



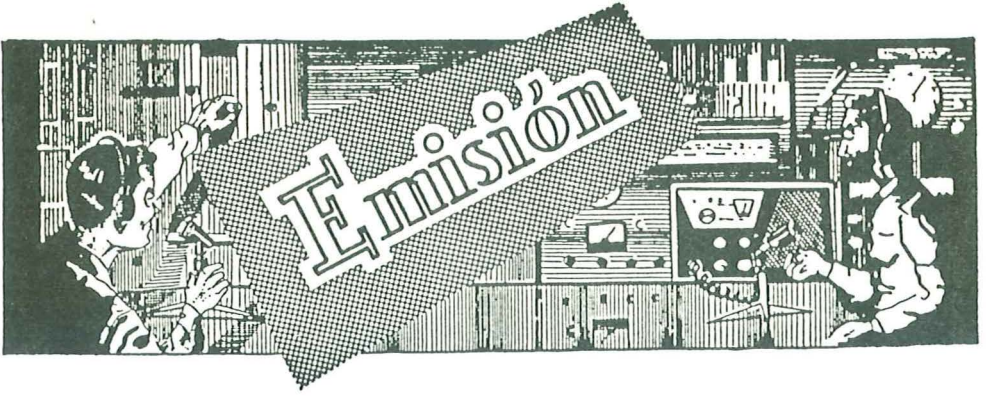
SELECCION TEMATICA DE TODO LO
PUBLICADO EN LA REVISTA URE.

2ª PARTE

13

I.T.V.
Y
FILTROS

Madrid, 1984



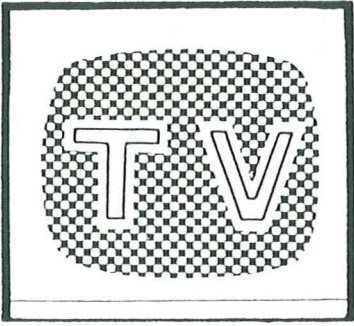
RADIO TECNIA



General

I. T. V.

13





UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑOLES

Maiquez, 48 1º
Madrid - 9

Depósito Legal: M-8838 Impreso en Novaprint, S.A. - Gral. Perón, 23

Prohibida la reproducción total o parcial
en cualquier forma que sea, sin autoriza-
ción expresa por escrito de la Unión de -
Radioaficionados Españoles.

INDICE GENERAL

Pag.	3	INDICE.
	7	RESPUESTAS ESPURIAS EN RADIO.
	7	- Ondas espurias producidas por el emisor.
	9	- Ondas espurias producidas por el receptor.
	9	- Respuestas espurias del receptor.
	13	LA ELIMINACION DE LA RADIOFRECUENCIA ESPURIA.
	13	- Definición de interferencia.
	13	- Tomas de tierra, interconexión y apantallado.
	15	- Técnicas de diseño.
	15	- Técnicas generales de supresión.
	16	- Conclusión.
	17	FILTROS ANTI-ITV.
	17	- En nuestro domicilio.
	17	- Filtro pasabajos.
	19	- Filtro en "T".
	19	- Filtro para la red.
	19	- Filtro de manipulación.
	20	- El televisor.
	20	- Filtro pasa altos.
	21	- Filtro en "PI".
	21	- Filtro de funda sintonizada.
	22	- Filtro de funda sintonizada (de banda ancha).
	22	- Filtro sintonizado para 144 Mhz.
	22	- Conclusiones.

- Pag. 23 FILTROS PASA-ALTOS CONTRA I.T.V.
- 26 FILTRO PASA-ALTO CONTRA I.T.V.
- 27 LAS ITV, UN FANTASMA CONTRA EL QUE SE PUEDE LUCHAR.
- 28 FILTRO PASA ALTOS, CANAL 2 Y 4.
- 29 FILTROS DE PASA-ALTO, PARA LINEAS DE 75 OHMIOS.
- 30 - Filtro de paso alto, de 75 ohmios para cable coaxial.
- 31 - Diseño del filtro.
- 31 - Construcción del filtro.
- 32 - Rendimiento del filtro.
- 33 FILTROS PASABAJOS PARA GRAN POTENCIA.
- 38 FILTRO "DRAKE".
- 41 EL FILTRO DRAKE TV-3300 LP.
- 43 FILTRO PASABAJOS DE ALTA POTENCIA.
- 45 LO ULTIMO EN FILTROS.
- 47 FILTRO DE MEDIA ONDA AJUSTABLE.
- 53 CALCULO Y ACOPLAMIENTO DE FILTROS PARA ANTENAS DE U.H.F. y V.H.F.
- 54 - Separación de las bandas.
- 58 - Filtros pasa-banda.
- 59 - Montaje práctico de los filtros.
- 61 FILTRO HELECOIDAL PARA 2 METROS.
- 62 CALCULO, DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UNA CAVIDAD COAXIAL RESONANTE PARA 144 - 148 Mc/s
- 63 - Características técnicas.
- 64 - Datos constructivos.
- 64 - Ajuste.

Pag.	65	CAVIDAD RESONANTE-FILTRO PARA EMISION Y RECEPCION EN VHF.
	65	- Teoria del funcionamiento.
	65	- Construcción.
	66	- Ajuste.
	66	- Conclusiones.
	67	FILTROS PASABANDA PARA LA GAMA DE FRECUENCIAS VOCALES.
	71	- Uso de las tablas de French.
	73	- Comprobación de la respuesta proporcionada por el sistema descrito.
	75	FILTRO PASABAJOS PARA RECEPTOR Y AMPLIFICADORES.
	80	FILTRO DE RED.
	81	EL TUBO DE ESCAPE, UNA "FABULOSA" ANTENA.
	82	UN FILTRO EN AUDIOFRECUENCIA PARA CW.
	85	EL CODEMAX.
	89	FILTRO LOGICO PARA CW.
	92	FILTROS PARA CW.
	92	- Filtro activo.
	93	- Filtro digital.
	98	LOS ESQUEMAS DE CEFERINO.

Respuestas espurias en radio

Por D. LUIS RUBIO MENDEZ

Profesor de la Escuela de Transmisiones del Ejército

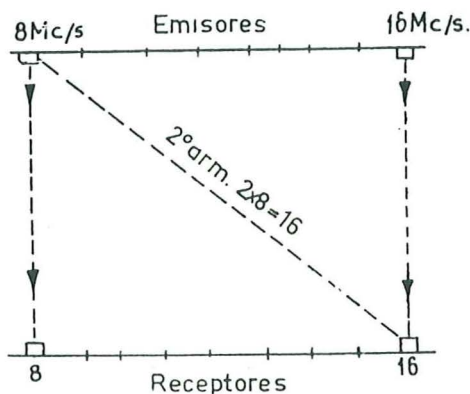
ONDAS ESPURIAS PRODUCIDAS POR EL EMISOR

Todo emisor produce, además de la frecuencia para la que está sintonizado, otras ondas de frecuencia múltiplo y submúltiplo de la de trabajo. Las primeras se llaman armónicos superiores, y las segundas, armónicos inferiores o subarmónicos. La de trabajo, a estos efectos, se llama fundamental. La frecuencia doble se denomina segundo armónico, y así sucesivamente.

Aunque existen razones de carácter matemático (serie de Fourier) para explicar y calcular la producción de estas oscilaciones indeseables, puede concebirse este fenómeno comparándolo con lo que sucede con los instrumentos musicales. En un cuerpo que vibra mecánicamente, la onda va y viene por él, pero sólo se produce resonancia cuando la longitud del mismo es un múltiplo sencillo de la longitud de onda. Ello es debido a que las reflexiones de la onda en los extremos se producen a un ritmo que está en consonancia con la frecuencia de la vibración. Ahora bien, el cuerpo no sólo vibra en toda su longitud, sino que también lo hace por fracciones pequeñas (longitudes de onda y múltiplos de ella), a frecuencias múltiplos de la fundamental, es decir, armónicas.

Igualmente sucede en el circuito osci-

lante. Este engendra una oscilación fundamental y simultáneamente los armónicos múltiplos de ella, si bien estos últimos son de menor amplitud a medida que el armónico es más alto (los armó-



Interferencia por el 2º armónico

Fig. 1

nicos impares son relativamente de mayor amplitud que los pares).

Cuando dos armónicos se heterodinan dan lugar, por diferencia y suma, a otros dos armónicos, que vienen a reforzar a los correspondientes de origen.

Por otra parte, en los emisores, la frecuencia de trabajo que sale por la antena suele ser un múltiplo de la del oscilador maestro, debido al empleo de do-

bladores (o multiplicadores). Ello da lugar a que salgan también las frecuencias submúltiplos de la de trabajo.

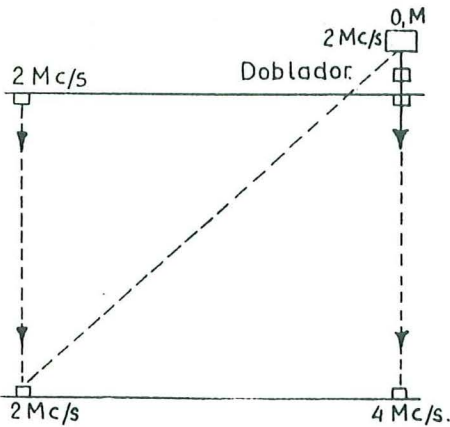


Fig. 2

La tragedia está en que todas estas ondas espurias salen moduladas y, al ser captadas por un receptor que esté

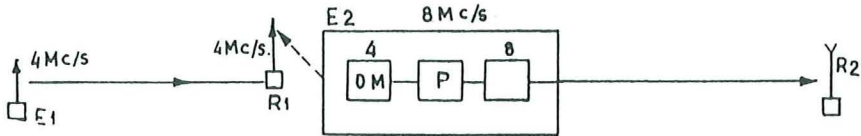
Las intensidades de campo que producen estas espurias son realmente insignificantes para distancias mayores de 200 metros; pero a pesar de ello causarán interferencia a receptores colocados próximos al emisor y que hayan de recibir a un corresponsal lejano.

Por ejemplo: La potencia del segundo armónico del transmisor militar B-191 (equipo de 100 W. de entrada), trabajando en 2,2 Mc/s., está a 35 decibelios por debajo de la fundamental. Es decir, que un receptor trabajando en 4,4 Mc/s. se verá interferido por la emisión del BC-191, como si éste radiara con una potencia:

$$P_2 = 60 \times \text{antilog. } 4,5 = 0,018 \text{ W.}$$

$$(P_1 = 60 \text{ W.})$$

Los manuales de los equipos de radio militares suelen llevar tablas de espurias para todas las frecuencias que emplee el emisor. A continuación se reproduce una de ellas (fig. 5).



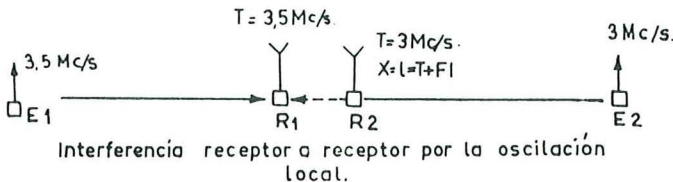
Disposición en el terreno de interferencia por subarmónicos

Fig. 3

sintonizado a la frecuencia de alguna de ellas, salen por su altavoz (figs. 1, 2 y 3).

En resumen, en todo emisor ha de te-

Otro tipo de espurias producidas en el emisor es la llamada *modulación cruzada*.



Interferencia receptor a receptor por la oscilación local.

Fig. 4

nerse presente evitar sobre todo la radiación de frecuencia doble y mitad de la de trabajo, ya que éstas serían captadas por los receptores próximos.

La antena de todo transmisor puede actuar simultáneamente como receptora al llegar a ella una onda potente. Si el último paso amplificador no es lineal, se

produce en él la consiguiente heterodinación, radiándose, además de la frecuencia diferencia, las combinaciones de esta última con las dos principales y con las secundarias. Ello da lugar a una gama de frecuencias con las modulaciones de ambos emisores, que interfieren doblemente cualquier receptor sintonizado en una de las frecuencias que se radian. Los receptores afectados pueden ser muchos y de una y otra banda de FE y FME.

Por ejemplo: Un emisor trabaja en 60 Mc/s. y su antenna recibe una onda de 50 Mc/s. Se heterodinan en el paso de salida y se forma una nueva onda de 10 Mc/s. Esta última se vuelve a combinar con las dos primitivas dando 40 y 70.

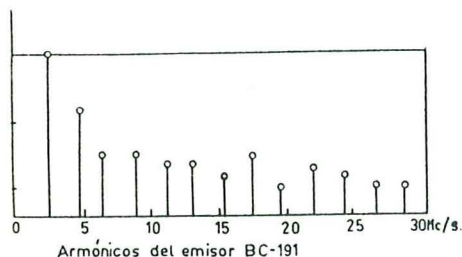


Fig. 5

Después con estas dos, dando 30 y 80, y así sucesivamente (fig. 6).

Este fenómeno ocurre en las poblaciones donde existen varias emisoras de relativa potencia en el núcleo de la ciudad.

ONDAS ESPURIAS PRODUCIDAS POR EL RECEPTOR

Como es sabido, todo receptor superheterodino ha de llevar un oscilador y, aunque los circuitos no están preparados para radiar sus oscilaciones, éstas se radian produciendo interferencias en otros equipos próximos cuya frecuencia de trabajo corresponda a la de oscilación del primero (fig. 4).

El valor de esta frecuencia espuria, en función de la de trabajo del interferente, es:

$$X = T \pm FI$$

donde

X = Frecuencia espuria.

T = Idem de trabajo.

FI = Idem intermedia del receptor.

Si el oscilador local trabajase por uno de sus armónicos, también pueden pro-

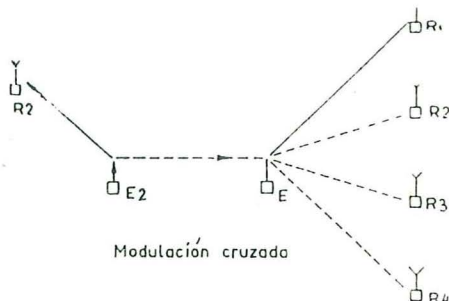


Fig. 6

ducirse espurias submúltiplos del valor antes obtenido para X.

La figura 7 representa las ondas que radia el receptor militar BC-342 cuando sintoniza 5 Mc/s.

RESPUESTAS ESPURIAS DEL RECEPTOR

Cuando el receptor reproduce en su altavoz la transmisión de una onda cuya frecuencia es distinta de la que tiene sintonizada, ésta se denomina *respuesta*

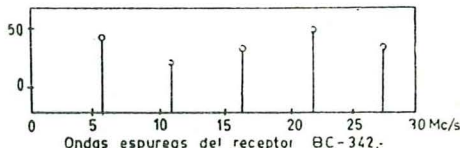


Fig. 7

espuria. Son éstas: La frecuencia imagen, la frecuencia intermedia, la de baido de ondas extrañas y otras de menos importancia.

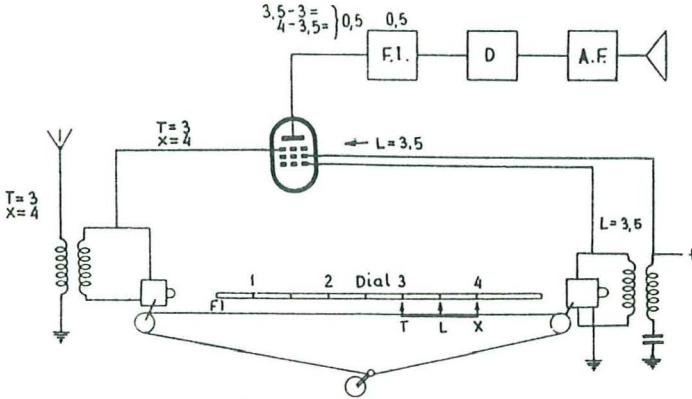
a) *La frecuencia imagen*.—Se produce en los superheterodinos cuando existe

en el éter una onda cuya frecuencia es de un valor tal, que al heterodinarse con la del oscilador local, en forma inversa a como lo hace la correspondiente, da como resultado la frecuencia intermedia. Esto trae como consecuencia la superposición en el altavoz de las dos señales, es decir, la interferencia.

oscilador local como sustraendo ($FI = T - L$), la imagen resulta ser de un valor inferior a la local en FI, e inferior a la señal en 2 FI.

$$X = L - FI \quad X = T - 2 FI$$

Ahora bien, en todos estos casos, la heterodinación se produce en el paso



Proceso de respuesta imagen en superherodino $FI=0,5$ Mc/s.

Fig. 8

En los receptores proyectados de forma que la frecuencia intermedia se obtiene por diferencia, actuando la local como minuendo y la señal como sustraendo ($FI = \text{local} - \text{señal}$), la frecuencia imagen X actúa de minuendo y la local de sustraendo. Por ello ha de tener un valor que supere a la local en el valor de la FI, y a la señal en dos veces el citado valor.

$$X = L + FI \quad X = T + 2 FI \text{ (fig. 8).}$$

Es decir, que si se está recibiendo una señal T de 3.000 Kc/s. con un receptor cuya frecuencia intermedia FI es de 500 Kc/s., la local L estará funcionando a 3.500. Si en ese momento existe en el éter una onda de 4.000 Kc/s., se heterodina con L ($4.000 - 3.500 = 500$), dando el valor de FI , y por tanto pasa por los filtros de FI como si fuese la misma señal T .

En los aparatos proyectados de forma que la FI se obtiene actuando el oscila-

conversor, es decir, después del selector de entrada y también, si es que existen, después de los pasos de de radiofrecuencia. Estos filtros previos, estando sintonizados en la frecuencia de la señal, sólo dejarán pasar muy débilmente a la frecuencia imagen. Por esta razón sólo se advertirá interferencia cuando aquella sea muy potente o bien cuando proceda de un emisor muy cercano.

b) *Respuesta imagen de la señal de trabajo.*—Si, estando recibiendo la señal de un determinado correspondiente, se varía la sintonía del receptor hasta alcanzar un valor que difiera del anterior T , en FI se volverá a oír al correspondiente (débilmente), pues éste actúa ahora como frecuencia imagen de la que se tenía sintonizada en el receptor. Esta operación podrá servir como recurso en ocasiones en que resulte imposible efectuar la sintonía de la fundamental por una causa cualquiera.

Este tipo de respuesta citada no debe considerarse como interferencia.

c) *Respuesta espuria a la frecuencia intermedia.*—Al sintonizar una determinada frecuencia en el receptor, se disponen los filtros anteriores al convertor de forma que pueda pasar ésta y dificulte o impida el paso a todas las demás, pero, en esta función de oponerse a los demás, son los pasos de frecuencia intermedia los más enérgicos, ya que éstos sólo están subordinados a la FI, que es constante. La sintonía de antena y los otros filtros que preceden al convertor no son tan enérgicos y siempre dejan pasar cierta cantidad de energía de las demás ondas. Por esta razón, si llega a la antena una onda de frecuencia igual a la intermedia del receptor, será atenuada en parte por los filtros previos, pero se inducirá y pasará con toda facilidad por los pasos de FI, llegando al altavoz con cierta intensidad para cualquier frecuencia de trabajo.

Este caso es frecuente cuando se trabaja en frecuencias próximas a la FI (cuando difieren en menos de uno 20 por 100 de ella; bandas PB y PM). Para que este efecto de interferencia sea poco acusado, una de las cualidades que ha de tener un receptor que se considere bueno es que la respuesta de salida para una señal igual a la frecuencia intermedia, aplicada a la entrada, sea 80 decibelios más baja que la misma señal aplicada al primer paso de frecuencia intermedia.

Tanto esta espuria como la imagen quedan totalmente extinguidas en los receptores de doble conversión, pues si un filtro es pasado, el otro no lo es.

d) *Respuesta a submúltiplos de la frecuencia de trabajo.*—Supóngase un receptor sintonizado a una frecuencia T (de trabajo) y que existe en el éter una frecuencia $X = T/4$. Al entrar en el receptor, las válvulas de RF resuenan a esa frecuencia T/4 y a la de sus armónicos $2 T/4 = T/2$ y $3 T/4 = T$, lo que da lugar a que el receptor responda

como si fuera la de trabajo con la consiguiente interferencia. Puede expresar el valor de esta espuria por la fórmula general: $X = T/n$, siendo n un número entero.

e) *Respuesta espuria por los armónicos del oscilador local.*—El oscilador local, como ya se dijo, produce los armónicos correspondientes a la frecuencia en que oscila. Toda onda que al heterodinarse, con uno de esos armónicos, origine la FI, entrará fácilmente por los filtros causando interferencia.

Supóngase, como ejemplo, el segundo armónico: $2 L$.

Si ha de verificarse $2 L - X = FI$, se tendrá:

$$\text{Espuria } X = 2 L - FI,$$

o también

$$X - 2 L = FI,$$

de donde

$$X = 2 L + FI,$$

empleando una u otra, según el sistema de heterodinación usado.

En general:

$$X = n L \pm FI \quad \text{y} \quad X = n T \pm FI (n - 1)$$

f) *Respuestas por heterodinación de dos ondas extrañas.*—Al heterodinarse dos ondas procedentes del éter, pueden dar lugar a una oscilación de frecuencia igual a la intermedia, que, según hemos visto, penetra fácilmente hasta el altavoz.

$$X_1 \pm X_2 = FI.$$

Igual sucede cuando al combinarse produzcan la frecuencia de trabajo

$$X_1 \pm X_2 = T.$$

g) *Respuestas espurias por combinación de las frecuencias armónicas que producen los pasos de RF con los armónicos del oscilador.*—Estas espurias, que pueden llamarse de segundo grado, se originan al producirse la frecuencia in-

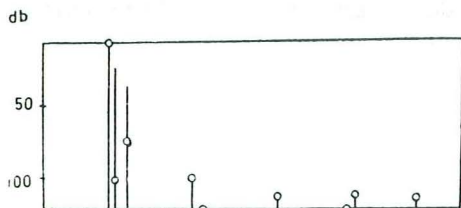
termedia por heterodinación en el conversor de las frecuencias producidas por

$$X = \frac{n_o \cdot T}{n_r f} + \frac{(n_o + 1) FI}{n_r f}$$

que puede deducirse fácilmente aplicando la fórmula de la frecuencia intermedia y adoptando los valores correspondientes al caso.

También se producen respuestas espurias, al combinarse los armónicos de RF con los subarmónicos del oscilador local, cuando éste trabaja—para su función normal— con un armónico en vez de hacerlo con la fundamental.

A continuación, y como ejemplo, se inserta un gráfico que muestra las principales respuestas espurias del receptor militar BC-312 y BC-342 cuando trabaja en 5 Mc/s. Su FI es de 470 Kc/s. (fig. 9).



Respuestas espurias del receptor BC-342 en db por debajo de la sintonizada T=5 Mc/s

Fig. 9

una y otra fuente de las citadas. La fórmula de la espuria, en función de la frecuencia de trabajo, es la siguiente:

La eliminación de la radiofrecuencia espúrea

Por I. G. JAKUBEC JR.

Traducido de la revista «CQ»

Por EA 7 DG

Discusión de las técnicas básicas, probadas, para la supresión de interferencias de R. F. y estudio de los sistemas de tomas de tierra, interconexiónado y apantallado, así como métodos de diseño. Un recordatorio para el veterano y una buena introducción para el neófito.

Durante los últimos años, numerosos artículos han aparecido en revistas técnicas de comunicaciones y electrónica, relativos a la R. F. espúrea o interferencias de radiofrecuencia. En general estos artículos han tratado problemas específicos o se han referido a equipos especiales. No es mi intención repetir esos tratados anteriores, sino, más bien, discutir las técnicas básicas de supresión, muchas de las cuales han sido olvidadas o descuidadas últimamente.

DEFINICION DE INTERFERENCIA

Básicamente, una radiointerferencia puede definirse como una perturbación eléctrica cualquiera, conducida o radiada, que interfiere la operación o servicio de las comunicaciones u otros equipos electrónicos. Nuevas estaciones de aficionado cada vez más complejas aparecen en escena, muchas de las cuales contienen instalaciones de fonía en F. U. E., F. E., R. T. T. Y., F. A. X., y en algunos casos estaciones que incorporan varios

de los referidos sistemas. Con el rápido incremento de la actividad e interés en dichos sistemas, los equipos de proyecto, diseño y construcción casera son más bien la regla que la excepción. El diseño de unidades con los dispositivos adecuados para la reducción de interferencias es, pues, de la mayor importancia, tanto desde el punto de vista de cumplimentar los Reglamentos como para el correcto funcionamiento de la propia estación. El provocar interferencias en el televisor del vecino es un problema, pero producirlas de forma que interfieran el funcionamiento de la propia estación es poco menos que una catástrofe.

El F. C. C. de los Estados Unidos ha estado recibiendo crecientes presiones con respecto a las interferencias radiadas por equipos no militares.

TOMAS DE TIERRA, INTERCONEXIONADO Y APANTALLADO

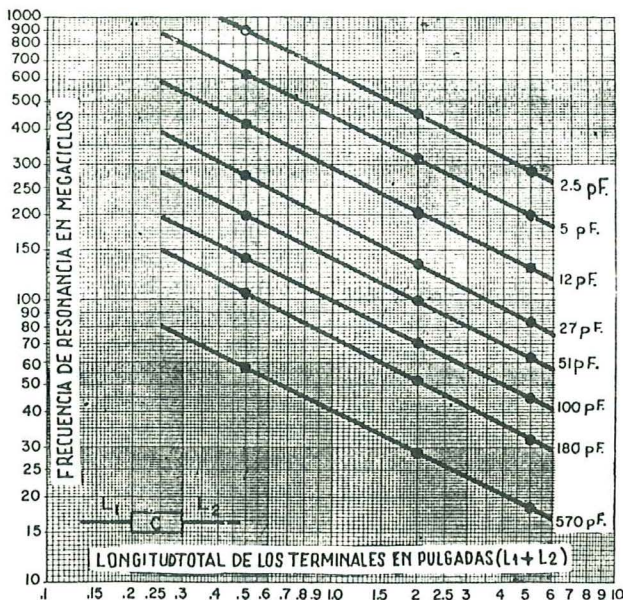
Sin duda alguna, el paso más importante a tomar en consideración para la reducción de interferencias de R. F. es la adecuada aplicación de tomas de tierra, interconexiónado de tierra entre unidades, y apantallado. Todos los "shacks" de aficionado disponen de algún tipo de toma de tierra. Sin embargo, desgraciadamente, muchos de ellos re-

presentan una toma de tierra que tiene de ello solamente el nombre. Una conexión a la tubería del agua o una varilla de unos cuatro pies enterrada en el suelo, raramente será suficiente por encima de 30 Mc/s.

Es recomendable el uso de una "estrella" o "rejilla" de tierra similar a la sugerida por C. J. Schauers, (CQ, febrero 1958), siempre que sea posible. Esta tierra deberá traerse a la estación por medio de un cable que tenga la mayor superficie posible y conectarse a las di-

0,25 a 0,50 mm. de grueso. En muchos casos hemos observado una conexión principal de tierra formada por un conductor de 2 mm. de diámetro y las interconexiones formadas por hilo de conexiones de un milímetro. En muchos casos el resultado de este sistema será una mayor radiación de R. F. a causa del aumento de la impedancia, relativamente alta, de las superficies radiantes.

Como ejemplo de impedancias de conductores, una longitud de un pie (30,50 centímetros) de hilo de 2 mm. tiene una



ferentes unidades del equipo. La cuestión importante es mantener, hasta donde sea posible, una tierra equipotencial en todas las unidades de la estación. Una cinta sólida de cobre de 0,5 a 1 mm. de espesor sujeta a la pared, detrás del equipo, puede servir como punto conveniente de unión general entre los distintos aparatos y tierra. Los chasis de cada una de las unidades deberán unirse *individualmente* a este punto común por medio de conexiones lo más cortas posible, formadas por *cintas de cobre* de

resistencia a la c. c. de solamente 0,0015 ohmios; sin embargo, representa una impedancia a la R. F. de unos 18 ohmios en 10 Mc/s.

La conexión ideal de toma de tierra debe ser corta, ancha y delgada, presentando la mayor masa posible, y hecha de un metal de alto coeficiente de conductividad.

Volviendo a los chasis del equipo, las distintas interconexiones de tierra deben soldarse al punto común de la cinta de cobre, pero deberán unirse a los chasis

por medio de tornillos, tuercas y arandelas de presión. Esta conexión a los chasis debe, sin embargo, hallarse libre de pintura u otro agente protector y presentar un contacto "metal con metal" limpio y perfecto entre la cinta y el chasis.

Siempre que se empleen conductores blindados, sea en un aspecto defensivo u ofensivo, deberá seguirse un procedimiento similar con los terminales de las mallas de blindaje. Es decir, los extremos de las mallas deberán ser de 10 a 15 mm. siempre que sea posible. Las cuatro reglas generales siguientes se consideran como sana filosofía en ese aspecto:

1. Todo conductor por el que circulen corrientes de R. F. deberá blindarse y la malla de blindaje conectarse a masa en ambos extremos.

2. Los hilos que conduzcan señales de bajo nivel deberán blindarse, y las mallas conectarse a masa en el extremo terminal solamente.

3. Los conductores que sirvan de retorno para señales, no deberán blindarse.

4. Todos los conductores blindados deberán aislarse con objeto de evitar contactos intermitentes entre las mallas y chasis.

TECNICAS DE DISEÑO

La observación de equipos de diseño y fabricación casera han revelado que en muchos casos se ha prestado poca o ninguna atención a la reducción de interferencias de R. F. El intrépido audiófilo que construye un "HI-FI" procura aislar cuidadosamente los conductores de filamentos para evitar el zumbido de 50 ciclos. ¿Por qué, entonces, colocamos tan frecuentemente un conductor de bajo nivel al lado de otro de alta energía o de corriente alterna? El reducir la posibilidad de tal circunstancia es muy fácil. El primer paso en el diseño de un equipo es la determinación teórica de su comportamiento y el dibujo de un esquema. Una vez que esto se ha llevado

a cabo, deberá evaluarse cuidadosamente conductor por conductor, anotando su naturaleza, tipo y nivel de las señales previstas para cada uno. Sepárense los conductores de alto y bajo nivel, y provéaseles del máximo aislamiento prácticamente posible. Puede ser deseable blindar ciertos pasos de bajo nivel particularmente interesantes, como el primer paso de R. F. de un receptor, etc.

Debe prestarse mucha atención al revestimiento aislante de conductores, desacoplos y longitud de los terminales de condensadores. ¡Cuántos circuitos resonantes hemos "construido" al combinar inadvertidamente una capacidad, con un conductor de longitud determinada! (Un ejemplo: un condensador de 180 pF. con unos terminales de 12 mm. de longitud total, será resonante serie a 160 Mc/s. aproximadamente). Una regla buena y expeditiva es: conexiones cortas y directas.

El diseño de óptimos gabinetes-blindaje debe también practicarse en el desarrollo de equipos de factura casera. La costumbre de construir moduladores, conversores, etc., en chasis descubiertos y luego dejarlos en estas condiciones deberá evitarse. Si una unidad tiene R. F., el mueble servirá para contenerla. Contrariamente, si el equipo es susceptible a los ruidos generados espúreamente, la cubierta servirá de protección.

Aquí también los sistemas de toma de tierra e interconexión, anteriormente esbozados, deben tenerse presentes. Los chasis deben conectarse de forma efectiva a sus respectivos muebles, de lo contrario, la eficiencia del blindaje de éstos se verá seriamente afectada.

TECNICAS GENERALES DE SUPRESION

La reducción de interferencias debe considerarse desde el punto de vista de sus dos medios principales de propagación: conducción y radiación. Además de los sistemas de blindajes, tomas de tie-

rra e interconexiones mencionados anteriormente, pueden resultar útiles las siguientes prácticas:

1. Deberán instalarse filtro eficientes en las líneas de alimentación de C. A. No es necesario utilizar filtros en "Pi", bastará con colocar un choque de R. F. en serie con cada conductor, o en caso de tratarse de conductores de alta intensidad, condensadores de desacoplo o del tipo "Feedthru". (Tipo de condensador pasachasis o pasapaneles. Nota del T.).

2. Los conductores de filamento calefactores deben ser de pares retorcidos, para cancelar posibles fuentes de interferencias o zumbidos.

3. Las etapas osciladoras, sean transmisoras o receptoras, deberán aislarse de los demás pasos.

4. El o los osciladores del receptor y sus respectivas antenas deberán separarse por uno o más pasos de amplificación de R. F., siempre que sea posible.

5. Deberán emplearse elementos supresores de parásitos, tales como resistencias y choques de placa y rejilla.

6. Asimismo deberán emplearse, siempre que sea posible, blindajes electrostáticos en los transformadores de alta tensión y filamentos.

7. Todos los circuitos de alimentación de tensión continua rectificada deberán desacoplarse, esto independientemente del necesario filtro de aplanado.

8. Las lámparas tyratrón deberán blindarse y desacoplarse sus conductores de filamentos.

9. Deben colocarse circuitos adecuados R. C. entre los contactos de interruptores.

10. Los "relais" de manipulación o conmutación deberán proveerse de supresores de extracorrientes. Generalmente un diodo conectado entre los extremos de la bobina del "relais" será suficiente.

11. Deberán colocarse supresores de R. F. en los terminales de placa y cátodo de los rectificadores gaseosos.

Los parásitos pueden localizarse por medio de un O. C. M. R. (oscilador por corriente mínima de rejilla) y pueden corregirse a menudo con una ligera modificación del circuito. En los pocos casos en que esto no es práctico, sin embargo, la aplicación de un condensador resonante-serie a masa puede eliminar el problema. La figura 1 proporciona un medio rápido para determinar las frecuencias de resonancia de distintas capacidades. (Este gráfico ha sido confeccionado suponiendo una autoinducción de los terminales de los condensadores de 25 nanohenrios por pulgada.)

CONCLUSION

Como ya hemos indicado anteriormente, esto no es en ningún modo un tratado de supresión de radio-interferencias, ni esa es su intención. Los métodos para combatir la modulación cruzada, intermodulación, oscilaciones parásitas y generación de armónicos pueden encontrarse en los manuales.

Filtros anti-ITV

Por A. DUCROS, F 5 AD

Traducido de «Radio REF» por EA 7 DJ

Hay que considerar como obligatorio entre nosotros, radioaficionados, tomar a nivel de nuestra propia estación cuantas precauciones estén en nuestras manos capaces de limitar una radiación parásita eventual de nuestro emisor, incluso en el caso de que no estemos obligados por los reglamentos que nos rigen.

Por otro lado, resultan imperativos los métodos descritos a continuación en caso de ITV que afecte a nuestra vecindad.

EN NUESTRO DOMICILIO

La primera falta a estos principios consiste en hablar muy alto, muy fuerte ante el micrófono y con el control de ganancia abierto exageradamente, imaginándonos que una corriente anódica elevada corresponde, en BLU, a una potencia de recepción aumentada en el receptor de nuestro corresponsal. La potencia no aumenta y sí, en cambio, las distorsiones. El corresponsal captará peor nuestros mensajes, nuestros colegas sufrirán las salpicaduras de nuestra deficiente modulación y el tele-espectador observará interferencias en su receptor. Es necesario convenirse de todo esto.

