

nueva

Año I N°3 200pts

ELECTRONICA

montajes de vanguardia al alcance de todos

Elimine el ruido en su cadena HI-FI

Luces psicodélicas
para su
automóvil

Emisor Modulador
para CB



Diseñe
su propia
antena para
Emisión-Recepción

Regalamos
cada mes **2** ORDENADORES
Personales

SUMARIO

RADIOAFICION

- 6 Conectando este **PREAMPLIFICADOR** de señal A.F., a la entrada de tu receptor de 27 MHz, podrás escuchar señales débiles, antes imperceptibles para tu equipo, mejorando sensiblemente el alcance efectivo.
- 45 Este **SENCILLO EMISOR DE CB** te ofrece un rendimiento elevado, a un bajo costo. Aunque no dispone de una potencia elevada, su alcance te permitirá enlaces equivalentes a los equipos comerciales de costo elevado.
- 54 Mediante la utilización de este **MODULADOR**, en la emisora de CB anterior, se consigue una calidad óptima, sin la necesidad de utilizar transformadores para modular, de mayor costo y difícil adaptación.
- 62 Cualquier radioaficionado podrá diseñar sus propias antenas mediante las fórmulas e información que ofrecemos en este artículo. Mejorando a su vez las que ya tenga en uso sin pretender la construcción por parte del aficionado de sofisticados conjuntos, podrá fácilmente realizar los tipos de antenas más usuales instalándolas correctamente.

VARIADOR

- 10 Intercalando en la lámpara de incandescencia de su habitación este **VARIADOR AUTOMATICO** controlado por célula fotoeléctrica, podrás mantener constante el nivel de luz de la habitación independientemente de la luz que entre por la ventana.

LABORATORIO

- 17 Con este instrumento de medida, podrás medir el valor ohmico de cualquier resistencia desde valores inferiores a 1 ohmio hasta megaohmios, todo ello con gran precisión y la facilidad de lectura del display digital.

ACCESORIOS AUTORRADIO

- 32 Conectando este montaje al radio cassette de tu automóvil, podrás obtener efectos luminosos, que sorprenderán a tus acompañantes.

ALTA FIDELIDAD

- 39 Los ruidos generales en la reproducción de un disco viejo, son ahora eliminados mediante este filtro que permite una audición perfecta sin molestos ruidos de fondo.

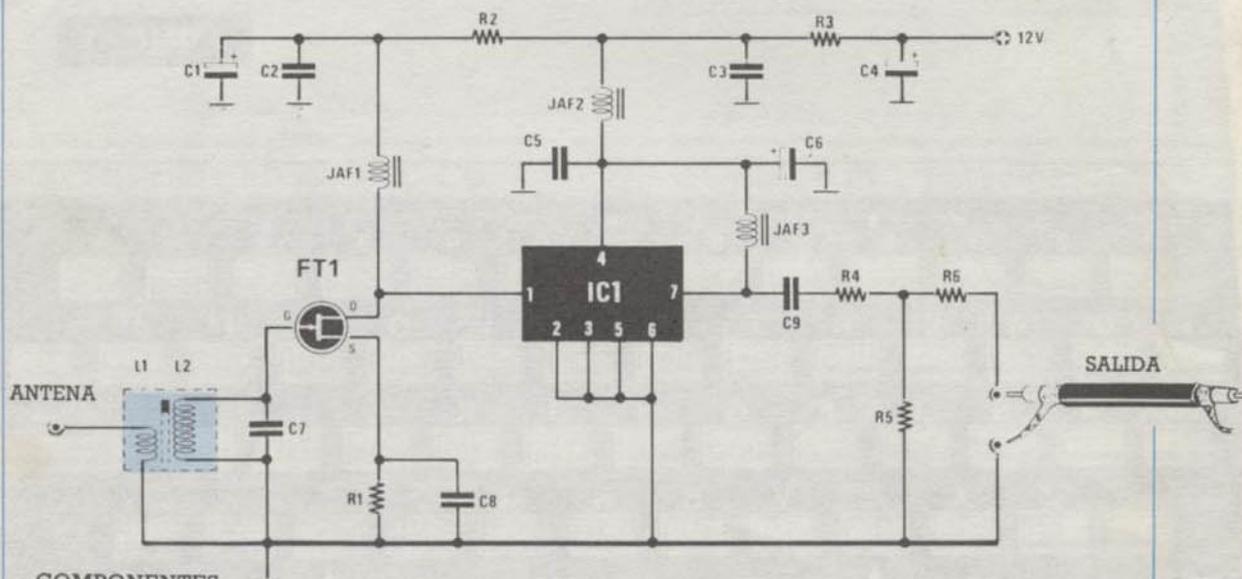
REVISTA MENSUAL - N.º 3 - AGOSTO 1983

Director General: José I. Gómez Centurión. **Director Técnico:** Miguel Angel Rodríguez. **Confeción:** Jaime González Andrino. **Secretaria de Redacción:** Marisa Cogorro. **Traducción:** Pilar Puente. **Edita:** Hobby Press, S.A. **Presidente:** María Andrino. **Director Administrativo:** Maribel Arenal. **Jefe de Publicidad:** Jesús Sánchez Peral. **Suscripciones:** Rosa González. **Redacción, Administración y Publicidad:** C/ Arzobispo Morcillo, 24, oficina 4. Madrid-34. Teléfono 733 50 12. **Distribución:** Coedis. C/ Valencia, 35. Barcelona. **Imprime:** Novograph. **Fotocomposición:** Comphoto. C/ Nicolás Morales, 40. Madrid-19. **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. Se solicitará control de OJD. Traducción en lengua española de la revista «Nuova Elettronica», Italia. **Director General:** Montuschi Giuseppe.

PREAMPLIFICADOR para 27 MHz

Teniendo un receptor poco sensible, es frecuente tener que interrumpir un QSO porque la señal captada es tan débil que las palabras de nuestro interlocutor resultan incomprensibles, ahora es posible compensar esta deficiencia aplicando en la entrada este preamplificador de antena, el cual permite no solamente escuchar mejor lo que antes se oía mal, sino también recibir lo que antes no se podía captar.

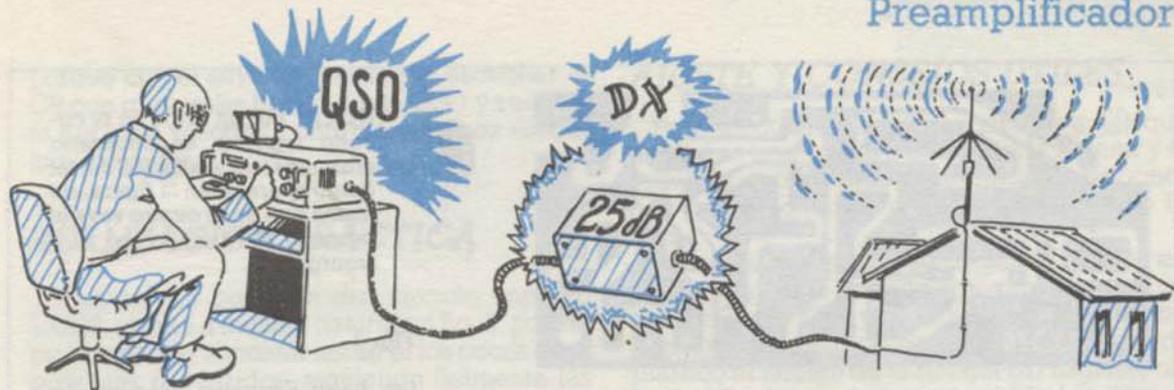
Fig. 1 Esquema eléctrico



COMPONENTES

R1 = 470 ohm 1/4 watt
 R2 = 100 ohm 1/4 watt
 R3 = 33 ohm 1/4 watt
 R4 = 10 ohm 1/4 watt
 R5 = 120 ohm 1/4 watt
 R6 = 10 ohm 1/4 watt
 C1 = 1mF electr. 50 volt.
 C2 = 100.000 pF a disco
 C3 = 47.000 pF a disco
 C4 = 1mF electr. 50 volt.

C5 = 47.000 pF a disco
 C6 = 1mF electr. 50 volt.
 C7 = 27 pF a disco
 C8 = 47.000 pF a disco
 C9 = 4.700 pF a disco
 FT1 = fet tipo BF 245
 IC1 = amplificador híbrido SH120
 JAF1 = Impedancia AF de 47 microhenry
 JAF2 = Impedancia AF de 47 microhenry
 JAF3 = Impedancia AF de 1 microhenry
 L1/L2 = Media frecuencia 30 MHz



Si en vuestra familia hay un anciano que cuando habla lo hace con una voz tan fuerte que le oyen los vecinos, pero que por su avanzada edad tiene el oído tan disminuido que ni a pocos metros de distancia entiende, ciertamente comprenderéis el tema siguiente:

Efectivamente, es inútil que un CB aplique en la salida de su aparato un lineal de varios watt creyendo de esta forma poder alcanzar distancias elevadas, cuando después por una carencia de sensibilidad del propio receptor, no consigue escuchar a su interlocutor, porque como ocurre en el caso de una persona física, también en «aire» para llegar a establecer un diálogo con alguien es necesario lograr un perfecto equilibrio entre potencia de la voz y potencia del oído.

Las condiciones ideales para poder efectuar óptimos QSO a larga distancia no consisten solamente en disponer de mucha potencia de transmisión, sino y sobre todo llegar a captar las señales más débiles y para obtener este resultado, si nuestro receptor no está dotado de dichas cualidades, tendremos que ayudarle necesariamente preamplificado la débil señal que llega a la antena de forma que aumente la amplitud hasta conseguir un nivel inteligible.

El preamplificador que hoy presentamos permitirá amplificar la señal captada por la antena, de alrededor de 25 dB, lo que quiere decir que en la salida del preamplificador se podrá tomar una señal con una amplitud aproximadamente 18 veces mayor respecto a la aplicada en la entrada.

Precisamos que la «cifra de ruido» de este circuito es inferior a 2 dB por lo que aplicándolo

a la entrada a un receptor que disponga por ejemplo de una sensibilidad de 1 microvolt, no sólo mejoraremos la sensibilidad del receptor, de forma de poderlo utilizar también con señales de 0,1-0,2 microvolt, pero también y sobre todo mejoraremos las características desde el punto de vista del ruido.

De todas formas, sin salirnos del tema por ahora para explicar que significa la «cifra de ruido» de aparato, podemos afirmar que uniendo en cascada diversas fases amplificadoras por lo que se refiere al «ruido» lo que cuenta verdaderamente es prácticamente sólo la primera fase, o sea el preamplificador de antena y puesto que el nuestro dispone de una cifra de ruido notablemente baja, está claro que todo el aparato receptor obtendrá ventajas.

No obstante, para poder tomar nota de las posibles prestaciones de este circuito, detallamos a continuación sus principales características:

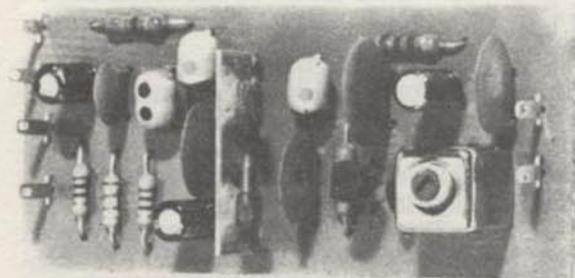
Tensión de alimentación	12 volt.
Corriente necesaria	20-25 mA
Impedancia de entrada	52 ohm.
Impedancia de salida	52 ohm.
Ganancia de tensión	25 dB
Cifra de ruido	2dB max
Banda pasante a -3dB	1,2 MHz
Sensibilidad de entrada	0,08 microvol.

ESQUEMA ELECTRICO

Observando el esquema eléctrico de fig. 1 se puede comprobar que nuestro preamplificador, a diferencia de muchos otros, es muy sencillo respecto a las características proporcionadas pues son muy pocos los componentes que exige y además de esto el ajuste está notablemente simplificado, de forma que no es necesario ningún instrumento especial para fabricarlo y cualquiera puede realizarlo con un mínimo interés.

La señal captada por la antena se amplifica sobre el link L1 y desde aquí pasa, por vía inductiva a la bobina L2 que se encuentra aplicada entre el gate del fet FT1 y la masa.

El condensador C7 conectado en paralelo a L2 sirve como es lógico para concordar esta bobina exactamente con la gama CB de 27 MHz.



En la foto aparece nuestro amplificador, una vez ultimado el montaje.

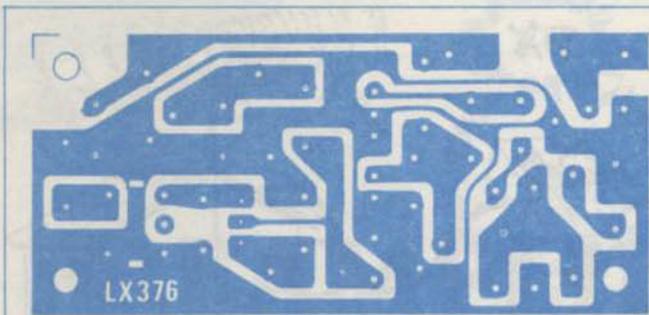


Fig. 2 (en alto) Circuito estampado a tamaño natural visto del lado cobre.



Fig. 3.

(en bajo) Esquema práctico de montaje de nuestro preamplificador para los 27 MHz.

NOTA: Por un error en el circuito impreso es necesario cruzar los terminales D-S del fet como aparece en la figura, de forma que en el centro vaya el terminal D (drain) y no el S (source).

La señal ya preamplificada disponible sobre el drain del fet se aplica a la entrada (terminal 1) del circuito híbrido SH120, un preamplificado AF de larga banda.

La ventaja de emplear un circuito híbrido en un preamplificador de antena es evidente, de hecho no sólo se simplifica notablemente el esquema eliminando las bobinas correspondientes y cualquier riesgo de autooscilaciones sino que se obtiene la certeza matemática de que se obtiene en cada caso siempre la misma ganancia, condición está que empleando transistores corrientes, por la diferencia de ganancia de un transistor a otro, aunque siendo de la misma marca y sigla, nunca se conseguiría alcanzar.

Y no sólo esto sino que la tolerancia de los componentes pasivos (resistencias y condensadores) que habríamos tenido que utilizar para las polarizaciones y los acoplamientos habrían terminado causando notables diferencias entre montaje y montaje y en dichos casos la cifra de ruido podría resultar más alta empeorando la recepción en vez de mejorarla.

Utilizando en cambio un circuito híbrido todos estos problemas quedan automáticamente resueltos, por tanto no hemos tenido que hacer otra cosa que atender al circuito impreso, desacoplando la alimentación con dos impedancias de AF y solamente con esto hemos logrado conseguir en salida una señal notablemente preamplificada, con una cifra de ruido inferior a 2 dB, una sensibilidad de entrada de

0,08 microvolt. y con una impedancia de salida de 52 ohm. que se adapta satisfactoriamente a la entrada de cualquier receptor (de hecho todos los receptores están predispuestos a esta impedancia característica).

Como puede observarse por la tabla de las características la longitud de banda de este preamplificador se ha limitado a propósito a 1,2 MHz, lo que equivale a decir que si ajustamos el núcleo de la bobina L1/L2 al centro gama o sea sobre los 27,125 KHz, el circuito estará capacitado para amplificar cualquier señal desde un mínimo de 26.650 KHz hasta un máximo de 27.725 KHz, con una atenuación apenas de 3 dB.

Con otras palabras, si la antena capta una señal de 0,1 microvolt. a centro gama, en la salida del preamplificador, teniendo éste una ganancia similar a 18 veces en tensión, podremos disponer de una señal con una amplitud de:

$$0,1 \times 18 = 1,8 \text{ microvol.}$$

Si en cambio la antena capta una señal igual de 0,1 microvolt. pero en los extremos de la gama, a la salida del preamplificador, la amplitud de esta señal será de alrededor de 1,3 microvolt., valor éste más que suficiente para pilotar la entrada de cualquier receptor.

De todas formas, también en ese caso valen más las obras que las palabras y por eso aconsejamos: «probad este circuito» y no nos extrañará que después de haberlo montado muchas personas pregunten que tipo de receptor usáis,

porque con el suyo no consiguen escuchar el CB con que estáis haciendo un QSO y respecto del cual vosotros confirmáis que os «llega» muy potente.

REALIZACION PRACTICA

Una vez en posesión del circuito impreso LX376, visible a tamaño natural en fig. 2, podremos comenzar a montar sobre él los pocos componentes requeridos, siguiendo fielmente las indicaciones proporcionadas por el esquema práctico de fig. 3. Únicamente hay que poner atención a las siguientes indicaciones:

1) La bobina L1/L2 dispone sobre el primario solamente de dos terminales y sobre el secundario de tres, por tanto no es posible equivocarse al insertarla; sin embargo habrá que controlar que los dos terminales de la pantalla metálica entren fácilmente en las correspondientes fisuras (en caso contrario tendríamos que agrandar éstas con una punta de trápamo de 2 mm.), también, es preciso recordar, soldar estos dos terminales a las correspondientes pistas de masa sobre el impreso, para poder obtener una adecuada protección de la bobina.

2) Si el fet con que se cuenta es del tipo de media luna, habrá que insertarlo como aparece en el dibujo, con la parte plana dirigida hacia el integrado IC1, si en cambio se cuenta con el de tipo circular, hay que recordar que éste presenta conexiones totalmente diferentes, por lo tanto, antes de insertarlo, es preciso controlar atentamente cual es el terminal del drain, cual el del source y cual el del gate, porque en caso de invertir estos terminales quedaría inmediatamente fuera de uso.

3) El circuito híbrido no presenta problemas puesto que sus terminales están dispuestos de tal forma que es posible insertarlo en el estampado únicamente de la manera correcta, de todas formas que facilitar el trabajo añadimos que los dos salientes del circuito tienen que estar dirigidos hacia la bobina L1/L2.

4) Las impedancias JAF1-JAF2-JAF3 se presentan externamente con un condensador de tipo a gota de color azul y se pueden distinguir fácilmente entre ellas en base a los puntos de color impresos en forma de código en su envoltura. Dicho código es el siguiente:

- 47 microhenry = AMARILLO
- VIOLETA NEGRO
- 1 microhenry = MARRON NEGRO ORO

Una vez montados todos los componentes, el circuito estará ya listo para funcionar y por tanto podremos proporcionarle tensión, sin embargo para obtener de él el mayor rendimiento, tendremos que acordarnos de ajustar el núcleo de la bobina L1/L2 como indicamos en el párrafo siguiente.

AJUSTE Y CONSEJOS UTILES

Para efectuar el ajuste tendremos antes que nada que unir nuestro circuito a la antena y al receptor recordando que ambas conexiones hay que efectuarlas con cable coaxial de 52 ohm.

Después hay que tratar de sintonizar una estación débil, que transmita aproximadamente sobre los 27.125 KHz. y controlando el instrumento S-meter hay que girar con un destornillador de plástico el núcleo de la bobina L1/L2 hasta obtener la máxima desviación de la lanceta.

Hecho esto el preamplificador está ya a punto para desarrollar sus funciones de la mejor manera, es inútil añadir que si se dispone de un generador AF se podrá emplear para ajustar la bobina con mayor exactitud, aplicando en la entrada de nuestro circuito la señal generada por él.

También queremos precisar que si para obtener la máxima señal en el S-meter es necesario girar todo el núcleo de la bobina L1/L2 hacia el fondo, esto debe de atribuirse al hecho de que el condensador C7 tiene una capacidad demasiado baja, por lo que se podría sustituir por uno de 33 pF, por ejemplo. Si en cambio el núcleo de dicha bobina, una vez ajustado queda desatornillado completamente hacia el exterior, significa que la capacidad de C7 es demasiado elevada y por tanto se podría sustituir dicho condensador por uno de 22 pF, por ejemplo.

IMPORTANTE

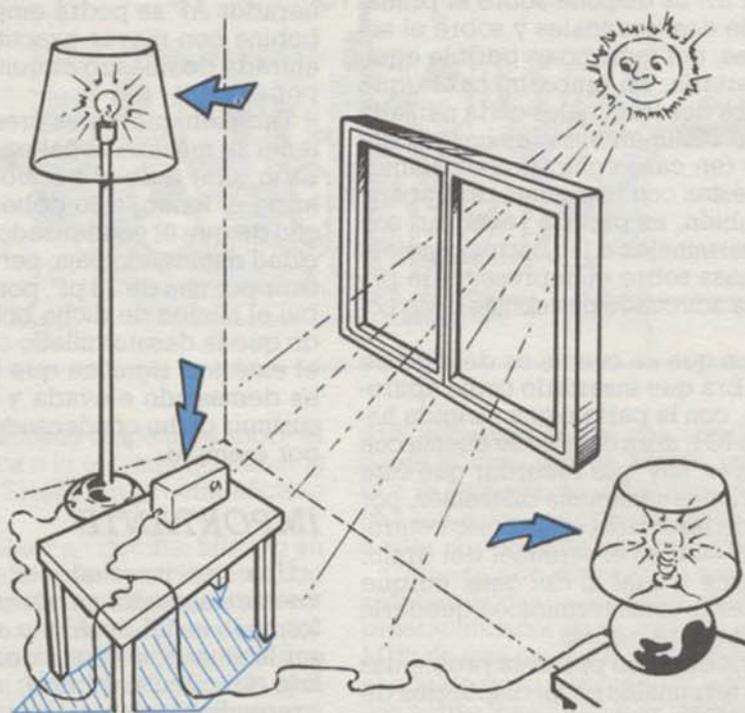
Una vez insertado el preamplificador en vuestro «aparato» no transmitir porque de esta forma la señal de AF no sólo no podrá alcanzar la antena, sino que descargándose a la salida del circuito híbrido, acabará por dañarlo irremediablemente.

Para poder utilizar el receptor-transmisor también en transmisión será necesario completarlo con un circuito de conmutación, de forma que pasando de «recepción» a «transmisión», automáticamente se separe en salida el preamplificador y se inserte en su sitio un eventual lineal o viceversa.

Precios de kits y circuitos impresos de este n.º en Pág. 77.



Variador automatico de luminosidad



Este circuito sirve para encender o apagar gradualmente cualquier lámpara a filamento, por tanto podremos emplearla para uso doméstico, en un cine o en una sala de baile o simplemente para hacer más atrayente un anuncio publicitario.

Muchas veces en un cine, viendo las lámparas apagarse gradualmente antes del inicio del espectáculo para después encenderse de nuevo siempre gradualmente nos hemos preguntado cuál es la técnica para obtener este efecto tan agradable para nuestros ojos puesto que les consiente adaptarse a la nueva condición de luz sin cambios bruscos.

Ciertamente los métodos para obtener este efecto son muchos: por ejemplo se puede recurrir al sistema mecánico y aplicar un reosta-

to en serie a la lámpara de forma de poder limitar manualmente la corriente que pasa a través de ella o alimentar la lámpara con un transformador variac y limitar por tanto la tensión actuando siempre manualmente sobre el mando de regulación de este.

El sistema más práctico y más eficaz consideramos que es el electrónico, que equivale al sistema que hoy les proponemos y que basa todo su funcionamiento en el empleo de un triac.

Ante todo podemos anticipar que este circui-

to permitirá pilotar lámparas a filamento de 220 volt., hasta una potencia máxima de 1 kilowatt, no obstante, el mismo circuito se puede emplear también a baja tensión, o sea 12-18-24 volt. siempre que sea alterna, por lo tanto se presta perfectamente para alimentar una serie de lámparas instaladas por ejemplo en un árbol de Navidad o en un anuncio publicitario.

Otro empleo que podemos sugerir, es, para obtener en escena el efecto de pasar del día a la noche y viceversa (la lámpara no deberá apagarse o encenderse completamente puesto que en el mismo circuito está prevista una regulación de mínima luminosidad y otra de máxima) o bien para modificar el sistema de iluminación de una fuente, de un acuario o de un jardín.

También se podría emplear en vuestra casa en la proyección de una película o simplemente de diapositivas, para evitar a vuestros espectadores la molestia de un cambio brusco de la luz a la oscuridad o viceversa, también se podría instalar donde se ve habitualmente la TV para disminuir gradualmente la luz ambiental cuando decidís sentaros cómodamente para ver vuestro programa preferido.

De todas formas los lectores apreciarán la calidad de nuestro circuito y encontrarán cantidad de aplicaciones específicas, por lo tanto no nos alargamos más con esta introducción y pasamos a la explicación del principio de funcionamiento de nuestro proyecto.

Principio de funcionamiento

Para obtener el efecto deseado, o sea el aumento gradual o viceversa de la luminosidad de la lámpara, nosotros adoptamos un sistema muy ingenioso que consiste en aumentar o disminuir gradualmente la tensión eficaz en los extremos de la lámpara misma sirviéndonos de un triac pilotado por un circuito comparador sincronizado a la red.

Todos sabemos que un triac, lo mismo que un SCR, puede considerarse un interruptor electrónico que deja pasar corriente, o sea se cierra, cuando nosotros excitamos el terminal de gate con un impulso y vuelve a abrirse solamente quitando tensión al terminal A2.

Sabemos también que a diferencia de un SCR, el triac puede conducir tanto por las semiondas positivas que negativas una tensión de red, de todas formas, si nosotros no intervenimos, cada vez que la tensión misma invierte la propia polaridad, o sea de positiva pasa a negativa o viceversa resultando durante un breve instante igual a 0 volt, al excitar de nuevo el gate con un impulso, el triac cesaría inmediatamente de conducir y volvería a ser un interruptor abierto.

Justamente por esta particularidad del triac de «apagarse» automáticamente cada vez que

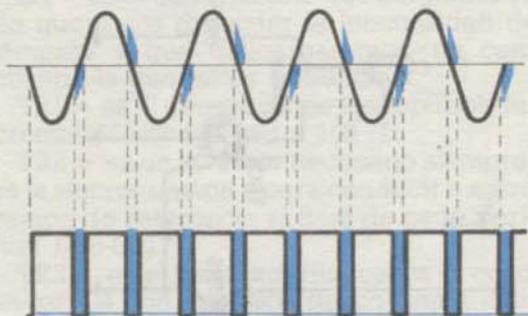


Figura 1

Si los impulsos de excitación alcanzan al gate del triac, cuando la sinusoide invierte su polaridad, el triac conduce por toda la semionda y la lámpara que está conectada a él produce la máxima luminosidad.

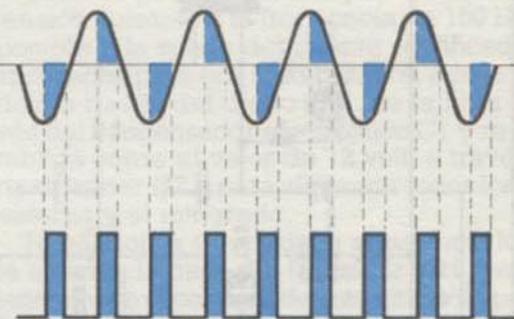


Figura 2

Si los impulsos llegan al gate con retraso, como aparece en esta figura, el triac conducirá solamente por mitad de la semionda y la luminosidad de la lámpara será mediana.

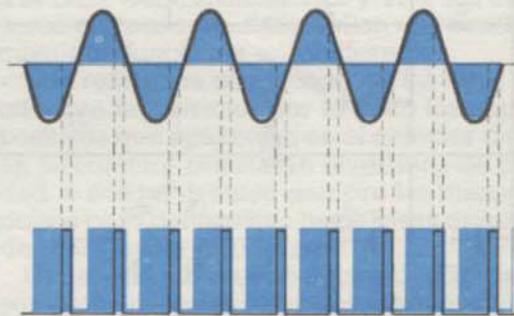


Figura 3

Si los impulsos llegan al gate hacia el final de la semionda, o sea poco antes que la sinusoide pase por el cero (0), tendremos en la salida una tensión mínima insuficiente para encender una lámpara de 220 vol.

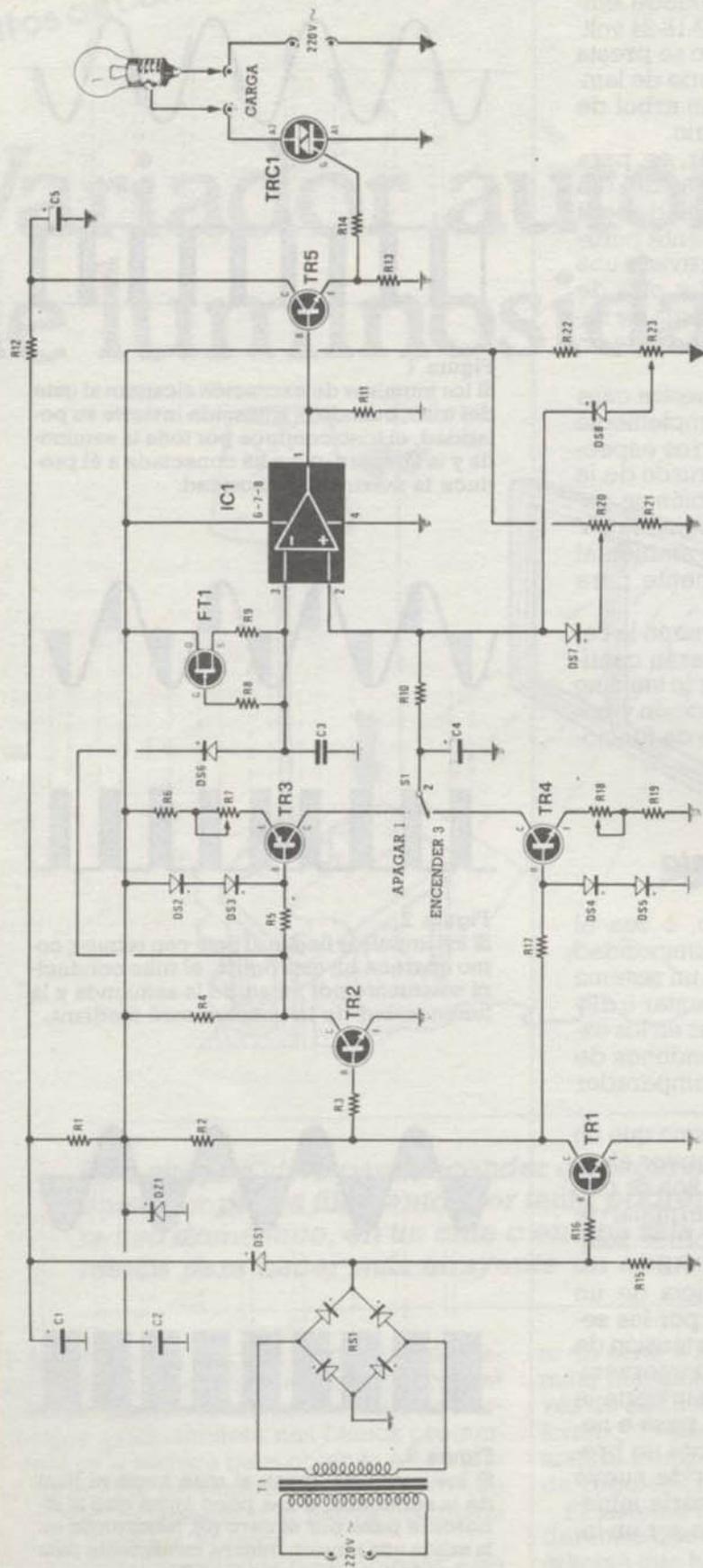


Figura 4
Esquema eléctrico.

COMPONENTES

R1 = 68 ohm 1/4 watt
 R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R4 = 5.600 ohm 1/4 watt
 R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R6 = 220 ohm 1/4 watt
 R7 = 4.700 ohm trimmer
 R8 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R9 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R10 = 15.000 ohm 1/4 watt
 R11 = 10.000 ohm 1/4 watt

R12 = 270 ohm 1/2 watt
 R13 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R14 = 270 ohm 1/2 watt
 R15 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R16 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R17 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R18 = 4.700 ohm trimmer
 R19 = 220 ohm 1/4 watt
 R20 = 1.000 ohm trimmer
 R21 = 390 ohm 1/4 watt
 R22 = 1.000 ohm 1/4 watt

R23 = 1.000 ohm trimmer
 C1 = 1.000 mF electr. 25 volt
 C2 = 220 mF electr. 35 volt
 C3 = 180.000 pF poliester
 C4 = 22 mF electr. 25 volt
 C5 = 10 mF electr. 25 volt
 DS1 = diodo al silicio 1N4007
 DS2-DS3 = diodo zener 12 volt 1 watt
 TR1 = transistor NPN tipo BC208
 TR2 = transistor NPN tipo BC208

TR3 = transistor PNP tipo BC205
 TR4 = transistor NPN tipo BC208
 TR5 = transistor NPN tipo BD137
 FT1 = fet tipo BF244
 IC1 = integrado tipo LM311
 RS1 = puente rectificador 100 volt 1 A
 S1 = interruptor a palanca
 TRC1 = triac 400 volt 6 amperios
 TI = transform. primario 220 volt secundario 12 volt 0,5 amperios

la tensión de red pasa por los 0 volt., lo que permite obtener el efecto deseado.

Si nosotros excitamos el gate con un cierto retraso después de pasar por el 0, ver fig. 2-3, el triac ya no conducirá por toda la semionda positiva o negativa como debería, sino que conducirá por un período de tiempo tanto más corto cuanto más alto sea el retraso.

De esta forma, (o sea excitando el triac durante un período de tiempo cada vez menor) tenemos la posibilidad de disminuir la tensión eficaz en los extremos de la lámpara y por consiguiente disminuirémos cada vez más la luminosidad.

En la práctica, la lámpara proporcionará su máxima luminosidad cuando el gate del triac sea excitado justamente al inicio de la semionda (ver fig. 1); excitándolo a la mitad de la semionda (ver fig. 2) obtendremos una luminosidad media, mientras que excitándolo al final (ver fig. 3), la lámpara permanecerá casi apagada.

Para reducir gradualmente la luminosidad de la lámpara, nosotros tendremos que enviar el impulso de excitación al «gate» del triac con un retraso siempre mayor respecto al paso por el 0 de la tensión alternada de red, mientras para aumentar la luminosidad tendremos poco a poco que disminuir dicho retraso hasta obtener la conducción del triac sobre toda la semionda positiva y negativa.

Para esto nuestro circuito dispone de un estado «comparador» constituido por el integrado IC1, el cual teniendo siempre bajo control la tensión presente en los extremos del condensador C4 (tensión que resulta aplicada al terminal 2) y comparándola con una tensión de referencia a diente de sierra aplicada al terminal 3, decide en base a dicha tensión si debe mandar el impulso de excitación al gate del triac antes o después.

En la práctica cuanto más alta es la tensión en los extremos del condensador, más tarde el integrado IC1, manda impulso de excitación al gate, por lo tanto resulta menor la luminosidad de la lámpara.

Por consiguiente, para apagar la lámpara tendremos que cargar el condensador C4 aplicándole impulsos de corriente a través del transistor TR3, mientras que para encenderla tendremos que descargar dicho condensador siempre por mediación de impulsos a través de TR4, como explicaremos más detalladamente en el siguiente apartado.

Esquema eléctrico

Como aparece en el esquema eléctrico de fig. 4, para la realización de este circuito son necesarios 5 transistores, 1 fet, 1 integrado LM311 y un triac que nos servirá para alimentar las lámparas.

A continuación indicamos las funciones que desempeñan cada uno de estos componentes.

C4 = es el condensador que cargamos cuando queremos disminuir la luminosidad de la lámpara y que descargaremos, en cambio cuando la queremos aumentar.

TR1 = es el generador de los impulsos de sincronización con la red o 100 Hz.

TR2 = es un inversor necesario siempre para la sincronización y para conducir a «cero» la rampa de referencia al final de cada período (ver DS6-C3).

TR3 = es el transistor que carga el condensador C4 con impulsos de corriente cuando queremos apagar la lámpara.

TR4 = es el transistor que descarga el condensador cuando queremos encender gradualmente la lámpara.

FT1 = es el fet utilizado para generar la rampa de referencia.

IC1 = es el integrado comparador.

TR5 = es el transistor necesario para excitar el gate del triac.

Como se puede observar por el esquema, la tensión pulsante a la frecuencia de 100 Hz disponible a la salida del puente rectificador se aprovecha para dos fines distintos, pues tomándola a través del diodo DS1, se la filtra a través del condensador electrolítico C1 y se la estabiliza sobre el valor de 12 volt. a través del diodo zener DZ1, para alimentar todos los transistores y el integrado.

Tomándola a través de la resistencia R16 se la aplica a la base del transistor TR1 para obtener sobre el colector de este último un pequeño impulso positivo (normalmente en dicho colector hay una tensión de 0 volt.) cada vez que la tensión de red se invierte de polaridad.

En la práctica estos impulsos positivos coinciden con el instante en el que el interruptor electrónico constituido por el triac se abre apareciendo una tensión nula entre los terminales A1-A2.

Dichos impulsos se aplican al mismo tiempo a la base del transistor TR2 y TR4, los cuales, como es conocido, desarrollan en nuestro circuito dos funciones muy diferentes.

Nos referimos sobre todo a TR2: éste no es otro que un inversor por lo tanto los impulsos positivos que aparecían en el colector de TR1, en su colector resultarán invertidos de polaridad, o sea tendremos siempre los mismos impulsos pero del positivo hacia masa en vez que de masa hacia el positivo.

Cada vez que en el colector de TR2 se presenta uno de estos impulsos «negativos, a través del DS6, el condensador C3 se descarga automáticamente, por lo tanto sobre el terminal 3 de IC1 se tiene tensión cero».

Apenas este impulso finalice, el fet FT1 empieza a cargar a corriente constante el condensador C3 por lo tanto, la tensión del terminal 3 sube progresivamente y si nosotros pudiésemos analizar con un osciloscopio la forma de on-

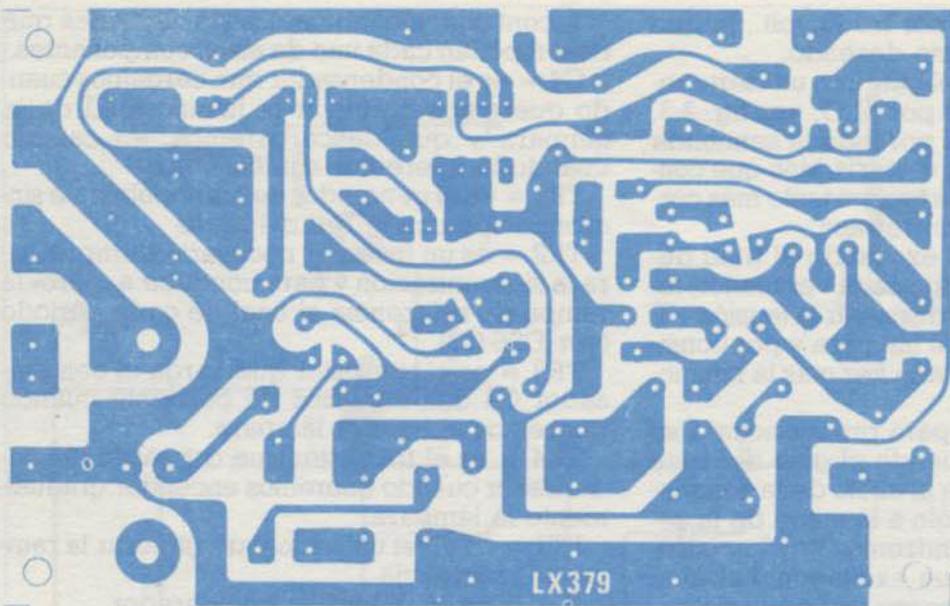


Figura 5
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso necesario para realizar este variador automático de luminosidad.

da presente en este punto veremos que ésta es un verdadero «diente de sierra» con una rampa cada 10 milisegundos.

