AÑO VII. N.º 75

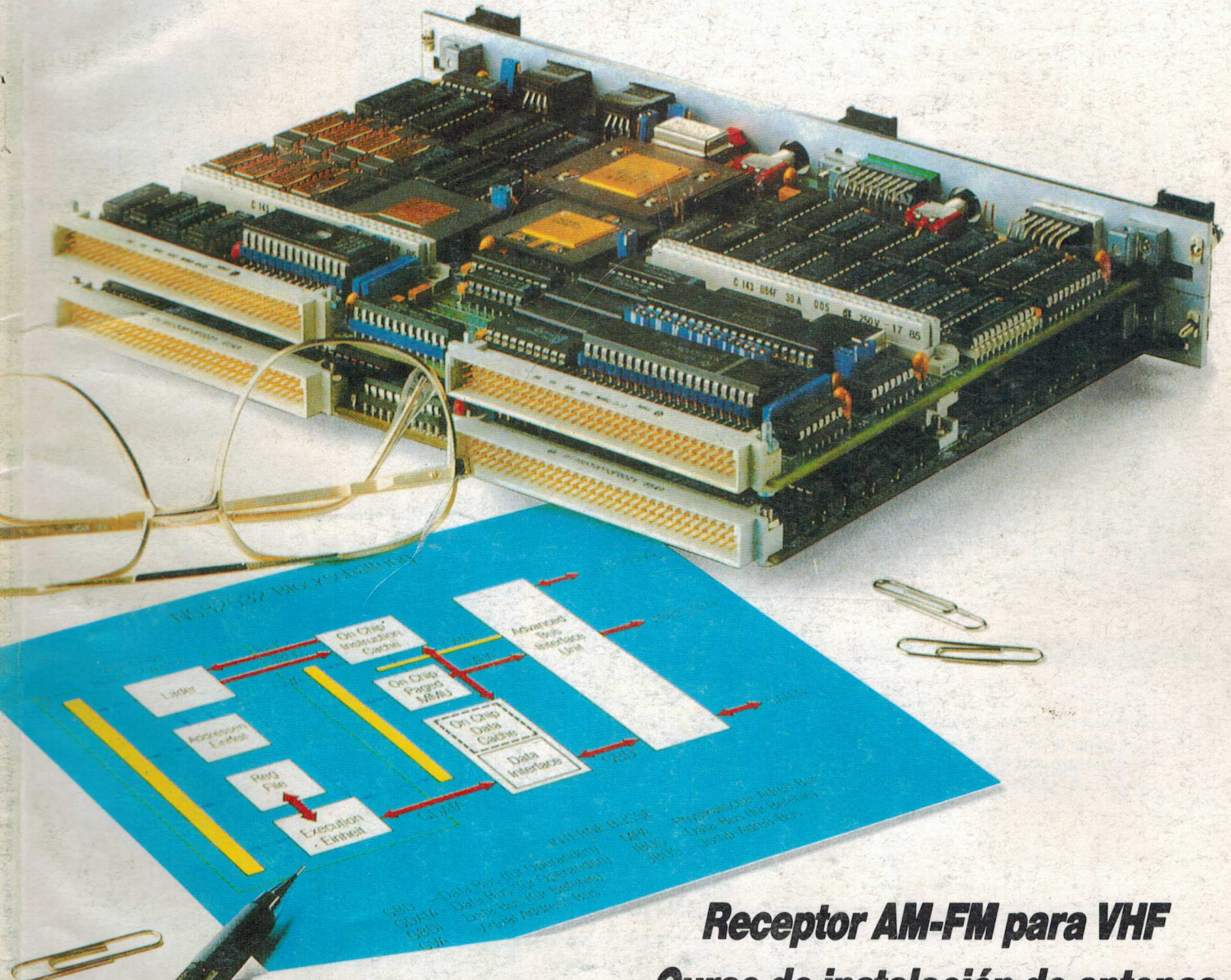
NUEVA

Electrónica

AÑO VII. N.º 75
350 PTAS.

NUEVA ÉPOCA
CON MAYOR PAGINACIÓN

TECNOLOGÍA DIGITAL APLICADA



Receptor AM-FM para VHF

Curso de instalación de antenas

PLL para Banda Ciudadana

rte

DIRECCION EDITORIAL
REDACCION
ADMINISTRACION
PUBLICIDAD
SUSCRIPCIONES
Comercial Electrónica RTE, S.A.
C/ Manuel Luna, 4
28020 Madrid
Tel.: 571 68 57 - 58 - 59
FAX: 270 70 75

DIRECTOR GENERAL:
Eugenio Páez García

DIRECTOR EDITORIAL:
Eugenio Páez Martín

DIRECTOR TECNICO:
Alfonso Fernández

MAQUETA:
Jaime González

TRADUCCION:
Ana María Marquez

FOTOGRAFIA:
Chema Sacristán

DISTRIBUCION:
Coedis, S.A.
Ctra. Nacional II, Km, 609,400
Molins del Rey
BARCELONA

FOTOCOMPOSICION:
Espacio y Punto, S.A.

FOTOMECANICA:
SMAR Servicio Gráfico

DEPOSITO LEGAL:
M-18437-1983

Representante para Argentina, Chile, Uruguay y Paraguay, Cía. Americana de Ediciones, S.R.L. Sud América, 1.532. Tel.: 221 24 64. 1209 BUENOS AIRES (Argentina)

Traducción en Lengua española de la revista «Nouva Elettronica», Italia.
DIRECTOR GENERAL:
Montuschi Giuseppe

N.° 75 - ENERO, 1990
350 ptas. (Incluido IVA)
Canarias, Ceuta y Melilla
350 ptas. (Incluidos portes)

En este número

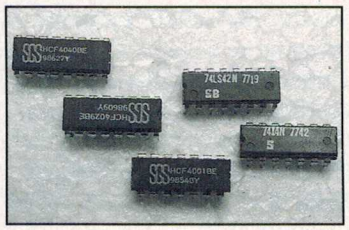
RECEPTOR AM/FM PARA VHF



El receptor que os ofrecemos, además de poder sintonizar toda la gama de 109 a 180 MHz, puede detectar las señales moduladas en amplitud y las moduladas en frecuencia; por consiguiente, el mismo aparato sirve para escuchar a la aviación (AM), a los radiotaxis, a los radioaficionados, a los bomberos, etc., que utilizan todos la modulación en FM.

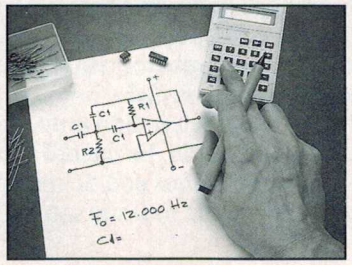
CURSO DE ELECTRÓNICA DIGITAL

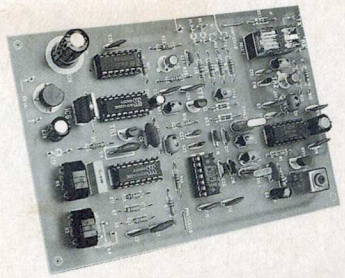
En base a los resultados de la encuesta realizada entre nuestros lectores, y antes de potenciar la realización de circuitos digitales, vamos a tratar las bases teóricas y fundamentos de todo tipo en que se apoya la electrónica digital.



FILTROS DE ORDEN SUPERIOR

En este artículo explicamos cómo se pueden realizar los filtros de quinto a octavo orden, así como las fórmulas a que se debe recurrir para calcular los valores de las resistencias y de los condensadores necesarios.





UN VFO A PLL PARA LA BANDA CIUDADANA

Un VFO eficaz, tan estable como un oscilador de cuarzo, capaz de proporcionaros automáticamente, además de la frecuencia de transmisión, también la de recepción, es decir con una diferencia de 455 KHz para el oscilador local. Un VFO como éste es lo mejor que se puede encontrar para realizar un receptor transmisor completo.

SUMARIO

- Un receptor AM-FM que cubre la gama de 109 a 180 MHz, pág. 4.
- Circuitos y fórmulas de los filtros de 5.° a 8.° orden, pág. 16.
- Un VFO a PLL que cubre toda la banda ciudadana, pág. 26.
- Para eliminar interferencias CB en la televisión, pág. 44.
- Las instalaciones de antenas con amplificadores monocanal, pág. 48.
- 1.er capítulo del Curso de Electrónica Digital, pág. 58.
- Horarios actualizados de las imágenes del Meteosat, pág. 64.
- Las noticias y novedades del mundo de la electrónica, pág. 68.
- Relación de los distribuidores de nuestros kits, pág. 74.

RECEPTOR AM-FM

SINTONIA CONTINUA EN TODA LA GAMA

Si te interesa escuchar a los aviones en vuelo, a las torres de control, a los radio-taxis, puentes radio, radioaficionados de la gama 144/146 MHz, los servicios de emergencias como bomberos, ambulancias, etc., no puedes prescindir de este receptor AM/FM de doble conversión, capaz de sintonizar la gama de VHF, en la banda de 109 a 180 MHz.

No resulta fácil encontrar un receptor que cubra toda la gama de 109 a 180 MHz; aunque nos centremos en los equipos profesionales que ofrece el mercado, sólo existen receptores capaces de recibir una sola gama, por ejemplo la de aviación, pero no la de los radioaficionados, la de los radiotaxis ni la de los bomberos.

Aquellos que, por mera diversión, quieran explorar la gama completa de VHF, tendrán que disponer de tres o cuatro receptores: por otra parte, teniendo en cuenta su precio elevado, son pocos los que podrían permitírselo.