La corriente de cresta que acusa la aguja del galvanómetro anódico del paso final *no debe, en fonía, sobrepasar del tercio de la desviación obtenida en telegrafía* o de la que se obtendría mediante una fuerte pitada con un silbato. De no hacerse así, todo el mundo resulta perdedor. ¡Resulta paradójico, pero es así!

La segunda falta reside en la ausencia de filtros insertados en el cable coaxial de antena, toma de corriente (alimentación) y en el manipulador.

FILTRO PASABAJOS

Un filtro pasabajos insertado en el coaxial de antena permite dejar pasar, sin atenuación, las señales útiles del emisor (3,5 a 30 megahertzios) y atenúa más o menos fuertemente las frecuencias altas que pudiera radiar aquél (armónicos de la frecuencia de emisión o mezclas parásitas) que cuando corresponden a frecuencias de TV serán, ciertamente, las causantes de las interferencias imputables al radioaficionado.

Recordemos que la ausencia de ITV *no prueba* la ausencia de radiaciones parásitas que pueden producirse fuera de los canales de TV e interferir a otros servicios (aviación, bomberos, etc.), lo que no resulta un consuelo.

De ahí la necesidad de instalar *sistemáticamente* este tipo de filtro en el emisor.

Frecuencia de corte.—Por debajo de esta frecuencia el filtro no actúa y por encima comienza a actuar.

Es evidente que un filtro previsto para trabajar con un emisor de cinco bandas ha de disponer de una frecuencia de corte superior a los 30 MHz, mientras que un filtro situado en un equipo monobanda (80 m, por ejemplo) deberá actuar desde los 5 ó 6 MHz, con la ventaja suplementaria de atenuar los armónicos 2 y 3 que no siempre están situados en las bandas de los radioaficionados. E incluso si estuvieran...

El ideal sería utilizar un filtro para cada banda; esto no sería ninguna cosa complicada en el caso de empleo de antenas monobandas al poderse instalar un filtro en cada alimentador de antena (coaxial).

Cálculo del filtro.—Se toma para la frecuencia de corte (F_c) entre 1,3 y 1,5 veces el valor de la frecuencia más elevada de

FILTRO EN «T»

Un filtro de idénticas características y constituido en «T» se puede observar en la figura 3 (para un elemento) y en la figura 4 (para dos elementos).

$$L = \frac{Z}{2\pi Fc} \quad C = \frac{1}{2\pi Fc}$$

C en paralelo con L resuena sobre $\frac{Fc}{\sqrt{2}}$

C en paralelo con 2L resuena sobre $\frac{Fc}{2}$

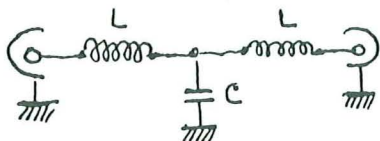


fig. 3

Filtro pasa bajos en T

Podemos observar que un filtro de doble célula en π utiliza dos bobinas idénticas, mientras que un filtro de doble célula en T

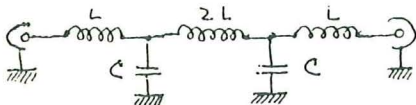


fig. 4

Filtro pasa bajos de dos células, en T

precisa de bobinas de diferentes valores. El primer tipo es mucho más fácil de realizar. Con $Fc = 37,86$ MHz, tanto un modelo como el otro atenuarán más allá de los 40 dB las frecuencias superiores a los 170 MHz; su empleo no lleva consigo modificación sustancial en la ROE incluso en 28 MHz.

FILTRO PARA LA RED

La energía de AF generada dentro de la caja metálica de un emisor, al tender a escaparse, hace que todos nuestros esfuerzos se dirijan a hacerla pasar por el cable coaxial de la antena. A pesar de todo, una parte de

ella puede escapar a través del cordón de alimentación del equipo, por lo que esa AF se encontrará inyectada en la red, perturbando así a un receptor de la vecindad.

En los aparatos de calidad conocida se toman precauciones con el fin de desacoplar los cables de alimentación; sin embargo, y a pesar de todo, puede no ser suficiente y no actuar con plena eficacia.

De ahí que sea altamente conveniente instalar un filtro de red en el cordón de alimentación de nuestro equipo.

Principio (Fig. 5).—Se instalan bobinas sobre el trayecto de la alimentación, no estando acopladas entre sí. Van a ofrecer una alta resistencia al paso de toda onda de AF; los condensadores actuarán en corto circuito sobre las señales de AF que hubieran podido pasar por las bobinas, derivando a masa la AF. Dichos condensadores serán, de preferencia, cerámicos o de mica de alto aislamiento (1.500 V como mínimo).

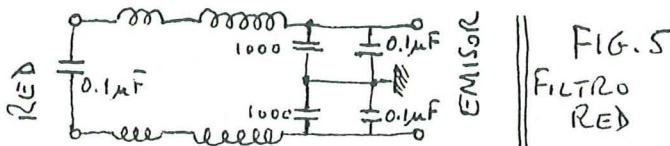
Se puede observar que el filtro se compone de dos secciones: la de la izquierda actúa en MAF y la de la derecha en AF. Las bobinas de MAF tienen un diámetro de 10 mm y 10 espiras de hilo de 10/10 y miden 20 mm de longitud. Las bobinas de AF, sobre una forma de 25 mm, tienen unas 50 vueltas de hilo esmaltado de 10/10 y su longitud es de 50 mm. Con el fin de mejorar su eficacia sobre las bandas bajas, se pueden situar núcleos de ferrita en el centro de las dos bobinas de AF.

Realización.—El filtro se coloca en una caja metálica y las bobinas se constituyen de tal manera con el fin de que no reaccionen entre sí. El mejor método consiste en separarlas mediante un blindaje unido a masa o bien disponerlas a 90° de sus gemelas.

FILTRO DE MANIPULACION

Los manipuladores situados en los circuitos de cátodo o pantalla a veces han de interrumpir importantes consumos (a veces de centenares de voltios). En consecuencia, se pueden producir chispas que, en caso de radiarse, producirán molestos chasquidos en el receptor del vecino; por otra parte, dichas chispas serán las encargadas de gastar prematuramente los contactos del manipulador.

De no tomarse las debidas precauciones, los frentes de subida y bajada de las seña-



les de AF manipuladas serán muy rápidos, teniendo la emisión un espectro muy ancho, con la consiguiente pérdida para nuestro corresponsal y la correspondiente ganancia para el QRM reinante en la banda.

En los equipos modernos las tensiones y consumos cortados dependen del diseño de cada aparato, pudiendo ser a veces muy débiles.

Por lo tanto, el filtro de manipulación será particular para cada caso y únicamente la experiencia y los ensayos nos permitirán con-

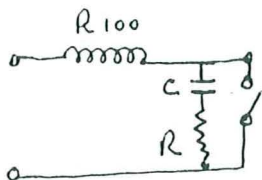


Fig. 6

Filtro de manipulación.

seguir un modelo eficaz a nuestras necesidades.

En todo caso, deberá poderse reducir al máximo las chispas en los contactos e imponer a los trenes de ondas de AF tiempos de subida y bajada de algunas centésimas de segundo. La figura 6 ofrece un ejemplo con una bobina tipo R-100 para el caso de un retorno a masa. Es aconsejable el empleo de cable blindado. Si los dos cables están a un elevado potencial, se instala una bobina en cada cable, utilizándose cable de dos conductores blindados. Se ensayará el valor de C (de 1.000 a 10.000 pF; R , de 10 a 1.000 Ω), instalándose el filtro en los bornes del manipulador.

EL TELEVISOR

Una vez tomadas todas las precauciones referentes a la estación, en caso de producirse ITV será, ciertamente, debido a un televisor mal protegido. Resulta siempre desaconsejable proceder a realizar modificaciones en un televisor ajeno. Este trabajo ha de llevarlo a cabo el reparador, el agente de servicio o el representante de la marca, siendo nuestras únicas intervenciones aquellas que se limiten al ensayo de filtros: de red, idéntico al descrito anteriormente; pasa altos y filtro de funda —o envoltura— (en la antena).

FILTRO PASA ALTOS

Su principio es inverso al del filtro pasa bajos, ya que permite pasar las frecuencias

superiores a su frecuencia de corte y atenúa las frecuencias inferiores. Si está bien calculado, dejará pasar las frecuencias de TV y atenuará las frecuencias decamétricas (radioaficionados). Si la interferencia era debida a una saturación de la etapa de entrada insuficientemente selectiva, podremos considerar superado el problema.

Filtro en T (Fig. 7).—No precisa más que una bobina (lo que simplifica su fabricación), la cual será, en general, de valor débil y de realización delicada. Las fórmulas son:

$$C = \frac{1}{2\pi Z Fc} \quad L = \frac{Z}{4\pi Fc}$$

con $Z = 75 \Omega$, L en microhenrios, C en picofaradios y F en megahertzios, lo que nos da:

$$C = \frac{2120}{Fc} \text{ pF} \quad L = \frac{5,97}{Fc} \mu\text{H}$$

Fc depende de la frecuencia de los canales a escuchar, tomándose Fc inferior o igual a



Fig. 7

Filtro pasa alto en T

0,7 veces la frecuencia más baja a recibir por el televisor.

Fabricación de la bobina.—La bobina L , puesta en paralelo con C , resuena con una frecuencia igual a $Fc \sqrt{2} = 1,41 Fc$, lo que entraña el peligro de ser demasiado alto para algunos *grid-dips*; para evitarlo se situará la bobina en paralelo con $2C$, siendo entonces la frecuencia de sintonía Fc .

Así, pues, y como para el filtro pasa bajos, se fabricará una bobina que, colocada en paralelo con $2 \times C$ dé un mínimo sobre Fc ; esta bobina será la que sirva para confeccionar el filtro.

Montaje.—El filtro se cableará en una caja metálica. El diámetro de las bobinas será de 8 mm aproximadamente, hilo de 10/10; los condensadores serán de mica o aire miniatura (de ser posible, miniatura). Se colocará en la bajada coaxial del televisor, lado *recepción*.

FILTRO EN PI (Fig. 8)

Estará constituido por dos bobinas. Tendremos:

$$L = \frac{Z}{2\pi Fc} \quad C = \frac{1}{2\pi Z Fc} \text{ con } Z = 75 \Omega$$

$$L = \frac{11,9}{Fc} \text{ (H)}$$

$$C = \frac{1061}{Fc} \text{ (pF)}$$

L en henrios,
C en picofaradios,
Fc en megahertzios.

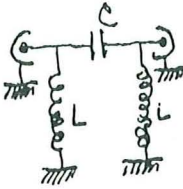


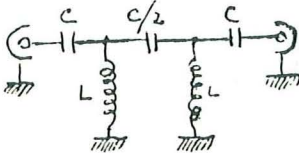
FIG- 8
FILTRO PASA ALTOS EN PI

L, en paralelo con $2 \times C$, resuena sobre Fc; la realización es idéntica a la del filtro en T.

Eléctricamente los resultados son los mismos.

Las figuras 9 y 10 ofrecen dos ejemplos de filtro de dos células.

Fig. 9



Filtro pasa alto, 2 células en T

En la figura 10 $\frac{L}{2}$ puede realizarse situando en paralelo dos bobinas (L), pero separadas por un blindaje o cableadas a 90° una con respecto a la otra.

Ejemplo de cálculo

Fc = 120 MHz Z = 75 Ω filtro en pi

$$L = \frac{11,9}{120} = 1 \mu\text{H} \quad C = \frac{1061}{120,0} = 8,84 \text{ pF}$$

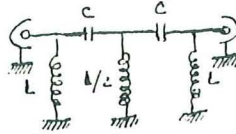


Fig. 10

Filtro pasa alto, 2 células en pi

No siendo 8,84 pF un valor normalizado, sino 8,2, tomaremos este último valor, de donde:

$$Fc = \frac{1061}{8,2} = 129,4 \text{ MHz} \quad L = \frac{11,9}{129,4} = 0,09 \mu\text{H}$$

FILTRO DE FUNDA SINTONIZADA

Los filtros pasa altos precedentes son eficaces contra las tensiones de AF que circulan por el alma (vivo) del coaxial, pero la funda del coaxial puede actuar como una antena long wire, y si el azar dispusiera que la antena así constituida resonara en la frecuencia de emisión, se podrían producir altas tensiones que llegarán al nivel del televisor.

La idea consiste en bobinar este coaxial en varias espiras sobre un mandrín y sintonizarlas de forma que creen un circuito tapón sobre la frecuencia de emisión. A partir de aquí, incluso si aparecieran altas tensiones en el lado «antena» de este circuito, el lado «televisor» quedaría, con respecto al potencial de masa, «frío».

El cable coaxial bobinado puede formar parte de la bajada de antena o quedar separado del mismo; en este caso se le provee de tomas macho y hembra en sus extremos, insertándolas en la bajada de antena (lado televisor).

Realización práctica.—Se bobinan siete espiras de cable coaxial para TV de 75 ohmios sobre una forma de 60 mm aproximadamente de diámetro. En los extremos y en una longitud de 5 mm aproximadamente se retira la funda exterior, soldando entre estos dos puntos un condensador variable de 150 picofaradios (Fig. 11).

Este circuito será sintonizable entre 10 y 20 m, cubriendo así tres bandas de aficionado. Los reglajes o ajustes se harán con el emisor funcionando. Efectuando un ajuste preciso del condensador se deberá suprimir

la interferencia que a través de la malla pudiera pasar.

La ventaja de este filtro sintonizado sobre un filtro de banda ancha que más adelante

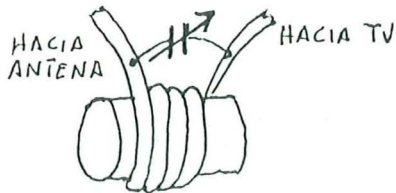


FIG. 11

se describe es su gran poder de rechazo. Sin embargo, tiene dos inconvenientes; un efecto de mano (capacidad) muy pronunciado debido a su gran coeficiente de sobre-tensión y su eficacia monobanda al estar sintonizado.

FILTRO DE FUNDA SINTONIZADA (DE BANDA ANCHA)

La idea directriz es idéntica a la del filtro anterior: oponerse a que se encaminen las tensiones de AF por la malla del cable coaxial. Pero en este caso lo que se hace es fabricar no un circuito tapón, sino una bobina de choque.

Para ello es suficiente bobinar el cable coaxial por valor de unas 40 espiras alrededor de un núcleo magnético del tipo comúnmente usado en receptores (ferrita), con el fin de mejorar el rendimiento en frecuencias bajas.

Como en el caso precedente, será insertado en la bajada coaxial al nivel del televisor. Reconocemos que bobinar 40 espiras de cable coaxial para TV en una forma de pequeño diámetro no resulta fácil.

Por ello resultaría aconsejable el empleo de coaxial flexible de pequeño diámetro (4 a 5 mm), con lo que se podría conseguir que dicho número de espiras lo fueran juntas y a todo lo largo del núcleo.

FILTRO SINTONIZADO PARA 144 MHz

El filtro pasa altos es utilizable para la protección del televisor contra las emisiones decamétricas. En 144 MHz, al estar muy próxi-

mas las frecuencias, resulta preferible construir un filtro que rechace únicamente los 144 MHz (véase Fig. 12).

En una caja metálica y entre dos conectores —macho y hembra— se monta el circuito tapón, compuesto de un condensador ajustable entre 3 y 30 pF y una bobina de 4 espiras (diámetro de 10 mm; longitud, 20 mm; hilo de 10/10).

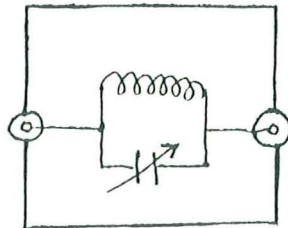


FIG. 12

Se puede hacer un preajuste en el receptor de 144 MHz de nuestra estación. Para ello se ajusta el condensador buscando la máxima atenuación de una señal de 144 MHz. Tras de instalar este filtro en la toma de antena del televisor perturbado tal vez será necesario un pequeño retoque.

CONCLUSIONES

Una vez tomadas todas las precauciones en nuestro equipo (filtros instalados) disponer el emisor para su funcionamiento, sea en «fonía», sea en «tune» (sintonía), pero en este último caso prestar atención al paso final. No mantener esta posición demasiado tiempo. Intercalar los diferentes filtros descritos sobre el televisor. Puede que uno sólo sea suficiente, bien que dos o tres puedan llegar a ser necesarios (filtro de red, filtro de funda [malla] sintonizada; filtro pasa alto en antena). Una vez hallado el remedio, explicar al tele-espectador o a quien se lo vendió lo que debe hacer.

En caso de no obtener el éxito apetecido, existen grandes posibilidades de que el problema se deba a una entrada *directa* de AF en los órganos del televisor: MF, BF u otras; en tal caso, habrá de dirigirse el interesado al fabricante o representante.

Filtros pasa-altos contra ITV

Por FERNANDO DE VELASCO, EA 1 MH

Partiendo de la base de que la mejor forma de suprimir interferencias es el evitarlas en su mismo punto de origen y que éstas se propaguen, puede recurrirse a otros medios que, si no tan radicales, puedan resultar satisfactorios.

En todo transmisor se generan y radian frecuencias armónicas o espurias en mayor o menor grado, dependiendo en gran parte del circuito del amplificador final y de su correcta sintonía, sobre todo en lo que se refiere al mando de CARGA (LOAD), al que no prestan algunos colegas la debida atención, lo cual sería muy fácil con solo leer detenidamente las instrucciones que acompañan a cada aparato.

Si alguna de estas frecuencias armónicas caen dentro de otros servicios, por ejemplo la televisión, quedamos obligados a pasar a ORT para no incurrir en las iras de los vecinos.

La banda baja de TV, en sus canales 2 al 4, va de 67 a 68 MHz. Fácil es imaginar lo que sucederá con los equipos baratos que tanto han proliferado de la banda de 27 MHz, pues $27 \times 2 = 54$, barriendo los canales 2 y 3 con su segundo armónico. Pero también la banda de 28/29 causa los mismos estragos, pues se mete de lleno en los canales 3 y 4 de TV.

Hay que evitar a toda costa la radicación de estos y otros armónicos de nuestras frecuencias de trabajo y para ello, aunque no sean una panacea, están los filtros pasa-bajos, pero hay otros muchos caminos para causar interferencias, siendo uno de ellos, y como principal, la fuerte intensidad de campo de nuestra frecuencia fundamental que puede llegar desde nuestra antena a la etapa de entrada de los receptores de TV y que, produciendo su saturación o sobrecarga, genere nuevas frecuencias causantes de interferencia. Contra este problema están los filtros pasa-altos, que obligatoriamente debieran in-

cluir los fabricantes de televisores en sus aparatos.

Después de revisar y comprobar prácticamente diversos circuitos de filtros contra ITV, tomados de esta misma revista U.R.E., del *The Radio Amateur's Handbook* y otras publicaciones, he conseguido uno verdaderamente sencillo y eficaz, que me permite trabajar en CW en todas las bandas, teniendo el televisor a 15 cm del equipo y evitando igualmente las interferencias en los recepto-

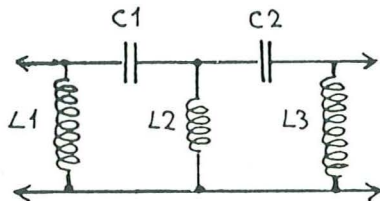


Fig. 1

res de TV conectados a la misma antena colectiva, a través de un amplificador común para 20 vecinos.

En fonía quedan ligeras interferencias al modular, pero que se evitan mediante la instalación del filtro pasa-bajos en la salida de antena del transceptor, al suprimir la radiación de armónicos en su origen, como digo al comienzo.

Seleccionado el circuito esquematizado en la figura 1, se colocaron condensadores ajustables miniatura de 3-36 pF, con los cuales el circuito resuena desde 23 a 61 MHz. Son muy útiles estos condensadores, pues con ellos podemos elegir la frecuencia de corte del filtro que necesitemos, observando prácticamente su efecto en el televisor, pero si elegimos una frecuencia de corte de 47 MHz,

podemos sustituir dichos ajustables por condensadores fijos tipo lenteja de 10 pF.

Dicho filtro se probó inyectándole señales de RF desde 7 a 70 MHz, de un valor de 1V, obteniendo la curva de respuesta de la figura 2.

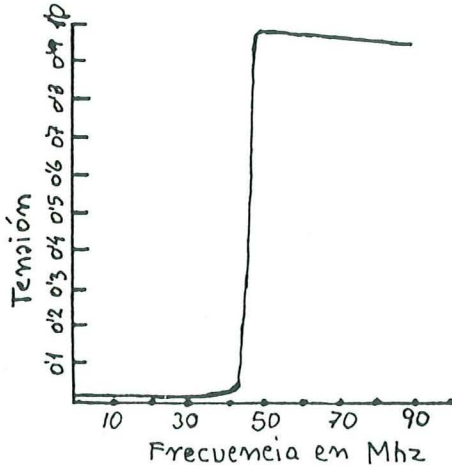


Fig. 2

El mismo resultado se consiguió suprimiendo los condensadores y haciéndolos en el mismo circuito impreso, tal y como puede verse en la figura 3, que representa la pletina terminada por el lado del circuito impreso y en tamaño natural. Como puede ver-

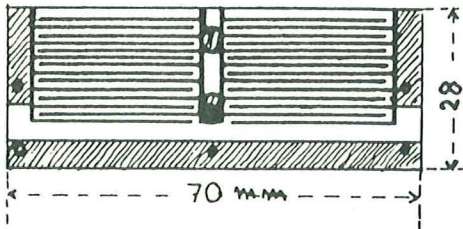


Fig. 3

se, los condensadores están formados por 14 líneas cada uno, de una longitud de 26 mm, una anchura de 0,8 y separación de 0,4 mm aproximadamente.

Las bobinas, en todos los sistemas, están hechas con hilo esmaltado de 0,3 mm diámetro, devanadas a espiras juntas sobre una varilla de 3 mm (puede servir una broca de esta medida) y constan, para L_1 y L_3 de 20 espiras cada una y para L_2 de 11 espiras.

Para las dos primeras (L_1 y L_3) se cortan dos trozos del hilo de un largo de 235 mm y se raspa bien el esmalte de sus extremos en un largo de 1 cm. Para la bobina L_2 se corta un trozo de hilo de 135 mm de largo, raspando igualmente sus extremos. Después, se enrollan sobre la varilla o broca de 3 mm y se retiran con cuidado.

Se recomienda que, una vez colocadas mediante soldadura en el circuito impreso, se las barnice con esmalte de uñas transparente, para darlas rigidez.

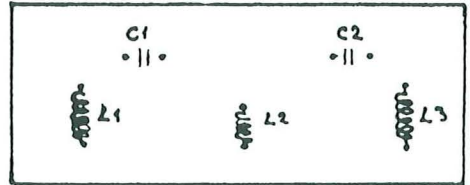


Fig. 4

El aspecto del filtro terminado, por el lado de componentes, se ve en la figura 4 y en la figura 5 el circuito impreso que puede servir tanto para los condensadores fijos de 10 pF como para los ajustables de 3-36.

Este filtro está diseñado para intercalar en el cable coaxial de 75 ohmios a la entrada de antena del televisor o a la entrada de antena del amplificador comunal, si hubiera

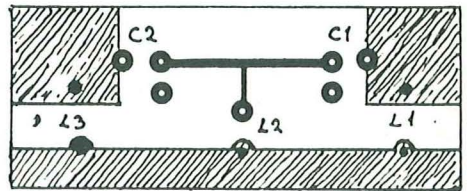


Fig. 5

antena colectiva, o en los dos sitios a la vez en casos rebeldes. Si en vez de cable coaxial se utiliza cinta de bajada de antena de 300 ohmios, habría que hacer un doble filtro gemelo en un mismo circuito impreso, utilizando la franja del centro como masa común, la cual puede conectarse a tierra o a la masa del televisor intercalando un condensador de unos 1.000 pF, de buen aislamiento. El circuito quedaría según el esquema de la figura 6. Los condensadores y las bobinas son idénticos.

La eficacia de estos sencillos filtros es absoluta, pero siempre y cuando estemos

atacando la verdadera causa de la interferencia, pues podría ocurrir que la señal interferente no llegase al televisor por la antena sino por la red de alimentación, en cuyo caso también se puede construir de entrada de red en el transmisor o en el televisor. Esto es fácil de comprobar, desconectando la antena o que llegase por radiación directa de nuestro equipo o sus componentes, como por ejemplo acopladores de antena de nuestro transmisor sin debido apantallamiento. He visto muchos acopladores al aire o en cajas de madera. Resulta obvio decir que la RF de nuestro equipo sólo debe salir por el camino de su antena. Cúidese por lo tanto un buen apantallamiento en todos los aparatos y probar también a conectarlos a una toma de tierra, con un conductor de la mayor sección posible y de la menor longitud.

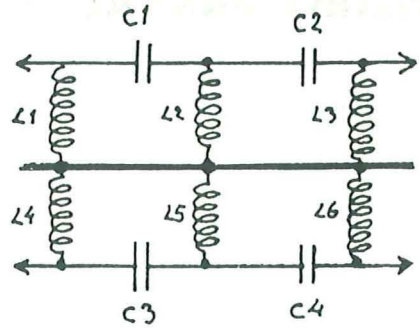


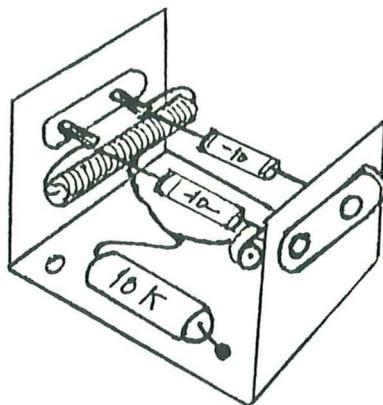
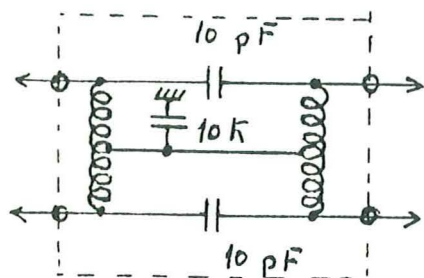
Fig. 6

FILTRO PASAALTO CONTRA ITV

FERNÁNDEZ DE VELASCO, EA1MH.

Este pequeño filtro pasaltos evitará que en su televisor entren las señales de su emisora por la línea de 300 ohmios de la antena, cortando todas las frecuencias inferiores a 40 MHz.

El montaje puede efectuarse al aire o en una plaquita aislante de circuitos impresos y luego se mete en una cajita metálica que servirá de blindaje y de un tamaño de dos cajas de cerillas, una encima de otra, fijándola al chasis



del televisor, con tornillos de rosca para chapa de hierro, en las proximidades de la entrada de antena.

Las bobinas están hechas devanando, a espiras juntas, sobre soporte de 4 mm diámetro, 27 vueltas de hilo esmaltado de 3 décimas y sacando una toma media retorciendo un centímetro del hilo para luego conectarla a la masa de la cajita a través de un condensador de 10 K, con el fin de evitar cortocircuitos entre la red y tierra. Los otros dos condensadores son del tipo cerámico de 10 pF. Colocar en la cajita dos enchufes especiales para antenas de TV, uno enfrente del otro.

Las ITV un fantasma contra el que se puede luchar

Por F. X. PARADELL

La supresión total y absoluta de las interferencias a los receptores de TV por parte de la señal de transmisores de aficionados es, algunas veces, tarea ardua y de casi imposible solución si no se actúa sobre el receptor afectado. En efecto, existe la posibilidad —y realidad muy frecuente— de transmisores perfectamente libres de radiaciones espúreas y que sin embargo son objeto de quejas por parte de usuarios de receptores de TV próximos, que presentan fenómenos de interferencia. Ello es debido a un fenómeno de sobrecarga de la etapa de entrada del selector o sintonizador de canales y que, al recibir la intensa señal procedente del

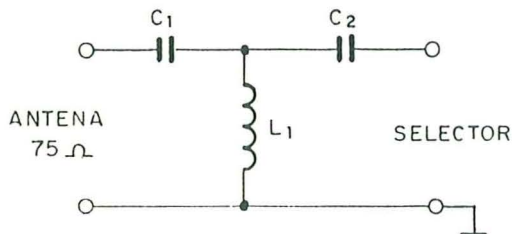


FIG. 1

transmisor de OM, incluso a una frecuencia baja, genera en sí misma una señal armónica como consecuencia del «recorte» de la RF recibida.

Este fenómeno es bien conocido cuando se trata de emitir en 21 MHz junto a TV's sintonizados en el canal 4, porque en ese caso la señal de 21 MHz es «recortada» y ese recorte genera una elevada cantidad de tercer armónico en 63 MHz, frecuencia muy próxima a la de la portadora de video del canal 4.

Un remedio eficaz en muchos casos es aplicar al receptor un filtro «pasa-altos» como el indicado en la figura 1.

El filtro debe conectarse junto a la entrada del sintonizador o selector de canales. Presentamos dos versiones: asimétrico (75 Ω)

para sintonizadores con entrada asimétrica (coaxial) y simétrico a 300 Ω para selectores clásicos o entrada balanceada. El filtro debe conectarse junto al sintonizador con cone-

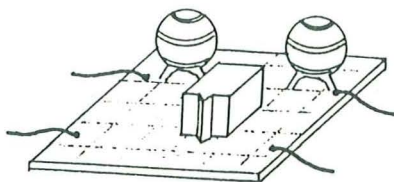


FIG. 2

xiones muy cortas, y está construido con bobinas preajustadas. Tal como se le presenta, tiene una frecuencia de corte de 35 MHz, y deja pasar sin atenuación apreciable las señales del canal más bajo de TV.

Lista de piezas:

C₁, C₂ 22 pF cerámico disco 10 % 500 V.
L₁ Bobina 0,27 μ H PREMO tipo EP270.

C₃, C₄, C₅, C₆ 39 pF cerámico disco 10 % 500 V.

Trocito de placa de circuito impreso con islas de cobre troqueladas 15 \times 20 mm.

En la figura 2 se representa un ejemplo de montaje del filtro asimétrico.

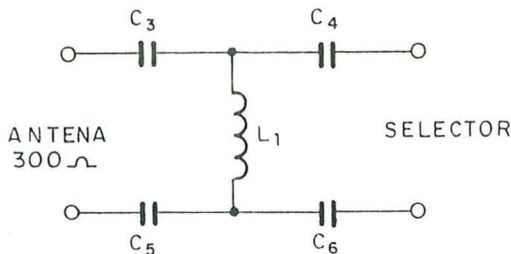
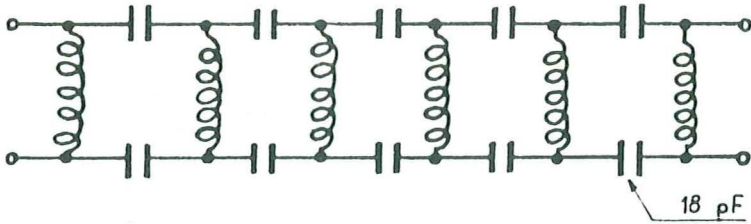


FIG 3

FILTRO PASA ALTOS, CANAL 2 Y 4

Por EA 4 LO



Diez condensadores cerámicos tubulares de 18 pF; 6 bobinas = 11 espiras, 10 mm de diámetro, cable esmaltado de 1 mm. Separación entre espiras, la mínima. El ajuste no es crítico. Funciona efectivamente en los canales 2 y 4.

FILTROS DE PASO ALTO, PARA LINEAS DE 75 OHMIOS

Por **E. EETHERHOLD, W3NQN**

Publicado en QST, febrero de 1982,

Traducido por **EA4BW.**

Según un informe publicado por la oficina de comunicaciones norteamericana, FCC, una parte importante del problema de las interferencias en los receptores de TV, que llamaremos TVI, son la sobrecarga frontal causada por los transceptores CB y en una menor cantidad por algunos transceptores de aficionados. Este particular problema se estima que sea la fuente del 25 por 100 de todas las reclamaciones que han tenido que atender. Debido a ello, los radioaficionados deberían tener acceso a la más actual información sobre el diseño de los filtros de paso alto adecuados para prevenir la sobrecarga del televisor. Desgraciadamente, la mayor parte de los filtros de paso alto tienen actualmente un diseño de más de veinticinco años. Por ejemplo, esta información es análoga a la publicada en 1957 (ver notas 2 a 6 al final).

Durante los pasados veinticinco años se han realizado progresos importantes en las técnicas de diseño y construcción en los equipos de radio aficionado. El procedi-

miento de diseño de filtro con los parámetros de la vieja imagen ha sido grandemente sustituido por un moderno diseño de filtros, conocidos como «dispositivos de síntesis», en los que un computador genera tablas que proporcionan diseños más sencillos con rendimientos equivalentes a los diseños de los parámetros de la imagen. Además, ahora usamos componentes modernos, tales como el polvo de hierro, núcleos toroidales de ferrita y alta estabilidad, condensadores monolíticos cerámicos, que entre todos permiten la construcción de filtros de alto rendimiento, inconcebibles hace veinticinco años. También los modernos equipos de medición, como los analizadores de dispositivos o de espectro con punteamientos dados por computador, permiten que nos documentemos en forma rápida y completa del rendimiento del nuevo filtro.

Los viejos diseños nos servían en el pasado. Pero ahora es el momento de utilizar los procedimientos nuevos y los componentes para conseguir filtros más fáciles de construir y más económicos que los de ayer.

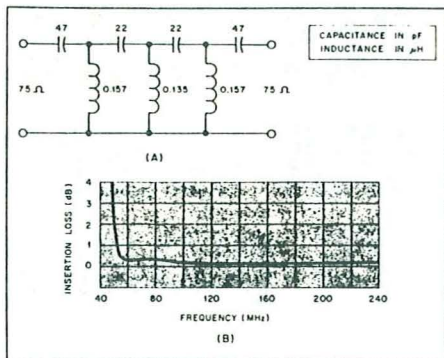
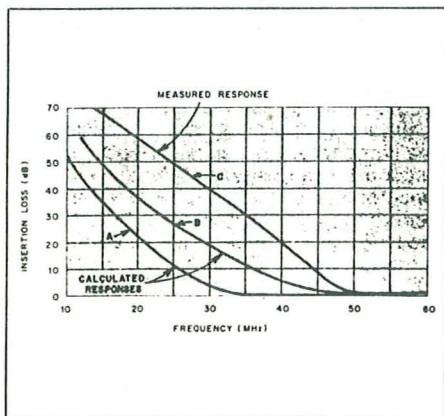


Fig. 1.—Esquema del filtro Chebyshev de 75 ohmios montado sobre panel de circuito impreso (A).

En (B) está la respuesta. Parámetros de diseño del filtro Chebyshev: Coeficiente de reflexión=5,6 por 100; $F-A_p=54,07$ MHz.; $F_{30B}=47,7$ MHz.; $F_{30}=34,9$ MHz. Diseño de inductancias: 0,157 μH; doce vueltas hilo 0,5 milímetros Ø sobre núcleo Micrometals T44-0.

0,135 μH; once vueltas 0,5 milímetros Ø sobre núcleo Micrometals T44-0. Las espiras espaciadas en forma uniforme con unos 6 mm. entre extremos del bobinado. Si se usan núcleos T37-0 las vueltas son catorce y doce, respectivamente.