En la otra entrada del integrado IC1 (terminal 2) se aplica en cambio, a través de la resistencia R10, la tensión presente en los extremos del condensador C4, tensión que nosotros podemos aumentar o disminuir simplemente corriendo el desviador hacia el colector de TR4.

En la práctica, los dos estadios constituidos por TR3 y TR4 son perfectamente «gemelos» con la única diferencia que el primer transistor es un PNP, por lo tanto conduce cuando la resistencia de «base» R5 se conecta a masa, mientras el segundo es un NPN y como tal conduce cuando la resistencia de base R17 se conecta al positivo.

La función desarrollada en el circuito por estos dos transistores es también distinta pues TR3 se emplea para cargar con sus impulsos de corriente el condensador C4, mientras TR4 se emplea para descargarlo.

Supongamos por un momento que el desviador S1 quede conmutado como aparece en el dibujo, o sea en el colector de TR4. En dichas condiciones, en correspondencia a cada impulso positivo que se presente en el colector de TR1, el transistor TR4 (que normalmente está impedido) entrará en conducción durante toda la duración del impulso y puesto que su colector toma tensión del condensador C4, es lógico que la tensión en los extremos de éste cada vez rebajará alguna decena de milivolt, hasta alcanzar un mínimo que nosotros podremos prefiar actuando sobre el trimmer R3.

Bajándose la tensión en el condensador C4, hemos dicho que en la práctica se anticipa la excitación del triac, por lo tanto veremos la luminosidad de la lámpara aumentar gradualmente hasta alcanzar el máximo determinado por la posición en la que se ha girado el trimmer R3.

Recordamos que el tiempo que necesita la lámpara para pasar de la mínima a la máxima luminosidad puede ser prefijado al gusto de cada uno actuando sobre el trimmer R18 y efectivamente si nosotros giramos el cursor de este trimmer de forma de cortocircuitar completamente la resistencia obtendremos un tiempo de intervención muy corto (el transistor TR4 tomará cada vez mucha corriente del condensador C4 y lo descargará en un tiempo muy breve) ocurrirá lo contrario si giramos el cursor de R18 completamente a la parte opuesta (máxima resistencia insertada), la descarga del condensador se efectuará de forma más lenta y también la luminosidad de la lámpara aumentará muy lentamente.

Veamos ahora el caso contrario, supongamos que el desviador S1 se conmuta hacia el colector de TR3. En este caso cada vez que en el colector de TR2 se presente un impulso negativo, el transistor TR3 tendrá un instante de conducción, durante el cual suministrando tensión al condensador C4 hará subir la tensión a los extremos de éste por encima de alguna decena de milivolt., hasta alcanzar un límite máximo que nosotros podremos fijar con anterioridad actuando sobre el trimmer R20.

Como es sabido, aumentando la tensión a los extremos del condensador C4 aumentará también el retraso de la excitación del triac proporcionalmente, por lo tanto siendo cada vez más cortos los períodos de conducción de esta última, veremos disminuir gradualmente la luminosidad de la lámpara.

También en este caso el tiempo de intervención del circuito puede ser modificado fácilmente actuando sobre el trimmer R7, precisamente si giramos el cursor de este trimmer de forma de cortocircuitar completamente la resistencia, el condensador C4 se cargará muy deprisa y la luminosidad de la lámpara disminuirá lo mismo de rápido.

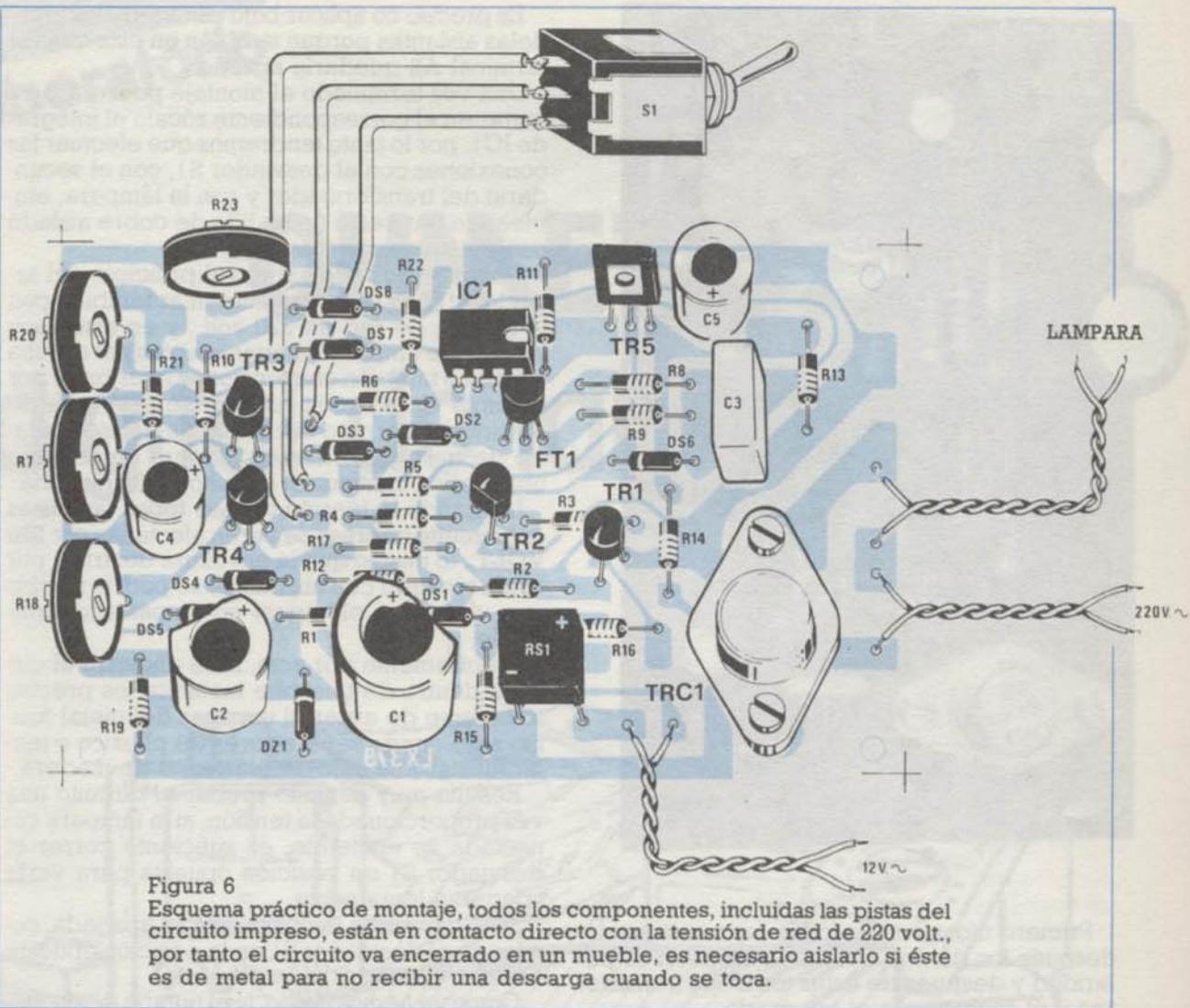


Figura 6

Esquema práctico de montaje, todos los componentes, incluidas las pistas del circuito impreso, están en contacto directo con la tensión de red de 220 volt., por tanto el circuito va encerrado en un mueble, es necesario aislarlo si éste es de metal para no recibir una descarga cuando se toca.

En caso contrario, si giramos el cursor del trimmer de forma de insertar la máxima resistencia, el condensador se cargará lentamente y también lentamente disminuirá la luminosidad de la lámpara.

Antes de concluir queda por aclarar un último particular pues no quisiéramos que alguien se llamase a engaño por el dibujo del integrado IC1 y lo considerase equivocado viendo que el terminal 2 está marcado con la señal + y el terminal 3 por la señal - (menos).

Observando este dibujo puede parecer que la salida del integrado (terminal 1) es positiva (triac excitado) cuando la tensión en los extremos de C4 es superior a la de la «rampa» y en sentido contrario, negativa (triac no excitado), cuando la tensión en los extremos de C4 es inferior a la de la rampa.

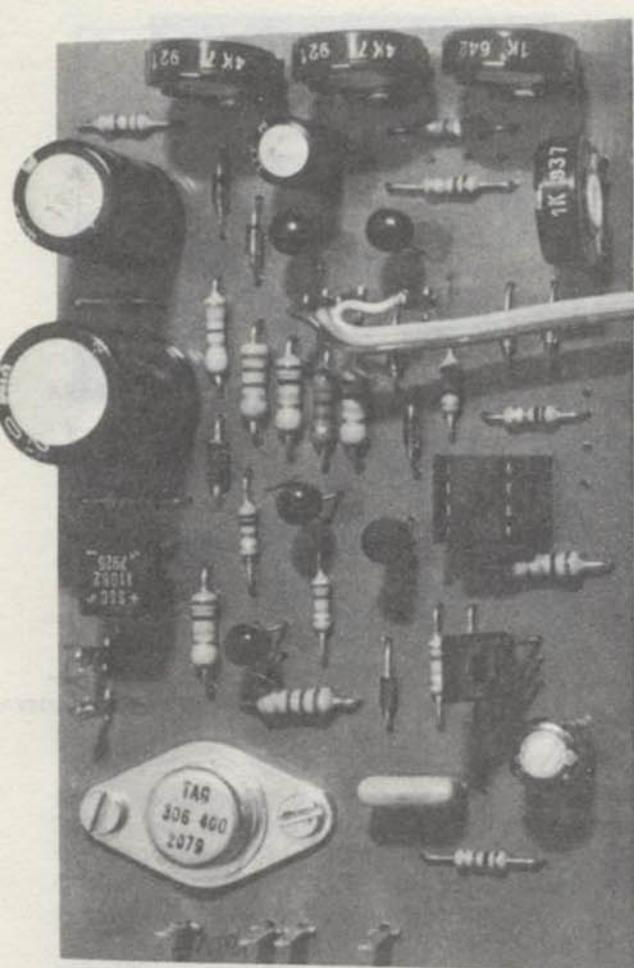
Realmente, como hemos dicho anteriormente, ocurre todo lo contrario puesto que el integrado IC1 dispone de una salida de «colector» (terminal 7) que refleja la regla de los amplificadores diferenciales (o sea positiva cuando prevalece la entrada + y negativa cuando pre-

valece la entrada -) pero dispone también de una salida «de emisor» (terminal 1) que se comporta de manera totalmente distinta y es precisamente la que nosotros utilizamos. Queda pues explicada la aparente incongruencia del dibujo eléctrico.

Como transformador de alimentación tendremos que emplear uno que esté provisto de un secundario de 12 volt. capaz de proporcionar una corriente máxima de 0,5 amperios, de todas formas si la tensión fuese ligeramente más alta, por ejemplo de 13-14 volt., el circuito podría funcionar igualmente de forma correcta sin sufrir daños.

Realización práctica

Para la realización práctica de este proyecto, tendremos que emplear el circuito impreso LX379, visible a tamaño natural en fig. 5. En dicho circuito montaremos todos los componentes siguiendo las indicaciones del esquema práctico de fig. 6.



Es preciso no aplicar bajo estos tornillos arandelas aislantes porque también en este caso el terminal A2 quedaría aislado.

Una vez terminado el montaje podremos insertar en el correspondiente zócalo el integrado IC1, por lo tanto tendremos que efectuar las conexiones con el desviador S1, con el secundario del transformador y con la lámpara, empleando para este fin un hilo de cobre aislado con plástico corriente.

Como hemos adelantado al principio del artículo, el triac se podrá alimentar también con la tensión de red de 220 volt., y en este caso habrá que emplear lámparas aptas para dicha tensión o también con tensiones inferiores, por ejemplo 12-18-24 volt., siempre que se trate de tensiones alterna o sea tomadas del secundario de un transformador, porque empleando una tensión continua el circuito no funcionaría.

Utilizando la tensión de red **todas las pistas del circuito impreso se verán afectadas por 220 VOLT.**, lo mismo que la envoltura del triac, por tanto, tocando con las manos se podría recibir una «descarga eléctrica» no demasiado agradable.

Precisamente por esto, si se encierra el circuito dentro de una caja metálica, es preciso acordarse de aislar el impreso del metal mismo empleando separadores de plástico o mejor utilizar una caja de plástico o de madera.

Resulta muy sencillo probar el circuito una vez proporcionada la tensión, si la lámpara conectada se enciende, es suficiente correr el desviador S1 en posición opuesta para verla apagarse lentamente.

Si en cambio la lámpara está ya apagada, corriendo el desviador S1 en la posición opuesta se verá encenderse lentamente.

Como ya hemos dicho, si el tiempo de encenderse o apagarse no satisfacen se puede modificar muy fácilmente actuando en el primer caso sobre el trimmer R18 y sobre el trimmer R7 en el segundo caso.

De esta forma se podrán variar estos tiempos desde un mínimo de 1 segundo a un máximo de 15 segundos cuando toda la resistencia esté insertada.

Si alguien quisiera obtener unos tiempos todavía más dilatados podrá aumentar la capacidad del condensador C4 de 22 mF a 47 mF o aún más aunque sin pasarse.

Si cuando la lámpara está encendida completamente se quiere disminuir ligeramente su luminosidad, se puede conseguir actuando sobre el trimmer R20, en caso contrario si se quiere que la lámpara no se apague completamente, será necesario actuar sobre el trimmer R23.

También existe la posibilidad de sustituir todos los trimmer por potenciómetros de igual valor de forma de poder variar los tiempos de intervención del circuito y el nivel máximo y mínimo de luminosidad en cualquier instante.

Precios de circuitos impresos y kits de este n.º en pág. 78.

Primero montaremos todas las resistencias, después los diodos, cuidando respetar la polaridad y después de éstos todos los transistores y el zócalo para el integrado.

Recordamos que el transistor TR3, que es un PNP de tipo BC208 presenta la misma envoltura que TR1-TR2-TR4 que en cambio son NPN de tipo BC208, por lo tanto atención a no confundirlos, en caso contrario el circuito no podría funcionar.

Hay que poner atención también a la polaridad de los condensadores electrolíticos, porque si se montan al revés pueden quedar inservibles fácilmente.

Por lo que se refiere al fet, si este presenta una envoltura circular en vez de a media luna, hay que recordar que la disposición de los terminales es distinta, por lo tanto atención a insertarlo correctamente.

Por lo que se refiere al triac no existen problemas pues sus terminales quedan desviados respecto al centro de la envoltura y lo mismo ocurre con los orificios que aparecen en el circuito impreso, por lo tanto sería difícil equivocarse al insertarlo.

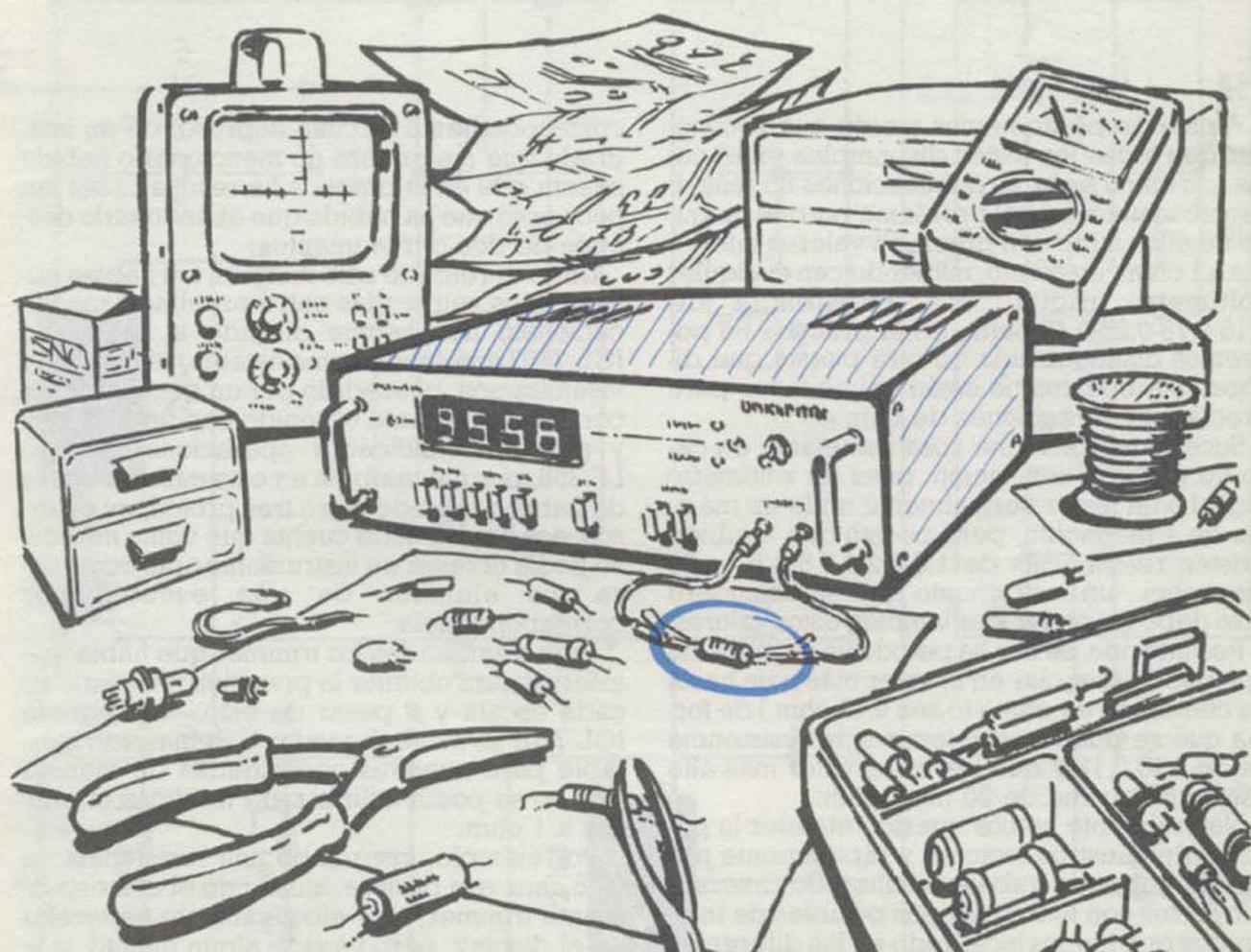
Solamente recordamos no olvidar de fijarlo con tornillos a los extremos pues son los que unen el terminal A2, o sea la envoltura con las pistas inferiores.

nueva
ELECTRONICA

laboratorio

OHMETRO

digital de laboratorio



Se trata de un instrumento digital de cuatro cifras, de alta precisión para medir valores de resistencia desde un mínimo de 0,01 ohm. hasta un máximo de 20 megaohm.

Los proyectos que se refieren a instrumentos de laboratorio son siempre los preferidos por los lectores por el hecho de que normalmente se tiene necesidad de ellos, pero son pocos los que pueden permitirse el lujo de comprarlos a causa de su coste desproporcionado.

Por ésto no nos extraña que muchas personas nos pidan continuamente proyectos de frecuencímetros, voltímetros, etc., instrumentos que consideramos indispensables en un laboratorio, en cambio, nos ha llamado la atención la petición de un «ohmetro digital», puesto que pensábamos que un tester normal y corriente o un económico voltmetro electrónico fuesen suficientes para cubrir dicha necesidad.

A este propósito hemos tenido que reconocer que todos los tester disponibles en el comercio como en otras publicaciones no resuelven absolutamente el problema porque ninguno de ellos mide con precisión valores inferiores a 1 ohm., en efecto, midiendo con cualquier voltímetro digital una resistencia de 0,15-0,18-0,25-0,47 ohm., en la práctica no podremos distinguir una de otra puesto que dichos instrumentos no están capacitados para precisar las «fracciones de ohm.».

Sucede también una cosa semejante en caso de máxima desviación, pues un voltímetro digital o un tester normalmente mide un máximo de 1 megaohm, pero puesto que también existen resistencias de 1,8-2,2-4,7-5,6-10 y 20 megaohm., un instrumento que se considere apto debe de poder leer también estos valores.

Resumiendo, se nos ha pedido un instrumento que pueda apreciar en el valor más bajo hasta «la centésima de ohm.» (o sea 0,01 ohm.) de forma que se pueda establecer si la resistencia es de 0,10-0,12 y que lea en el valor más alto hasta un máximo de 20 megaohm.

Naturalmente hemos querido atender la petición de nuestros lectores y rápidamente nos hemos puesto a trabajar realizando diversos proyectos con todos los tipos posibles de integrados que hemos localizado en las diferentes industrias.

Este trabajo no ha resultado fácil y para poder dar una idea de ello queremos hacer referencia que habíamos partido (o sea habíamos realizado un esquema eléctrico y dibujado el

correspondiente circuito impreso) de un integrado que mejor será no mencionarlo habida cuenta que en la práctica ha resultado ser tan poco apto que ha habido que abandonarlo después de dos o tres intentos.

Una vez retirado este material (ya habían pasado unos veinte días entre pruebas y modificaciones) nos hemos dirigido al integrado ICL 7107 empleado como estadio de medida y visualización, precedido por un generador de corriente constante obtenido con un MC.1402 y por un amplificador operacional de tipo LF.355, porque también en este caso, después de haber realizado dos o tres prototipos diversos, nos hemos dado cuenta que como máximo se podía obtener un instrumento apto como para los alumnos de una escuela por correspondencia.

Eran demasiados los trimmer que había que insertar para obtener la precisión necesaria en cada escala y a pesar de esto, el integrado ICL.7107 se mostraba todavía demasiado inestable para nuestras necesidades de manera que no se podía utilizar para medidas inferiores a 1 ohm.

Por ejemplo, insertando una resistencia de 0,18 ohm. era posible, ajustando el correspondiente trimmer, leer efectivamente este valor en el display, pero pasado algún minuto, si la temperatura variaba ligeramente uno o dos grados, en el display se leía 0,30-0,35 ohm. o sea una diferencia demasiado consistente para un aparato de «precisión».

En la práctica hemos comprendido que con

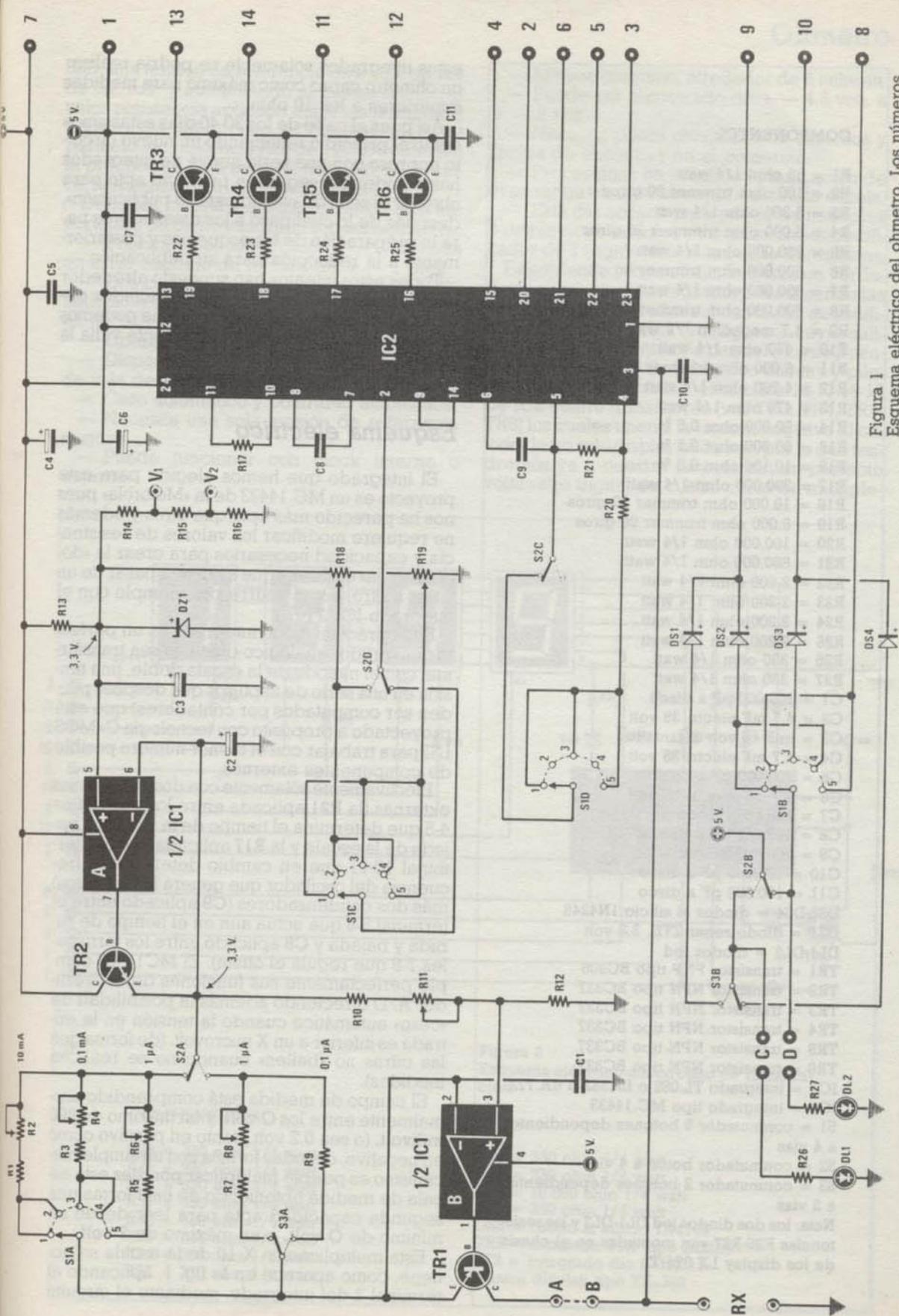


Figura 1
Esquema eléctrico del ohmetro. Los números representados a la derecha de los terminales corresponden al terminal del conector necesario para la conexión con el chasis de visualización.

COMPONENTES:

- R1 = 33 ohm 1/4 watt
 - R2 = 100 ohm trimmer 20 giros
 - R3 = 3.300 ohm 1/4 watt
 - R4 = 5.000 ohm trimmer 20 giros
 - R5 = 330.000 ohm 1/4 watt
 - R6 = 500.000 ohm trimmer un giro
 - R7 = 330.000 ohm 1/4 watt
 - R8 = 500.000 ohm trimmer un giro
 - R9 = 4,7 megaohm 1/2 watt
 - R10 = 470 ohm 1/4 watt
 - R11 = 5.000 ohm trimmer 20 giros
 - R12 = 4.700 ohm 1/4 watt
 - R13 = 470 ohm 1/4 watt
 - R14 = 90.900 ohm 0,5 %
 - R15 = 90.900 ohm 0,5 %
 - R16 = 10.100 ohm 0,5 %
 - R17 = 390.000 ohm 1/4 watt
 - R18 = 10.000 ohm trimmer 20 giros
 - R19 = 5.000 ohm trimmer 20 giros
 - R20 = 100.000 ohm 1/4 watt
 - R21 = 680.000 ohm 1/4 watt
 - R22 = 2.200 ohm 1/4 watt
 - R23 = 2.200 ohm 1/4 watt
 - R24 = 2.200 ohm 1/4 watt
 - R25 = 2.200 ohm 1/4 watt
 - R26 = 330 ohm 1/4 watt
 - R27 = 330 ohm 1/4 watt
 - C1 = 100.000 pF a disco
 - C2 = 4,7 mF electr. 35 volt
 - C3 = 1mF 16 volt al tantalio
 - C4 = 4,7 mF electr. 35 volt
 - C5 = 100.000 pF a disco
 - C6 = 4,7 mF electr. 35 volt
 - C7 = 100 pF a disco
 - C8 = 100.000 pF poliester
 - C9 = 100.000 pF poliester
 - C10 = 100.000 pF a disco
 - C11 = 100.000 pF a disco
 - DS1-DS4 = diodos al silicio 1N4248
 - DZ1 = diodo zener ZTE. 3,3 volt
 - DL1-DL2 = diodos led
 - TR1 = transistor PNP tipo BC205
 - TR2 = transistor NPN tipo BC337
 - TR3 = transistor NPN tipo BC337
 - TR4 = transistor NPN tipo BC337
 - TR5 = transistor NPN tipo BC337
 - TR6 = transistor NPN tipo BC337
 - IC1 = integrado TL.082 o LF.352 o uA.772
 - IC2 = integrado tipo MC.14433
 - S1 = conmutador 5 botones dependientes a 4 vías
 - S2 = conmutador botón a 4 vías
 - S3 = conmutador 2 botones dependientes a 2 vías
- Nota: los dos diodos led DL1-DL2 y las resistencias R26-R27 van montadas en el chasis de los display LX 374/D.

estos integrados solamente se podría realizar un ohmetro capaz como máximo para medidas superiores a los 10 ohm.

Así pues al cabo de los 30-40 días estábamos como al principio rehaciendo un nuevo circuito impreso con una serie nueva de integrados hasta poder conseguir un proyecto apto para obtener el sello de «válido para su publicación», después de lo cual pasó a los diseñadores para la preparación de los esquemas y posteriormente a la redacción para su publicación.

Todos estos intentos han supuesto alrededor de 60 días laborables pero los resultados obtenidos han sido tan satisfactorios que podemos afirmar al final, que «verdaderamente valía la pena».

Esquema eléctrico

El integrado que hemos elegido para este proyecto es un MC.14433 de la «Motorola» pues nos ha parecido más apto que otros y además no requiere modificar los valores de resistencia y capacidad necesarios para crear la «doble escala» cada vez que se desea pasar de un valor a otro, como ocurre por ejemplo con el integrado ICL.7107.

En la práctica dicho integrado es un perfecto convertidor analógico-digital (o sea transformador, con el método de la escala doble, una tensión en una serie de impulsos que después pueden ser computados por contadores) que está proyectado a propósito con tecnología C/MOS LSI para trabajar con el menor número posible de componentes externos.

Efectivamente solamente con dos resistencias externas (la R21 aplicada entre los terminales 4-5 que determina el tiempo de la subida y bajada de la escala y la R17 aplicada entre el terminal 10-11 que en cambio determina la frecuencia del oscilador que genera los impulsos) más dos condensadores (C9 aplicado entre el terminal 5-6 que actúa aún en el tiempo de subida y bajada y C8 aplicado entre los terminales 7-8 que regula el offset). El MC14433 cumple perfectamente sus funciones de convertidor A/D ofreciendo además la posibilidad de «cero» automático cuando la tensión en la entrada es inferior a un X microvolt. (de forma que las cifras no «bailen» cuando no se realicen medidas).

El campo de medida está comprendido normalmente entre los 0 volt. y un máximo de 200 milivolt. (o sea 0,2 volt.) tanto en positivo como en negativo, de todas formas con un simple mecanismo es posible multiplicar por diez esta escala de medida obteniendo de esta forma una segunda capacidad apta para leer desde un mínimo de 0 volt. a un máximo de 2 volt.

Esta multiplicación X 10 de la escala se obtiene, como aparece en la fig. 1, aplicando al terminal 2 del integrado, mediante el circuito

S2D, una tensión de referencia de 2 volt. en vez de 0,2 volt. y aumentando al mismo tiempo el valor resistencia aplicado entre los terminales 4-5 a través del circuito S2C que excluye del paralelo la resistencia R20 de 100.000 ohm. (en la práctica se deja entre el terminal 4-5 la única resistencia R21 de 680.000 ohm.).

De todas formas las características más importantes de dicho integrado son las siguientes:

- Precisión del convertidor + - 0,05% con un error máximo de lectura de + - 1 digit.

- Dos campos de medida, o sea de 0 a 200 milivolt. o de 0 a 2 vol. tanto en positivo como en negativo.

- Opera hasta 25 conversiones por segundo.
- Dispone de una impedancia de entrada de más de 1.000 megaohm.

- Cero automático y polaridad automática.

- Necesita una sola tensión de referencia positiva.

- Puede funcionar con clock interno o externo.

- Mínimo consumo, alrededor de 8 miliwatt.

- Puede ser alimentado de + - 4,5 volt. a + - 8 volt.

- Necesita pocos componentes externos y fáciles de encontrar en el comercio.

- Proporciona en la salida la indicación de over-range cuando se supera el fondo escala.

- Está capacitado para pilotar en multiplex 4 display con la única ayuda de un «decodificador de 7 segmentos» más cuatro transistores.

Es evidente que nos hallamos ante un verdadero «portento» de integrado, pues uniendo las salidas 20-21-22-23 a las salidas de un decodificador de tipo CD 4511 (ver figura 2) cuyas salidas a su vez alimentan en paralelo los segmentos A-B-C-D-E-F-G de los cuatro display y pilotando por tanto con los terminales 16-17-18-19 de IC2 cuatro transistores (ver TR3, TR4, TR5, TR6) los cuales unen a la tensión negativa el cátodo de un solo display cada vez, por lo que tendremos ya a nuestra disposición un perfecto voltímetro digital de cuatro cifras en multiplex.

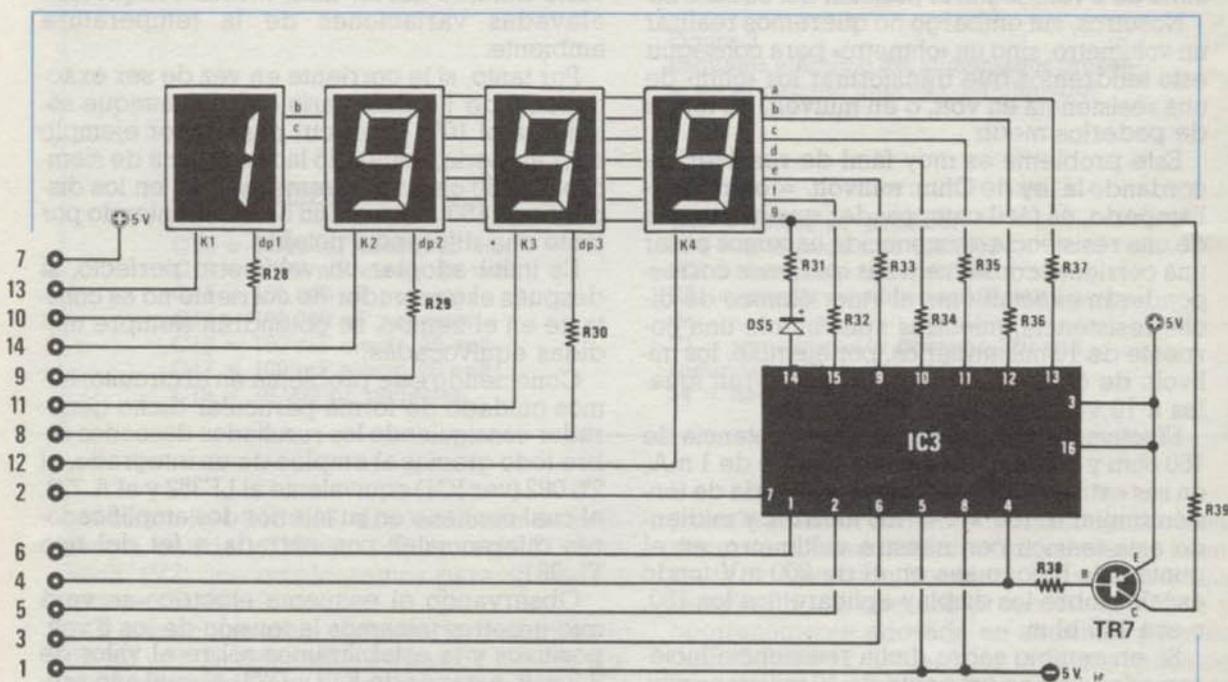
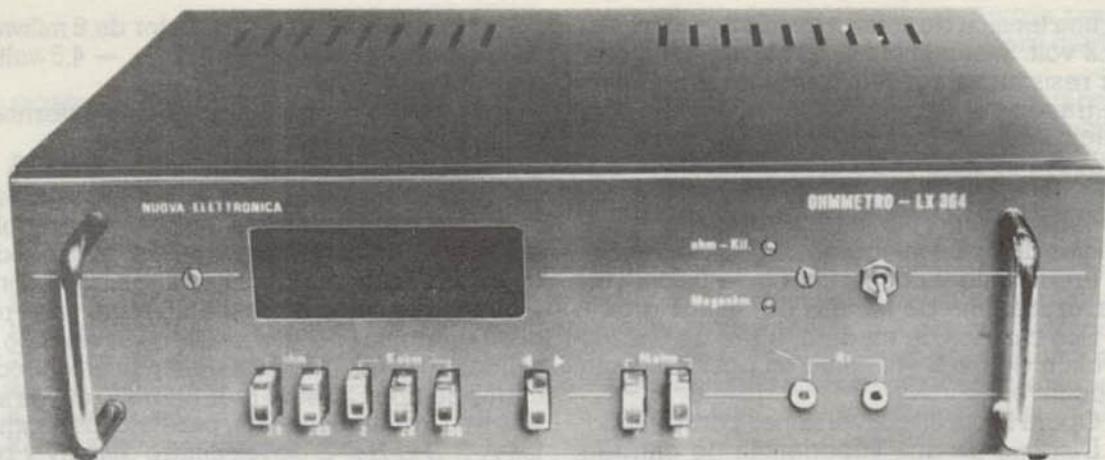


Figura 2
Esquema eléctrico del circuito de visualización.

COMPONENTES:

R28 = 330 ohm 1/4 watt
 R29 = 330 ohm 1/4 watt
 R30 = 330 ohm 1/4 watt
 R31 = 330 ohm 1/4 watt
 R32 = 330 ohm 1/4 watt
 R33 = 330 ohm 1/4 watt
 R34 = 330 ohm 1/4 watt
 R35 = 330 ohm 1/4 watt

R36 = 330 ohm 1/4 watt
 R37 = 330 ohm 1/4 watt
 R38 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R39 = 330 ohm 1/4 watt
 DS5 = diodo al silicio 1N4148
 TR7 = transistor PNP tipo BC205
 IC3 = integrado dio CD.4511
 Cuatro display tipo TIL.322



xer capaz de medir cualquier tensión comprendida entre un mínimo de 0 volt. y un máximo de 200 milivolt. o un mínimo de 0 volt. y un máximo de 2 volt. según la posición del circuito S2.