El receptor que os ofrecemos, además de poder sintonizar toda la gama de 109 a 180 MHz, puede detectar las señales moduladas en amplitud y las moduladas en frecuencia; por consiguiente, el mismo aparato sirve para escuchar a la aviacion (AM), a los radiotaxis, a los radioaficionados, a los bomberos, etc., que utilizan todos la modulación en FM.

Este receptor es un superheterodino muy completo, con doble conversión. En cuanto a su sensibilidad, los datos que hemos podido medir en nuestros diez ejemplares de muestra son los siguientes:

Sección FM:
Desviación = ± 10 KHz
Relación S/N = 10 dB
Sensibilidad entrada = 1 microvoltio

Sección AM:
Modulación = 80%
Relacion S/N = 10 dB
Sensibilidad entrada = 1 microvoltio

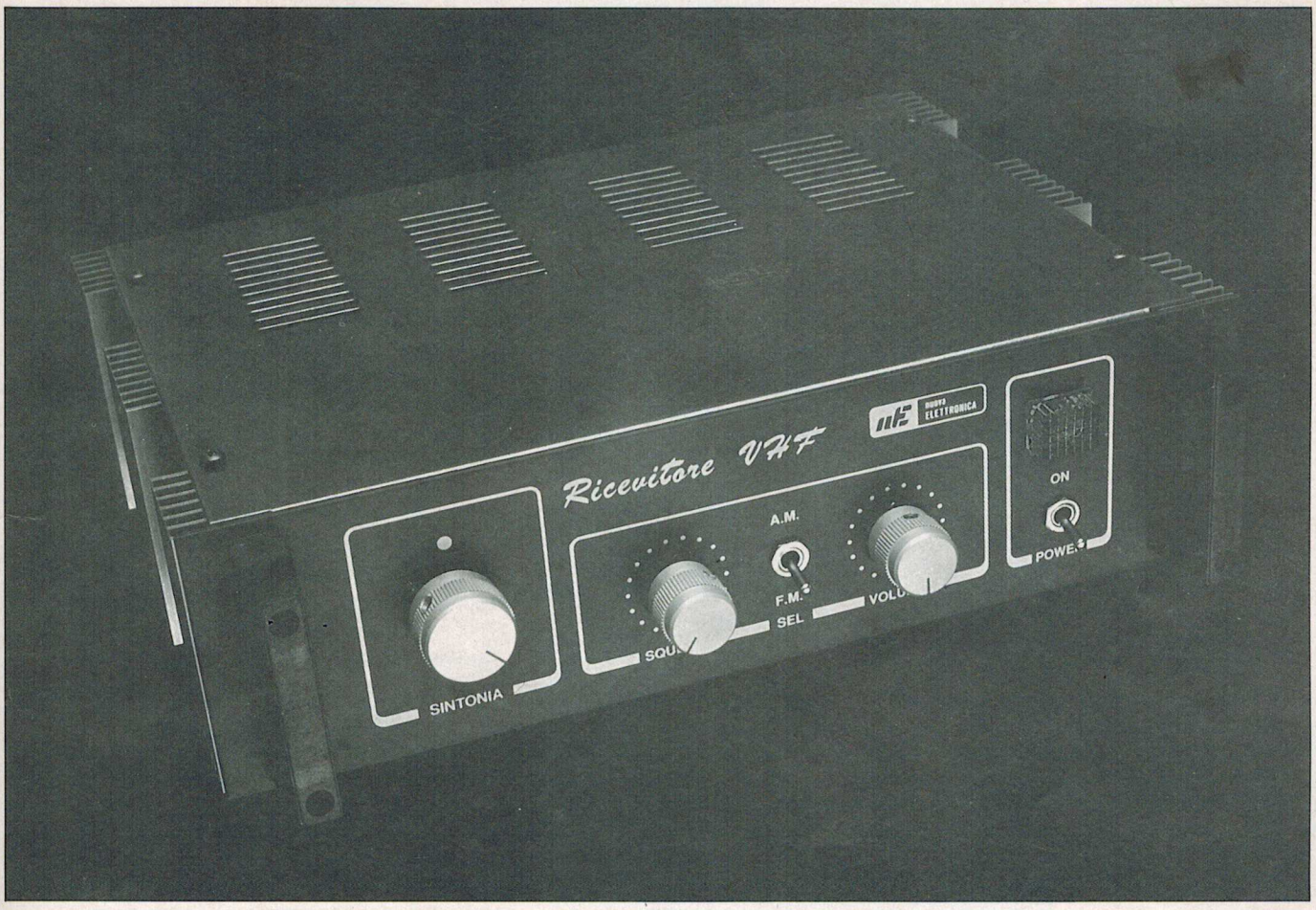
Las mediciones se han realizado aproximadamente en el centro de la banda (f= 140 MHz).

Antes de pasar al esquema eléctrico, veamos el esquema de bloques de este receptor, que se ilustra en la figura 1.

La señal captada por la antena se preamplifica con el transistor para UHF tipo BFR.99.

Una vez preamplificada, la señal se transfiere a la etapa convertidora de frecuencia, realizada con un Mosfet tipo 3N.204 , y se mezcla con la señal generada por la etapa del oscilador local,

GAMA 109-180 MHz



que incluye un fet corriente, tipo MPF.102.

Al mezclar la señal del oscilador local con la señal captada por la antena, sale de esta etapa una señal de frecuencia «fija» determinada previamente a un valor de 10,7 MHz.

Esto ocurre porque cuando, por medio de dos diodos varicap, sintonizamos la etapa preamplificadora de AF a una determinada frecuencia —por ejemplo, 109 MHz—, automáticamente, por medio de otros dos diodos varicap, sintonizamos la etapa osciladora a una frecuencia de 119,7 MHz, para, al mezclarlas, conseguir:

$$119{,}7 - 109 = 10{,}7 \text{ MHz}$$

Si sintonizamos el preamplificador a una frecuencia superior, por ejemplo 145 MHz, automáticamente la etapa osciladora queda sintonizada a 155,7 MHz y, de esta forma, siempre obtenemos, como valor de FI:

$$155{,}7 - 145 = 10{,}7 \text{ MHz}$$

Como habrás podido comprobar, la etapa del oscilador local genera una frecuencia que siempre es superior a la de recepción en 10,7 MHz.

Esta señal de 10,7 MHz, presente en la salida de la etapa mezcladora, antes de entrar en el integrado SL.6601, pasa a través de un filtro cerámico de 10,7 MHz, con una anchura de banda de 230 KHz, lo que incrementa la selectividad.

El integrado SL.6601 se encarga de amplificar la señal de 10,7 MHz en unos 20 dB, es decir 10 veces en tensión, aplicándola después a una etapa mezcladora, también incluida dentro del circuito integrado.

Aplicando en las patillas 2-1 de dicho integrado un cuarzo de 10,240 MHz, conseguimos una frecuencia que, mezclada con la de 10,7 MHz, permite realizar la segunda conversión, cuyo valor equivale a:

$$10{,}7 - 10{,}240 = 0{,}460 \text{ MHz},$$

es decir 460 KiloHertzios.

Si la señal captada está modulada en frecuencia, este mismo integrado se encarga de amplificarla y luego de detectarla con una etapa PLL, que se utiliza como demodulador

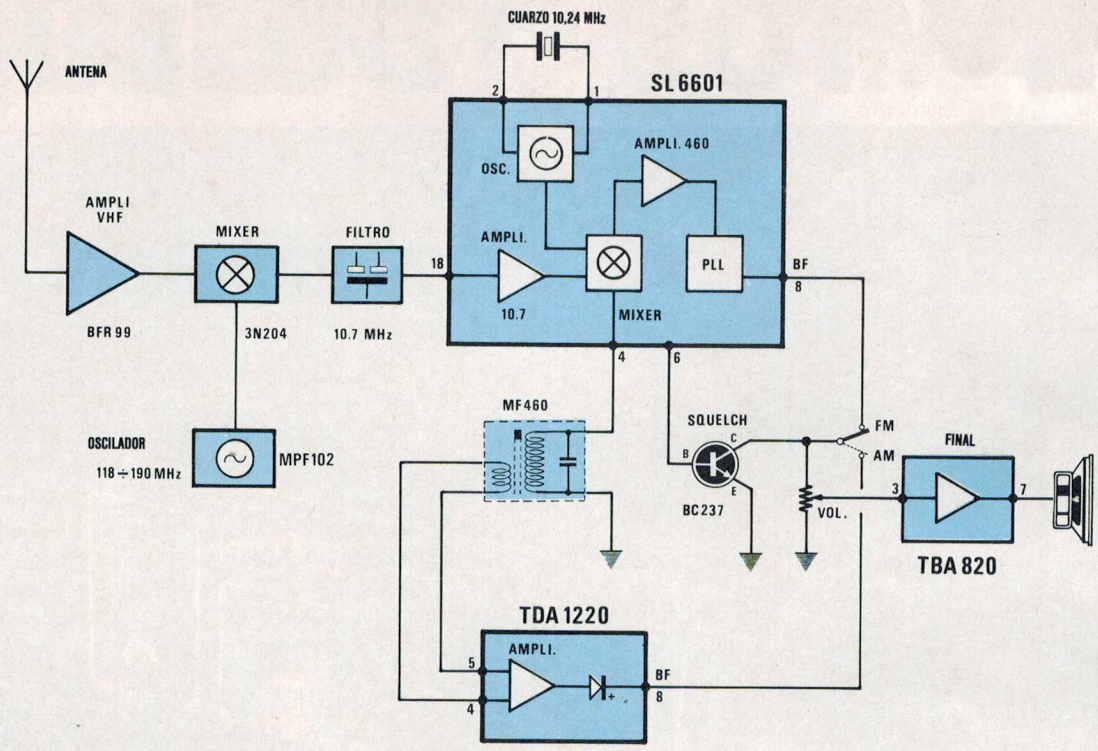


Fig. 1 **Esquema de bloques del receptor AM/FM en banda VHF. La señal captada y preamplificada por el transistor BFR.99, se convierte a 10,7 MHz y se aplica a la entrada del integrado SL.6601. Este integrado reconvierte la frecuencia a 460 KHz, la amplifica y, por último, sólo detecta las señales con «modulación de frecuencia». Para detectar las señales con «modulación de amplitud», se recoge del integrado SL.6601 la señal de 460 KHz y se aplica a las entradas del integrado TDA.1220, que se encarga de amplificarla y detectarla. Por consiguiente, en la salida del SL.6601 se dispone tan sólo de las señales de BF de las emisoras en FM y, en la salida del TDA.1220, sólo de las señales de BF de las emisoras en AM. Luego, estas señales se amplifican en potencia con el integrado TBA.820.**

síncrono de FM de banda estrecha.