Fig. 2.—En A, se representa las pérdidas de inserción de un filtro de cinco elementos, calculado por computador del «Radio Amateur Handbook». En B, las de otro de cinco elementos del «Radio Handbook». En



C, se representan las pérdidas de inserción medidas del filtro Chebyshev de siete elementos, mostrado en la Fig. 1 A.

Este artículo presenta diversos tipos de filtros de paso alto, baratos, de diseño moderno que son adecuados para proteger el televisor de sus sobrecargas.

La línea de bajada que conecta la antena de TV con el televisor puede ser de 75 ohmios, no equilibrada con la tierra, por cable coaxial y en la parte dos se verá lo correspondiente a líneas de 300 ohmios de cable paralelo. En las edificaciones en que se usa antena colectiva sólo se usan líneas de 75 ohmios.

FILTRO DE PASO ALTO, DE 75 OHMIOS PARA CABLE COAXIAL

La Fig. 1 muestra el esquema y la respuesta medida del paso de banda del diseño de filtro seleccionado sobre un sistema de antena con cable coaxial de 75 ohmios.

En la Fig. 2, se muestran las respuestas del nuevo filtro comparado con las dos respuestas calculadas por computador de dos diseños que se publican frecuentemente.

En la página siguiente se ve el aspecto del nuevo filtro, con y sin la caja de hoja de lata que le protege y contiene.

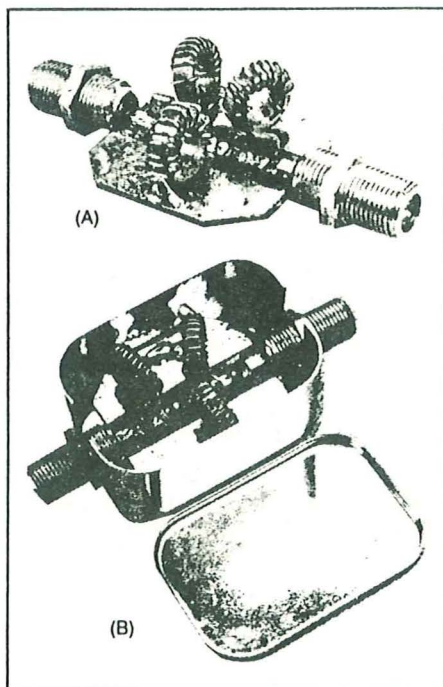


Fig. 3.—(A) Vista del filtro. (B) Vista montado en el interior de una caja metálica para su protección.

Se utilizó un diseño de siete elementos de filtro Chebyshev en lugar de uno de cinco elementos, debido a que proporciona sobre unos 12 dB por octava de atenuación que la del filtro de cinco elementos. Para simplificar la construcción se seleccionó sólo en su diseño, condensadores de valores normalizados y sacados de una tabla previamente publicada de diseños precalculados (7). Aunque los diseños precalculados lo habían sido para líneas de 50 ohmios de impedancia, un sencillo procedimiento de transferencias de escalas se utilizó para obtener el diseño en líneas de 75 ohmios con los condensadores de valores normalizados (8).

Un diseño teniendo una frecuencia de corte $F-A_p$ de 54,07 MHz. ($F-A_p$ es la frecuencia a la que la atenuación de la banda de paso excede el primer nivel del pico de amplitud de la ondulación de la atenuación de la banda de paso. QST Ed.). Se seleccionó un coeficiente de reflexión del 5,6 por 100, principalmente porque los valores de 22 y de 47 pF de los condensadores son fáciles de obtener. Este valor del coeficiente de reflexión es lo suficientemente bajo como para proporcionar un valor máximo de estacionarias de 1,12:1, lo que también proporciona un razonable grado de aumento en la atenuación de la banda.

Otros diversos diseños entre 48 y 54 MHz. que tengan coeficientes de reflexión entre el 1 al 6 por 100 podrían utilizarse, pero los valores de los condensadores no se encuentran tan fácilmente como los dos valores utilizados en el diseño de la Fig: 1. La Tabla 1, muestra otros cuatro diseños que son adecuados también para esta finalidad.

Los condensadores usados fueron de muy buena calidad y del tipo ultraestable COGO (NPO), cerámicos, destinados a circuitos que requieran buena estabilidad y bajas pérdidas en un amplio margen de temperaturas y frecuencias. Seguramente se podrán utilizar otros cerámicos que tengan características análogas.

Las inductancias fueron bobinadas sobre núcleos toroidales de polvo de hierro de marca Micrometal Inc., que se puede obtener en el comercio. Este tipo de inductancia es inherentemente autoblandada y es posible un conjunto de filtro sin acoplos indeseables entre etapas. La medición del Q sin carga con 25 y 50 MHz. fue de 66 y 80, respectivamente. Los detalles del bobinado están dados en el texto de la Fig. 1.

Como base se usó un panel de teflón de doble recubrimiento, pero será posible usar otro material resistente y aislante. El cobre del fondo del panel sirve de plano de tierra. Una sección de cobre de la cara superior fue pelada a ambos lados del centro para acercar una línea de 75 ohmios de un ancho de 2,4 mm. (ver Fig. 3). Ambos lados de la lámina de cobre, en los bordes, fueron conectados al plano de la tierra de abajo con ojetas o remaches a través del panel. Dos conectores de cable coaxial fueron usados despojándolos de su material aislante alrededor de las pastillas para permitir montarlos directamente sobre el panel. El paso siguiente fue que el blindaje de los conectores quedara soldado al plano de tierra y los contactos centrales soldados a la microlínea de 75 ohmios. La microlínea fue dividida en cuatro trozos uniformemente espaciados y los condensadores quedaron montados a través de los espacios. Las inductancias fueron entonces sujetas y sol-

TABLA 1

FILTROS DE PASO ALTO UTILIZANDO CONDENSADORES NORMALIZADOS EN LINEAS DE 75 OHMIOS DE CABLE COAXIAL

Filtro	Frecuencia MHz.			Coeficiente		C1,7 pF	C3,5 pF	L2,6 μH	L4 μH
	Ap	3 dB	30 dB	50 dB	reflexión (%)				
1	48,3	37,2	25,6	19,1	1,00	82	30	0,209	0,165
2	49,4	43,7	32,0	24,5	5,78	51	24	0,171	0,148
3	50,0	40,7	28,6	21,5	1,93	68	27	0,187	0,148
4	53,0	45,0	32,2	24,4	3,27	56	24	0,167	0,140
5*	54,1	47,7	34,9	26,7	5,60	47	22	0,157	0,135

* Este diseño fue construido y comprobado. Ver Fig. 1, 2 y 3. Las frecuencias listadas arriba fueron calculadas por computador basadas en los coeficientes de reflexión dados. Los valores puntuados de pérdidas de inserción mostrados en la Fig. 2 pueden diferir algo de los valores calculados debido a las tolerancias de los componentes y de las pérdidas

dadas entre la unión con los condensadores y el plano de tierra sobre la cara superior del panel. Los núcleos T44-0 se utilizaron por tenerlos a mano, pero los núcleos más pequeños T37-0 trabajaban tan bien como el usado, proporcionando un dispositivo más compacto. A fin de dar cuerpo y resistencia a las soldaduras de unión entre los conectores y el plano de tierra inferior, se preparó una malla de cobre estañada de unos 12 mm. de ancho, que se conformó a la forma circular del conector, y estañada con el mismo, eso hay que hacerlo muy rápidamente antes que el aislante interior de polietileno reaccione y se ablande. El blindaje que proporciona la caja de metal es casi seguro que sea innecesario y puede ser omitido, pero algo hay que hacer para proteger el filtro del polvo, suciedad y abuso físico. Se podría proteger con una caja de plástico, o envuelto sin apretar con cinta a fin de dar algo de protección a los componentes.

RENDIMIENTO DEL FILTRO

El rendimiento satisfactorio del filtro, tanto de paso alto como paso bajo es más difícil de conseguir en los márgenes de frecuencia más bien por encima que por debajo de la frecuencia de corte. Esto es debido a que la inductancia dispersa y la capacidad asociada con los componentes del filtro se hacen significativa y progresivamente dificultosas a medida que se incrementa la frecuencia. Consecuentemente, es más difícil obtener satisfactoriamente una respuesta de paso de banda que un corte de banda en un filtro de paso alto. La Fig. 1 muestra que las pérdidas medidas por la inserción en el paso de banda son menores de 1 dB desde 54 a 240 MHz., así que la señal de TV, es decir, su nivel, quedaría relativamente inafectada por la adición del filtro a la línea de bajada de su antena. Cuando se midió dicha respuesta, se estaban usando conectores BNC, coaxiales, debido a sus bajas pérdidas, a fin de indicar más claramente el efecto de las pérdidas del condensador y de la inductancia. Cuando se usan otros tipos de conectores, las pér-

didias de inserción por encima de los 150 MHz. aumentan gradualmente a 1 y 2 dB en 175 y 240 MHz., respectivamente.

Las respuestas medidas del paso de banda y del corte de banda fueron obtenidas con el siguiente instrumental de Hewlett-Packard: generador de trazado de 0,5 a 1.500 Mhz. 8444A-H59; analizador digital de espectro 8568A; computador de sobremesa con punteador 9825A y 9872A, respectivamente. El analizador digital de espectro tiene un almacenamiento de memoria, por lo que la respuesta del filtro con sus cables de conexión y las cargas de 50/75 ohmios pudieron ser medidas y almacenadas. Una vez que el filtro fue desmontado, fueron medidas las pérdidas del cable y la carga y descontadas de las almacenadas previamente como respuesta total, para darnos una idea exacta de la respuesta del filtro. Los gráficos de la Figura 2 se obtuvieron usando los valores de los componentes en un programa computador de análisis del dispositivo. Hace muchos años, no era posible obtener estos datos, pero ahora, con el equipo moderno de pruebas, los filtros más complejos pueden ser comprobados rápida y convenientemente.

Nota del traductor.—Consideramos que estas palabras finalizan lo que hemos llamado Parte 1, que el original no lo presenta, ya que la denominada Parte 2 se aplica a los conductores en cinta paralela de 300 ohmios de impedancia. Se traducirá dicha parte si hay suficiente interés de los posibles lectores comunicando sus deseos a URE por escrito, cosa que nos daría una idea del interés de cada caso.

(2) Rusgrove y G. Woodward: «The Radio Amateur's Handbook», 58 edición.

(3) W.I. Orr: «The Radio Handbook», 21 edición.

(4) W. Lorry, D. DeMaw y otros: «Radio Frequency Interference», A.R.L., 1978.

(5) The Radio Amateur's Handbook, 34 edición.

(6) W.I. Orr: «The Radio Handbook», 13 edición.

(7) E. Wetherhold: «7 element 50th Chebyshev Filters Using Standard-value Capacitors». R. F. Desing, febrero 1980.

(8) E. Wetherhold: «Correction to Chebyshev Filters Using Standard-value Capacitors», R. F. Desing, junio 1980.

FILTROS PASABAJOS PARA GRAN POTENCIA

Manuel VIEDMA VIEDMA
EA7ZW

Desde hace varios años no me he asomado a nuestra revista. La última vez que lo hice fue con el esquema y datos para la construcción de la antena colineal vertical para la banda de 144 MHz.

Aquel artículo me valió grandes satisfacciones porque, gracias a él, muchos colegas dispusieron de una antena de buena ganancia sin tener que recurrir a antenas direccionales, con el consiguiente ahorro de espacio para su montaje y ahorro para su bolsillo; y sus palabras de aliento y gratitud, tanto por radio como por carta, fueron para mí muy gratas.

El artículo de la antena colineal me trajo también no pocos disgustos, uno de los cuales fue ver patentada y puesta en el mercado la mentada antena a los pocos meses de publicarse su esquema en nuestra revista, sin, por parte de la casa comercial, tener siquiera la gentileza de decirme que iban a obrar así. Quizá creyeron que yo les iba a pedir una recompensa económica, con lo cual demostraban no conocer a los radioaficionados, pues para nosotros la radioafición es un entretenimiento —muy querido—, pero no vivimos de la radioafición. A raíz de la publicación del artículo de la antena colineal hubo también «lenguas

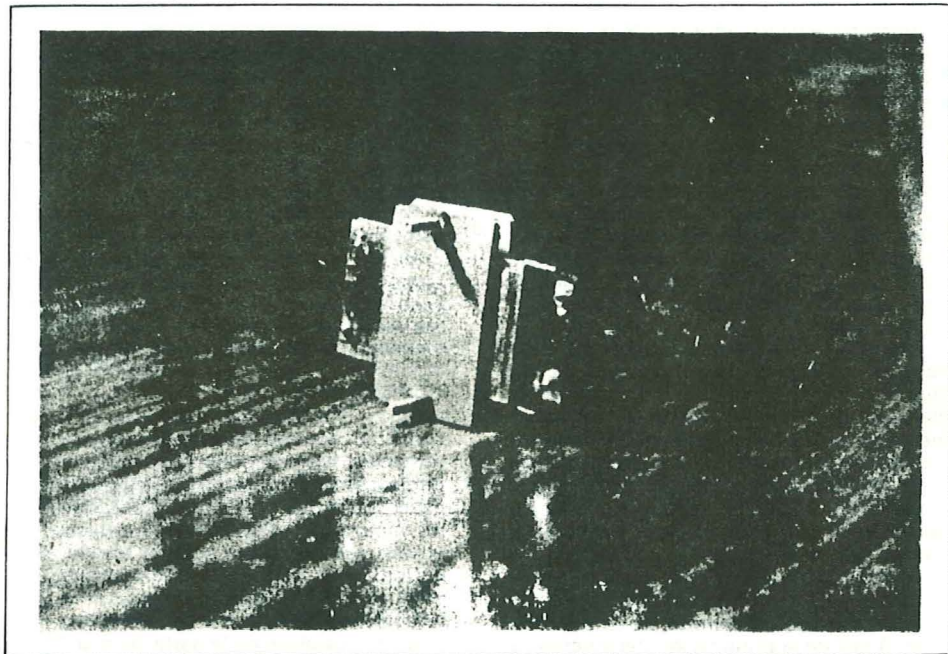
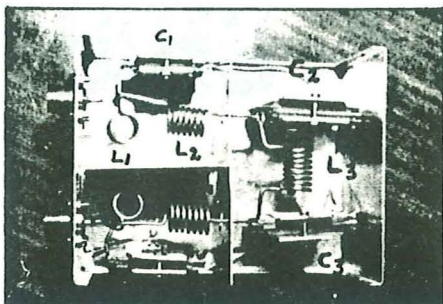
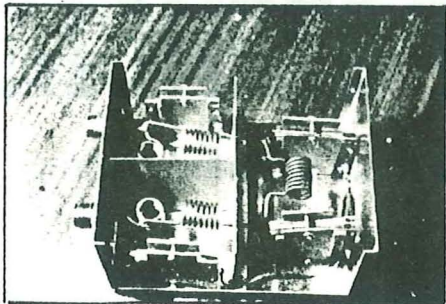
de doble filo» que comentaron que mandar a nuestra revista «aquella tontería» no era más que buscando popularidad —como si yo fuese un artista de cine!—; esto, a más de algunas otras cosillas, hicieron que me sintiese muy dolido y decidiese no enviar nada más a nuestra revista.

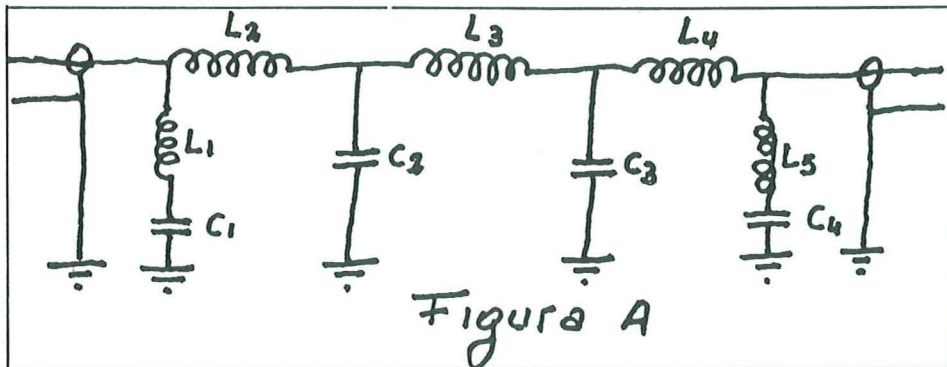
Pero el tiempo todo lo cura, y de nuevo estoy aquí, pues sigo creyendo que la revista de los radioaficionados españoles la tenemos que hacer los radioaficionados de España, y desde aquí insisto a todos cuantos «calientan el soldador» a que envíen el resultado de sus experiencias —aunque sean «tonterías»—, pues es muy posible que esa «tontería» solucionen el problema a muchos colegas. Nos consta a todos que en España hay gran número de radioaficionados que todos los días «calientan el soldador», y que consiguen montajes de categoría; desde estas líneas yo les pido encarecidamente, en nombre de todos los demás colegas, que envíen sus trabajos a nuestra revista, sean de más o de menos categoría técnica, jeso es lo de menos!, para que no se dé el caso bochornoso de que prácticamente no haya nada que publicar en la parte técnica. Quien pudiendo no envía sus trabajos a nuestra

revista, entiendo que no ha comprendido realmente lo que es ser radioaficionado, y demuestra querer muy poco a nuestra URE —¡hoy más necesitada de apoyo que nunca!—. ¡Entre todos acabemos de una vez con la cantilena de que técnicamente nuestra revista es una porquería! ¡Si no colaboras, después no te quejes!

Y, tras de esta, para mí obligada introducción, vamos a lo nuestro.

Montar un filtro pasabajos para pequeña potencia no tiene gran dificultad, pues el problema es el de los condensadores, y éstos al ser de relativa baja tensión, se encuentran con facilidad. Pero cuando se trata de montar un filtro pasabajos para



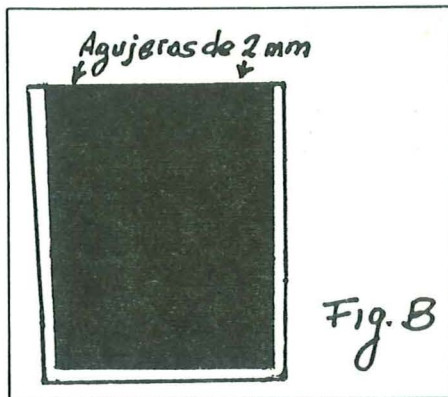


algunos kilovatios de potencia, la cosa se complica, pues encontrar condensadores que aguanten esas altas tensiones y grandes intensidades necesarias es tarea muy difícil, además de que, si se encuentran, el precio de dichos condensadores es astronómico.

Hace algunos años apareció en nuestra revista un artículo en que describía un filtro pasabajos que utilizaba como condensadores placas de circuito impreso de doble cara. Monté aquel filtro y, quizá por no montarlo yo correctamente, no me dio el resultado apetecido. Partiendo de la idea de los condensadores con placa de circuito impreso, yo realicé otros condensadores mucho más pequeños y, además, con mayor poder de aislamiento —se han probado a más de 15.000 voltios sin sufrir perforación—. Hice cientos de bobinas y, por fin, salió un filtro pasabajos que me ha dejado totalmente satisfecho.

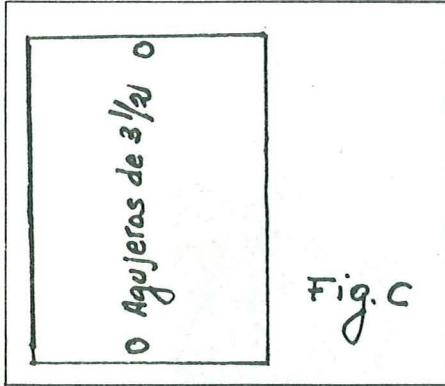
En la figura A está el esquema teórico del filtro, que es totalmente clásico. Los condensadores C1 y C4 son de 50 pF, y los C2 y C3 son de 170 pF. Tanto unos como otros se realizan con placa de circuito impreso de una sola cara de cobre y fibra de vidrio.

Los condensadores C1 y C4 se confeccionan cada uno con tres placas de circuito impreso, de fibra de vidrio, que tengan cada placa 50 × 30 mm. Con el fin de prevenir posibles saltos de chispas entre sus bordes, a estas placas de circuito impreso se les retira el cobre en sus lados de 50 mm. y en uno de los de 30, y en una anchura de 2 milímetros a contar desde los bordes de las placas. Una forma de realizar el borde sin cobre, de 2 mm. de ancho, es recubriendo toda la placa de cobre con cinta aislante plástica de buena calidad (no Celox u otra cinta plástica transparente, que al contacto con el agua se despegas); cortar la cinta a 2 mm. de los bordes de la placa y retirar las tiritas, quedando el cobre al descubierto



sólo en los tres bordes, sumergir en el baño químico y, una vez que el cobre haya desaparecido, retirar la cinta aislante, lavar abundantemente con agua y secar las placas. Tomar dos placas para cada condensador y encararlas, dejando un lado de cobre en el centro y, teniendo en el mismo lado los lados de 30 mm., cuyo cobre no fue atacado por el baño químico por haberlo preservado la cinta aislante, bien encaradas y sujetas procederemos a realizar, junto al borde del cobre, dos agujeros de 2 mm. de diámetro (Fig. B). Prepararemos dos placas de mica de 0,5 mm. de grueso, que sea de buena calidad, o sea, con pocas incrustaciones metálicas y de igual medida a las placas de circuito impreso, o sea, 50 × 30 milímetros, y también otras dos placas de aluminio de unos 2 mm. de grueso de 50 × 30 mm. a las cuales les haremos dos agujeros de unos 3,5 mm. de diámetro, uno en cada lado, de 30 mm., en mitad de éstos, y junto a los bordes (Fig. C). Y ya procederemos a montar los condensadores: se toma una placa de circuito impreso de las que les hicimos los agujeritos de 2 mm. de diámetro, y en los mismos, y de forma perpen-

dicular, le soldaremos dos trocitos de alambre de cobre de igual diámetro, teniendo buen cuidado de que la soldadura no sea con excesivo estaño, y que éste corra sobre la placa de circuito impreso, con el fin de que no quede mucho bulto de estaño sobre el alambre. Colocar la segunda placa de circuito impreso para comprobar que queda perfectamente, una vez pasados los alambres por sus agujeros, si están perfectamente encaradas las dos placas, retirar la segunda. Sobre la placa que tiene los alambres soldados, y por su lado de placa de cobre,



colocar una placa de mica, colocar otra placa de fibra de vidrio (la que no tiene agujeros), con el lado de fibra de vidrio sobre la mica y, poniendo el lado corto cuyo cobre llega hasta el final al lado contrario de la primera placa que pusimos con los alambres soldados, colocar sobre esta segunda placa de circuito impreso otra placa de mica y, a continuación, la segunda placa de los agujeros, haciendo pasar éstos por los alambres que están soldados en la primera placa. Tomar las placas de aluminio, y por sus agujeros pasar dos tornillos con sus tuercas, introducir entre las dos placas de aluminio el ensamblado del condensador, centrar las placas de éste y también respecto a las de aluminio (que se habrán colocado perpendiculares respecto a las del condensador); centrado todo perfectamente, apretar las tuercas y, tras de soldar los alambres de la segunda placa de circuito impreso con agujeros, tendremos el condensador listo. De esta forma el condensador quedará así: placa de aluminio, lado de fibra de la primera placa con agujeros, placa de cobre de la de sin agujeros, fibra de mica, fibra de vidrio y placa de cobre, que queda en contacto con la placa de aluminio. Por supuesto que las dos placas unidas por los alambres soldados, y una de las cuales, su lado de cobre queda en

contacto con el aluminio, éste será el lado del condensador que va a masa, en tanto que el de una placa sola será el vivo. Los condensadores de 170 pF se confeccionarán exactamente igual que los de 50, pero teniendo en cuenta que las placas de circuito impreso serán de 50 × 35 mm. y que llevará cinco placas cada condensador, dos de las cuales serán el vivo y tres a masa, unidas unas y las otras independientemente mediante sus trozos de alambre, y separados por sus placas de mica además de por la fibra de vidrio. Las placas de sustentación de aluminio tendrán 30 × 55, dado que las placas de circuito impreso son algo más anchas que las de los condensadores de 50 pF. Además de las cinco placas de circuito impreso, que se conectarán, habrá que cortar otra sexta placa, ésta de 42 × 35 (no hace falta quitarles los rebordes de cobre y se colocará sin conectar con su cara de cobre en contacto con el aluminio); así, pues, este condensador quedará así: placa de aluminio, placa de fibra de 42 × 35 (con su lado de cobre en contacto con el aluminio), fibra de vidrio, fibra de vidrio de la primera placa de masa, cara de cobre, fibra de mica, fibra de vidrio de la primera placa del vivo, cara del cobre, placa de mica, lado de fibra de la segunda placa de masa, lado del cobre, placa de mica, fibra de la segunda placa del vivo, cara de cobre, placa de mica, fibra de vidrio de la tercera placa de masa, cara del cobre y placa de aluminio para sustentación de todo el ensamblaje.

Montados los condensadores, será preciso comprobar su capacidad con un capacitmetro, puesto que por estar más o menos introducidas las placas pueden estar con más o menos capacidad de las necesarias.

Las bobinas se realizarán con alambre de cobre plateado, aunque, si es con alambre de cobre esmaltado, supongo que los resultados no variarán sustancialmente. El diámetro del alambre de cobre será de 2 mm. y se bobinarán juntas 44 espiras sobre una forma de 12,5 mm. de diámetro. Al retirar la forma la bobina quedará con un diámetro interior de unos 12,7 mm. Se procederá seguidamente a separar las espiras de esta bobina, de forma que cada ocho espiras ocupen una longitud de 25 mm. Para separar estas espiras yo os aconsejaría utilizáseis una placa de plástico de unos 2 mm. de grueso, o bien una barrita de igual material y del mismo diámetro. La placa de plástico, o la barrita, se introducirán hasta la mitad de la primera espira de la bobina y, dándole vueltas a ésta, se harán pasar todas las espiras, teniendo cuidado de que la placa de plástico o la barrita ocupen igual posición —o sea, el centro— al paso de todas

las espiras, puesto que si en unas está más introducida que en otras, la separación será distinta. Se mide la longitud y, si no es la más apropiada, se repite la operación introduciendo un poquito más la placa o la barrita de plástico. Obtenida la separación precisa se procederá a cortar las distintas bobinas del filtro, que son: L1 y L5 tendrán 5 espiras, y media. L2 y L4 tendrán ocho espiras, y L3 nueve espiras. Cada una de las bobinas se cortarán con dos espiras más de las necesarias, con el fin de que, una vez enderezada cada una de las espiras que nos sobran en cada uno de los extremos de la bobina, haya alambre suficiente para hacer las conexiones.

La caja sobre la que yo he montado el filtro es de aluminio, baratita —no me llegó a 200 pesetas—, y tiene 15,5 × 12,5 centímetros. En uno de los costados de la caja se montarán dos conectores PL 239, y el interior de la caja lo dividiremos en tres compartimentos, mediante dos placas de aluminio colocadas en cruz. En las dos jaulas más pequeñas que llevan los conectores, llevará cada una a L1 (puesta perpendicularmente) L2 y C1, y la otra, a L4, L5 y C4. La tercera jaula —que es la más grande— lleva a C2, C3 y L3. A la placa de aluminio que separa las jaulas pequeñas de la más grande habrá que hacerle dos agujeros suficientemente amplios para que pase el terminal de las bobinas L2 y L4, que se unen a L3 y C2 y C3. Las bobinas van soportadas por los conectores de entrada y salida y por los condensadores, para lo cual a estos últimos se les hará una escuadrilla de uno de cuyos lados se unirán a uno de los tornillos de los condensadores mediante una contratuerca (no tocar las tuercas de los condensadores una vez que se ajusten con el capacímetro) y el otro extremo de la escuadra, con su agujerito correspondiente, se unirá a la caja. La fotografía que adjunto

creo que es suficientemente expresiva para comprender todo el montaje. Una malla de cobre de un trozo de cable coaxial, al cual se la habremos retirado, unirá los conectores entre sí y también todas las masas de los condensadores.

Para el ajuste del filtro se montarán todos los condensadores y se presentarán las bobinas, dejando sin montar la L2 y la L4. Se cortocircuitan los conectores y, con un «grip-dip», se ajusta L1 y L5, estirando o juntando sus espiras de forma que resuenen en 44,4 MHz. Después se ajusta L3 (con sus condensadores asociados C2 y C3, de forma que resuene en 25,5 MHz. Se retira la bobina L3 y se quitan los cortocircuitos de los conectores, colocando las bobinas L2 y L4, y se ajustan de forma que resuenen en 32,5 MHz. Se instala la bobina L3, teniendo cuidado de que no sufra variaciones en su longitud originaria. Entonces, acercando el «grip-dip» a cualquier bobina, deberá resonar en 36 MHz, que es la frecuencia de corte del filtro.

La impedancia del filtro es de 50 ohmios. La pérdida de inserción es despreciable. Por último, un consejo: colocar el filtro lo más cerca del equipo y, desde luego, entre el medidor de estacionarias y la antena, puesto que algunas veces los medidores de estacionarias, al no tener en perfecto estado los diodos, gastan unas bromas muy pesadas con la TV.

Y, por hoy, ya está bien de rollo. Un cordial abrazo para todos y sabed que estoy QRV.

MANOLO

Postdata — Si algún particular o casa comercial quisiese fabricar comercialmente este filtro, sepa que tiene mi expresa autorización, solo le pido dos cosas: prometa, que recuerden que los radioaficionados no fuimos herederos de Unasir, y segunda que si lo tienen a bien lo bauticen con el nombre de EA7ZW ¿Es mucho pedir? ¡Gracias! VALE

FILTRO «DRAKE»

Ceferino, EA4IH

Figura 1:
(TV-1000-LP LOW PASS FILTER)

$C_1, C_5=22$ pF/5 Kv.; $C_2=27$ pF/5 Kv.; $C_3, C_4=33$ pF; $L_1=4\ 1/2$ esp.; $L_2=8$ esp.; $L_3=7$ esp.; $L_4=6$ esp.

— Los condensadores serán cerámicos de 5 Kv. de emisión, con una tolerancia del 10 por 100.

— La máxima potencia admitida por este filtro es de 2 Kv. (p.e.p.) en S.S.B.

— Impedancia de entrada y salida, 52 ohmios.

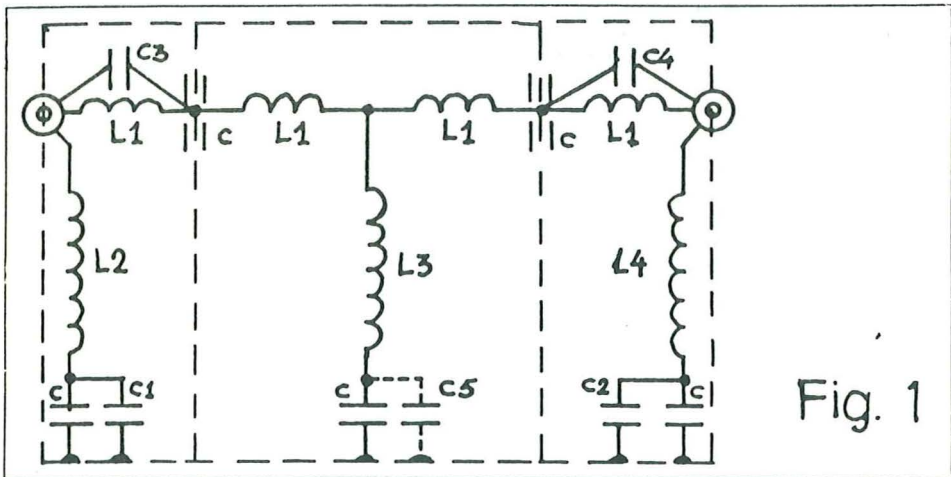


Fig. 1

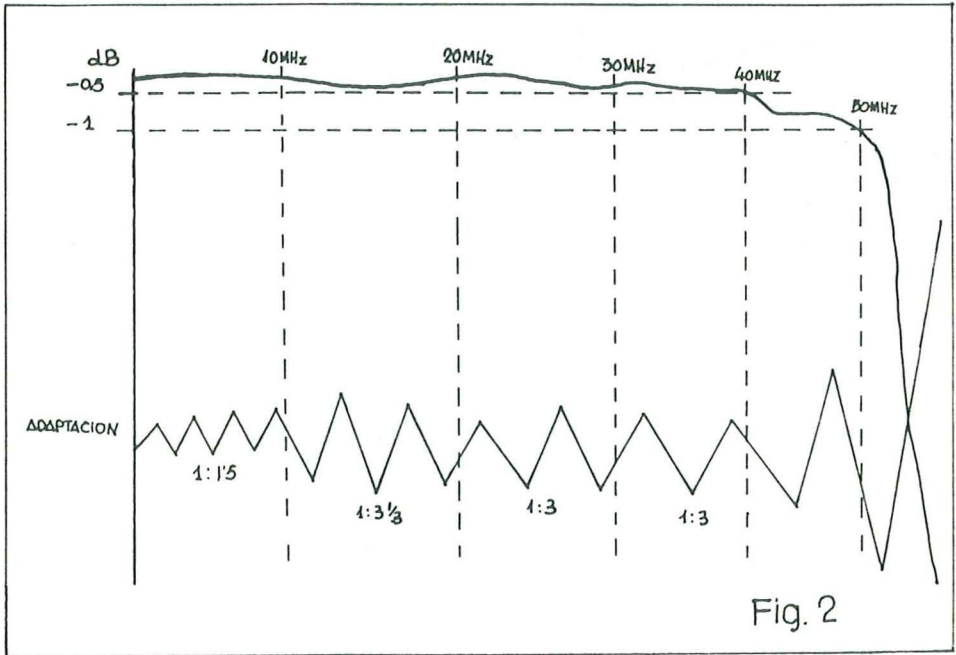


FIGURA 2

- Características del filtro de origen sin C₁, C₂, C₃, C₄ ni C₅.
- Frecuencia de corte, 52 MHz.

Figuras 2 y 3: ADAPTACION DEL FILTRO «DRAKE» A LOS CANALES TV DE EUROPA

— Curvas de ajuste, gentileza de EA4AV/EA4CH de la Dirección General de Radio y Televisión.