Nosotros, sin embargo no queremos realizar un voltímetro, sino un «ohmetro» para conseguir esto tendremos que transformar los «ohm» de una resistencia en volt. o en milivolt. de forma de poderlos medir.

Este problema es muy fácil de resolver recordando la ley de Ohm: $\text{milivolt.} = \text{ohm} \times \text{miliamperio}$, es fácil comprender que si a través de una resistencia desconocida hacemos pasar una corriente constante a sus extremos corresponderán exactamente al valor óhmico de dicha resistencia, mientras aplicándole una corriente de 10 miliamperios, por ejemplo, los milivolt. de caída que obtendremos serán iguales a 10 veces su valor óhmico.

Efectivamente si tomamos una resistencia de 150 ohm y le aplicamos una corriente de 1 mA, en sus extremos obtendremos una caída de tensión similar a: $150 \times 1 = 150 \text{ milivolt.}$ y midiendo esta tensión con nuestro voltímetro, en el punto más bajo, o sea en el de 200 mV fondo escala, sobre los display aplicaremos los 150, o sea 150 ohm.

Si, en cambio sobre dicha resistencia hiciésemos pasar una corriente de 10 miliamperios, en sus extremos obtendríamos una caída de tensión similar a: $150 \times 10 = 1.500 \text{ milivolt.}$ es decir una caída diez veces más alta respecto al valor óhmico de la resistencia, pero midiendo esta tensión con el voltímetro conmutado en la escala más alta, o sea la de 2 volt. a fondo escala todavía leeremos en los display 150 ohm. porque en esta escala la última cifra a la derecha corresponde a las «decenas de milivolt.»

Como se puede ver el mecanismo de conversión es muy simple, pero no lo es tanto proyectar el circuito que tiene que realizar esta conversión pues no siendo deseable tener errores de lectura es absolutamente necesario que la corriente empleada sea **rigurosamente constante** y perfectamente estable en el tiempo.

Con otras palabras, la corriente que pasa por la resistencia desconocida no solamente debe ser constante durante algún segundo, debe de serlo durante horas, días, meses aunque con elevadas variaciones de la temperatura ambiente.

Por tanto, si la corriente en vez de ser exactamente de 1 miliamperio, variase aunque sólo fuera el 10%, es decir, pasase por ejemplo a 1,1 amperio, midiendo la resistencia de siempre de 150 ohm no veremos ya 150 en los display sino $150 \times 1,1 = 165 \text{ ohm.}$ obteniendo por tanto una diferencia notable.

Es inútil adoptar un voltímetro perfecto, si después el generador de corriente no es constante en el tiempo, se obtendrán siempre medidas equivocadas.

Conociendo este problema en el circuito, hemos cuidado de forma particular dicho generador consiguiendo los resultados deseados sobre todo gracias al empleo de un integrado, el TL082 (ver IC1) equivalente al LF352 y al A.772, el cual contiene en su interior dos amplificadores diferenciales con entrada a fet del tipo TL081.

Observando el esquema eléctrico se verá que nosotros tomamos la tensión de los 5 volt. positivos y la estabilizamos sobre el valor de 3,3 volt. a través de R13 y DZ1, el cual aún presentándose externamente como un zener, en la práctica es algo más respecto a éstos, pues en su interior contiene también un fet necesario para compensar las variaciones de temperatura, por lo tanto si se intenta sustituir por un zener normal de 3,3 volt. se perjudicaría la precisión de lectura del instrumento.

Dicha tensión de 3,3 volt. se emplea en nuestro circuito para conseguir diversos fines:

1) para obtener, mediante el trimmer R18-R19 las dos tensiones de referencia de 2 volt. y de 200 milivolt. respectivamente a aplicar al terminal 2 de IC2 de forma de obtener las dos diferentes escalas de medida que hemos indicado anteriormente.

2) para obtener mediante la resistencia de

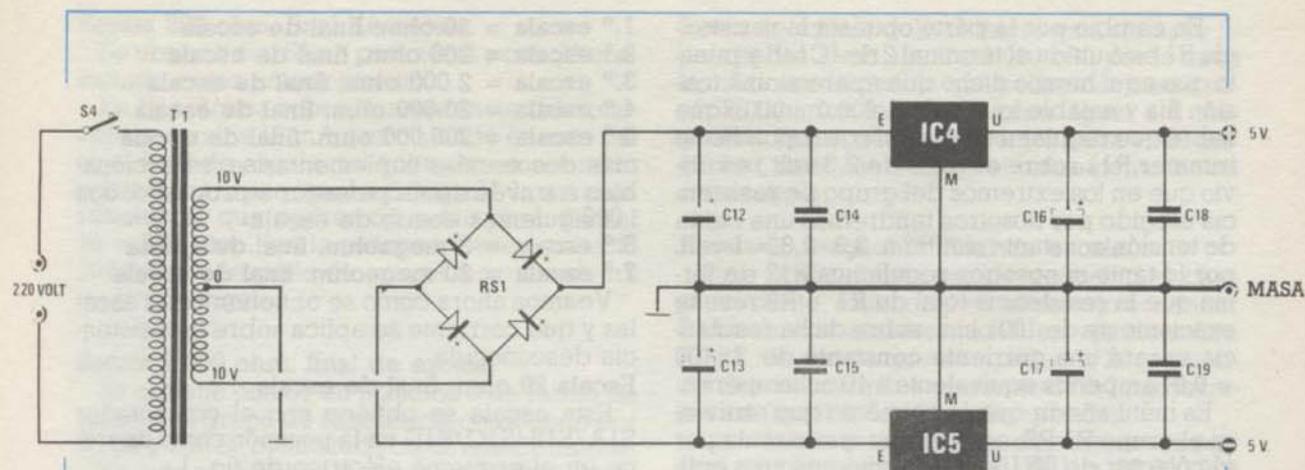


Figura 3
Esquema eléctrico del alimentador presente en el circuito impreso del ohmetro.

COMPONENTES:

C12 = 1.000 mF electr. 25 volt
 C13 = 1.000 mF electr. 25 volt
 C14 = 100.000 pF poliéster
 C15 = 100.000 pF poliéster
 C16 = 100 mF electr. 25 volt
 C17 = 100 mF electr. 25 volt
 C18 = 10.000 pF poliéster

C19 = 10.000 pF poliéster
 IC4 = integrado tipo uA.7805
 IC5 = integrado tipo uA.7905
 RS1 = puente rectificador 100 volt 1 amperio
 T1 = transformador primario 220 volt secundario 10 + 10 volt 0,5 amperios
 S4 = desviador a palanca

precisión R14-R15-R16, dos tensiones de referencia, una de 1,736 volt. (V1) y una de 173,6 milivolt. (V2) que emplearemos para ajustar los trimmer R18-R19.

3) para obtener un alimentador estabilizado de 3,3 volt. sirviéndonos de uno de los dos amplificadores diferenciales contenidos en IC1 (ver IC1/A) y del transistor TR2.

Este último estadio nos es muy útil para poder disponer de una tensión de referencia muy estable con la cual realizar el generador de corriente propiamente dicho, sin cargar excesivamente para esto el diodo CZ1.

En otras palabras IC1/A y TR2 realizan en su conjunto un estadio separador de alta impedancia a baja impedancia del cual podemos obtener la tensión estabilizada que nos es necesaria para pilotar la entrada (terminal 3) de IC1/B y los extremos de las resistencias unidas al conmutador S1 sin alterar las características de estabilidad del diodo DZ1.

El integrado IC1/B y el transistor TR1 realizan en cambio el generador de corriente pro-

piamente dicho, de hecho dicho integrado siendo un amplificador diferencial y teniendo la entrada no invertida (terminal 3) anclada a una tensión fija, la que nos proporciona IC1/A y oportunamente adosada en amplitud a través de R10-R11-R12, actuará con la propia salida de forma tal que también en la entrada invertida (terminal 2), haya la misma tensión, por tanto sobre el emisor de TR1, que está unido al terminal 2 tendremos presente una tensión fija similar a la que aparece sobre el terminal 3.

Ahora observando atentamente las conexiones de las resistencias y de los trimmer en el conmutador S1A y S3A, se notará que el extremo común de todos éstos está alimentado por la tensión fija de referencia de 3,3 volt. presente en el emisor de TR2, por lo tanto si nosotros seleccionamos uno cualquiera de estos grupos de resistencias, por ejemplo el que aparece más arriba referente a R-1-R-2 de 33 ohm. y 100 ohm. respectivamente, en la práctica aplicamos al extremo libre del trimmer R2 la tensión de 3,3 volt. pues conocemos su gran estabilidad.

En cambio por la parte opuesta la resistencia R1 está unida al terminal 2 de IC1/B y puesto que aquí hemos dicho que aparece una tensión fija y estable igual a la del terminal 3 (que habrá que regular a través del correspondiente trimmer R11 sobre el valor de 2,3 volt.) es obvio que en los extremos del grupo de resistencia elegido por nosotros tendremos una caída de tensión constante similar a: $3,3 - 2,3 = 1 \text{ volt.}$ por lo tanto si nosotros regulamos R12 de forma que la resistencia total de R1 + R2 resulte exactamente de 100 ohm., sobre dicha resistencia pasará una **corriente constante** de: $1 : 100 = 0,01 \text{ amperios}$ equivalente a 10 miliamperios.

Es inútil añadir que la corriente que atraviesa el grupo R1-R2, es la misma que circula por el colector de TR1, o sea la que nosotros aplicamos a la resistencia desconocida RX, por tanto si sobre los bornes de prueba insertamos una resistencia, por ejemplo de 3,3 ohm., en sus extremos obtendremos una caída de tensión similar a: $3,3 \times 10 = 33 \text{ milivolt.}$ y midiendo esta tensión en la escala de 200 milivolt. a fondo de escala, en los display leeremos 3,3 o sea 3,3 ohm.

Todos los conmutadores que encontramos en el esquema eléctrico de fig. 1 y que para simplificar se han dibujado como rotativos, mientras en la práctica, como se verá más adelante, son de tipo botonera, nos servirán para seleccionar las diversas escalas de medida que son respectivamente:

- 1.º escala = 20 ohm. final de escala
 - 2.º escala = 200 ohm. final de escala
 - 3.º escala = 2.000 ohm. final de escala
 - 4.º escala = 20.000 ohm. final de escala
 - 5.º escala = 200.000 ohm. final de escala
- más dos escalas suplementarias, seleccionables a través de un pulsador a propósito, con los siguientes «fondo de escala»
- 6.º escala = 3 megaohm. final de escala
 - 7.º escala = 20 megaohm. final de escala

Veamos ahora como se obtienen estas escalas y que corriente se aplica sobre la resistencia desconocida.

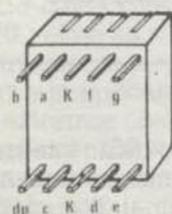
Escala 20 ohm. final de escala.

Esta escala se obtiene con el conmutador S1A/S1B/S1C/S1D en la posición como aparece en el esquema eléctrico de fig. 1.

El desviador S3 no ejerce ninguna influencia en este caso puesto que solamente sirve para las escalas de los megaohm.

En tales condiciones sobre la resistencia desconocida se hace pasar una corriente de **10 miliamperios** y puesto que la escala del voltmetro seleccionada por S2D-S1C-S2C-S1D es en este caso de 200 mV fondo de escala, la máxima resistencia que podremos medir será de: $200 : 10 = 20 \text{ ohm.}$ (en la práctica leeremos hasta 19,99 ohm., después de lo cual el instrumento irá en over-range).

Nota: en el cálculo efectuado hemos empleado el inverso de la ley de Ohm. o sea: **Ohm. = milivolt. : miliamperios.**



TIL322



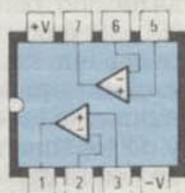
CD4511



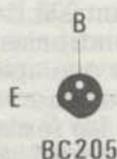
μA7805



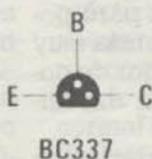
μA7905



TL082



BC205



BC337

Figura 4

Conexiones de los display, integrados y transistores empleados en este proyecto. Observar el terminal de masa M del uA.7905 situado de lado en vez de en el centro como el uA.7805.

Escala 200 ohm. final de escala.

Se obtiene con S1 en posición 2 y con S2 conmutado como anteriormente.

En la práctica sobre la resistencia desconocida pasan los 10 mA, pero siendo en este caso el final de escala del voltmetro conmutado sobre 2 vol. o sea igual a 2.000 mV, la máxima resistencia que podremos medir será: $2.000 : 10 = 200 \text{ ohm.}$ (en la práctica leeremos hasta 199,9 ohm. después de esto el instrumento irá en over-range).

Escala 2.000 ohm. final de escala.

Se obtiene con S1 en posición 3 de forma de insertar el grupo de resistencia constituido por R3-R4 y con S2 conmutado como anteriormente.

En este caso sobra la resistencia desconocida se aplica una corriente de 0,1 mA y puesto que el final de escala del voltmetro está fijado por S1C-S2D-S1D-S2C sobre 200 mV, la máxima resistencia que podremos medir será de: $200 : 0,1 = 2.000 \text{ ohm.}$ (en la práctica leeremos hasta los 1.999 ohm., después el instrumento irá en over-range).

Escala de 20.000 ohm. final de escala.

Se obtiene con S1 en posición 4 y con S2 siempre conmutado como aparece en fig. 1 (esquema eléctrico).

Respecto a la escala precedente cambia solamente el final de escala del voltmetro que en este caso resulta ser de 2 vol. (o sea 2.000 milivolt.) por tanto la máxima resistencia que podremos medir será: $2.000 : 0,1 = 20.000 \text{ ohm.}$ igual a 20 Kiloohm. (en la práctica leeremos hasta 19,999 Kiloohm., después el instrumento irá en over-range).

Escala 200.000 ohm. final de escala.

Se obtiene con S1 conmutado en posición 5 de forma de seleccionar el grupo de resistencia constituido por R5-R6 y con S2 siempre en la misma posición.

La corriente que pasa por la resistencia desconocida en este caso es de 1 microamperio (igual a 0,001 miliamperios) y siendo el final de escala del voltmetro fijado sobre 200 mV, la máxima resistencia que podremos medir será de: $200 : 0,001 = 200.000 \text{ ohm.}$ igual a 200 Kiloohm. (en la práctica leeremos hasta 199,9 Kiloohm., después el instrumento irá en over-range).

Escala 2 megaohm final de escala.

Para obtener esta escala es necesario en la práctica excluir el conmutador S1 apretando el pulsador correspondiente del panel, o sea poner S2A/S2B/S2C/S2D en la posición esbozada en el esquema eléctrico de fig. 1.

Es necesario además conmutar S3A en el grupo de resistencia R7-R8, de forma que pase sobre la resistencia desconocida una corriente de 1 microamperio (igual a 0,001 miliamperio).

Precisamos que sobre estas dos escalas el

fondo de escala del voltmetro está siempre fijado sobre 2 volt. igual a 2.000 mV, por lo tanto la máxima resistencia que podremos medir será: $2.000 : 0,001 = 2.000 \text{ ohm.}$ igual a 2 megaohm. (en la práctica leeremos hasta 1,999 megaohm, después de esto el instrumento irá en over-range).

Escala 20 megaohm. final de escala.

Para obtener esta escala, respecto el caso precedente, solamente es necesario conmutar S3A sobre la resistencia R9, en vez de sobre R7-R8, de forma que se aplique a la resistencia desconocida una corriente de 0,1 microamperios (igual a 0,0001 miliamperios).

La máxima resistencia que podremos medir será por lo tanto: $2.000 : 0,0001 = 20.000.000 \text{ ohm.}$ igual a 20 megaohm. (en la práctica en el display leeremos hasta los 19,99 megaohm, después el instrumento irá en over-range).

Antes de concluir precisamos que el circuito S2B nos permite encender sobre el panel central el diodo led DL2 cuando seleccionemos una de las primeras cinco escalas referentes a los ohm-kiloohm, o encender el diodo led DL1 cuando seleccionemos las dos últimas escalas referentes a los megaohm.

En la práctica, sobre el panel frontal del mueble se han sustituido los circuitos y conmutadores por pulsadores, uno para cada escala, más un circuito que nos permite elegir cuando no está apretado, las escalas de los ohm-kiloohm o, cuando está apretado, las escalas de los megaohm.

El esquema eléctrico efectivo correspondiente a dichos conmutadores a circuitos aparece en fig. 5.

Es interesante hacer notar que siempre que se aplique sobre los bornes de prueba una resistencia de valor más alto respecto al final de escala del valor elegido, el instrumento no sufre ninguna avería, por tanto no existe ningún peligro de deteriorarlo lo mismo ocurre aplicando a los bornes de prueba una resistencia de valor demasiado bajo.

Intentando, por ejemplo, medir una resistencia de 1.500 ohm. sobre la escala de los 20 megaohm, en el display aparecerá simplemente un 0, puesto que en esta escala se puede medir solamente resistencias superiores a los 10.000 ohm. (o sea 0,01 megaohm.).

Aún pasando a la escala inferior, o sea la de 2 megaohm. final de escala, no podremos obtener ninguna indicación fiable puesto que como máximo en el display aparecerá un 1 o un 2.

Si en cambio elegimos una escala de 2.000 ohm. final de escala, en el display veremos aparecer el número 1.500 o sea 1.500 ohm.

Como es lógico, eligiendo una escala inferior a los 2.000 ohm. por ejemplo la de 20 ohm. final de escala, el instrumento irá en over-range y en el display veremos aparecer solamente señales «menos», o sea -,- para indicarnos que es necesario pasar a una escala más alta.

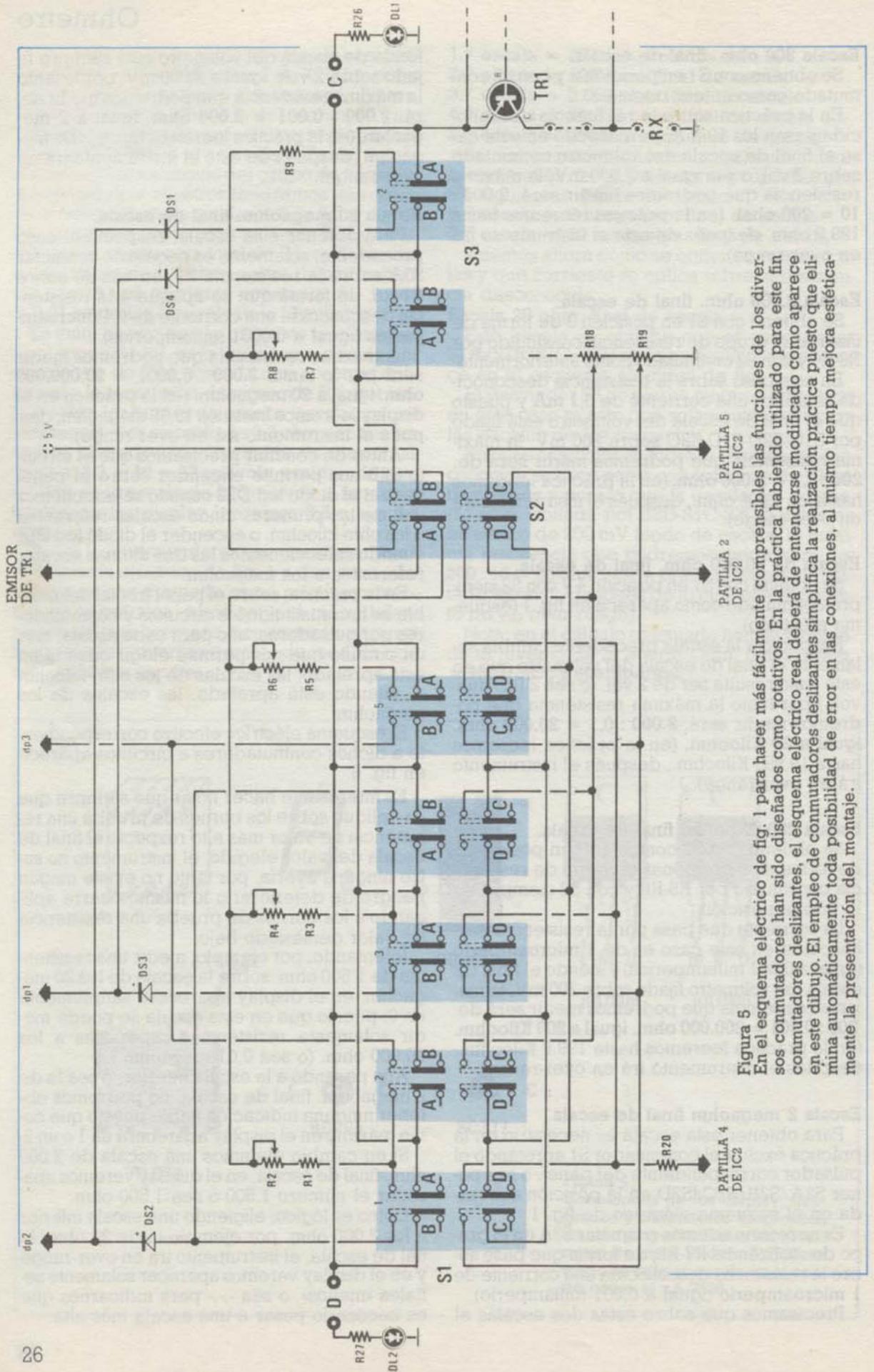


Figura 5
 En el esquema eléctrico de fig. 1 para hacer más fácilmente comprensibles las funciones de los diversos conmutadores han sido diseñados como rotativos. En la práctica habiendo utilizado para este fin conmutadores deslizantes, el esquema eléctrico real deberá de entenderse modificado como aparece en este dibujo. El empleo de conmutadores deslizantes simplifica la realización práctica puesto que elimina automáticamente toda posibilidad de error en las conexiones, al mismo tiempo mejora estéticamente la presentación del montaje.

Circuito de visualización y alimentación

El esquema eléctrico del circuito de visualización aparece en fig. 2 y en la práctica se compone de un «decodificador» del tipo CD.4511 (ver IC3) más un transistor PNP (ver TR7) y 4 display de cátodo común de tipo TIL.322 o equivalente.

Los números que aparecen a la izquierda de este esquema eléctrico son en la práctica los terminales del circuito que unirá esta fase a la placa de base y corresponden con los del esquema eléctrico de fig. 1.

Como ya se ha dicho, el cátodo de cada display está unido, en el circuito impreso principal, al colector de otro transistor y estos transistores conducen uno cada vez, por turno, por tanto, en cada instante nosotros tenemos siempre un solo display encendido pero la rotación es tan veloz que por el fenómeno de la persistencia óptica nosotros podemos leer siempre el número de cuatro cifras completo.

En este esquema el transistor TR7 sirve sólo y exclusivamente para encender en los tres display de la derecha el signo cuando del integrado IC2 a través del hilo 4, llega la indicación que se ha sobrepasado el final de escala del valor elegido.

Para alimentar todo el circuito es necesaria una tensión dual de 5 volt. positivos y 5 volt. negativos respecto a la masa que obtendremos como aparece en fig. 3, corrigiendo los 10 + 10 volt. alternados disponibles sobre el secundario de toma central del transformador T1 y estabilizándolos, por tanto, sobre el valor requerido con un integrado de tipo uA.7805 (IC4) para la parte positiva y con un integrado uA.7905 (IC5) para la parte negativa.

Realización práctica

Son necesarios dos circuitos impresos para la realización de este proyecto, uno con las siglas LX364/A que servirá para recibir el integrado MC.14433, el TL.082, el trimmer multigiro y los conmutadores deslizantes y un segundo con las siglas LX364/D sobre el que encontrarán su lugar los cuatro display y el integrado CD. 4511.

Puesto que ambos circuitos son del tipo a doble cara, antes de montar sobre ellos cualquier componente es preciso recordar que hay que efectuar todos los puentecitos de conexión entre las pistas superiores e inferiores pasando un hilo de cobre desnudo en todos los orificios que aparezca una marca de cobre en ambas partes y soldando el hilo por las dos partes.

Cortaremos después con un pequeño alicate el hilo excedente de forma de no hallarnos

al final con un montaje plagado de terminales larguísimo, los cuales además de antiestéticos podrían propiciar algún cortocircuito.

Efectuados estos puentecitos podremos iniciar el montaje de la placa de base LX364 montando sobre ella todas las resistencias, los zócalos para los integrados, los diodos (cuidado con no invertir la polaridad), los condensadores y el diodo estabilizador DZ1, el cual se conecta con la cara que señala el cátodo dirigida hacia el interior de la base, es decir hacia la resistencia R13.

Por último montaremos los conmutadores deslizantes y los transistores cuidando de no invertir los tres terminales E-B-C entre ellos.

Sobre este circuito impreso se alojarán todos los componentes del alimentador que situaremos en el ángulo arriba, como aparece en el esquema práctico de fig. 6.

Como puede verse incluso en la foto del prototipo, los dos integrados estabilizadores IC4-IC5 están equipados con una aleta de enfriamiento en forma de U que estará presente en el interior del kit.

En la práctica, los terminales de estos integrados hay que soldarlos a las pistas del circuito impreso después de haberlos doblado en forma de L y de haberlos pasado a través de la fisura correspondiente de la aleta, procurando que no toque la aleta misma para evitar los cortocircuitos.

Una vez terminado el montaje de este primer circuito impreso, podremos insertar sobre los correspondientes zócalos, los dos integrados IC1-IC2, respetando la muesca de referencia, después pondremos el chasis momentáneamente aparte y nos ceñiremos a la realización del chasis del display LX364/D.

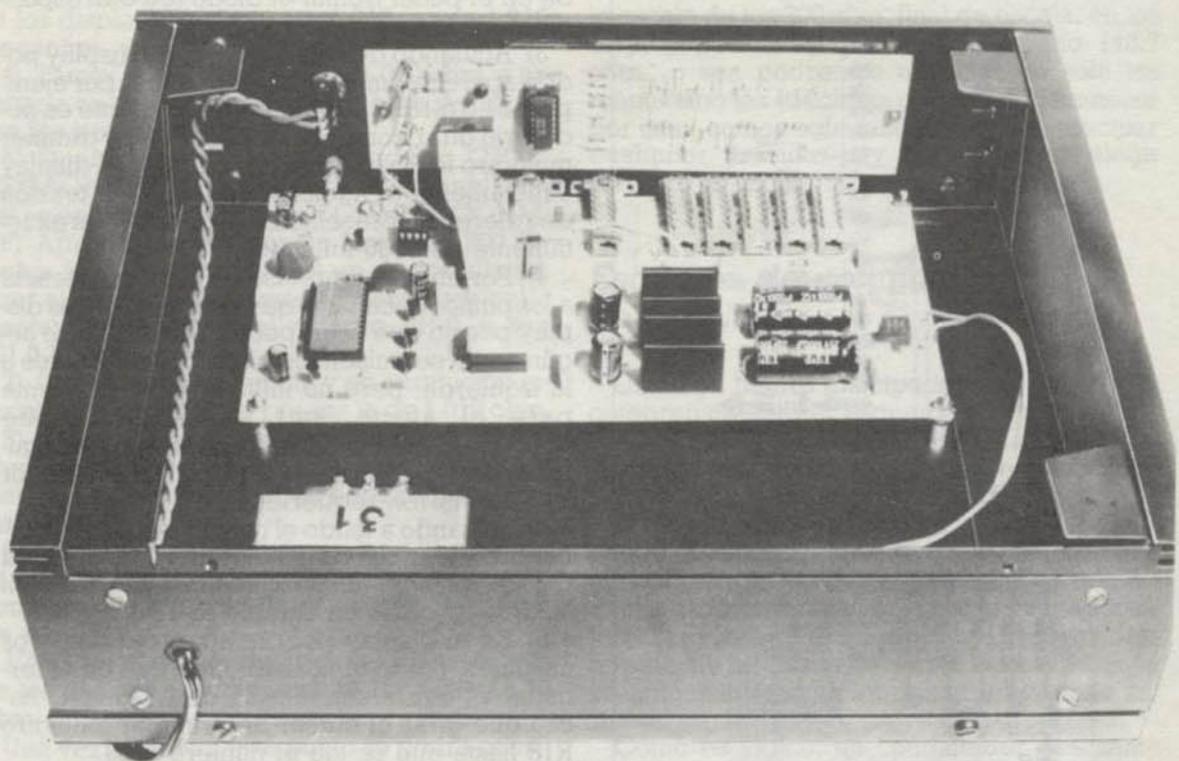
También éste, como el anterior es de doble faz por lo tanto antes de nada tendremos que efectuar en los puntos requeridos los puentecitos de unión entre las pistas de la cara superior y las de la cara inferior.

Como aparece en figura 7 en este circuito impreso los cuatro display y los dos diodos led se montan en una parte y todos los demás componentes en la parte opuesta.

Comenzaremos insertando, por ejemplo, todas las resistencias, después los dos zócalos, el diodo DS5 (que tendremos que montar con el cátodo dirigido hacia la R32) y el transistor TR7.

Llegados a este punto, daremos la vuelta a nuestro circuito impreso y en la parte opuesta montaremos los display y los diodos led recordando por lo que se refiere a estos últimos que la parte plana del soporte debe de situarse en la forma indicada, como aparece claramente en el dibujo práctico de fig. 7.

Los display, como ya hemos anticipado, son del tipo TIL.3227 de cátodo común y es preciso montarlos con el rótulo TIL.322 vuelto hacia abajo, o sea las resistencias (situadas en la parte opuesta).



En esta foto es posible ver la disposición del interior del mueble el circuito impreso base y la posición de fijación del transformador de alimentación.

Nos permitimos aconsejar lo siguiente: inicialmente soldar un solo terminal para cada display, después adaptarlos uno a uno, de forma que queden todos a la misma altura después se podrán soldar también los otros terminales.

Por lo que se refiere a los diodos led es preferible soldar inicialmente un solo terminal a las pistas del circuito impreso, después apoyar la base contra el panel frontal del mueble y controlad que estos resulten centrados en los orificios correspondientes y cuando se tenga la certeza de que coinciden perfectamente, se podrán efectuar también las otras dos soldaduras necesarias.

Terminado el montaje de los componentes podremos unir el transformador de alimentación a la entrada del puente rectificador procurando no equivocar los dos hilos externos correspondientes a los 10 alternados con el hilo central de masa que va conectado al terminal M.

Siempre con tres hilos de cobre aislados con plástico uniremos también los tres terminales D-C-MASA visibles en el centro de la chapa base con los correspondientes zócalos los dos conectadores machos de la chapita que sirve para conectar los dos chasis.

A partir de aquí nuestro circuito está listo para funcionar sin embargo, para obtener de él

medidas perfectas, será necesario ajustar todos los trimmer del circuito.

Ajuste

El ajuste de este instrumento, como se puede observar es muy sencillo puesto que las dos tensiones de referencia necesarias para ajustar tanto el final de escala de 200 milivolt. como el de volt. están ya disponibles en el circuito, por lo tanto no es necesario disponer de ningún aparato especial.

Queremos anticipar que podría suceder que apenas proporcionada tensión al circuito, podría aparecer algo extraño en el display, como por ejemplo tres líneas —, o la aparición de números sin sentido, de todas formas esto no debe de preocupar porque una vez efectuadas las operaciones que indicamos más abajo, todo volverá a la normalidad.

1) Si se han unido los dos terminales A-B situados abajo a la derecha del circuito impreso LX364/A será preciso quitar el puentecito, de forma de dejarlos libres.

2) Conectar con un hilo de cobre, el terminal V2 y el terminal B, después controlar si el botón S2 está pulsado y en caso positivo es necesario desbloquearlo de forma que se encien-

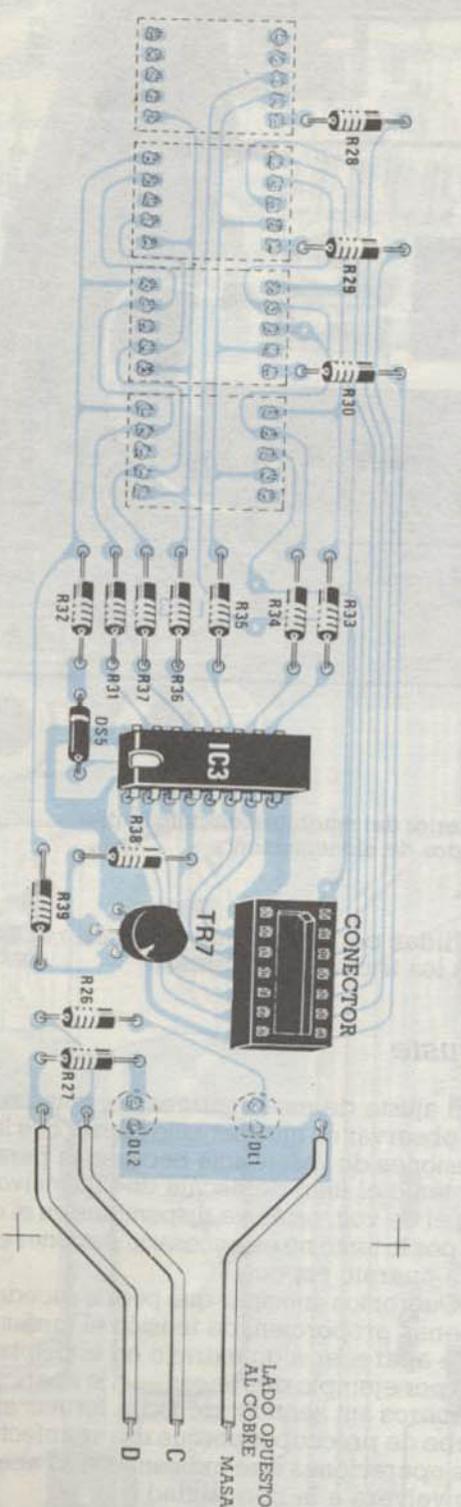


Figura 7
Esquema eléctrico de montaje de los circuitos de visualización. En el lado opuesto fijaremos en la posición rasgueada los cuatro display y los dos diodos led. Observar el zócalo para el conexionador a plaquita y los tres hilos suplementarios de conexión (masa C-D).

da en el panel frontal el diodo led correspondiente a la escala OHM-KILOHM.

3) Actuando de esta forma, en el display podría aparecer un número cualquiera, por ejemplo 124,5 ó 189,2 y llegados a este punto es necesario girar con un destornillador los trimmer multigiro R19 hasta que aparezca en el display exactamente el número 1736, pues la tensión de referencia presente en el punto V2 es exactamente de 1736 milivolt.

4) Por ahora es preciso no dar importancia a los puntos decimales que aparecen en los display puesto que éstos pueden desplazarse según como se pulsen los cinco conmutadores a la izquierda, pero no influyen absolutamente para el ajuste, por lo tanto leyendo 1.736-17.36-173.6 ó 1736 se podrá tener la seguridad de haber ajustado este final de escala por los 200 milivol. requeridos.

4) Pulsando a fondo el conmutador S2 de forma que se encienda en el panel frontal el led del «megaohm», después quitar el hilo de unión V2-B y aplicarlo en cambio entre V1 y B.

5) En el display podrán aparecer números casuales, por lo tanto, sabiendo que en el terminal V1 existe una tensión de 1,736 volt., habrá que girar el cursor del trimmer multigiro R18 hasta que se lea el número 1736.

Es inútil añadir que también en este caso no tiene ninguna importancia la posición del punto decimal en los display, puesto que por ahora el conmutador de las escalas queda excluido.

Obtenido dicho número en el cursor del trimmer R18 estará presente una tensión de 2 volt. exactamente, o sea la que es necesaria para poder obtener del integrado el segundo final de escala.

6) Efectuado este ajuste hay que quitar el puentecito entre V1-B y unir fijamente con un trozo de hilo los terminales A-B. Haciendo esto aparecerá —, puesto que es natural que no habiendo insertado en los bornes de prueba ninguna resistencia, el instrumento «siente» en la práctica una resistencia de valor infinito y nos indica que no puede medirla.

Tenemos todavía cinco trimmer para ajustar en el instrumento, o sea los que corresponden a las diversas escalas del ohmetro y llegados a este punto si no tenemos a nuestra disposición resistencias «muestra» el problema puede ser insoluble.

Para ajustar las escalas hay que proceder en el orden que a continuación indicamos:

1) Tomar la resistencia de 1,01 megaohm e insertarla en los terminales de medida RX, después apretar el pulsador OHM-MEGAHOM, de forma que se encienda sobre el panel frontal el diodo led MEGAOHM.

2) Apretar ahora el pulsador de la escala 20 megaohm y con un destornillador girar el trimmer R11 hasta leer en el display exactamente 01.01, o sea, 1,01 megaohm.

3) Apretar el pulsador de la escala de 2 me-

gaohm y girar por tanto el trimmer R8 hasta leer en los display exactamente 1.010, o sea 1,010 megaohm.

4) Tomar la resistencia de 101.000 ohm. e insertarla en sustitución a la de 1,01 megaohm sobre los bornes de prueba.

5) Desbloquear el pulsador OHM-MEGA OHM, de forma que sobre el panel central se encienda el diodo led OHM-KILO OHM.

6) Apretar el pulsador de la **escala 200 Kiloohm** final de escala y con un destornillador girar el cursor del trimmer R6 hasta leer en el display exactamente el número 101,0, o sea 101,0 Kiloohm.

7) Quitar esta resistencia y en sustitución insertar en los bornes de prueba la de 1.010 ohm.

8) Apretar el pulsador de la **escala 2.000 ohm.** final de escala y girar el cursor del trimmer R4 hasta poder leer en el display exactamente 1.010 ohm.

9) Quitar la resistencia anterior e insertar en cambio la de 10,1 ohm. apretando al mismo tiempo el pulsador de la **escala 20 ohm. final de escala.**

10) Girar el cursor del trimmer R2 hasta leer en los display exactamente 10.10, o sea 10,10 ohm.

Una vez llegado a este punto se podrá considerar terminada la obra puesto que se habrá ajustado con una precisión del 0,5 % las siete escalas del ohmetro, por lo que se podrán medir con el mismo también resistencias de 0,12-0,15-0,17 ohm., o sea valores que ningún ohmetro digital podía apreciar hasta ahora.