En la patilla de salida 8 dispondremos entonces de una señal de BF, que sólo tenemos que amplificar en potencia.

Si la señal captada está modulada en amplitud, no tenemos más remedio que recurrir a una etapa complementaria, formada por el integrado TDA.1220/B.

En la patilla 4 del integrado SL.6601, recogemos la señal convertida a 460 KHz y la aplicamos en la entrada del integrado TDA.1220/B, para amplificarla y detectarla en AM.

En la patilla de salida 9 del TDA.1220/B tenemos disponible ahora la señal de BF, que sólo tenemos que amplificar en potencia.

Con un simple conmutador podemos enviar a la etapa amplificadora final de BF todas las señales en FM, recogiéndolas de la salida del integrado SL.6601, y todas las señales de AM, recogiéndolas de la salida del integrado TDA.1220/B.

El squelch funciona tanto en la recepción de señales de FM como de señales de AM y, como seguramente ya sabréis, es la función que permite «hacer enmudecer» al aparato en ausencia de señal de AF. En consecuencia, resulta muy útil para no tener que oír en el altavoz ese molesto zumbido que se produce al sintonizar una frecuencia no ocupada por una emisora.

Esquema eléctrico

Podemos pasar ahora del esquema de bloques, que hemos utilizado para explicar a grandes rasgos como está concebido este receptor, al esquema eléctrico reproducido en la figura 3.

A partir de la toma de antena, la señal de VHF captada, llega al emisor del transistor TR1 –un BFR99–, que se utiliza como amplificador de AF con base a masa.

En el colector de este transistor se encuentra la bobina de sintonía L2, que se puede sintonizar de 109 a 180 MHz aproximadamente, por medio los dos diodos varicap marcados como DV1 y DV2.

La frecuencia sintonizada llega al terminal G1 del mosfet FT1, un 3N204, utilizado como amplificador/convertidor.

Como se observa en el esquema eléctrico, al

segundo terminal G2 aplicamos, por medio del condensador C34, la señal de AF generada por el oscilador local que utiliza el fet MPF.102 (véase FT2).

La bobina marcada L3, conectada al gate del fet FT2, se sintoniza de 119 a 190 MHz, aproximadamente, por medio de los dos diodos varicap, marcados como DV3 y DV4.

Girando el potenciómetro de 10 vueltas marcado R22 de un extremo a otro, se aplica en estos diodos una tensión que partiendo de un mínimo de 0,6 voltios alcanza un máximo de 10 voltios.

De esta forma, la capacidad interna de estos diodos varía de unos 0,7-0,9 picofaradios a unos 11-12 picofaradios y, en consecuencia, se modifica tanto la frecuencia de la bobina de sintonía L2 como la de la bobina osciladora L3.

Del drain del Mosfet 3N204 (véase FT1) sale una señal convertida a 10,7 MHz, que se aplica al primario de la bobina existente en el interior de la MF1.

Del secundario de dicha bobina se recoge la señal de 10,7 MHz y se aplica a un filtro cerámico FC de 10,7 MHz para restringir la banda pasante y, de esta forma, mejorar el nivel de selectividad y la relación señal/ruido.

Desde la salida de este filtro la señal penetra en la patilla 18 del integrado IC1, es decir del SL.6601, que se encarga de amplificarla.

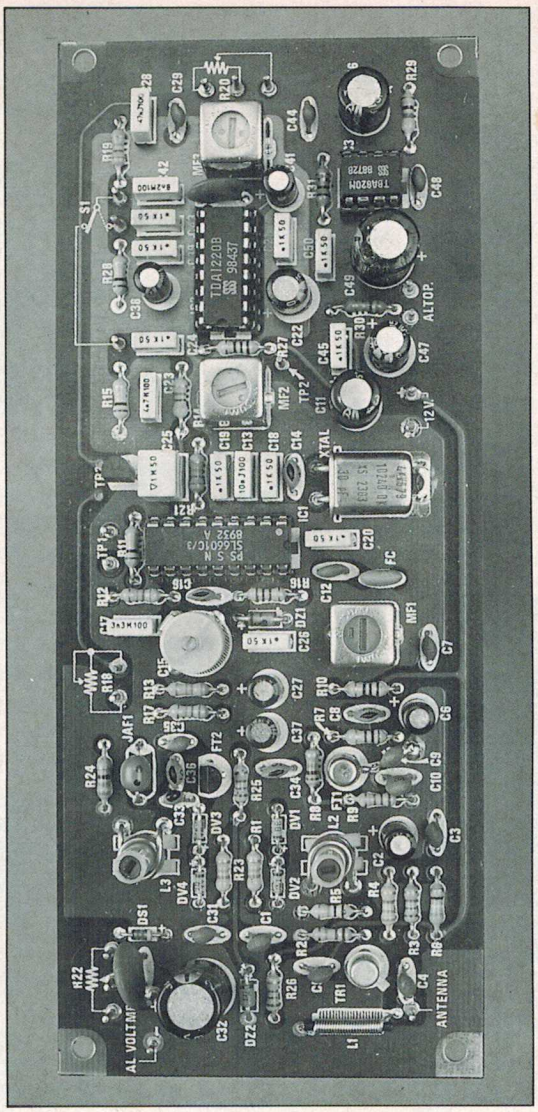
En las patillas 2-1 de dicho integrado hay un cuarzo de 10,240 MHz (véase XTAL), que se utiliza para la segunda conversión.

De hecho, al mezclar la frecuencia de 10,7 MHz aplicada a la patilla 19, con la frecuencia de 10,240 MHz generada por el cuarzo, por diferencia, se obtiene una frecuencia de 0,46 MHz, equivalentes a 460 KHz.

La señal ya convertida se amplifica con el mismo integrado y se detecta en FM con una etapa PLL de banda estrecha, la única que permite conseguir una sensibilidad elevada con una excelente relación señal/ruido.

De la patilla 8 de IC1 sale una señal de BF correspondinete tan sólo a la modulación de frecuencia y que ya sólo hay que amplificar en potencia.

De la patilla 4 de este mismo integrado se recoge la señal de 460 KHz que, por medio de



Fotografía de uno de los diez circuitos que hemos montado para comprobar si todos ellos funcionaban con igual sensibilidad y sin anomalías. Obsérvese el cuerpo del cuarzo, soldado a la masa del circuito impreso.

C13, se aplica al primario de la MF2.

Desde el secundario de esta MF2, la señal se transfiere a las patillas de entrada 4-5 del integrado IC2, es decir el TDA.1220/B, para amplificarla y detectarla en AM.

De la patilla 9 de IC2 sale una señal de BF, correspondiente tan sólo a la modulación de amplitud, y que ya únicamente hay que amplificar en potencia.

Desplazando el conmutador S1 hacia la patilla 8 de IC1 (véase la figura 3), se recogen

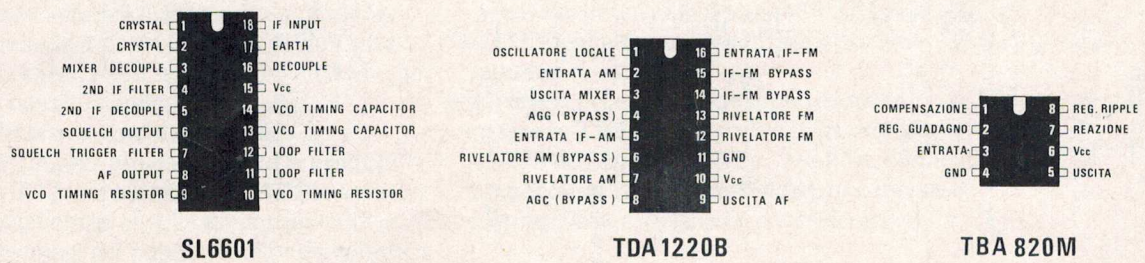


Fig. 2 **Colocación de los terminales de los tres integrados empleados para la realización de este receptor, vistos desde arriba. El terminal que lleva la indicación GND es la «masa» de alimentación y Vcc el terminal positivo de alimentación.**