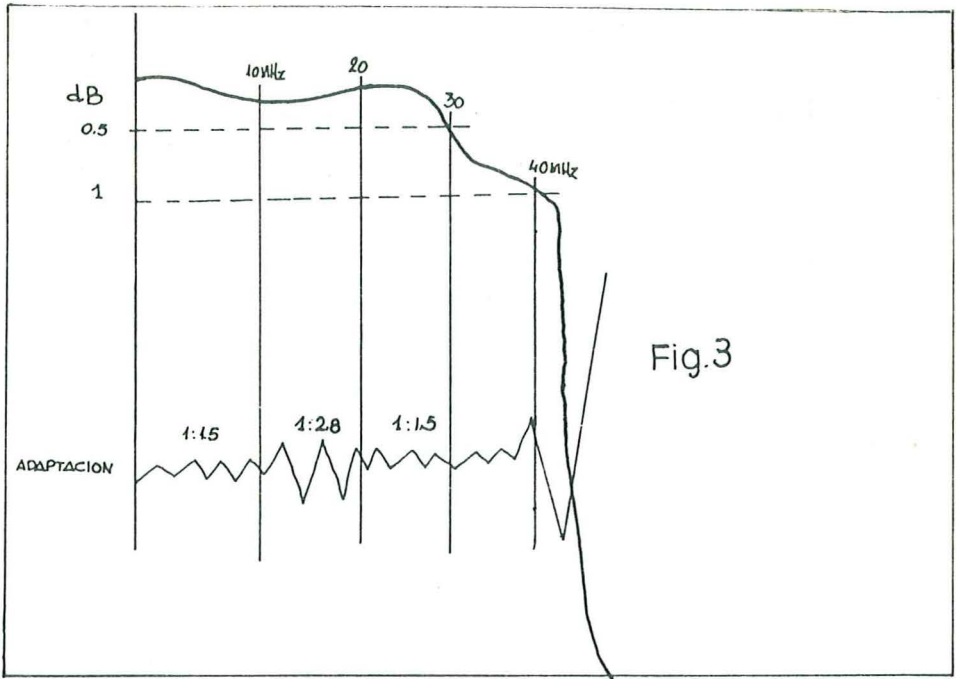


FIGURA 3

- Características del filtro con C_1 , C_2 , C_3/C_4 , o C_5 , sin C_1/C_2 .
- Frecuencia de corte, 45 MHz.

Frec. MHz. entre Canal		Atenuación entre
48		
53	2	0,5 a 51 dB
55		
60	3	35 a 65 dB
62		
67	4	60 a 72 dB

El filtro Drake TV-3300-LP

Por EA 3 OB/ON 4 OB

Resumen.—Un filtro nuevo estupendamente eficaz.

Anteriormente hemos calculado la atenuación teórica necesaria para satisfacer la prescripción de $30 \mu\text{V}$; intensidad del CEM (1) admisible, en algunos países, en los armónicos.

La compañía DRAKE acabó de poner en el mercado un filtro nuevo, cuya atenuación anunzada es más de 80 dB en 41 MHz.

Claro que nos interesaba comprobar las características de ese filtro. Eso fue dado en el laboratorio de la Administración belga de Teléfonos y Telégrafos. Agradezco sinceramente la ayuda de sus especialistas.

Aparatos de medidas utilizados

Generadores HF:

Signal Generator 10 kHz-510 MHz.

Marconi Instruments Ltd.

Tipo: TF 2008/1.

Tracking Generator 0,5-1.300 MHz.

Hewlett-Packard, tipo 8444 A.

Analizador:

Hewlett-Packard Spectrum Analyzer.

0,5-1.300 MHz. Tipo: 8854 L.

Voltaje de inyección: 100 mV.

Descripción del filtro

Comprende tres células según figura 1.

Entrada y salida: 52Ω .

a: Láminas-resorte para asegurar el contacto de semipartes de caja.

(1) CEM: Campo electromagnético.

Atenuaciones determinadas

El diagrama representa la curva de las atenuaciones en función de las frecuencias. El detalle es dado en el siguiente cuadro.

Atenuaciones (db)	Frecuencia (MHz)
0	34,44
8	35,33
16	36,04
24	36,75
32	37,47
40	38,22
48	38,91
56	39,56
64	40,07
72	40,57
80	40,95
88	41,19
96	41,45

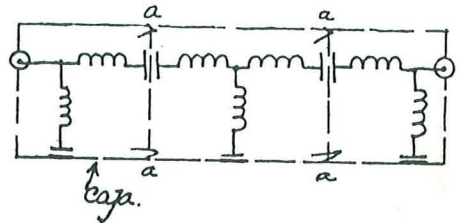
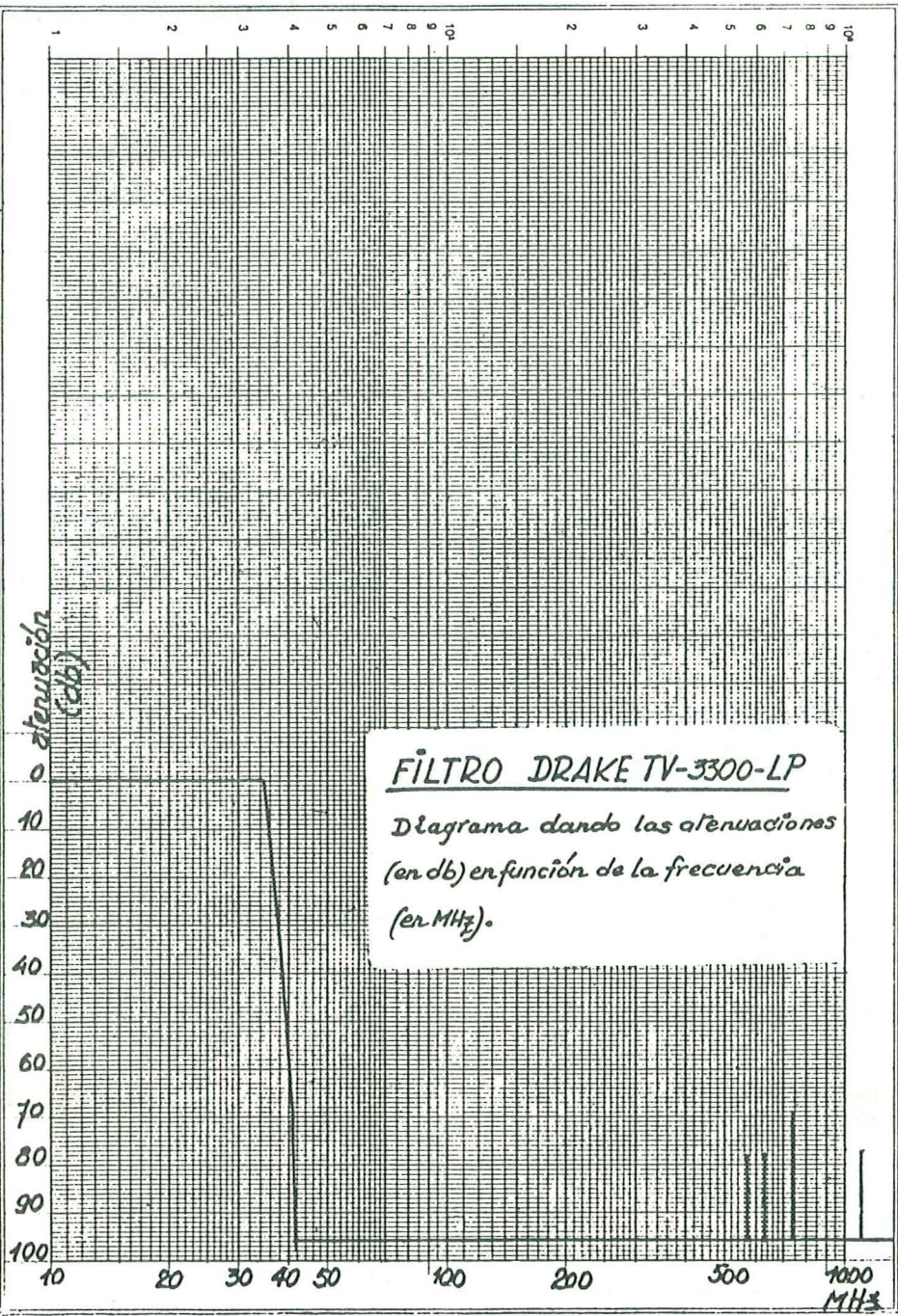


FIG. 1.

Conclusión

El filtro DRAKE TV-3300-LP posee una eficacia estupenda desde 41 MHz hasta 1.300 MHz. No cabe duda que ese filtro es un accesorio de primer valor para evitar TVI molestias.

Logar. Division } 1-100, Einheit } 0,333 mm



Ed. Aerni-Lauch, Bern N.º 327

Filtro pasabajos de alta potencia

Por WB 4 MYL

Traducido de la revista «73»,

La construcción de un filtro pasabajos capaz de manejar la máxima potencia legal es usualmente complicada debido a los siguientes factores:

1. La mayoría de los artículos que tratan de ello describen unidades para 250 W o menos.

2. Los filtros para mayores niveles de potencia requieren condensadores especiales que no son fáciles de encontrar (no mencionemos su coste).

3. Tales condensadores, si han de ser ajustables, hacen que la unidad sea grande, debido a sus propias dimensiones físicas, y se requieren instrumentos adecuados para el ajuste, no tendiendo por sí mismos normalmente a seguir las especificaciones del montaje original.

El filtro descrito a continuación *no requiere condensadores*, ya que usa plancha de circuito impreso por ambas caras como elementos capacitivos. Si se respetan fielmente

las dimensiones dadas, no necesita ajuste, y el tamaño total es realmente pequeño: $24,5 \times 5 \times 5$ cm.

Materiales precisos para la construcción

Plancha de circuito impreso por ambas caras de 1,5 mm de grosor.

Hilo de cobre núm. 10 (2,6 mm de diámetro).

Dos conectores SO239.

Tornillería diversa de latón.

El circuito de este filtro no es nuevo, pero sí lo es el uso de la plancha de circuito impreso de doble cara. Aunque ha sido diseñado para líneas de 52 ohmios, puede ser remodelado para cualquier impedancia sin más que calcular las dimensiones de la caja de acuerdo con las capacidades requeridas, basándose en el conocimiento de la capacidad de la placa de circuito impreso por unidad de superficie.

La capacidad de la placa de c/i, de 1,5 cm

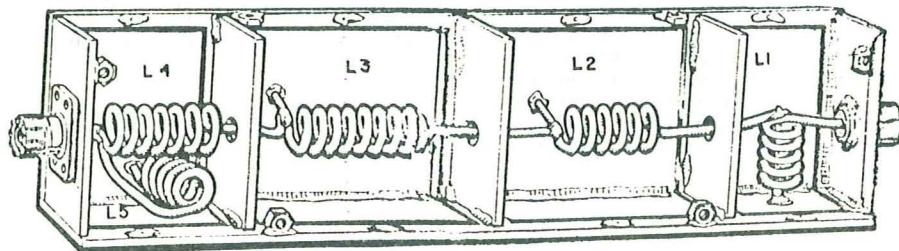


Fig. 1.—Perspectiva del filtro pasabajos. Está enteramente construido de chapa de circuito impreso de doble cara, con secciones del circuito impreso usadas como condensadores.

de espesor y doble cara, resultó ser de 14 pF, midiendo una superficie de 6,5 cm cuadrados. La medida con placa de epoxi (fibra de vidrio) fue esencialmente la misma que con placa fenólica. La placa de 2 mm de espesor e idéntica superficie (6,5 cm cuadrados) dio una medida de 8 pF.

En la figura 1 se muestra un dibujo del filtro pasabajos. En él se ven cuatro com-

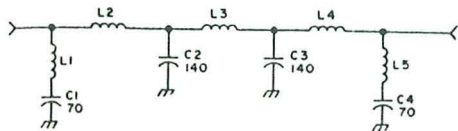


FIG. 2.—Esquema del filtro. Todas las bobinas están hechas de hilo de cobre núm. 10 (2,6 mm) con un diámetro interior de 1,2 cm. L_1 y L_5 tienen 5 espiras y 2 cm de longitud (3/4"); L_2 y L_4 tienen 6 espiras y 2,54 cm (1") de longitud; L_3 tiene 8 1/2 espiras y 3,8 cm (1 1/2") de longitud.

partimientos apantallados. Las paredes internas de cada sección constituyen una placa de cada condensador, siendo la otra el exterior de la caja.

El exterior de la caja y los tabiques divisores están a potencial de masa. La figura 2 muestra el circuito eléctrico del filtro. Los trozos de plancha de circuito impreso que forman los tabiques y los costados de la caja se unen entre sí mediante soldadura. La figura 3 es el dibujo acotado con las dimensiones de la placa que forman *dos lados* de la caja. Las pistas aislantes de 0,3 cm (3 mm) de ancho pueden ser realizadas mediante solución decapante, como es habitual en la técnica de los c/i, o bien cortados con cuchilla (cuchillas «X-acto», por ejemplo) y «peladas» posteriormente. La placa ha de ser posteriormente cortada por la mitad, a lo largo, y los lados cortados, limados a inglete (45°) para posteriormente ser soldados por ambas caras (evitando cortocircuitos entre el interior y el exterior) y formar las paredes de la caja tal como muestra la figura 1.

La conexión entre las partes de masa exteriores e interiores se logra mediante taladros al lado de los tabiques, atravesados por hilo de cobre y soldados exterior e interiormente a cada superficie de cobre que deba estar conectada a masa (no a los condensa-

dores construidos con los rectángulos recorados).

Los tabiques pueden asimismo hacerse de placa de c/i con taladros de 6 mm en su centro para el paso de las conexiones de las bobinas.

La tapa puede ser hecha con chapa de aluminio (o cobre) doblada a 90°, con taladros alineados con las tuercas de latón soldadas en los bordes interiores de masa, como se ve en la figura 1.

El filtro así construido trabajó muy bien al serle aplicados 1.200 W de RF; no pudo observarse incremento en la R.O.E. existente en el sistema con anterioridad a su inclusión. La frecuencia de corte se sitúa a unos 30 MHz, con la atenuación cayendo agudamente hacia los 40 MHz.

Tabla del bobinas

- L_1 y L_5 : 5 espiras al aire ocupando 1,9 cm (19 mm).
- L_2 y L_4 : 6 espiras al aire ocupando 2,4 cm (24 mm).
- L_3 : 8 1/2 espiras al aire ocupando 3,8 cm (38 mm).

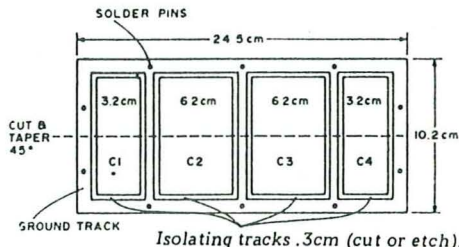


FIG. 3.—Los condensadores están hechos a base de tallar (1) pistas aislantes alrededor de secciones de cobre rectangulares.

Todas las bobinas son de hilo de cobre núm. 10 (2,6 mm de diámetro) y devanadas sobre mandril de 71/6" (1,2 cm) de diámetro, que luego se retira para que las espiras queden al aire, autosoportadas por sus conexiones.

(1) Mecánicamente o mediante solución ácida.

LO ULTIMO EN FILTROS

«SPLIT» - FILTER
0-30 MHz., 2.500 W.

Traducción: DJOZZ
Benjamín BLANARI

A continuación, una traducción somera de la hoja que acompañaba al filtro:

Bloqueo, a partir de 34 MHz., campo de permeabilidad 0-30 MHz. ($\pm 0,1$ dB), las ondas superiores a partir de 37 MHz. son «bifurcadas» y absorbidas por completo por la resistencia real. Por ello, no se efectúa una reflexión, sino una «absorción» de ondas armónicas. Por ello, se evitan ondas superiores envolventes, ya que los armónicos **no llegan a la antena**. La energía proveniente de armónicas no es reflejada al emisor, como es el caso en los filtros convencionales, sino que es **destruida en el filtro**.

Para el campo de permeabilidad de 0-30 MHz. se comporta en filtro como un filtro de pasabajo de baja atenuación, menor a 0,1 dB; en el campo de bloqueo se obtienen valores de atenuación de hasta 70 dB aun cuando el filtro haya sido conectado al revés (antena a transmisor y viceversa); se trata de un filtro de sistema «Butterworth» con 10 elementos unitarios incluyendo los semielementos en m-derivada para elevación de flanco y aplanamiento de resistencia de onda. Se emplean tan sólo condensadores de 5 y 6 Kv. No se emplean sistemas variables de sintonía, que puedan cambiar con el tiempo.

Potencia en tránsito, 2.500 w. (CW, AM, SSB); resistencia de onda, 50-75 Ohm.

Campo de permeabilidad, 0-30 MHz. a un máximo de 0,1 dB(U).

Campo de bloqueo > 50 dB, a partir de 37 MHz., con absorción completa de ondas superiores.

Campo de bloqueo > 60 dB, a partir de 50 MHz., con absorción completa de ondas superiores.

Campo de bloqueo > 70 dB, a partir de 75 MHz., con absorción completa de ondas superiores.

Acción del filtro de paso-alto, a partir de 37 MHz. (seguro hasta 1 GHz.).

Resistencia de absorción: 60 Ohm., 20 w. (PEP).

La compatibilidad de potencia corresponde a, aproximadamente, 20 dB(N) a 1.000 w. de potencia de onda principal.

Cada filtro se prueba individualmente con wobulador y se comprueba a 3 Kw.; conectar la toma «sender» **directamente** (no usar coaxial, usar acoplador pl.) al emisor y la toma «antenne» al cable coaxial de antena. Si se truecan las conexiones, se obtendrá el efecto de un filtro paso-bajo común y corriente (sirve para controlar si hay ondas envolventes superiores), no SWR.

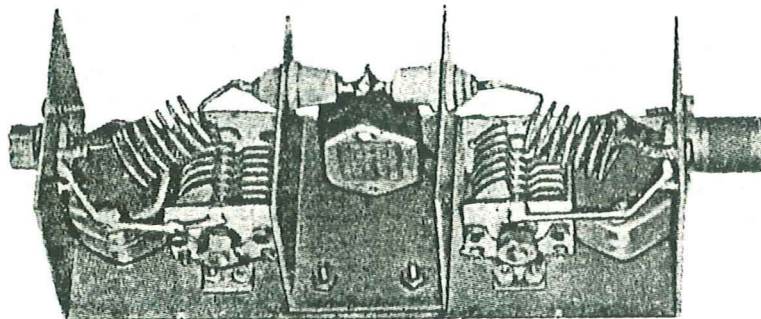
El filtro debe ser parte integral del equipo y debe estar «pegado» a él (lo dicho, no usar coaxial para conectarlo al equipo, sino usar doble-hembra conector pl.).

Filtro de media onda ajustable

Traducido de Antenna (Rio Janeiro)
Por «LAS DOS PAREJAS»

A pesar de que el filtro de armónico de media onda ha sido descrito más de una vez en las revistas especializadas, durante estos tres o cuatro últimos años,

yectado y destinado a suprimir los armónicos, eliminando así las interferencias que los radioaficionados pueden producir en los receptores de TV, aunque



la mayor parte de los aficionados tienen una vaga idea de sus posibilidades y aplicaciones.

El filtro, que en un principio fué pro-

este filtro tiene otras importantes aplicaciones, que serán expuestas todas ellas en este artículo.

La fotografía y la figura 1 nos mues-

tran un filtro de media onda ajustable, proyectado para eliminar las interferencias en la TV de un transmisor de 750 W. operando en la banda de 20 metros. Como la mayor parte de los aficionados están actualmente interesados por las características de este filtro, principalmente como supresor de armónicos que interfieran las emisiones de TV, y teniendo en cuenta la extensión a todo el territorio nacional de estas emisiones, es por lo que la utilización de este filtro como tal supresor de armónicos, así como su construcción y ajuste, es lo primero que vamos a exponer.

El término "media onda" se refiere a

En la frecuencia en que L1-C1 y L2-C2 son resonantes, el circuito tendrá exactamente las mismas características eléctricas que una línea de transmisión de media onda. En otras palabras, si proyectamos un filtro de este tipo para una impedancia en la fuente de 53Ω y lo colocamos en serie con una línea de transmisión de 53Ω , tal como la RG/8-U, por ejemplo, en la frecuencia de sintonía de los dos circuitos resonantes el efecto eléctrico es exactamente el mismo que si colocásemos una línea adicional de 53Ω de un valor igual a media onda. En las frecuencias para las cuales L1-C1 y L2-C2 no sean resonantes, la impedancia del

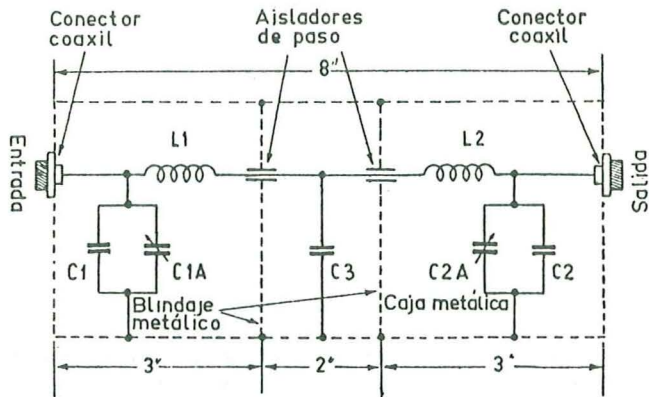


Fig. 1

las características eléctricas del circuito en la frecuencia fundamental o de operación. Como se ve en el diagrama de la figura 1, el filtro consiste en dos circuitos resonantes acoplados, no inductivamente, L1-C1 y L2-C2, que están sintonizados para la frecuencia fundamental. En un filtro proyectado para ser colocado en serie con una línea de transmisión coaxial de 53 ohmios ó 75 ohmios, el "Q" de los dos circuitos resonantes será muy bajo, y consecuentemente el ajuste de L o C no será absolutamente crítico. Los dos circuitos resonantes están mutuamente acoplados por medio de un condensador C3.

lado vivo del circuito a masa será muy baja. Esto sería cierto, tanto para frecuencias por encima como por debajo de la frecuencia de paso del filtro. Esta característica tiene la desventaja de hacer necesario un filtro separado para cada banda de aficionados, en comparación con un filtro común pasabajos que deja pasar todas las frecuencias por debajo de la de corte.

Si un filtro de media onda proyectado para diez metros se coloca en una línea de transmisión de un aparato transmisor trabajando en ochenta metros, o viceversa, la salida de R. F. será prácticamente derivada hacia la masa. Es

necesario decir que los condensadores fijos de filtro probablemente sufrirán un sobrecalentamiento. En una unidad debidamente proyectada y construida, la atenuación de frecuencias será del orden de 30 dB. por octava, siendo más notable en los armónicos superiores al tercero. La línea coaxil de media onda que fué usada para comparaciones, no tenía de por sí ninguna atenuación de armónicos.

En la frecuencia fundamental, tanto la línea de media onda como el filtro de media onda harán reflejar en los terminales de salida exactamente el mismo valor de impedancia aplicado en los terminales de entrada. Esto sucederá en la línea "plana". El filtro de media onda, cuando sea empleado en serie con una línea de transmisión, no tendrá efecto en la carga del amplificador de potencia de R. F.; nuestro transmisor trabaja 330 mA. de corriente continua de placa en el paso final de R. F. desde un extremo a otro de la banda de 20 metros, tenga colocado o no el filtro, por lo que no se debe de pensar que el filtro es un dispositivo cazador de impedancia, al menos cuando se use de esta manera, ya que si hubiera ondas estacionarias en la línea también se presentarán con el filtro cuando sea instalado.

La presencia de ondas estacionarias en la línea no hará que el filtro altere la carga del transmisor, como acontece con un filtro común pasabajos, a no ser que sus componentes cambien de valor. Las características de la atenuación armónica permanecen en las mismas, haya o no ondas estacionarias.

Cuando la relación ondas estacionarias R. O. E. (Standing Wave Ratio: s. w. r.) es alta, las pérdidas tanto en la línea como en el filtro serán grandes. Si la relación de ondas estacionarias es muy alta, sobre todo con potencias elevadas, la fuerte corriente de radiofrecuencia que circulará a través de los condensadores fijos puede causar un so-

brecalentamiento y eventualmente un cortocircuito o una explosión.

Si la relación de ondas estacionarias es relativamente baja (nada más que 2:1) y el filtro está construido de acuerdo con las explicaciones, no debe de haber problemas de calentamiento o ruptura de componentes aun a la potencia máxima de mil vatios de entrada en el amplificador final. La pérdida por la inserción del filtro debidamente proyectado y construido, y operando con una línea de transmisión coaxil con relación de ondas estacionarias de 1:1, será del orden de 0,5 dB. o menos.

El montaje del filtro que se presenta en las fotografías es muy simple. Sus componentes van colocados en una caja de aluminio de dos secciones, cuya dimensión total es de 20 cm., 7,5 cm. de largo y 7 cm. de altura. En los terminales de entrada y salida del filtro se usan conectores coaxiles tipo R. F., especiales para chasis. Los dos circuitos sintonizados son idénticos. Las bobinas L1-L2 están hechas con siete espiras de hilo desnudo de cobre número 12, tres cuartos de pulgada de diámetro y de siete octavos de pulgada de longitud.

Los condensadores fijos son de mica, para transmisión de 1,250 V. de tensión de trabajo; los condensadores variables son de 50 picofaradios de doble espacio, del tipo usado en receptores. Los condensadores fijos de 200 picofaradios (C1-C2) están constituidos, cada uno, de los condensadores de 100 picofaradios colocados en paralelo, ya que tal combinación parece que puede soportar una corriente mayor que una unidad simple de 200 picofaradios. Esta precaución no es necesaria, a no ser que el filtro tenga que dejar pasar cargas superiores a 600 W. Para operar con potencias menores, unidades simples y de valor apropiado, serán las que se deben usar para potencias inferiores a 150 W., o pequeños condensadores de mica usados en receptores; tipo sello postal se pueden

usar en este caso con la misma seguridad.

Una lámina de cobre de 18 cm. por 7 cm., doblada en U, se usó como blindaje (véase fig. 2). Este blindaje divide a la caja de aluminio en tres compartimentos, siendo la medida de los compartimentos extremos de 6,5 cm. cada

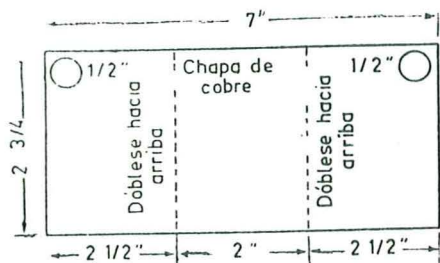


Fig. 2

uno y el del centro de 5 cm., y su finalidad es obtener el máximo aislamiento entre los dos circuitos sintonizados. Las bobinas L1 y L2 están montadas de tal manera que sus ejes forman entre sí un ángulo de 80°, estando soldados sus extremos por un lado con el terminal interno del conector coaxial y por otro al aislador de paso colocado en el blindaje de cobre. Los dos aisladores de paso están soldados juntos por la parte de dentro del compartimento central de 5 cm. formado por el blindaje de cobre y el condensador C3 (de 440 picofaradios de mica) está colocado entre este punto y masa. Los condensadores de 100 picofaradios de mica, paralelos, que forman C1 y C2, están montados en los compartimentos extremos, lo más próximo posible de los terminales de los conectores coaxiales. Los condensadores variables están también colocados en los compartimentos extremos, al lado de las láminas de cobre y lo más próximos posible de los condensadores de mica. Las salidas de las bobinas para los condensadores deben ser rígidas, cortas y rectas. En la fotografía son de hilo desnudo de cobre del número 8; una lámina de

cobre rígida de 1/4 ó 1/2 de pulgada aún sería mejor. La finalidad es reducir al máximo la inductancia y consecuentemente la impedancia para frecuencias armónicas, entre el lado "vivo" de la línea y la masa. Es también importante que las uniones de los aisladores de paso para C3, y el del terminal opuesto de C para masa, sean cortas y rígidas.

Una vez construido el filtro, éste puede ser colocado en serie entre una línea de transmisión y la salida de varias frecuencias de R. F. No hay diferencia ninguna en usar cualquiera de las dos extremidades del filtro como entrada o salida, ya que es simétrico. Antes de unir el filtro, el amplificador debe ser debidamente sintonizado, y si se puede disponer de un medidor de ondas estacionarias es conveniente anotar esta relación. Entonces se intercala el filtro y los dos condensadores se ajustan para una lectura mínima en el medidor. Si el valor más pequeño de relación de ondas estacionarias que se obtuviese fuese mayor que el valor anotado antes, la autoinducción de las bobinas debe ser variada, abriendo o apretando las espiras, al mismo tiempo que los condensadores se ajustan nuevamente, hasta que la relación de ondas estacionarias sea igual a la lectura original sin filtro. Entonces se coloca el aparato en la caja blindada y se procede a verificar la atenuación armónica, preferentemente sintonizando un aparato de TV a aquellos canales donde antes se había producido interferencia.

Si no se dispusiese de un medidor de ondas estacionarias se pondrá C3 en corto con masa de absorción (Grid Dip Meter) en el centro de la banda de 20 metros y lo acoplamos a L1 (L2). En seguida ajustamos el condensador variable unido a L1 (L2) hasta conseguir la resonancia, que será indicada por el medidor. Con L1 y L2 construidos como indicamos, y con condensadores de mica dentro de una tolerancia normal, será necesaria una capacidad de 20 a 25 pi-

cofaradios en los condensadores variables para conseguir resonancia en el centro de la banda de 20 metros. Si no se consigue esta resonancia con el ajuste de los condensadores variables, es debido a que las bobinas tienen sus espiras muy juntas o muy separadas, corrigiendo esta separación o esta aproximación se conseguirá que el circuito quede sintonizado.

Como ya se mencionó, los dos circuitos tendrán una banda de sintonía muy larga cuando el filtro esté ligado en serie con una línea coaxil. Las dos bobinas

de 300Ω , tendrían que ser usadas dos unidades iguales a la descrita, montadas en paralelo.

Para el uso en líneas de transmisión equilibradas, los conectores coaxiales tienen que ser sustituidos por aisladores. La figura 3 muestra el diagrama esquemático de un filtro para líneas equilibradas.

En la tabla 1 se presenta una lista de valores de autoinducciones y capacidades necesarias para construir filtros de media onda en otras bandas. Los condensadores en los filtros para 40 y 80 m.

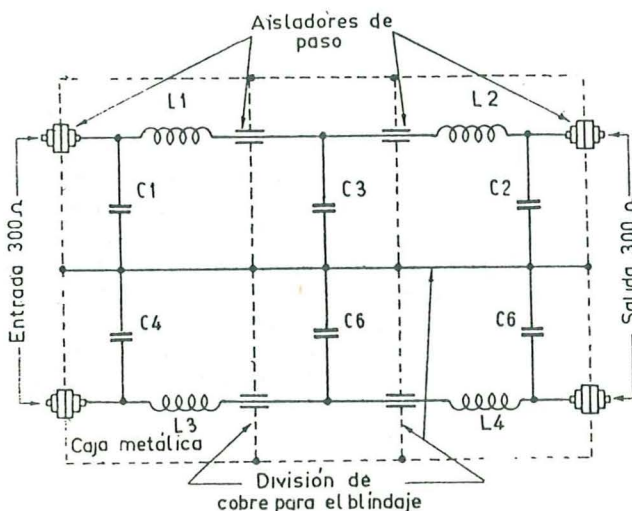


Fig. 3

radiarán energía armónica si se mueve la tapa de la caja mientras el transmisor funciona. El ajuste final de los condensadores variables para el mínimo de interferencias armónicas se puede hacer observando la pantalla de un aparato de TV.

El filtro que acabamos de describir fué proyectado para la banda de 20 metros solamente y trabaja satisfactoriamente con líneas de transmisión de 50 a 100Ω de impedancia. Si se deseara usar un filtro de media onda con una línea de transmisión a hilo abierto o con un hilo

pueden ser fijos, pues la banda de resonancia es tan larga que las unidades variables poco efecto iban a tener en la sintonía. En 20, 15 y 10 metros, los condensadores variables ayudan realmente a hacer la sintonía más exacta. Como dijimos al principio, este filtro fué proyectado para suprimir la radiación armónica que pueda interferir la recepción en TV. Como esta unidad en la frecuencia fundamental es una línea de transmisión de media onda, puede ser usada en esta función, ya que es necesario una línea de media onda patrón.

La figura 4 presenta un filtro de media onda usado para unir una línea de transmisión coaxil desequilibrada con una carga equilibrada, como acontece en una antena "dipolo-doblado". La transformación de impedancia es aproximadamente de 4 : 1, que es el mismo valor obtenido por medio de un *balón* de media onda convencional que se colocase en la misma posición eléctrica. Esta aplicación no es tan importante en las bandas altas, pero en las bajas, como en 80 metros, la línea artificial (esto es, el filtro como línea de transmisión de media onda) es más barata y más simple que una línea de transmisión real de media longitud de onda hecha de coaxil o de línea abierta.

Aunque nunca hemos usado en esta aplicación el filtro, se pueden obtener algunos resultados, para ajustar la fase entre dos antenas o entre dos elementos de un conjunto de antenas. En cada momento la corriente en los dos terminales está desfasada unos 180° , una en relación con otra. Cuando dos condensadores variables están ajustados por encima o por debajo de resonancia, la longitud eléctrica de la línea está disminuida o aumentada. En consecuencia,

la relación de fase entre las corrientes en los extremos también variará, quedando una más atrasada o más adelantada en relación a la otra, según el ajuste de los condensadores. Podemos usar dos condensadores variables en cada circuito sintonizado, de modo que uno

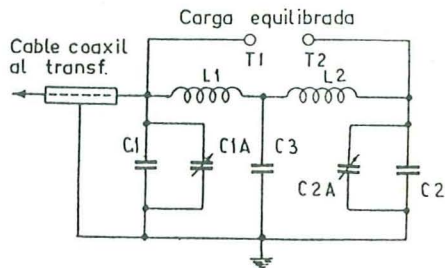


Fig. 4

esté ajustado a resonancia por debajo de la frecuencia de operación y otro por encima, siendo posible seleccionar cuál condensador se ha de usar por medio de un relé controlado. La onda electromagnética se puede hacer así bidireccional o unidireccional a voluntad, simplemente apretando un botón o girando un interruptor.

Cálculo y acoplamiento de filtros para antenas U.H.F. y V.H.F.

Traducido y adaptado del artículo
de G. BLAISE («Radio Plans», n.º 195)
por J. J. ZAERA (EA 5-960 U)

El perfecto radioescucha y televidente posee generalmente un televisor para V.H.F.-U.H.F., un «tuner» F.M. y un receptor de radio para A.M. Para el rendimiento óptimo de este conjunto hay que montar 5 antenas, 2 para TV., I y III V.H.F., 1 para la banda IV o V de U.H.F., 1 para F.M. y una para A.M.

El empleo de estas 5 antenas es el caso límite general, ya que lo frecuente es renunciar a la de A.M. e incluso otras.

Se pueden considerar los casos siguientes:

- a) 5 antenas: 3 TV., 1 F.M., 1 radio A.M.
- b) 4 antenas: 2 TV., 1 F.M., 1 radio A.M.
- c) 3 antenas: 2 TV., 1 F.M.
- d) 2 antenas: 2 TV.

Como en los cuatro casos se trata de recibir el 2.º programa, en U.H.F., la

antena U.H.F. y el cable coaxial especial de bajas pérdidas son necesarios. En razón a sus cualidades, el cable tendrá aún menos pérdidas en las demás bandas (V.H.F., F.M. y radio A.M.) y es muy indicado utilizarlo como cable de bajada único para las 2, 3 ó 4 antenas, según los casos.

En lo que se refiere a su conexión con las antenas, no es posible unirlo en paralelo con todas ellas, ya que provocaría una desadaptación de impedancias y una reducción importante de la eficacia de las antenas.