Este instrumento será muy útil no sólo para medir las resistencias si no también para medir y comparar las resistencias de los devanados en los transformadores o también para establecer si dos impedancias de AF son idénticas entre ellas, pues de hecho es evidente, que si tienen una diferente resistencia, muy difícilmente su valor inductivo será idéntico.

Antes de concluir queremos hacer una pequeña observación que será útil sobre todo a los más inexpertos.

Diremos que siendo este instrumento extremadamente preciso, si no se emplea de la manera más idónea nunca se conseguirá obtener de él la precisión requerida. Con esto pretendemos decir que la elección de las escalas debe de efectuarse cada vez con extremada cautela.

En la práctica, la regla fundamental que hay que tener presente cuando se efectúa esta elección es la de procurar de obtener siempre en los display el **mayor número de cifras significativas.**

Por ejemplo, si hay que medir una resistencia de 150 ohm. es cierto que podríamos medirla también sobre la escala de los 20.000 ohm. final de escala y en este caso en los display aparecerá 00.15 kiloohm., pero de esta forma no podremos decir si dicha resistencia es de 152 ohm. o de 147 ohm.

Si en cambio, para esta medida empleásemos la escala de los 200 ohm. final de escala, en los display podría aparecer por ejemplo 148,7 ohm., o sea podremos apreciar no sólo los «ohm.» sino las «décimas de ohm.». Justamente por esto, como regla fundamental, al efectuar cualquier medida, hay que procurar elegir siempre la escala más baja posible.

Esquema de conmutación de escalas

Como ya hemos anticipado para hacer más comprensible en el esquema eléctrico las diversas conmutaciones de escalas, se han dibujado los conmutadores con el sistema tradicional de los conmutadores rotativos.

En la práctica para agilizar el montaje eliminando automáticamente todos los errores que podrían surgir al efectuar las uniones con los numerosos terminales de estos conmutadores, hemos preferido emplear conmutadores deslizantes de tal forma que las conexiones están ya automáticamente incisas en el circuito impreso.

Como es lógico, un conmutador deslizante funciona de distinta manera respecto a uno rotativo, de hecho ningún pulsador está compuesto por cuatro circuitos (o por 2 circuitos en el caso de S3, por ejemplo) y pulsando la manopla se cortocircuita el central de cada circuito con el terminal adyacente situado más adelantado.

En la figura 5 hemos dibujado el esquema eléctrico de estos circuitos en el orden en que aparecen en el circuito impreso.

Los 5 primeros conmutadores a la izquierda (compuestos cada uno por 44 circuitos) son del tipo «dependiente», o sea que apretando un pulsador, si ya existe uno pulsado, éste automáticamente vuelve a la posición de reposo.

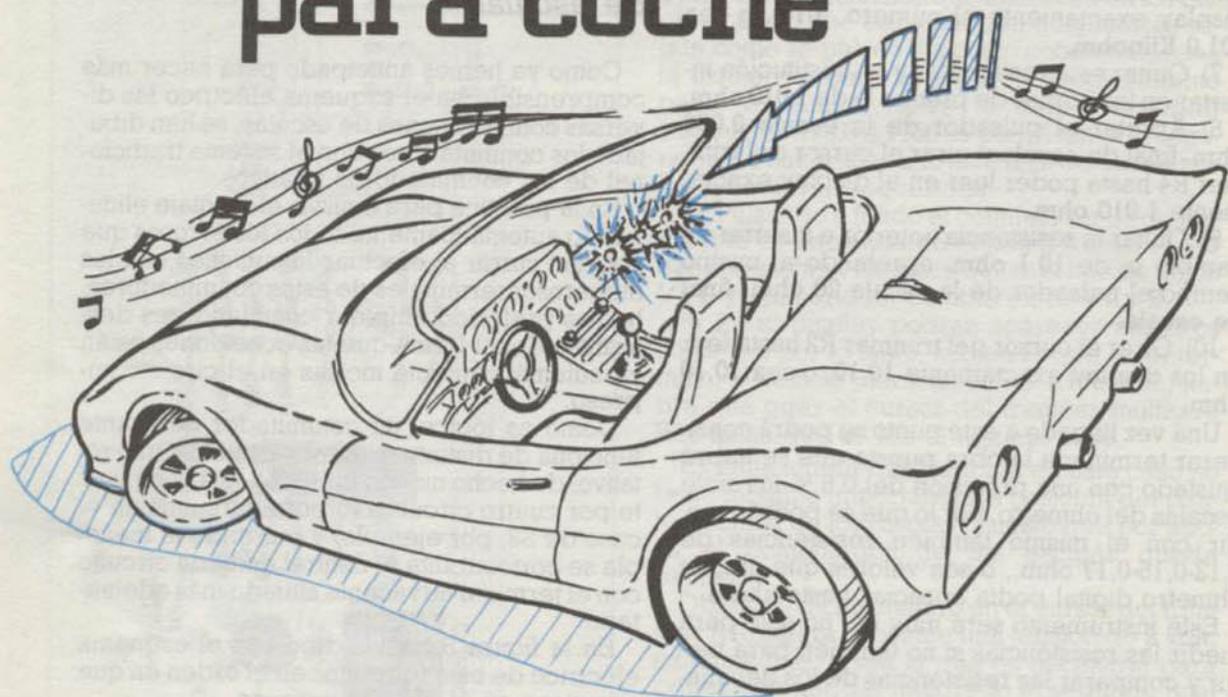
Dichos conmutadores nos servirán para seleccionar las escalas de los OHM-KILO OHM de 20 ohm. final de escala a 200.000 ohm. final de escala.

El 6.º conmutador es un botón único que contiene 4 circuitos, el cual servirá para pasar de las escalas de los OHM/KILO OHM a las de los MEGA OHM.

Los dos últimos, también de tipo dependiente pero con sólo dos circuitos cada uno, servirán para seleccionar solamente las escalas de los 2 megaohm y de los 20 megaohm.

En la práctica los cinco primeros botones a la izquierda hacen las veces del conmutador rotativo S1 de 4 vías (o sea los 4 circuitos) y 5 posiciones (o sea 5 botones), el pulsador central hace las veces del cuádruple circuito S2 mientras los dos botones de la derecha sustituyen el doble circuito S3.

Luces psicodélicas para coche



Si alguien quiere montar luces psicodélicas para coche, con lámparas incandescentes de 12 volt, en vez de una serie de diodos led., tendrá que recurrir a un circuito como éste, totalmente nuevo.

Si por ejemplo tuviérais la necesidad de realizar un teledando de tres vías, funcionando con tres frecuencias diferentes (200 Hz-1.000 Hz-10.000 Hz), podríais tomar como punto de referencia este esquema, sustituyendo lógicamente las tres lámparas por otros tantos relés.

Hay que tener presente que los filtros que se utilizan para realizar estas luces psicodélicas no son demasiado selectivos, por lo tanto si se necesita mayor seguridad en el funcionamiento, es necesario buscar en otros esquemas filtros más selectivos y sustituirlos. De esta forma se puede aumentar el número de canales, hasta 5-6-7.

Sustituyendo los transistores finales por triac de potencia adecuada, se puede realizar un sistema de luces psicodélicas «domésticas», idó-

neo para lámparas que se alimentan con una tensión de 220 volt; en este caso las salidas de este circuito pilotarán la salida del triac, el ánodo 1 se conecta a masa y el ánodo 2 a la lámpara. Haciendo esta modificación, todo el circuito funciona con la red, hay que acordarse además de aislarlo para evitar las «sacudidas». Como veis un circuito pensado para una determinada función, aparentemente banal, puede resultar muy interesante, para quien sepa encontrar otras aplicaciones, que no sea la específica para la que ha sido pensado. Por ejemplo, si en vez de montar estas luces en el coche, se prefiere montarlas en conexión con el cassette, puede hacerse perfectamente.

De todas formas este circuito está pensado para instalarlo en el coche.

Esquema eléctrico

Para realizar este circuito, como se ve en la fig. 1, son necesarios en total 4 integrados y 3 transistores de mediana potencia.

El primero de estos integrados (ver IC1) es un amplificador operacional de tipo uA.741 de plástico, que se emplea como fase separadora; en otras palabras, este integrado no amplifica la señal, se limita a proporcionarla en la salida en el terminal 6 con la misma idéntica amplitud con que se le aplica en la entrada (terminal 3), después de haberla conseguido con el condensador C1, por el cursor central del potenciómetro de volumen R1.

Esta fase separadora, es indispensable para no cargar la salida del amplificador, de donde se consigue la señal de BF, antes de aplicarla a la entrada de los tres filtros graves-medios y agudos. Hay que señalar que la entrada 3 de IC1, en ausencia de señal, se alimenta con una tensión continua, exactamente igual que la mitad de la tensión de alimentación (es decir, 6 volt) obtenida del punto de conjunción de los dos diodos DG1 y DG2 (ver en el esquema, en la parte de la derecha de la fig. 1, el terminal indicado con V.B.).

En ausencia de señal en la entrada y también en la salida 6 de IC1, nos encontramos con una tensión exactamente de 6 volt.

Desde la salida de esta primera fase, mediante los condensadores C3-C10-C17, la señal de BF, se aplica simultáneamente a la entrada de los tres filtros pasa-bajo (IC2A), pasa-banda (IC3A) y pasa-alto (IC4A), necesarios para seleccionar los tonos bajos, los tonos medios y los tonos altos y para que se encienda en consecuencia de lámpara LP1, LP2 o LP3.

Cada uno de estos filtros está provisto de un trimmer en la entrada (ver R3-R9-R15), necesario para dosificar la sensibilidad y cada uno de estos trimmer tiene un extremo conectado siempre a la misma tensión V.B., a la que hemos visto que se conecta un extremo de la resistencia R2.

En la práctica, si se gira el cursor del trimmer totalmente hacia la tensión V.B., el filtro queda excluido y la lámpara correspondiente no puede encenderse ni siquiera con una señal de 10 volt de amplitud; si en cambio se gira el cursor totalmente hacia la parte opuesta, la sensibilidad del filtro es la máxima posible y la lámpara correspondiente se enciende incluso con una señal de pocos milivolt.

Como se ve, cada uno de los tres filtros se obtiene con la mitad de un integrado MC.1458, que contiene en su interior dos amplificadores operacionales y el amplificador restante (ver IC2/B-IC3/B-IC4/B) se utiliza siempre como fase comprobadora de salida para alimentar la base del transistor, que es la que enciende o apaga la lámpara.

Analizando más a fondo estos filtros, aunque

anteriormente los hemos llamado pasa-bajo, pasa-banda, pasa-alto, notaremos que en realidad son todos de baja banda y es por causa de la red pasa-bajo que está en la entrada positiva de cada integrado (ver R4-C4, R10-C11, R16-C18), en otras palabras cada filtro proporciona desde un mínimo a un máximo de frecuencia, como se verá más adelante, cuando indiquemos algunos resultados de pruebas efectuadas en este circuito, que tienden a verificar el campo de acción de los graves, medios y agudos. En la práctica, al aplicar en la entrada del circuito (con el potenciómetro de volumen al máximo) una señal de 300 mV pico-pico (unos 100 mV eficaces) y girando los tres trimmer de sensibilidad al centro, se obtienen los siguientes resultados:

Lámpara graves = de unos 30 Hz a 480 Hz

Lámpara medios = de unos 300 Hz a 5.800 Hz

Lámpara agudos = de unos 2.000 Hz a 40.000 Hz

En cuanto al circuito los tres filtros son similares entre sí, hay una resistencia y un condensador en paralelo conectados entre la salida (terminal 1) y la entrada (terminal 2), que determinan la frecuencia de corte superior (ver R6-C6 y R12-C13) y una resistencia con un condensador juntos, conectados entre la entrada (terminal 2) y la masa, que determinan la frecuencia de corte inferior (ver R5-C5, R11-C12 y R17-C19).

Constituye una excepción en este sentido el único filtro de los agudos, en el que falta el condensador entre los terminales 1-2 del integrado, por lo que podría parecer un pasa-alto, incluso en este caso, es el condensador C18 aplicado entre la entrada (terminal 3) y la masa, lo que determina el corte superior y que transforma así el filtro en un pasa-banda.

En la salida de los filtros, hay tres redes idénticas entre sí, que constituyen la llamada fase «comparadora» necesaria para decidir cuando se tiene que encender la lámpara y cuando no.

De estas fases, se tomarán en consideración una sola y es precisamente la del alto, que se realiza con el integrado IC2/B, puesto que son las tres idénticas, no haríamos más que repetir lo mismo.

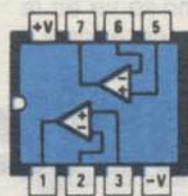
Como se observa, en condición de reposo, la entrada (terminal 6) de IC2/B se alimenta (mediante la resistencia R8) con una tensión ligeramente más alta respecto a la entrada (terminal 5), este último toma la tensión del cátodo de DG2 (ver en la fig. 1, abajo a la izquierda al punto V.2), mientras el terminal 6 la toma un poco más arriba del ánodo de DG1 (punto V.1).

En estas condiciones, tomando la tensión de la entrada, la salida del integrado (terminal 7) se llevará a masa y al no estar polarizada la base de Tr1, el transistor queda interrumpido y la lámpara apagada.

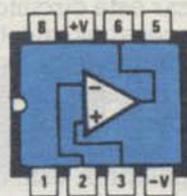
En cuanto el filtro detecta una señal de BF, comprendida en la banda, la semionda positiva de esta señal, mediante DS1, carga el con-

COMPONENTES

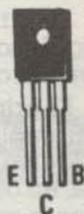
R1 = 47.000 ohm potenc. logarítmico
 R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 22.000 ohm trimmer
 R4 = 120.000 ohm 1/4 watt
 R5 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R6 = 330.000 ohm 1/4 watt
 R7 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R8 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R9 = 22.000 ohm trimmer
 R10 = 120.000 ohm 1/4 watt
 R11 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R12 = 330.000 ohm 1/4 watt
 R13 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R14 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R15 = 22.000 ohm trimmer
 R16 = 120.000 ohm 1/4 watt
 R17 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R18 = 330.000 ohm 1/4 watt
 R19 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R20 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R21 = 3.300 ohm 1/4 watt
 R22 = 3.300 ohm 1/4 watt
 C1 = 47.000 pF poliéster
 C2 = 100.000 pF a disco
 C3 = 220.000 pF poliéster
 C4 = 4.700 pF a disco
 C5 = 1 mF electr. 50 volt.
 C6 = 1.500 pF a disco
 C7 = 100.000 pF a disco
 C8 = 100.000 pF a disco
 C9 = 100.000 pF a disco
 C10 = 22.000 pF poliéster
 C11 = 470 pF a disco
 C12 = 47.000 pF a disco
 C13 = 180 pF a disco
 C14 = 22.000 pF a disco
 C15 = 22.000 pF a disco
 C16 = 100.000 pF a disco
 C17 = 2.200 pF a poliéster
 C18 = 68 pF a disco
 C19 = 4.700 pF a disco
 C20 = 22.000 pF a disco
 C21 = 22.000 pF a disco
 C22 = 100.000 pF a disco
 C23 = 100 mF electr. 25 volt
 C24 = 10 mF electr. 25 volt
 C25 = 470 mF electr. 25 volt
 DS1 a DS6 = diodo al silicio 1N4148
 DS7 = diodo al silicio BY255
 DG1-DG2 = diodi al germanio AA119
 TR1 = transistor NPN tipo BD139
 TR2 = transistor NPN tipo BD139
 TR3 = transistor NPN tipo BD139
 IC1 = integrado tipo uA.741
 IC2 = integrado tipo MC.1458
 IC3 = integrado tipo MC.1458
 IC4 = integrado tipo MC.1458



MC1458

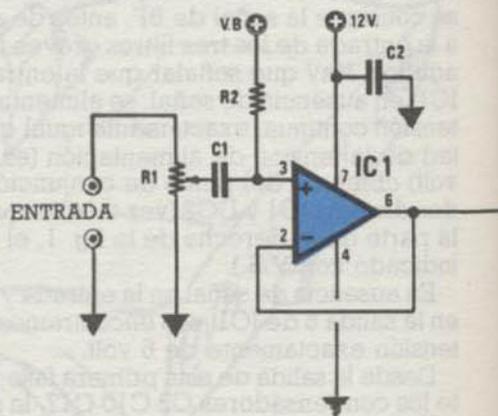


uA 741

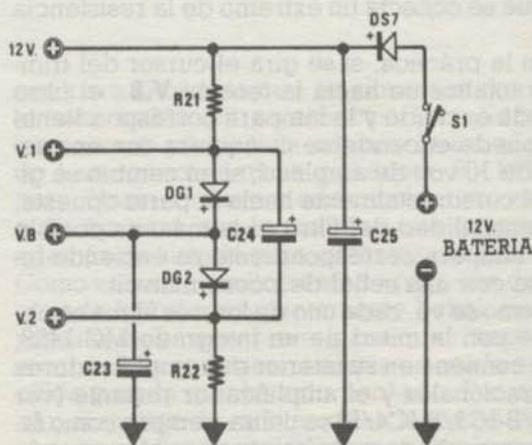


BD139

Conexiones del integrado MC.1458 y uA.741, empleados en este proyecto, vistas desde arriba.



Aquí abajo el circuito (ya incluido en el circuito impreso) de la fase alimentación, de la que se toman las tensiones V1-VB-V2, necesarias para polarizar todas las entradas de los integrados que están en el circuito.



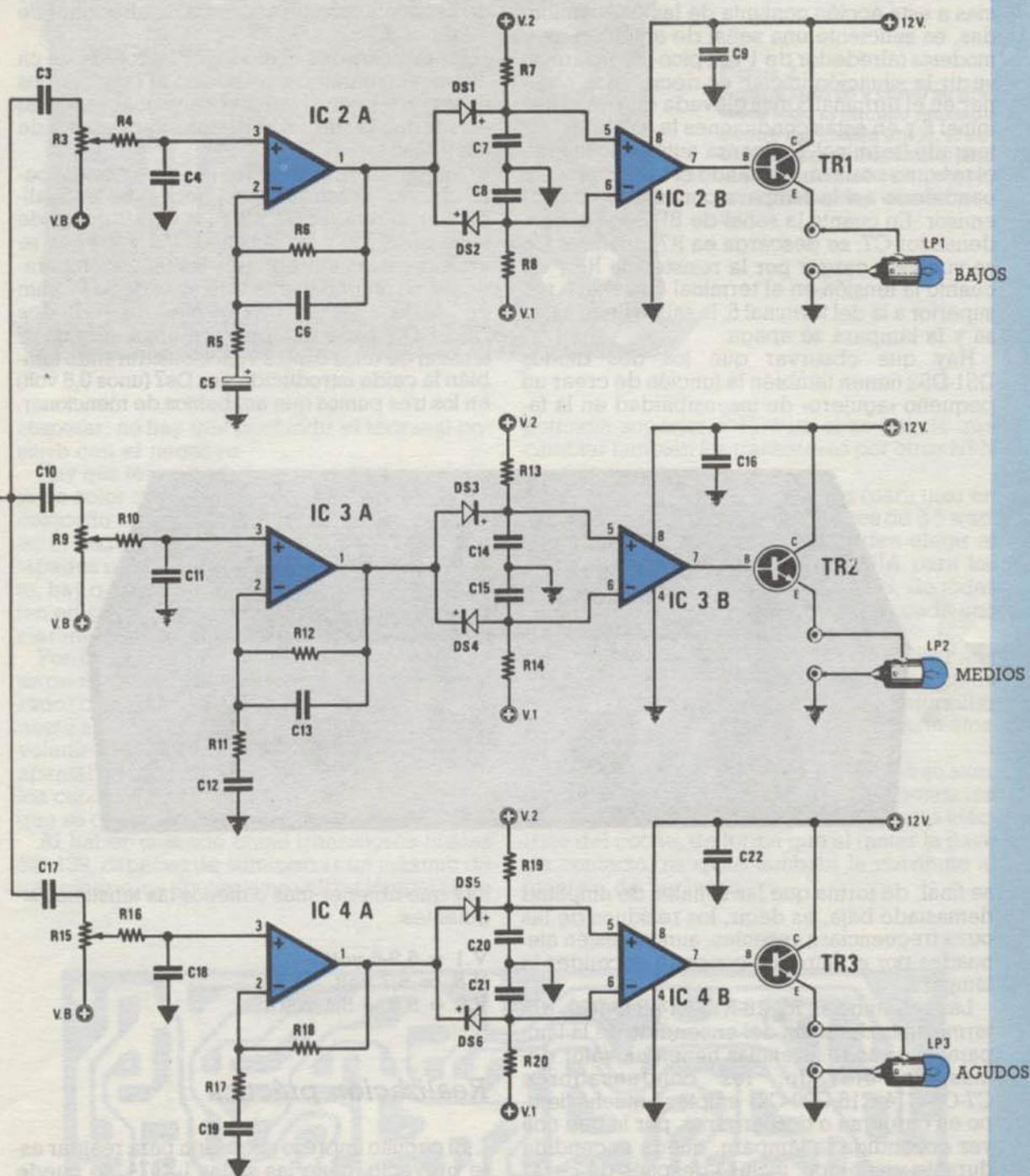


Figura 1

Esquema eléctrico de la instalación de luces psicodélicas para coche. Un terminal de la resistencia R2 y de los trimmer R3-R9-R15 se conecta, mediante las pistas del circuito impreso a la toma V.B de la alimentación, mientras las entradas 5-6 de los integrados IC2/B-IC3/B-IC4/B van a las tomas V2-V1. Al emplear como transistor de potencia el BD.139, pueden alimentarse las lamparitas de 12 volt cuya absorción máxima gira alrededor de 0,5-0,6 amperios.

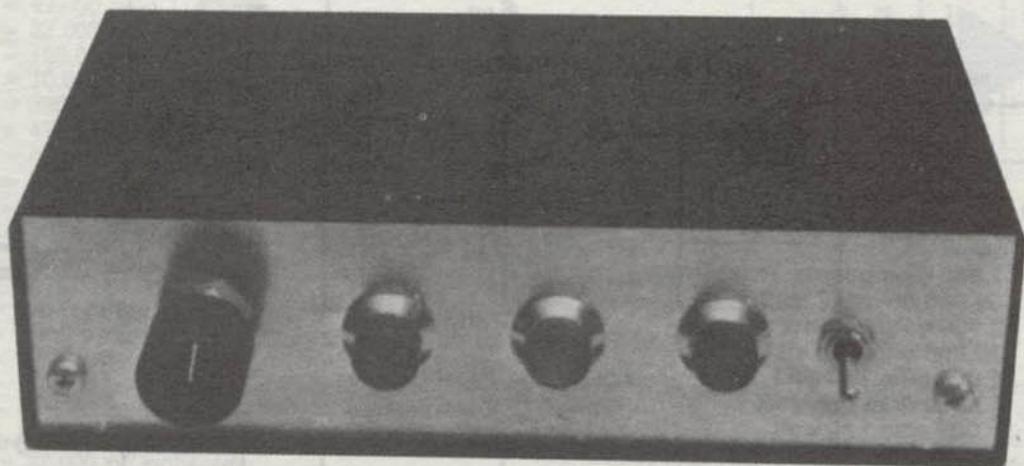
densador C7 y hace subir la tensión en el terminal 5 de IC2B, mientras la semionda negativa, mediante DS2, descarga el condensador C8 y hace bajar la tensión en el terminal 6. Gracias a esta acción conjunta de las dos semiondas, es suficiente una señal de amplitud muy modesta (alrededor de 1 volt pico-pico) para invertir la situación inicial, es decir, para obtener en el terminal 5 más elevada que en el terminal 6 y en estas condiciones la salida del integrado (terminal 7) alcanza automáticamente el máximo positivo, excitando el transistor y encendiendo así la lámpara conectada junto al emisor. En cuanto la señal de BF llega al condensador C7, se descarga en R7, mientras C8 se vuelve a cargar por la resistencia R8 y en cuanto la tensión en el terminal 6 vuelve a ser superior a la del terminal 5, la salida llega a masa y la lámpara se apaga.

Hay que observar que los dos diodos DS1-DS2 tienen también la función de crear un pequeño «agujero» de insensibilidad en la fa-

En lo referente a la alimentación del circuito, se necesita una tensión estabilizada de 12 volt que se puede conseguir de la batería del coche o por un alimentador cualquiera capaz de proporcionar una corriente de alrededor de 1 amperio.

En ambos casos el diodo DS7, protege de un eventual cambio de polaridad al conectar los hilos con tensión al circuito, salvaguardando de esta forma la duración de los integrados y de los transistores.

También a propósito de la alimentación, para obtener la tensión V.B., necesaria para alimentar la resistencia R2 y los tres trimmer de la sensibilidad y las tensiones V.1 y V.2 que se aplican en las entradas de las fases comparadoras, se utilizan dos resistencias de 3.300 ohm en serie (ver R21-R22) más dos diodos DG1-DG2, cada uno provoca una caída de la tensión de unos 0,2-0,3 volt. Considerando también la caída introducida por Ds7 (unos 0,6 volt) en los tres puntos que acabamos de mencionar,



se final, de forma que las señales de amplitud demasiado baja, es decir, los residuos de las otras frecuencias presentes, aunque estén atenuadas por el filtro, no consigan encender la lámpara.

Las resistencias R7-R8-R13-R14-R19-R20, determinan la duración del encendido de la lámpara, si estas resistencias tienen un valor demasiado elevado, los condensadores C7-C8-C14-C15-C20-C21 emplean mucho tiempo en cargarse o descargarse, por lo que una vez encendida la lámpara, queda encendida durante un tiempo, incluso después de cesar la señal de BF; al contrario si estas resistencias tienen un valor muy bajo, la lámpara se apaga en el mismo instante en que cesa la señal de BF.

Lógicamente el valor de 47.000 ohm que hemos indicado para estas resistencias, es el que nos ha parecido más idóneo para obtener un excelente efecto visual, cada uno puede aumentar o disminuir este valor a su gusto.

hay que obtener más o menos las tensiones siguientes:

V.1 = 5,9-6 volt

V.B. = 5,7 volt

V.2 = 5,5 — 5,4 volt

Realización práctica

El circuito impreso necesario para realizar este proyecto, tiene las siglas LX474, se puede ver a tamaño natural en la fig. 2.

En este circuito se montan todos los componentes requeridos, siguiendo las indicaciones de la serigrafía y del esquema práctico de la fig. 3.

Primero se montan las resistencias, después tres trimmer, los zócalos para los integrados y todos los condensadores, incluidos los electrolíticos, que tienen una polaridad que hay que

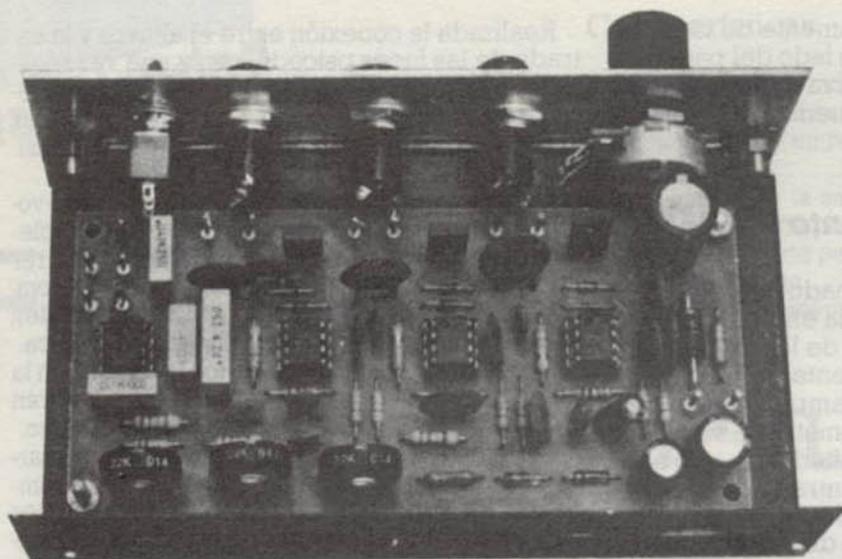


Figura 2

Aquí al lado tal y como se presenta todo el circuito montado dentro del chasis; abajo, el circuito impreso necesario para la realización de este proyecto, reproducido a tamaño natural.

respetar, no hay que confundir el terminal positivo con el negativo.

Hay que tener cuidado con los diodos, la franja de color que distingue al cátodo debe estar colocado tal y como indica el dibujo, porque en el esquema práctico, DS1, DS3, DS5 están tapados por los transistores que están de frente, hay que recordar que esos diodos, se montan en sentido contrario a DS2-DS4-DS6, como claramente se refleja en la serigrafía.

Por último se montan los transistores con su parte metálica (pequeño rectángulo gris o dorado) orientada hacia afuera; después se conecta al circuito impreso el potenciómetro de volumen R1, utilizando para este fin, un cable apantallado, provisto en el interior de dos hilos conductores y un hilo a masa, para evitar que se capten los ruidos del motor del coche.

Al haber utilizado como transistores finales BD.139, capaces de suministrar un máximo de un amperio, se aconseja no utilizar lámparas de

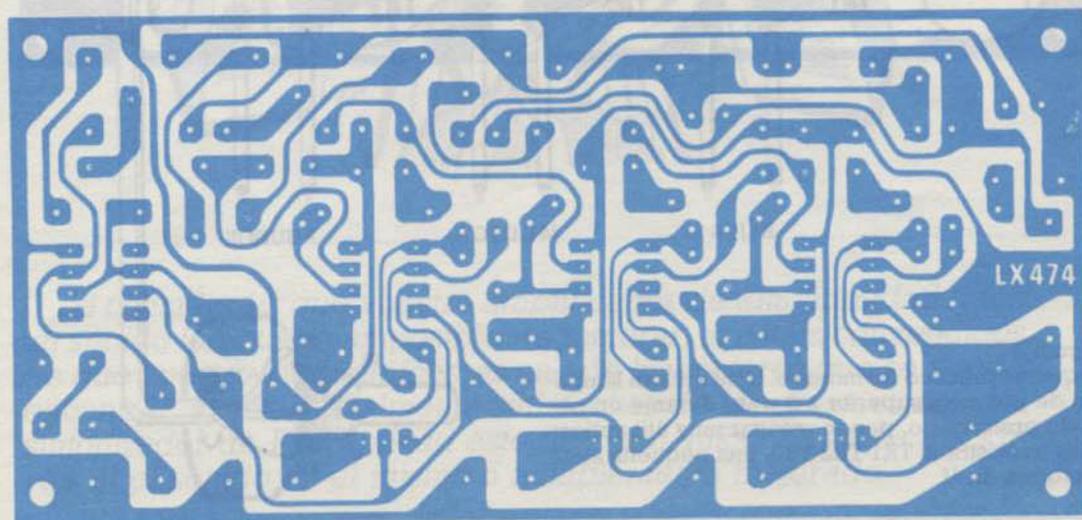
potencia superior a 10 watt, si no habría que cambiar también los transistores por otros NPN de mayor potencia.

Por nuestra parte aconsejamos (para usar en el coche) lámparas espía de colores de 3-5 watt.

En cuanto a los colores se pueden elegir el ROJO para los GRAVES, NARANJA para los MEDIOS y AZUL para los AGUDOS, de todas formas esto es muy personal así que cada uno elija los colores que más le gustan.

La solución más sencilla es la de utilizar una lámpara espía, no sólo porque se tiene ya un soporte completado con zócalo para atornillar la lamparita, sino también porque puede atornillarse muy bien al panel frontal.

Una vez fijado el circuito impreso en su sitio, hay que sacar el hilo positivo de alimentación que se conecta en un punto del circuito eléctrico del coche, de forma que al quitar la llave de contacto, se quite también la corriente al montaje de las luces.



Al sacar la tensión directamente de la batería, es necesario montar a un lado del panel un pequeño conmutador que sirva de interruptor.

El terminal negativo se puede conectar en cualquier punto de masa.

Ajuste y puesta a punto

Tal y como hemos mencionado anteriormente, la señal que se aplica en la entrada de este circuito, se puede conseguir de la salida de un preamplificador o directamente de los extremos del altavoz en nuestro amplificador.

En ambos casos el potenciómetro de volumen R1, permite dosificar la amplitud para que sea la idónea para alimentar la entrada de los tres filtros graves-medios y agudos.

Hay que recordar que uno de los terminales del altavoz, está siempre conectado a masa y a éste hay que conectar el terminal de masa de nuestro circuito, si no se producirá un cortocircuito y nuestra radio o amplificador se quedarán «mudos».

Realizada la conexión entre el altavoz y la entrada de las luces psicodélicas y una vez regulado el potenciómetro de volumen R1, se puede proceder a ajustar los tres trimmer R3-R9-R15, necesarios para dosificar la sensibilidad de los tres filtros.

Para llevar a cabo esto, hay que elevar el volumen de la radio, hasta el nivel en que solemos tenerlo y en esta posición, hay que girar uno después de otro los tres trimmer, para comprobar que todas las lámparas se encienden con regularidad con un fragmento de música.

No es aconsejable regular los trimmer con la voz, porque si la voz no es femenina, faltarán los agudos y el ajuste sólo será aproximativo.

Terminada esta operación, puede completarse el montaje del circuito en el coche y comprobaréis que el primero que vea estas luces que parpadean al compás de la música, se quedará boquiabierto y se empeñará en compraros todo el «inventor».

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 78.

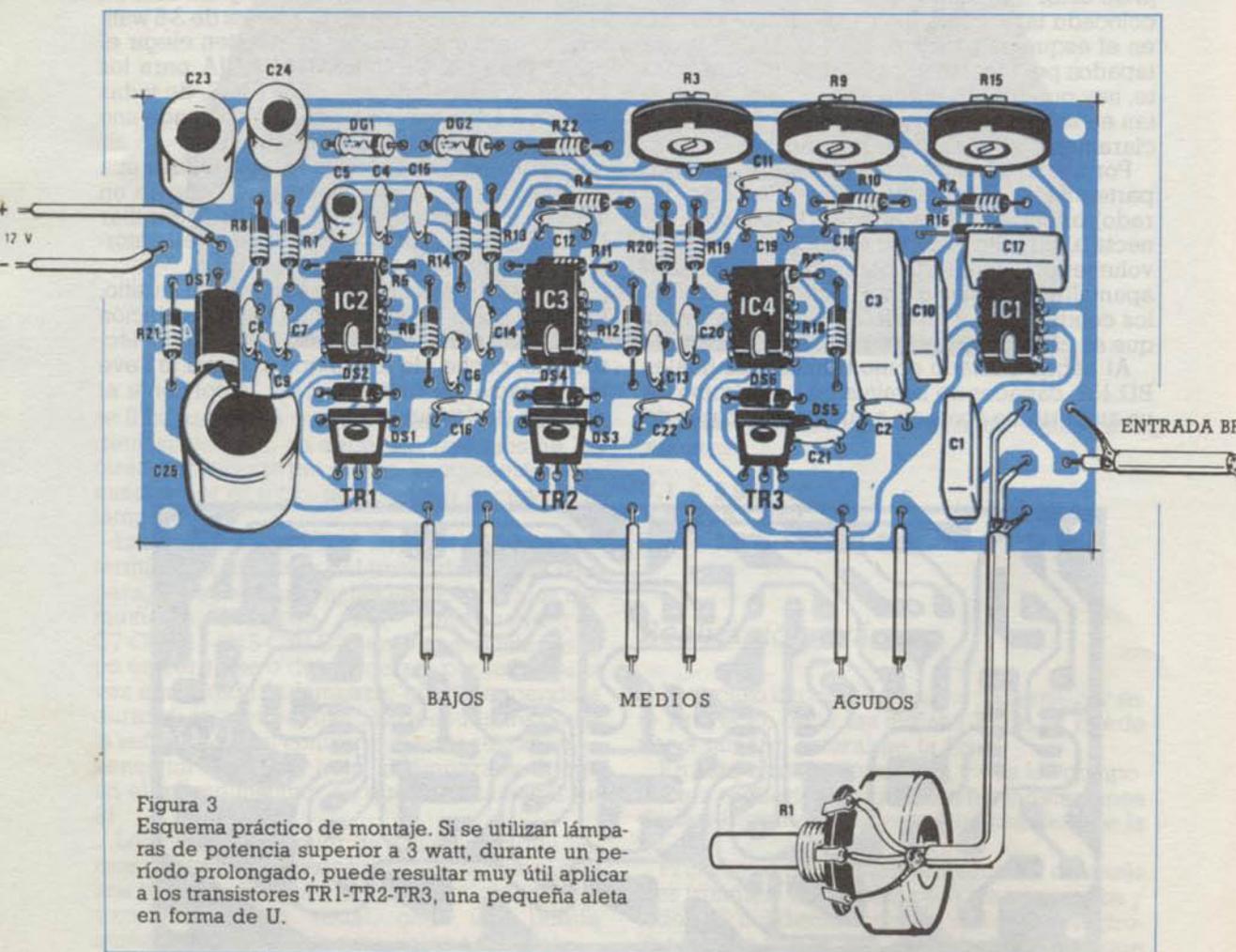


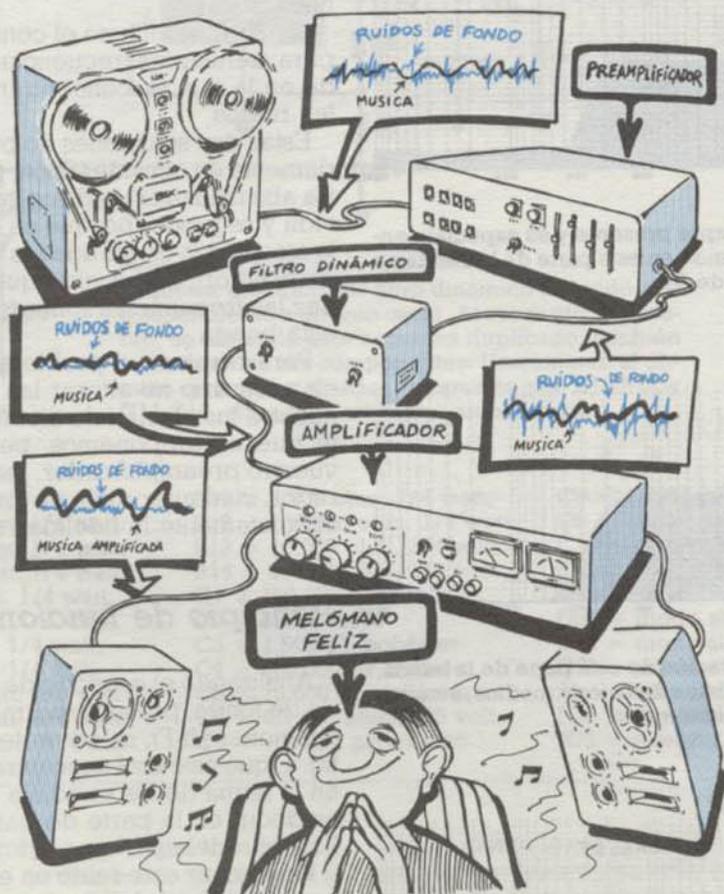
Figura 3

Esquema práctico de montaje. Si se utilizan lámparas de potencia superior a 3 watt, durante un período prolongado, puede resultar muy útil aplicar a los transistores TR1-TR2-TR3, una pequeña aleta en forma de U.

