

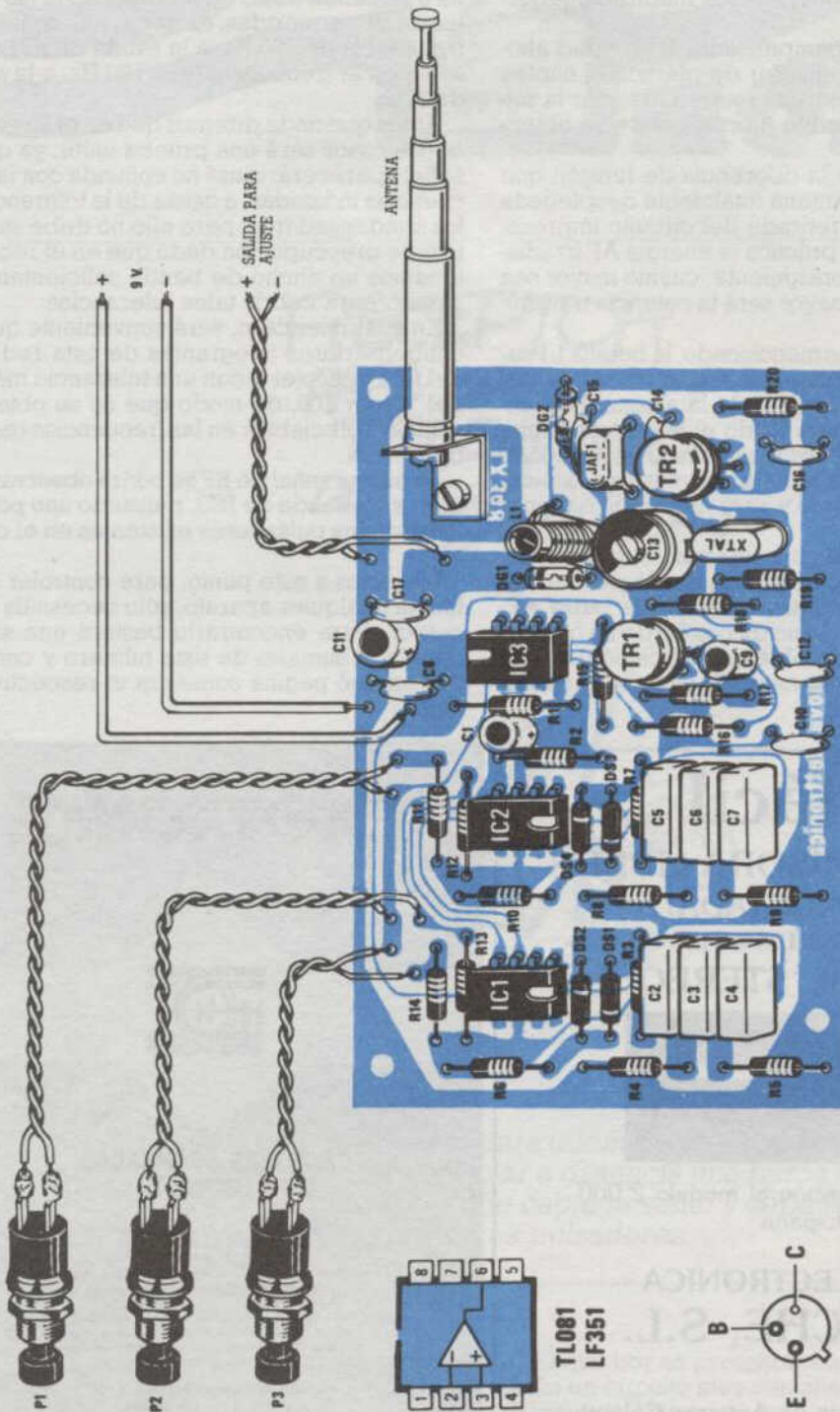


Figura 3
Esquema práctico de montaje y conexiones de los
terminales de los transistores vistos desde abajo y del
integrado TL081 o LF351 visto desde arriba.

lejos de superficies metálicas, suministrad de nuevo tensión al circuito y veréis que el tester lee una tensión inferior a la medida anteriormente.

Sin retocar el compensador C13, girad ahora con un destornillador de plástico el núcleo de dicha bobina, hasta leer en el tester la **mínima tensión posible** (normalmente se obtendrán 1,5-2 volt.).

Recordad que la diferencia de tensión que obtenéis con la antena totalmente desplegada y con la antena retirada del circuito impreso, representa en la práctica la energía AF irradiada al aire. Por consiguiente, cuanto mayor sea esa diferencia, mayor será la potencia transmitida.

Como ya hemos mencionado, la bobina L1 sirve para adaptar la impedancia de salida del transmisor a la longitud de la antena. Por tanto, si debéis girar a fondo el núcleo de dicha bobina para obtener la mínima tensión, significa que la bobina tiene un número de espiras demasiado elevado y será necesario eliminar alguna.

Efectuadas estas operaciones, vuestro transmisor está perfectamente ajustado y en funcionamiento por lo que respecta a la parte AF. Respecto a la BF, si no disponéis de un osciloscopio, no podréis obtener indicación alguna hasta que no hayáis montado también el receptor.

Si disponéis de un osciloscopio o de un frecuencímetro, podréis comprobar si en la pata 6 de salida de IC1 e IC2 aparecen las señales de BF requeridas, es decir, una señal en la frecuencia de 390 Hz. a la salida de IC1 y una señal en la frecuencia de 1.100 Hz. a la salida de IC2.

Antes que nada diremos que en el 99 por 100 de los casos será una prueba inútil, ya que la señal aparecerá; quizá no coincida con las frecuencias indicadas, a causa de la tolerancia de los condensadores, pero ello no debe ser motivo de preocupación dado que en el receptor tenemos un ancho de banda suficientemente amplio para cubrir tales tolerancias.

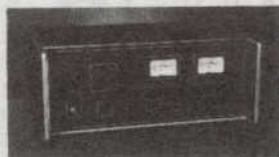
En cualquier caso, será conveniente que los condensadores integrantes de esta red sean del tipo poliéster y con una tolerancia máxima del 10 por 100, de modo que no se obtengan «saltos» apreciables en las frecuencias generadas.

La misma señal de BF se podrá observar también en la salida de IC3, pulsando uno por uno los distintos pulsadores existentes en el circuito.

Llegados a este punto, para controlar a distancia cualquier aparato, sólo necesitáis el receptor. Para encontrarlo bastará una simple ojeada al sumario de este número y comprobar en qué página comienza el respectivo artículo.

fácil

TU EMISORA LIBRE (MONTADA) 88-108 MHZ F.M. STEREO



Solicitar información al modelo 2.000
Envíos a toda España

ELECTRONICA VICHE, S.L.

Instalaciones de Antenas Colectivas
Individuales y Radioaficionados
Llano de Zaidia, 3. Tel. (96) 347 05 12/13
(Junto Gasolinera Torreta)
VALENCIA-9

DIOTRONIC S.A.



LOS MAS AVANZADOS EN ELECTRONICA

PRESENTAMOS UN NUEVO ESTABLECIMIENTO EN
BARCELONA. C/ Muntaner, 49.

¿DÓNDE LE OFRECEMOS:

AUTOSERVICIO: Mayor rapidez de compra, mediante el más extenso autoservicio, con una gran exposición de componentes.

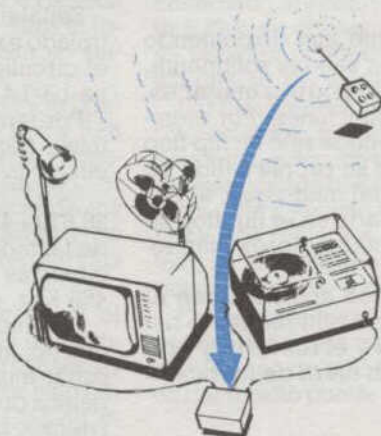
ATENCIÓN PERSONAL: Vds. hallarán en las otras áreas de un equipo especializado que les atenderá gustosamente. (Como si que siguen disponiendo en DIOTRONIC de Borrell, 108).

Muntaner, 49 - Pasaje Valeri Serra, 24-26.
T. 323 28 00 - 323 22 66

UN ESTABLECIMIENTO PENSADO, DISEÑADO Y
REALIZADO PARA COMPONENTES ELECTRONICOS.



RECEPTOR PARA TELAMANDO DE 3 CANALES

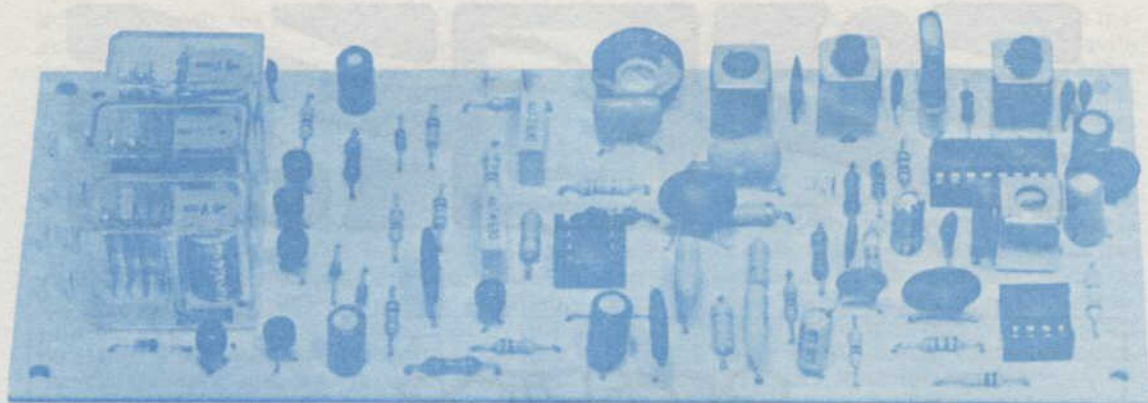


Una vez construido el transmisor para telemando presentado en este mismo número, para poder controlar a distancia una barca o un automóvil necesitamos un receptor que capte la señal y sepa reconocer las órdenes impartidas por los tres pulsadores.

Y A habéis visto que el transmisor utilizado en nuestro equipo de telemando es muy sencillo. Basta pensar que el mismo oscilador desarrolla también la función de paso final AF, por tanto, entregando éste una potencia bastante modesta (sólo 100 miliwatts.), habrá que compensar esta limitación realizando un receptor considerablemente sensible.

El que hoy os presentamos, aun siendo también un circuito muy sencillo, tiene una sensibilidad de 3 microvolt. aproximadamente y ello nos permitirá, como podréis constatar, alcanzar prestaciones superiores a las que normalmente se requieren para esta utilización.

Recordemos de nuevo que nuestro telemando es del tipo «on-off» —es decir, abierto-cerra-



do— lo cual significa que al enviar impulsos de mando mediante el transmisor, podemos cerrar uno por uno los contactos de los tres relés existentes, los cuales a su vez suministrarán tensión a motorcitos eléctricos o bien a otros servorreles a ellos conectados.

Recordemos también que aun disponiendo nuestro telemando de tres salidas solamente, con un poco de imaginación podréis utilizar estas salidas doblando las funciones. Por ejemplo, podríais controlar con cada relé un flip-flop que a su vez controle con su propia salida un relé complementario, de tal modo que, al primer impulso, el relé aplicado en el flip-flop se excite y permanezca excitado, desexcitándose al segundo impulso.

De todos modos éstas son opciones que el lector podrá elegir a discreción luego de haber montado el transmisor y el receptor y precisamente por ello quedan fuera de lo tratado en nuestro artículo.

Esquema eléctrico

El esquema eléctrico de la fig. 1 no requiere grandes explicaciones desde el momento en que el núcleo de todo el circuito es un integrado TCA.440 (ver ICI).

Dicho integrado es, en la práctica, un completo receptor AM que contiene en su interior un paso preamplificador AF, un paso oscilador, un paso mezclador, un paso detector para el control automático de ganancia y un paso amplificador de IF. Por consiguiente, aplicándole en entrada la señal de AF captada por la antena, podemos tomar directamente de su salida una señal de IF ya amplificada que sólo tendremos que rectificar para separar la señal de BF de la de AF.