Así, pues, hay que intercalar filtros entre cada antena y el cable. Habrá, según el caso, 4, 3 ó 2 filtros, lo que nos llevará a la figura 1, en la que se considera el caso a), pudiendo ser simplificada en los otros casos.

Todos los filtros tienen cuatro puntos de conexión: 1 y 2, a la antena, y 3 y 4, al coaxial.

Los puntos 4 y 2 están conectados, respectivamente, a la malla exterior del coaxial y al punto de la antena en que se hubiera conectado la malla del coaxial en caso de que no hubiera habido filtro. Son los dos puntos de masa. Los otros dos puntos, 1 y 3, son los puntos «calientes», en los que existe una tensión de radiofrecuencia.

Generalmente, si se emplea cable asimétrico como el coaxial, las antenas son asimétricas o consideradas como tales y los filtros también. En estas

SEPARACIÓN DE LAS BANDAS.

Consideremos la banda U.H.F. (460 a 900 Mc/s.) y la banda III (160 a 230 Mc/s.) y volvamos al esquema de la figura 1.

El filtro F_1 debe dejar pasar todas las señales que recibe la antena de U.H.F. y también efectuar la adaptación de impedancias.

Así resulta que este filtro debe presentar una impedancia característica de 75Ω (como las del cable coaxial y

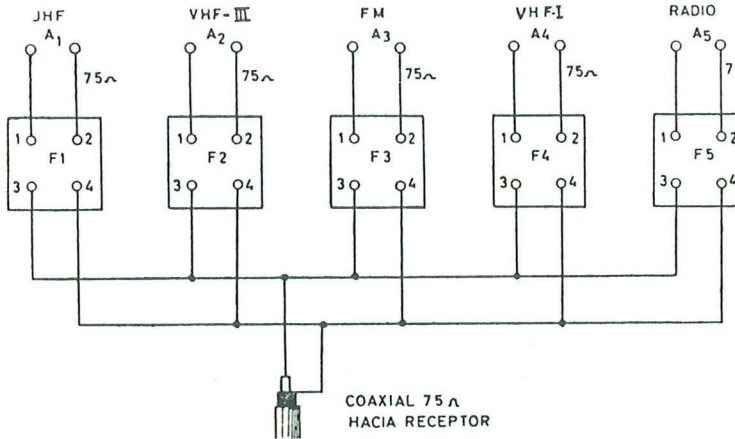


FIG. 1.

condiciones los puntos 2 y 4 están reunidos en el interior del filtro.

Para facilitar la explicación del papel de los filtros en un conjunto como el de la figura 1, indicamos las 5 bandas a recibir:

- Radio A.M.: 30 Mc/s. a 150 Kc/s..
- TV.-V.H.F. (banda I): 40 a 70 Mc/s.
- F.M. (banda II): 85 a 105 Mc/s.
- TV.-V.H.F. (banda III): 160 a 230 megaciclos.
- TV.-U.H.F.: 460 a 900 Mc/s.

Estas frecuencias límites son un poco más amplias que las bandas reales a recibir.

la antena) tanto en los puntos 1-2 de entrada como en los 3-4 de salida y dejar pasar sin pérdidas ni debilitamiento las señales entre los 460 y 900 Mc/s.

Para las frecuencias superiores a 900 Mc/s. no hay antena ni señal a recibir. El filtro puede estar calculado para las frecuencias superiores a 460 Mc/s.

Además, la banda III-V.H.F. presenta como límite superior 230 Mc/s. Es posible, pues, calcular el filtro F_1 a partir de una frecuencia límite inferior cuyo valor esté comprendido entre los 230 y 460 Mc/s. En razón a la mayor facilidad de llevarlo a la práctica se elige la frecuencia más baja posible den-

tro de estos límites. Adoptaremos $f = 300$ Mc/s.

El filtro F_1 será, por consiguiente, un filtro pasa-alto, llamado así porque deja pasar todas las señales con frecuencia superior a f , en nuestro caso $f = 300$ Mc/s.

Se puede realizar un filtro pasa-alto de este género que tenga las propiedades siguientes:

a) En la banda de transmisión, su impedancia es la impedancia normal, es decir, 75Ω , mientras que fuera de

Pasemos ahora a la antena A_3 y a su filtro F_3 . Los límites serán: límite superior $f_4 = 120$ Mc/s. y límite inferior $f_3 = 75$ Mc/s., teniendo en cuenta los límites de la banda II-F.M. y de las bandas laterales. Será, pues, un filtro pasabanda.

Para A_4 y F_4 los límites del filtro pasabanda serán $f_6 = 75$ Mc/s. y $f_5 = 30$ megaciclos.

Para A_5 y F_5 será $f_8 = 30$ Mc/s. y $f_7 = 120$ Kc/s., pero para simplificar adoptaremos un filtro pasa-bajos, de-

CUADRO I

BANDA	FILTRO	LIMITE SUPERIOR	LIMITE INFERIOR	TIPO FILTRO
U.H.F.	F_1	Infinito	300 Mc/s.	Pasa alto
III	F_2	300 Mc/s.	140 Mc/s.	Pasa banda
II	F_3	120 Mc/s.	75 Mc/s.	Pasa banda
I	F_4	75 Mc/s.	30 Mc/s.	Pasa banda
Radio A.M.	F_5	30 Mc/s.	Cero	Pasa bajo

ella su impedancia es muy grande en relación a los 75Ω . Así resulta que para todas las señales de frecuencia inferior a $f = 300$ Mc/s. la impedancia Z es tan elevada que impedirá que esta antena se ponga en paralelo con las otras antenas: A_2 , A_3 y A_4 .

Si la antena V.H.F., A_2 , está prevista para la banda III se comprenderá que por las mismas razones el filtro F_2 será un filtro pasabanda, cuya banda estará comprendida entre dos frecuencias límites, f_1 (límite inferior) y f_2 (límite superior).

Es preciso que f_2 sea igual o inferior a la f determinada más alta y que f_1 sea igual o superior al límite superior de la banda de la antena siguiente H.F.

Prácticamente, se tomará $f_2 = 300$ megaciclos y $f_1 = 140$ megaciclos. Las señales de la banda III podrán así pasar y el filtro presentará una Z de 75Ω en la entrada (1-2) y el mismo valor a la salida (3-4).

jando pasar por éste todas las frecuencias inferiores a 30 Mc/s.

El cuadro I resume las características de los filtros F_1 a F_6 en el caso de empleo de las 5 antenas.

Si la antena A_5 (modulación de amplitud) se suprime, el filtro de la última antena puede ser del tipo pasa-bajo o del tipo pasa-banda. Tendrá entonces el mismo límite superior, pero el inferior será cero.

Si la única banda V.H.F. a recibir es la banda III no quedarán más que tres antenas: A_1 (U.H.F.), A_2 (V.H.F.-banda III) y A_3 (F.M.). El último filtro, F_3 , podrá ser pasa-bajo con un límite superior de 120 Mc/s. y un límite inferior cero.

Si la única banda V.H.F. a recibir es la I, el filtro pasa-alto, F , permanecerá igual, el F_2 desaparecerá con la antena A_2 , el F_3 (F.M.) será pasabanda ($75-120$ Mc/s.) y el filtro V.H.F.-banda I,

F_+ , pasa-bajo con una f límite superior de 75 Mc/s.

En general, si sólo hay antenas TV., el filtro de U.H.F. será pasa-alto, el correspondiente a la banda más baja será pasa-bajo y los de las bandas intermedias serán pasa-banda.

Z = impedancia de entrada y salida en ohmios;

f_a = frecuencia límite inferior en ciclos.

f_b = frecuencia límite superior en ciclos.

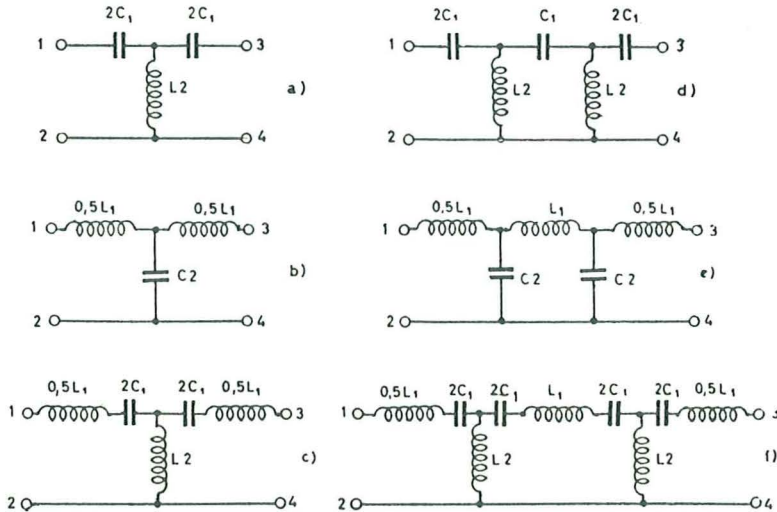


FIG. 2.

Señalaremos también que, salvo en U.H.F., ciertos especialistas recomiendan los filtros pasa-banda incluso para la banda más baja, excepto si es la de radio A.M.

Generalmente se adoptan filtros en T a una o dos células. La figura 2 muestra los esquemas de los filtros a una sola célula en a), b) y c) y los de dos células en d,) e) y f.)

Estos últimos, evidentemente, son más eficaces, ya que el corte de las frecuencias próximas a las frecuencias límite es más pronunciado.

Los elementos de estos filtros se calculan por las fórmulas que damos en el presente artículo, en las que los parámetros son:

Filtros pasa-alto a) y d)

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_a Z} \quad [1] \quad L_2 = \frac{Z}{4\pi f_a} \quad [2]$$

Filtros pasa-bajo b) y e)

$$C_2 = \frac{1}{\pi f_b Z} \quad [3] \quad L_1 = \frac{Z}{\pi f_b} \quad [4]$$

Filtros pasa-banda c) y f)

$$L_1 = \frac{f_a Z}{\pi f_b (f_b - f_a)} \quad [5]$$

$$L_2 = \frac{4\pi f_a f_b}{Z(f_b + f_a)} \quad [6]$$

$$C_1 = \frac{f_b - f_a}{4\pi Z f_a f_b} \quad [7]$$

Vamos a ver los valores numéricos

de los elementos L y C de los diversos filtros considerados. En todos los filtros es $Z = 75 \Omega$. En las fórmulas, L está en henrios y C en faradios.

Filtros pasa-alto

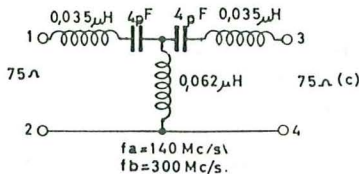
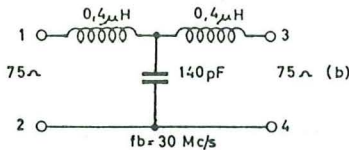
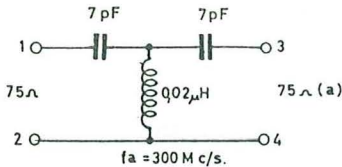
Tenemos $Z = 75 \Omega$, $f_a = 300 \cdot 10^6$ c/s. La fórmula [1] nos da:

$$C_1 = \frac{1}{12,56 \times 300 \times 10^6 \times 75}$$

faradios, o bien

$$C_1 = \frac{10.000}{12,56 \times 3 \times 75} \text{ picrofaradios,}$$

es decir, $C_1 = 3,53$ pF.



Para este mismo filtro con dos células tendremos (Fig. 2 d):

$$2 C_1 = 7 \text{ pF.}$$

$$C_1 = 3,5 \text{ pF.}$$

$$L_2 = 0,02 \mu\text{H.}$$

En las figuras 3 a y 3 d tenemos el esquema de estos filtros con sus valores numéricos.

Filtros pasa-bajo

Hay que considerar varios casos, según sea la banda más baja que adoptemos.

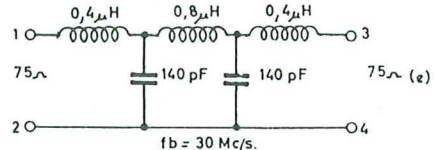
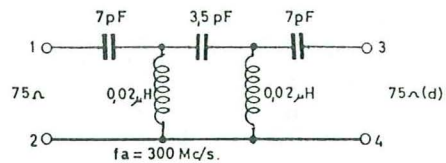


FIG. 3.

Las capacidades del filtro son, pues, iguales a $2 C_1 = 7$ pF aproximadamente.

Para la bobina L_2 la fórmula [2] nos dará:

$$L_2 = \frac{75}{12,56 \times 300 \times 10^6} \text{ henrios, o bien}$$

$$L_2 = \frac{75 \times 10.000}{12,56 \times 3} \text{ picohenrios,}$$

es decir, $L_2 = 20.000$ pH = $0,02 \mu\text{H}$.

Caso 1.º: la banda más baja es la de radio A.M.

La frecuencia más alta del filtro será $f_b = 30$ Mc/s. Según la fórmula [3], tendremos:

$$C_2 = \frac{1}{3,14 \times 30 \times 10^6 \times 75} \text{ faradios} =$$

$$= \frac{100.000}{3,14 \times 3 \times 75} \text{ pF} = 140 \text{ pF.}$$

La fórmula [4] nos da:

$$L_1 = \frac{75}{3,14 \times 30 \times 10^6}$$
$$H = \frac{7,5}{9,42} \mu\text{H} = 0,8 \mu\text{H}.$$

Las bobinas tendrán $0,5 L_1 = 0,4 \mu\text{H}$.

Caso 2.º: la banda más baja es la de F.M.

Será, por tanto, la frecuencia límite: $f_b = 120 \text{ Mc/s}$.

Es innecesario realizar los mismos cálculos.

Si se observa la fórmula [3] se ve que C_2 es inversamente proporcional a f_b . Así, pues, si f_b pasa de 30 Mc/s . a 120 Mc/s ., es decir, aumenta cuatro veces, C_2 será cuatro veces más pequeño. Sucederá lo mismo con L_1 , como lo demuestra el examen de la fórmula [4].

Tendremos, finalmente, $C_2 = 35 \text{ pF}$, $L_1 = 0,2 \mu\text{H}$. El condensador ha de ser de 35 pF y la bobina de $0,5 L_1 = 0,1 \mu\text{H}$.

Caso 3.º: la banda más baja es la banda I-V.H.F. Entonces, $f_b = 75 \text{ Mc/s}$.

Como $75/30 = 2,5$, resultará:

$$C_2 = 140/2,5 = 56 \text{ pF}.$$
$$L_1 = 0,8/2,5 = 0,32 \mu\text{H}.$$

El condensador será de 56 pF y la bobina de $0,16 \mu\text{H}$.

Caso 4.º: la banda más baja es la banda III.

Será, pues, $f_b = 300 \text{ Mc/s}$., es decir, 30×10 .

Así se deduce:

$$C_2 = 14 \text{ pF}.$$
$$L_1 = 0,08 \mu\text{H}.$$

El condensador será de 14 pF y la bobina de $0,04 \mu\text{H}$.

En la figura 3 indicamos los valores de los elementos tomando como banda más baja la de radio A.M.

FILTROS PASA-BANDA.

Hay que calcularlos para las bandas siguientes:

Banda III (TV.):

$$f_a = 140 \text{ Mc/s. } f_b = 300 \text{ Mc/s.}$$

Banda II (F.M.):

$$f_a = 75 \text{ Mc/s. } f_b = 120 \text{ Mc/s.}$$

Banda I (T.V.):

$$f_a = 30 \text{ Mc/s. } f_b = 75 \text{ Mc/s.}$$

Banda III

Se tiene:

$$f_b - f_a = 160 \text{ Mc/s.},$$
$$f_b + f_a = 440 \text{ Mc/s.},$$
$$f_a \times f_b = 42,10^{15} \text{ c/s.}$$

Las fórmulas [5] y [6] nos darán, respectivamente:

$$L_1 = 0,07 \mu\text{H},$$
$$L_2 = 0,062 \mu\text{H}.$$

La fórmula [7] nos dará el valor del condensador:

$$C_1 = 4 \text{ pF}.$$

Resulta, pues, que las bobinas en serie son de $0,035 \mu\text{H}$, la colocada en paralelo de $0,062 \mu\text{H}$ y los condensadores de 8 pF .

Para el filtro de dos células la bobina del centro es $L_1 = 0,07 \mu\text{H}$.

En la figura 3 c y f están los valores de estos elementos de estos dos filtros pasa-banda.

Con la aplicación de las mismas fórmulas se obtienen los valores de los elementos para las bandas II (F.M.) y I (TV.). Resultan así:

Banda II (F.M.)

Bobinas en serie: $0,5 L_1 = 0,165 \mu\text{H}$.
Bobinas shunt: $L_2 = 0,129 \mu\text{H}$.
Condensadores: $2 C_1 = 10,6 \text{ pF}$.

Para el filtro de doble célula idénticos valores, pero con la bobina central $L_1 = 0,33 \mu\text{H}$.

Banda I (TV.)

Bobinas en serie: $0,5 L_1 = 0,107 \mu\text{H}$.

Bobinas shunt: $L_2 = 0,28 \mu\text{H}$.

Condensadores: $2 C_1 = 42,4 \text{ pF}$.

MONTAJE PRÁCTICO DE LOS FILTROS.

Los filtros de un conjunto de antenas son teóricamente distintos, pero en la práctica es aconsejable montarlos

La caja estará derivada directamente a masa, sirviendo de esta forma de unión entre todos los puntos 2 y 4 y las mallas de los cables coaxiales. Estos deben ser llevados hasta la caja que contiene los filtros, soldando la malla alrededor del punto por el que el conductor interior penetra en la caja (puntos 1 y 3). La figura 5 representa esquemáticamente un ejemplo de disposición de los dos filtros de la figura 4.

Se recomienda utilizar con preferencia el filtro de doble célula. Se monta igual que el simple.

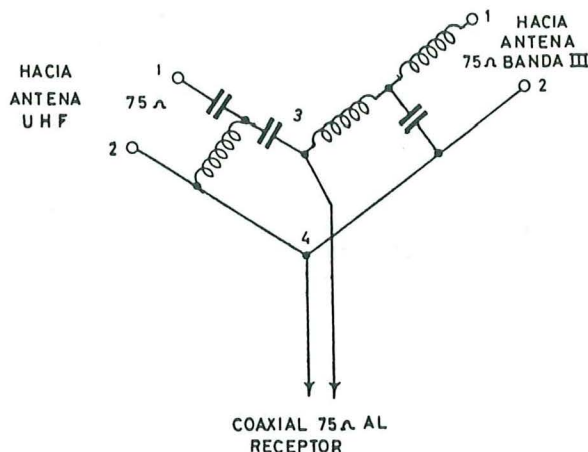


FIG. 4.

todos en una misma caja y unir todas las salidas que van a los puntos 3-4.

Supongamos que el conjunto de recepción consiste en una antena U.H.F. y una antena V.H.F. banda III.

Se empleará un filtro pasa-alto como el de la figura 2 a y uno pasa-bajo como el de la 2 b. Su conexión a los puntos 3-4 conduce al montaje de la figura 4.

Las bobinas y condensadores deberán montarse en una caja metálica de dimensiones tan pequeñas como sea posible.

Debemos mencionar que algunos técnicos especialistas recomiendan utilizar filtros pasa-banda en lugar de filtros pasa-bajos en los casos en que la banda más baja sea la III, II o I. Si es la de radio A.M., deberá adaptarse siempre un filtro pasa-bajo.

En cuanto a las bobinas y condensadores, señalaremos que el conseguir los condensadores no es difícil, ya que se encuentran fácilmente en el comercio valores apropiados para conectarlos directamente o combinados para lograr el valor adecuado.

Debemos admitir una tolerancia máxima del 5 % para los filtros pasa-alto y pasa-bajo, mientras que para los pasa-banda hay que conseguir una mayor precisión; los elegiremos del 2 % de tolerancia máxima.

pero su valor exacto debe determinarse con medidas muy precisas.

Sin embargo, señalaremos que en los filtros pasa-bajos y pasa-altos podemos admitir un error del 5 % sobre el coeficiente de autoinducción, a veces inclu-

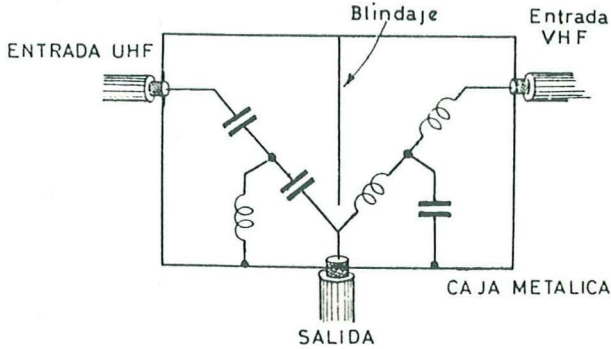


FIG. 5.

Es más difícil de resolver el problema de las bobinas, ya que podemos conocer sus características aproximadas,

so más, pero en los filtros pasa-banda las bobinas deben ser construidas muy cuidadosamente y con la mayor precisión posible.

FILTRO HELICOIDAL PARA 2 METROS

Por Diego DONCEL,
EA4AGN

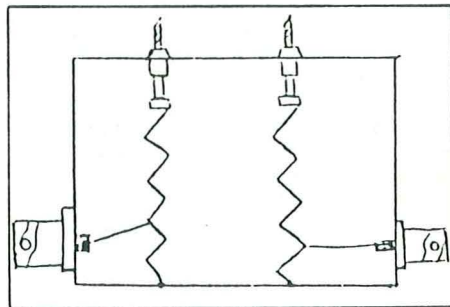
Antes de describir el filtro helicoidal, quiero, desde aquí, agradecer la publicación, en la revista de diciembre y en la sección de VHF, de un filtro para utilizar una sola antena en el auto. Lo he construido y funciona fabulosamente. Quiero sólo añadir que el ajuste lo realicé en casa, con un medidor de ROE y una carga artificial, provocando que por un camino saliera el máximo de radiofrecuencia y por el otro el mínimo, tal como se describe en ese artículo. Gracias de nuevo y enhorabuena por el buen diseño.

El filtro helicoidal se supone de gran calidad y útil para suprimir armónicos indeseables, y este que os presento lo he visto publicado en una revista italiana de radio, y por su solo dibujo puede entenderse de lo que va el diseño.

Los datos son: Bobinas de 6,5 espiras, hilo de 1,5 mm., el diámetro de la bobina es de 11 mm. y la distancia entre ellas de 1 cm., aproximadamente. Toma: 1 espira.

Condensadores de 2 a 8 pF., pienso que valen trimmers o capacitores variables de aire de 10 pF. o así.

El diseño es éste:



NOTA ACLARATORIA AL ARTICULO ANTERIOR SOBRE ALARMA PARA COCHE

Por las prisas, en el dibujo olvidé decir que el circuito integrado es un 4011 B, y las puertas que se dibujan son de entradas 1,2 salida 3; 5,6 salida 4; 8,9 salida 10 y 12,13 salida 11.

CALCULO, DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UNA CAVIDAD COAXIAL RESONANTE PARA 144 - 148 Mc/s

Original de:

Ramón Carrasco Carissimo
EA1KO

Por cavidad resonante se entiende, el dispositivo formado por una figura geométrica, en cuyo interior se halla distribuida, inductancia y capacidad, para lograr la resonancia a una frecuencia dada.

Estas figuras geométricas según su confirmación, determinan el modo de funcionamiento, y en función de su volumen la frecuencia de resonancia.

En las cavidades habituales, disponibles en el mercado, se utiliza el procedimiento de sintonía por émbolo para variar el volumen interno de la cavidad y con éllo su resonancia.

La cavidad que se describe es apta para: a) Supresión de una frecuencia determinada en emisión o recepción; b) como cavidad pasabanda; c) como parte integrante de un filtro duplexor; y carece de émbolo de sintonía.

La figura geométrica está constituida por

dos cilindros dispuestos en forma coaxial. La impedancia característica de la cavidad es de 50 Ohms y viene dada en función de: $138 \log D-1/D-2$; y llevando a números reales la citada fórmula, tendremos que: Diámetro externo de la cavidad: 10'5 cmts. diámetro del cilindro interno: 4'5 cmts., para que se cumpla una impedancia de 49'91 Ohms, dando de constante dieléctrica 1 por ser aire.

La fórmula de resonancia aproximada para el cilindro sería de 2'6 por r; pero al ser cilindros coaxiales en este caso, sería igual a la suma de los diámetros de cada cilindro, por lo tanto: 10'4 más 4'5 igual a 15, r igual a 15/2 i igual a 5'5 cmts.

Esta fórmula es para aproximación al modo más bajo de trabajo, aunque no siempre nos de un valor exacto, pero si tiene valor orientativo.

Luego la resonancia final dependerá de factores puramente mecánicos.

Para llevar la cavidad a la frecuencia deseada, en su parte inferior dispone de un disco que introduce capacidad parasita. El valor de esta capacidad viene dado por: C igual a 0.22 por K por S/T ; siendo K igual a constante dieléctrica del aislante empleado; S igual a superficie del disco en cm^2 ; y T separación del disco al cilindro interior.

De esta fórmula, sabiendo que el radio del disco es de: 2.5 cms., que el aislante utilizado es Teflón laminado cuya constante dieléctrica es de 2 aprox y que la separación del disco al cilindro interior es de: 30 m/m. a 2 m/m., después de pasar todo a centímetros da: capacidad máxima: 43 pF y mínima de 3 pF, aunque realmente estos valores nunca se cumplirán, por no estar las armaduras del condensador paralelas, debido a la superficie curva de una de las armaduras, que está formada por la superficie del cilindro interior coaxial.

De todas las formas, con la manipulación de éste condensador, se logra variar ampliamente el valor de la frecuencia de resonancia (aprox. unos 10 Mc/s).

CARACTERISTICAS TECNICAS:

Resonancia de: 140 a 152 Mc/s (según ajuste).

Ancho de banda: 400 Kc/s máximo (según acoplo).

Pérdidas: 1 dB en absorción, y 3.5 dB en pasabanda, atenuación a Fca no deseada: 20 dB, ancho de banda Mínimo: 200 Kc/s.

Posibilidades de utilización: Se puede conectar esta cavidad, en paralelo con una antena, emisora o receptora, utilizando para ello una sola entrada y dejando libre la otra. El ajuste de la cavidad, permitirá eliminar en 28 dB la frecuencia elegida. Agrupando varias cavidades, se puede formar un filtro duplexer para emisión y recepción simultánea con una sola antena.

A estas modalidades descritas, la cavidad actuará como cavidad de absorción. Para emplear la cavidad como pasabanda, se dispondrá en serie con la antena, bien sea emisora o receptora, utilizando los dos conectores y variando el acoplo de los bucles de entrada y salida, para obtener la banda pasante deseada, que no será superior a 400 Kc/s ni inferior a 200 Kc/s.

Esta configuración introduce pérdidas que van desde 1 dB a 3.5 dB según el ancho de banda (a mayor selectividad, mayor pérdida por necesitar un acoplo más débil).

Detalles mecánicos para su construcción: La chapa empleada para elaborar los dos cilindros será latón o cobre, se pueden

usar tubos de estos diámetros ya construidos, pero si no se encuentran, habrá que fabricarse los tubos, partiendo de chapa laminada de los mismos materiales, y curvando la chapa hasta darle forma tubular (bien con maquinaria, o utilizando un molde patrón), y posteriormente soldar la abertura de empalme bien sea con latón, o con estaño del 50%.

Los conectores de entrada y salida, van soldados sobre dos arandelas de latón de 4 cms. de diámetro, y para que giren y se pueda variar el grado de acoplo, van sujetos con tres tornillos de $5/32''$, que los fijan a la superficie de la cavidad. Los bucles de acoplo son de cinta de latón (aprovechando recortes de la fabricación de los cilindros, en el caso de no encontrar tubo hecho) y hay que tener cuidado de que no rocen contra ninguna pared en el interior de la cavidad, para que puedan girar 360° , y hallar el punto de acoplo deseado. El espesor de los cilindros será de 1 a 2 m/m.

Como conectores de salida y entrada, (que son reversibles), he utilizado los amphenol tipo SO-239, pero igualmente se pueden usar de otro tipo (BNC-UAF etc.). Para confeccionar el condensador de sintonía, se recortará un disco de 5 cms. de diámetro, y por una de sus caras se soldará una tuerca y un trozo de varilla roscada, todo de $5/32''$, y por la otra cara libre, se fijará un pedazo de teflón laminado o cualquier aislante similar, para evitar que se forme un corto absoluto entre la pared del cilindro interior y la pared del cilindro exterior al apretar el disco de sintonía.

En la cara exterior del cilindro, y a la medida indicada en el dibujo, se practicará un taladro de 4.5 m/m. y encima de éste se soldará una tuerca de $5/32''$, por donde se introduce la varilla roscada que habíamos soldado al disco de sintonía. Así, dando vueltas en un sentido o en otro, conseguiremos variar el acercamiento o alejamiento del disco en el interior de la cavidad y modificaremos la resonancia de la cavidad. En el extremo exterior de la varilla roscada, una segunda tuerca libre, permitirá hacer la sujeción del dispositivo de sintonía en el punto deseado.

Hay que hacer constar que en este prototipo de cavidad construida se ha empleado únicamente latón, tanto para hacer los tubos, como en la tornillería. Las soldaduras se realizarán con estaño, y no se planteó ningún elemento. A pesar de esto, los resultados son altamente satisfactorios, teniendo en cuenta que el precio de costo total no supera las 1.500 pesetas, frente al elevado costo de

una cavidad comercial.

Finalmente, la cavidad, excepto en su parte superior (donde van alojados los conectores) se revistió de pintura sintética.

DATOS CONSTRUCTIVOS

Cortar primero la superficie que corresponde a la parte superior; hacer los agujeros para alojar los conectores y hacer los taladros, roscándolos con un macho de 5/32", para los tornillos que sujetarán los conectores.

Hacer los bucles de acoplo y soldarlos al conector correspondiente.

Soldar a esta base, el cilindro de menor diámetro, procurando que quede bien centrado.

Preparar el cilindro exterior, y según los comentarios anteriores, fijar el disco de sintonía.

Después, soldar la base del cilindro exterior, y por último colocar la tapa superior completa, centrarla y soldarla.

AJUSTE

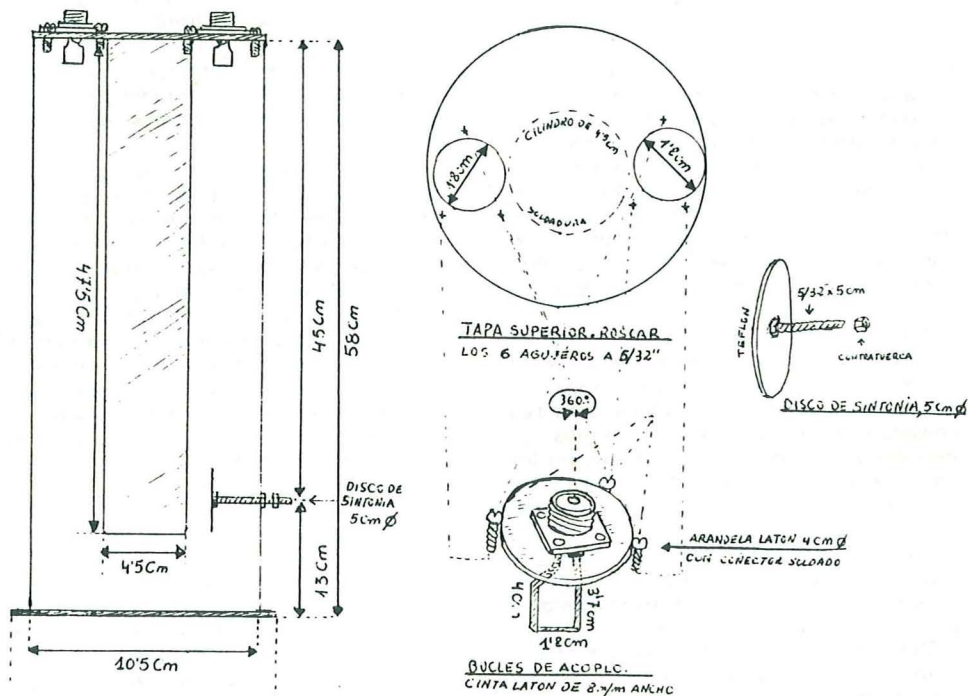
Una vez elegido el sistema de operación (absorción o pasabanda), y con la antena específica que se vaya a utilizar asociada a la

cavidad, si es en recepción, se maniobrará sobre el disco de sintonía, accionando el trozo de varilla roscada que sale al exterior, para lograr eliminar la frecuencia interferente o indeseada, esto en el caso de funcionar como absorción, o a máxima señal de recepción en la frecuencia deseada y máxima atenuación en el resto de frecuencias (ésto cuando se emplea como pasabanda) y en emisión el procedimiento es análogo.

Resumiendo, cuando la cavidad opera como absorción, la frecuencia que se desee eliminar deberá de ser la misma de resonancia de la cavidad. Cuando se trabaje como pasabanda, solo será útil la frecuencia de resonancia de la cavidad, quedando rechazadas las restantes.

Dada la escasa bibliografía, para el cálculo, diseño y construcción de cavidades resonantes para repetidores etc., he creído oportuno confeccionar este artículo, que sirve como base para construir cavidades resonantes cilíndricas, con un mínimo de complejidad y costo.

Para efectuar las diferentes medidas (ancho de banda, atenuación en dB etc.), en este prototipo, se utilizaron instrumentos de medida profesionales de precisión, pudiéndose garantizar la efectividad del dispositivo.



Cavidad Resonante-Filtro para emisión y recepción en VHF

Por

Por EA I KO

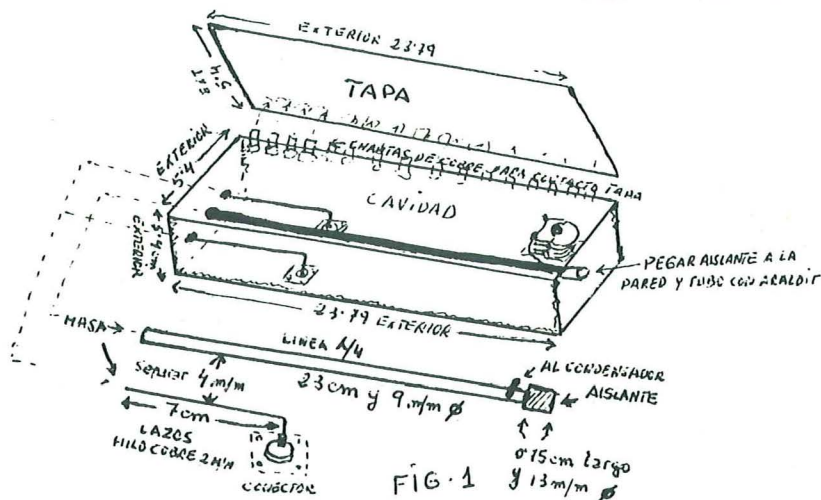


FIG. 1

El presente diseño va destinado a poseer un dispositivo que permita:

a) Supresión de armónicos indeseados y de ITV en emisión.

b) Mejora de la selectividad de un receptor inmerso en campos fuertes de radiofrecuencia.

c) Utilización en instalaciones reemisoras (repetidores) para reducir banda pasante, interacciones en recepción, alimentación de productos de intermodulación de tercer orden etc., etc.

d) Mejoría del espectro de emisión de cualquier radioteléfono evitando salpicaduras y ruidos en canales adyacentes. (Caso de radioteléfonos próximos trabajando en distintas frecuencias y que ambos se degradan en inteligibilidad).

e) Alta o baja potencia de emisión sin pérdidas por inserción.