Características

Impedancia de entrada	más de 60.000 ohm
Impedancia de salida	menos de 600 ohm.
Máxima señal de entrada a 9 volt.	5 volt. p.p.
Máxima señal en la salida . .	5 volt. p.p.
Frecuencia de corte paso-bajo.	1.500 Hz
Frecuencia de corte paso-alto	1.500 Hz
Tensión de trabajo	9-28 volt.
Absorción total estéreo	15-16 mA

FILTRO dinámico de ruido



Si consideráis que vuestro amplificador de alta fidelidad tiene un sonido tan bueno, imposible de mejorar, si estáis convencidos de que vuestro magnetófono es uno de los mejores que se puede encontrar, si estáis totalmente satisfechos de las prestaciones del sintonizador de FM, aplicad este filtro dinámico, después decidireis si el sonido es el mismo o notablemente mejorado.

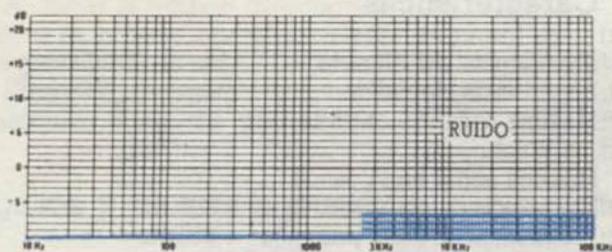


Figura 1
El ruido de fondo normalmente se concentra a niveles variables en la parte de la banda que empieza en unos 2-3.000 Hz hasta más de 10.000 Hz.

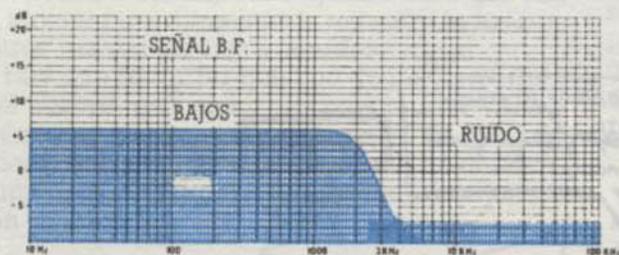


Figura 2
Este ruido está siempre presente y es especialmente molesto justo cuando en esta parte de la banda no hay ninguna señal de BF.

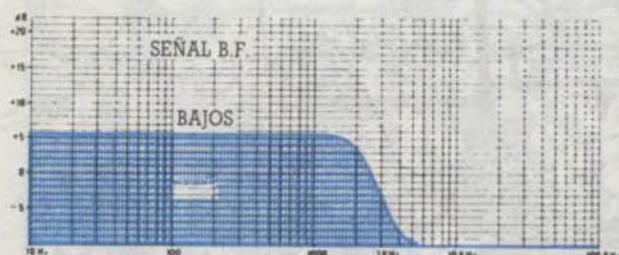


Figura 3
Evitando la amplificación de esta parte de la banda, cuando sólo hay señales de bajos y medios, automáticamente se elimina el ruido.

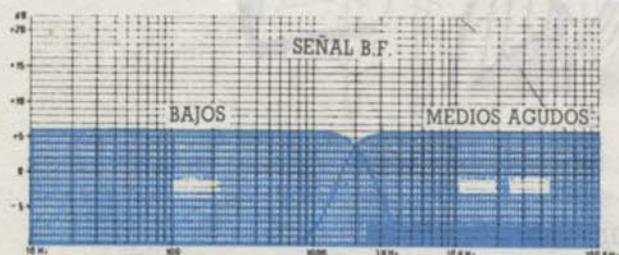


Figura 4
Al utilizar este filtro dinámico, se excluye la banda del «ruido», cuando no existen señales de BF para amplificar por encima de los 2-3.000 Hz y se inserta sólo cuando existen frecuencias para amplificar por encima de los 3.000 Hz, puesto que su amplitud permite en este caso «tapar» el ruido.

A pesar de que hoy día, se han conseguido realizar preamplificadores y fases finales de BF con mínimas distorsiones, capaces de obtener circuitos que reproducen fielmente todas las frecuencias acústicas, en muchos casos queda por resolver el problema del ruido de fondo; ese ruido que se escucha normalmente por el altavoz en ausencia de señal de BF. Este fenómeno, se produce sobre todo con un disco gastado o con un cassette.

Si habéis preguntado en una tienda especializada, cómo es posible que un perfecto amplificador Hi-Fi presenta tales inconvenientes, os dirán que precisamente por eso, la fidelidad reproduce todas las frecuencias acústicas, incluidos los ruidos del disco, por lo tanto si se quieren evitar, no hay más que dos soluciones:

1) Tirar los discos gastados y oír sólo discos nuevos.

2) Girar al mínimo el control de los agudos, para atenuar las frecuencias más altas, la banda en la que se concentran generalmente tales ruidos.

Estas dos soluciones no pueden tomarse seriamente en consideración, primero porque sería absurdo tirar un disco con pocos meses de vida y segundo, porque es absurdo aconsejar la atenuación de los agudos a sabiendas de que de esta forma el sonido queda privado de todas las frecuencias sonoras comprendidas en esta banda.

Para resolver el problema de forma eficaz, es necesario no alterar las características de nuestra instalación de alta fidelidad; el circuito que os proponemos, permite eliminar de vuestro preamplificador, magnetófono sintonizador, cualquier ruido de fondo, sin perjudicar absolutamente la fidelidad de reproducción.

Principio de funcionamiento

Analizando el espectro de frecuencia del ruido de fondo, presente normalmente en las instalaciones Hi-Fi, se advierte, como se ve en la fig. 1, que éste está concentrado casi totalmente en la gama de los «medios» y de los «agudos», es decir, en la parte de banda que va de 2-3 KHz en adelante.

Para no oír este ruido en el altavoz, sería necesario reducir la banda pasante del preamplificador de 0 a 2-3 KHz, no es ésta una solución aceptable, puesto que si se elimina de la banda los medios y los agudos, no puede hablarse ya de amplificador Hi-Fi.

Puesto que no es posible eliminar totalmente las frecuencias de los 2-3 KHz en adelante, para eliminar el ruido de fondo, se ha pensado en un pequeño artilugio, realizar un conmutador electrónico «inteligente» que limite la banda pasante del preamplificador de 0 a 2-3 KHz, cuando en un fragmento musical, por encima de esta banda, no hay ninguna señal, salvo el

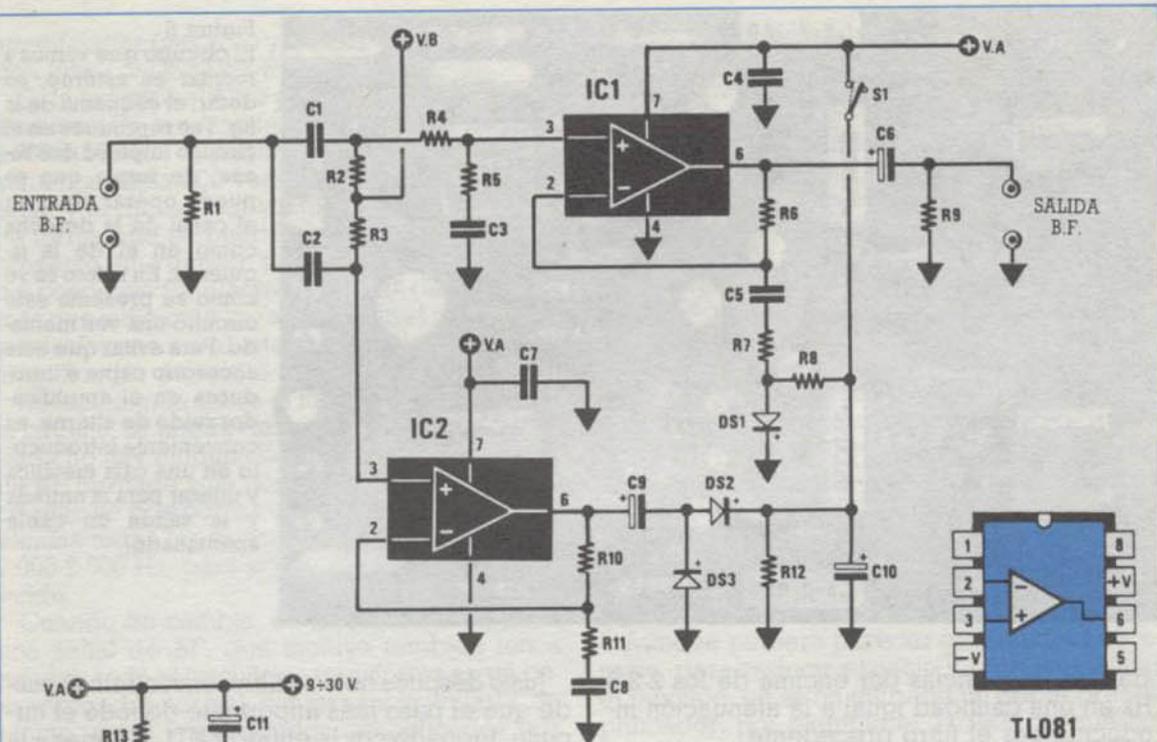


Figura 5
Esquema eléctrico del filtro dinámico de ruido, correspondiente a un solo canal. Al ser el circuito estéreo, se entiende este esquema duplicado, también los valores de los componentes. Únicamente al circuito que se ve al lado, compuesto por R13-R14 y C11-C12, sirve para alimentar ambos pasos.

COMPONENTES

- R1 = 330.000 ohm. 1/4 watt.
- R2 = 270.000 ohm. 1/4 watt.
- R3 = 270.000 ohm. 1/4 watt.
- R4 = 82.000 ohm. 1/4 watt.
- R5 = 39.000 ohm. 1/4 watt.
- R6 = 8.200 ohm. 1/4 watt.
- R7 = 3.300 ohm. 1/4 watt.
- R8 = 270.000 ohm. 1/4 watt.
- R9 = 100.000 ohm. 1/4 watt.
- R10 = 470.000 ohm. 1/4 watt.

- R11 = 2.200 ohm. 1/4 watt.
- R12 = 100.000 ohm. 1/4 watt.
- R13 = 10.000 ohm. 1/4 watt.
- R14 = 10.000 ohm. 1/4 watt.
- C1 = 100.000 pF poliéster
- C2 = 680 a disco
- C3 = 1.500 pF poliéster
- C4 = 100.000 pF a disco
- C5 = 15.000 pF poliéster
- C6 = 4,7 mF electr. 35 volt.
- C7 = 100.000 pF a disco

- C8 = 47.000 pF poliéster
- C9 = 10 mF electr. 35 volt.
- C10 = 1 mF electr. 63 volt.
- C11 = 47 mF electr. 50 volt.
- C12 = 10 mF electr. 25 volt.
- DS1 = diodo al silicio IN 4148
- DS2 = diodo al silicio IN 4148
- DS3 = diodo al silicio IN 4148
- S1 = doble desviador a clavija
- IC1 = integrado tipo TL081
- IC2 = integrado tipo TL081

ruido y que en cambio amplifique toda la banda como si el filtro no existiese, cuando en la misma banda hay una señal de amplitud apreciable (ver fig. 4).

Haciendo esto, se realiza una especie de «muting» relativo sólo a las frecuencias superiores a los 2-3 KHz, capaz de eliminar automáticamente el 90 por 100 del ruido, sin eliminar fidelidad a la señal de BF, de hecho, cuando la señal está presente, el filtro se excluye automáticamente.

Actúa en la práctica, como si una mano fija en el mando de los tonos agudos, lo mantiene a cero, para que no amplifique el ruido, cuando en esta banda no hay ninguna señal y auto-

máticamente lo eleva al máximo, el nivel de los agudos, en cuanto en esta banda aparece alguna señal, para volver a cero en cuanto esta señal desaparece.

Para obtener esto, la señal de BF se aplica en principio a un filtro paso-bajo, que procede a atenuar todas las frecuencias superiores a los 2-2,5KHz, después desde la salida se aplica a la entrada de un amplificador diferencial de tipo TL081, que normalmente funciona como paso separador con ganancia unitaria en toda la banda audio y cuando se polariza el diodo DS1, haciendo pasar por su interior una cierta corriente, este paso se transforma automáticamente en un «paso-alto» activo capaz de amplificar

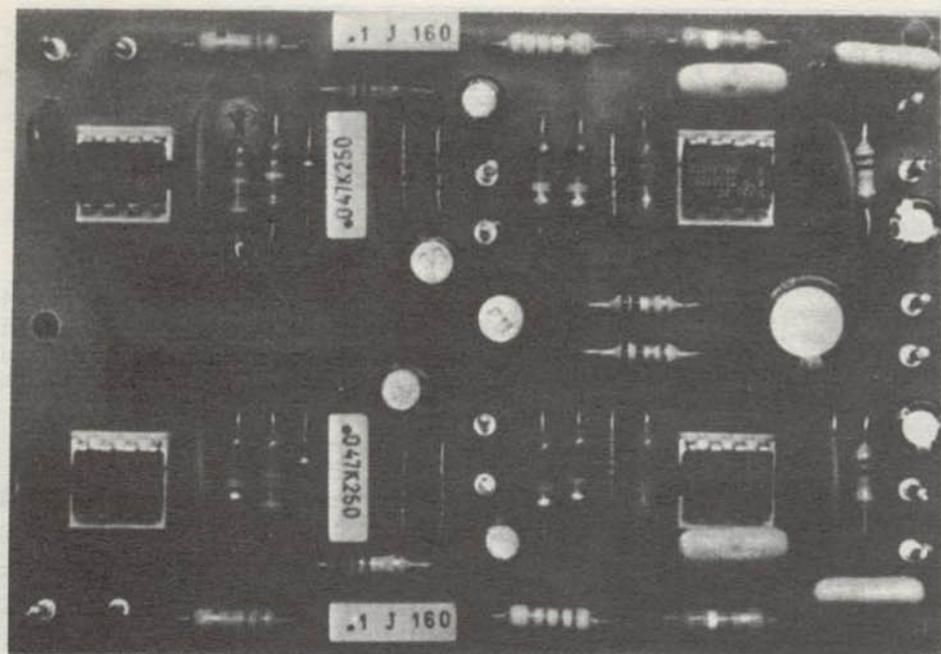


Figura 6
El circuito que vamos a montar es estéreo, es decir, el esquema de la fig. 5 se reproduce en el circuito impreso dos veces, de forma que se pueda operar tanto en el canal de la derecha como en el de la izquierda. En la foto se ve cómo se presenta este circuito una vez montado. Para evitar que este accesorio capte e introduzca en el amplificador ruido de alterna, es conveniente introducirlo en una caja metálica y utilizar para la entrada y la salida un cable apantallado.

todas las frecuencias por encima de los 2-2,5 KHz en una cantidad igual a la atenuación introducida por el filtro precedente.

En otras palabras, cuando el diodo DS1 no está polarizado, todo el circuito se comporta como un normal paso-bajo y como tal atenúa todas las frecuencias por encima de los 2 KHz, eliminando automáticamente el ruido de fondo; cuando en cambio este diodo está polarizado (condición que se obtiene automáticamente, en cuanto se aplica en la entrada una señal de BF de frecuencia superior a los 2 KHz) el mismo circuito de paso-bajo se transforma en una fase normal «separadora» con ganancia unitaria en toda la banda, tal y como es necesario para conservar la fidelidad de la señal.

Esquema eléctrico

Inmediatamente, hay que precisar que el esquema eléctrico de la fig. 5 corresponde a un canal mono y puesto que nuestro circuito es en versión estéreo es obvio que todo ha de ser duplicado, es decir, habrá un filtro para el canal izquierdo y otro para el canal derecho.

En la descripción nos limitaremos sólo a uno de estos dos canales, pero que quede claro que todo lo que se dice de este canal, vale exactamente para el segundo.

Este circuito puede dividirse mentalmente en 5 pasos fundamentales, en los que centraremos la atención para entender su funcionamiento.

El primero de estos pasos es el filtro **paso-bajo**, formado por R4-R5-R3 que, como ya se ha anticipado, es capaz de atenuar en unos dB/octava todas las frecuencias por encima de los 2.000-2.500 Hz, es decir, todas las frecuencias en las que generalmente se concentra el ruido de fondo en los amplificadores.

Justo después de este filtro, encontramos puede que el paso más importante de todo el circuito, formado por la entrada IC1. Gracias a la red de reacción aplicada entre los terminales 6 y 2, este paso se comporta generalmente, como un paso normal separador con ganancia unitaria, es decir, que devuelve en la salida la señal que se le aplica en la entrada con exactamente la misma amplitud, sin amplificarlo y sin atenuarlo, por lo tanto habiendo atenuado precedentemente con el filtro paso-bajo todas las frecuencias superiores a los 2.000-2.500 Hz, es lógico que en la salida encontremos sólo las frecuencias de los «bajos».

Si hacemos pasar una corriente incluso mínima por el diodo DS1, por ejemplo cerrando el desviador S1 para aplicar una tensión positiva al terminal de la resistencia R8, conectada a este caso, automáticamente cambia de paso separador a paso **amplificador paso-alto**, lo que permite devolver la amplitud originaria a las frecuencias de los agudos, precedentemente atenuadas por el filtro paso-bajo.

Se comprenderá por lo tanto, que si dispusiéramos de esa mano veloz, capaz de abrir el desviador cuando en la entrada no hay ninguna señal de BF por encima de 2-2,5 Kz y capaz de cerrarlo en cambio cuando hay una señal de BF en la banda de los agudos, automáticamente tendríamos resuelto nuestro problema, con el desviador abierto todos los agudos se atenúan y también el ruido, en cambio con el desviador cerrado los agudos primero se atenúan después se resaltan en la misma medida, por lo que se puede decir que la señal de BF pasa directamente de la entrada a la salida sin sufrir ni atenuaciones ni amplificaciones.

Esta «mano mágica» se obtiene en el circuito mediante la red que se ve abajo en la fig. 5, comprende un **filtro paso-alto** (ver C2-R3), un

amplificador (ver IC2) y un duplicador de tensión (ver C9-DS3-DS2-R12-C10).

En la práctica el **filtro paso-alto** deja pasar sin atenuar sólo las frecuencias superiores a los **2.000-2.500 Hz**, el amplificador IC2 procede a aumentar unas 200 veces la amplitud de esta señal y el duplicador rectifica la misma señal, de forma que se pueda obtener, cuando está presente, una tensión positiva en los extremos del condensador electrolítico C10, de amplitud más que suficiente para polarizar el diodo DS1 y transformar así el integrado IC1 en un paso amplificador paso-alto.

Recapitulando sobre el funcionamiento de este circuito, se puede decir que cuando en la entrada no hay ninguna señal de BF, o una señal de BF formada sólo por tonos bajos, el mismo circuito se comporta como un filtro paso-bajo, elimina todas las frecuencias superiores a los 2.000-2.500 Hz, para poder excluir el ruido de fondo.

Cuando en cambio, en la entrada se aplica una señal de BF, que incluya también tonos agudos, todo el circuito se transforma en un paso separador normal, con ganancia unitaria, en efecto, estos tonos agudos, amplificados por IC2, generan una tensión positiva en los extremos del condensador C10, tensión que lógicamente polariza el diodo DS1, obligando así al integrado IC1 a amplificar las frecuencias que antes han sido atenuadas por el filtro paso-bajo

y por lo tanto devuelve en la salida la misma señal que se ha aplicado en la entrada con exactamente la misma amplitud en toda la banda.

Como ya se ha dicho, el interruptor S1 de la salida de IC2, sirve sólo y exclusivamente para excluir el filtro en caso de que no sea necesario utilizarlo, en efecto, al cerrar este interruptor no se hace otra cosa que proporcionar directamente una tensión positiva al diodo DS1 y puesto que esto obliga al integrado IC1 a amplificar los agudos que anteriormente habían sido atenuados por el filtro paso-bajo, en resumidas cuentas todo funciona como si el propio circuito no interviniera para nada.

Antes de terminar, es necesario recordar que en este circuito se utilizan dos integrados diferenciales con entrada a fet de tipo TL.081, éstos a diferencia de los diferenciales normales, garantizan una banda pasante más elevada con una mayor impedancia de entrada y un porcentaje de ruido mínimo.

Aunque pudiera parecer en principio necesario, para reducir espacio y para simplificar el montaje, no se ha utilizado un doble preamplificador, por ejemplo el TL.082, porque hemos advertido que en los casos en que IC2 se satura para obtener la tensión continua necesaria para polarizar el diodo SD1, se pueden crear intermodulaciones entre los dos amplificadores contenidos en la misma envoltura, con

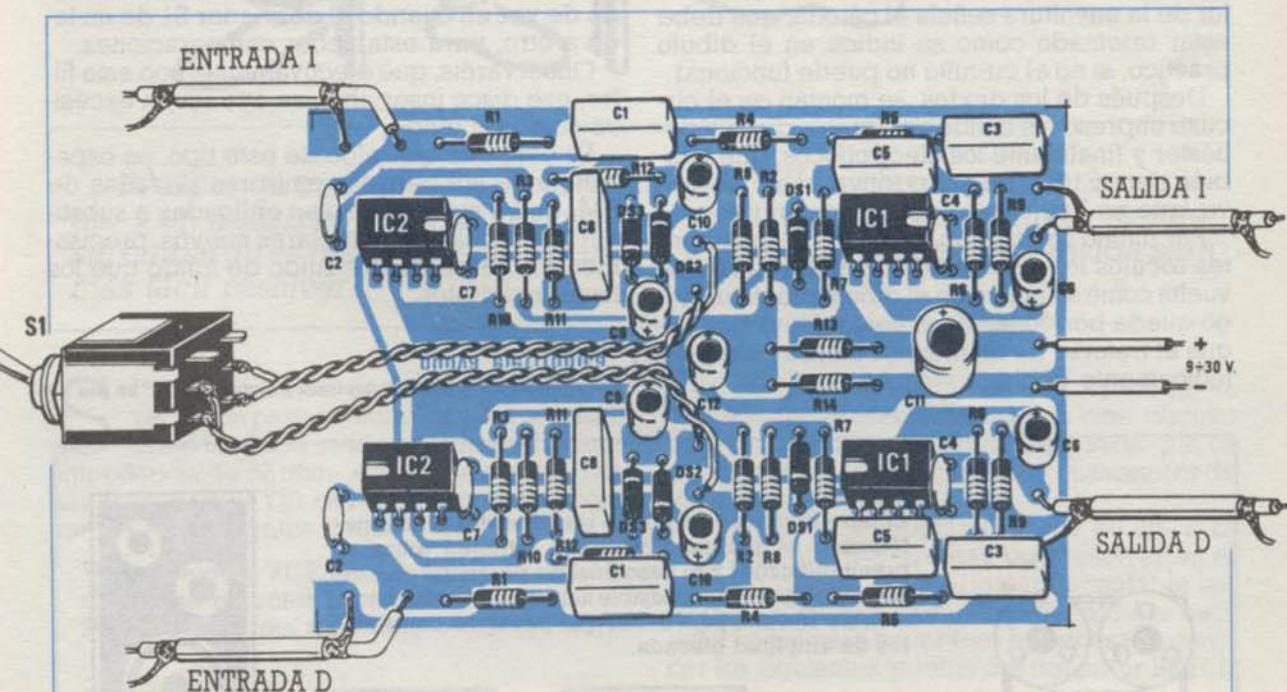


Figura 7

Esquema práctico de montaje. Hay que advertir que el circuito impreso que proporcionamos, está ya perforado y tiene en la superficie el dibujo serigrafiado de los componentes con las correspondientes referencias, para que el montaje resulte más sencillo. Observar en el dibujo el doble desviador, que permite a nuestra voluntad, el insertar o excluir eléctricamente el filtro dinámico de nuestro equipo Hi-Fi.

las lógicas repercusiones en la señal de salida.

Como alimentación, puede utilizarse cualquier tensión continua de un valor comprendido entre los 9 y los 28 volt., mediante una pila o un alimentador estabilizado.

Alimentando el circuito con 12 volt., la absorción de cada canal es alrededor de 7-8 miliamperios.

Realización práctica

El circuito impreso LX454, necesario para la realización de este filtro dinámico de ruido, está pensado para un **preamplificador estéreo**, por lo que comprende 4 integrados, 2 para el canal derecho y 2 para el izquierdo.

Hay que precisar que al ser los dos canales totalmente simétricos, las siglas de los distintos componentes se **incluyen dos veces** y esto se refiere a las resistencias, a los condensadores, cuyo valor se obtiene del esquema eléctrico.

Únicamente las resistencias R13-R14 y los condensadores C11-C12 conectados a la alimentación se incluyen una vez, puesto que éstos sirven para ambos canales.

El montaje se inicia soldando en el circuito impreso los zócalos para los dos integrados, después se sueldan todas las resistencias y los diodos de silicio.

Recordar que los diodos tienen una polaridad que hay que respetar, es decir, la franja de color de la envoltura señala el cátodo, que debe estar orientado como se indica en el dibujo práctico, si no el circuito no puede funcionar.

Después de los diodos, se montan en el circuito impreso los condensadores a disco y poliéster y finalmente los electrolíticos, que también tienen un terminal positivo y uno negativo, que no han de ser nunca confundidos.

Por último se insertan en los correspondientes zócalos los 4 integrados con la referencia vuelta como se indica en el dibujo práctico, luego queda por conectar el único desviador S1, que al tratarse de un montaje estéreo ha de ser lógicamente doble.

En lo referente a la tensión de alimentación, es aconsejable obtenerla directamente del preamplificador al que se conecta este circuito; en el caso de que se prefiera dejarlo independiente, se puede utilizar una pila normal o un alimentador estabilizado realizado con un uA.7812 o un uA.7815.

Una vez terminado el montaje, para evitar que se capte el ruido de alterna, es oportuno introducirlo en una caja metálica, de forma que quede apantallado totalmente, y por el mismo motivo, para aplicar la señal en la entrada o para obtenerla en la salida, es conveniente utilizar un cable apantallado, conectando a masa la funda metálica por ambas partes.

Una vez terminada esta operación, estaréis ansiosos de probar la eficacia de este filtro y para llevar a cabo esta prueba, es necesario saber en que punto de la instalación estéreo, se aplica.

Si se dispone de un preamplificador seguido de un amplificador final de potencia, el filtro se puede tranquilamente insertar entre los dos, es decir, entre la salida del preamplificador y la entrada del amplificador.

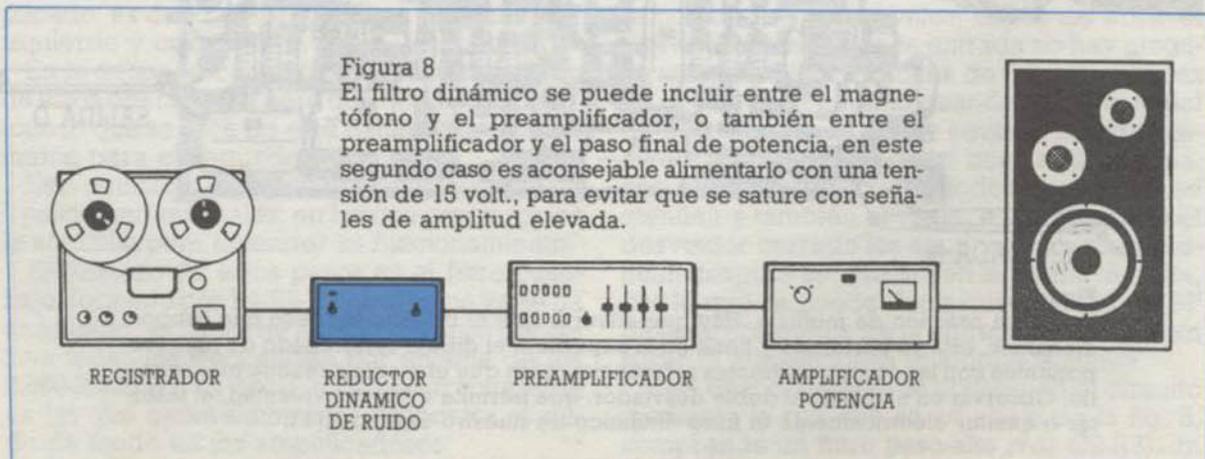
Si por el contrario el preamplificador y el amplificador están juntos y con acceso difícil, lo más indicado es conectar el filtro en la entrada del preamplificador, como se ve en la fig. 8.

Una vez insertado el filtro, poned el disco en peor estado que encontréis y oírllo, cambiando de vez en cuando el desviador S1 de un lado a otro, para establecer comparaciones.

Observaréis, que efectivamente, con este filtro, ese disco inservible, se oye sin un excesivo ruido de fondo.

Es evidente que algo de este tipo, es especialmente útil para las emisoras privadas de FM, que a menudo se ven obligadas a substituir los discos por ejemplares nuevos, precisamente a causa de ese ruido de fondo que los hace inaudibles.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 78.



Sencilla EMISORA para CB



Realizar un transmisor para la gama de 27 MHz compuesto por un oscilador y un transistor preamplificador como final, podría parecer muy simple, sin embargo es muy fácil encontrar obstáculos, que, con nuestra ayuda será más fácil resolver.

S I os pidiésemos, por ejemplo, que proyectárais paso preamplificador a utilizar como final con salida ajustada sobre una impedancia de 52 ohm., empleando como transistor final un BFY51 del cual se conocen solamente los siguientes datos:

Volt. colector VCEo = 30 volt.
Corriente colector IC + 150 mA
Potencia máxima transistor + 0,7 -0,8 watt.

¿Cómo procederíais?

Estamos convencidos que se aprende mucho más efectuando ejercicios prácticos que leyendo páginas enteras de nociones teóricas, por tanto hemos pensado proponer la realización práctica de un pequeño transmisor compuesto por un estadio oscilador más un preamplificador de AF.

La potencia obtenida por dicho paso no es elevada, no obstante realizando este circuito podréis obtener la práctica necesaria que os permitirá más adelante realizar transmisores de mayor potencia.

El esquema a adoptar aparece en fig. 1. El primer problema que hay que resolver es el calcular el filtro necesario para acoplar la base del transistor preamplificador al paso oscilador, pero para hacer esto es necesario conocer los siguientes valores del transistor BFY51:

Resistencia de Base (valor R1)
Capacidad de Base (valor C3)

Eligiendo valores correspondientes a un transistor de 0,5 watt. tendremos:

Resistencia de Base R1 = 50 ohm.
Capacidad de Base C3 = 60 pF.

$$L1 = 140,34: (6,28 \times 27) = 0,82 \text{ microhenry}$$

$$A = \sqrt{\frac{20,34 \times 26}{35}} = 3,75$$

$$XC1 = 3,75 \times 35 = 131,25$$

$$C1 = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 131,25) = 44,9 \text{ pF}$$

$$XC2 = 910: (5 - 3,75) = 728$$

$$C2 = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 728) = 8,1 \text{ pF}$$

De estas fórmulas hemos obtenido los tres valores necesarios para la realización de este filtro de entrada, o sea:

$$L1 = 0,82 \text{ microhenry}$$

$$C1 = 44,9 \text{ pF}$$

$$C2 = 8,1 \text{ pF}$$

Por lo que se refiere a la bobina L1 resulta que una inductancia de 0,82 microhenry corresponde a alrededor de 11-12 espiras enrolladas en un diámetro de 10 mm. o a 16 espiras enrolladas en un diámetro de 8 mm. El número de espiras de la bobina L1 obtenido usando estas fórmulas es casi siempre mayor de lo que se requiere. En la práctica partiendo de un máximo de número de espiras, o sea 16, enrolladas en un diámetro de 8 mm., probaréis a insertar en el circuito otras bobinas con un número menor de espiras, o sea 14-12-10, controlando con cual de ellas el rendimiento del circuito aumenta o disminuye.

Para C1 se podrá utilizar en cambio un condensador cuya capacidad máxima sea sobre los 80 pF para corregir más fácilmente, de esta forma eventuales errores de valoración respecto a las características del transistor. También para C2 será bueno utilizar una capacidad más elevada, como por ejemplo 40-60 pF máximo.

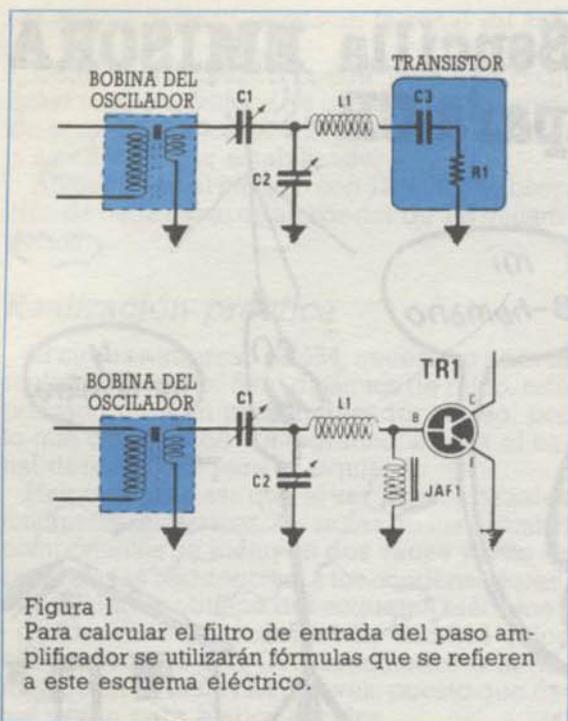


Figura 1

Para calcular el filtro de entrada del paso amplificador se utilizarán fórmulas que se refieren a este esquema eléctrico.

Es obvio que dichos valores no corresponderán exactamente con los del transistor BFY51, pero podréis constatar, serán igualmente válidos para realizar este proyecto.

Disponiendo de los valores de R1 y C3 se podrá proceder calculando los valores del filtro.

$$XC3 = 1.000.000 : (6,28 \times 27 \times 60) = 98,29$$

$$RS = \frac{50}{\left(\frac{50}{98,29}\right)^2 + 1} = 40$$

$$XCS = (50 \times 40): 98,29 = 20,34$$

$$XL1 = 3 \times 40 + 20,34 = 140,34$$

Foto

En esta fotografía aparece, ultimado el montaje, el transmisor experimental para la gama de 27 MHz. Hay que llamar la atención sobre las bobinas de los filtros de entrada y de salida que se han calculado utilizando sendas fórmulas. Dado que los condensadores rectangulares de 80 y 60 pF tienen idénticas dimensiones y no presentan ningún distintivo para reconocerlos, será necesario controlar en número de láminas de que disponen. Los condensadores de 60 pF tienen una lámina menos respecto a los de 80 pF.

El filtro de salida para una carga de 52 ohm.

Teniendo a nuestra disposición todos los datos necesarios para el filtro de entrada, calcularemos ahora el filtro de salida, o sea el necesario para acoplar el colector del transistor al cable coaxial que como es sabido, presenta una impedancia de 52 ohm.

Para establecer aproximadamente la resistencia que presenta el colector de un transistor se puede utilizar esta simple fórmula:

Volt. Colector: corriente

Por tanto, teniendo el transistor BFY51 una VCEO de 30 volt. y una corriente de 150 miliamperios igual a 0,15 amperios, teóricamente su impedancia de salida será de alrededor de:

$$30 : 0,15 = 200 \text{ ohm.}$$

Siendo la resistencia del colector mayor de 52 ohm. no pueden utilizarse todo tipo de filtros, pero existe una segunda fórmula para obtener aproximadamente la resistencia del colector, o sea:

Volt. x Volt.: (Watt. x Watt.)

De todo esto se deduce que solamente realizando un paso final que desarrolle por lo menos 1,5 watt. alimentado por una tensión de 12 volt., se puede obtener una resistencia de colector cuyo valor es inferior a 52 ohm., como aparece en este ejemplo:

$$12 \times 12 : (1,5 \times 1,5) = 48 \text{ ohm.}$$

Dicho esto, la mayoría pensaría resolver el problema utilizando un filtro opuesto, o sea idóneo para adaptar una ALTA IMPEDANCIA a una BAJA IMPEDANCIA, pero también en este caso el resultado sería negativo, pues aún en el caso de que se llegase a calcular dicho filtro, en la práctica sería inservible puesto que éstos sirven sólo y exclusivamente para acoplar un transistor a otro paso amplificador y no un

transistor para una salida idónea a un cable coaxial.

Una vez llegados a este punto no pudiendo adoptar ninguna solución el problema parece insoluble, sin embargo en todos los casos donde la impedancia del colector del transistor final es notablemente mayor de 52 ohm., para obtener esta adaptación de impedancia se recurre a lo siguiente:

Como aparece en fig. 2 insertando en el colector del transistor un circuito a propósito, en el lado caliente de la bobina habrá una impedancia similar a la del colector, en la mitad de las espiras la impedancia teóricamente habrá disminuido, tomando la señal de AF en la segunda o tercera espira hacia el lado frío, la impedancia será de alrededor de 20-40 ohm., o sea se tendrá una impedancia menor de 52 ohm.

Para obtener una señal AF a baja impedancia existiría otra solución, utilizar un partididor capacitivo en vez de inductivo, como aparece en fig. 3.

Sin embargo nuestra elección va dirigida hacia el acoplamiento inductivo, por lo cual diremos que para realizar la bobina de acuerdo L4 a aplicar sobre el colector del transistor TR2, se podrá utilizar el mismo idéntico número de espiras utilizado para la bobina del oscilador, empleando hilo de diámetro mayor, efectuando una toma en la tercera del lado frío.

La bobina del filtro L5 se calculará en cambio utilizando la siguiente fórmula:

$$L5 = 80 : (6,28 \times \text{MHz})$$

en nuestro caso tendremos:

$$L5 = 80 : (6,28 \times 27) = 0,47 \text{ microhenry}$$

dicho valor corresponde a una bobina de 10 espiras enrolladas sobre un diámetro de 10 mm.