La bobina L1, con el condensador C5 en paralelo, constituye el circuito de sintonía para la banda de los 26-27 Mhz.

Desde la bobina L2, la señal de AF captada por la antena se transfiere a la entrada del in-

tegrado (patillas 1 y 2) para ser preamplificada y a continuación mezclada con la señal de AF generada internamente por el oscilador local, de modo que obtengamos una tercera frecuencia igual a 455 KHz. exactamente.

Señalaremos que el oscilador local está controlado exteriormente por el cuarzo XTAL y por el circuito de sintonía constituido por la bobina L3/L4 y el condensador C2.

Por tanto, si la señal irradiada por el transmisor tiene una frecuencia de 26.670 KHz., el cuarzo insertado en el receptor deberá ser de:

$$26.670 + 455 = 27.125 \text{ KHz.},$$

de tal modo que de la mezcla de estas dos frecuencias se pueden obtener exactamente los 455 KHz. requeridos.

Las frecuencias intermedias utilizadas en este diseño, indicadas como IF1 e IF2, deberán resultar ajustadas en 455 KHz. y para ello no tenemos problemas ya que se trata de IF muy corrientes, utilizadas en cualquier receptor superheterodino a transistores.

De todos modos queremos aclarar que la IF1 debe llevar el núcleo de color AMARILLO o llevar las siglas AM-1 en la envoltura, mientras que la IF2 debe llevar el núcleo de color NEGRO o bien las siglas AM-3 en la envoltura. De la patilla 7 del integrado IC1 tomaremos la señal amplificada en IF que demodularemos mediante el diodo de germanio DG1, obteniendo así en salida una señal de BF correspondiente a una de las dos notas emitidas por el transmisor; es decir, una señal en 390 Hz., en 1.100 Hz., o bien ambas señales mezcladas entre sí.

La señal detectada y filtrada se transferirá luego simultáneamente a las entradas (patilla 3) de los dos integrados IC2-IC3 (otros dos operacionales con entrada en JFET tipo TL081, utilizados también en el transmisor).

Estos dos integrados constituyen en la práctica dos «filtros activos en doble T», muy selectivos y ajustados el primero en la frecuencia de 390 Hz. (IC2) y el segundo en 1.100 Hz. (IC3).

Esto significa que en la salida de cada uno de estos dos integrados habrá una señal de BF única y exclusivamente si la frecuencia aplicada en entrada corresponde a la frecuencia de ajuste del filtro en doble T.

Por tanto, si aplicamos una señal de 390 Hz. en las entradas (patilla 3) de ambos integrados, encontraremos dicha señal sólo en la salida de IC2. Si en cambio aplicamos una señal de 1.100 Hz., ésta aparecerá sólo en la salida de IC3.

Si en cambio, pulsando la tecla P2 del transmisor, aplicamos en las entradas la frecuencia de 390 Hz. y la de 1.100 Hz. simultáneamente, en la salida de IC2 hallaremos sólo los 390 Hz. y en la salida de IC3 sólo los 1.100 Hz.

De todos modos, el ancho de banda de estos filtros es tal, que IC2 deja pasar sin atenuarlas todas las frecuencias comprendidas entre los 320 y los 450 Hz. e IC3 todas las frecuencias comprendidas entre los 1.000 Hz. y los 1.200 Hz. Ello nos permitirá compensar eventuales desajustes de los osciladores situados en el transmisor.

En todo caso, si existiese en el aire una señal de AF en 27 Mhz., modulada en 250 Hz., 500 Hz., 900 Hz. o bien 1.300 Hz. nuestro filtro la ignorará automáticamente, ya que ésta se encuentra fuera de su banda pasante.

De otro lado señalaremos que variando ligeramente el valor de las resistencias R16 y R28 presentes en estos dos filtros, se puede corregir la frecuencia «central» del filtro mismo, en caso de que —a causa de la tolerancia de los condensadores utilizados— el transmisor no irradie exactamente las frecuencias requeridas por cada uno de los dos canales.

También es posible modificar, tanto en el transmisor cuanto en el receptor, las frecuencias de los dos canales para así «personalizar» el equipo de telemando. Para obtener esto habrá que modificar los valores de C2-C3-C4-C5-C6-C7 en el TX —aumentándolos para obtener frecuencias más bajas, o bien disminuyéndolos para obtener frecuencias más elevadas— y los valores de C17-C18-C19 o bien los de C20-C21-C22 en el receptor.

De todos modos, no es posible modificar demasiado tales frecuencias ya que la «banda pasante» del receptor no supera los 3.000 Hz. y en consecuencia es indispensable que la señal de BF, para poder ser recibida, tenga una frecuencia inferior a ésta.

Desde la patilla 6 de salida de los dos integrados IC2-IC3, la señal de BF llegará a la base de los transistores TR3 y TR6 que amplificarán sólo la semionda positiva, cargando así el condensador aplicado entre el colector y el positivo de alimentación (ver C25 y C26).

Dicho condensador, en la práctica, proveerá a mantener en la base de TR2 y TR5 la tensión que se requiere para poner en conducción tales transistores, durante todo el tiempo en que esté presente la nota de BF. Y dado que estos

transistores están conectados en darlington con otros dos transistores similares (ver TR1 y TR4), la corriente que ellos envíen a la bobina del relé aplicado en su colector, será suficiente para excitarlo.

En otras palabras, cuando pulsemos la tecla P1 del transmisor (ver el correspondiente esquema eléctrico en este número), en el receptor conducirán los transistores TR1 y TR2 y por consiguiente se excitará el Relé 1.

Cuando en cambio pulsemos P3, en el receptor conducirán los transistores TR4 y TR5 y se excitará el Relé 2.

Por último, cuando pulsemos el pulsador P2 —es decir, cuando transmitamos las dos notas de BF—, en el receptor conducirán tanto TR1-TR2 como TR4-TR5 y en consecuencia se deberían excitar sólo el Relé 1 y el Relé 2 pero, como constataréis, se excitará también el Relé 3.

En la práctica, esto ocurre porque la base de TR7 —que normalmente es mantenida cortocircuitada a masa por DS2 o bien por DS3—, cuando son excitados los relés 1 y 2, se encontrará conectada al positivo de alimentación mediante R29 y en consecuencia el transistor mismo se pone en conducción junto a TR8, haciendo así que se excite también el Relé 3.

Por tanto tendremos en este caso todos los relés excitados, pero si observáis atentamente el esquema eléctrico de la fig. 1 os daréis cuenta de que cuando el Relé 3 resulta atraído, su **contacto** retira tensión positiva al «central» de los otros dos relés. En consecuencia, aunque éstos a su vez resulten atraídos, no podrán enviar tensión positiva a ningún motorcito.

En otras palabras, en nuestro telemando disponemos de tres canales totalmente independientes uno de otro y mutuamente excluyentes; es decir, sólo puede funcionar un canal a la vez.

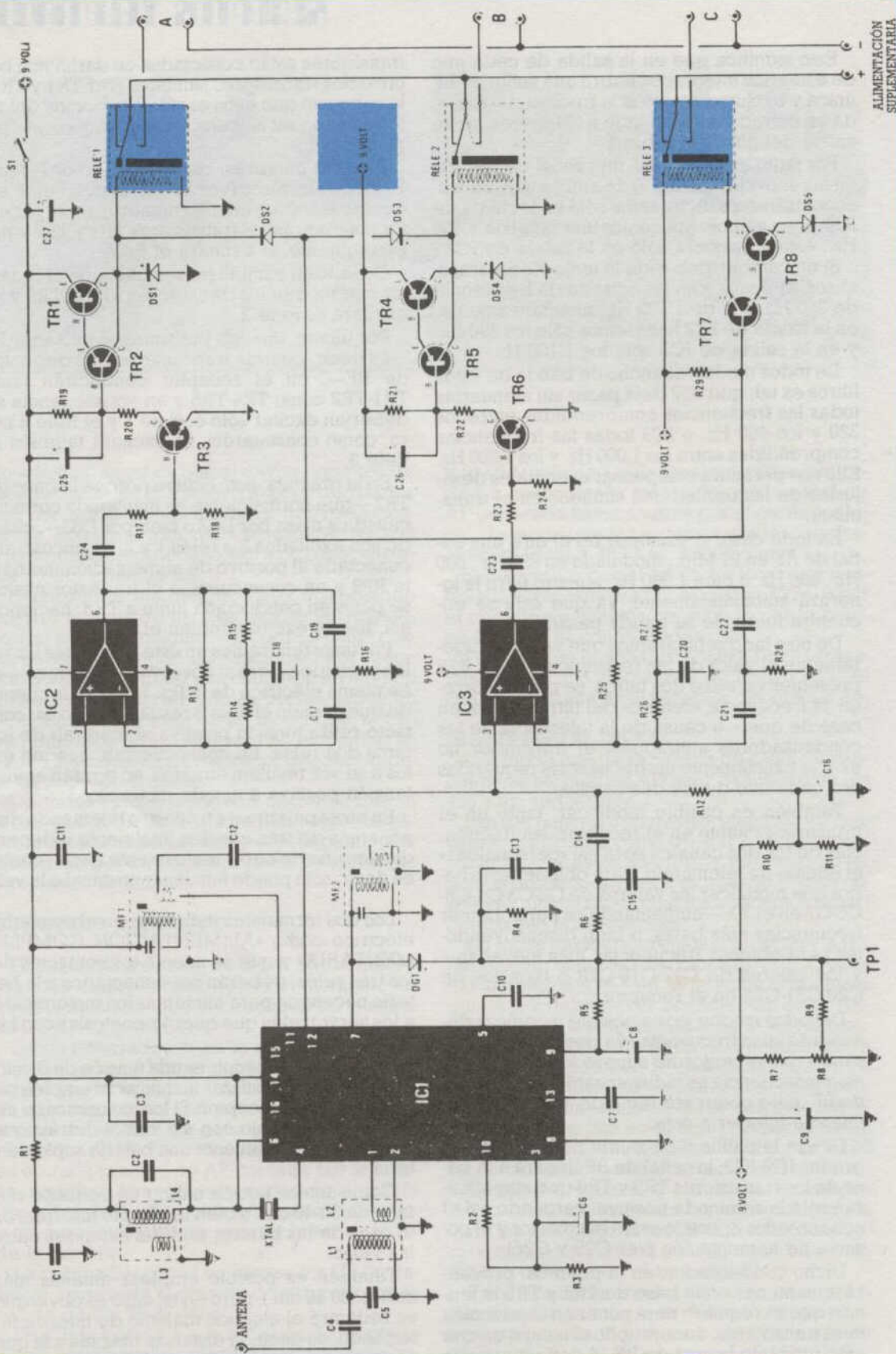
Los dos terminales indicados en el esquema eléctrico como «ALIMENTACIÓN COMPLEMENTARIA» y que se unen a los contactos de los tres relés, deberán ser conectados a la batería necesaria para alimentar los motorcitos o a los servorrelés que queráis controlar con las salidas A-B-C.

Si para ello se requiere una tensión de 9 volt., siempre podréis utilizar la que ya se emplea para alimentar el receptor. Si los motorcitos se alimentan en cambio con 4,5 volt., tendréis que insertar necesariamente una batería suplementaria.

Como antena podéis utilizar un pequeño vástago de 30-40 cm. o bien un simple hilo que, en el caso de las barcas, podréis extender entre las velas.

También es posible emplear antenas más cortas (20-25 cm.), pero en tal caso es obvio que se reducirá el alcance máximo de nuestro telemando, es decir, la distancia máxima a la que podremos controlar el modelo.

Figura 1
Esquema eléctrico.



NOTA: si el oscilador no OSCILA, retirar el blindaje de la bobina L3/L4

Realización práctica

Como podréis ver en la fig. 2, en que el circuito está representado a tamaño natural, el circuito impreso necesario para montar todos los componentes de este receptor para telemando (LX349) no es precisamente un circuito impreso «miniatura», por lo cual sólo podréis utilizarlo en modelos de cierta envergadura.

El montaje de los componentes en la placa es sumamente sencillo y al alcance de todos, a condición de que se sigan con un mínimo de atención las indicaciones proporcionadas por el esquema práctico de la fig. 3 y los consejos que a continuación os damos.