TEORIA DEL FUNCIONAMIENTO

Este filtro se basa en el empleo conjunto de una cavidad resonante, de $1/8$ con dimensiones físicas adecuadas a la banda deseada, en nuestro caso de 145 á 146 Mc/s con sintonía crítica; una línea resonante de $1/4$ que físicamente es más pequeña de las dimensiones normales pero que se lleva a resonancia con la adición de capacidad anexa, y dos lazos de captación para inyectar y extraer las señales. De todo esto resulta un circuito con un "Q" elevadísimo, alta selectividad, y paso de banda estrechísimo, la señal inyectada por uno de los lazos de acoplo (se puede entrar ó salir por

cualquier lazo pues es reversible) penetra en la cavidad comportándose ésta a modo de guía de onda, y por sistema Transversal Magnético (TM) se propaga por su interior creándose los campos correspondientes con sus vientres y nodos; esta energía es absorbida por la línea resonante de $1/4$ de onda la cual a modo de filtro sólo recojerá la energía a la cual esté sintonizada creándose en élla un campo que es inducido al del otro lazo de acoplo que se usará como elemento de salida. Así pues hay dos elementos sintonizados; uno la propia caja (Cavidad) con dimensiones críticas, y otro, la línea de $1/4$ sintonizada con la ayuda del condensador.

La resonancia central de la cavidad es 145,4 Mc/s y es apta para usar dentro de los 144 a 146 Mc/s.

CONSTRUCCION

La cavidad está confeccionada en fibra de vidrio de doble cara usada para hacer circuitos impresos (Covenco n.º 8), también se puede usar chapa de cobre de 1,5 m/m. aunque las medidas cambiarían en algunos milímetros menos.

Las medidas vienen expresadas en la figura n.º 1
La línea de $1/4$ de onda está confeccionada con tubo de cobre de 9 m/m ϕ y longitud de 23 cm. con un extremo soldado a la cavidad y el otro aislado con un sonorte de metacrilato de 0,75 cm. y con un terminal para conectar el condensador de sintonía de línea, el soporte se pega al tubo y a la pared de la cavidad con araldit o pegamento similar.

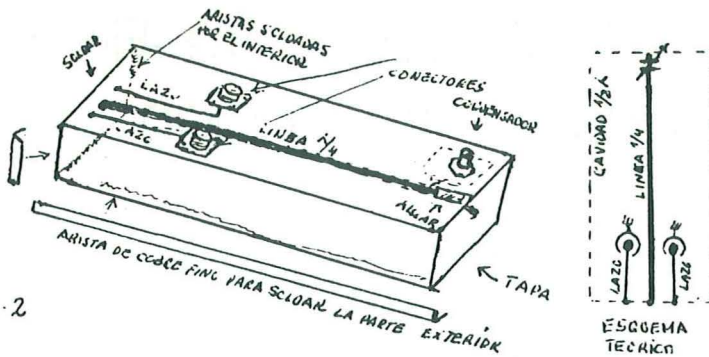


FIG. 2

Los lazos de captación, son dos trozos de hilo de cobre de 2 m/m. O y de 7 cm. de longitud que corren paralelos a la línea de 1/4 separados unos 4 ó 5 m/m., con un extremo a masa soldado y el otro extremo directamente soldado a un conector tipo SO-239 ampheol coaxial.

La disposición de los elementos se vé en la figura n.º 2.

Todas las uniones de la cavidad (parte interior de la caja) se soldarán cuidadosamente con estaño procurando que éste fluya y haga buena soldadura, y eliminando los resdúos de resina, pasta etc. La parte exterior se unirá entre sí con pequeñas aristas de chapita fina de cobre para asegurar el contacto pues una vez soldada no hay que volver a abrirla por no tener componentes susceptibles de averlas si se elige el condensador adecuado a la potencia que uno vaya a utilizar; éste va montado directamente a masa una de sus armaduras (Estator) la capacidad del condensador es de 20 pf y la separación entre armaduras es de 3 m/m.

AJUSTE

Insertar el filtro-cavidad, entre el radioteléfono y la antena y ajustar el condensador variable cuyo mando queda por el exterior para obtener la máxima recepción del corresponsal ó con el medidor de ROE en serie ajustar para mínima ROE (Relación de Ondas estacionarias cosa sencilla con los reflectómetros actuales que permiten visualizar simultaneamente la potencia incidente y la reflejada debiendo quedar la ROE 1a1,1 si la antena está bien. Se recomienda hacer este ajuste con la menor potencia disponible, pues dada la selectividad del dispositivo, en caso de estar el filtro muy desajustado la antena no cargará nada de energía RF del paso final con el consiguiente riesgo de deterioro del mismo.

Se pueden utilizar 2 o más filtros como el descrito en serie para aumentar aún más el rechazo y la banda pasante, cosa útil en repetidores con interacción y en casos rebeldes. Esta cavidad funcionaría aún mejor disminuyendo su histéresis con baño de plata pero no lo hemos creído conveniente para abaratar su costo y una vez demostradas sus características después de someterle a numerosas pruebas y ensayos, se considera que el "Q" es satisfactorio. Se puede pintar por el exterior con pintura o barniz para evitar la oxidación del cobre.

CONCLUSIONES

Las características de estos filtros diseñados para ser utilizados en el repetidor del Bierzo canal O verificados con el instrumental correspondiente arroja las siguientes cifras:

Pérdidas por inserción 1 dB (practicamente despreciable).

Atenuación frecuencias indeseadas 8 70 dB — 6 dB.

Rango de utilización 144-146 Mc/s.

Banda pasante centrada en 145 Mc/s la resonancia: — 20 Kc/s aprox.

Impedancias de entrada y salida 54

Potencia máxima admisible en teoría: 150 Wts, está probado con 100 Wts.

"Q" del conjunto aprox. 800.

Factor de velocidad ;93 aprox. ROE 1-1'

Es en resumen este filtro una aportación contra las ITV causadas en la banda I de TV que es donde más se aprecian, un intento por mejorar las características de emisión de la mayoría de radioteléfonos comerciales exceptuando algunas marcas, que inexplicablemente salen al mercado en unas condiciones pésimas de filtraje, pues en sus filtros utilizan condensadores cerámicos corrientes, que con la RF se calientan y los filtros no sirven para nada al desplazarse de su frecuencia original debido a los cambios de capacidad de los mencionados condensadores al calentarse.

Es en fin un deseo de que todo radioaficionado que se tenga por tal, no solo cuide de la parte estética de su estación, sino que cuide de "aquellos que no se vé, pero que se siente; armónicos, espurias y demás, puesto que no solo un operador es bueno por su forma de obrar ante un micrófono, también se destacará por prestar atención a los demás; vigilando lo que sale por su antena y evitando "policiones etéreas". Los colegas que perseguimos estos fines les quedaremos a todos muy agradecidos y un último consejo: al manipular las placas de fibra y cobre, cojerlas por los "CANTOS" y sujetarlas para efectuar los cortes valiéndose de papel o plástico para evitar que nuestras huellas dactilares se impresionen en la superficie del cobre lo que provocaría oxidaciones en el mismo, y dificultadas a la hora de soldar. Esto es todo, feliz montaje y QRV.

Filtros pasabanda para la gama de frecuencias vocales

Por el Dr. I. M. MORENO QUINTANA (h)
(LU 8 BF)

Actualmente, con el gran aumento de las estaciones de radioaficionados en Argentina, las bandas de operación normal se ven sumamente pobladas y es imposible—en la mayoría de los casos—finalizar un comunicado sin tener que enfrentarse al QRM.

Si bien el avance técnico en el planteo, construcción y ajuste de los equipos emisores y receptores, y la utilización de antenas rotativas direccionales—excelentes armas contra el QRM—han permitido hasta ahora el uso de las bandas citadas en forma intensiva, el QRM día a día es cada vez más común, y es preciso echar mano a ciertos sistemas técnicos hasta ahora poco utilizados. Nos referimos a los sistemas pasabandas, compresores de audio y otros dispositivos análogos destinados a la supresión y disminución de las interferencias.

En un editorial publicado hace ya algunos años en una revista especializada (1), Martín O. Erdozain recomendaba como medio para reducir el que empezaba entonces a ser ingente problema del QRM, “el uso de sistemas aéreos direccionales para emitir y recibir, tener

elevado “Q” en los circuitos tanques de salida (de 15 a 20) y un “Q” no menor de 12 en todos los restantes circuitos sintonizados del transmisor, respuesta plana en el modulador solamente para las frecuencias vocales. Sería recomendable, por ejemplo—agregaba—, una variación máxima de 3 decibelios entre 500 y 3.000 ciclos y arriba de los 3 Kc/s. una atenuación entre 30 y 40 decibelios. Tales características proporcionarían el ancho de bandas laterales estrictamente necesario.” Esto significa un buen consejo para atacar el problema por su lado más sencillo y, por ende, menos conocido, dada la escasez de artículos o publicaciones técnicas que traten en forma sencilla y práctica de sistemas pasabanda para ser empleados directamente en los moduladores de los transmisores radiotelefónicos de radioaficionados.

Analicemos ahora en forma general las ventajas que reportaría el empleo de un sistema pasabanda de frecuencias vocales en el modulador de un equipo transmisor radiotelefónico.

Si en una transmisión radiotelefónica atenuamos la respuesta de la voz humana por debajo de los 300 ciclos por segundo, no solamente mejoraremos considerablemente la inteligibilidad y ayudaremos a la transmisión cuando hay

(1) Martín O. Erdozain: Editorial en “Radio Onda” número 6, mayo 1950.

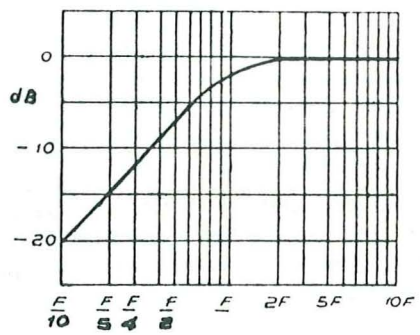
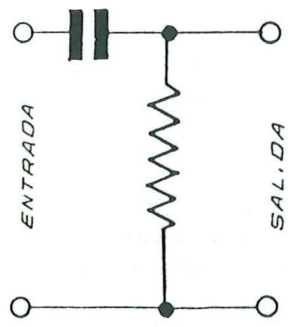
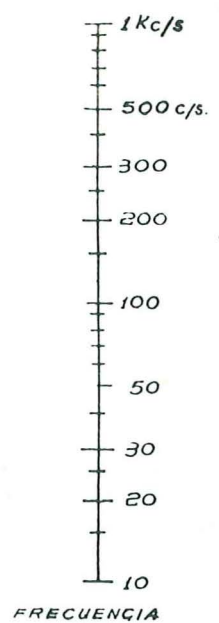
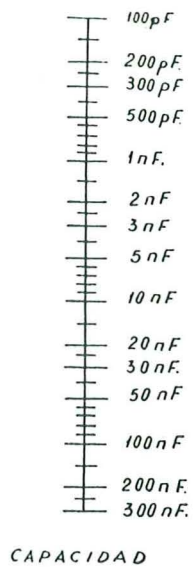
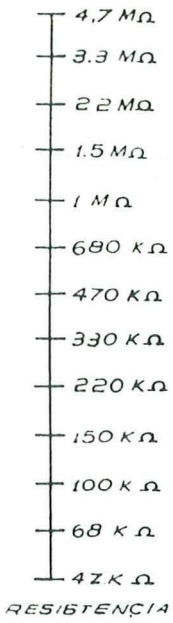


FIGURA. 1

QRM en la banda de operación, sino que las frecuencias vocales situadas por debajo de los 300 ciclos exigen considerable desperdicio de potencia para "transmitirlas".

Por consiguiente, tendrá una gran ventaja el aficionado que elimine o atenué esas frecuencias inferiores para utilizar más eficazmente el resto de las frecuencias vocales. Una atenuación recomendable para las frecuencias inferiores, en un modulador, sería—tomando como comienzo de la atenuación un valor de 300 ciclos—de 6 db. por octava es decir, seis db. para 150 ciclos y 12 db. para 75 ciclos.

Por otra parte, la atenuación de las frecuencias superiores, haciendo un corte por arriba de los 3.000 ciclos, elimina una serie de resultantes indeseables—para nuestro caso—en las bandas laterales de modulación. Sin embargo, la transmisión radiotelefónica se oír exactamente igual en un receptor de comunicaciones, con la ventaja de que cuando el operador trata de escuchar una señal débil ubicada a 3 ó 5 Kc/s. de separación, lo logrará con muchísima mayor facilidad. Esto es posible, porque al recortar las frecuencias superiores a los 3.000 ciclos se reduce la anchura de banda de la transmisión, y la estación más débil tendrá mayor oportunidad de ser copiada sin interferencias debidas a las bandas laterales de la estación más potente que normalmente cubren 4 ó 5 kilociclos a cada lado de la portadora.

Tomando como valor inicial de frecuencias la de 3.000 ciclos, una atenuación recomendable para los valores superiores sería de 6 decibelios a 6.000 ciclos y de 12 decibelios a 9.000 ciclos.

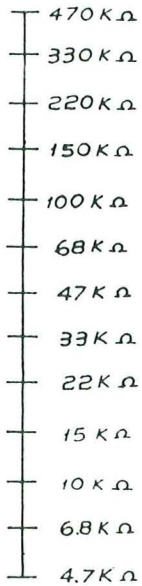
Ahora ya estamos en condiciones de señalar el margen de respuesta de un equipo modulador de aficionado: es necesario intercalar en el mismo un sistema para el paso de frecuencias vocales formado por filtros pasabajos y pasaltos que permitan la transmisión pla-

na de frecuencias comprendidas entre 300 a 3.000 ciclos por segundo, que es la parte del intervalo que ocupa usualmente la voz humana. Las frecuencias inferiores y superiores a dicho margen deben quedar convenientemente atenuadas por las razones y ventajas expuestas (ver fig. 3).

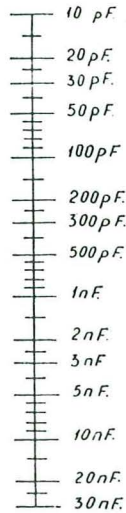
El cálculo de los componentes de un sistema pasabanda—filtros pasabajos y filtros pasaltos—utilizando las tablas comunes para cálculos de reactancia es complejo. Aparte de proporcionar estas tablas una confusa información sobre una cantidad muy amplia de valores, distribuidas en un margen de frecuencias muy grande, contienen los complicados puntos decimales de la escala logarítmica corriente, con las dificultades consiguientes.

El mérito de la solución práctica de este problema—cuya resolución interesa de vital manera al radioaficionado—reside puramente en los sencillos ábacos para audiodfrecuencia presentados por **H. E. French**, conocido especialista norteamericano en audiodfrecuencia, en un ejemplar de la revista estadounidense "Electronics". Si hay algún otro mérito atribuible al que escribe estas líneas, sólo reside en la apreciación de la importancia de las mismas para los radioaficionados, y la experimentación práctica de las citadas tablas en moduladores. French presentó en aquella oportunidad dos tablas (ver figs. 1 y 2) sumamente sencillas, considerando únicamente la reactancia capacitativa en audiodfrecuencia, dado que la mayoría de los circuitos de audiodfrecuencia contienen muchos más condensadores que autoinducciones. Generalmente la única autoinducción que suele existir está representada por el transformador de salida y se gana muchísimo en sencillez omitiendo la reactancia inductiva, que no es muy importante.

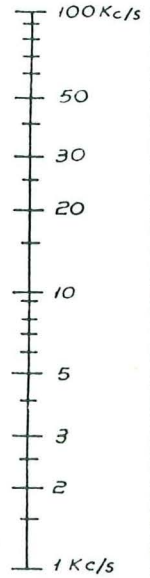
Además, los ábacos presentados, en lugar de los complicados puntos deci-



RESISTENCIA



CAPACIDAD



FRECUENCIA

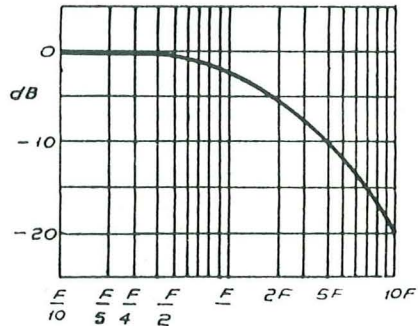
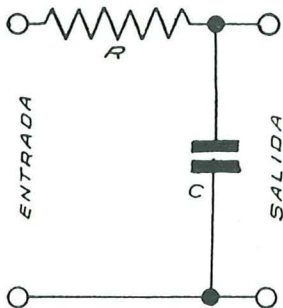


FIGURA 2

males de la escala logaritmica corriente, utilizan los valores comerciales de las resistencias comunes de la escala RETMA del 20 por 100 de tolerancia. Esto permite la aplicación inmediata de los ábaccs a los circuitos de audiofrecuencia. Se emplean unidades corrientes—ohmios, picofaradios (o nanofaradios) y ciclos por segundo—para las tablas presentadas.

Si examinamos las mismas veremos que cada una de ellas incluye un circuito

truir filtros de paso, para frecuencias vocales, de manera sencilla, con la atenuación a las frecuencias inferiores o superiores que se desee, ya sea para permitir una respuesta plana en un intervalo dado, como para eliminar frecuencias indeseables. Como cada tabla incluye un circuito básico y una curva a frecuencia especifica, resultante de un filtro pasavoz de una sola sección, formado por resistencias y condensadores, será muy simple su realización práctica.

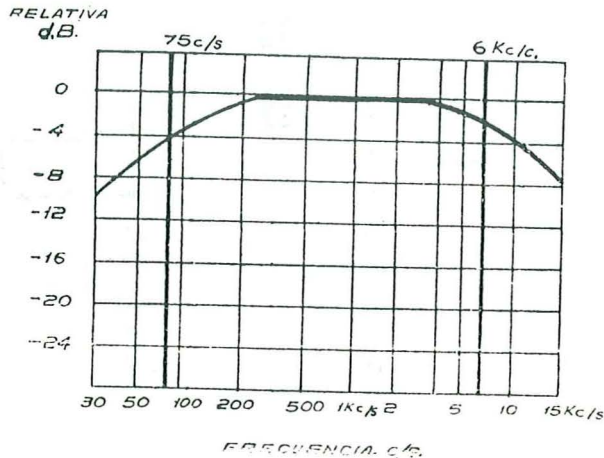


Fig. 3

básico y una curva de respuesta a frecuencia especifica, resultante de un filtro pasabanda simple de una sola sección formado por resistencias y condensadores.

La primera tabla para frecuencias inferiores (ver fig. 1) cubre desde los 10 ciclos hasta 1 Kc/s., y está destinada para los casos en que la respuesta a frecuencias deba disminuir para frecuencias inferiores a un límite dado. La segunda tabla (ver fig. 2) cubre desde 1 a 100 Kc/s. y se aplica en los casos en que la respuesta a frecuencias deba disminuir para frecuencias superiores a un límite dado.

Usando estas tablas se podrán cons-

USO DE LAS TABLAS DE FRENCH

a) **Para frecuencias inferiores a un límite dado.**—Si tomamos la primera tabla para frecuencias inferiores (ver figura 1) observamos que el circuito básico que incluye la misma emplea un condensador en serie y una resistencia en paralelo—igual que en un circuito de acoplamiento entre placa y rejilla de la etapa siguiente en un amplificador acoplado a resistencia-capacidad—de tal manera que bastará tomar la información suministrada por la tabla—o sea los valores del condensador de acoplamiento y de la resistencia de escape de rejilla—colocando una regla que una los valores conocidos de dos de las escalas. El

valor que se lea en la tercera escala será el buscado para R , C o F del circuito que se ilustra. Así, por ejemplo, si se está operando con la tabla de frecuencias inferiores a 300 ciclos, apoyemos la regla con un extremo en el valor de los 300 ciclos y el otro en cualquier valor de la escala de resistencia. Así, si se desea usar un valor de 1 megohmio para escape de rejilla, la regla indicará que el valor correcto para el condensador de acoplamiento será de 500 pF. Si no se posee

do de la curva completa de la respuesta general a las distintas frecuencias del modulador, combinando los resultados de ambas tablas.

b) Para frecuencias superiores a un límite dado.—Si ahora observamos la segunda tabla (ver fig. 2), vemos que su aplicación es casi similar a la anterior. El diagrama que se observa en la tabla corresponde a un filtro para paso de frecuencias vocales de una sola célula, formado por un condensador en paralelo

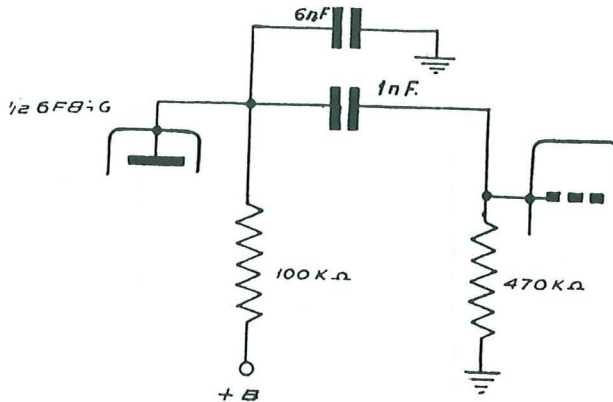


Fig. 4

este valor se podrá utilizar un condensador de 1 nF y una resistencia de 470.000 ohmios para lograr idéntico resultado.

El empleo de estos valores de R y C en el circuito afecta de modo considerable la respuesta a frecuencias del amplificador. Si tomamos para F un valor de 300 ciclos, aplicando el gráfico ilustrado en la misma tabla, veremos que para $F/2$, o sea una frecuencia de 150 ciclos, la atenuación será de 6 decibelios, y para $F/4$, o sea 75 ciclos, la atenuación será de 12 decibelios. La curva a respuestas en la parte correspondiente a frecuencias inferiores, desciende casi verticalmente a partir de los 300 ciclos, lográndose los efectos de atenuación deseados. Es tarea sencilla ahora, el traza-

y una resistencia en serie. Si suponemos que la resistencia R es la carga de la placa de una etapa y se aplica una capacidad en paralelo, representada por C al circuito—y que es probable que ya se encuentre allí debido a la capacidad accidental del conexionado o a la capacidad de entrada de la siguiente válvula—la combinación de la carga de placa y de la capacidad en paralelo es exactamente lo representado en el diagrama mencionado.

Supongamos ahora que la válvula de la primera etapa es, por ejemplo, un triodo de mediano coeficiente de amplificación, tal como la mitad de un doble triodo 6F8-G con una carga de placa de 100.000 ohmios. El manual de válvulas nos indica que la resistencia de placa de

una triodo 6F8-G es de 7.700 ohmios, valor reducido en comparación con el anterior y que se convierte en factor determinante. Si colocamos entonces la regla en la tabla de frecuencias superiores, de tal manera que enlace los valores de 3.000 ciclos (3 Kc/s.) y de 7.700 ohmios, veremos que el valor resultante de la escala C es de 6 nF. Por consiguiente, un condensador de ese valor entre placa y chasis atenuará la respuesta por encima de los 3.000 ciclos. La curva de respuesta a las distintas frecuencias que se acompaña a la tabla indica que si tomamos para F un valor de 3.000

miento resistencia - capacidad común en las etapas preamplificadoras del modulador y que permite la transmisión plana de un margen de frecuencias de 300 a 3.000 ciclos por segundo, con una atenuación de 6 decibelios por octava, lo que constituye una eficaz y económica solución al problema del aficionado.

COMPROBACION DE LA RESPUESTA PROPORCIONADA POR EL SISTEMA DESCRITO

Una vez calculado y llevado a la práctica el sistema de filtro descrito median-

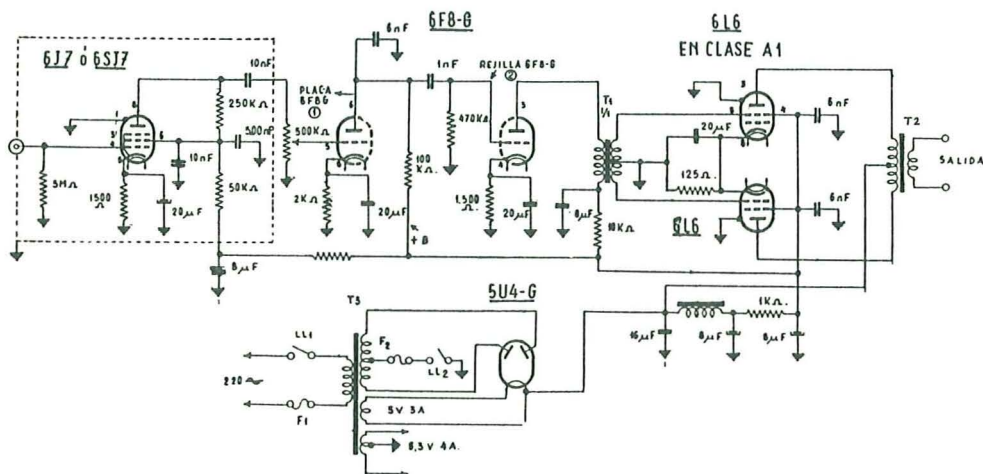


Fig. 5.—Circuito del modulador de LU8BF, sobre el cual se hicieron las experiencias prácticas con los filtros pasabanda descritos. La ubicación de los mismos se halla entre el acoplamiento del primer triodo, 6F8-G, al segundo triodo, 6F8-G. Se utilizó un condensador de acoplo de 1 nF (C7), una resistencia de carga de 100.000 ohmios (R9) para el primer triodo y un condensador de placa a chasis de 6 nF (C6) para el filtro pasabanda.

ciclos, la respuesta caerá aproximadamente 6 decibelios a 2 F, o sea a 6.000 ciclos.

En el gráfico de la figura 3 se ha enlazado la parte correspondiente a las frecuencias inferiores con la de frecuencias superiores que acabamos de analizar, y en la figura 4 puede observarse el esquema completo del sistema de filtro de banda vocal que acabamos de calcular, que deberá reemplazar al acopla-

te la utilización práctica de las tablas que se ilustran, el aficionado experimentador deseará comprobar si el sistema analizado realmente está atenuando las frecuencias inferiores a 300 ciclos y superiores a 3 Kc/s.

Se puede recurrir a distintos medios a fin de efectuar experimentalmente dicha comprobación. Probablemente el más cómodo consiste en conectar a la entrada del modulador de audiofrecuen-

cia un oscilador de audio que proporcione frecuencias variables desde 100 ciclos a 10 Kc/s., por ejemplo, y utilizando a la salida un medidor de tensión alterna. Mediante el auxilio de un gráfico, en el cual se cotejarán los distintos niveles de salida del modulador de acuerdo a la frecuencia inyectada, se

podrá confeccionar la curva general de respuesta a las distintas frecuencias del modulador bajo ensayo.

Antes de finalizar, conviene señalar que las tablas presentadas no son utilizables cuando en el modulador de audiofrecuencia existan sistemas de realimentación.

Filtro pasabajos para receptor y amplificadores

Por ODILON L'HOIR (ON 4 OL)

Traducido de «CQ-QSO»

por F. GARCIA OGARA (EA 2 EL)

La instalación de un filtro pasabajo que pueda a voluntad recortar las frecuencias altas del espectro audible, resulta de gran utilidad, no sólo en los receptores de tráfico para aficionado, sino también en los amplificadores de modulación de un emisor.

Siempre es conveniente que esta clase de dispositivos tengan reglable el ajuste de la frecuencia de corte, con objeto de adaptarla a las circunstancias que en cada caso puedan presentarse.

También el empleo de estos filtros está indicado en los amplificadores de alta fi-

delidad, donde en muchas ocasiones es conveniente la eliminación del ruido de aguja, cuando se escuchan discos muy usados o de manufactura antigua. En el receptor de tráfico, el filtro brinda la oportunidad de poder eliminar los silbidos debidos a interferencias entre dos portadoras, mientras que en un modulador permite limitar la banda de frecuencias que se transmite, al mínimo ancho preciso, con tal de que se conserve íntegra la inteligibilidad de la palabra.

Para la construcción de un filtro pasabajo existen a disposición de los aficio-

nados infinidad de circuitos con características selectivas, basados casi todos ellos en la disposición de una red con resistencias y capacidades, entre placa y rejilla de uno o varios pasos amplificadores.

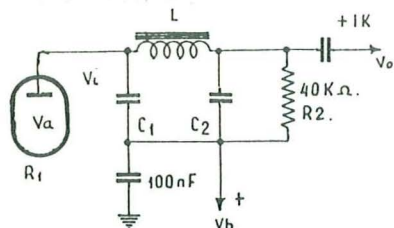


Fig. 1

Los filtros R, C, por ser de constitución relativamente simple, no permiten obtener generalmente un comportamiento satisfactorio. Por otro lado, si se desea que la frecuencia de corte del filtro sea

dencia que poseen estos elementos a captar perturbaciones electromagnéticas exteriores, que se manifiestan audiblemente en forma de zumbidos o ruidos. Estas dificultades pueden ser eliminadas con facilidad si se disponen los elementos juiciosamente, se blindan con cierto esmero y se procuran alejar de los transformadores contenidos en los manantiales de tensión. Finalmente, una buena conexión a tierra colabora también en forma muy eficaz a suprimir estas perturbaciones.

Para la constitución de un filtro con autoinducción y capacidad, pueden elegirse varios esquemas. En la figura 1 puede verse la célula en "pi" de un solo paso, cuya curva de atenuación se representa en la figura 2. La atenuación de este tipo de filtro puede llegar a hacerse hasta de 20 decibelios por octava, lo cual quiere decir que la tensión de salida del

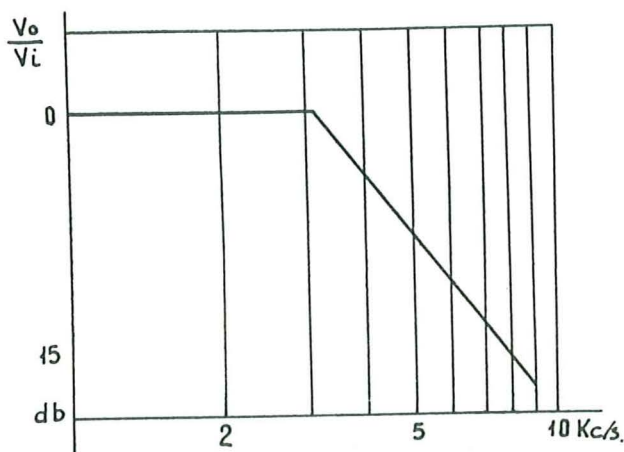


Fig. 2

progresivamente variable, será necesario disponer un conmutador que ponga en circuito las capacidades precisas, mientras pueden permanecer fijas todo el tiempo las resistencias que lo complementan.

Es una creencia general que los filtros que contienen autoinducciones resultan de funcionamiento deficiente, por la ten-

filtro V_0 vale la décima parte de la tensión de entrada al filtro V_i .

Una variante de la célula en "pi" es la que se muestra en la figura 3, y cuya curva de atenuación está dibujada en la figura 4. En paralelo con la autoinducción de la célula en "pi", se ha dispuesto un condensador C_3 cuyo valor es la décima parte de C_1 o C_2 . Este circuito permite

alcanzar hasta 40 decibelios de atenuación (tensión de salida igual a la centésima parte de la de entrada), pero adolece del defecto de presentar un pico por

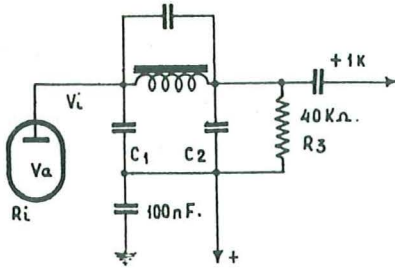


Fig. 3

sima parte de la de entrada), pero adolece del defecto de presentar un pico por

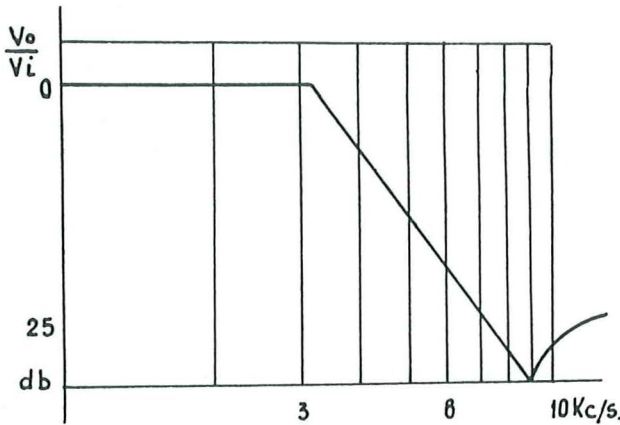


Fig. 4

encima de la frecuencia de corte que puede llegar a ser del orden de los 25 decibelios. No obstante, para los fines corrientes, este pico puede no tener importancia por caer al final de espectro audible o por encima del mismo.

El circuito que acabamos de examinar puede mejorarse adoptando un dispositivo que permita variar el valor del "Q" de la bobina. Basta, para ello, colocar una resistencia R_3 en paralelo con la autoinducción y a la vez con el condensador C_3 . Como es natural, esta resistencia deberá ser de valor variable, a fin de poderla ajustar al valor que más nos con-

venga. Normalmente bastará con disponer un potenciómetro de grafito de 250.000 a 470.000 ohmios, e incluso de valores más bajos. Las figuras 5 y 6 muestran la disposición teórica y el resultado práctico del filtro que estamos considerando. Puede apreciarse, en la última de ellas, cómo varía el factor de mérito de la bobina, al reducir el valor de la resistencia R_3 , desde el valor infinito (excluida del circuito) hasta el valor "cero" (autoinducción en cortocircuito).

La bobina "L" puede ser una autoinducción de filtro de tipo clásico, que tenga un valor comprendido entre uno y dos y medio henrios. No obstante, si se desea que tenga un gran factor de calidad, se

puede construir con hilo esmaltado de 8/100, sobre un cilindro de ferrocubo

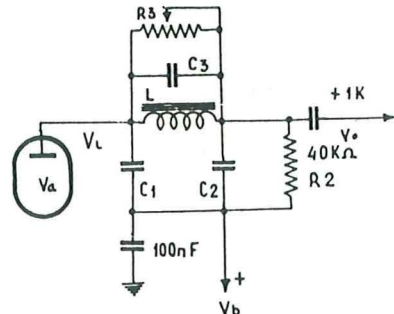


Fig. 5

PHILIPS (tipo LA-7), devanando unas 1.100 ó 1.200 vueltas. Para conseguir una total eliminación de zumbido, conviene disponer encima del devanado unas cuantas vueltas en sentido contrario.