Las capacidades de los dos condensadores a insertar en este filtro se podrán obtener mediante dos simples operaciones:

$$C1 = 1.000.000 : (6,28 \times 190 \times \text{MHz})$$

$$C2 = C1 \times 2$$

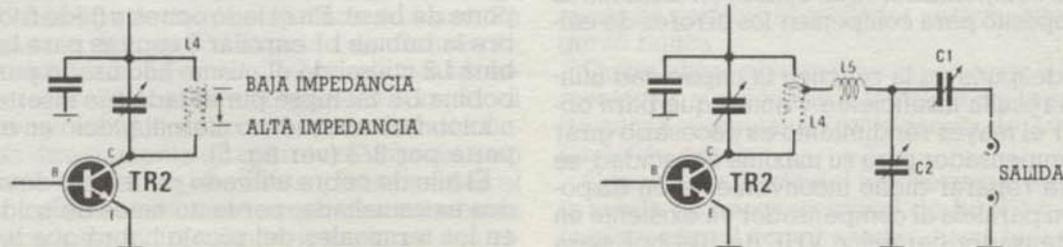


Figura 2

Cuando la impedancia del colector es mayor de 52 ohm., como ocurre en este caso, es necesario concordar el colector con una bobina y una capacidad, tomando la señal para la salida en la segunda o tercera espira del lado frío, como aparece en la figura.

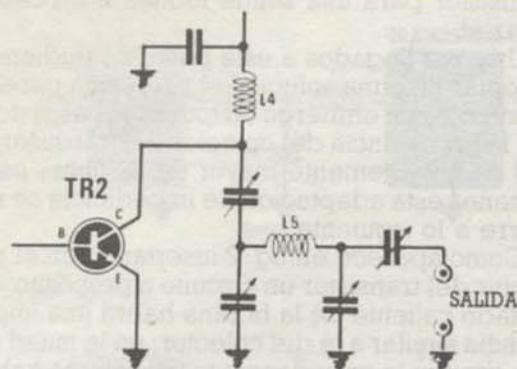


Figura 3

En vez de tomar la AF en la segunda o tercera espira de acuerdo para obtener una señal a baja impedancia, se podría adoptar la solución que aparece en la figura, o sea realizar un partidor capacitivo, el sistema llevado en la figura 2 es, de todas formas más fácil de realizar y de ajustar.

Los valores de capacidad que se obtienen de estas fórmulas son siempre aproximados, por tanto aunque a través de los cálculos se obtuviese:

$$C1 = 1.000.000 : (6,28 \times 27) = 31 \text{ pF}$$

$$C2 = 31 \times 64 \text{ pF}$$

convendría adoptar siempre 60 pF en vez de 31 y 80 pF en lugar de 64 y al pasar al montaje práctico del circuito no os extrañéis que el circuito vaya mejor con una bobina de 6-8 espiras en lugar de 10, pues no conociendo la resistencia exacta del colector del transistor final ni el valor de impedancia presente en la toma efectuada en la bobina L4, es difícil obtener un valor exacto para la inductancia L5.

Sin embargo podemos asegurar que con los datos obtenidos de estos simples cálculos se conseguirán los resultados apetecidos. Como es lógico con un transistor particular el compensador C1 será necesario regularlo sobre los 10 pF, mientras con otro transistor cualquiera el mismo compensador requerirá 21 pF y con otro quizá incluso los 40 pF, pero en los tres casos se encontrará siempre «el punto justo».

Los compensadores se utilizan en estos filtros a propósito para compensar los errores de cálculo.

Si después en la práctica la capacidad utilizada resulta insuficiente y notais que para obtener el mayor rendimiento es necesario girar el compensador para su máxima capacidad, se podrá reparar dicho inconveniente en disposición paralela al compensador ya existente un condensador cerámico VHF de 10-12 pF para aumentar la capacidad máxima.

Circuito eléctrico

En fig. 4 aparece el esquema eléctrico definitivo de este transmisor para la gama de los

27 MHz; la elección de esta frecuencia no es obligada, queriendo, se puede adaptar el transmisor a cualquier otra frecuencia cambiando solamente el cuarzo y modificando el número de espiras de las bobinas.

El paso final, como se puede notar, está conectado a dos resistencias (ver R6-R7) de 1/2 watt. del valor de 100 ohm. puestas en paralelo, se obtiene de esta forma una carga del valor de 50 ohm. en vez de 52 ohm como se requiere para conectar un cable coaxial. Para efectuar estas primeras pruebas, no importa que la impedancia de salida sea de 50 en vez de 52 ohm, en este momento lo más importante es aprender a ajustar un paso final.

En la carga resistiva de 50 ohm., como se puede ver, está ya insertado el diodo rectificador, necesario para rectificar la alta frecuencia y medirla de esta forma más fácilmente con la ayuda de un tester.

Este transmisor tendrá que ser alimentado con una tensión de 12-13 volt. y puesto que la absorción no es excesiva se podrá utilizar para estas primeras pruebas cualquier alimentador aún no estabilizado.

Realización práctica

Nuestro circuito impreso sobre el cual montaréis los diversos componentes ha sido proyectado para recibir tanto el paso oscilador como el amplificador de AF.

Iniciaréis el montaje empezando por las resistencias, después los condensadores, los compensadores para seguir después con los dos transistores.

Las bobinas necesarias para este proyecto tendréis que fabricarlas vosotros utilizando estos datos para la gama de los 27 MHz.

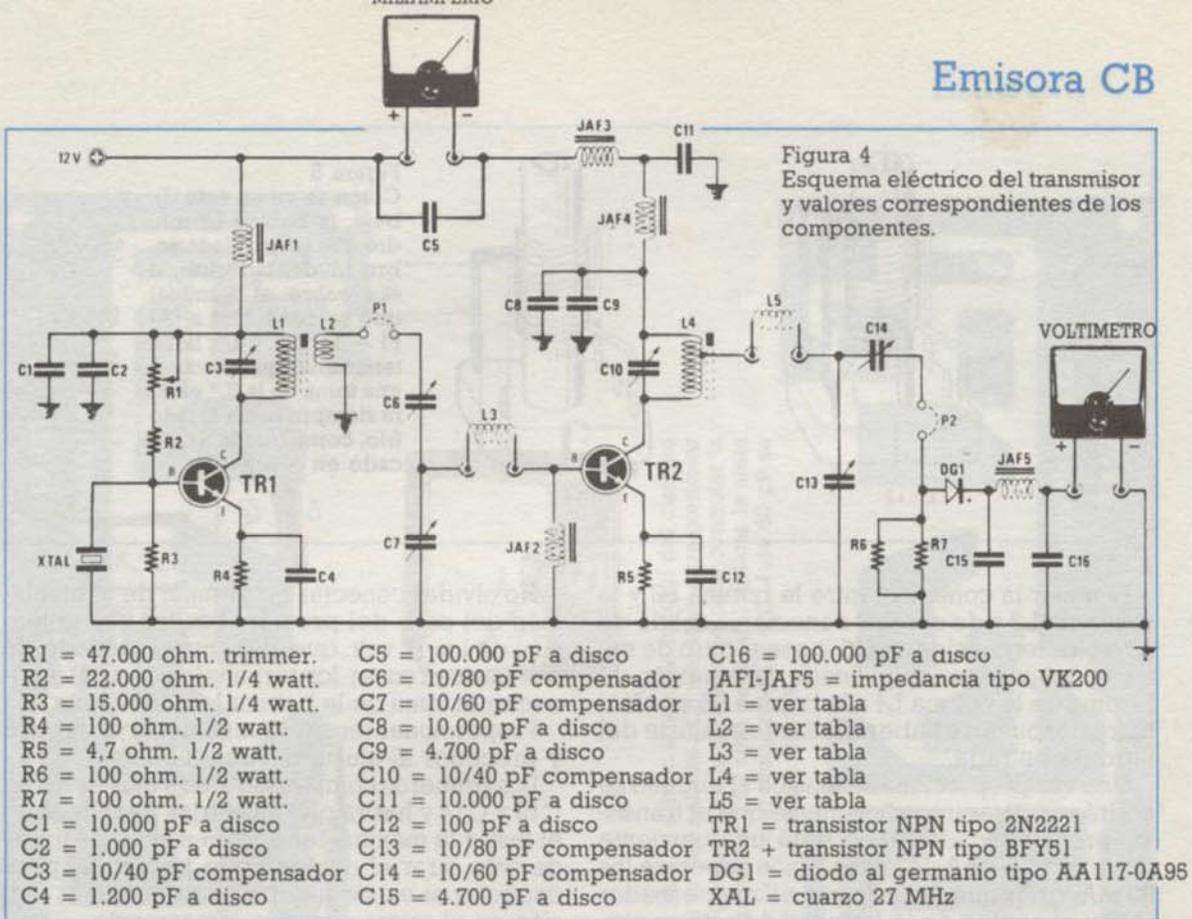
Bobina L1/L2

Utilizando hilo de cobre esmaltado del diámetro de 0,6 mm. enrollar sobre un soporte de 66 mm. de diámetro, 12 espiras. Recordar que al inicio de esta operación, el que irá conectado al colector del transistor oscilador, tendrá que estar situado en bajo, o sea cerca del soporte de base. En el lado opuesto (lado frío) sobre la bobina L1 enrollar 3 espiras para la bobina L2 utilizando el mismo hilo usado para la bobina L1. Siempre por el lado frío insertar el núcleo ferromagnético atornillándolo en el soporte por 2/3 (ver fig. 5).

El hilo de cobre utilizado para estos devanados es esmaltado, por tanto antes de soldarlo en los terminales del zócalo habrá que lijarlo para eliminar el esmalte aislante.

Bobina L3

Para la bobina L3 hay que enrollar en un soporte de 8 mm. de diámetro, 16 espiras unidas, utilizando hilo de cobre esmaltado de 1 mm.



Bobina L4

En un soporte de plástico del diámetro de 6 mm. enrollar 10 espiras con hilo de cobre esmaltado del diámetro de 6 mm. y por el lado frío, o sea el que irá conectado a la impedancia de AF JAF4 efectuar una toma a la tercera espira. Al llegar a la séptima espira hacerle un nudo, después seguir con las tres restantes. En esta bobina en el lado frío habrá que insertar el núcleo ferromagnético (ver fig. 5).

También habrá que lijar el hilo de esta bobina para eliminar el esmalte aislante.

Bobina L5

Para construir la bobina L5 enrollar en un soporte del diámetro de 8 mm., 9 espiras unidas, utilizando hilo de cobre esmaltado de 1 mm. En los puntos del circuito impreso donde irán insertadas las bobinas L3 y L5 soldar dos terminales sobre los cuales soldaréis las bobinas, el motivo por el que se aconseja no soldar las bobinas directamente en el circuito impreso sino sobre estos terminales es simplemente por el hecho que si se deseara sustituir estas bobinas devanadas por otras que tuviesen una o dos espiras más o menos, resultaría más fácil desoldarlas de estos terminales que del círculo impreso. Una vez terminado el montaje para hacer funcionar el transmisor será necesario ajustarlo y por tanto habrá que proceder como sigue.

Ajuste

Sin insertar en el paso oscilador ningún cuarzo, hay que aplicar en serie a la tensión de alimentación el tester situado en la escala 50 miliamperios a fondo escala después regular el trimmer R1 hasta que el transistor absorba una corriente de alrededor de 8-10 miliamperios.

A este punto insertar al cuarzo de 27 MHz y girar el núcleo de la bobina L1/L2 de forma que entre alrededor de 3/4 en el interior del soporte. Actuar ahora sobre el compensador C3 hasta encontrar la posición donde la absorción del oscilador será de alrededor de 20-25 miliamperios.

Para tener la seguridad de haber ajustado bien el oscilador, probar a apagarlo, reencenderlo y tocar el transistor con las manos, si el ajuste es perfecto el oscilador no tiene que apagarse nunca.

Quitar ahora el tester puesto en serie a la alimentación y colocarlo a la salida de la sonda de carga conmutando en la escala de 3 volt. a fondo de escala.

Conectar la salida del link (terminal de L2) a la sonda de carga (terminal de R6-R7) y girar nuevamente el compensador, hasta leer en el tester una tensión de alrededor de 1,1 - 1,2 volt. Quitar el tester de la sonda de carga, conmutarlo sobre la escala de 300 miliamperios a fondo de escala y conectarlo en serie a la tensión de alimentación del paso final, como aparece en fig. 6.

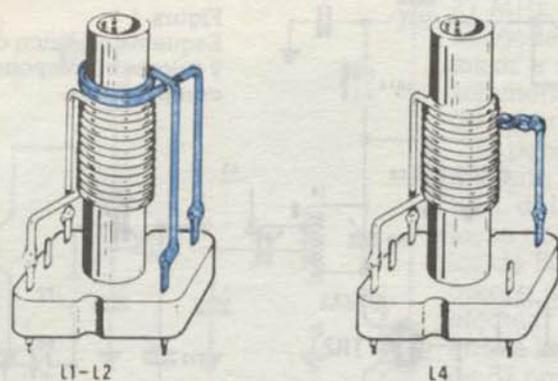


Figura 5
Como se ve en este dibujo, la bobina L2 tendrá que ir enrollada sobre L1 del lado frío, o sea sobre el terminal que se conectará a JAFI — C1-C2. Para la L4 tendremos que efectuar una toma en la 3.º espira siempre hacia el lado frío, como queda explicado en el artículo.

Eliminar la conexión entre la bobina L2 y la sonda de L2 y de carga y conectar la salida de L2 en los terminales de C6, o sea al filtro de entrada del paso preamplificado, la conexión de la toma de la bobina L4 a la bobina L5 se efectuará después de haber realizado el ajuste del filtro de entrada.

Una vez proporcionada tensión al circuito se podrá constatar inmediatamente que el transistor preamplificador absorberá una corriente entre 30 y 150 mA. Si la absorción **superase los 90 mA**, girar inmediatamente el compensador C10 y el núcleo de la bobina L4 hasta encontrar la posición en la que la absorción será sobre los 50-70 mA, este hecho confirmará que la bobina L4 es correcta en la frecuencia de 27 MHz.

Puesto que estamos seguros que no contamos con un osciloscopio de 50 MHz ni de «analyzer de espectro», aconsejamos tener encendido un receptor normal de FM sintonizado en una estación no demasiado potente, dicho receptor, como podréis comprobar, permitirá establecer en fase de ajuste, si el circuito autooscila, pues si el ajuste de un compensador se ha realizado de forma equivocada (o sea a la máxima capacidad cuando habría que haberlo ajustado a la mínima), el circuito puede autooscilar y en estas condiciones oiréis enseguida en el receptor ruidos o silbidos que anteriormente no aparecían.

Utilizando un destornillador de plástico (no usar uno metálico) se puede comenzar el ajuste de los dos compensadores C6 y C7 hasta dar con la posición donde el transistor preamplificador absorberá la máxima corriente, si apretando demasiado un compensador el circuito oscila (se escuchará en el receptor FM) dar marcha atrás y actuar sobre otro compensador. Cuando el paso final autooscile se notará la absorción que aumentará bruscamente.

Obtenido el ajuste preliminar del circuito de entrada, se podrá quitar el tester conectado en serie a la tensión de alimentación y conectarlo a la salida de la sonda de carga después de haberlo situado en la escala «volt. continuos» 10 volt. a fondo escala.

No olvidar conectar el terminal de alimentación del paso del preamplificador con la tensión de los 12 volt. que alimenta el oscilador (o sea cortocircuitar los terminales de C-5) y conectar la toma de la bobina L4 a la bobina L5.

Proporcionar tensión nuevamente al circuito y proceder al ajuste del estadio final.

Los primeros compensadores a ajustar serán C13 y C14 y habrá que ajustarlos hasta leer en el tester la máxima tensión en salida, después de esto girar el núcleo de la bobina L4 para controlar si existe una posición donde la tensión en el tester aumenta ligeramente.

Obtenida la máxima tensión en salida, retocar ahora el ajuste de los compensadores C6 y C7 situados a la entrada, de esta forma la tensión en la sonda de carga tendría que aumentar.

Si actuando sobre uno de los cuatro compensadores presentes en los dos filtros, el de entrada y el de salida, se comprueba que el circuito oscila, girarlo en sentido inverso hasta hacer desaparecer la autooscilación, después regular el otro compensador del mismo filtro para obtener la máxima tensión a la salida y podrá apreciarse que el circuito volverá a ajustarse sin más autooscilaciones. En el caso de que uno de los cuatro compensadores para obtener su máximo rendimiento estuviese ya girado en su capacidad máxima, se podría intentar de conectar paralelamente a él una pequeña capacidad de 10-22 pF utilizando como es lógico un condensador cerámico VHF o sustituir la bobina del filtro L3 o L5 por una que tenga dos espiras más o menos y comprobando si el rendimiento aumenta o disminuye.

En la práctica, en el tester (que debe de ser de 20.000 ohm. x volt.) habrá que leer una vez completado el ajuste una tensión de alrededor de 7 volt., en el caso de obtener mucho menos, el circuito ha sido ajustado de forma equivocada y por lo tanto hay que efectuar nuevamente todos los ajustes partiendo del oscilador y acabando en los dos compensadores de salida.

Una vez alcanzada la máxima tensión de salida, o sea 7 volt., se puede quitar el tester de la sonda de carga y medir la corriente absor-

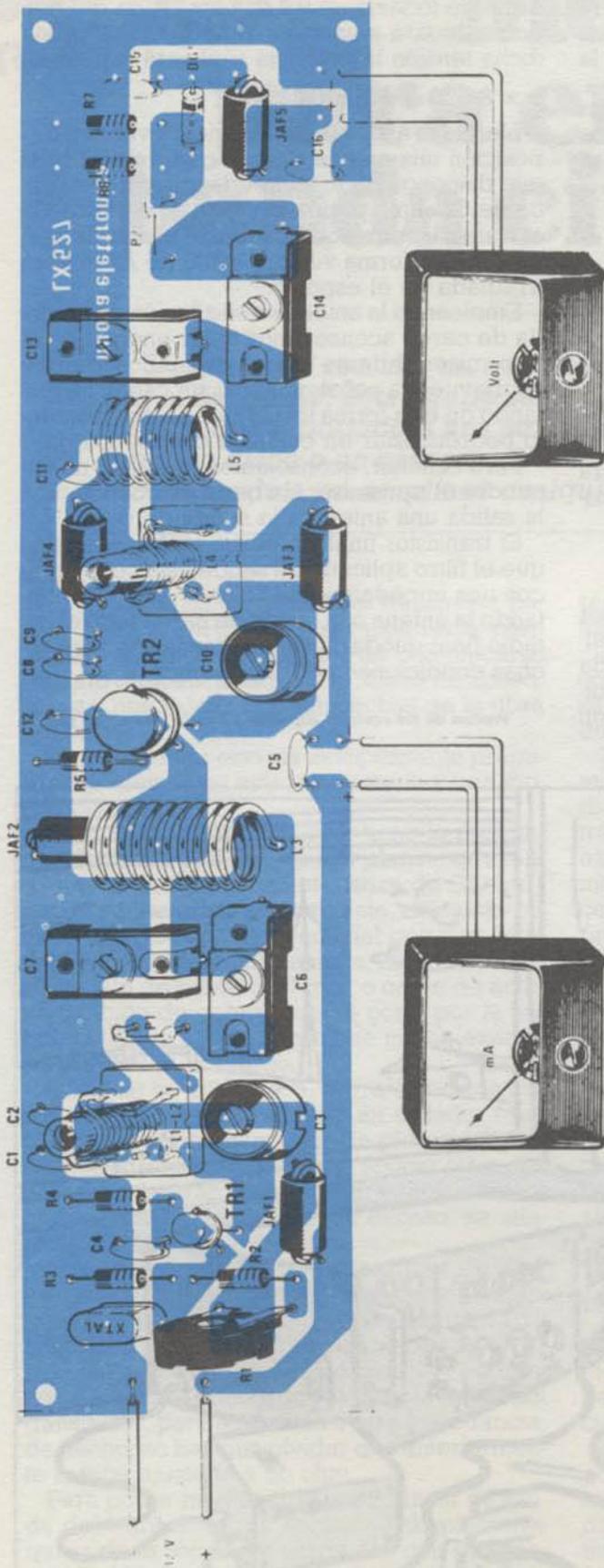
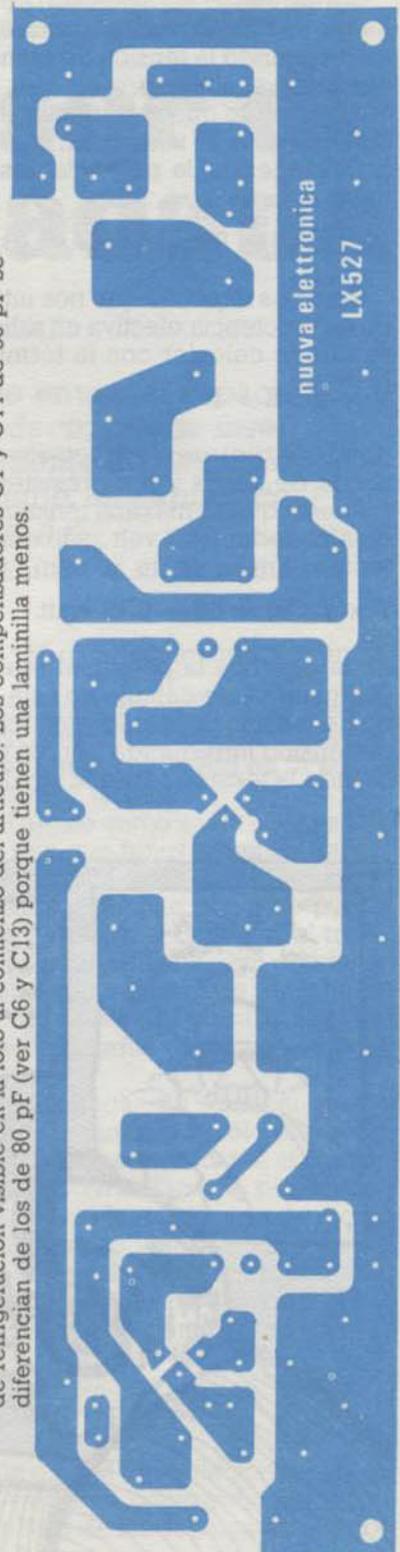


Figura 6

Encima del esquema práctico de montaje del transmisor y bajo el dibujo a tamaño natural del circuito impreso, el miampérometro insertado en los terminales que van en cabeza a C5 nos sirve para controlar la corriente del transistor final, mientras que el voltímetro aplicado en la salida sirve para controlar la tensión presente en la sonda de carga de 50 ohm. En el transistor TR2 será necesario aplicar la aleta de refrigeración visible en la foto al comienzo del artículo. Los compensadores C7 y C14 de 60 pF se diferencian de los de 80 pF (ver C6 y C13) porque tienen una laminilla menos.



nuova elettronica

LX527

bida por el transistor preamplificador que normalmente girará sobre los 70-80 miliamperios.

Conociendo la corriente absorbida se podrá hacer un cálculo de la potencia del paso final multiplicando la tensión de alimentación por la corriente absorbida.

Admitiendo que el transistor preamplificador alimentado a 12 volt. absorba 80 miliamperios (0,08 amperios) la **potencia absorbida** será similar a:

$$12 \times 0,08 = 0,96 \text{ watt.}$$

Como es lógico lo que nos interesa sobre todo es la potencia efectiva en salida de AF y esta se puede calcular con la fórmula:

$$V \times V : R + R$$

donde V representa la tensión presente en la sonda de carga y R su resistencia ohmica.

Puesto que la máxima tensión en salida será de alrededor de 7 volt., sabiendo que la resistencia ohmica es de 50 ohm., tendremos:

$$7 \times 7 : 50 + 50 = 0,49 \text{ watt.}$$

en la práctica la potencial real será superior porque en este cálculo no está incluida la caída de tensión del diodo rectificador ni la caída de tensión introducida por los tester, pues midiendo la tensión sobre la sonda de carga con

un voltímetro electrónico en vez de con el tester la tensión será de alrededor de 7,5 considerando todavía un 0,5 volt. de caída del diodo se llegará a un valor real de 8 volt. y con dicha tensión la potencia real será similar a:

$$8 \times 8 : 50 + 50 = 0,64 \text{ watt.}$$

Llegados a este punto si tenéis a vuestra disposición una antena para la gama de 27 MHz que disponga de una impedancia característica de 52 ohm., podéis conectarla en la salida al transmisor en sustitución a la sonda de carga, de esta forma vuestra señal de Af se verá irradiada en el espacio.

Empleando la antena en sustitución de la sonda de carga aconsejamos tener encendido el transmisor durante pocos segundos porque ahora vuestra señal ocuparía un canal, molestando de esta forma un CB que en ese momento podréis estar en contacto con un colega.

Para concluir, aconsejamos de nuevo no encender el transmisor sin que esté conectada a la salida una antena a la sonda de carga.

El transistor final sin carga «sufriría» puesto que el filtro aplicado en salida está conectado con una impedancia de 50 ohm., por tanto faltando la antena o la sonda de carga todo el estadio final quedaría sin concordancia y en dichas condiciones podría autooscilar.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 78.



Modulador para emisor de banda ciudadana

Después de realizar un transmisor capaz de enviar al espacio una señal de AF, ésta puede ser modulada, es decir, puede insertarse sobre la portadora una señal de BF procedente de un micrófono, un disco o un cassette. A lo largo del artículo, se explica cómo se modula en amplitud cualquier señal de AF.

DESPUES de realizar el transmisor para 27 MHz., debe ser modulado, para tener la posibilidad de comunicarse con otro radioaficionado de la misma localidad, sólo así nos sentiremos satisfechos de la obra realizada.

Para conseguir esto, es indispensable preparar dos elementos más: una antena y una modulación.

En cuanto a la antena, si se tiene la posibilidad de conseguir una «ground-plane», que tenga una **impedancia característica** de 52 ohm., puede ser instalada rápidamente, utilizando como cable de bajada, un coaxial que disponga también de una sencilla antena, utilizando 10-12 m. de hilo de cobre de 1 mm. o cable de antena también de cobre, que se corta por la mitad, obteniendo dos trozos que midan exactamente 5,10 m. de largo.

Como se ve en la fig. 1, entre estos dos trozos de hilo, hay que aplicar un aislador (que puede ser también un trozo de plexiglás) y en ambos extremos es necesario aplicar otros dos o tres. Cada brazo debe medir exactamente 5 m., por lo tanto los 10 cm. de exceso, se utilizan para fijar los aisladores.

Una antena similar, a diferencia de una ground-plane, presenta una impedancia característica que se aproxima alrededor de 73/75 ohm., esto permite utilizar para su bajada el común cable coaxial empleado para TV. Utilizando tal antena, es obligado **reajustar** la salida del transmisor, para adaptarla a esta impedancia, de hecho, no hay que olvidar que anteriormente estaba ajustada a 50 ohm.

Para poder modificar la impedancia de salida del transmisor, es necesario simplemente quitar de la sonda de carga, las dos resistencias de 100 ohm. 1/2 watt. y sustituirlas por dos

resistencias de 150 ohm., obteniendo así un valor de 75 ohm.

Ahora hay que ajustar nuevamente los dos compensadores de salida C13 y C14, hasta que se lea en el instrumento aplicado en la sonda de carga, la máxima tensión.

Efectuando el ajuste como se ha aconsejado anteriormente, hay que tener siempre encendido un receptor de FM, para controlar que el transmisor no oscile. En este punto se puede excluir la sonda de carga y conectar al transmisor el cable coaxial para TV., sin olvidar el conectar la cubierta metálica de la pantalla sobre el terminal de masa del circuito impreso y en este momento la señal de AF se emite en el espacio.

Quien esté a la escucha en el canal que se transmite, recibe de momento, **sólo** una señal AF, privada de «palabra», por lo que si alguien quisiera hablar no podría hacerlo, puesto que al transmisor le falta todavía «el paso de modulación», es decir, un paso amplificador de BF que amplifique la señal de un micrófono y lo lleve a un nivel tal de poder **modular** al 100 por 100 la señal de AF que se tiene a disposición.

La modulación en AM

La modulación en AM (modulación de amplitud) se efectúa variando, como indica la misma palabra, la amplitud de las señales de alta frecuencia.

Para obtener tal condición, es necesario disponer de un amplificador de BF que suministre en la salida una **potencia** igual a la que se dispone en AF, es decir, que si nuestro transmisor suministra en la antena una potencia de 1 watt., es necesario disponer de un amplifica-

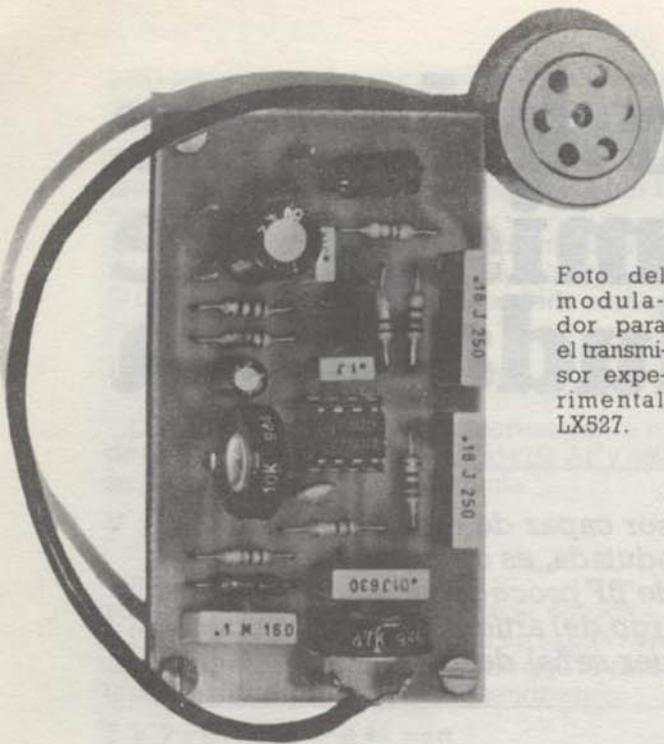


Foto del modulator para el transmisor experimental LX527.

dor de BF, capaz de proporcionar 1 watt.; si se dispone en cambio, de un transmisor que emita a 20 watt., también el amplificador de BF, debe ser capaz de suministrar tal potencia.

Controlando en el oscilógrafo una señal de BF, en la pantalla aparece una señal idéntica a la que se representa en la fig. 3, en cambio visualizando siempre en un oscilógrafo una señal AF a 27 MHz. sin modular, esta señal aparece como se muestra en la fig. 4.

Modulando la señal AF con la señal BF, la señal visible en la pantalla, es idéntica a la de la fig. 5, es decir, la señal AF. Al observar más atentamente, se nota que la amplitud de la señal AF, ha duplicado su propia amplitud. En la recepción, el diodo detector, elimina una semionda de la señal AF, como se ve en la fig. 6. Un condensador de baja capacidad conectado entre el diodo y la masa, elimina la señal de AF, quedando así sólo una señal de BF que puede amplificarse, para poder ser aplicada a un altavoz.

Como se ha dicho anteriormente, para modular al 100 por 100 una señal de AF, es necesario un amplificador de BF, capaz de proporcionar una potencia idéntica a la de la fase final del transmisor.

Si el amplificador desarrollara una potencia menor, la señal AF quedaría modulada, pero con un porcentaje inferior respecto a la amplitud de la señal AF, es decir, un 30 por 100 ó un 40 por 100 (ver fig. 7). Si la modulación resultase inferior al 100 por 100, en la recepción se detectaría de la señal AF, una señal de BF, pero de una amplitud inferior a la que se conseguiría si la señal estuviera modulada al 100 por 100. En la práctica, una señal AF, modulada el 30 ó 40 por 100, llega a la recepción mucho más débil que una señal modulada al 100 por 100, puesto que el nivel de la señal de BF resulta de una amplitud inferior, es necesario amplificarlo más.

Dicho esto, se comprende que un transmisor modulado al 100 por 100, puede proporcionar una señal de BF de una amplitud mayor que un transmisor que suministre en AF el doble de watt pero que está modulado al 30 por 100.

Cómo se efectúa la modulación en AM

Si se prueba a alimentar únicamente el paso final de vuestro transmisor, con una tensión variable de 6 a 18 volt., se constata que la tensión disponible en la sonda de carga resulta menor, cuando el paso final se alimenta con 6 volt. y notablemente mayor, cuando la tensión se eleva a 18 volt.

Insertando en serie a la tensión de alimentación del paso final (ver fig. 10) el accesorio del transformador de un amplificador de BF, es evidente que cuando en este accesorio hay una semionda positiva de la señal de BF, esta tensión se suma a la de la alimentación del paso final, en cambio, en presencia de la semionda negativa, esta tensión se detrae a la de la alimentación.

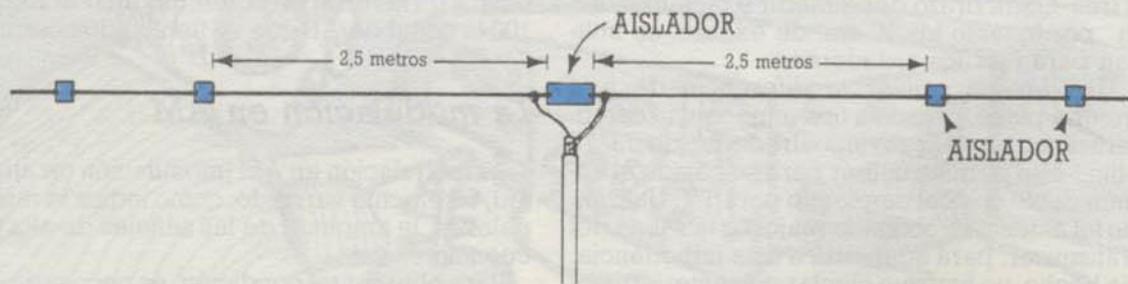


Figura 1

Si no se dispone de una antena ground-plane para 27 MHz., con dos trozos de hilo de cobre de 1-2 mm., se puede montar este sencillo dipolo. Para la bajada se puede emplear cable coaxial normal de TV, que dispone de una impedancia de 75 ohm.

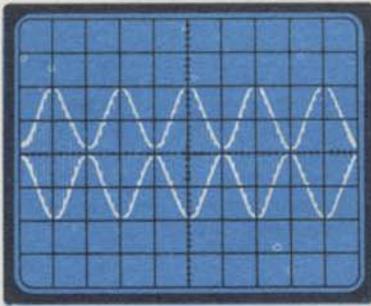


Figura 3
Controlando en el oscilógrafo una señal de BF, de 400 ó 1.000 Hz. por ejemplo, en la pantalla aparecen tantas sinusoidales como reproduce esta figura.

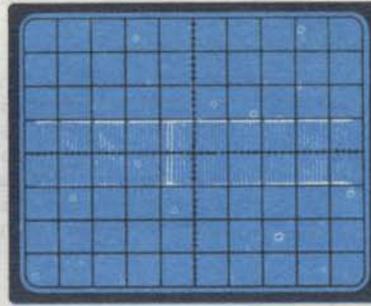


Figura 4
Una señal de AF sin modular, aparece en la pantalla del oscilógrafo como una «franja blanca». Cuanto más ancha sea la franja, más elevada resultará la amplitud de la señal de AF.

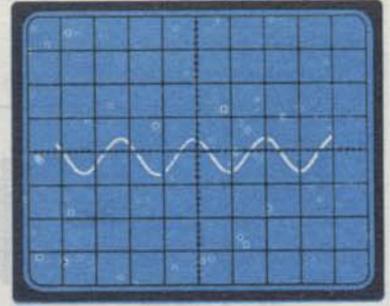


Figura 5
Modulando la señal de AF de la fig. 4, con la señal de BF de la fig. 3, se obtiene la señal que se ve en la figura. Observar la señal BF reproducida, tanto en la parte superior como en la inferior.

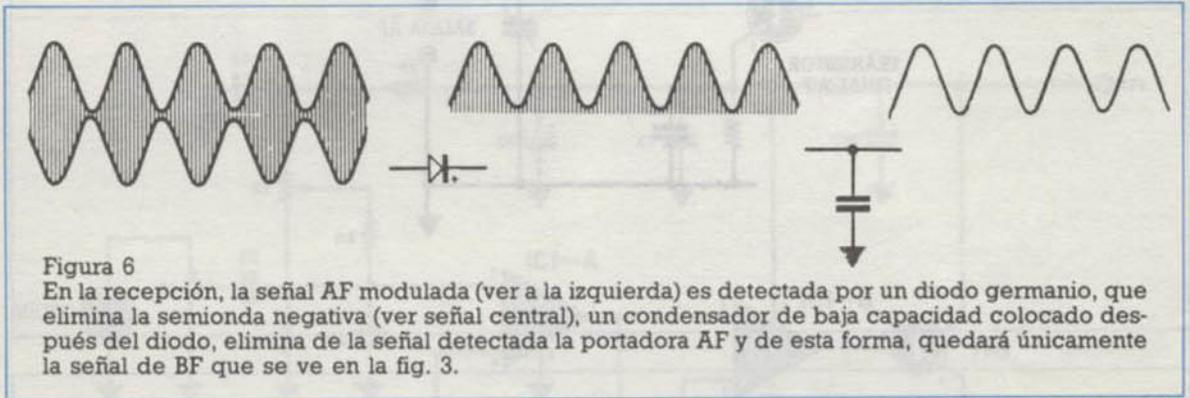


Figura 6

En la recepción, la señal AF modulada (ver a la izquierda) es detectada por un diodo germanio, que elimina la semionda negativa (ver señal central), un condensador de baja capacidad colocado después del diodo, elimina de la señal detectada la portadora AF y de esta forma, quedará únicamente la señal de BF que se ve en la fig. 3.

Admitiendo que la señal BF alcance una amplitud de 6 volt. para la semionda positiva y 6 volt. para la semionda negativa, si el transistor AF se alimenta con una tensión de 12 volt., al colector del transistor llega una tensión de 18 volt. (12 + 6) cuando esté presente la semionda positiva y sólo 6 volt. (12 - 6) cuando esté presente la semionda negativa y en tal condición se ha obtenido ya una «modulación» de la señal AF. La modulación mediante transformación, se aprovecha sobre todo en la realización

de transmisores de pequeño o mediana potencia, pero este sistema no carece de inconvenientes, el primero es no poder conseguir fácilmente un transformador que disponga de las características necesarias. En estos transformadores es importante que el devanado secundario (el situado en serie a la tensión de alimentación del paso final AF), presente una impedancia característica que se adapte perfectamente a la del transistor empleado, si no, no se consigue modular perfectamente la señal AF. Puede suceder que, incluso disponiendo el amplificador BF, de una potencia igual a la del transmisor, éste no consiga modular más de un 20 ó 30 por 100, o bien la module NEGATIVAMENTE, es decir, que la señal de AF no aumente en amplitud lo que debería.

Para eliminar inconvenientes, hemos preferido adoptar otro sistema que se llama «modulación en serie», no es necesario usar ningún transformador, por lo que se elimina automáticamente el problema de la adaptación de la impedancia y lo que es más importante, este sistema se adapta perfectamente a cualquier paso final.