En primer lugar podéis insertar todas las resistencias, limpiando antes los terminales con papel de lija para retirar eventuales residuos de óxido que impedirían un buen contacto con el estaño.

Las soldaduras, obviamente, se realizarán con un soldador de punta fina y con estaño adecuado para este fin, vendido en carretes y que lleva el ánima desoxidante.

Evitad absolutamente la utilización de pasta para soldar ya que ésta, además de ensuciar el circuito impreso, provoca inevitablemente pérdidas entre pistas adyacentes, modificando así el funcionamiento del circuito.

Después de las resistencias podéis montar los zócalos para los integrados y todos los condensadores y los diodos, prestando atención a la polaridad de éstos últimos así como a la polaridad de los condensadores electrolíticos. De lo contrario el circuito no podrá funcionar como es debido.

Al montar los transistores debéis poner atención para no intercambiar los tres terminales E-B-C y sobre todo, dado que presentan la misma envoltura, a no confundir los NPN con los PNP. Efectivamente, TR1-TR2-TR4-TR5 deben ser PNP tipo BC205 o equivalentes, mientras que TR3-TR6-TR7-TR8 deben ser NPN tipo BC208 o equivalentes.

Respecto a las dos bobinas L1/L2 y L3/L4, no podréis confundirlas con las dos frecuencias intermedias IF1-IF2, ya que en las primeras el soporte plástico sobre el cual está devanada la bobina sobresale 2-3 mm. del orificio superior de blindaje.

De otro lado tampoco existe la posibilidad de confundir las dos bobinas, ya que son totalmente idénticas. Respecto a las IF, en cambio, la IF1 lleva el tornillo superior de ajuste AMARILLO o las siglas AM-1 en el blindaje y la IF2 lleva un tornillo de ajuste NEGRO o las siglas AM-3 en la envoltura.

Recordamos que los dos terminales metálicos que sobresalen del blindaje de estas bobinas no deben recortarse, sino que serán introducidos en sus respectivos orificios y soldados a la pista de masa situada debajo.

NOTA: el primario de estas bobinas está situado en la parte donde sobresalen tres termi-

COMPONENTES

R1 = 100 ohm. ¼ wat.
R2 = 18.000 ohm. ¼ wat.
R3 = 8.200 ohm. ¼ wat.
R4 = 12.000 ohm. ¼ wat.
R5 = 39.000 ohm. ¼ wat.
R6 = 12.000 ohm. ¼ wat.
R7 = 4.700 ohm. trimmer
R8 = 4.700 ohm. ¼ wat.
R9 = 33.000 ohm. ¼ wat.
R10 = 10.000 ohm. ¼ wat.
R11 = 10.000 ohm. ¼ wat.
R12 = 1 megaohm. ¼ wat.
R13 = 1 megaohm. ¼ wat.
R14 = 33.000 ohm. ¼ wat.
R15 = 33.000 ohm. ¼ wat.
R16 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R17 = 10.000 ohm. ¼ wat.
R18 = 10.000 ohm. ¼ wat.

R19 = 10.000 ohm. ¼ wat.
R20 = 1.500 ohm. ¼ wat.
R21 = 10.000 ohm. ¼ wat.
R22 = 1.500 ohm. ¼ wat.
R23 = 10.000 ohm. ¼ wat.
R24 = 10.000 ohm. ¼ wat.
R25 = 390.000 ohm. ¼ wat.
R26 = 33.000 ohm. ¼ wat.
R27 = 33.000 ohm. ¼ wat.
R28 = 15.000 ohm. ¼ wat.
R29 = 10.000 ohm. ¼ wat.
C1 = 47.000 pF disco
C2 = 18 pF disco
C3 = 100.000 pF disco
C4 = 3,9 pF disco
C5 = 18 pF disco
C6 = 2 mF electrolítico 16 volt.
C7 = 100.000 pF disco
C8 = 1 mF electrolítico 50 volt.
C9 = 10 mF electrolítico 25 volt.

C10 = 100.000 pF disco
C11 = 100.000 pF disco
C12 = 1.000 pF disco
C13 = 4.700 pF disco
C14 = 100.000 pF disco
C15 = 4.700 pF disco
C16 = 1 mF electrolítico 50 volt.
C17 = 15.000 pF poliéster
C18 = 27.000 pF poliéster
C19 = 15.000 pF poliéster
C20 = 12.000 pF poliéster
C21 = 4.700 pF poliéster
C22 = 4.700 pF poliéster
C23 = 100.000 pF disco
C24 = 10 mF electrolítico 25 volt.
C26 = 10 mF electrolítico 25 volt.
C27 = 22 mF electrolítico 25 volt.
DG1 = diodo de germanio AA117-OA95
DS1-DS5 = diodos de silicio IN4148

L1/L2 = bobina 27 Mhz.
L3/L4 = bobina 27 Mhz.
IF1 = frecuencia intermedia 455 KHz. amarilla
IF2 = frecuencia intermedia 455 KHz. negra
IC1 = integrado tipo TCA.440
IC2 = integrado tipo TL081 o LF.351
IC3 = integrado tipo TL081 o LF.351
TR1 = transistor PNP tipo BC.205
TR2 = transistor PNP tipo BC.205
TR3 = transistor PNP tipo BC.208
TR4 = transistor PNP tipo BC.205
TR5 = transistor PNP tipo BC.205
TR6 = transistor PNP tipo BC.208
TR7 = transistor NPN tipo BC.208
TR8 = transistor NPN tipo BC.208
XTAL = cuarzo 27 Mhz. (ver texto)
3 relés 6 volt. 1 circuito
SI = interruptor de palanca.

nales, mientras que el secundario se encuentra en la parte donde sobresalen sólo dos terminales.

Ahora no queda sino el montaje de los tres relés y a continuación podréis insertar los tres integrados en sus respectivos zócalos, respetando la muesca de referencia.

Finalizado el montaje de los componentes, podéis conectar el hilo que hace de antena a su correspondiente terminal, luego aplicar en las salidas los motorcitos o una lamparilla y ahora nuestro receptor estará listo para desarrollar sus funciones, aunque para hacerlo de manera óptima falta aún un buen ajuste.

AJUSTE

Para ajustar este receptor, si ya habéis realizado el transmisor, no hace falta ningún instrumento en particular, ya que basta con captar la señal de AF generada por el transmisor.

La primera operación consistirá en girar totalmente hacia masa el cursor del trimmer R8 (si lo giráis en sentido contrario, el receptor es menos sensible). A continuación aplicad entre el terminal TP1 (se ve en el esquema práctico de la fig. 3, junto a R4) y la masa, un tester de 20.000 ohm. por volt. o, mejor aun, un voltímetro electrónico conmutado en la posición 1,5 volt. fondo escala.

Ahora debéis encender el transmisor, evitando extender la antena, para que la señal irradiada sea mínima. Después, con un destornillador, debéis girar los núcleos de la IF1 y la IF2 hasta leer en el tester la máxima tensión.

Si la aguja indicadora del instrumento alcanza el fondo escala, en lugar de cambiar la escala en el tester es aconsejable alejar el transmisor del receptor.

Una vez obtenida la máxima tensión, podéis estar seguros de que las dos IF están ajustadas exactamente en 455 KHz., ya que esa será la diferencia entre el cuarzo utilizado en el transmisor y el cuarzo montado en el receptor.

A propósito del cuarzo, ya habíamos mencionado que en el receptor es aconsejable montar aquél de los dos que presente una **frecuencia más elevada**, para minimizar así las interferencias con los CB que transmiten en esta banda y que, como todos sabéis, adoptan la disposición contraria.

Ahora habrá que girar el núcleo de la bobina osciladora L3/L4, siempre tratando de obtener la máxima lectura en el tester.

Si para ello se hace necesario girar a fondo el núcleo de dicha bobina, os convendrá aumentar ligeramente la capacidad del condensador C2 de los actuales 18 pF a 22 pF.

Si, por el contrario, el núcleo queda demasiado fuera del soporte, será conveniente disminuir dicha capacidad a 15 pF.

Finalmente pasaréis a regular el núcleo de la bobina L1/L2, siempre tratando de obtener

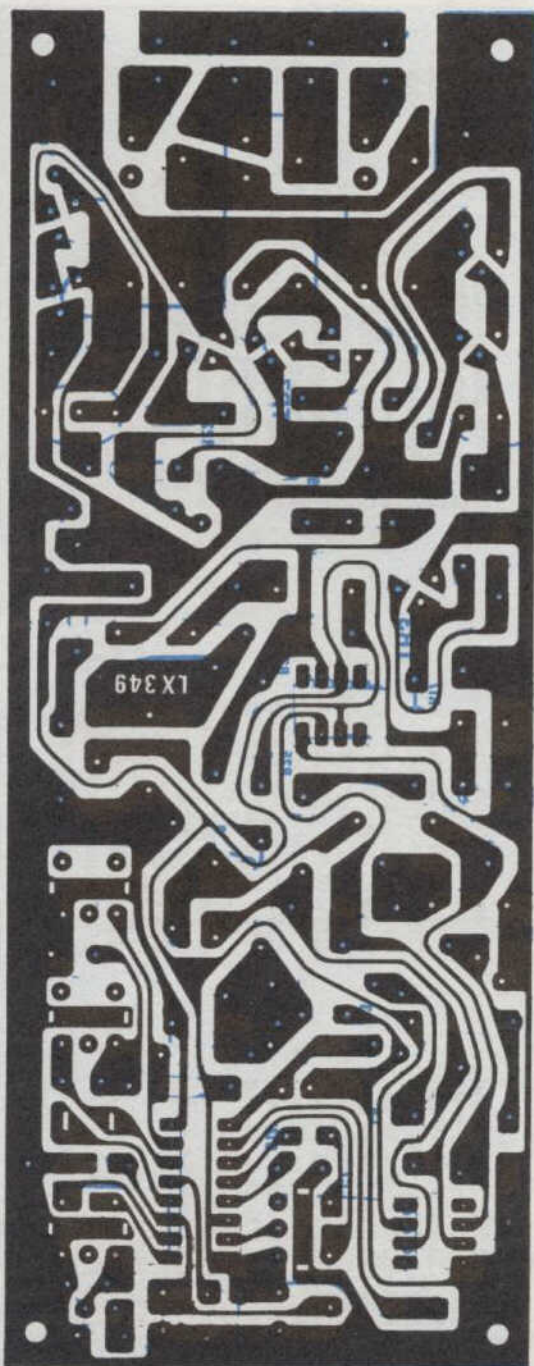


Figura 2
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso necesario para la realización del receptor para telemando de tres canales. Como se ve en la siguiente figura, en este circuito se colocarán también los tres relés que utilizaremos para suministrar tensión a los motores o a otros servorrelés.