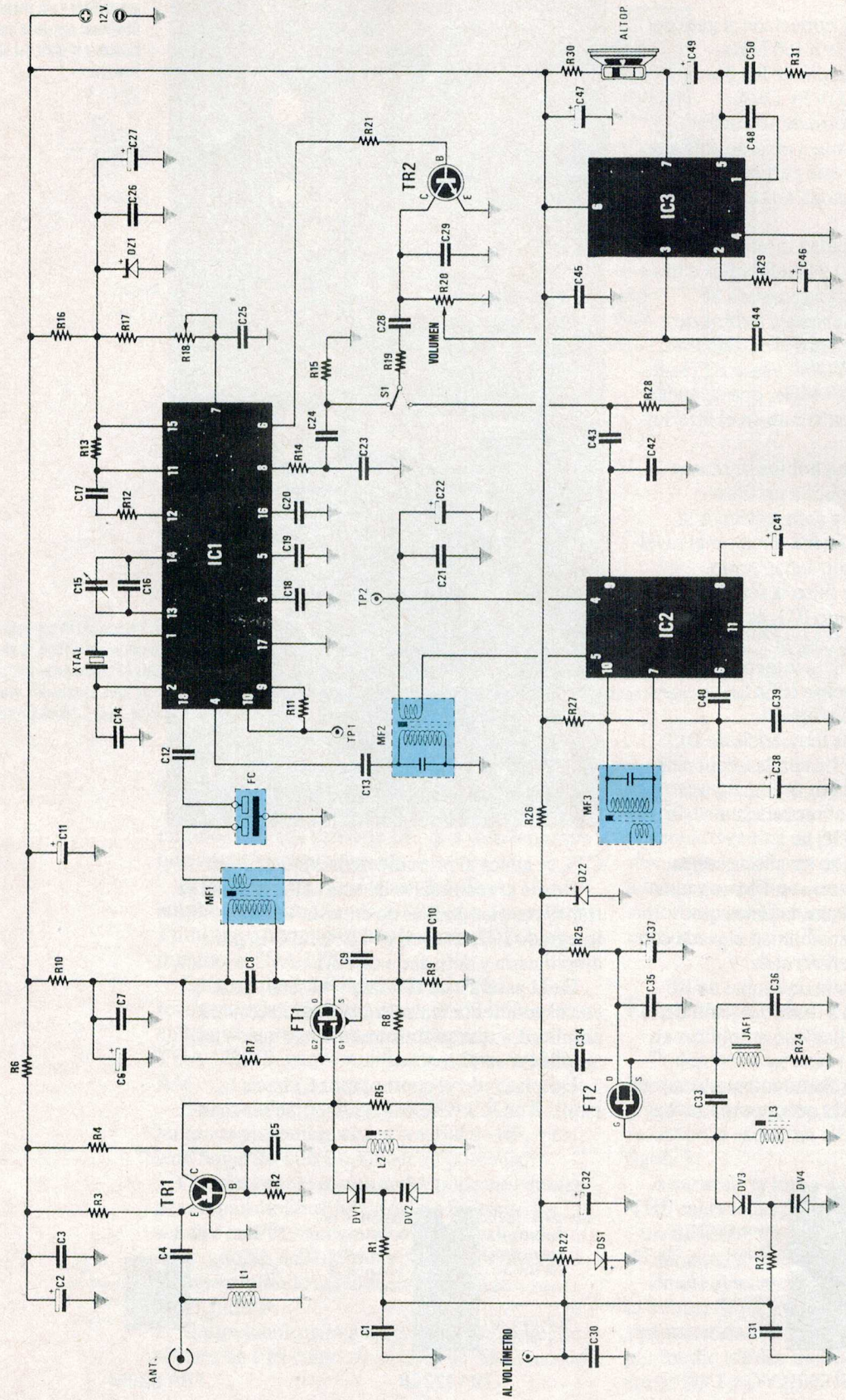


Fig. 3 **Esquema eléctrico completo del receptor. El terminal con el rótulo «Al voltímetro» sirve para poder conectar un voltímetro analógico o una barra de diodos led, si se quiere visualizar la zona de sintonía.**

COMPONENTES LX935

R1 = 47.000 ohm 1/4 wat
R2 = 15.000 ohm 1/4 wat
R3 = 150 ohm 1/4 wat
R4 = 3.300 ohm 1/4 wat
R5 = 10.000 ohm 1/4 wat
R6 = 39 ohm 1/4 wat
R7 = 1 megahom 1/4 wat
R8 = 56.000 ohm 1/4 wat
R9 = 150 ohm 1/4 wat
R10 = 100 ohm 1/4 wat
R11 = 100.000 ohm 1/4 wat
R12 = 22.000 ohm 1/4 wat
R13 = 33.000 ohm 1/4 wat
R14 = 4.700 ohm 1/4 wat
R15 = 100.000 ohm 1/4 wat
R16 = 560 ohm 1/4 wat
R17 = 22.000 ohm 1/4 wat
R18 = 100.000 ohm pot lin.
R19 = 22.000 ohm 1/4 wat
R20 = 100.000 ohm pot. log.
R21 = 22.000 ohm 1/4 wat
R22 = 10.000 ohm pot. 10 v.
R23 = 47.000 ohm 1/4 wat
R24 = 33 ohm 1/4 wat
R25 = 150 ohm 1/4 wat
R26 = 150 ohm 1/4 wat
R27 = 100 ohm 1/4 wat
R28 = 100.000 ohm 1/4 wat
R29 = 47 ohm 1/4 wat
R30 = 2,7 ohm 1/4 wat
R31 = 1 ohm 1/4 wat
C1 = 1.000 pF disco
C2 = 10 mF elect 50 volt
C3 = 1.000 pF disco
C4 = 1.000 pF disco
C5 = 1.000 pF disco
C6 = 10 mF elect 50 volt
C7 = 1.000 pF disco
C8 = 47 pF disco
C9 = 1.000 pF disco
C10 = 1.000 pF disco
C11 = 47 mF elect 25 volt
C12 = 10.000 pF disco
C13 = 10.000 pF poliéster
C14 = 47 pF disco
C15 = 6-65 pF compensador
C16 = 47 pF disco
C17 = 3.300 pF poliéster
C18 = 100.000 pF poliéster
C19 = 100.000 pF poliéster
C20 = 100.000 pF poliéster
C21 = 100.000 pF poliéster
C22 = 100 mF elect 25 volt
C23 = 4.700 pF poliéster
C24 = 100.000 pF poliéster
C25 = 1 mF poliéster
C26 = 100.000 pF poliéster
C27 = 10 mF elect 50 volt
C28 = 47.000 pF poléster
C29 = 680 pF disco
C30 = 100.000 pF disco
C31 = 1.000 pF disco
C32 = 220 mF elect 25 volt
C33 = 3,9 pF disco
C34 = 10 pF disco
C35 = 1.000 pF disco
C36 = 10 pF disco
C37 = 10 mF elect 50 volt
C38 = 10 mF elect 50 volt
C39 = 100.000 pF poliéster
C40 = 2.700 pF disco
C41 = 10 mF elect 50 volt
C42 = 8.200 pF poliéster
C43 = 100.000 pF poliéster
C44 = 100 pF disco
C45 = 100.000 pF poliéster
C46 = 47 mF elect 25 volt
C47 = 100 mF elect 25 volt
C48 = 330 pF disco
C49 = 220 mF elect 25 volt
C50 = 100.000 pF poliéster
DS1 = diodo 1N.4150
DV1 = varicap BB.329
DV2 = varicap BB.329
DV3 = varicap BB.329
DV4 = varicap BB.329
DZ1 = zener 6,8 volt 1 wat
DZ2 = zener 10 volt 1 wat
FC = filtro cer. 10,7 MHz
L1 = bobina JAF3.45
L2 = ver texto
L3 = ver texto
MF1 = FI 10,7 MHz rosa
MF2 = FI 455 KHz amarilla
MF3 = FI 455 KHz blanca
JAF1 = 1 microhenrio
TR1 = PNP tipo BFR.99
TR2 = NPN tipo BC.237
FT1 = mosfet tipo 3N.204
FT2 = fet tipo MPF.102
XTAL = cuarzo 10,240 MHz
IC1 = SL.6601
IC2 = TDA.1220B
IC3 = TBA.820M
S1 = conmutador

todas las señales de las emisoras que transmiten en FM; desplazándolo hacia la patilla 9 de IC3, se recogen todas las señales de las emisoras que transmiten en AM.

Esta señal de BF se aplica a los extremos del potenciómetro R20, utilizado como control de volumen.

El transistor TR2, cuya base está conectada a la patilla 6 de IC1 y el colector al potenciómetro R20, se utiliza para el squelch.

Como en la patilla 6 del integrado SL.6601 existe una tensión positiva máxima cuando el receptor no capta señal alguna, y una tensión mínima cuando, por el contrario, se sintoniza cualquier emisora –ya sea en FM o en AM–, se dan estas dos situaciones:

1.º Si en la frecuencia sintonizada no transmite ninguna emisora, llega a la base del transistor TR2 una tensión positiva que lo activa y, en consecuencia, el colector cortocircuita a masa el terminal del potenciómetro de volumen R20 haciendo que el altavoz quede mudo.

2.º Si en dicha frecuencia se capta la señal de cualquier emisora, la tensión positiva en la patilla 6 de IC1 baja aproximadamente a 0 voltios, por lo que, al cesar la polarización de la base del transistor TR2, éste deja de conducir y, automáticamente, se elimina el cortocircuito del potenciómetro de volumen R20.

En este caso, la señal de BF detectada puede alcanzar el integrado final IC3, es decir el TBA.820/M, que se encarga de amplificarla en potencia y aplicarla al altavoz.

El potenciómetro R18, situado entre las patillas 7 y 5 de IC1, sirve para regular el umbral de activación del squelch, es decir para determinar a qué nivel de amplitud de la señal captada se desea que el transistor TR2 elimine el «cortocircuito» del potenciómetro del volumen.