Para aquellos aficionados que deseen calcular por sí mismos los elementos de los filtros expuestos, damos a continua-

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2 \pi^2 Fc^2 L}$$

$$R_1 = R_2 = \pi FcL \quad R_3 = \pm 200.000 L$$

Los valores que resulten por el cálculo no son, en modo alguno, críticos. Pueden

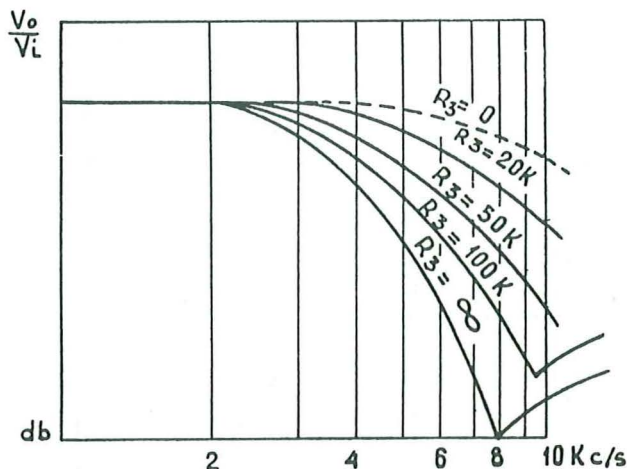


Fig. 6

ción las fórmulas precisas. En todas ellas hay que expresar los elementos en las siguientes unidades:

Circuito figura 1:

L = en henrios.

C = en faradios.

Fc = frecuencia de ruptura.

R = en ohmios.

$$L = \frac{2R}{3Fc}; \quad C_1 = \frac{3}{4RFc}; \quad C_2 = \frac{1}{3C}$$

Circuito figura 5:

Las mismas unidades.

Para L dada y disponible (entre 500 mH y 2,5 H.).

utilizarse elementos con tolerancia hasta del 10 por 100, sin que se resienta el comportamiento. La válvula que precede al filtro convendrá que sea un triodo de mediano coeficiente de amplificación (tipos 6C4, 6J5, 12AT7, etc.), y el circuito conviene que esté colocado antes del paso final de potencia cuando se trate de un receptor. En los moduladores o equipos de alta fidelidad, su lugar más oportuno es delante del paso excitador o del inversor de fase.

Para aquellos lectores que deseen ahorrarse los cálculos, se presenta a continuación una tabla con los valores que es preciso dar a los elementos, en función de diversas frecuencias de corte.

FILTRO PASA-BAJO

Fc	L	C ₁	=	C ₂	C ₂	R ₁ = R ₂	R ₃
	H	cm		cm	cm		
1 Kcs	1	56500		17000	nada	4,7 K	nada
2	"	12700		4200	nada	9,4 K	nada
3	"	5650		1880	nada	14 K	nada
5	2,5	500		500	47	33 K	pot. 250 K
7	"	1000		1000	100	33 K	pot. 250 K
10	"	2000		2000	200	33 K	pot. 250 K

FILTRO DE RED

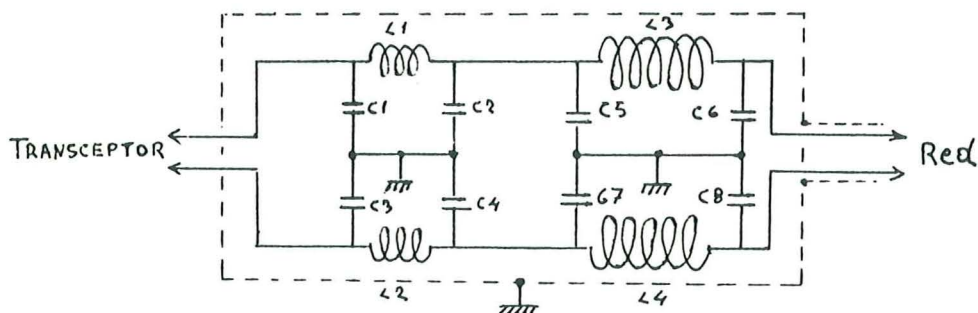
FERNÁNDEZ DE VELASCO, EA1MH.

Un buen filtro en la entrada de alimentación de red de su transceptor le proporcionará grandes satisfacciones. Reducirá el zumbido de alterna en el receptor. Evitará la entrada de muchas interferencias que se propagan por la red y hará que su transmisor, a su vez, no envíe interferencias a su televisor y al del vecino.

Monte sus componentes en una plaquita del tipo utilizado para circuitos impresos y el conjunto enciérrelo en una cajita metálica de aluminio o de cobre que sirva de apantallamiento. Luego conéctelo en la parte trasera del transceptor, uniendo bien las masas de la cajita del filtro y del equipo, y mejor aún, fijando con tornillos la cajita a la caja del equipo.

El cable de alimentación que sale del filtro para el enchufe de la red se recomienda que también sea apantallado, uniendo su pantalla a la masa del filtro, pero no es imprescindible.

El circuito es el siguiente:



Bobinas L_1 - L_2 : 10 espiras hilo esmaltado de 1,5 mm diámetro, bobinadas al aire con diámetro de 15 mm y separación entre espiras de 1 mm.

Bobinas L_3 - L_4 : 16 espiras del hilo anterior con un diámetro de 25 mm y longitud de 25 mm.

C_1 a C_4 : Condensadores tipo cerámico de 100 pF.

C_5 a C_8 : Condensadores Bianchi de 22 K, 400 V.

Este filtro permite un paso de corriente de 6 A sin el menor calentamiento. Las bobinas pueden hacerse sin cortar el hilo para evitar soldaduras.

EL TUBO DE ESCAPE, UNA "FABULOSA" ANTENA

Por "E. Dantes".

No soy el primero en descubrirlo ni seré el último. A veces las cosas que aparecen más sencillas resultan complicadas. En este caso ha sido al revés, la solución de algo que parecía enormemente complicado, ha sido la más sencilla.

Se trata de una móvil. O del intento de trabajar en móvil. El vehículo es un turismo normal, cuya marca no hace al caso, con motor de alta comprensión y alternador.

Viene provisto de aparato de radio, con cables antiparasitarios y las restantes protecciones habituales de fábrica para evitar los ruidos parásitos.

El problema surgió cuando al instalar el equipo, el receptor resultó tener un nivel de ruido con el motor en marcha que sólo permitía escuchar a "móvil inmóvil".

Dispuesto a terminar con el ruido, conecté cerámicos de 10 microfaradios en todos los puntos imaginables, incluidos cuantos puntos del alternador quedaban accesibles y en todas y cada una de las conexiones del regulador de carga. Inútil. Los fuí desconectando uno a uno, receptor en marcha, a fin de ver si alguno en el momento de desconectarlo aumentaba el ruido. Ni uno cumplía con su misión.

Armado de la paciencia más digna de la que pueda desearse, y siguiendo el consejo del Handbook, blindé todos los cables de las bujías y de la bobina, conectando el conjunto entre sí y a masa por varios puntos. Igualmente inútil.

Me aconsejaron poner una buena masa en el capot del motor, por aquello de que a través de las bisagras no la recibe muy buena que digamos. Me dijeron que le conectara al cárter del motor otro cable

más gordo que el que lleva. Igual.

Por fin comprobé que al abrir algo el capot, el ruido no aumentaba, pero que sí lo hacía al abrirlo del todo. Ello me hizo pensar que evidentemente el motor radiaba, pero que el capot lo apantallaba lo suficiente. ¿Entonces por dónde?

La solución llegó de la forma más inesperada. Aplicando una herramienta de forma que hiciera contacto entre las chapas que separan el motor del habitáculo, y el tubo de escape a la altura en que desaparece del compartimiento del motor para sumergirse por debajo de la carrocería, se hizo silencio en el receptor. He ahí la antena de los parásitos del motor. El tubo de escape.

Efectivamente, el colector desde el que nace, está íntimamente en contacto con la zona de ignición. Sigue su viaje bajo el coche, aislado con gomas para permitir el cimbeo del motor, y a través del silencioso asoma al exterior lanzando no sólo contaminación gaseosa sino también parasitaria.

Aconsejo que lo prueben quienes tengan el problema. Como la masa tiene que llegarle de forma que permita su pequeño juego, y a ser posible en el punto donde abandona el compartimiento del motor, resulta maravillosamente adecuado el utilizar un terminal de masa de batería, consistente en una gorda malla con sendas piezas metálicas en sus extremos. Se suelda una al tubo, y la otra, dejando la malla en forma de un suave arco, a la chapa más próxima de la carrocería.

¡Caramba con el tubo de escape que deja escapar de todo!

Un filtro en audiofrecuencia para C.W.

Por A. NOVALES, EA 2 HR

En el número de julio-agosto último la revista *CQ* publicó un artículo sobre un filtro de audio a base de dos transformadores de los llamados de salida en los receptores, acoplados inductivamente por medio de sus núcleos y tan

van conectados en serie, pero en mi caso opté por dejarlos eléctricamente independientes, pues me pareció más cómodo y sencillo.

Con esta variante, el circuito eléctrico de dicho filtro en principio quedó

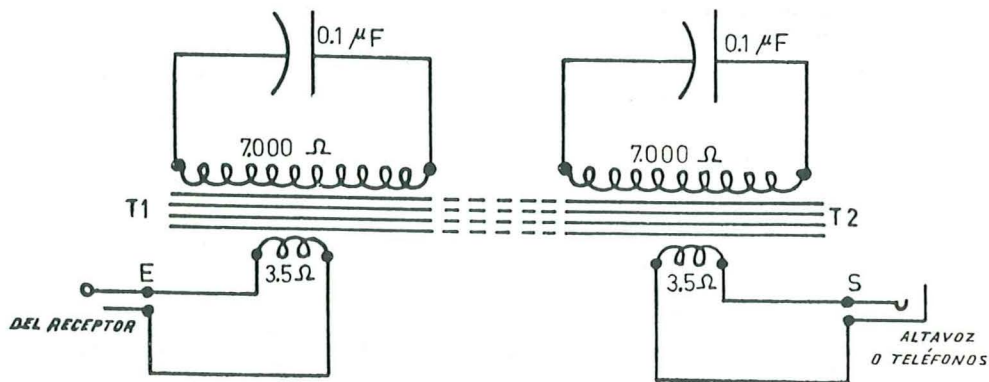


Fig. 1

sencillo que en pocos minutos podía ser montado y conexasionado, por lo que decidí construirlo, aunque no esperaba grandes resultados de él.

En el circuito que figura en el artículo citado los bobinados de alta y baja impedancia de dichos transformadores

como se indica en la figura 1. T_1 y T_2 son dos transformadores de salida idénticos, de 7.000 ohmios de impedancia en uno de los bobinados y 3,5 ohmios en el otro.

A dichos transformadores se les quita la faja que cubre las laminaciones y

las chapas que tienen forma de *I*, quedando en el núcleo solamente las chapas en forma de *E*. Luego se enfrentan ambos transformadores en la forma que indica la figura 2, a una distancia que encontraremos posteriormente por medición o tanteo.

Volviendo al circuito de la figura 1, el bobinado de baja impedancia de T_1 se conecta a la salida de 3,5 ohmios del receptor. Se une un condensador de 0,1 microfaradios a los extremos del bobinado de alta impedancia de cada transformador, con lo que probablemente resonarán en una frecuencia audible de las óptimas para recepción en C.W. entre 500 y 1.000 Hz, según sean los transformadores. El bobinado de baja impedancia de T_2 es el de salida y a él se conecta el altavoz o los teléfonos de baja impedancia.

La proximidad de los núcleos de ambos transformadores da lugar a un acoplamiento inductivo entre ambos, formando un dispositivo análogo a un transformador de F.I., aunque en nuestro caso en audiofrecuencia y con la diferencia de que en F.I. buscamos generalmente un acoplamiento superior al crítico para obtener la banda pasante requerida para la recepción de estaciones de telefonía A.M., mientras que ahora buscamos la máxima selectividad posible compatible con la máxima transferencia de energía, es decir, buscamos el acoplamiento crítico.

Al adquirir los transformadores me suministraron unos de 7.000 ohmios con toma para 5.000 ohmios y pensé aprovechar la toma para poder variar la frecuencia central de la banda pasante, cambiando las tomas mediante una llave. Además era conveniente otra llave para quitar o insertar el filtro a voluntad. Finalmente, el circuito quedó como indica la figura 3. Un conmutador de «bolita» bipolar intercala el filtro en el circuito (SI) o lo elimina (NO). Otro conmutador igual al anterior elige una frecuencia de resonancia (A) u otra (B).

Si deseamos elevar el valor de las frecuencias de resonancia debemos disminuir el valor de los condensadores *C*, y si queremos bajar el tono tenemos que aumentar el valor de *C*.

Para determinar la posición relativa óptima de los núcleos puede aplicarse un oscilador de audio en *E*, y a la salida el altavoz o los teléfonos a utilizar y un medidor de salida o un simple indicador.

Partiendo de una separación de los núcleos de dos o tres centímetros se obtiene la curva de respuesta del indicador en función de la frecuencia de audio aplicada en *E*. Se va disminuyendo la separación de los núcleos, obteniendo

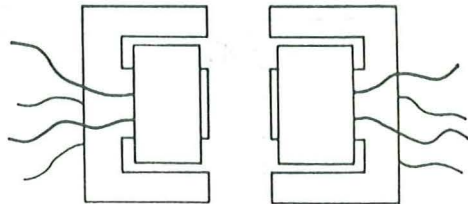


Fig. 2

siempre las curvas de respuesta hasta que empieza a achatare ésta, y después aparecen dos máximos relativos separados cuando hemos pasado del acoplamiento crítico. La separación óptima se encuentra para una separación lo más pequeña posible sin achatare la curva de respuesta.

Una vez terminado el filtro y conectado al receptor, quedé gratamente sorprendido de sus resultados por la selectividad que se consigue, muy especialmente en la banda de 40 m, ya que permite trabajar en el caos de señales radiofónicas y de C.W. que hay a últimas horas de la tarde y primeras de la noche, y además, como disminuye el ruido de fondo, puede elevarse el volumen de audio, con lo que se reciben señales que antes se perdían en el «barro».

Unido este filtro a un multiplicador

de Q o un filtro de cristal en F.I., proporciona una selectividad extraordinaria.

Es claro que, como ocurre con cualquier tipo de filtro, el receptor con el que se utilice debe ser muy estable, pues si no, hay que retocar la sintonía

del correspondal o volver a buscarlo cada vez que se retorna a recepción. El mismo inconveniente se presenta si la frecuencia del correspondal no es estable.

Resumiendo, es un filtro sencillo, barato y de buenos resultados.

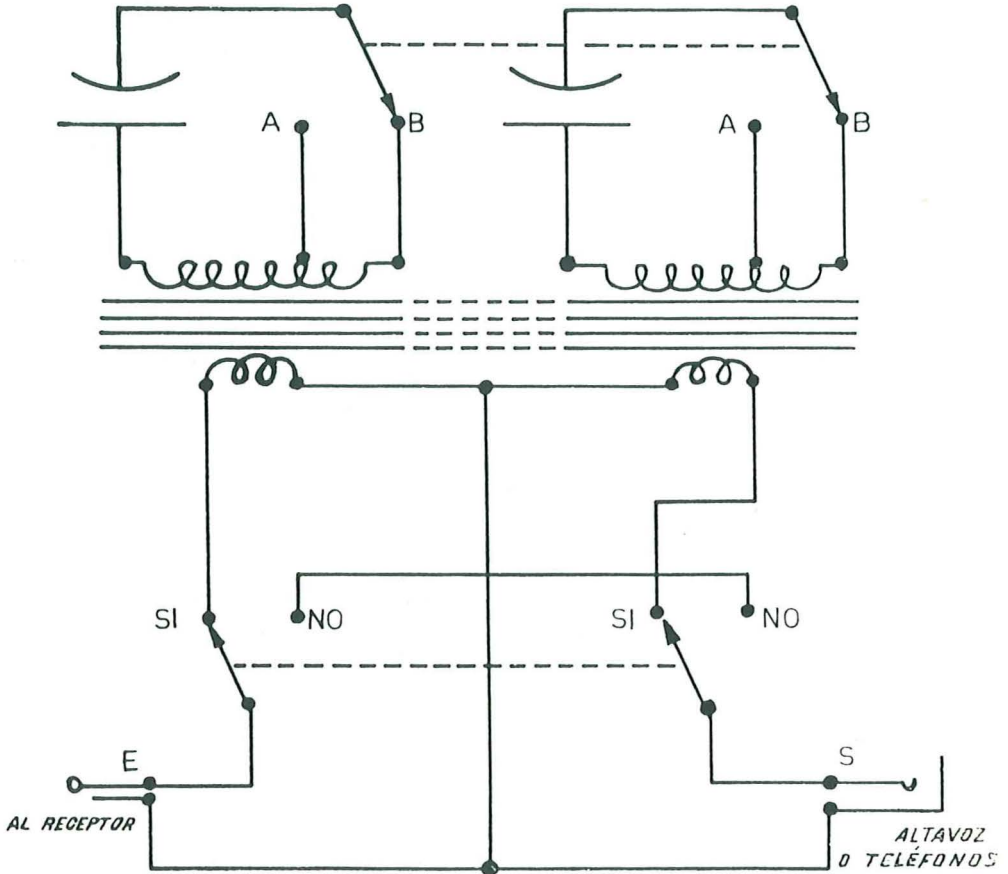


Fig. 3

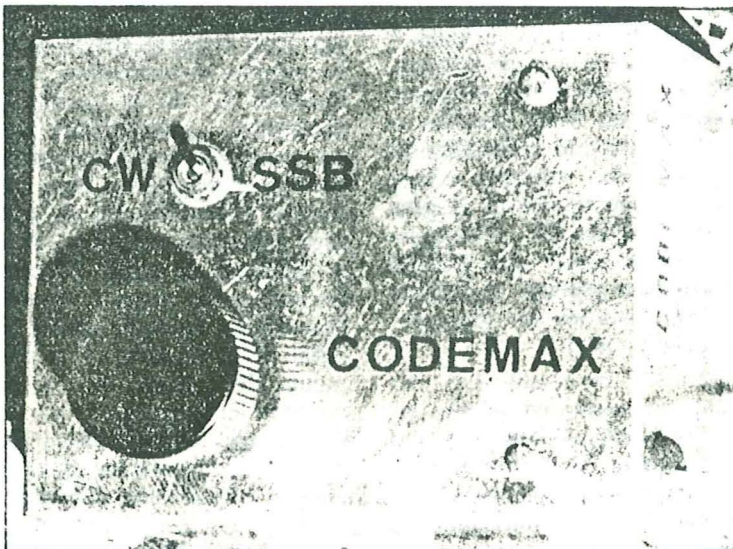
El Codemax

Por EA 7 PE (Córdoba)

Muchos radioaficionados han mejorado desde hace tiempo un mediocre receptor, gracias a dispositivos tales como el "SELECTOJECT", el "MONIFILTER", etcétera. Muchos son también los artículos que a través de revistas especializadas, han tocado el tema del empleo de selectividad en audio para la mejora de la recepción del código. El hecho de que por este procedimiento se obtengan resultados favorables con poco gasto y sin grandes complicaciones técnicas, me induce a

abundar con estas modestas "variaciones sobre un mismo tema".

Como es sabido, la eficacia del procedimiento se fundamenta en "sacar partido" a la diferencia de tono musical existente, cuando son recibidas varias señales telegráficas que inciden ligeramente desplazadas de frecuencia sobre un receptor. Intercalando uno de estos dispositivos (que no es más que un amplificador de audio altamente selectivo) entre el detector y el altavoz, "dejará pasar" hacia éste



He aquí el CODEMAX. En la parte superior aparecen el control de selectividad, el conmutador-interruptor CW-SSB(AM) y los dos tornillos que fijan el transformador a la caja.

una señal determinada, siempre que la frecuencia musical del tono con que se la reciba, esté comprendida dentro de su estrecha banda de paso. Dicho de otro modo: siempre que la frecuencia (de audio) del tono recibido, concuerde con la "frecuencia favorita" de respuesta del amplificador. Las demás señales presentes en el detector que no cumplan con esta condición, se verán rechazadas o atenuadas en alto grado.

He he entretenido un domingo experimentando con varios circuitos que responden a este principio, extraídos de otras tantas revistas de reconocido prestigio. El resultado obtenido fue positivo y comparable al de un buen multiplicador de Q. Mi diversión radiopática no tuvo límites, cuando tratando de simplificar al máximo uno de estos aparatos, se me ocurrió "idear" la versión que aquí ofrezco a la consideración de mis posibles lectores. Si algún colega aficionado a la práctica de la C.W. con un receptor poco ortodoxo, se propusiera mejorar su instalación, se la recomiendo en la seguridad de que no se verá defraudado. Nuestro aparato funcionó tan bien como los modelos más elaborados y barrocos. Su manejo es fácil, y con un poco de oído pronto se adquiere la pericia necesaria para usarlo eficientemente. Después de un largo período de pruebas en el que acreditó sobradamente su eficacia, decidí (no sabemos cómo) bautizarlo por mi cuenta con el cabalístico nombre de CODEMAX. (Cualquier parecido que pudiera tener esta palabra con alguna otra formalmente registrada, será, por lo tanto, cuestión de desafortunada coincidencia..., ¡hi!)

El precio de los componentes que integran la unidad, no rebasa en mucho las 175 pesetas, y se pueden encontrar casi a la vuelta de la esquina. Siguiendo el principio que caracteriza a sus congéneres, se trata en esencia de un amplificador de audio regenerativo, fabricado a base de un transistor tipo SC 108 y de un transformador normal de altavoz de 7.000/4 ohms.

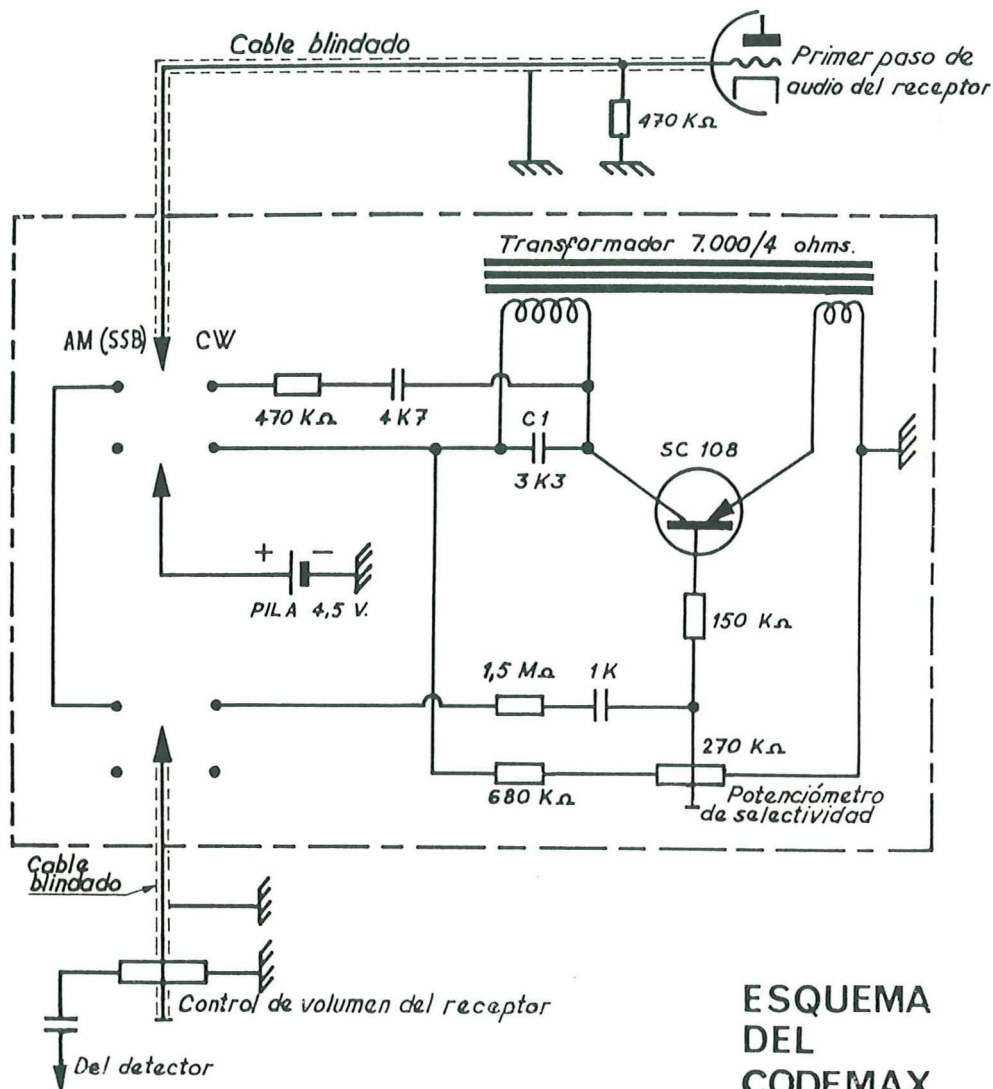
El prototipo lo construí en el interior de una caja RETEX de aluminio de 850 × 1.100 mm, situada cerca del receptor, y unida a éste por sendos cables coaxiales. Incluye el "potenciómetro de selectividad", y el conmutador CW-AM (SSB). Dado el poco consumo del aparato, no me pareció justificable el uso de fuente de alimentación aparte; por lo que funciona gracias a una simple pila de pataca de 4 1/2 V contenida en la misma caja.

Asegura muchas horas de buen funcionamiento, a condición de no olvidarse de situar el conmutador en "AM (SSB)" cuando no se use... Con nuestro aparato es en síntesis un previo de audio, el sitio ideal para su inserción es justamente a continuación del potenciómetro de volumen del receptor existente. Con esto no sólo se podrá dosificar la señal de entrada, sino que se evitarán posibles sobrecargas. La salida se conectará al circuito de reja del primer paso de audio del receptor. Debe salir funcionando a la primera. Si todo ha ido bien, deberá oírse en el altavoz un tono, cuando se avance el potenciómetro de selectividad cerca del máximo. Esto indicará que el preamplificador ha entrado en oscilación, y que todo está correcto. Si esto no ocurre, será necesario invertir las conexiones del secundario del transformador. Una vez en funcionamiento, el manejo es bien simple. Se situará el potenciómetro de selectividad un poco más abajo del punto de extinción de la oscilación de audio. En estas condiciones se oírán un rumor o eco característico. Trataremos ahora de captar una señal telegráfica cualquiera. Con la ayuda del mando de sintonía del receptor, iremos variando lentamente su tono. Cuando éste alcance una altura musical determinada, veremos cómo aparece en el altavoz fuertemente amplificado; diferenciado de otras señales, y en condiciones de ser copiado con facilidad. Si se desea se puede modificar el tono al que responde nuestro aparato, según las preferencias particulares del operador. Bastará para ello con alte-

rar el valor del condensador C 1. Por último, y con el fin de aprovechar al máximo las posibilidades que ofrece nuestro CODEMAX, diremos que sería aconsejable revisar la estabilidad del oscilador local y del oscilador de batido del receptor. Si no fueran suficientemente estables, el tono de la nota recibida no se mantendría, y la sintonía resultaría incómoda.

Dada la sencillez del circuito, confío en que todo esté lo suficientemente claro como para llevarlo felizmente a la práctica. No obstante, estoy ORV para despejar cualquier posible dificultad.

Me gustaría que nuestro amplificador selectivo contribuyera a mejorar la recepción de algún que otro colega más sobrado en afición que en medios. Vería así.



suficientemente cumplido, el objetivo propuesto con esta minúscula colaboración.

Principales componentes del CODE-MAX:

- 1 Caja de montaje RETEX 850 × × 1.100 mm.
- 1 Transformador de altavoz 7.000/4 ohms.
- 1 Transistor tipo SC 108.

- 1 Pila de petaca 4,5 voltios.
- 1 Conmutador deslizante de 2 × 4 (una sección no se usa).
- 1 Potenciómetro de 270 K.
- 1 Resistencia de 1,5 M, 1/2 W.
- 1 Resistencia de 680 K, 1/2 W.
- 1 Resistencia de 470 K, 1/2 W.
- 1 Resistencia de 150 K, 1/2 W.
- 1 Condensador 4K7 Poliéster.
- 1 Condensador 3K3 Stiroflex.
- 1 Condensador 1K Cerámico.

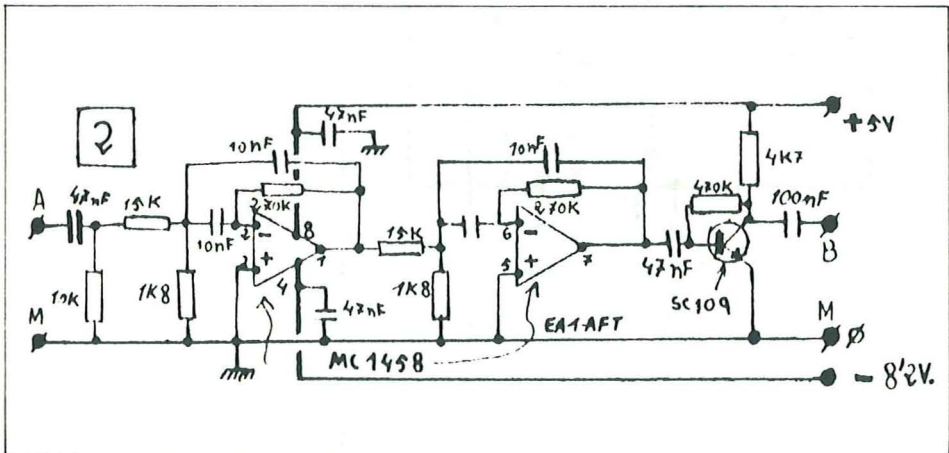
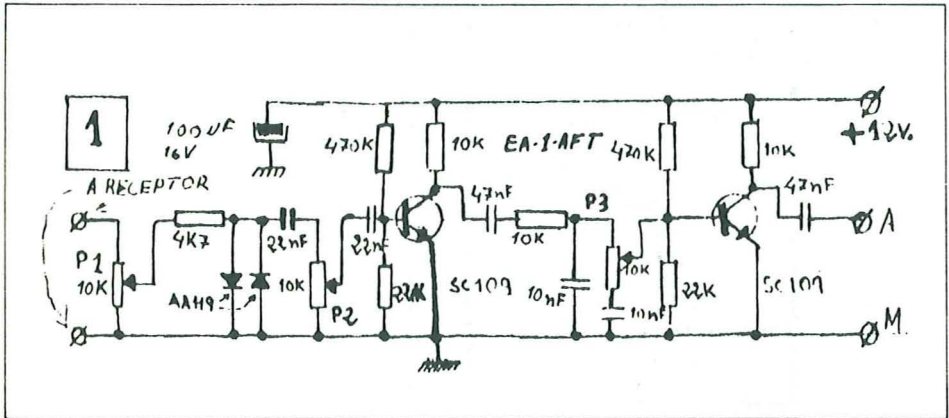
FILTRO LOGICO PARA CW

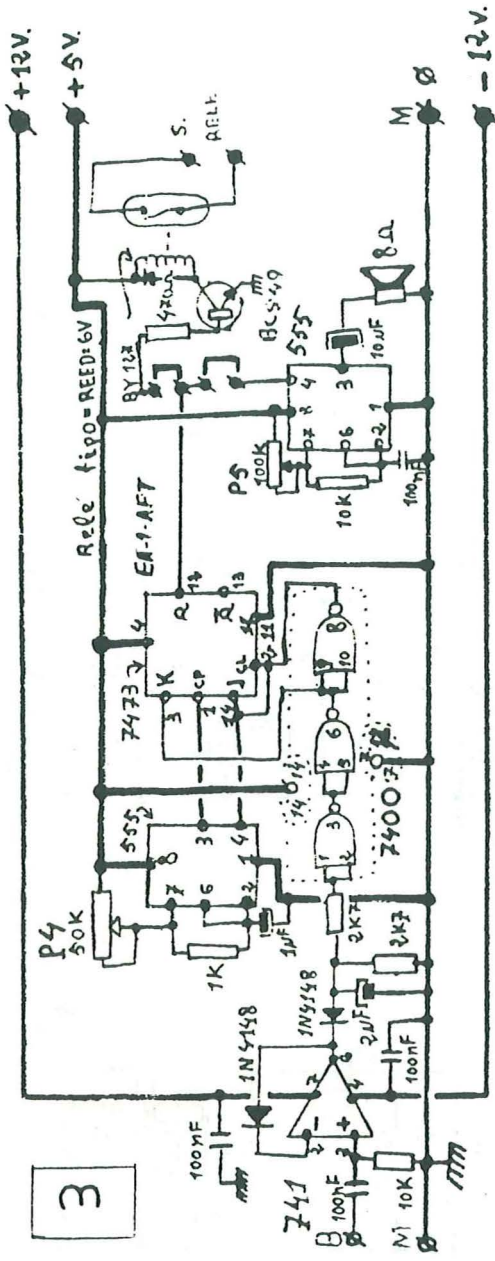
EA1AFT

Habiendo adquirido un lector de Morse digital, y en vista de los muchos errores que introducen en la lectura las espúreas presentes en todas las bandas, me propuse fabricar un filtro efectivo, y éste es el resultado de una serie de pruebas que, por fin,

dieron al traste con todo tipo de interferencia que no alcance la duración de un punto y, además, coincida con la frecuencia de audio para la que está diseñado el filtro activo, 850 ciclos, aproximadamente.

Esto es mucho pedirle a una interferencia.





3

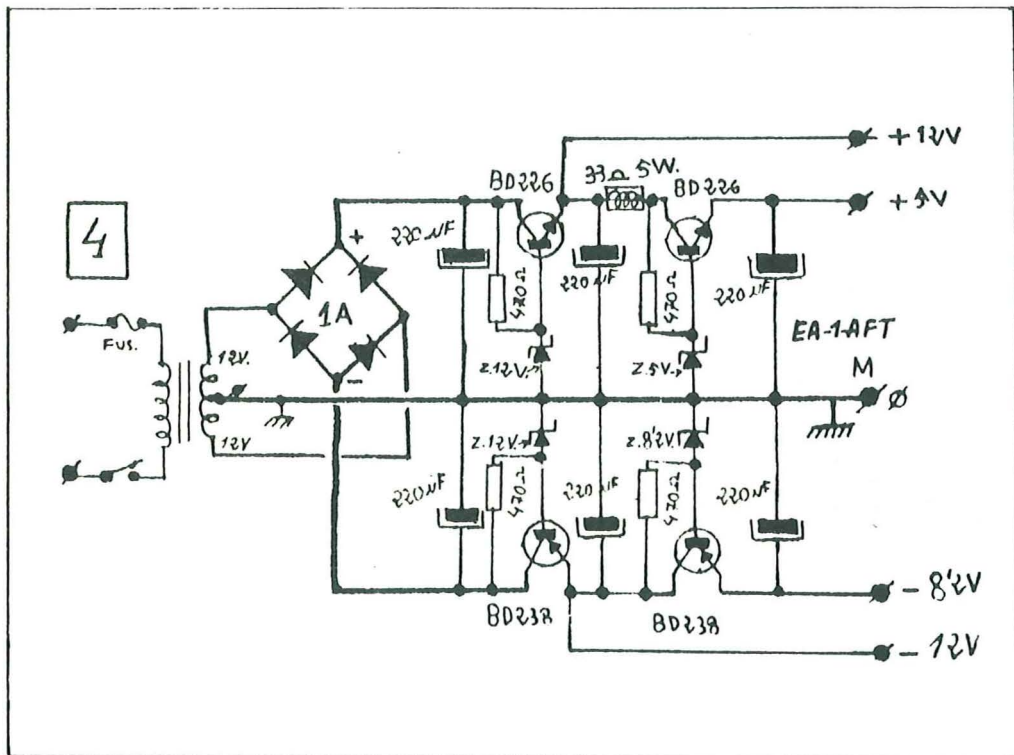
Habréis observado la cantidad de QRM presente en 40 m. al atardecer, a consecuencia de Broadcasting. Con este filtro se logra la eliminación total de QRM, y es posible seguir un QSO incluso cuando no tenemos señal del correlacional y el nivel de QRM alcanza 9+40.