Como se ve en la fig. 11, para utilizar este sistema, es suficiente con aplicar en serie a la tensión de alimentación del único transistor final de potencia, un transistor de BF capaz de pro-

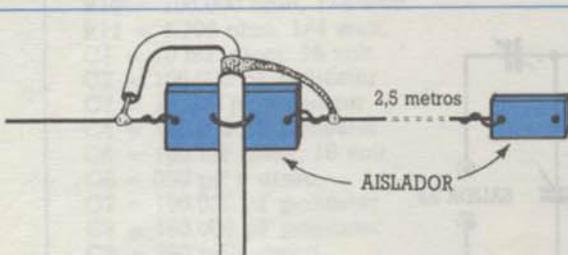


Figura 2
Para sujetar el cable coaxial, es aconsejable fijarlo al aislador central, esto puede llevarse a cabo utilizando restos de material plástico.

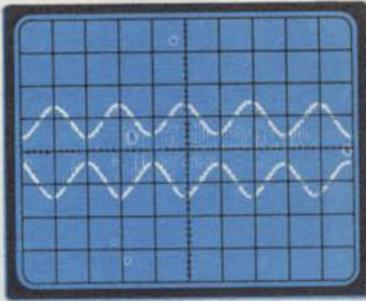


Figura 7
Si el amplificador de BF suministra una potencia menor que la que suministra el paso final AF, la señal AF se modula sólo un 30 por 100 - 40 por 100. Como se ve en esta foto, la amplitud de la señal no es muy elevada.

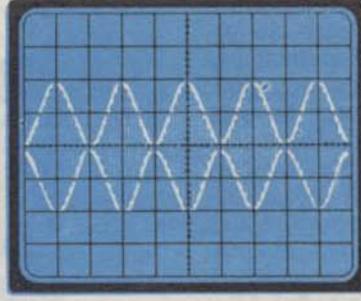


Figura 8
Sólo si la fase de BF suministra una potencia igual a la de la señal AF, se consigue modular al 100 por 100, la amplitud de la señal modulada, en este caso, resultará mayor que la de la figura 7.

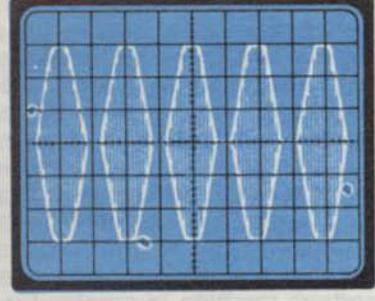
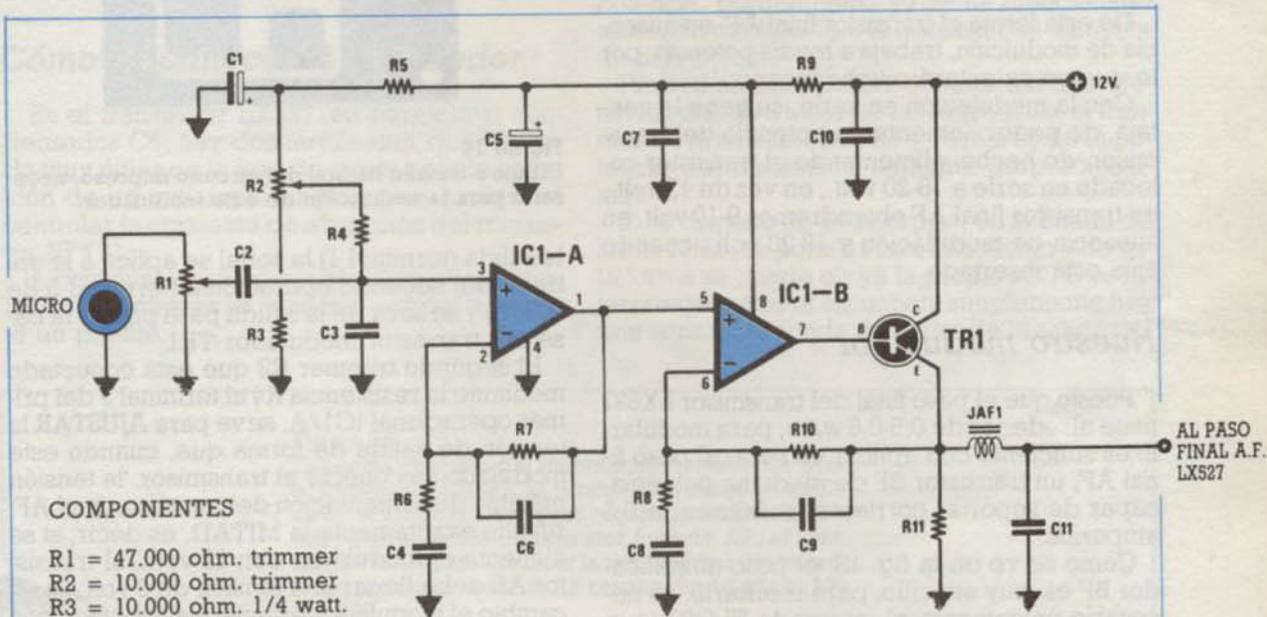


Figura 9
Si la señal de BF resulta de potencia superior a la de la señal AF se «sobremodula», es decir, la onda sinusoidal se interrumpe arriba y al centro y en la recepción la señal captada estará distorsionada.



COMPONENTES

- R1 = 47.000 ohm. trimmer
- R2 = 10.000 ohm. trimmer
- R3 = 10.000 ohm. 1/4 watt.
- R4 = 82.000 ohm. 1/4 watt.
- R5 = 10.000 ohm. 1/4 watt.
- R6 = 2.200 ohm. 1/4 watt.
- R7 = 100.000 ohm. 1/4 watt.
- R8 = 2.200 ohm. 1/4 watt.
- R9 = 100 ohm. 1/4 watt.
- R10 = 100.000 ohm. 1/4 watt.
- R11 = 4.700 ohm. 1/4 watt.
- C1 = 10 mF elect. 16 volt.
- C2 = 100.000 pF poliéster
- C3 = 10.000 pF poliéster
- C4 = 180.000 pF poliéster
- C5 = 100 mF elect. 16 volt.
- C6 = 390 pF a disco
- C7 = 100.000 pF poliéster
- C8 = 180.000 pF poliéster
- C9 = 390 pF a disco
- C10 = 10.000 pF poliéster
- C11 = 10.000 pF a disco
- JAF1 = VK.200
- TR1 = transistor NPN tipo BD.137
- IC1 = integrado TL.082
- Micrófono piezoeléctrico.

Figura 12
Esquema eléctrico del modulador

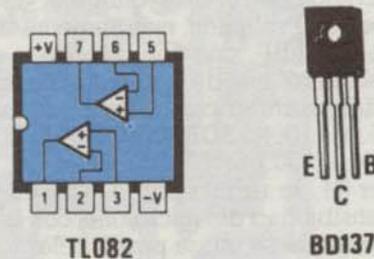


Figura 13
Conexiones del TL.082 y del transistor final BD.137.

porcionar la **corriente** necesaria en el paso final, regulando la polarización de base, de forma que se alimente el transistor AF exactamente con la **mitad** de la tensión de alimentación. Aplicando una señal de BF, en base de este transistor colocado en serie, es evidente que con la semionda positiva el transistor proporciona **mayor tensión** al paso final AF, por lo tanto aumentará la amplitud de la portadora AF; en cambio con la semionda negativa, el transistor, al reducir la tensión de alimentación, se reduce también la amplitud de la señal AF.

Como ya se ha mencionado, el transistor final AF, en ausencia de modulación, se alimenta con la **mitad** de la tensión de alimentación, es decir, si el circuito está conectado a una tensión de 12 volt., el paso final recibe sólo 6 volt. y sólo ante una señal de BF, la tensión pasa a alcanzar del mínimo de 6 volt. al máximo de 12 volt.

De esta forma el transistor final AF, en ausencia de modulación, trabaja a media potencia, por lo que se calentará mucho menos.

Con la modulación en serie, se tiene la ventaja, de poder aumentar la potencia del transmisor, de hecho, alimentando el transistor colocado en serie a 18-20 volt., en vez de 12 volt., en transistor final AF obtendremos 9-10 volt. en ausencia de modulación y 18-20 volt., cuando ésta está insertada.

Nuestro modulador

Puesto que el paso final del transmisor LX527 tiene alrededor de 0,5-0,6 watt., para modularlo es suficiente con aplicar en serie al paso final AF, un transistor BF de mediana potencia, capaz de soportar corrientes máximas de 0,5 amperios.

Como se ve en la fig. 12, el paso amplificador BF es muy sencillo, para realizarlo, es necesario únicamente el integrado TLO82 (que contiene en su interior dos amplificadores operacionales) y un transistor BD137.

La señal BF captada por un micrófono (sirve cualquier cápsula piezoeléctrica o magnética), se aplica a los extremos del trimmer R1, que se utiliza como control de **SENSIBILIDAD**, es decir, este trimmer no funciona como en un amplificador, como control de «volumen», donde más se aumenta el volumen, más aumenta la potencia de la señal BF, sino que dosifica la sensibilidad del micrófono, de forma que no se **INFRAMODULE** (modular con una amplitud inferior al 60-70 por 100) o **SOBREMÓDULO**, superar el nivel del 100 por 100.

El trimmer R1, se regula por lo tanto en función de la sensibilidad del micrófono, con la distancia habitual que se utiliza para hablar y con la intensidad de vuestra voz.

Desde este cursor, la señal BF, mediante el condensador C2, alcanza el terminal de entrada 3 (ver IC1/A), para ser amplificado, desde

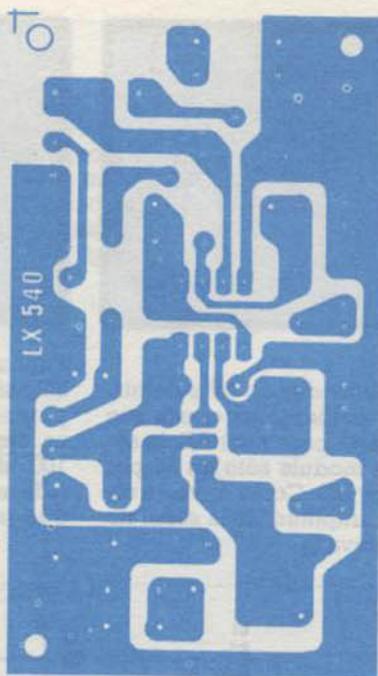


Figura 14
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso, necesario para la realización de este modulador.

la salida (terminal 1) la señal se aplica a la entrada del segundo operacional (terminal 5 de IC1/B) y se saca de la salida para pilotar la base del transistor modulador TR1.

El segundo trimmer R2 que está conectado mediante la resistencia R4 al terminal 3 del primer operacional IC1/A, sirve para **AJUSTAR** la tensión de salida de forma que, cuando este modulado se conecte al transmisor, la tensión máxima de alimentación del transistor final AF, resulte exactamente la MITAD, es decir, si se alimenta el modulador con 12 volt., al transistor AF debe llegar una tensión de 6 volt.; si en cambio el modulador estuviera alimentado con 20 volt., en el final AF, hay que tener exactamente 10 volt.

Realización práctica del modulador

En la fig. 14 reproducimos a tamaño natural el circuito impreso con la referencia LX540. En este circuito se montan todos los componentes que recoge el esquema práctico de la fig. 15, que son necesarios para la realización del modulador, empezando por el zócalo del integrado IC1, después resistencias, el transistor TR1, con cuidado de que el lado metálico del cuerpo quede orientado hacia el condensador C9.

Después del transistor, pueden insertarse todos los condensadores cerámicos, de poliéster y electrolíticos, después los dos trimmer y la impedancia JAF1.

Para la conexión del circuito impreso con el

micrófono, hay que utilizar cable apantallado.

Antes de soldarlo a los terminales del micrófono, hay que observar los dos terminales que están en la envoltura, en uno está el signo «-» y en el otro el signo «+», en el terminal negativo hay que soldar la funda metálica y en el positivo el hilo central del cable. Si junto a los dos terminales no hay nada indicado, controlar cual de los dos está eléctricamente conectado al metal de la cápsula y en éste se conecta la funda, si se invierten los dos terminales, la señal de BF tendrá un fuerte zumbido de alterna.

Ahora hay que insertar en el zócalo el integrado TLO82, colocando la muesca de referencia (a veces substituida por un pequeñísimo «o») vuelta hacia el trimmer R2 y para terminar conectar al transmisor este modulador, es una operación sencilla que se realiza en pocos minutos.

Cómo se conecta el modulador

En el transmisor LX527, en paralelo al condensador C5, hay dos terminales, que han sido muy útiles en la fase de ajuste para la conexión de un miliamperómetro, para poder así controlar la corriente de absorción del transistor BFY51.

A continuación, al quitar el miliamperómetro, los dos terminales se conectan entre sí mediante un puente.

Ahora hay que **eliminar este puente** y conectar al terminal vuelto hacia la impedancia JAF3, el hilo de salida del modulador (ver fig. 16).

Los dos hilos + y - de alimentación del modulador, hay que conectarlos en paralelo a los dos hilos «+» y «-» del transmisor. Haciéndolo así, el oscilador de cuarzo, se alimenta directamente de la tensión de 12 volt., mientras que el final AF, BFY51, de la tensión que proporciona en la salida el modulador. A este punto, hay que medir la tensión en el terminal al que ha sido conectado el hilo del modulado y ajustar el trimmer R2, hasta que se lea en el voltímetro, la **mitad** de la tensión de alimentación, 6 volt.

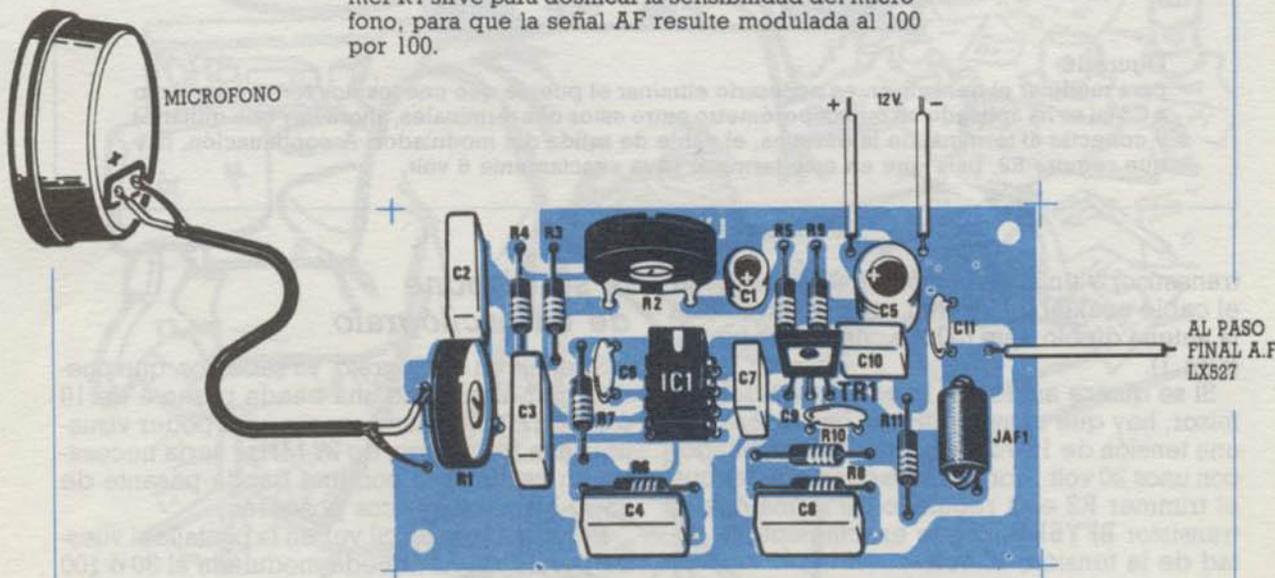
Conectar en la salida del transmisor, en substitución de la antena, **la sonda de carga** y el voltímetro, para medir la tensión AF y no os asombréis si ahora el transmisor proporciona menor potencia, porque como ya se ha mencionado antes, sin modulación, el transistor se alimenta de sólo 6 volt.

Probad ahora a hablar delante del micrófono, regulando a tenor de las exigencias, el trimmer de la sensibilidad R1 y veréis cómo la potencia del transmisor aumenta proporcionalmente.

Si se dispone de un receptor, en la banda de los 27 MHz., se pone en otra habitación y de esta forma se puede oír ya la propia voz, si os interesa que otros la escuchen, simplemente hay que separar la sonda de carga de la salida del

Figura 15

Esquema práctico del montaje del modulador para el transmisor LX527. El trimmer R2, como se explica en el artículo, sirve para regular la tensión de salida, que alimenta el transistor final de AF, el trimmer R1 sirve para dosificar la sensibilidad del micrófono, para que la señal AF resulte modulada al 100 por 100.



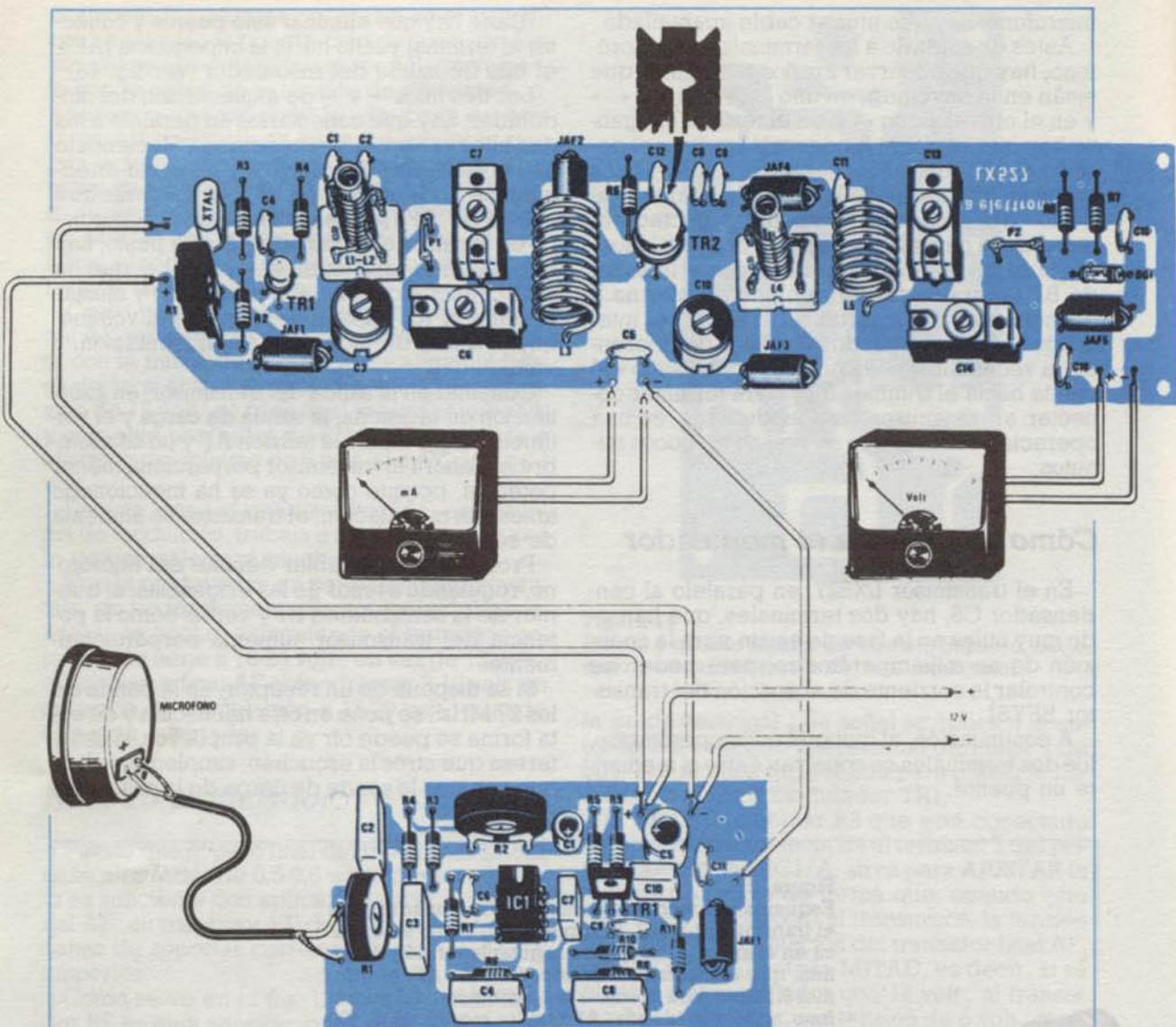


Figura 16

para modular el transmisor, es necesario eliminar el puente que une los dos terminales junto a C5 (si se ha aplicado un miliamperómetro entre estos dos terminales, ahora hay que quitarlo) y conectar al terminal de la derecha, el cable de salida del modulador. A continuación, hay que regular R2, para que en este terminal haya exactamente 6 volt.

transmisor y en sustitución de ésta, conectar el cable coaxial de 75 ohm., que llegará hasta la antena dipolo, que habéis construido (ver figura 1).

Si se quiere aumentar la potencia del transmisor, hay que eliminar la fase osciladora con una tensión de 12 volt. y la fase del modulador con unos 20 volt., controlando con un tester que el trimmer R2 está regulado de forma que al transistor BFY51 le llegue exactamente la mitad de la tensión, 10 volt.

Ante la modulación en el transistor final AF, habrá variaciones de un mínimo de 10 volt., a un máximo de 20 volt.

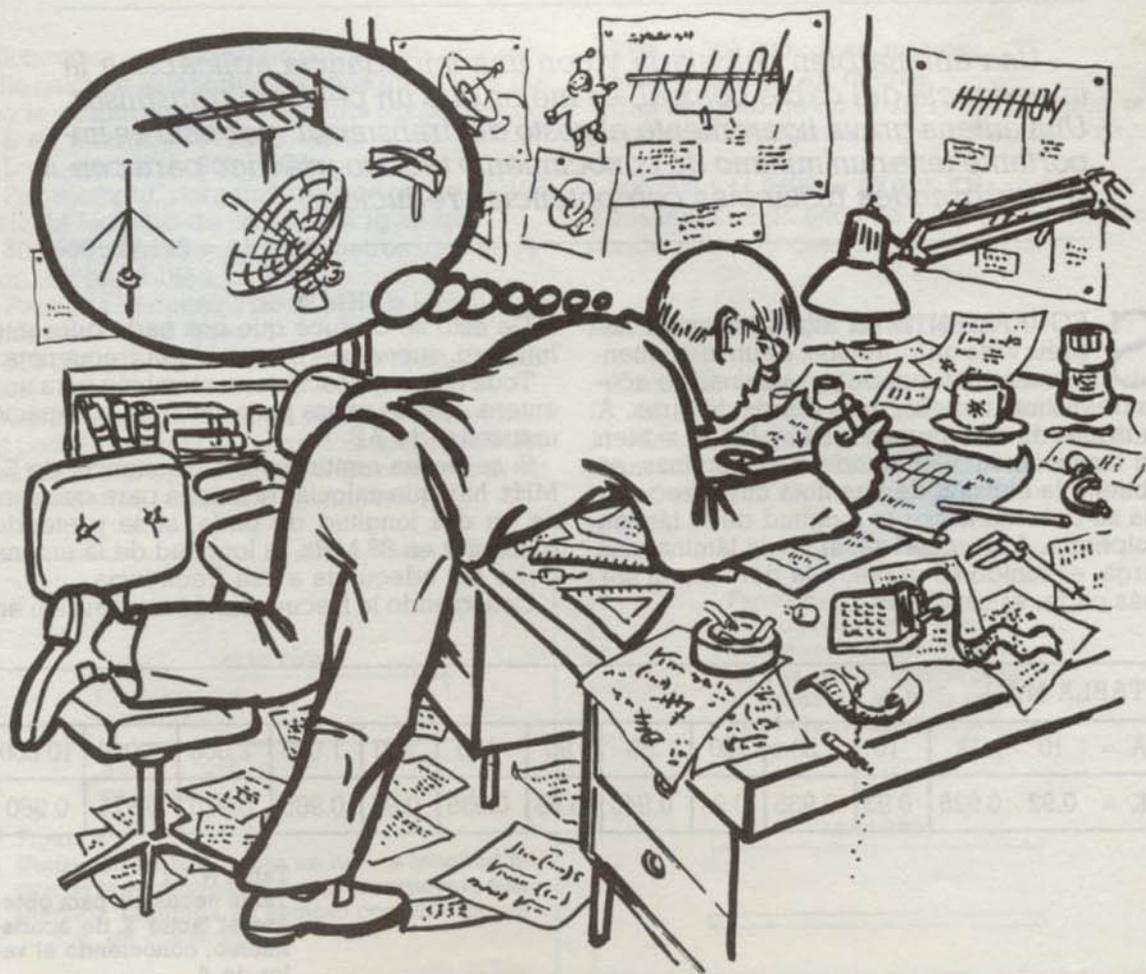
Si se dispone de un oscilógrafo

Si tenéis un oscilógrafo, ya sabemos, que puede tener al máximo una banda pasante de 10 ó 15 MHz. y resultan escasos para poder visualizar una frecuencia de 27 MHz., sería necesario un oscilógrafo con una banda pasante de 25-30 MHz. que pocos poseerán.

Por lo tanto es difícil ver en la pantalla si vuestra portadora AF, queda modulada al 30 ó 100 por 100.

Precios de los circuitos impresos y Kits de este n.º en pág. 78.

Diseñe su propia ANTENA para radioaficion



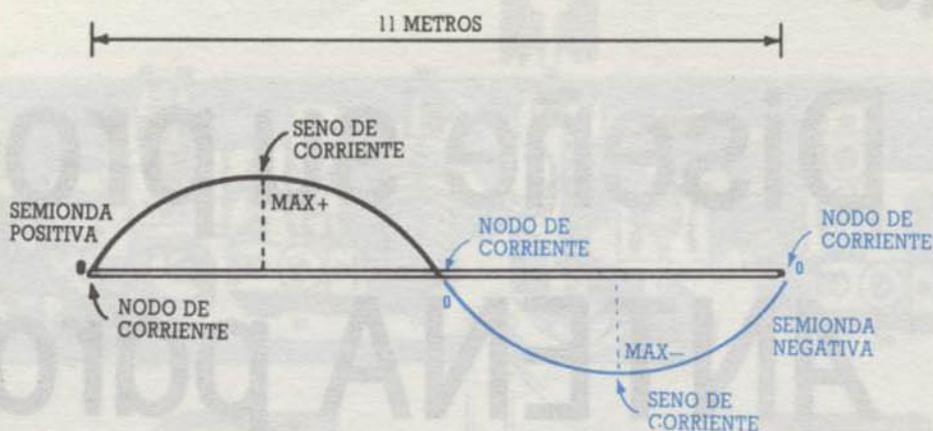


Figura 1

Un hilo de cobre con exactamente una LONGITUD DE ONDA de largo, es recorrido por una semionda positiva y por una semionda negativa. En el extremo izquierdo está el llamado NODO DE CORRIENTE (baja corriente y alta tensión) y a una distancia de 1/4 de onda hay un SEÑO DE CORRIENTE (alta corriente y baja tensión), a una distancia de media onda un nuevo NODO DE CORRIENTE y en el extremo derecho, un último NODO DE CORRIENTE.

Una antena bien calculada y con una impedancia aplicable a la impedancia del cable coaxial, es mejor que un perfecto transmisor. Una antena grava ligeramente el costo del transmisor, por esto es importante tener un mínimo de conocimiento teórico-práctico para conseguir grandes distancias con potencias reducidas.

SEGURAMENTE en alguna ocasión habréis visto un vibráfono, es un instrumento musical, formado por láminas de acero de distinto tamaño, unas detrás de otras. A la izquierda está la más larga y luego siguen en disminución. Golpeando estas láminas, se obtiene la emisión de una nota cuya frecuencia se determina por la longitud de la lámina golpeada. A la izquierda, al ser la lámina más larga, el sonido es grave, a la derecha al ser más corta, el sonido es agudo.

De esto se deduce que con cada diferente longitud, suena una determinada frecuencia.

Toda esta explicación sirve también para una antena, que se utiliza para emitir en el espacio una señal de AF.

Si se desea emitir en una frecuencia de 27 MHz, hay que calcular la antena para que suene en esa longitud de onda; si se pretende transmitir en 88 MHz, la longitud de la antena debe ser adecuada a esa frecuencia.

Conociendo la frecuencia de transmisión en

TABLA N.º 1

A =	10	12	15	20	30	50	80	100	200	1.000	2.000	6.000	10.000
K =	0.92	0.925	0.93	0.935	0.94	0.945	0.95	0.955	0.96	0.965	0.970	0.975	0.980

Tabla N.º 1

Tabla necesaria para obtener el factor K de acortamiento, conociendo el valor de A.

Figura 2

La semionda negativa podrá recorrer la mitad de la derecha de la longitud del hilo, sólo cuando la semionda positiva haya terminado su ciclo; y en ese instante media longitud de la izquierda queda inutilizada.

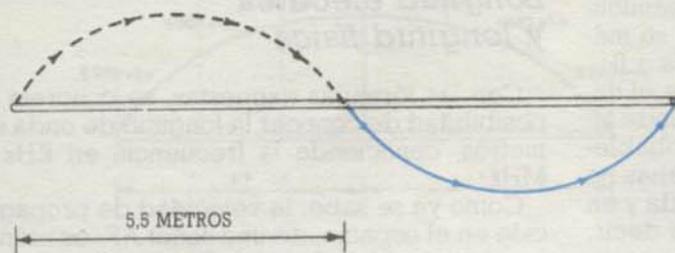
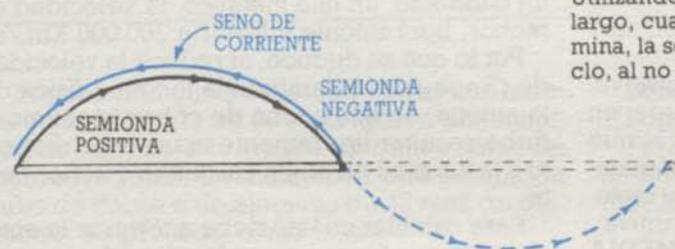


Figura 3

Utilizando un hilo con media longitud de onda de largo, cuando el ciclo de la semionda positiva termina, la semionda NEGATIVA lo utiliza para su ciclo, al no estar ocupado por la semionda positiva.



Kilohertzios o en Megahertzios, resulta muy sencillo calcular la longitud de onda en metros, como lo demuestran las fórmulas siguientes:

$$L \text{ en metros} = 300.000 : \text{KHz}$$

$$L \text{ en metros} = 300 : \text{MHz}$$

Por ejemplo, para una frecuencia de 27.125 KHz, la longitud de onda será igual que:

$$300.000 : 27.125 = 11,0599 \text{ metros (que se redondea en 11,06)}$$

Para una frecuencia de 88 MHz la longitud de onda será igual que:

$$300 : 88 = 3,409 \text{ metros (que se redondea en 3,41)}$$

Conociendo la longitud de onda en metros, es posible calcular la frecuencia en KHz ó MHz, realizando la operación a la inversa, es decir utilizando las siguientes fórmulas:

$$\text{KHz} = 300.000 : L \text{ en metros}$$

$$\text{MHz} = 300 : L \text{ en metros}$$

Una longitud de onda de 11,0599 metros, tal y como se ve, corresponde a una frecuencia de:

$$300.000 : 11,0599 = 27.125 \text{ KHz}$$

y una longitud de onda de 3,409 metros corresponde a una frecuencia de 88 MHz.

La longitud de la antena

Tomando como referencia la frecuencia de 27,125 KHz igual a una longitud de onda de 11,06 metros, si extendiéramos horizontalmente un hilo de cobre de 11 metros de largo, lo recorrería una onda completa, la mitad el se-

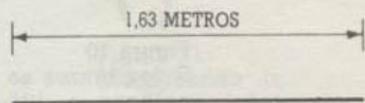
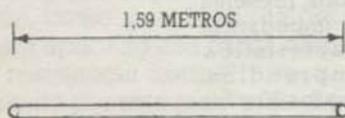


Figura 4

Utilizando para la antena un hilo, la longitud física de la antena resultará mayor respecto a una idéntica, realizada en cambio con un tubo de 12 mm. de diámetro.

Figura 5

Con un tubo de 12 mm. de diámetro, la longitud física de una antena, resulta para la banda de 88 MHz corta por 4 cm., respecto a la de la fig. 4.



miperíodo positivo y la otra mitad el negativo (ver fig. 1).

Como se puede observar, empezando por el extremo de la izquierda, la sinusoidal de 0 sube para alcanzar su máximo positivo a 1/4 de onda, después baja nuevamente a 0 a media longitud de onda, después empieza la semionda negativa, que después de alcanzar su máximo, vuelve al extremo de la derecha a 0.

Los puntos en los que la onda alcanza el mínimo se llaman **nodos de corriente** y donde alcanza el máximo **seno de corriente**. Probablemente os preguntaréis por qué las antenas no tienen la longitud que la longitud de onda y en cambio son de **MEDIA LONGITUD**, es decir, un dipolo para la banda de 27 MHz, en vez de ser de 11 metros, es solamente de 5,5 metros y a veces aún menos.

El motivo de esto, tiene una explicación muy sencilla.

Como se ve en la fig. 2, la semionda positiva, empezando por el extremo de la izquierda, en el centro ya ha completado su ciclo, por lo que ya no existe, en este punto empieza la semionda negativa y cuando haya terminado su ciclo, volverá a representarse la semionda positiva.

Por lo tanto, si se acortase la antena a **MEDIA LONGITUD DE ONDA**, terminada la semionda positiva, la semionda negativa hace el mismo recorrido en sentido contrario (ver fig. 3).

En el centro de una antena de **media longitud de onda** (es decir, 1/4 de longitud de onda), hay siempre un **seno de corriente positivo** y a continuación un **seno de corriente negativo**, en cambio en los extremos un **nodo de corriente**.

Para recordar los términos «seno» y «nodo», sólo hay que pensar que el punto donde la onda parte de 0 y termina en el otro extremo, queda como «anudado» al cable de la antena; en cambio en el centro, al estar libre, se separa

tomando la forma de un semicírculo y de aquí viene el nombre de «seno». En un seno hay siempre la **MAXIMA CORRIENTE**, en un nodo la **MINIMA CORRIENTE**.

Longitud eléctrica y longitud física

Con las fórmulas expuestas, se concreta la posibilidad de conocer la longitud de onda en metros, conociendo la frecuencia en KHz ó MHz.

Como ya se sabe, la velocidad de propagación en el espacio, de una señal AF, es idéntica a la velocidad de la luz, 300.000 Km. por segundo, pero si la señal AF se propaga mediante un conducto, un hilo metálico, la velocidad es menor, ligeramente inferior a 300.000 Km./s.

Por lo que se deduce, al reducir la velocidad de propagación, también la longitud física de la antena, de hilo o tubo de cobre (o aluminio) debe resultar ligeramente más corta, respecto a la longitud eléctrica calculada anteriormente.

Para calcular cuánto debe acortarse la antena, para que funcione con la misma frecuencia de transmisión, es necesario hacer lo siguiente:

— Conociendo la longitud de onda en metros, hay que dividirla por el diámetro del cable (en milímetros) que se emplea para la realización de la antena; después multiplicarlo por 100, para obtener un dato definitivo A que es necesario para calcular el factor K, por lo tanto:

$$A = L \text{ metros} : (\text{diámetro del cable en mm.}) \times 100$$

— Conociendo el valor de A, mediante la tabla 1 es posible calcular el factor K de acortamiento.

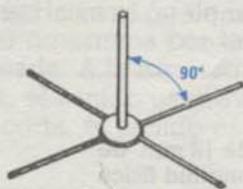


Figura 8
Una antena ground-plane, con los brazos colocados a 90 grados, presenta una impedancia característica comprendida entre los 30 y los 36 ohm.

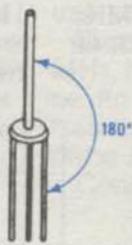


Figura 9
Plegando los brazos a 180 grados, como para obtener un dipolo vertical, la impedancia característica asume un valor comprendido entre los 70 y 80 ohm.

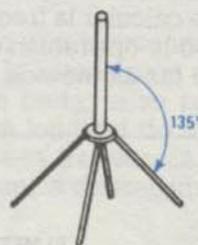


Figura 10
Si los brazos se colocan a 135 grados, la impedancia de la antena puede variar de un mínimo de 50 ohm. a un máximo de 55 ohm.

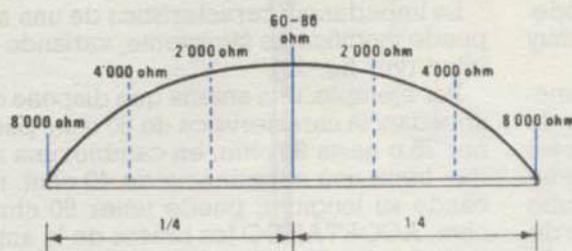


Figura 6

Con una antena de MEDIA longitud de onda de larga, en el SENO de corriente habrá una impedancia de unos 8.000 ohm.

Para obtener el máximo rendimiento de una antena, no es sólo necesario calcular la longitud física exacta, sino también es necesario adaptar la impedancia para que ésta resulte análoga a la del cable coaxial de bajada.

Suponiendo que se quiera realizar una antena para la banda de 88 MHz igual a una longitud de onda de 3.40 metros, utilizando cable de cobre de 1 mm. de diámetro y otra antena de tubo de cobre o de aluminio de 12 mm. de diámetro, se procede como sigue:

para la antena de cable de 1 mm. de diámetro, se empieza calculando el valor de **A**:

$$A = 3.40 : 1 \times 100 = 340$$

al no existir en la tabla un valor de **A** igual a 340, se coge el inmediato menor, en nuestro caso será 200 y de este se deduce que **K = 0.96**

Para la antena de tubo de 12 mm. de diámetro, el valor de **A** es distinto del anterior:

$$A = 3.40 : 12 \times 100 = 28$$

tampoco para este número existe un valor de **A** que corresponda a 28, el inmediato menor es 20, por lo que se deduce que **K = 0.935**.

Conociendo el valor de **K**, la fórmula para calcular la **EXACTA LONGITUD FISICA** de una antena es:

$$\text{Longitud metros} = 300.000 : (2 \times \text{KHz}) \times K$$

$$\text{Longitud metros} = 300 : (2 \times \text{MHz}) \times K$$

Para una frecuencia de 88 MHz realizando la antena con cable de 1 mm. o con tubo de 12 mm., se obtienen estas dos distintas longitudes:

$$(\text{cable de 1 mm.}) 300 : (2 \times 88) \times 0,96 = 1.63 \text{ metros}$$

$$(\text{tubo de 12 mm.}) 300 : (2 \times 88) \times 0,935 = 1.59 \text{ metros}$$

Si ahora se quisiera realizar una antena a dipolo para la banda de los 27 KHz utilizando cable de cobre de 2 mm., la primera operación es la de conocer la longitud real eléctrica que corresponde a esta frecuencia

$$300.000 : 27.125 = 11,0599 \text{ (longitud eléctrica)}$$

Después hay que calcular el valor de **A** para poder conocer el factor **K**:

$$A = 11,0599 : 2 \times 100 = 552$$

Al no existir en la tabla 1 el factor **A** correspondiente al número 552, se pasa al factor inmediato menor, es decir, 200, que corresponde a un **K** de 0.96.