La potencia que puede proporcionar el integrado TBA.820/M (véase IC3), con una tensión de alimentación de 12 voltios, oscila alrededor de 1 a 1,5 watios, con una carga de 8 ohmios; en consecuencia, aconsejamos el

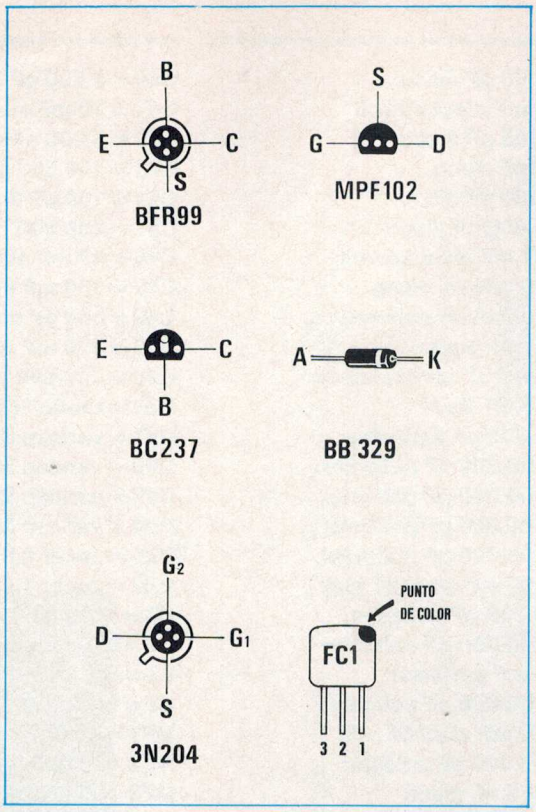


Fig. 4 **Conexiones de los transistores, fet y mosfet (vistas desde abajo), del diodo BB.329 y del filtro cerámico.**

empleo de un altavoz cuya potencia no sea nunca inferior a la proporcionada.

Para mejorar la calidad del sonido, sugerimos encerrar este altavoz en una pequeña caja de madera, con el fin de conseguir una caja acústica sencilla pero eficaz.

Para alimentar este circuito, se puede utilizar una tensión estabilizada de 12 voltios máximos 0,5 amperios y, para ello, es ideal uno de nuestros kits, el LX.092.

Realización práctica

Todos los componentes necesarios para este receptor, se montan en el circuito impreso de doble cara, marcado como LX.935.

En este circuito todos los orificios están metalizados, es decir que sus paredes interiores están recubiertas con una capa fina de cobre, necesaria para el enlace eléctrico de las pistas superiores e inferiores. En consecuencia, recomendamos no ensancharlos nunca con la punta de una broca ya que, de este forma, se eliminaría esta capa de cobre que, repetimos, es indispensable para la conexión.

Una vez en poder del circuito, aconsejamos montar en primer lugar los tres zócalos para los integrados, soldando bien todas las patillas.

Una vez realizada esta operación, se pueden montar todas las resistencias, los condensadores cerámicos y el diodo de silicio DS1 junto a los tres terminales para el potenciómetro R22, situando la franja amarilla que rodea el cuerpo hacia el condesador cerámico C31.

Junto al integrado IC1 se monta el diodo zener DZ1 de 6,8 voltios, situando la franja negra hacia el comdensador C15; junto al condensador electrolítico C32 se monta el segundo diodo zener DZ2 de 10 voltios, situando la franja negra de su cuerpo hacia el condensador cerámico C1.

En el esquema práctico, estos dos zener están dibujados con cuerpo negro y franja blanca para diferenciarlos de los diodos de silicio corrientes; en realidad el cuerpo de estos zener es de color gris o marrón y la franja negra.

Luego, siguiendo con los diodos, se pueden montar los varicap que se distinguen con facilidad por la sigla BB.329 que llevan grabada en el cuerpo; también en este caso, hay que tener cuidado de montarlos de modo que la franja negra (en el esquema práctico la franja es de color «blanco») de uno de ellos se contraponga exactamente con la del otro, como se observa claramente en el esquema práctico de la figura 5.

El dibujo serigrafiado sirve de ayuda para la colocación de estos diodos. A renglón seguido se pueden montar todos los condensadores poliéster y como la sigla que llevan en su cuerpo puede estar, indistintamente, en nanofaradios o en microfaradios, reproducimos a continuación todas las formas que se pueden encontrar:

3.300 pF = 3n3 - .0033
4.700 pF = 4n7 - .0047
8.200 pF = 8n2 - .0082
10.000 pF = 10n - .01
47.000 pF = 47n - .047
100.000 pF = u1 - .1
1 microF = 1

Las letras K, M o J, que figuran a continuación del número, no hay que tenerlas en cuenta ya que indican la tolerancia máxima, por lo que K no significa Kilo ni M significa «microfaradio» sino que:

M = tolerancia del 20%
K = tolerancia del 10%
J = tolerancia del 5%

Cerrado este paréntesis, se puede seguir el montaje instalando en el circuito impreso el transistor metálico BFR.99 (véase TR1), dirigiendo el resalte de referencia hacia el condensador cerámico C9.

Una vez montado el mosfet FT1, hay que tomar el condensador cerámico C9 y soldar un terminal a la pista superior de masa del circuito impreso y el otro terminal directamente a la pequeña muesca metálica de referencia situada en el cuerpo del mosfet, como se oberva en las fotografías.

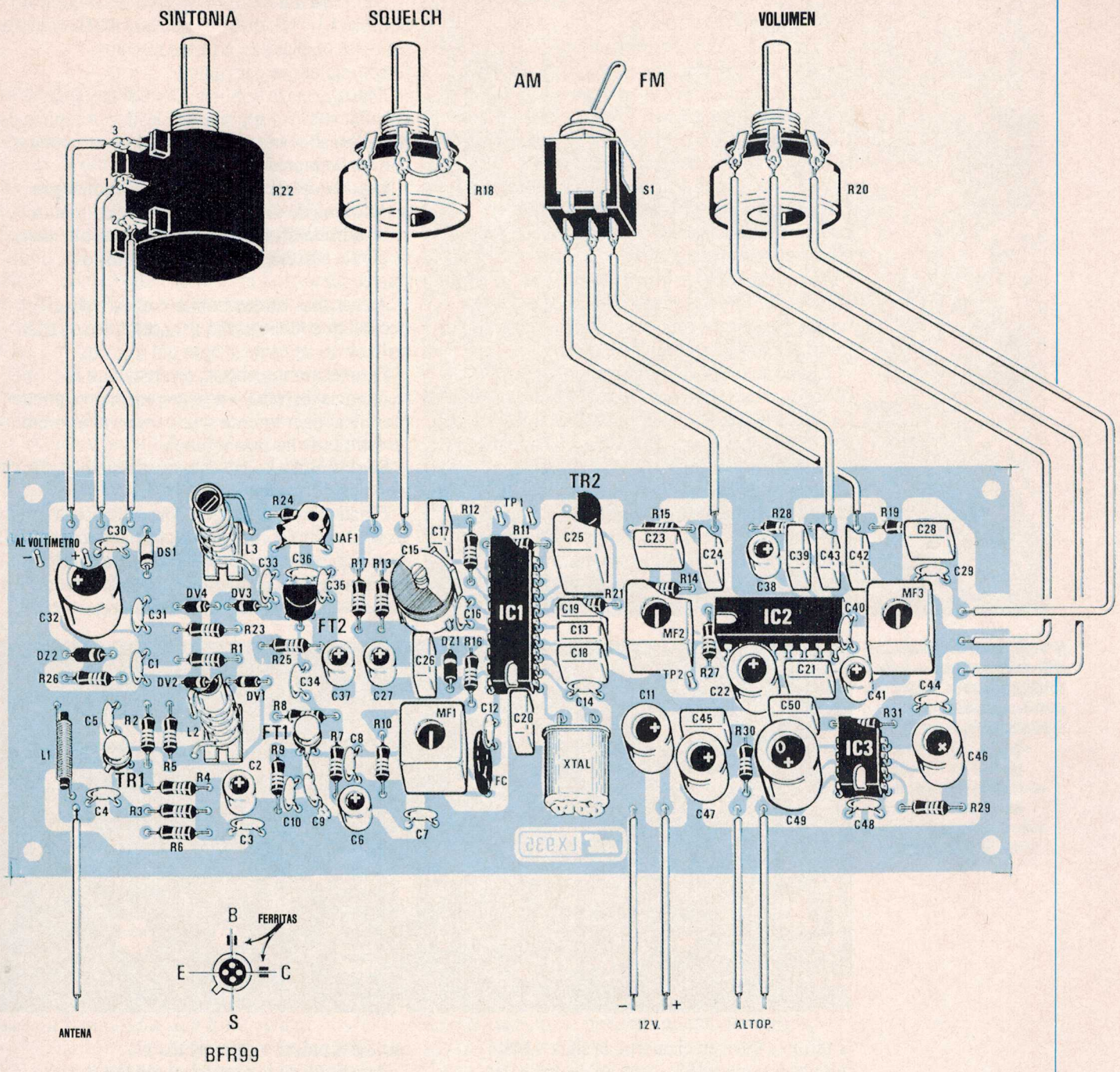


Fig. 5 **Esquema práctico de montaje del receptor VHF. Puntualizaremos que, a diferencia de cuanto ocurre en los potenciómetros corrientes, en el de la sintonía de 10 vueltas, el hilo central del cursor no está situado entre los dos terminales laterales, sino que se encuentra en el terminal situado en el extremo del cuerpo (ver terminal marcado con el número 2). Al realizar las dos bobinas L1 y L2, se enrollan de forma que el comienzo del arrollamiento, que se conecta a «masa», se encuentre situado en la parte superior del soporte de plástico y no en la contraria, es decir sobre la que se encaja en el orificio del circuito impreso.**

Para evitar que el transistor TR1 auto-oscile, aconsejamos introducir de inmediato en los dos terminales B y C las dos perlitas de ferrita que se incluyen en el kit.

Si no se conecta a masa el cuerpo metálico de este mosfet por medio del condensador, el circuito podría auto-oscilar.

Siguiendo con los semiconductores, se monta el fet MPF.102 de plástico (véase FT2), dirigiendo la parte plana de su cuerpo hacia el condensador cerámico C36, y el transistor BC.237 (véase TR2), dirigiendo la parte plana de su cuerpo hacia los dos terminales TP1.