La primera parte se encarga de fijar un nivel constante de señal, independientemente del volumen a que se encuentre el receptor; para ello se emplean dos diodos de germanio (AA119 o similares). A continuación tenemos corrección de tonos en dos etapas, con amplificación en las dos. La señal presente en la salida se aplicará a un filtro activo compuesto por un doble operacional (MC 1458), con una etapa amplificadora en salida. La frecuencia de paso de este filtro es de unos 850 ciclos.

Para transformar la señal de audio en un tren de impulsos con niveles lógicos 0-5 voltios, utilizamos el siguiente circuito. El operacional (741) rectifica la señal de au-

dio, con la célula RC de 2K7 y 2NF se eliminan impulsos menores de 1 ms. Para transformarla en Lógica se emplean puertas NAND (7400), de las que parten señales de control que, aplicadas a una báscula de tipo JK, dispondremos de una salida con niveles 0-5V. Para que podamos eliminar totalmente los impulsos indeseados, la citada báscula estará controlada por una base de tiempos (555), la cual entrará en funcionamiento cuando se reciba una señal, con lo que introducirá un retardo en la transferencia de la báscula. El tiempo de retardo se ajustará con el potenciómetro P4 de 50 K. Como salida de datos se podrá emplear indistintamente dos modos, por medio de un Relé de tipo REED, o bien acústica con un 555.

Como fuente de alimentación se podrá emplear la aquí descrita o cualquier otra disponible que proporcione las mismas tensiones con respecto a masa.



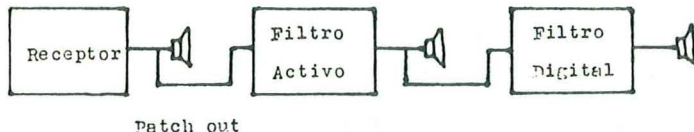
FILTROS PARA CW

Proponemos, en el presente artículo, dos filtros para mejorar la recepción en CW.

Ambos filtros pueden utilizarse por separado o simultáneamente.

Aun sin disponer de filtro cerámico para CW en el receptor, la señal, después del filtro activo, quedará muy seleccionada. El filtro digital nos proporcionará la eliminación total del ruido de fondo.

En esquema, la cadena de recepción tiene esta forma:



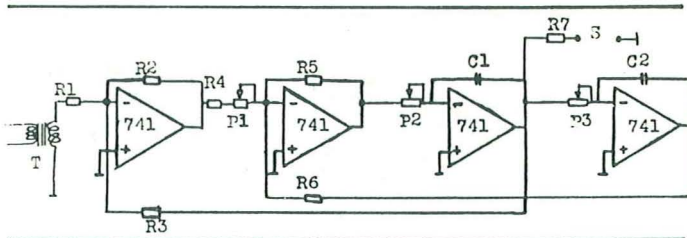
1. FILTRO ACTIVO

Este filtro, cuya paternidad original hay que reconocerle a DJ6HP, es muy simple y, por sus pocos componentes, resulta a un precio muy asequible. Reduce el ancho de banda del receptor de los 3.000 c/s. a sólo 200-300 c/s.

Mediante el potenciómetro 1 podemos regular el ancho de banda, y con los potenciómetros 2 y 3, la frecuencia de paso.

Ambos potenciómetros, 2 y 3, deberán ir a la par. Nosotros hemos montado dos potenciómetros de ajuste, en lugar de uno doble, porque su función es simplemente la de elegir el tono más agradable al oído y ya no tocarlo más.

De la salida del filtro entramos en un amplificador de potencia para el altavoz. Disponíamos de un TDA 1037D, pero al igual podremos utilizar cualquier otro. No cansamos con la descripción de un amplificador de BF.



T=Transformador baja-alta impedancia.
 R1, R2, R3, R5, R6 =10K Ohm.
 R4=68K Ohm.
 R7 =430 Ohm.
 P1 =200K Ohm.
 P2, P3 =20K Ohm.

Para la alimentación de los 741 necesitaremos una fuente que nos proporcione + y - 15 voltios, cuya descripción omitimos.

2. FILTRO DIGITAL

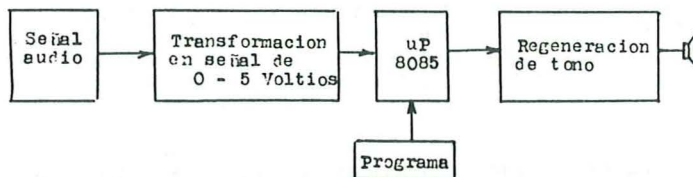
Por mucho que hayamos afinado hasta ahora, tanto por la calidad del receptor como por la inclusión del filtro cerámico o el filtro activo, hay un componente que nos sigue dificultando la recepción, el ruido.

El ruido, formado por un conjunto de frecuencias más o menos homogéneamente distribuidas por toda la banda, nos pasa a través de todos los filtros. Siempre hay frecuencias en el ruido que coinciden con la frecuencia que estamos recibiendo.

La duración de estas señales espúreas es, en general, muy reducida, pero repetida. Esto hace que la recepción de la señal Morse, a oído o mediante un decodificador electrónico, sea incómoda o difícil de conseguir.

Lo que hace el filtro que describimos es muy simple: mide la duración de cada señal entrante; si su duración es del orden de la del punto, la deja pasar, y si su duración es menor, la inhibe.

El esquema de las funciones es:



Para transformar la señal de audio en un tren de impulsos de 0 ó 5 voltios, utilizamos el siguiente circuito.

Los amplificadores operacionales 1 y 2 actúan como inversores de fase; los diodos D1 y D2, como rectificadores de onda completa, y el operacional 3, como Schmitt-Trigger.

Mediante la célula RC de 1 K. y 2,2 μ F. eliminamos los impulsos menores de 1 ms. y que, al ser tan breves, están fuera de toda duda. Sólo nos quedarán, pues, aquellos impulsos que compongan la señal Morse y los de señales espúreas largas.

Las formas de onda en cada punto señalado son:

minuto, el punto tendrá una duración de:

1 palabra=5 caracteres.

1 carácter=13 unidades de longitud equivalente al punto.
(25.5.13):60=27 baudios; 1/27=37 metros.

Así pues, toda señal de longitud inferior, por ejemplo, a 10 metros podremos suponer de entrada que es una señal indeseada.

LISTADO DEL PROGRAMA

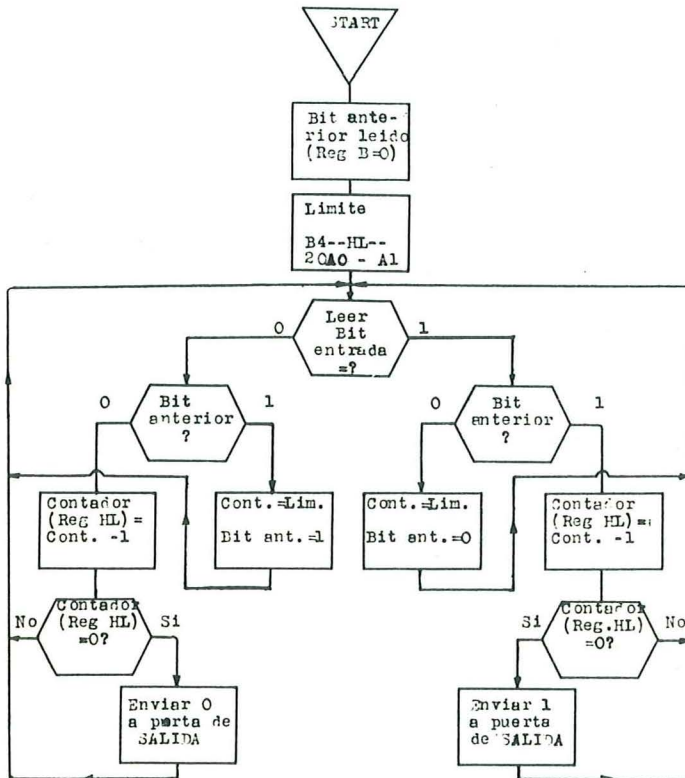
Dirección	Código máquina	Código nemotécnico	Comentarios
2000	31C220	LXI 20C2	Cargar stack poiter
2003	0600	MVI B0	Poner a 0 Reg. B (bit anterior=0)
2005	21B400	LXI B4	Cargar Reg. HL con valor límite=B4
2008	22A020	SHLD 20A0	Llevar límite a dirección 20A0
200B	3E80	MVI A, 80	Cargar Reg. A con bit 2 ⁷
200D	D301	OUT 01	Definir puerta de entrada (DDR)
200F	D302	OUT 02	definir puerta de salida (DDR)
2011	000000		
2014	000000		Previsto para modificaciones
2017	DB01	IN 01	Leer en Reg. A el valor Morse entrante 5 V.=1; 0 V.=0
2019	07	RCL	
201A	D24620	JNC 2046	Valor leído=0
201D	78	MOV A,B	Valor leído=1; consultar bit anterior
201E	07	RCL	
201F	D23820	JNC 2038	bit anterior=0
2022	000000		
2025	2B	DCX H	Bit ant.=1; reducir 1 cont. HL
2026	7C	MOV A,H	Comprobar que el contador HL alcanzó el valor 0
2027	B5	ORA L	
2028	C21720	JNZ 2017	HL=0 Volver a leer bit de entrada
202B	3E80	MVI A,80	HL=0
202D	D300	OUT	Enviar 1 a puerta de salida
202F	C31720	JMP 2017	Volver a leer bit de entrada
2032	000000		
2035	000000		
2038	0380	MVI B,80	Cambiar bit anterior a 1
203A	2AA020	LHLD	Reponer contador HL con valor límite
203D	C31720	JMP 2017	Volver a leer bit de entrada
2040	000000		
2043	000000		
2046	78	MOV A,B	Valor leído en entrada es 0; consultar bit anterior
2047	07	RLC	
2048	DA5E20	JC 205E	Bit anterior=1
204B	2B	DCX H	Bit anterior=0; reducir cont. HL
204C	7C	MOV A,H	Comprobar que el contador HL alcanzó el valor 0
204D	B5	ORA L	
204E	C21720	JNZ 2017	HL=0; volver a leer bit de entrada
2051	000000		
2054	3E00	MVI A,0	HL=0; enviar 1 a puerta de salida
2056	D300	OUT	
2058	000000		
205B	000000		
205E	0600	MVI B,0	Cambiar bit anterior a 0
2060	2AA020	LHLD	Reponer contador HL con valor límite
2063	C31720	JMP 2017	Volver a leer bit de entrada
20A0	0000		Dirección de almacenamiento de límite

Esto nos lleva a establecer que una lectura de valor entrante 0 ó 1 ha de realizarse, al menos, $10/0,055=180$ veces consecutivas para que se transfiera a la salida. Este valor 180 (B4 hexadecimal) es el que aparece como límite en el programa. Si la señal leída tiene una duración inferior al límite previsto, el contador vuelve a reponerse con el valor B4 sin hacerse transferencia de la señal espúrea a la puerta de salida.

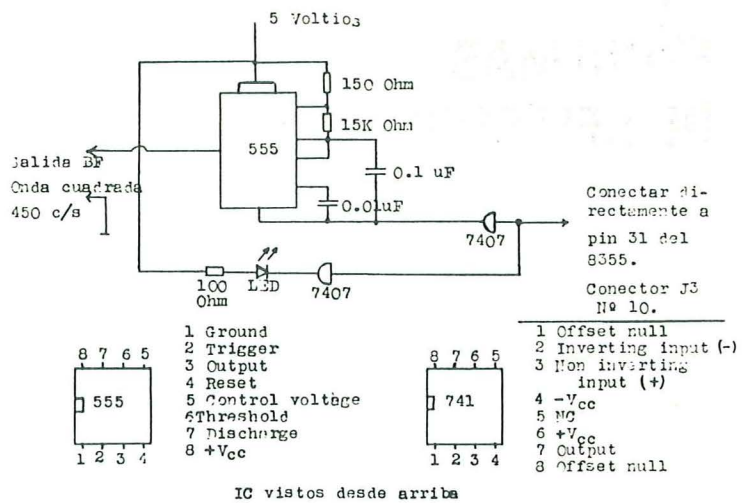
Tenemos así una señal de 0-5 voltios mediante la cual activaremos un oscilador de baja frecuencia que nos servirá para oír la señal de Morse.

Como la señal que proporciona el 8355 no nos permite más que 1 mA, utilizamos el 7407, que nos puede controlar el paso de hasta 40 mA. cuando la señal es de 0 voltios. Como oscilador elegimos el conocido 555, que con los valores del circuito da un tono aproximado de 400 c/s. en onda cuadrada. Esta salida la inyectaremos en un amplificador de potencia, no incluido en el diagrama, y... a copiar DX.

¡Ah! Como el 7407 tenía funciones sin utilizar, no pudimos evitar la tentación de controlar, en paralelo, con el oscilador de salida, el encendido de un LED.



Organigrama filtro digital para CW



Oscilador controlado por la puerta de salida del uP.



Quedo, por supuesto, a la disposición de todos los que quieran consultarme sobre el tema; QRV en QTH a partir de las siete de la tarde.

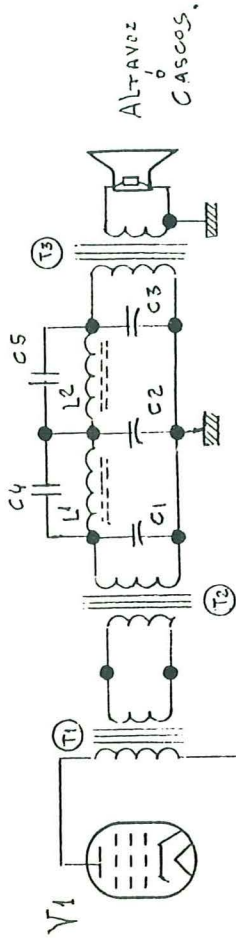
LOS ESQUEMAS DE CEFERINO

Seguimos incluyendo en la sección de técnica, esquemas que nos remite EA4IH, Ceferino, y que bajo el título de "Los esquemas de Ceferino" están ya alcanzando una notable popularidad entre los radioaficionados que gustan de la práctica constructiva. Como anécdota, añadiremos que en un reciente QSO entre dos colegas españoles, uno le decía al otro que estaba terminando de hacer "un ceferino", y que tenía verdaderas ganas de hacerlo funcionar, ya que otros colegas le habían asegurado que los esquemas, además de ser realizables, marchaban todos de maravilla. Liados en la conversación, ya daban en llamar a estas espartanas colaboraciones, "ceferinos" para acá, "ceferinos" para allá, con tal naturalidad que nos da la impresión de que nuestro buen colabo-

rador acaba de poner en marcha, quizás sin pretender otra cosa que ayudar a la difusión del cacharreo, un nuevo estilo de hacer y difundir, que quedará ya denominado como "ceferinos", tal cual una ganadería de toros, o las chicuelinas, las manoletinas, etcétera.

Inventar equipos, a estas alturas, nos parece mucho pedir; hacer "ceferinos", sean las ideas originales, derivadas, extrapoladas, adaptadas o mixturadas, es la mejor manera de difundir la práctica constructiva, porque siempre llegará a las manos del amante del cacharreo un esquema realizado y comprobado previamente, y sobre todo, con componentes disponibles en el mercado nacional.

Mucho nos congratula, poder ofrecer a todos nuestros lectores los esquemas de Ceferino.



Filtro Audio 3.000 c/s.

L1/L2 = célula audio, núcleo y bobina "Copresa", E/42/21/15- (2A-3E1), devanadas con 15 espiras Ø6mm esmaltado, juntas, 2 capas y 1/2 en carrete.

C1/C3 = 22.000 pF. "Stiroflex".

C4 = 22.000 pF. "Stiroflex".

C2 = de 35 a 47.000 pF (valor óptimo unos 39.000 pF) "Stiroflex".

C5 = 22.000 pF. (valor óptimo unos 27.000 pF.) "Stiroflex".

T1 = Prio Impedancia según V1: Srio a 4 ohms.

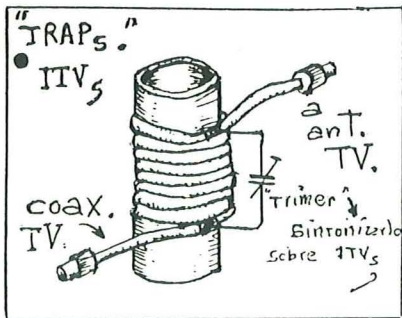
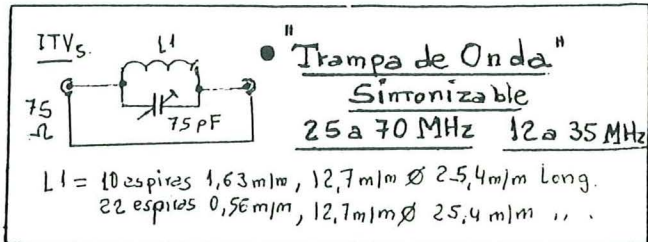
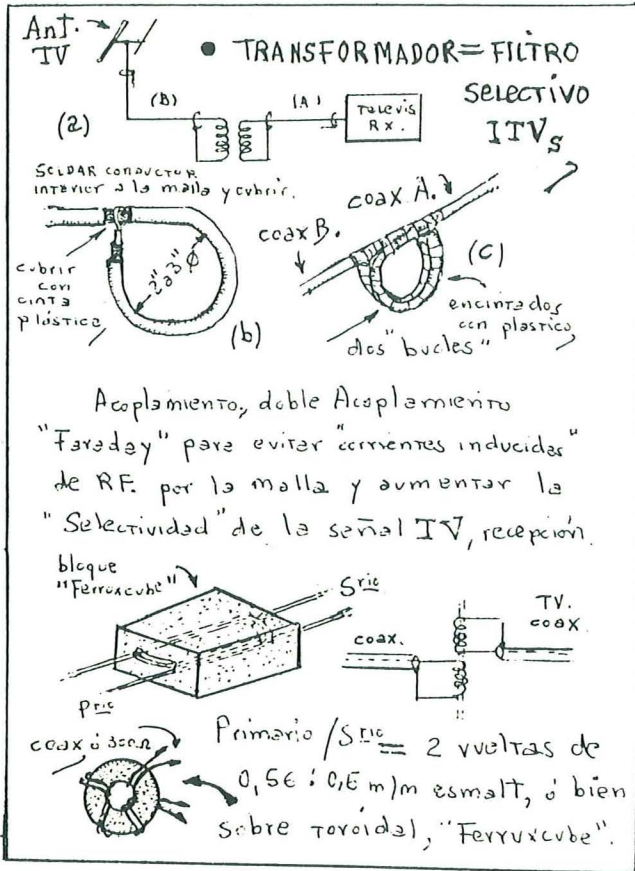
T2 = Prio 6,3 Volt. Srio 125 Volts.

T3 = Prio 12,5 Volt. Srio a bobina móvil altavoz ó de 6,3 Volts.

(Gentileza de EA4JV.)

EA4-JH

Salvador



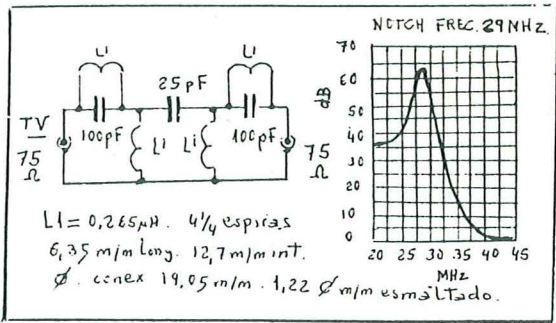
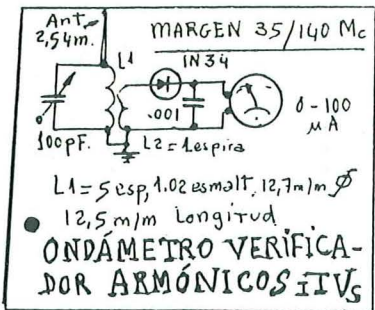
Bibliografía:

"Radio Frequency INTERFERENCE" de la ARRL.

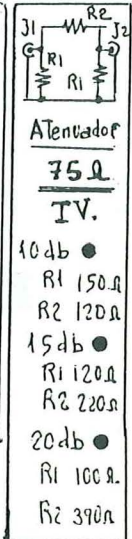
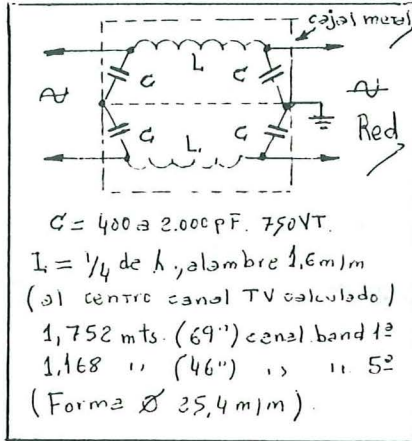
"Televisión Interference MANUAL" de la R.S.G.B.

EA-4-1H 1-6-80

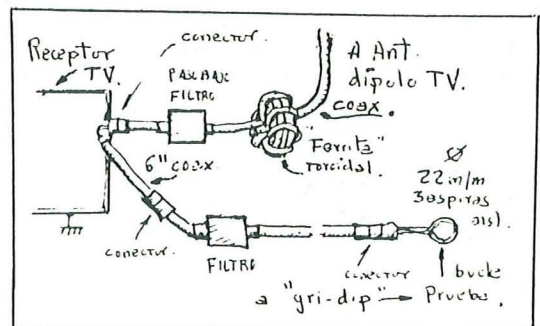
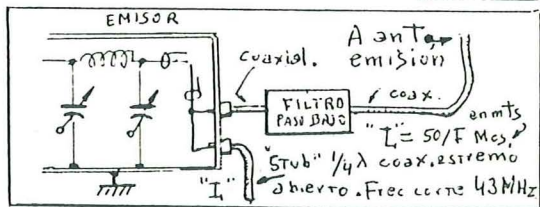
Atención. >



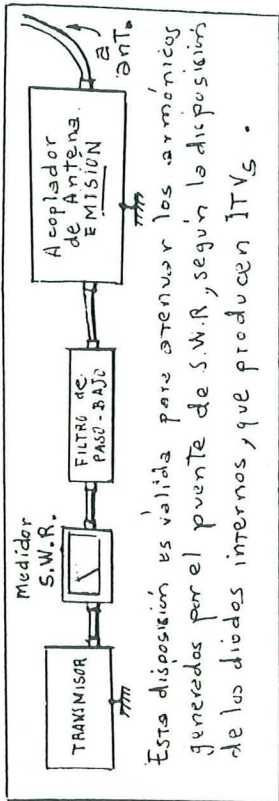
● FILTRO "HIGH-PASS" IIV_S.

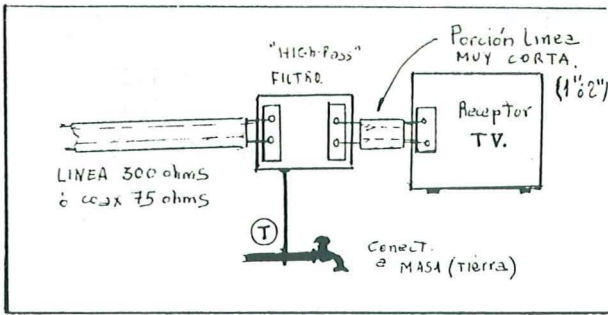


● FILTRO RED sincronizado. (Banda Ancha)

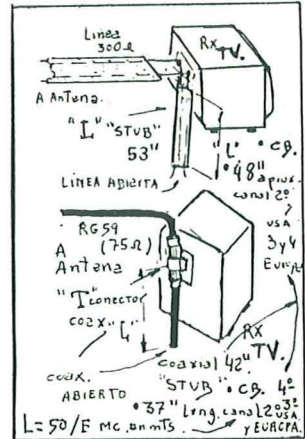
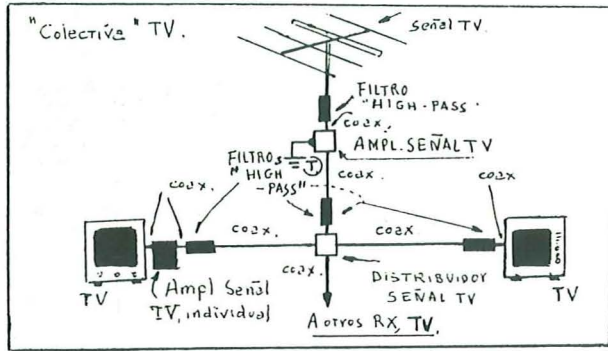


Verificación IIV_S Recepción Aérea ●



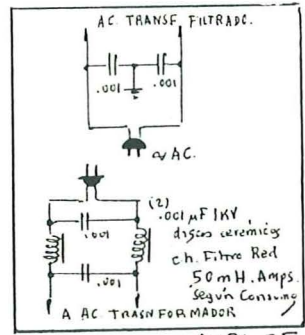
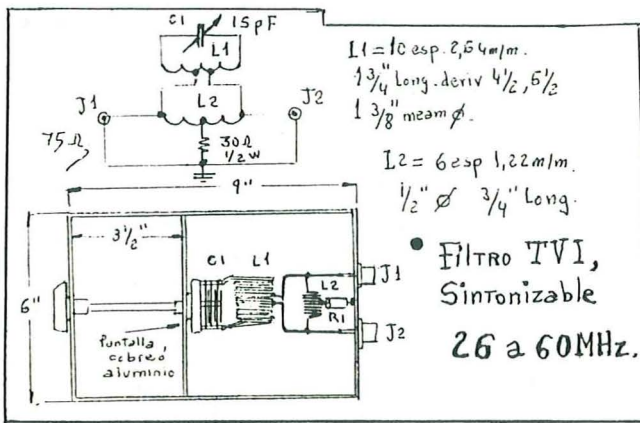


INSTALACIÓN FILTRO PARA EVITAR BLOQUEO DE SEÑAL, EMISORA, POR LA "FUNDAMENTAL".

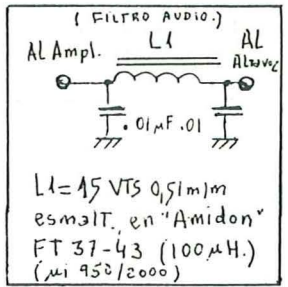
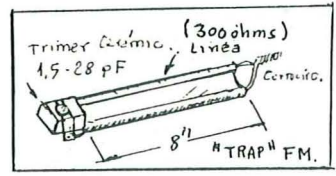


"TRAMPAS" de onda, PARA RECEPCIÓN TV.

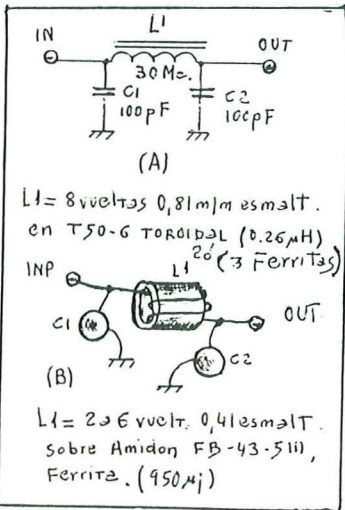
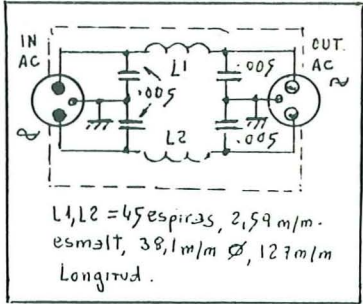
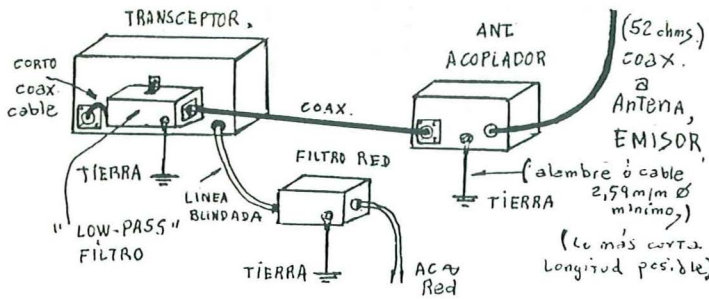
Long. en Pulgadas = $295.2V$
 • "STUB" $1/4 \lambda$:
 (TV canal 5/6/7/9) $F = CB.$
 $V =$ Factor Velocidad Línea
 $F =$ Frecuencia en MHz, TV.



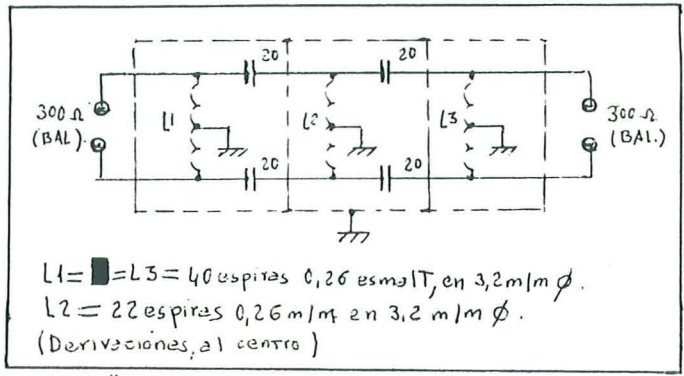
• FILTROS RED, AMPL. B.F.



• FILTRO SONIDO HI-FI.

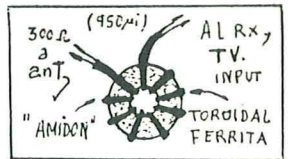
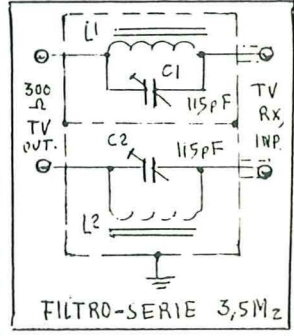
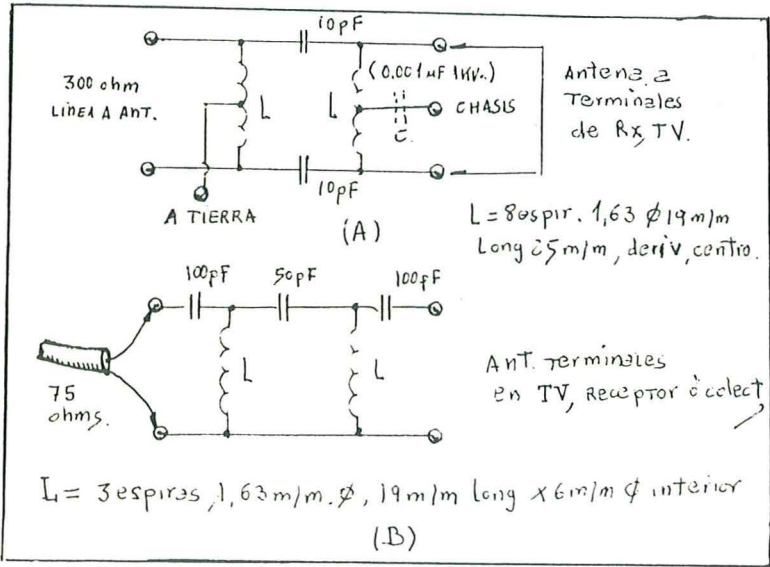


● Instalación Emisor. AC FILTROS LINEA, RED. ●

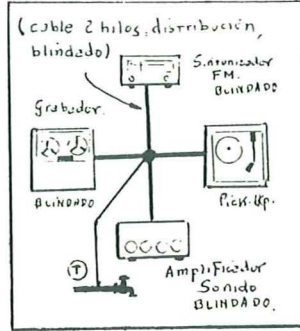
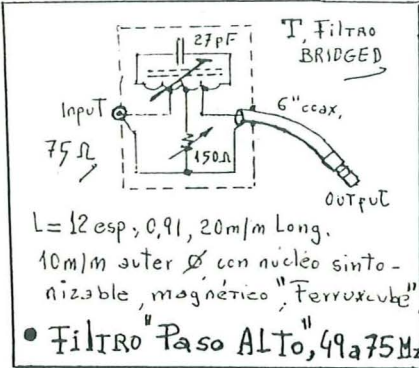
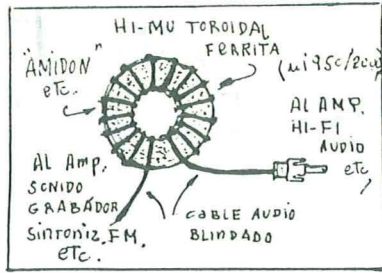
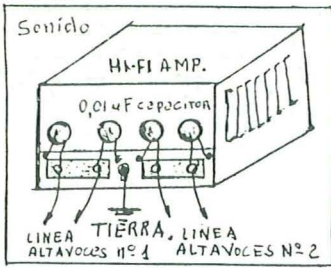


● FILTRO "high-pass" ITV. RECEPCIÓN.

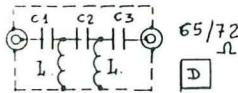
● FILTROS AUXILIARES, EMISOR



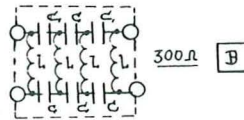
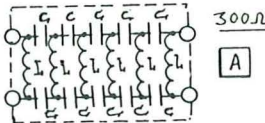
● FILTRO "high-pass" ITV. RECEPCIÓN.



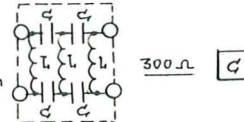
• **DISTRIBUCIÓN Sonido e EficiZ Anti- RF.**



$C1, C3 = 100 \text{ pF}, 500 \text{ V disco.}$
 $C2 = 47 \text{ pF}, 500 \text{ V disco.}$
 $L = 3 \text{ espiras, alambre } 1 \text{ m/m}$
 estañado de diámetro .,
 Longitud 6 m/m. \varnothing Interior,
 bobinado 18 m/m.



$C = 22 \text{ pF}, 500 \text{ V disco}$
 $L = 14 \text{ espiras, alambre } 1 \text{ m/m}$
 de diámetro, estañado.
 Longitud 9 m/m. \varnothing Interior,
 bobinado 23 m/m.



(EFICACES 100%, A PARTIR CANAL 2º EA.,)

FILTROS DE "PASO ALTO"

Para Receptores de TV y Amplificadores Colectiva v

Verificados:

EA-4-1H

Señal

20-1-1979

UNION DE
RADIOAFICIONADOS
ESPAÑÓLES