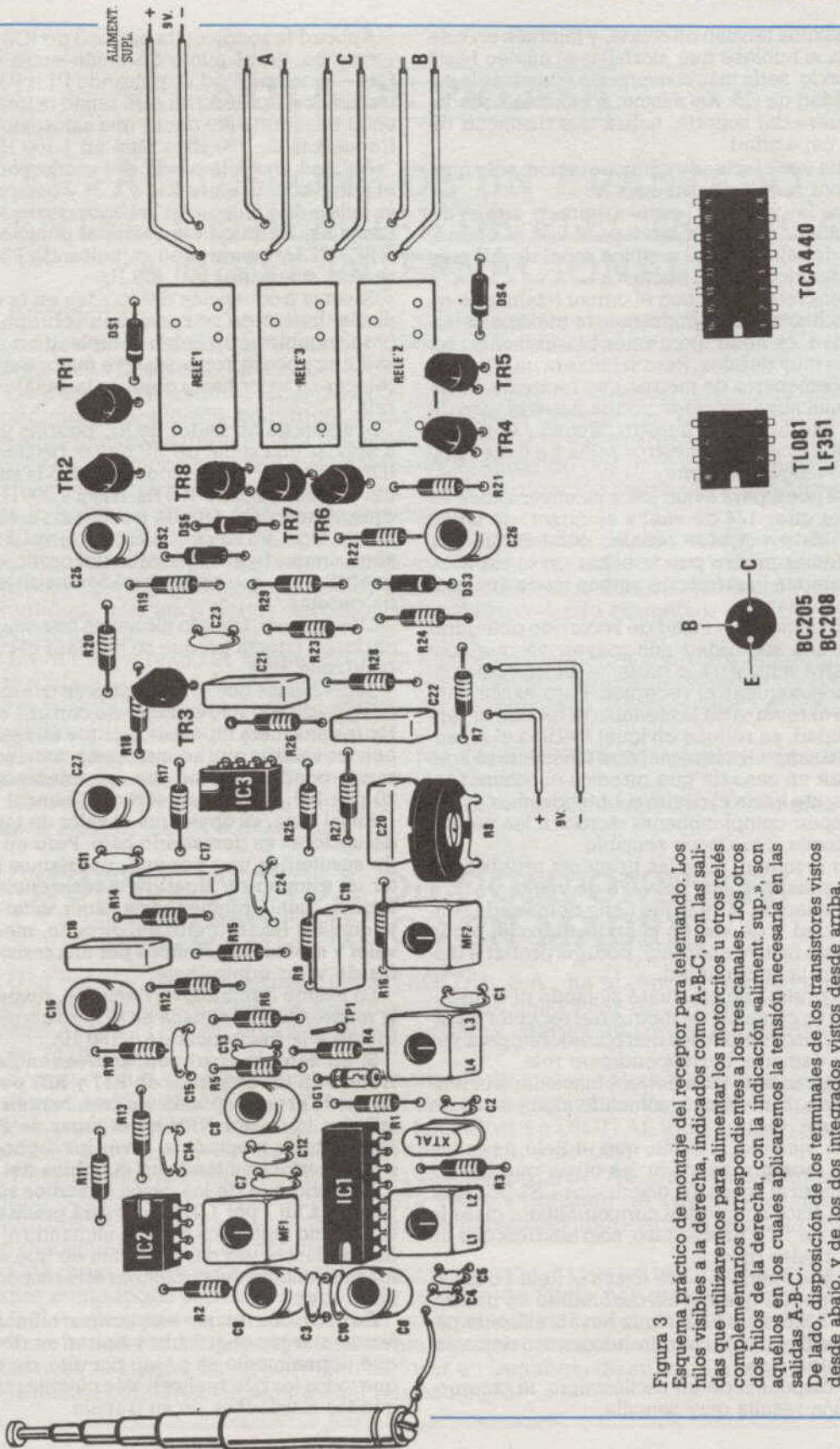


Figura 3
Esquema práctico de montaje del receptor para telemando. Los hilos visibles a la derecha, indicados como A-B-C, son las salidas que utilizaremos para alimentar los motorcitos u otros relés complementarios correspondientes a los tres canales. Los otros dos hilos de la derecha, con la indicación «aliment. sup.», son aquéllos en los cuales aplicaremos la tensión necesaria en las salidas A-B-C.
De lado, disposición de los terminales de los transistores vistos desde abajo, y de los dos integrados vistos desde arriba.

la máxima tensión en salida, y también en este caso, si hubiese que atornillar el núcleo hasta el fondo, sería más conveniente aumentar la capacidad de C5. Así mismo, si el núcleo quedase fuera del soporte, habrá que disminuir dicha capacidad.

Una vez efectuada esta operación, sólo queda por regular el trimmer R8.

En la práctica este trimmer sirve de «squench», es decir, sirve para fijar el umbral por debajo del cual ninguna señal de AF puede desbloquear el receptor.

Concretamente, con el cursor totalmente girado hacia masa tendremos la máxima sensibilidad, es decir, podremos captar incluso señales muy débiles. Pero si hubiera un CB a pocos centenares de metros, que transmite e irradia muchos armónicos, podría darse el caso de que interfiriese en nuestro circuito y veríamos excitarse uno de nuestros relés sin haber pulsado ningún pulsador.

Así pues, para evitar estos inconvenientes, es mejor girar 1/4 de vuelta el cursor, de modo que las eventuales señales débiles que por cualquier motivo pueda haber en el espacio, no puedan interferir de ningún modo en nuestro telemando.

Obviamente, a mitad de recorrido obtendremos una seguridad aún mayor, ya que sólo nuestra señal será lo bastante fuerte como para desbloquear el receptor. Pero existe también el reverso de la medalla: al reducir la sensibilidad, se reduce en igual medida el alcance máximo. Obviamente, este fenómeno se agudizará en caso de que giremos el trimmer totalmente hacia el positivo; obtendremos así un receptor completamente «sordo» a las perturbaciones, pero poco sensible.

En resumen, para las primeras pruebas recomendamos girar R8 a 1/4 de vuelta y sólo a continuación, si véis que tiene demasiada sensibilidad y de vez en cuando se excita algún relé sin motivo aparente, podréis probar a disminuir la sensibilidad.

La prueba se efectuará situando el transmisor a un centenar de metros del receptor y pulsando uno tras otro los tres pulsadores, para ver si se excita el correspondiente relé.

Lógicamente todo deberá funcionar a la perfección, si no habéis cometido algún error de montaje.

Por ejemplo, si notáis que el Relé 3 permanece siempre excitado, es obvio que habéis montado al revés los dos diodos DS2-DS3; por tanto éstos no pueden cortocircuitar a masa la base de TR7. En ese caso, sólo tendréis que invertir tales diodos.

Si, por ejemplo, no se excita el Relé 1 o el Relé 2, puede que hayáis confundido un transistor NPN con un PNP o que hayáis utilizado para los filtros unos condensadores con demasiada tolerancia.

Si disponéis de un osciloscopio, la comprobación resulta muy sencilla.

Aplicad la sonda en la patilla 3 de IC2 e IC3 —esto es, en el punto de unión entre R12 y C14— y comprobad si, pulsando P1 o P3 en el transmisor, aparece en este punto la forma de onda requerida (es decir, una senoide en la frecuencia de 390 Hz o bien en 1.100 Hz).

Aplicad ahora la sonda del osciloscopio en el punto común entre R17 y C24 y comprobad si, pulsando P1, aparece la senoide de 390 Hz. Después, desplazad la sonda al punto común a R23-C23 y comprobad si, pulsando P3, aparece la senoide de 1.100 Hz.

Si estas frecuencias detectadas en la entrada del integrado no consiguen sobrepasar el filtro, significa que habéis empleado condensadores poco apropiados. Por tanto, tratad de retocar su valor hasta obtener la señal requerida.

Si tenéis un oscilador de BF, podréis probar a aplicar una señal de BF en las patillas 3 de IC2 e IC3. A continuación, variando la sintonía del oscilador desde 100 Hz. hasta 2.000 Hz., podréis determinar en qué frecuencia está ajustado el filtro. En efecto, cuando obtengáis la máxima senoide en la pantalla del osciloscopio, querrá decir que estáis en el centro de la banda pasante.

Obviamente, cuando alcancéis esta situación, os daréis cuenta porque se excitará el correspondiente relé.

Supongamos que el relé se excite con una frecuencia de 600 Hz., en lugar de con una de 390 Hz. (es una mera hipótesis, porque en realidad, con los valores que aconsejamos, incluso utilizando condensadores con una tolerancia del 20 por 100, esto no se verificará nunca).

En tal caso, es obvio que el valor de los condensadores es demasiado bajo. Pero en lugar de sustituirlos uno por uno, podríamos insertar un trimmer en lugar de la resistencia R16, regular dicho trimmer hasta hacer saltar el relé con 390 Hz., retirarlo del circuito, medir su valor y sustituirlo entonces por una resistencia fija de valor equivalente.

Lo mismo decimos, obviamente, respecto a la resistencia R28 situada en el filtro correspondiente a la frecuencia de 1.100 Hz.

Si en cambio aparecen las frecuencias correctas en los extremos de R17 y R23 pero no se excita el correspondiente relé, habréis montado un transistor NPN en el lugar de PNP o bien habréis montado al revés los diodos DS1 o DS4, cortocircuitando así la bobina del relé.

Es obvio que de los casos descritos sólo se verificará un 1 por 1.000, pero será precisamente ese uno quien nos escriba tachando al diseño de «fiasco», sin darse cuenta de que el mal funcionamiento del circuito es sólo responsabilidad suya.

En previsión de que esto ocurra, hemos preferido alargar el artículo y entrar en detalles que normalmente se pasan por alto, de modo que todos los que realicen este circuito puedan quedar satisfechos de su trabajo.

BUSCA- METALES



A diferencia de los detectores de batido, el que hoy os proponemos presenta una mayor estabilidad y una elevada sensibilidad. Fácil de construir, os resultará indispensable para la búsqueda —tanto a nivel de aficionado como a nivel profesional— de todos los tesoros sobre los que caminamos a diario, sin tener conocimiento de ello.

HOY publicamos un detector de metales más moderno que los habituales circuitos de batido. La decisión de presentar un detector de «reluctancia variable» tiene mucho que ver con nuestra reciente puesta al día

respecto a los precios de venta al público de los detectores de metales.

Al no estar actualizados, pensábamos que a pesar de los aumentos de precios a que está sujeto el material electrónico, tales detectores

no costarían más de 10.000 pesetas. En éstas se presentó en la revista uno de nuestros lectores, portador de un detector de metales comercial, desesperado porque no encontraba a nadie capaz de reparárselo. La dificultad estribaba en que el esquema eléctrico era «top-secret» y además habían borrado a propósito las siglas de los tres circuitos integrados existentes en el circuito impreso.

Informados de su costo, quedamos realmente estupefactos: 95.000 pesetas, más 17.000 pesetas de impuestos para un detector de metales de los más económicos, ya que, según supimos, existen modelos cuyo costo supera las 200.000 pesetas.

Después de oír hablar de semejantes cifras, pensamos que había llegado el momento de desempolvar un antiguo diseño de detector de metales a «reluctancia variable» y perfeccionarlo mediante técnicas y componentes más modernos.

De todas formas, antes de acometer tal empresa, quisimos constatar la diferencia de sensibilidad entre un modelo de 100.000 pesetas y otro de 200.000.

A pesar de la notable diferencia de precio, ambos tenían la misma sensibilidad. Además comprobamos que el modelo de mayor costo era mucho más difícil de usar, ya que tenía tantos mandos que resultaba difícil obtener un óptimo equilibrio del circuito para neutralizar totalmente el efecto capacitivo del terreno. En definitiva, nos encontrábamos ante un busca-metales con una sensibilidad inferior a la de un detector de «batido».

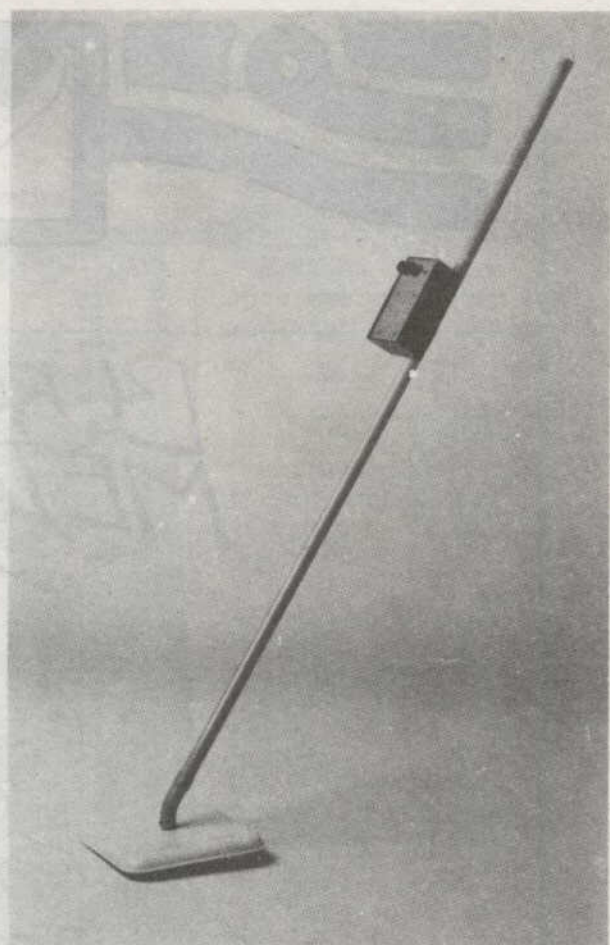
Los modelos más caros están dotados de un miliamperímetro que indica «ORO-HIERRO-LATÓN-NÍQUEL» etc., induciendo a pensar que tales busca-metales pueden establecer la naturaleza del metal existente en el subsuelo.