Con la fórmula que ya se conoce, la **longitud física** se calcula, para la antena de cable de 2 mm.

$$300.000 : (2 \times 27.125) \times 0.96 = 5.30 \text{ metros}$$

La impedancia de una antena

Una antena que resuene perfectamente en la longitud de onda de la señal AF a la que está aplicada, es decir, que tenga una longitud en metros igual a 1/2 o un múltiplo de esa frecuencia, se comporta desde el punto de vista de la absorción, como si en la salida del transmisor se hubiera aplicado una **carga ohmnica**, es decir una resistencia normal.

Justamente por este motivo, se dice que la antena presenta una impedancia característica de 52-75 ó 300 ohm.

ALTA IMPEDANCIA ↑
BAJA IMPEDANCIA ↓

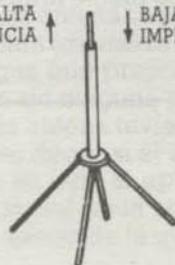


Figura 11
Modificando la longitud del cuerpo vertical, es posible aumentar o reducir la impedancia característica de cualquier antena.

Si tensamos horizontalmente un cable, cuya longitud sea **exactamente la mitad de la longitud de onda** de la señal AF aplicada, en los extremos habrá nodos de corriente y en el centro un seno y es de este seno de donde podemos sacar un valor ohmico de referencia, muy próximo a la realidad (ver fig. 6).

En teoría, en el centro de una antena semejante, la impedancia puede variar alrededor de **60 y 80 ohm** en los extremos, en los nodos; en cambio la impedancia puede variar desde un mínimo de 4.000 ohm si la antena es de un tubo de más de 6 mm. de diámetro, a un máximo de 8.000 ohm si la antena es de cable de cobre de menos de 3 mm. de diámetro.

Como se ve en la fig. 7, si la antena se colocara a una altura desde el suelo igual a 1/4 de la longitud de onda, su impedancia en el centro sería alrededor de 80 ohm, levantándola un poco, sin que alcance la mitad de la longitud de onda, la impedancia alcanzaría unos 98 ohm, colocándola a una altura igual a una longitud de onda, la impedancia sería unos 70 ohm, por lo tanto con la misma antena a diferentes alturas es posible conseguir diferentes valores de impedancia.

Esta impedancia, además de estar influenciada por la altura, también sufre variaciones si en los extremos hay aisladores o si cerca de la antena hay árboles, cables de teléfono o de electricidad o tubos metálicos.

Por lo tanto, una antena colocada en el tejado de una casa, tiene todos los elementos que modifican su impedancia característica debajo del tejado, como son los cables de la red, los tubos hidráulicos o los canales de agua.

Una antena vertical, del tipo grund-plane, con los brazos colocados a 90 grados (ver fig. 8), a diferencia de una antena dipolo horizontal, presenta una impedancia de unos 30-35 ohm. Si se pliegan los brazos horizontales totalmente hacia abajo (ver fig. 9), se convierte en un sencillo dipolo vertical y en este caso la impedancia en el centro del dipolo estaría alrededor de

70 ohm de mínimo y 80 ohm de máximo. Colocando los brazos a 135 grados (ver fig. 10), la impedancia asumiría valores comprendidos entre un mínimo de 50 y un máximo de 55 ohm.

La impedancia característica de una antena, puede modificarse fácilmente, variando su longitud (ver fig. 11).

Por ejemplo, una antena que dispone de una impedancia característica de 80 ohm, puede tener 75 o hasta 90 ohm, en cambio, una antena que tiene una impedancia de 40 ohm, modificando su longitud, puede tener 50 ohm o 30 ohm; **ACORTANDO** los brazos de la antena la impedancia **DISMINUYE**, **ALARGANDOLOS** en cambio la impedancia **AUMENTA**.

Precisamente por este motivo, las extremidades de todas las antenas de transmisión son regulables para modificar su longitud, para que la impedancia característica, en función a la frecuencia de transmisión, pueda adaptarse a valores de 52 o 75 ohm, es decir, en las dos impedancias características de los cables coaxiales que se usan normalmente como líneas de transferencia para llevar la señal AF desde la salida del transmisor a la antena.

Por qué es necesario adaptar la impedancia

Para reducir al mínimo la pérdida de AF, es indispensable adaptar perfectamente la impedancia de salida del transmisor, con el valor de impedancia del cable coaxial que se utiliza como línea de transferencia y la antena a la impedancia del cable coaxial.

Empleando un ejemplo hidráulico, se puede comparar la antena a un tubo, en el centro del cual hay un empalme cuyo diámetro (impedancia característica) se utiliza para acoplarlo a la línea de bajada, es decir, a un segundo tubo, que saca agua de la fuente (transmisor) y la pasa a la antena.

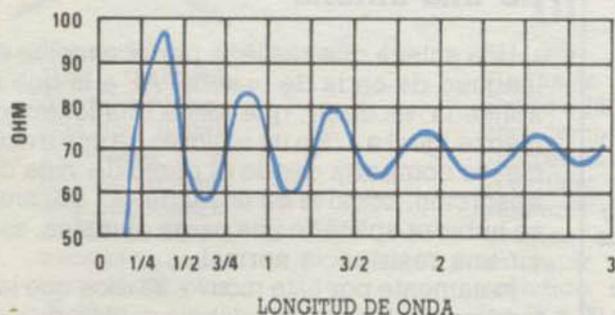


Figura 7
Impedancia característica en el seno de corriente de un dipolo horizontal; varía en función de la altura. Además contribuyen a modificar la impedancia los aisladores colocados en los extremos, los árboles, los tubos hidráulicos y los canales situados en las inmediaciones de la antena.

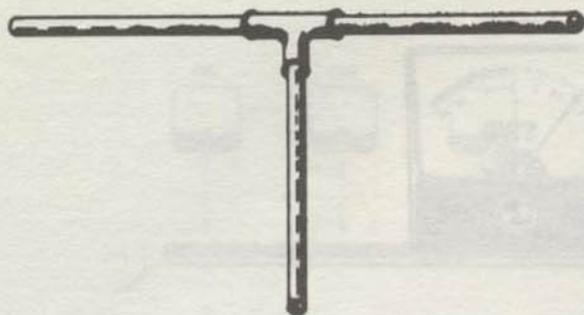


Figura 12
Adaptar una impedancia, quiere decir, buscando una analogía hidráulica, meter en un tubo (antena) agua, sacándola de un segundo tubo (cable de bajada). Si la unión de los tubos es perfecta, al ser los dos diámetros iguales, no se producirán pérdidas.

Figura 13
Si el diámetro del tubo antena (impedancia antena) es mayor que el del cable coaxial, parte del agua se saldría por causa de la desadaptación de los diámetros y al tubo antena llegaría menos agua de la que pasa por el cable coaxial.

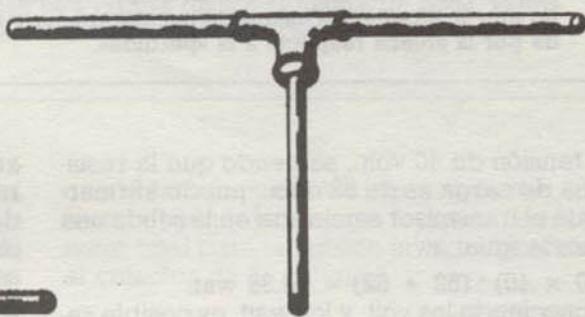
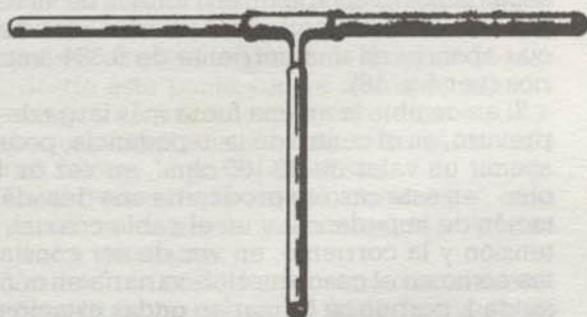


Figura 14
De la misma forma, si el diámetro del tubo antena resultara menor que el del cable coaxial, al no ser la unión perfecta (impedancia), se perdería mucha agua. Para poder obtener de una antena el máximo rendimiento, es necesario que su impedancia sea siempre idéntica a la del cable coaxial.

Si tenemos un cable coaxial con una impedancia de 52 ohm (diámetro del tubo 52 mm.) y se conecta a una antena cuya impedancia es también de 52 ohm (diámetro del empalme 52 mm.), todo el agua que proporciona la fuente, pasa a la antena sin ninguna pérdida (fig. 12).

Si en cambio la antena tuviera una impedancia de 80 ohm, es decir, si el empalme tuviera un diámetro de 80 mm., al aplicarlo a un tubo de 52 mm., parte del agua se perdería y a la antena llegaría menos de la que pasa por el tubo (fig. 13).

Aunque la impedancia de la antena fuera menor, de 30 ohm por ejemplo, tendría por lo tanto un diámetro inferior al del tubo de conexión (fig. 14), se obtendrían de igual manera «pérdidas», al no resultar perfecta la conexión, una cierta cantidad de agua se perdería.

Para establecer si la impedancia de una antena es idéntica a la del cable coaxial, se utiliza un instrumento llamado MEDIDOR DE ONDAS ESTACIONARIAS, conocido también con el nombre de medidor de SWR (Stading-Wave

Ratio) o de ROS (Recherche des Ondes Stationnaires), que conectado en serie a la línea de bajada, indica cuánta señal AF se envía a la antena y cuánto se pierde por inadaptación.

Cómo se forman las ondas estacionarias

Aplicando en la salida del transmisor una sonda de carga formada por una resistencia ANTIINDUCTIVA con un valor de 52 ohm, en sus extremos, estará disponible una señal AF que rectificada con un diodo, proporciona una tensión continua cuyo valor es proporcional a la potencia del transmisor, tal y como resulta de esta fórmula:

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

Donde volt. es el valor de la tensión rectificada y R es el valor en ohm. de la resistencia de carga.

Si por ejemplo se saca de la sonda de carga



Figura 15

El instrumento que se aplica en los medidores de ondas estacionarias, indica la relación existente entre la onda directa y la onda reflejada.

Conociendo esta relación, con un simple cálculo, explicado en el artículo, es posible obtener no sólo la impedancia exacta de nuestra antena, sino también el porcentaje de potencia emitida por la antena respecto a la «perdida».

una tensión de 40 volt., sabiendo que la resistencia de carga es de 52 ohm., puede afirmarse que el transmisor suministra en la salida una potencia igual a:

$$(40 \times 40) : (52 + 52) = 15,38 \text{ wat.}$$

Conociendo los volt. y los watt. es posible saber cuánta corriente pasa por la resistencia, utilizando la siguiente fórmula:

$$\text{Amper.} = W : V$$

Por lo tanto, para una potencia de 15,38 watt. y una tensión de 40 volt., la corriente que pasa a la sonda de carga es igual a:

$$15,38 : 40 = 0,384 \text{ amper.}$$

Si tuviésemos ahora un cable coaxial de 100 m. de largo cuya impedancia fuera de 52 ohm. y conectásemos en sus extremos (ver fig. 17) la misma sonda de carga, tendríamos exactamente la misma tensión, 40 volt. Si cortáramos este cable por cualquier punto y controlásemos qué tensión hay disponible, utilizando la misma sonda, el valor no cambiaría, es decir, midiendo en cualquier punto la tensión que hay en el cable coaxial, resultaría siempre la misma, 40 volt.

Si se quitara de los extremos del cable coa-

xial, la sonda de carga y en su lugar se aplicara un dipolo con los brazos exactamente igual de largos que 1/4 de onda, calculados para una impedancia de 52 ohm., en el punto de unión seguiríamos encontrando una tensión de 40 volt. y la antena al comportarse como una «resistencia» absorbería una corriente de 0,384 amperios (ver fig. 18).

Si en cambio la antena fuera más larga de lo previsto, en el centro de la impedancia, podría asumir un valor de 80-100 ohm., en vez de 52 ohm., en este caso se produciría una desadaptación de impedancia y en el cable coaxial, la tensión y la corriente, en vez de ser constantes como en el caso anterior, variaría en continuidad, porque se formarían **ondas estacionarias** (ver fig. 19); en la práctica la semionda negativa no volvería a salir por el extremo de la antena, sino antes y terminaría también antes en el lado opuesto, por lo tanto, en el centro, donde se ha conectado el cable coaxial, no habría como en la fig. 18, un seno de corriente de valor constante, sino varios valores intermedios.

Habría que decir lo mismo, si la antena resultara más corta, en este caso la impedancia

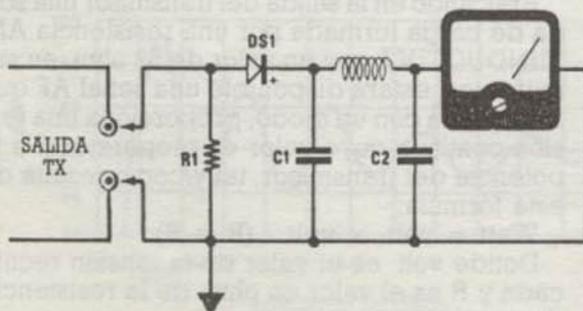


Figura 16

Una sonda de carga, está compuesta simplemente por una resistencia ANTIINDUCTIVA (ver R1), un diodo detector, una impedancia JAF1 y dos condensadores de fuga. En el tester se puede suministrar una tensión y con ésta se puede conseguir la potencia en watt. del transmisor.

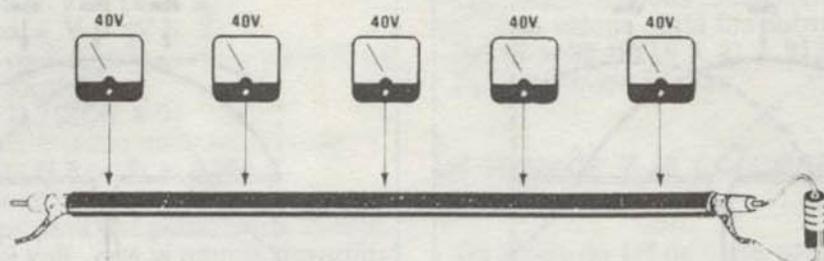


Figura 17

Cuando la impedancia que se aplica en los extremos del cable coaxial (antena o sonda de carga) es igual a la del cable coaxial, aunque éste tuviera 100 o más metros de largo, habría en cualquier punto la misma tensión sacada mediante la sonda de carga directamente en la salida del transmisor.

en vez de ser de 52 ohm., podría tener un valor de 40 ohm. y también en este caso habría ondas estacionarias (ver fig. 20); en cuanto a la semionda positiva que debería alcanzar la derecha del extremo de la antena, resultando más corta, se completa utilizando la longitud que falta, desde este punto vuelve a salir la semionda negativa, que al no encontrar en el otro extremo una longitud suficiente, utilizará también en el retorno la parte que falta.

En el centro de la antena, como en el caso anterior, no se presenta un seno de corriente de valor constante.

Variando la posición del seno de corriente, variará en consecuencia la impedancia y esto creará la formación de ondas estacionarias, por lo tanto la antena no absorberá totalmente la potencia suministrada por el transmisor, provo-

cando así innumerables inconvenientes, el primero, el poner fácilmente fuera de uso el transistor final para la tensión inversa, que vuelve al colector de la antena.

Cómo se calculan las pérdidas por desadaptación

La escala del instrumento de un medidor de ondas estacionarias, como se ve en la fig. 15, está ajustada de uno al infinito, la aguja empieza por 1, después 1.5 - 2 - 3 - 5 - 10 hasta el infinito. En base a la indicación que proporciona la posición de la aguja, es posible establecer cuál es la impedancia característica de la antena, suponiendo que la salida del transmisor esté perfectamente acoplada con la misma im-

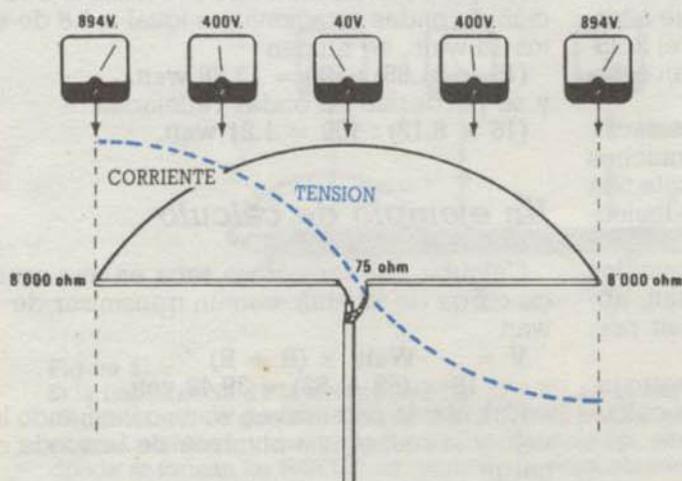


Figura 18

En el seno de corriente de un dipolo perfectamente adaptado, encontraremos siempre la misma tensión y una misma absorción de corriente.

Si se aleja del seno de corriente hacia los nodos de los extremos, la tensión aumenta proporcionalmente, aumentando también el valor de la impedancia característica.

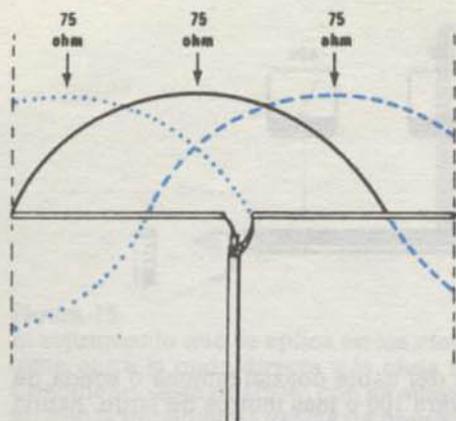


Figura 19

Si la antena fuera más larga de lo necesario, la semionda negativa utilizaría, para iniciar su ciclo, la longitud excedente y al hacer el SENO de corriente se desplazaría a cada semiciclo hacia la derecha o hacia la izquierda, por lo tanto en el centro, la impedancia no sería nunca constante.

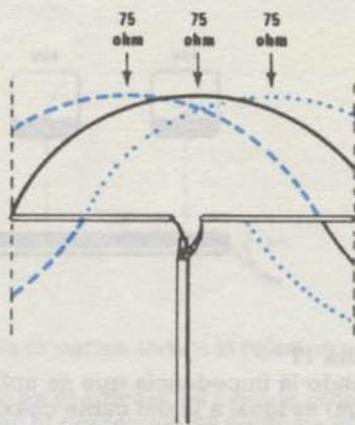


Figura 20

Si la antena fuera más corta de lo necesario, la semionda positiva, al no tener una longitud suficiente para completar su ciclo, utilizará la parte que falta y al término del ciclo empezará la semionda negativa. También en este caso, en el centro de la antena, no puede encontrarse un SENO de corriente.

pedancia del cable coaxial que se utiliza para la transferencia de la energía AF a la antena.

Por ejemplo, si el ROS-metro indicase una relación de 1,2, sabiendo que la salida del transmisor está ajustada para 52 ohm. y la impedancia del cable coaxial es también de 52 ohm., la antena utilizada presentaría en este caso una impedancia de:

$$52 \times 1,2 = 62,4 \text{ ohm.}$$

o bien de:

$$52 : 1,2 = 43,3 \text{ ohm.}$$

Para saber si la antena tiene una impedancia de 64,4 ohm. (antena más larga de lo necesario) o una impedancia de 43,3 ohm. (antena más corta de lo necesario), sólo hay que acortar o alargar la antena, controlando en el ROS-metro si las ondas estacionarias aumentan o disminuyen.

Normalmente una relación de ondas estacionarias de 1,2 es aceptable, incluso en muchos casos se considera como óptima una relación de 1,5, puesto que así se obtiene un rendimiento próximo al 95,99 por 100.

Conociendo el valor de ROS, con sencillas operaciones, es posible calcular los watt. absorbidos y emitidos por la antena y los watt. perdidos por desadaptación.

Pongamos por ejemplo, que el ROS-metro indica una relación de 1,8, en seguida se calcula el coeficiente K de reflexión

$$K = (\text{ROS} - 1) : (\text{ROS} + 1)$$

En nuestro caso tendríamos

$$K = (1,8 - 1) : (1,8 + 1) = 0,285$$

Con la siguiente fórmula se obtiene el porcentaje de energía reflejada

$$(K \times K) \times 100$$

$$(0,285 \times 0,285) \times 100 = 8,12$$

es decir, el 8,12 por 100 de la energía suministrada por el transmisor, se dispersa en ondas estacionarias. Restando de 100 el porcentaje reflejado, se obtiene el porcentaje de la potencia emitida

$$100 - 8,12 = 91,88\%$$

La antena emitirá el 91,8 por 100 de la potencia suministrada por el transmisor.

Suponiendo que el transmisor suministra 15 watt. y en el ROS-metro se presenta una relación de ondas estacionarias igual a 1,8 de estos 15 watt., se emiten

$$(15 \times 91,88) : 100 = 13,78 \text{ watt.}$$

y se perderían en ondas reflejadas

$$(15 \times 8,12) : 100 = 1,21 \text{ watt.}$$

Un ejemplo de cálculo

Calcular qué tensión se saca en una sonda de carga de 52 ohm. con un transmisor de 15 watt.

$$V = \text{Watt.} \times (R + R)$$

$$15 \times (52 + 52) = 39,49 \text{ volt.}$$

Calcular la potencia en watt., conociendo los volt. y la resistencia ohmica de la sonda de carga

$$\text{Watt.} = (V \times V) : (R + R)$$

$$(39,49 \times 39,49) : (52 + 52) = 14,99 \text{ watt.}$$

Calcular la fluctuación de tensión que hay en el seno de corriente, cuando el ROS-metro indica un valor de 1,8.

$$\text{Volt. mínimos} = V - (V \times K)$$

$$\text{Volt. máximos} = V + (V \times K)$$

El valor de K conociendo el valor de ROS se obtiene con la fórmula

$$K = (\text{ROS} - 1) : (\text{ROS} + 1)$$

Por lo tanto en nuestro caso tendremos:

$$K = (1,8 - 1) : (1,8 + 1) = 0,285$$

Sabiendo que la tensión en la sonda de carga es de 52 ohm., para una potencia de 15 watt. resulta de 39,49 volt., con la antena desadaptada en el seno de corriente, la tensión, por el motivo que se ve en la fig. 19 y 20, no resultará constante, sino que variará de un mínimo a un máximo, valores que pueden calcularse con las fórmulas:

$$\text{MINIMA} = V - (V \times K)$$

$$\text{MAXIMA} = V + (V \times K)$$

Por lo tanto tendremos:

$$39,49 - (39,49 \times 0,285) \text{ 28,24 volt. mínimos}$$

$$39,49 + (39,49 \times 0,285) \text{ 50,74 volt. máximos}$$

Con estos dos valores de mínimo y máximo, es posible calcular también el valor de ROS, dividiendo la máxima tensión por la mínima

$$\text{ROS} = \text{Volt. máximos} : \text{Volt. mínimos}$$

$$50,74 : 28,24 = \text{ROS } 1,796 \text{ (en la práctica } 1,8)$$

Conociendo los valores de tensión mínimos y máximos, establecer cómo varía la impedancia de la antena, en presencia de 1,8 de ondas estacionarias.

$$\text{Ohm.} = (V \times V) : (W \times 2)$$

En nuestro caso tendríamos:

$$(28,24 \times 28,24) : (15 \times 2) = 26 \text{ ohm.}$$

resistencia mínima

$$(50,74 \times 50,74) : (15 \times 2) = 85 \text{ ohm.}$$

resistencia máxima

La impedancia de nuestra antena por el motivo que se refleja en las fig. 19 y 20, variará de un mínimo de 26 a un máximo de 85 ohm.

Si no hubiera ondas estacionarias la impedancia de la antena sería fija sobre un valor de $(39,49 \times 39,49) : (15 \times 2) = 51,98 \text{ ohm.}$

En la práctica 52 ohm.

La tensión y la corriente en una antena

Un dipolo de 1/4 de onda, presenta en el centro una impedancia de unos 75 ohm. (ver fig. 18), después poco a poco, según se acerca a los extremos, esta resistencia aumenta proporcionalmente para alcanzar en los nodos de corriente, un valor de unos 8.000 ohm.

Quedando fija la potencia en watt. del transmisor, es lógico que en el centro de la antena haya un MINIMO de tensión y en los extremos un MAXIMO.

Estos valores pueden fácilmente determinarse, utilizando la siguiente fórmula:

$$V = W \times (R + R)$$

Teniendo a disposición un transmisor de 50 watt., es posible saber qué tensión hay en el centro de la antena, es decir, en el **seno de corriente** y en sus extremos, en los **nodos de corriente**.

$$50 \times (75 + 75) = 86,6 \text{ volt.}$$

tensión en el seno de corriente

$$50 \times (8.000 + 8.000) = 894 \text{ volt.}$$

tensión en el nodo de corriente

Como puede observarse, con sólo 50 watt., en los extremos de una antena se obtienen tensiones importantes. Por este motivo, realizando unos dipolos con hilo de cobre, donde es ne-

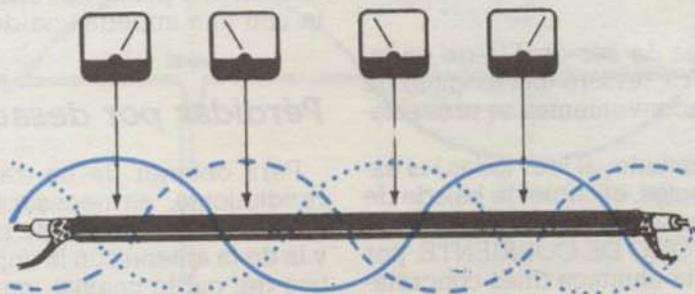


Figura 21

Si la impedancia de la antena (ver fig. 19 y 20) en el punto de unión con el cable coaxial no es constante, es que hay ONDAS ESTACIONARIAS y esto significa que a lo largo del cable coaxial no habrá, como en la fig. 17, una tensión fija, sino tensiones variables. En los puntos donde se forman los NODOS de corriente pueden obtenerse tensiones de unos 800-1.000 volt., que podrían recalentar el cable o incluso perforarlo.

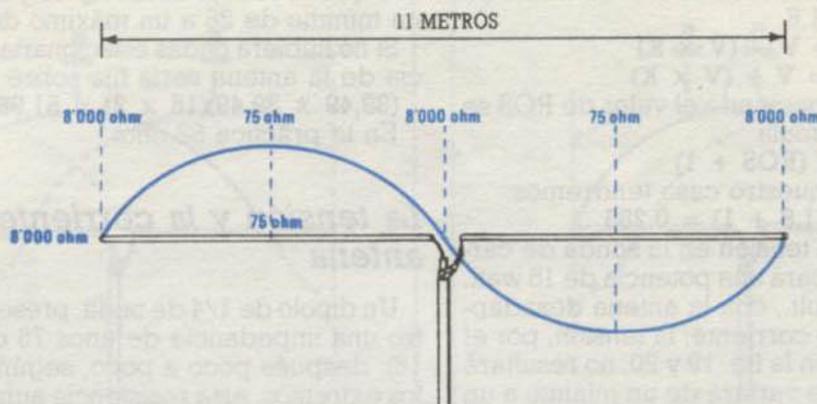


Figura 22

Habíamos aconsejado erróneamente utilizar una antena de una onda completa de larga, en vez de media onda, en este caso habiendo conectado el cable coaxial en el centro y habiendo en este punto 8.000 ohm. (nodos de corriente), la antena resulta totalmente desadaptada, por lo que las pérdidas son totales. Para resolver este problema, os remitimos a la fig. 23.

cesario aplicar aisladores en los extremos, es indispensable elegirlos de óptima calidad (de cerámica o de plexiglas).

Conociendo la potencia del transmisor y las tensiones que hay en el seno y en los nodos de corriente, se puede fácilmente calcular las corrientes en estos dos puntos utilizando la siguiente fórmula:

$$\text{Amper.} = W : V$$

En nuestro caso tendríamos:

$$50 : 86.6 = 0,577 \text{ amper. (en el seno de corriente)}$$

$$50 : 894 = 0.055 \text{ amper. (en el nodo de corriente)}$$

¿Si la antena fuera de una onda completa?

Si la antena en vez de ser de 1/4 de onda, como se ve en la fig. 3, tuviera una longitud de media onda, ¿qué inconvenientes se presentarían?

Como ya habréis intuido, al leer todas las explicaciones precedentes, el cable de bajada de 75 ohm., no estaría conectado en el seno de corriente, sino en un NODO DE CORRIENTE, por lo tanto la resistencia ohmnica (más concretamente la impedancia característica) en este punto no es de 75 ohm., sino más bien alrededor de 8.000 ohm. (ver fig. 22).

Con esta desadaptación de impedancia, las pérdidas AF serían elevadas, como se evidencia mediante las fórmulas que ya conocemos:

$$\text{ROS} = 8.000 : 75 = 106$$

$$K = (106 - 1) : (106 + 1) = 0,98$$

coeficiente de onda reflejada

$$(0,98 \times 0,98) \times 100 = 96\%$$

porcentaje de onda reflejada

$$100 - 96 = 4\%$$

porcentaje de AF emitida

Puesto que nuestro transmisor experimental suministra unos 0,5 watt., se emiten al espacio sólo

$$(0,5 \times 4) : 100 = 0.02 \text{ watt.}$$

y se dispersan por desadaptación

$$(0,5 \times 96) : 100 = 0,48 \text{ watt.}$$

Para resolver este inconveniente, se pueden adoptar dos soluciones, acortar los dos brazos del dipolo a unos 2,5 m. cada uno o dejar la antena con una longitud de onda de largo, pero alimentándola en el SENO DE CORRIENTE, es decir a 2,25 m. como se ve en la fig. 23, de hecho, en este punto, nos encontramos nuevamente con una impedancia de 75 ohm.

Pérdidas por desadaptación

Para obtener de un transmisor, el máximo rendimiento, es necesario adaptar perfectamente la impedancia de salida del transmisor y la de la antena con la impedancia característica del cable coaxial, que se utiliza para pasar la señal AF, que como ya sabemos se obtiene en los dos valores standard de 52 ohm. o de 75 ohm.

Si hubiésemos ajustado la salida del transmisor a 52 ohm., utilizando después cable coaxial de 75 ohm. conectado a una antena adaptada a una impedancia de 52 ohm., habríamos obtenido una doble desadaptación, es decir, del

transmisor al cable coaxial y del cable coaxial al transmisor y por lo tanto, un aumento de pérdida de AF.

Calcular las pérdidas de un transmisor de 15 watt., ajustado para una impedancia de salida de 52 ohm., utilizando un cable coaxial de 75 ohm., conectado a un dipolo que presenta 52 ohm. de impedancia.

$$ROS = 75 : 52 = 1,44$$

Desadaptación entre la salida del transmisor y el cable coaxial

$$K = (1,44 - 1) : (1,44 + 1) = 0,18$$

$$(0,18 \times 0,18) \times 100 = 3,24\% \text{ de pérdida}$$

Por lo tanto, en los extremos del cable coaxial no hay 15 watt., sino mucho menos, más concretamente con 14,5 watt.

$$(15 \times 3,24) : 100 = 0,48 \text{ watt.}$$

(watt. perdidos por desadaptación)

$$100 - 0,48 = 14,5 \text{ watt.}$$

(watt disponibles en los extremos del cable coaxial).

Conectando ahora el cable coaxial de 75 ohm. a una antena de 52 ohm., se obtendrá otra desadaptación.

$$ROS = 75 : 52 = 1,44$$

(desadaptación entre el cable coaxial y la antena).

Como ya hemos visto anteriormente, esto comporta una pérdida del 3,24 por 100, por lo tanto al tener ahora sólo 14,5 watt. de los 15 suministrados por el transmisor, la antena emitirá sólo

$$100 - 3,24 = 96,76\% \text{ (porcentaje emitido)}$$

$$(14,5 \times 96,76) : 100 = 14 \text{ watt.}$$

Es decir, se ha perdido 1 watt. de 15 watt.

Si se prefiere evitar la realización de estos cálculos, se puede utilizar la tabla n.º 2, de la que se puede obtener rápidamente el porcentaje de potencia perdida y la emitida, conociendo la relación de ondas estacionarias indicadas por el ROS o calculadas por la fórmula:

$$ROS = (R \text{ mayor}) : (R \text{ menor})$$

No existe una antena con impedancia constante

Quien compre una antena y la conecte a su transmisor, porque le han asegurado que esta antena presenta una impedancia característica de 52 ó 75 ohm., sin controlar si existen en la línea ondas estacionarias, comete un error.

Como ya sabéis, la impedancia de una antena varía en función de la altura en la que se instala, altura que podría falsearse por la existencia de canales, instalaciones hidráulicas, cables de la red eléctrica y por la frecuencia de transmisión, por lo tanto una corrección de su longitud es necesaria en cualquier caso.

El ROS-metro es por ello, un instrumento indispensable para quien se dedique a la transmisión, gracias a él, es posible controlar si se alcanzan relaciones inferiores a 1,5-1,3, al acortar o alargar los brazos de la antena.

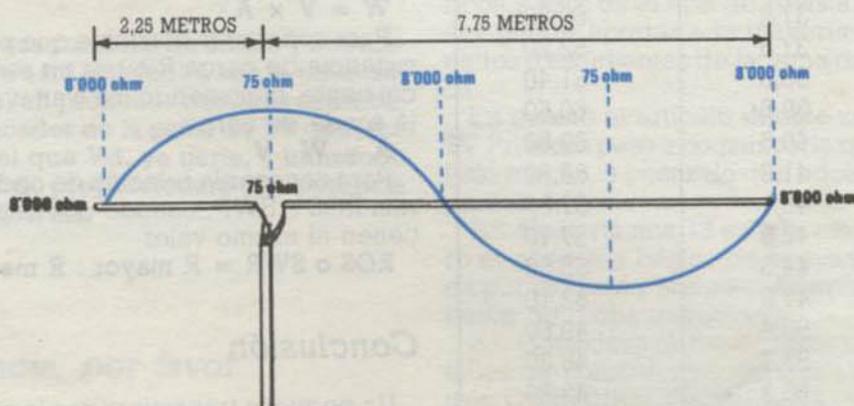


Figura 23

Si se quiere dejar la antena en una ONDA COMPLETA de larga, para poderla acoplar a un cable coaxial de 75 ohm., necesariamente hay que conectarla en un SENOS de corriente, es decir, a 1/4 de onda respecto a uno de los dos extremos. Haciéndolo así, la antena resulta perfectamente adaptada al cable coaxial y no se tendrá ninguna pérdida más por desadaptación de la impedancia.

TABLA ROS

ROS	Pérdida %	Rendimiento %
1	0	100
1,1	0,22	99,78
1,2	0,81	99,19
1,3	1,69	98,31
1,4	2,75	97,25
1,5	4	96,00
1,6	5,29	94,71
1,7	6,70	93,30
1,8	8,12	91,80
1,9	9,61	90,39
2	11,0	89,00
2,1	12,6	87,40
2,2	14,0	86,00
2,3	15,5	84,50
2,4	16,9	83,10
2,5	18,3	81,70
2,6	19,7	80,30
2,7	21,0	79,00
2,8	22,5	77,50
2,9	23,7	76,30
3	25,0	75,00
3,1	26,2	73,80
3,2	27,3	72,70
3,3	28,6	71,40
3,4	29,7	70,30
3,5	30,8	69,20
3,6	31,9	68,10
3,7	33,0	67,00
3,8	33,9	66,10
3,9	35,0	65,00
4	36,0	64,00
4,1	37,2	62,80
4,2	37,8	62,20
4,3	38,6	61,40
4,4	39,5	60,50
4,5	40,5	59,50
4,6	41,2	58,80
4,7	42,1	57,90
4,8	42,9	57,10
5	44,5	55,50
5,5	47,9	52,10
6	50,4	49,60
6,5	53,7	46,30
7	56,2	43,80
8	60,4	39,60
9	64,0	36,00
10	66,9	33,10
15	76,5	23,50
20	81,8	18,20
30	87,5	12,50
50	92,3	7,70

Es aconsejable, dejar siempre insertado en serie a la línea de bajada, este instrumento, porque así es posible constatar si a causa de agentes como viento, nieve, lluvia, etc., el cable coaxial se ha cortado o se ha soltado de un solo brazo, si se han producido notables variaciones de impedancia al posarse la nieve en la unión del cable y en el caso de que se vea la aguja del ROS-metro subir de 1,5 a 2 y 2,5, conviene inmediatamente apagar el transmisor para evitar males mayores.

Fórmulas útiles

Las fórmulas que exponemos a continuación, son útiles para conocer la corriente y la tensión en una antena y para calcular la potencia en wat, conociendo la tensión que hay en los extremos de una sonda de carga.

Para conocer la potencia en wat, conociendo la tensión en los extremos de la resistencia de carga R

$$W = (V \times V) : (R + R)$$

Para conocer los volt. que hay en los extremos de una sonda de carga, conociendo los wat y el valor de la resistencia de carga R.

Esta fórmula sirve también para conocer qué tensión hay en un seno de corriente o en un nodo de corriente, conociendo la impedancia indicada con R.

$$V = W \times (R + R)$$

Para conocer los amperios que pasan por la resistencia de carga R o en el seno de corriente de alimentación de la antena, conociendo su impedancia característica indicada con R

$$A = W : (R + R)$$

Para conocer los watt., conociendo la tensión en la sonda de carga y la corriente que pasa por ella, indicada con R

$$W = V \times A$$

Para conocer la corriente que pasa por la resistencia de carga R o por un seno o nodo de corriente, conociendo los watt. y la tensión en la sonda de carga

$$A = W : V$$

Para conocer la relación de ondas estacionarias ROS o SWR, cuando dos impedancias no tienen el mismo valor

$$ROS \text{ o } SWR = R \text{ mayor} : R \text{ menor}$$

Conclusión

Un pequeño transmisor con la salida perfectamente ajustada a la impedancia característica del cable coaxial, es decir, 52 ó 75 ohm. y una antena calculada para adaptarse a tal impedancia, permitirá alcanzar las mismas distancias que otros consiguen alcanzar utilizando potencias más elevadas y antenas desadaptadas.