Ahora ya se puede montar el cuarzo, que se coloca en posición horizontal, soldando el cuerpo metálico a masa con una gota de estaño (véase esquema práctico de la figura 5).

Se monta luego la impedancia JAF1, de tipo de gota, de 1 microhenrio y la impedancia de ferrita que hemos marcado L1 y que se sitúa junto a la toma de antena.

Luego se monta el filtro cerámico de 10,7 MHz, marcado FC, que tiene el mismo tamaño que un condensador cerámico pero que se diferencia de éste por que tiene 3 terminales: se monta junto a la MF1.

Una vez finalizada también esta operación, se pueden montar las tres bobinas de frecuencia intermedia, sobre las que puntualizaremos que la MF1 de 10,7 MHz tiene un núcleo de color rosa y lleva en su cuerpo la sigla FM1.

La MF2, de 460 MHz, tiene el núcleo amarillo y lleva en el cuerpo la sigla AM1, mientras que la MF3, también de 460 MHz, tiene un núcleo blanco y, en el cuerpo, la sigla AM2.

Una vez soldadas sus cinco patillas, hay que soldar también al circuito impreso las dos lenguetas del blindaje metálico.

Junto al integrado IC1 se monta el compensador de mica C15, y luego se puede pasar a los condensadores electrolíticos, comprobando la polaridad de los dos terminales, es decir intorduciendo el terminal positivo de cada uno de ellos en el orificio del circuito impreso que lleva la indicación +.

Para finalizar el montaje, sólo faltan las dos bobinas L1 y L2, que hay que enrollar sobre dos soportes de plástico, con sus núcleos ferromagnéticos para ajuste.

Datos para las bobinas L2 y L3: hay que enrollar sobre el soporte de plástico, 4 espiras de hilo plateado o de cobre desnudo o esmaltado, con un diámetro de 1 milímetro.

Hay que separar las espiras para conseguir una bobina de unos 7 milímetros de longitud.

Se admite una cierta tolerancia, ya que luego se puede corregir con el ajuste de los dos núcleos.

Al enrollar las dos bobinas, el comienzo (es decir el que luego se fija a masa), debe quedar arriba y no cerca de la base del soporte.

Para los más expertos, diremos que la frecuencia de trabajo de este receptor se puede modificar ligeramente si se cambia el número de espiras de las dos bobinas.

Sea como fuere, no es aconsejable bajar de 50-60 MHz ni subir de 200 MHz.

Finalizado el montaje y tras comprobar que las soldaduras son correctas, se pueden montar en sus zócalos los tres integrados, situando la muesca de referencia en forma de U que hay en uno de sus lados, tal como se observa en el esquema práctico de la figura 5.

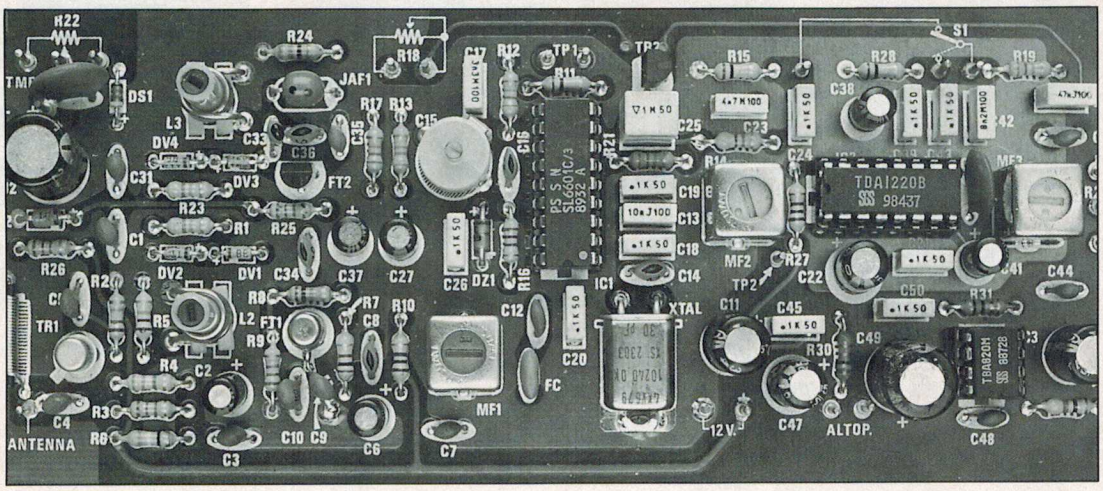
Para finalizar el montaje, sólo faltan los componentes exteriores, es decir el potenciómetro multivueltas de sintonía R22, el potenciómetro del squelch R18 y el del volumen R20, el conmutador AM/FM S1 y el altavoz.

En cuanto al potenciómetro multivueltas, conviene puntualizar que el cursor central no está situado —como ocurre en los demás potenciómetros corrientes— en el terminal central, sino que se encuentra en el último terminal y se indica con el número 2.

En el esquema práctico de la figura 5 hemos indicado claramente como se conectan los tres terminales del potenciómetro R22 al circuito impreso.

Como ya hemos dicho, si se pretende

Al ser un circuito impreso de doble cara con orificios metalizados, éstos no se deben agrandar, pues se interrumpe la unión entre pistas.



conseguir una buena reproducción acústica, es preferible colocar el altavoz dentro de una pequeña caja de madera.

Ajuste del circuito

Al conectar una antena a la entrada de este circuito, es difícil que el receptor funcione con toda su sensibilidad, ya que tanto las bobinas de frecuencia intermedia como las dos bobinas L2 y L3 estarán desajustadas. Por consiguiente, lo primero que hay que hacer es ajustar las bobinas, para lo que convendría utilizar un generador de AF que pueda proporcionar una frecuencia comprendida entre los 109 y los 180 MHz.

Para quienes carezcan de este generador, ofrecemos una solución alternativa pero también válida:

1.º Girar el potenciómetro de sintonía R22 de forma que en el cursor central (terminal 2) haya una tensión de casi 0 voltios. En estas condiciones, el receptor está sintonizado en 109 MHz aproximadamente.

2.º Girar el potenciómetro del squelch R18 hasta incluir toda su resistencia.

3.º Desplazar el interruptor S1 a la posición FM.

4.º Girar el núcleo de la bobina osciladora L3 hasta captar una emisora que emita en el extremo de la gama FM, es decir en 108 MHz. Con la aglomeración de emisoras que existe en esta gama, no creemos que sea difícil captar una.

Diremos, en primer lugar, que al captar una radio en FM, se escucha ligeramente distorsionada ya que nuestro receptor es de banda estrecha, es decir que sólo puede detectar señales de aviación, radioaficionados, puentes radio, radiotaxi —VVFF— etc., y no las de las transmisiones radiofónicas 88 - 108 MHz, que transmiten en banda ancha.

5.º Una vez captada esta emisora, aplicar entre el terminal TP2 y la masa un téster en posición 3 voltios CC fondo de escala.

6.º Girar el núcleo de la MF3 y luego el de la MF2 hasta que la aguja del instrumento se desvíe hacia el mínimo.

7.º Ajustar las MF y, luego, tratar de girar el núcleo de la bobina L2 de forma que la tensión baje aún más en el instrumento.

8.º Repetir las operaciones de los puntos 6 y 7, hasta conseguir la mínima indicación posible.

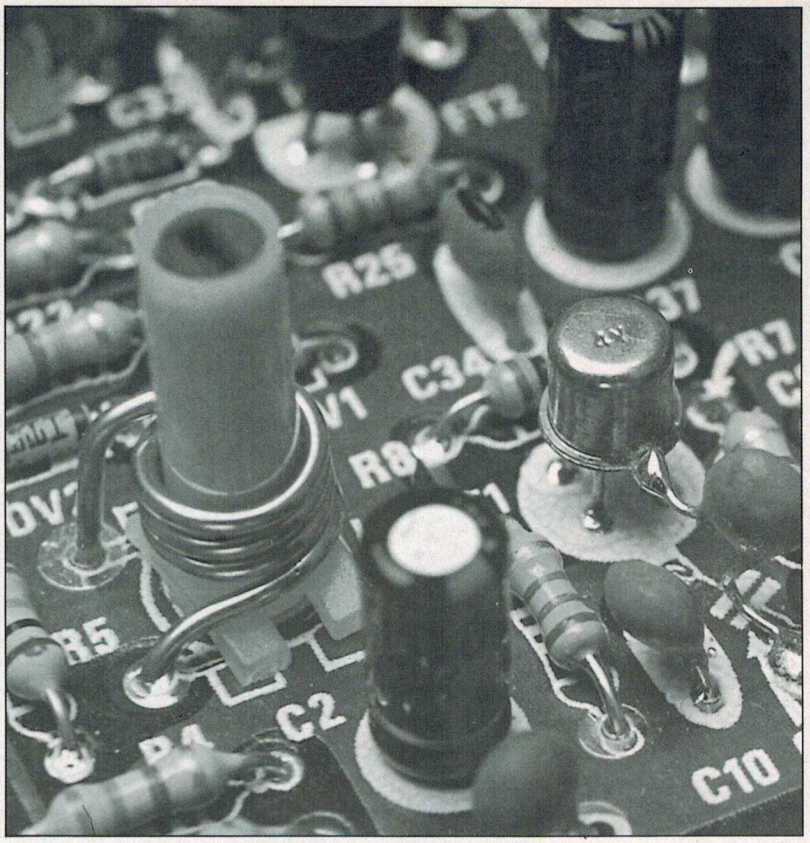
Ahora sólo queda ajustar el PLL incluido en el integrado SL.6601, por medio del compensador C15.