Conociendo el principio de funcionamiento de todos los detectores y siendo como somos bastante escépticos, quisimos realizar una prueba.

Pues bien, una lata de cerveza enterrada a 10 cm de profundidad fue detectada como «latón», pero enterrada a 20 cm se transformó, como por ensalmo, en «oro». Esta prueba nos confirmó en nuestra opinión, es decir, que tal instrumento sirve sólo para «encandilar» al comprador y las características declaradas sólo sirven para justificar su elevado precio.

También el «efecto suelo» es difícilmente neutralizable; la **diferenciación** entre hojas de estaño o tapones metálicos de botella y objetos de dimensiones mayores es, por desgracia, pura utopía. Esta diferenciación resulta válida única y exclusivamente si los tapones de botella y los objetos de mayores dimensiones están enterrados a la misma profundidad.

En efecto, la diferenciación no es más que una «atenuación de sensibilidad». Por tanto, un tapón de botella o una moneda, enterrados a 10 cm de profundidad, influyen en la bobina



captadora con la misma intensidad que un objeto de dimensiones mayores enterrado a más profundidad.

Si reducimos la sensibilidad ya no detectaremos las chapas de botella o el papel de estaño, pero tampoco detectaremos objetos de mayores dimensiones que de otro modo sí habríamos detectado.

Para aquellos que hayan adquirido uno de esos busca-metales y se encuentren en dificultades para repararlo debido a la falta de información sobre los componentes, diremos que el transistor oscilador es un PNP plástico de silicio, de baja frecuencia (podéis insertar uno de cualquier tipo, ya que el circuito oscilará siempre).

El integrado de 8+8 patillas situado junto al transistor oscilador, es un divisor por 10 ó 16 que divide la frecuencia del oscilador, el cual a su vez oscila normalmente en 10.000 Hz, de modo que se obtenga una frecuencia acústica en 1.000 Hz para excitar el altavoz. En los modelos más económicos este divisor está constituido por un normal TTL SN.7490, mientras que en los modelos más caros es un C/Mos tipo CD.4024.

Hay además otros dos integrados de 4+4 pataillas, uno de los cuales es un operacional utilizado como comparador (los modelos más caros llevan un LM.358 o equivalente) y el otro es un simple integrado estabilizador de 5 volt. Y todo esto «sólo» cuesta 95.000 pesetas más impuestos.

Otra particularidad común a todos los tipos de buscametales que conocemos es que resulta imposible determinar la **sensibilidad** a partir de las características declaradas y en los casos en que se habla de ella, se hace con frases del estilo de «sensibilidad excelente», «sensibilidad mejorada», «sensibilidad a todos los metales», «sensibilidad a discriminación regulable», etc.

Nadie especifica que una moneda de cinco duros se puede detectar a un máximo de «x» centímetros de profundidad, o que una caja de dimensiones bien precisas, de hierro o de bronce, se puede localizar a «x» centímetros.

Es obvio que si declarasen la sensibilidad, serían pocos los que gastarían cifras tan astronómicas en tales instrumentos o, al menos, si supieran que las características son las mismas en el modelo de 95.000 pesetas y en el modelo de 200.000, nadie compraría el más caro.

Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento en que se basan todos los detectores de metales es que cualquier metal afectado por el campo magnético que genera una bobina osciladora, consigue influenciar las líneas de inducción en función de sus dimensiones y de la distancia.

Actualmente no existe un sistema que resulte en la práctica «mucho» más sensible que otro. En efecto, la máxima diferencia entre un modelo y otro puede ser del 10-15 por 100. Para alcanzar ese máximo, es necesario utilizar bobinas de diámetro no inferior a 20 cm y amplificar (pero no exageradamente) las variaciones del campo magnético.

A este respecto queremos precisar que una moneda de cinco duros nunca conseguirá influir en una bobina osciladora situada a un metro de distancia. Por tanto, al no existir variación del campo magnético, de nada sirve utilizar pasos amplificadores capaces de amplificar 1.000 ó 2.000 veces, ya que no existe nada que amplificar.

Por tanto, para cualquier tipo de buscametales existe un límite insuperable y para todos ellos es válida la regla de que cuanto más pequeño sea el objeto, más cerca tendrá que estar de la bobina osciladora para afectarla y que a mayor distancia, para obtener las mismas variaciones, será necesario aumentar sus dimensiones.

Dicho esto, podemos indicar cómo funcionan los tipos más corrientes de detectores disponibles en la actualidad.

Buscametales de batido

Es el principio más conocido y utilizado para realizar un detector de metales.

En este tipo de circuito hay una bobina osciladora, empleada como cabeza captadora, que oscila por ejemplo en 1.000.000 Hz.

Internamente existe además un segundo oscilador que se hace oscilar a idéntica frecuencia.

Mezclando estas dos frecuencias se obtiene, por **diferencia**, un batido «cero»:

$$1.000.000 - 1.000.000 = 0 \text{ Hz,}$$

y por **adición**, una frecuencia doble:

$$1.000.000 + 1.000.000 = 2.000.000 \text{ Hz.}$$

Eliminando con un filtro la frecuencia «suma» de 2.000.000 de Hz se obtiene en salida únicamente la frecuencia generada por la diferencia entre las dos frecuencias, es decir, el batido «cero».

Cuando se coloca un metal junto a la bobina osciladora, varía la frecuencia de oscilación. Suponiendo que la frecuencia de 1.000.000 de Hz varíe a 99.400 Hz., de la diferencia obtendremos una señal de BF igual a 600 Hz. En efecto:

$$1.000.000 - 999.400 = 600 \text{ Hz.}$$

Cuanto mayores son las dimensiones del objeto metálico, más amplia es la variación de frecuencia y por tanto, en este tipo de buscametales, se pueden obtener variaciones de un mínimo de 2-5 Hz —con objetos muy pequeños o situados a gran profundidad— a un máximo de 8.000-10.000 Hz —con objetos más grandes o situados a poca profundidad— que, amplificados, podrán ser aplicados directamente al altavoz.

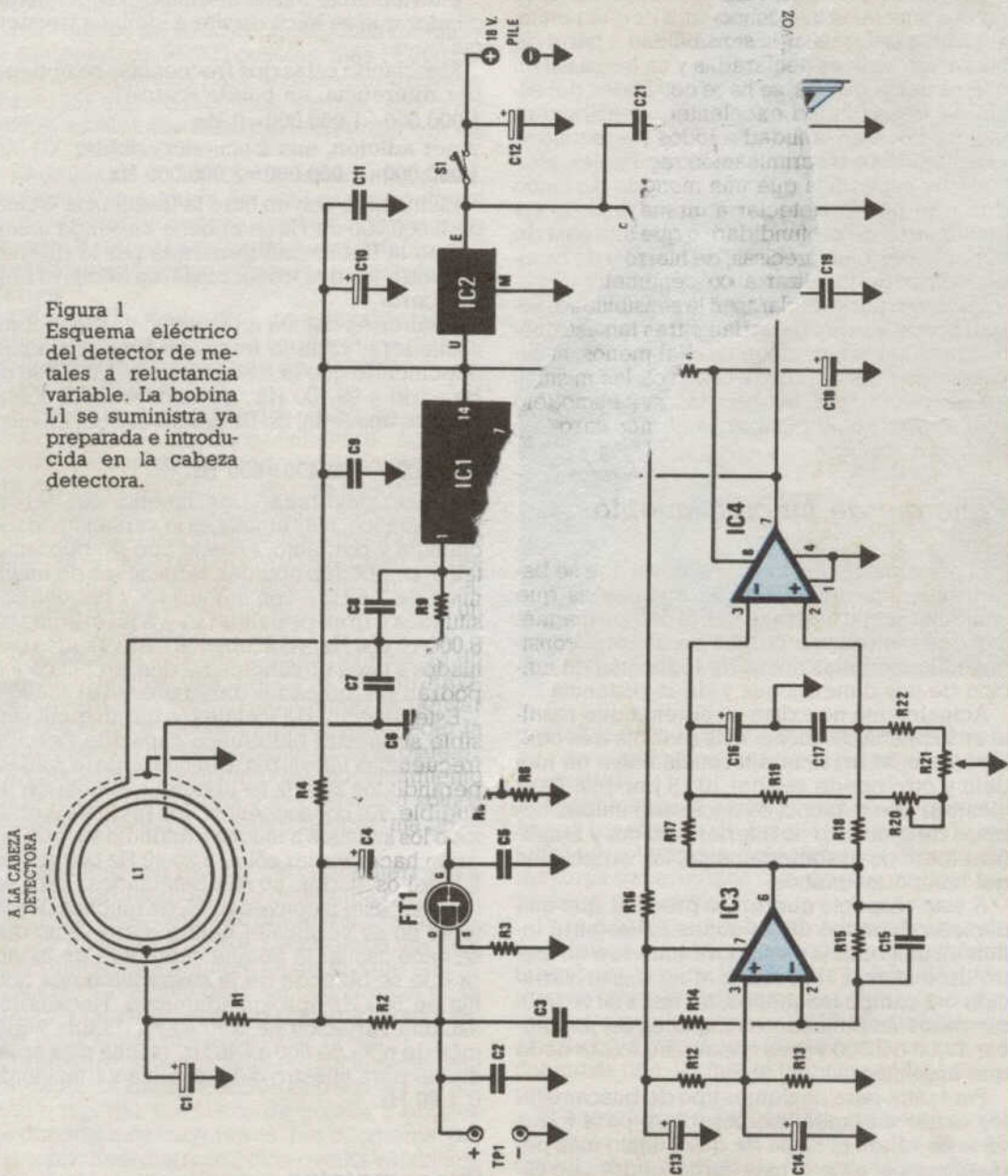
Este detector de metales sería sin duda sensible si nuestro oído fuese capaz de percibir frecuencias inferiores a 40-60 Hz, pero sólo superando los 200 Hz se obtiene una nota de BF audible. En consecuencia, los pequeños objetos o los situados a mucha profundidad, que podrían hacer variar sólo en 20-40 Hz la frecuencia del oscilador, no son detectados. Para solucionar este inconveniente, en muchos detectores no se verifica el batido «cero», sino que se hace oscilar la bobina captadora de manera que se obtenga de la **sustracción** una nota fija en 500 Hz aproximadamente. Haciéndolo así, una variación de sólo 40 Hz da una variación de nota de 500 a 540 Hz, mucho más apreciable para nuestro oído que una variación de 0 a 40 Hz.

Buscametales a bobinas equilibradas

Este tipo de buscametales utiliza una cabeza captadora compuesta por dos bobinas, una transmisora y una receptora. El circuito compara la amplitud de la señal existente en las dos

A LA CABEZA
DETECTORA

Figura 1
Esquema eléctrico
del detector de me-
tales a reluctancia
variable. La bobina
L1 se suministra ya
preparada e introdu-
cida en la cabeza
detectora.



COMPONENTES

- R1 = 470 ohm. ¼ wat
- R2 = 15.000 ohm. ¼ wat
- R3 = 100 ohm. ¼ wat
- R4 = 100 ohm. ¼ wat
- R5 = 2,2 ohm. trimmer
- R6 = 680.000 ohm. ¼ wat
- R7 = 1 megaohm. ¼ wat
- R8 = 47 ohm. ¼ wat
- R9 = 10.000 ohm. ¼ wat
- R10 = 15.000 ohm. ¼ wat
- R11 = 6.800 ohm. ¼ wat
- R12 = 100.000 ohm. ¼ wat
- R13 = 100.000 ohm. ¼ wat
- R14 = 47.000 ohm. ¼ wat
- R15 = 1 megaohm. ¼ wat
- R16 = 100 ohm. ¼ wat
- R17 = 100.000 ohm. ¼ wat

- R18 = 100.000 ohm. ¼ wat
- R19 = 1 megaohm. ¼ wat
- R20 = 22.000 ohm. potenciómetro lineal
- R21 = 100.000 ohm. potenciómetro lineal
- R22 = 1 megaohm. ¼ wat
- R23 = 100 ohm. ¼ wat
- C1 = 10 mF electrolítico 16 volt.
- C2 = 220.000 pF poliéster
- C3 = 1 mF poliéster
- C4 = 47 mF electrolítico 25 volt.
- C5 = 100.000 pF poliéster
- C6 = 47 pF disco
- C7 = 100.000 pF poliéster
- C8 = 4.700 pF poliéster
- C9 = 100.000 pF poliéster
- C10 = 10 mF electrolítico 16 volt.
- C11 = 100.000 pF poliéster
- C12 = 100 mF electrolítico 25 volt.
- C13 = 10 mF electrolítico 16 volt.

- C14 = 1 mF electrolítico 16 volt.
- C15 = 100.000 pF poliéster
- C16 = 4,7 mF electrolítico 16 volt.
- C17 = 100.000 pF poliéster
- C18 = 10 mF electrolítico 16 volt.
- C19 = 4,7 mF electrolítico 16 volt.
- C20 = 10 mF electrolítico 16 volt.

500

- MPF 102
- PNP tipo BC.237
- PNP tipo BC.328
- C1 = integrado tipo CD.4024
- IC2 = integrado tipo uA.7812
- IC3 = integrado tipo TL.081
- IC4 = integrado tipo LM.311
- Altavoz 8 ohm. 1 wat
- S1 = interruptor

bobinas y un comparador indica las diferencias.

Cuando el campo generado por la bobina osciladora no resulta influido por la presencia de un metal, al estar «equilibradas» las dos bobinas, hay una señal mínima en la bobina receptora.

Por el contrario, en presencia de un metal, el circuito se desequilibra y el comparador, al recibir tal desequilibrio, indica la presencia del metal.

Este tipo de circuito resulta muy crítico, hasta el punto de que si las bobinas no están perfectamente equilibradas, su sensibilidad resulta inferior a la de un detector de batido.

Este sistema, por ser muy sensible al efecto «suelo», es de difícil utilización.

Buscametales a impulsos

A diferencia de los otros, en este buscametales se envían impulsos de frecuencia constante a la bobina captadora y se mide el factor de atenuación.

Si se coloca un objeto metálico en las proximidades de esta bobina, el tiempo de atenuación resulta menor que el de la bobina sin influenciar, y midiendo esta diferencia se consigue establecer la existencia del metal en la zona de terreno inspeccionada.

Este buscametales es fácil de realizar pero tiene una escasa sensibilidad, ya que no consigue detectar objetos muy pequeños u objetos grandes situados a más profundidad.

Buscametales a reluctancia variable

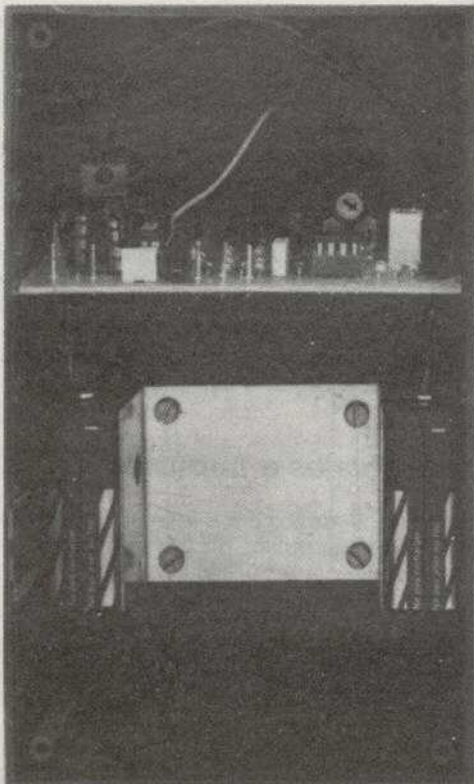
Este circuito, como podréis comprobar, dispone de una elevada sensibilidad, no presenta excesivas dificultades de realización y por ello resulta idóneo para autoconstruirlo con éxito y por un módico desembolso.

El principio de funcionamiento es el utilizado por cualquier Grip-Dip; es decir, se mide la variación del «Q» de la bobina osciladora, que se detecta midiendo las variaciones de corriente de colector o de base del transistor, o de Drain o de Gate del fet utilizado en el paso oscilador.

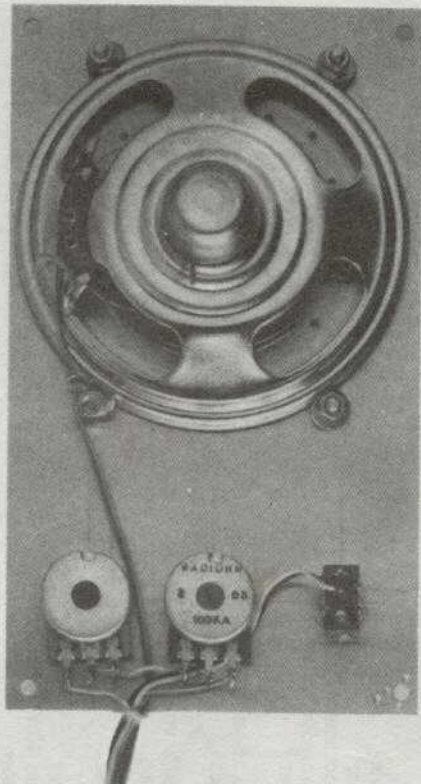
Para obtener un detector sensible con este sistema, se necesita una bobina de alto «Q» y un oscilador que proporcione amplias variaciones de corriente cuando un objeto metálico influye en dicha bobina.

Una ventaja de este sistema consiste en que permanece «mudo» cuando no está influenciado por la presencia de un metal y que indica la presencia de éste con una nota acústica de frecuencia constante.

Ahora, una vez explicados los distintos prin-



El circuito impreso y el altavoz se colocarán en el contenedor que se acoplará al mango del buscametales.



cipios de funcionamiento en que se basa la realización de un detector de metales, podemos pasar a la descripción de nuestro circuito.

Esquema eléctrico

Un detector de metales a reluctancia variable es un circuito muy sencillo; con dos fet, dos transistores y tres integrados solamente, se pueden detectar objetos a la siguiente profundidad:

una moneda: 15 cm

un anillo de oro: 18 cm

una pulsera de metal: 30 cm

un metal de 10x20 cm: 40 cm

un metal de 30x40 cm: 60 cm

una llanta de automóvil: 75 cm;

para objetos de mayores dimensiones, es posible alcanzar y superar 1 metro de profundidad.

Como se ve en la fig. 1, hemos utilizado un fet tipo MPF 102 (FT2) como componente activo de un oscilador normal tipo Hartley, cuya configuración circuital se presta bien para realizar una bobina captadora para buscamentales.

La bobina L1 de elevado Q, tiene un diámetro de 22 cm aproximadamente y está compuesta por 90-100 espiras con toma central. Esta bobina se suministra **ya devanada** y pegada dentro de un contenedor plástico, ya que debe resultar totalmente blindada con cinta de aluminio para evitar el efecto capacitivo de la mano y para reducir al mínimo el efecto «suelo».

La frecuencia de trabajo puede variar, dependiendo del número de espiras modificado en la fase de ajuste, de 10.000 Hz a 12.000 Hz y dicha diferencia no influye en la sensibilidad final del circuito.

En el punto de unión de las dos resistencias R7 y R5 existen variaciones de tensión, provocadas por un objeto metálico, más que suficientes para poder ser aplicadas en la entrada de cualquier comparador de tensión. Sin embargo, haciéndolo así, se obtendría una sensibilidad «NORMAL». Para aumentarla hemos insertado en el circuito un paso amplificador en C.C., realizado también con un fet tipo MPF 102 (FT1).

Para mejorar la estabilidad hemos añadido, a la salida de este amplificador, un segundo amplificador en C.A., realizado con un amplificador operacional de bajo ruido, tipo TL081,

indicado en el esquema eléctrico con las siglas IC3.

Con una bobina de 22 cm de diámetro y estos dos pasos amplificadores en cascada, se obtiene un aumento de sensibilidad de un 16 por 100 respecto a circuitos análogos.

De haberlo querido, hubiéramos podido aumentar aún más la amplificación, por ejemplo aumentando la ganancia del paso realizado con el operacional IC3. Pero de ese modo no hubiéramos obtenido ventaja alguna, ya que si un objeto metálico no consigue influenciar la bobina osciladora a causa de la distancia o a causa de sus reducidas dimensiones, un aumento de amplificación se traduce únicamente en un aumento de la sensibilidad al efecto «suelo», que de otro modo resulta atenuado.

Hacemos notar que las variaciones en la unión de las dos resistencias R7 y R5 son del orden de milivoltios, por lo cual no se puede

perar en 10-12 microvolt. a la tensión existente en la patilla no inversora 2, la salida se pone automáticamente en nivel lógico 1. De ese modo, la señal procedente de la patilla 6 de IC1 —un C/Mos que divide por 16 la frecuencia del oscilador FT2— será amplificada por los transistores de salida TR1 y TR2 y aplicada, mediante el condensador electrolítico C20, al altavoz.

Dado que la señal amplificada por IC3 es aplicada simultáneamente en las entradas 2-3 de IC4 mediante las resistencias R17 y R18 de idéntico valor, seguramente os preguntaréis cómo puede llegar a la patilla 3 de IC4 una tensión distinta de la existente en la patilla 2, ya que al variar la amplitud en una entrada, automáticamente debería variar en igual medida también en la otra entrada.

Controlando la capacidad de los condensadores C16 y C17, aplicados en las dos ramas

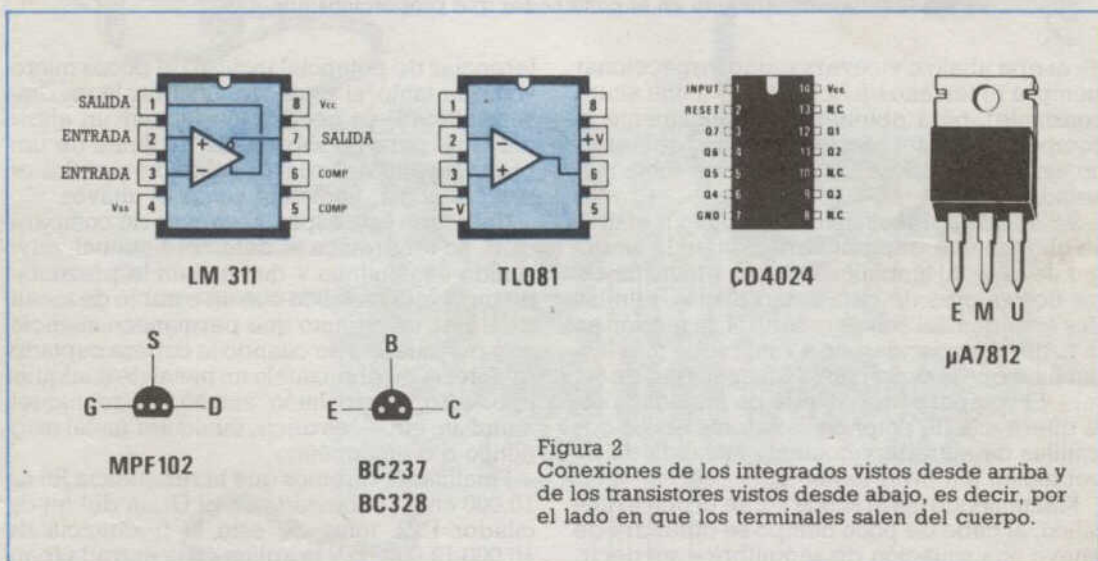


Figura 2
Conexiones de los integrados vistos desde arriba y de los transistores vistos desde abajo, es decir, por el lado en que los terminales salen del cuerpo.

pretender medirlas con un simple tester. Sólo con un milivoltímetro electrónico o con un osciloscopio se podrán medir y valorar esas mínimas variaciones de amplitud.

De la patilla 6 de salida del amplificador operacional, la señal alterna se transfiere, mediante dos resistencias de 100.000 ohm (ver R16 y R18) a las dos entradas 2 y 3 de un comparador de tensión tipo LM311.

En la práctica este comparador controla la diferencia de tensión existente en las dos entradas. Hasta que esa diferencia no supere un umbral determinado por la posición de dos potenciómetros R21 y R20, en la patilla de salida 7 de IC4 tendremos un nivel lógico 0, lo que significa que esta salida resulta cortocircuitada a masa y en tales condiciones, mantiene bloqueado el amplificador final constituido por TR1 y TR2.