Si se dispone de un frecuencímetro digital, se conecta entre el terminal TP1 y la masa; luego se gira el compensador C15 hasta que se lea una frecuencia de 460 KHz.

Si se carece de frecuencímetro, se puede ajustar al recibir una estación de aviación, o un puente radio, hasta conseguir la máxima capacidad de comprensión y la mínima distorsión.

Gracias a estas sencillas operaciones, el receptor podríamos decir que ya está ajustado, pero como para ello hemos modificado la frecuencia del oscilador local para captar las señales de FM hacia los 107-108 MHz, si se quiere partir de 109 MHz hay que desatornillar ligeramente el núcleo de la bobina osciladora L3, hasta que no se oigan ya estas emisoras.

También se puede partir de 108 MHz, pero en este caso, no se pueden superar, por arriba, los 170 MHz.



Fotografía considerablemente ampliada de la etapa osciladora, en la que se ve claramente el condensador cerámico C9 conectado a la pequeña muesca metálica que hay en el cuerpo del mosfet FT1 y la masa del circuito impreso. Obsérverse, en la bobina L2 el comienzo del arrollamiento situado en la parte superior del soporte de plástico.

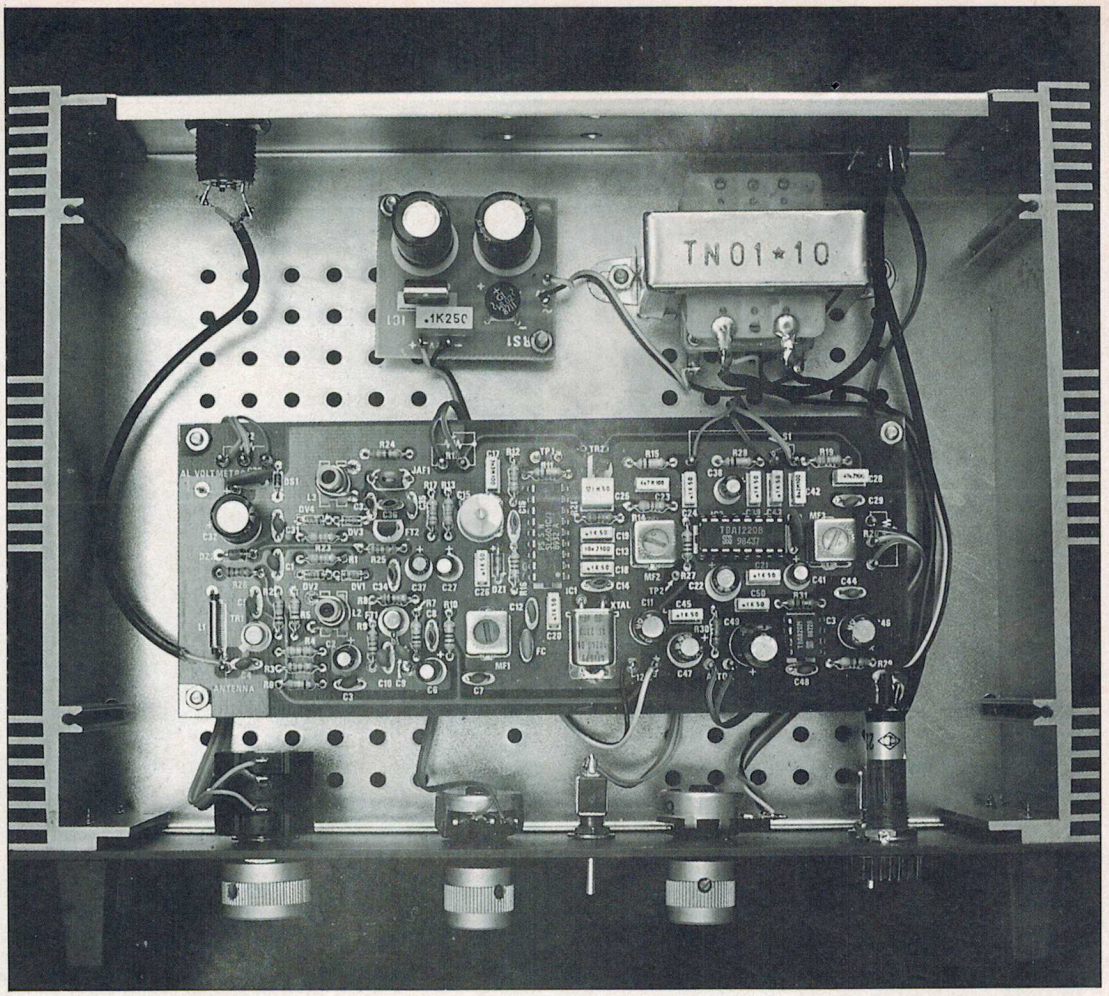
Ultimos retoques

Montar en el receptor una antena con una longitud un poco superior al metro.

Si te encuentras en una planta baja o en un edificio alto de hormigón armado, te diremos que sólo podrás captar las señales más fuertes.

Por el contrario, si esta antena de 1 metro más o menos, se coloca en el exterior, en el alféizar de la ventana o, aún mejor, en el tejado de la casa, bajando hasta el receptor con un cable coaxial del tipo de los utilizados para la televisión, se podrán captar hasta las señales más débiles.

Las transmisiones realizadas por los aviones



Para instalar el receptor en el interior del mueble que hemos fabricado, se pueden colocar los distintos componentes tal como se observa en esta fotografía. El circuito impreso se mantiene levantado del fondo como 1 cm. En esta misma foto, se pueden ver la etapa de alimentación LX.92 y, arriba a la izquierda, el chivato de neon de 220 voltios. Como se explica en el artículo, conviene colocar el altavoz dentro de una pequeña caja de madera.

hacia tierra, se pueden captar incluso en plantas bajas, ya que la señal llega desde una altura que varía entre los 4.000 y los 10.000 metros.

Cuando consigas sintonizar una emisora con el potenciómetro de la sintonía situado a la mitad de su recorrido, te aconsejamos que trates de girar el núcleo de la bobina L2 en un sentido o en otro, para comprobar si la señal aumenta o disminuye.

Como es lógico, hay que dejar el núcleo en la posición en la que ofrezca mayor sensibilidad.

Con un generador de VHF el ajuste sería más sencillo y más rápido, pero como acabamos de demostrar, también se puede efectuar con un poco de paciencia.

Desplazando el conmutador FM/AM, se pueden recibir todas las emisoras que transmiten tanto en modulación de amplitud como de frecuencia, y con un poco de práctica, se puede llegar a localizar la porción de gama en la que transmiten más emisoras en AM o en FM y al contrario.

Mejora de prestaciones

Como, en este receptor, hemos utilizado para la sintonía un potenciómetro multivueltas, que carece de indicaciones, podría ser dificil determinar cuando nos encontramos al comienzo de la gama (109 MHz), en mitad de la gama (144 MHz) o al final de ella (180 MHz).

Para añadir una indicación de sintonía, se puede conectar entre el cursor del potenciómetro R22 y la masa, un instrumento de 10 - 12 voltios fondo escala.

Al leer la tensión aplicada en los diodos varicap, se puede determinar de inmediato si se sintoniza el principio de la gama en 109 MHz (tensión mínima), o al final de la gama en 180 MHz (tensión máxima).

Por otra parte, se puede sustituir este voltímetro por una barra de diodos led. Repetiremos una vez más que, para incrementar la fidelidad acústica del altavoz, aunque pueda colocarse dentro del mueble metálico, estará mejor dentro de una pequeña caja de madera, para fabricar una sencilla pero eficaz caja acústica.

El mueble para el receptor

Para este receptor hemos preparado un pequeño mueble metálico con unas dimensiones de 234 x 62 x 165 mm., con su correspondiente frontal, perforado y serigrafiado.

En la fotografía se puede ver cómo va colocado en su interior el circuito impreso.

FILTROS DE OR

En este artículo explicamos cómo se pueden realizar los filtros de quinto a octavo orden, así como las fórmulas a que se debe recurrir para cálcular los valores de las resistencias y de los condensadores necesarios.

En nuestro número anterior explicábamos los esquemas y fórmulas para realizar filtros de hasta cuarto orden; en este artículo completamos este tema al ofreceros los filtros de quinto a octavo orden.

Como en el artículo anterior, el pie de cada ilustración incorpora las siguientes notas:

– Los operacionales de estos esquemas deben ir alimentados con una tensión dual. Para alimentarlos con una tensión única, consúltese los esquemas publicados en la revista número 66.

– Las capacidades de los condensadores se expresan en nanofaradios.

– Los valores de las resistencias se expresan en Kilohmios.

– La frecuencia Fo se expresa en Hertzios.

Aún cuando para muchos es una repetición supérflua, evitará que el lector más despistado caiga en errores tontos.

Filtro de quinto orden (figuras 1 y 2)

Para realizar un filtro de 5.º orden se precisan tres operacionales, por lo que podemos escoger un integrado que sólo contenga un operacional (tipo TL.081, LF.351, uA.771, uA.741, LS.141 o LM.301) y otro que contenga dos; o bien un integrado que contenga cuatro, dejando uno sin utilizar.

Con un filtro de 5.º orden se consigue una atenuación de 30 dB por octava, es decir que cada vez que la frecuencia de entrada se duplica o se reduce a la mitad respecto a la de corte, la señal sale con una tensión cuyo valor se obtiene multiplicando la amplitud de la señal Fo por 0,032 (ver la tabla 1).