Cuando en la patilla inversora 3 la tensión su-

de entrada, comprobaréis que la capacidad del condensador C16, situado en la patilla inversora 3, es de 4,7 mF, mientras que la capacidad del condensador C17, situado en la patilla 2 no inversora, resulta de 100.000 pF solamente.

Esta elevada diferencia proporciona al circuito las siguientes ventajas:

1.^a Si la amplitud del oscilador derivase lentamente, por temperatura o por otras causas, ambos condensadores registrarían lentamente tales variaciones. Por tanto, permaneciendo constante el nivel de tensión en ambas entradas, el comparador no podría cambiar su condición lógica en salida.

2.^a Este «autoequilibrio» en la entrada del comparador, permite compensar el efecto «suelo». En efecto, basta mantener la sonda captadora siempre a la misma distancia del nivel del suelo (es decir, no desplazarla continuamente

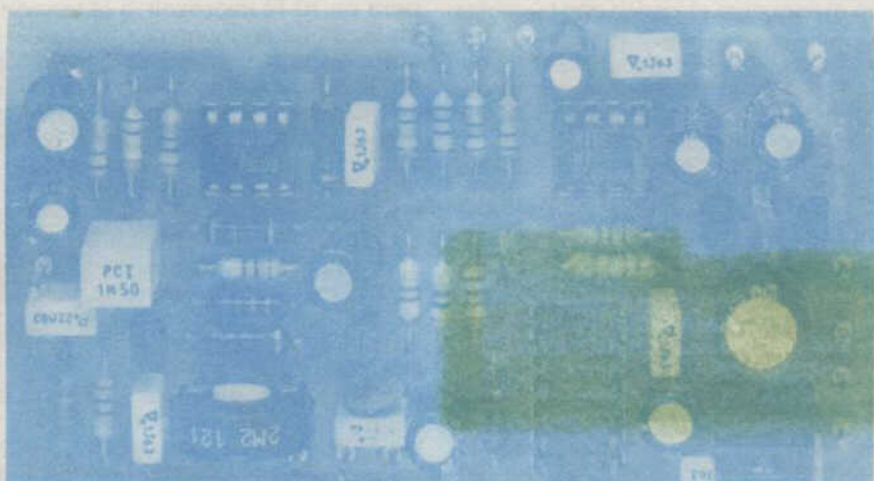


Foto aumentada del circuito electrónico del buscametales a reluctancia variable, que se introducirá verticalmente en el contenedor que proporcionamos.

de arriba abajo o viceversa, sino inspeccionar siempre el terreno en horizontal y a una altura constante), para obtener automáticamente la compensación del efecto capacitivo del terreno, sea éste arenoso, arcilloso, esté mojado o helado, etc.

3.^a Sólo en presencia de un objeto metálico se obtiene una «rápida» variación en la amplitud de la señal amplificada y, por efecto de estos dos valores de capacidad distintos en las dos entradas del comparador IC4, la tensión en la patilla 3 (capacidad de 4,7 mF) sube más lentamente que la de la patilla 2 (capacidad de 0,1 mF). El comparador advierte de inmediato esta diferencia de potencial existente en las dos patillas de entrada y conmuta la salida de nivel lógico 0 a nivel lógico 1.

Manteniendo fija la sonda sobre el objeto metálico, al cabo de poco tiempo se obtendrá de nuevo una situación de «equilibrio»; es decir, también el condensador de 4,7 mF se habrá cargado con una tensión idéntica a la de la patilla opuesta y entonces la salida de IC4 volverá a nivel lógico 0.

4.^a Esta autocompensación hace posible aplicar sin problemas un contenedor metálico para el circuito eléctrico sobre el soporte del buscametales, aplicar tornillos metálicos incluso en proximidad de la sonda y todo ello sin alterar mínimamente la sensibilidad final del circuito. Con este sencillo artificio hemos obtenido un detector autodiscriminador, con cero automático, que además de las ventajas recién indicadas, permite eliminar una serie de potenciómetros que hubiéramos tenido que ajustar según el tipo y la naturaleza del terreno.

De los dos únicos potenciómetros existentes, uno (R21) sirve para modificar la **sensibilidad** del detector y el otro (R20) para efectuar un ajuste muy «fino» a la **máxima** sensibilidad.

Recordamos que el comparador detecta di-

ferencias de potencial incluso de pocos microvolt. Por tanto, si se desea alcanzar la máxima sensibilidad, es necesario efectuar un ajuste muy fino para no sobrepasar el límite de umbral más allá del cual la salida se pondrá en nivel lógico 1, haciendo sonar el altavoz.

Utilizando este especial circuito de comparación, no tendremos el detector habitual, cuyo sonido es continuo y que señala la presencia de un objeto metálico con un cambio de tonalidad, sino un circuito que permanece silencioso y que suena sólo cuando la cabeza captadora detecta en el subsuelo un metal de cualquier tipo —oro, hierro, latón, estaño, cobre, níquel, aluminio, etc.—, es decir, cualquier metal magnético o diamagnético.

Finalmente diremos que la resistencia R9 de 10.000 ohm., conectada en el Drain del fet oscilador FT2, toma de éste la frecuencia de 10.000-12.000 Hz y la aplica en la entrada (patilla 1) del divisor C/Mos IC1 utilizado como divisor por 16 (salida patilla 6).

Por consiguiente, si la frecuencia del oscilador fuese exactamente igual a 10.000 Hz, en la patilla 6 habría una frecuencia de $10.000:16 = 625$ Hz.

Por tanto, mientras la salida del comparador LM.311 (IC4) permanece en nivel lógico 0, al estar cortocircuitada a masa la resistencia R11, dicha frecuencia no puede ser amplificada. En cambio, cuando la presencia de un objeto cercano a la sonda hace que la salida del comparador se ponga en condición lógica 1, en la base de los dos transistores aparece la frecuencia de 625 Hz, que puede ser amplificada por TR1-TR2 y, en tales condiciones, esta nota acústica llega al altavoz.

Como finales hemos empleado dos transistores corrientes de silicio, un PNP y un NPN capaces de proporcionar una potencia de 0,3 Wat aproximadamente.

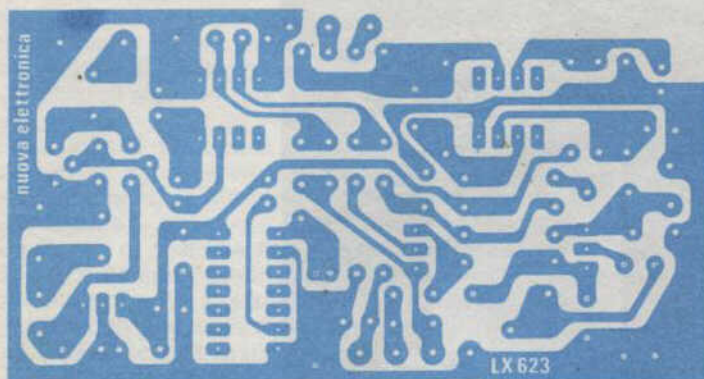


Figura 3
Dibujo a tamaño natural del
circuito impreso utilizado
para la realización de este
sensible detector de meta-
les.

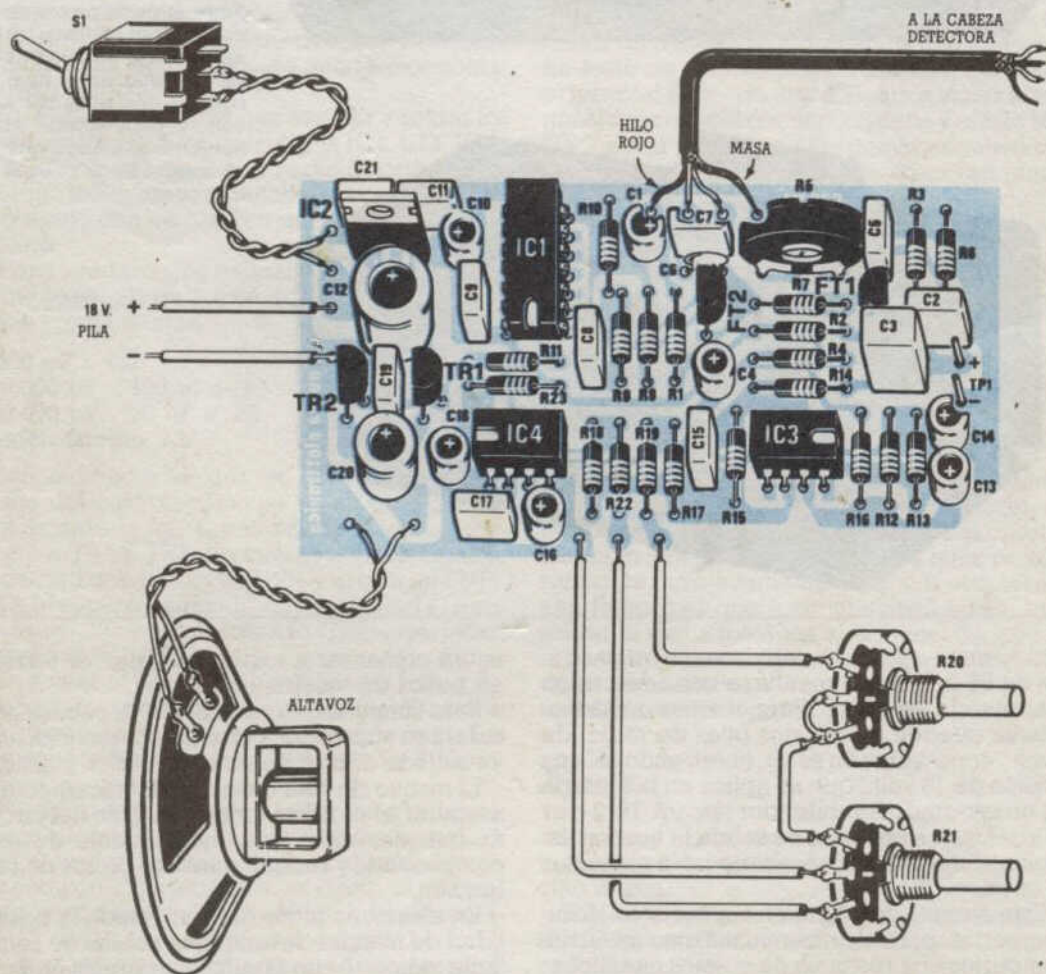
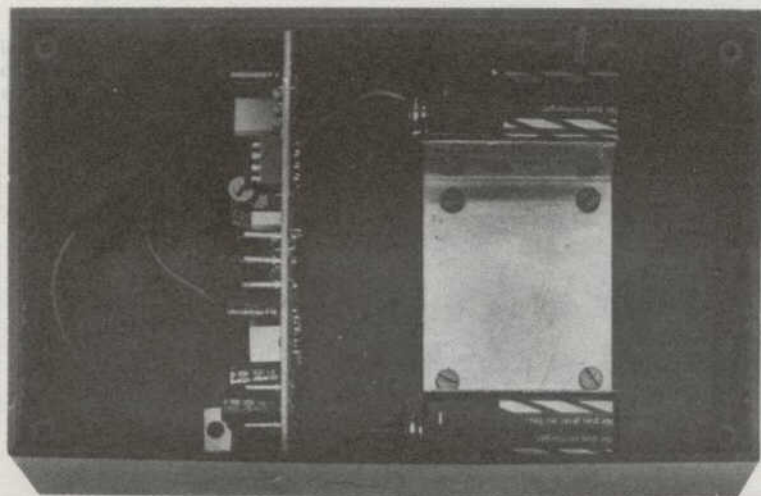
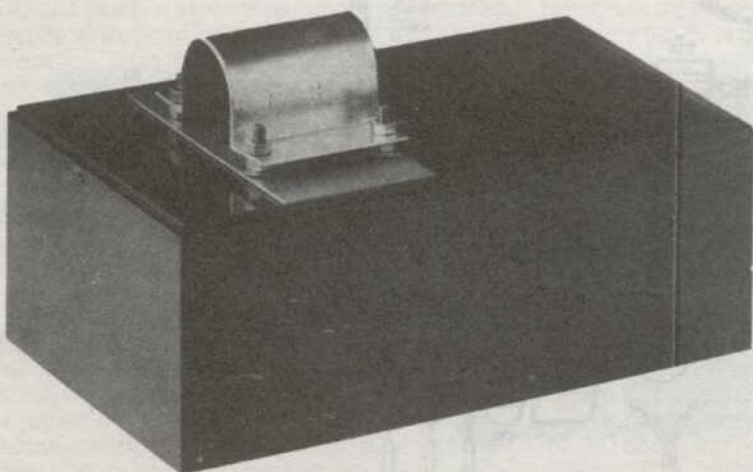


Figura 4
Esquema práctico de montaje. De la cabeza captadora —que se suministra dotada de soporte para el mango— sale un cablecito apantallado de tres hilos más blindaje. El hilo rojo deberá conectarse al primer terminal de la izquierda, el «blindaje» al último de la derecha y los otros dos indistintamente en los terminales centrales.



Junto al contenedor se suministran también las escuadras necesarias para sujetar en el interior las dos pilas de 9 volt. y para sujetar el conjunto al mango que se inserta en la cabeza captadora.



El circuito —excluido, obviamente, el paso final de BF—, debe alimentarse con una tensión estabilizada de 12 volt. Para obtener dicha tensión se pueden utilizar dos pilas de radio, de 9 volt., conectadas en serie, obteniendo así una tensión de 18 volt., que se aplica en la entrada de un integrado estabilizador tipo uA.7812 (ver IC2), el cual suministra en salida la tensión estabilizada de 12 volt. necesaria para alimentar el circuito.

Este circuito consume en reposo sólo 15 miliamperios, para alcanzar un máximo de 60 miliamperios en presencia de objetos metálicos.

Realización práctica

Una vez descrito el esquema eléctrico, pasamos ahora a la realización práctica que os per-

mitirá comenzar a explorar cualquier terreno en busca de tesoros ocultos.

Para simplificar la realización, la cabeza captadora se suministra, como hemos mencionado, ya sellada dentro de un contenedor plástico.

El motivo de esta elección es únicamente el asegurar el perfecto funcionamiento del circuito, que depende fundamentalmente de este componente, y reducir vuestros costos de realización.

En efecto, no todos habrían tenido la posibilidad de mandar devanar una bobina de semejante diámetro con la suficiente precisión y devanándola «a mano», se necesitaría un soporte «sandwich» de madera cuyo costo hubiera sido superior al valor de la bobina.

Aun suponiendo que esos inconvenientes hubieran sido resueltos correctamente, existen otros no menos importantes.

En efecto, la bobina debe ser blindada y lue-

go pegada dentro de un doble contenedor plástico. Para ello se necesita pegamento plástico epoxídico que se vende sólo en comercios especializados y en envases de 5 ó de 25 kilos, cuya adquisición hubiera supuesto un desperdicio porque sólo hay que utilizar 200-300 gramos.

Por todo ello decidimos encargar la confección de las cabezas captadoras a casas de nuestra confianza, logrando además un costo final más bajo.

En efecto, el costo de este componente, dotado de cable apantallado de tres conductores y de un soporte para el mango, es infinitamente menor que el precio de una cabeza de recambio, de 16 cm de diámetro, correspondiente a cualquier detector comercial.

Con la cabeza captadora ya preparada para su utilización, el montaje de todos los componentes en el circuito impreso LX.623 es una sencilla operación que puede abordar cualquier principiante, a condición de que realice soldaduras perfectas.

En primer lugar, hay que insertar y soldar los tres zócalos para los integrados IC1, IC3, IC4.

Ya efectuada esta operación, insertad en el circuito todas las resistencias y a continuación proseguid con los condensadores poliéster miniatura.

Para ayudarlos, os indicamos a continuación cómo se señala en la envoltura la capacidad de estos componentes:

1.000 pF... 1nF
100.000 pF... 100 nF o .1
220.000 pF... 20 nF o .22
1 microfaradio... 1.

Montad ahora los dos fet, colocando el lado plano del cuerpo como se ve en el esquema práctico de la fig. 4, y lo mismo decimos respecto a TR1 y TR2. En cuanto a estos últimos, recordad que uno es un NPN y el otro un PNP.

En el espacio indicado «TR1» insertad el transistor BC.237 y en el indicado «TR2» insertad el transistor BC.238.

Respecto al integrado estabilizador IC2, comprobad únicamente que la aleta metálica que sobresale del cuerpo esté orientada hacia los dos condensadores de poliéster C11 y C12, como se ve claramente en la fig. 4.

Para terminar, insertad todos los condensadores electrolíticos, comprobando su polaridad, y los terminales para las conexiones con los componentes externos, es decir, el altavoz, los potenciómetros, el interruptor de alimentación y los dos de los puntos de prueba.

Ahora insertad los tres integrados en sus respectivos zócalos, comprobando que la muesca de referencia existente en un lado del cuerpo quede orientada como se ve en la fig. 4.

Si no existe dicha muesca, hallaréis un pequeño «punto» junto a la patilla 1.

En la tapa del contenedor, sujetad los dos potenciómetros R20 y R21 y conectadlos como se

indica en la fig. 4, recordando que la carcasa de los potenciómetros debe conectarse necesariamente a masa en el circuito impreso.

Soldad entonces un hilo en la carcasa de un solo potenciómetro, limpiando antes la zona de la carcasa con papel lija, para obtener una soldadura totalmente limpia. Después, depositad una gota de estaño manteniendo el soldador apoyado en la carcasa del potenciómetro durante 10 segundos al menos, de modo que el estaño pueda adherirse perfectamente al metal.

Ahora soldad el hilo de masa y conectadlo al terminal «masa» del circuito impreso.

Para alimentar el circuito tendréis que utilizar dos pilas de 9 volt., conectándolas al circuito impreso mediante las dos tomas existentes en el kit.

Para efectuar correctamente esta operación, debéis conectar los hilos que sobresalen de las tomas de manera que obtengáis una conexión en serie de las dos pilas. Para ello, conectad el terminal ROJO de una de las dos tomas al terminal positivo del circuito impreso y el hilo NEGRO de la otra toma al terminal negativo del circuito impreso; hecho esto, conectad juntos los dos terminales de las tomas que quedan libres, aislándolos luego con un trozo de cinta adhesiva.

Para la prueba de laboratorio, en lugar de las dos pilas, podéis utilizar un alimentador estabilizado capaz de proporcionar 18 volt.

Tomad ahora la cabeza detectora y pelad el extremo de cable que sobresale de su envoltura, obteniendo así tres hilos separados y la malla metálica que constituye el blindaje.

Estos tres hilos de distinto color se soldarán a los correspondientes terminales del circuito impreso. La única advertencia al respecto, es que soldéis el cable ROJO al terminal oportunamente señalado. Los otros dos hilos podéis soldarlos indistintamente en uno u otro terminal. Recordad que a continuación tenéis que soldar la malla metálica al terminal de masa.

Una vez conectados al circuito impreso los dos terminales del altavoz, vuestro detector de metales está listo para funcionar.

Ajuste

Para que el circuito pueda funcionar correctamente, es necesario efectuar un único y sencillo ajuste.

Tomad la cabeza captadora y situadla lejos de cualquier objeto metálico. Si tenéis una mesa totalmente de madera, podéis utilizarla como banco de prueba, sin olvidar retirar —si es que existe— el cajón de los cubiertos.

Conmutad un tester en posición 10 volt. fondo escala, en continua, y conectadlo en los dos terminales del circuito impreso señalados como TEST POINT.

Suministrad tensión al detector de metales y,

sin preocuparos de si suena o no, girar el trimmer R5 hasta leer en el tester una tensión de 6 volt. exactamente, es decir, la mitad de la tensión de alimentación estabilizada.

A continuación desconectad el tester, girad los dos potenciómetros R21 y R20 a mitad de recorrido y esperad a que cese el sonido.

Ahora probad a acercar a la cabeza captadora los dos pequeños circuitos impresos que suministramos como TEST de SENSIBILIDAD. El que presenta las dimensiones de un pequeño anillo deberá ser detectado a 15 cm aproximadamente, mientras que el otro —que se puede considerar como una finísima pulsera de metal— deberá ser detectado a una distancia de 34 cm aproximadamente.

Obviamente, la sensibilidad será menor de la que finalmente tenéis que obtener. En efecto, para aumentarla debéis girar el potenciómetro R21 hasta que el buscametales comience a emitir un sonido (más concretamente, tenéis que alcanzar un punto en que éste, más que sonar, comenzará a «graznar»).

Cuando el circuito se encuentre en esta situación de «umbral», debéis regular ligeramente el potenciómetro R20 hasta hacer que cese ese sonido.

Acercando de arriba abajo los dos circuitos TEST, comprobaréis que las distancias indicadas coinciden con las que vosotros obtenéis.

Como ya hemos dicho y como ahora comprobáis vosotros, dado que el circuito es AUTOEQUILIBRANTE, al mantener fijo el objeto en una posición, al cabo de poco tiempo cesará el sonido.

Ello no comporta inconveniente alguno, ya que en la búsqueda la sonda deberá moverse siempre de derecha a izquierda y viceversa y por tanto, al encontrar un objeto metálico, éste será detectado de inmediato como rápida variación de la amplitud de las señales en las dos bobinas.

El autoequilibrio es útil, en cambio, para neutralizar el efecto «suelo»; en efecto, una vez en el lugar a explorar y con la cabeza captadora en posición de trabajo, después de encender el detector tendréis que esperar unos segundos para que los dos condensadores C17 y C16 —colocados en las entradas del comparador IC4— estén a la misma tensión. Alcanzado el equilibrio, la sensibilidad de vuestro buscametales no diferirá de la obtenida durante las pruebas de laboratorio.

Por este motivo, al explorar el terreno, nunca hagáis oscilar la cabeza captadora como un péndulo, ya que de ese modo perturbaríais el valor de autoequilibrio del efecto suelo. El modo correcto de búsqueda consiste en un recorrido efectuado moviendo siempre la cabeza captadora en sentido horizontal y semicircular.

Quienes no deseen discriminar pequeños objetos, como tapones de botella, etc., pueden actuar sobre el potenciómetro R20 de la sensibi-

lidad. Pero, como ya hemos dicho, al reducir tal sensibilidad se reduce también la probabilidad de detectar objetos de mayores dimensiones enterrados a mayor profundidad.

Para completar el montaje

El circuito LX.623 debe montarse verticalmente en las dos guías existentes en el interior del contenedor de plástico. Las dos pilas pueden sujetarse en el interior de la caja mediante una pequeña brida metálica.

En la cabeza captadora, como podréis constatar, existe un tubo de plástico replegado que os servirá para insertar cualquier soporte tubular, preferentemente de plástico ligero, a utilizar como agarre y como soporte de todo el buscametales (por ejemplo, el mango de una escoba). Para sujetar dicho mango en el interior del tubo podéis utilizar cualquier pegamento, o bien dos tornillos de madera o cinta adhesiva si deseáis que sea desmontable.

La caja de plástico que contiene el circuito se sujetará al mango, en el extremo opuesto a la cabeza captadora, en una posición que permita girar cómodamente los dos potenciómetros.

El cable apantallado se sujetará alrededor del tubo con cinta adhesiva. En caso de que el mango sea desmontable, os convendrá aplicar un conector macho y hembra en dicho cable, para poderlos separar fácilmente.

Quienes quieran facilitar el uso del buscametales, podrán aplicar un gancho en el mango e introducir en éste una cinta (tipo máquina fotográfica) para poder llevar el buscametales colgado del cuello.

Con un poco de práctica enseguida conseguiréis regular perfectamente los dos potenciómetros de la sensibilidad y aunque al principio sólo encontréis llaves oxidadas o baratijas, quién sabe qué tesoros ocultos os aguardan. Esperamos que en caso de un hallazgo importante, no olvidéis escribirnos para darnos las gracias por haberos ofrecido la posibilidad de realizar un detector de metales tan sencillo como sensible.

ELECTRONICA LUVI

ORDENADORES PERSONALES

GRAN SURTIDO DE KITS ELECTRONICOS

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