Por consiguiente, si realizamos un filtro paso-bajo con una Fo de 2.000 Hz, todas las frecuencias de 1 a 2.000 Hz salen con un valor de 5 voltios pico-pico, y todas las octavas superiores salen con los valores de tensión siguientes:

4.000 Hz = 5 x 0,032 = 0,160 voltios
8.000 Hz = 0,160 x 0,032 = 0,005 voltios
16.000 Hz = 0,005 x 0,032 = 0,0001 voltios

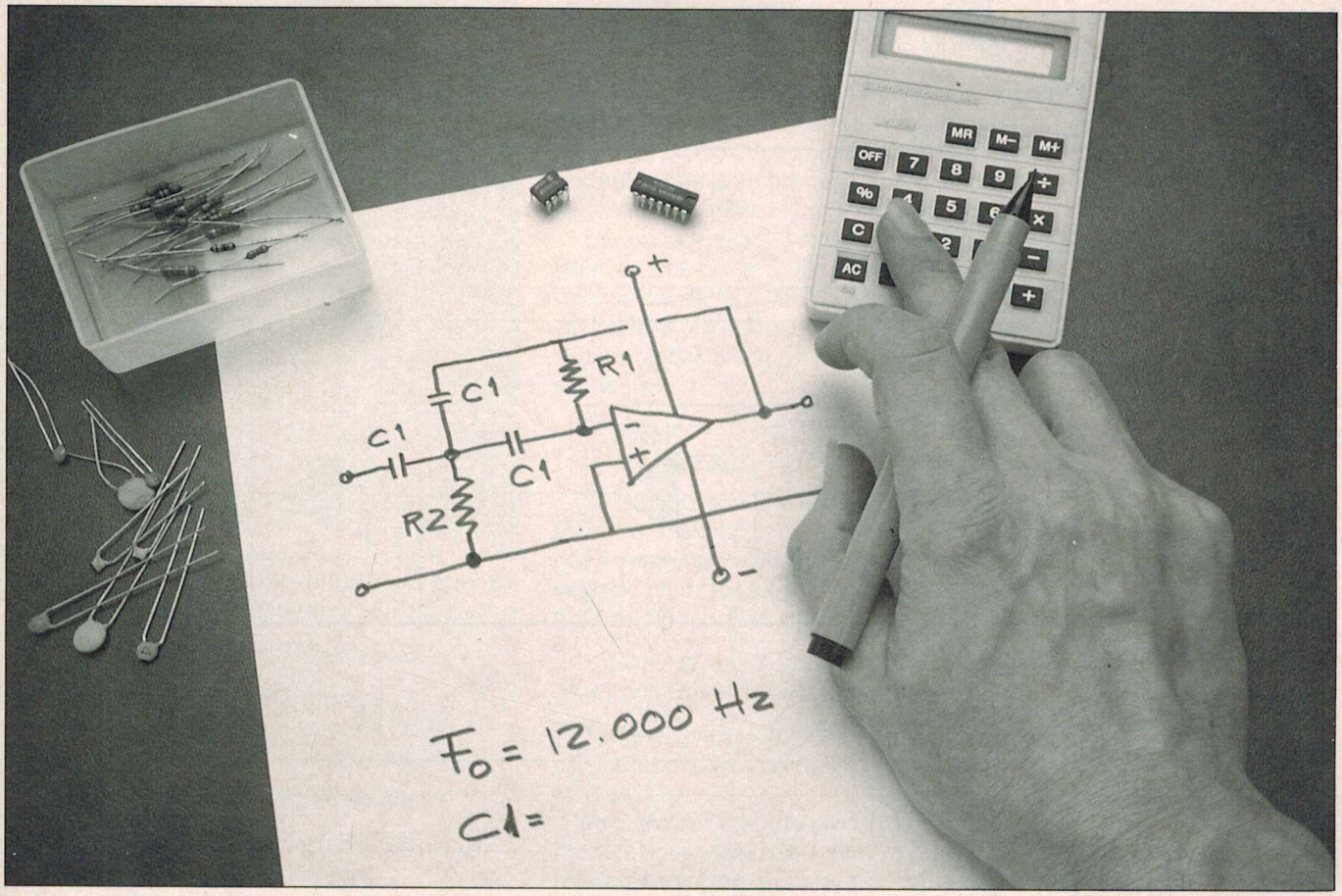
Si, para esta misma frecuencia, se realiza un filtro paso-alto, todas las frecuencias de 2.000 a 200.000 Hz salen con 5 voltios pico-pico, mientras que todas las octavas inferiores salen con los valores de tensión siguientes:

1.000 Hz = 5 x 0,032 = 0,160 voltios
500 Hz = 0,160 x 0,032 = 0,005 voltios
250 Hz = 0,005 x 0,032 = 0,0001 voltios

Para realizar un filtro paso-bajo o paso-alto, los valores de R1 y C1 son los mismos.

Para un filtro paso-bajo, R1 y C1 se instalan como se indica en la figura 1; mientras que para

DEN SUPERIOR



un filtro paso-alto, se instalan de acuerdo con la figura 2.

En este filtro existen cuatro valores de resistencias, conectadas siempre entre las salidas de los dos últimos operacionales y masa (divisor para conectar la patilla inversora), y que es necesario respetar: R2-R3 y R4-R5.

Los valores que nosotros aconsejamos son los siguientes:

R2 = 6.800 ohmios
R3 = 18.000 ohmios
R4 = 16.500 ohmios
R5 = 12.000 ohmios

Como podéis ver, el valor de R4 no es estándar, pero se consigue fácilmente conectando en paralelo dos resistencias de 33.000 ohmios, con lo que se obtienen:

33.000 : 2 = 16.500 ohmios.

Se podrían escoger también valores distintos a los que aconsejamos, siempre que se respeten las relaciónes siguientes:

R2 = R3 x 0,382
R4 = R5 x 1,382

TABLA 1

dB	atenuación
0	1
3	0,70
6	0,50
9	0,35
12	0,25
15	0,17
18	0,125
21	0,089
24	0,063
27	0,044
30	0,032
33	0,022
36	0,016
39	0,011
42	0,0079
44	0,006
45	00056
48	0,0040
51	0,0028

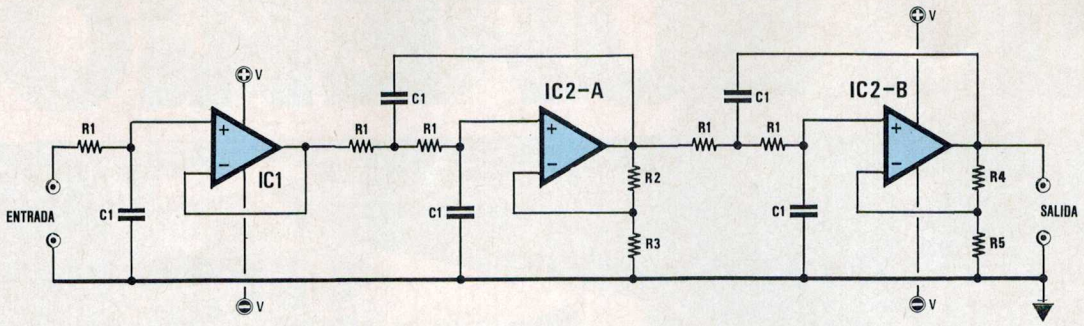


Fig. 1. **Filtro Paso-Bajo de 5.º orden (atenuación 30 dB x octava)**

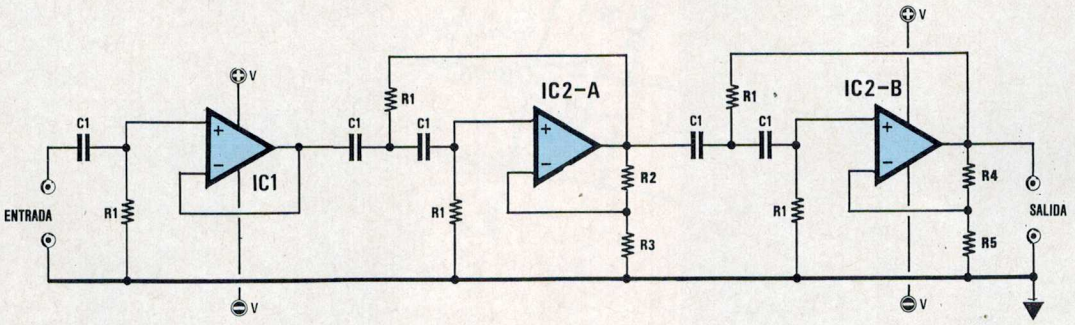


Fig. 2. **Filtro Paso-Alto de 5.º orden (atenuación 30 dB x octava)**

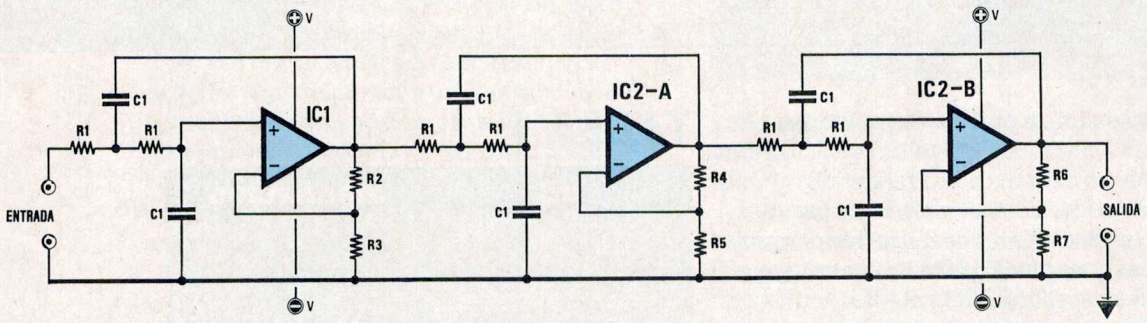


Fig. 3. **Filtro Paso-Bajo de 6.º orden (atenuación 36 dB x octava)**

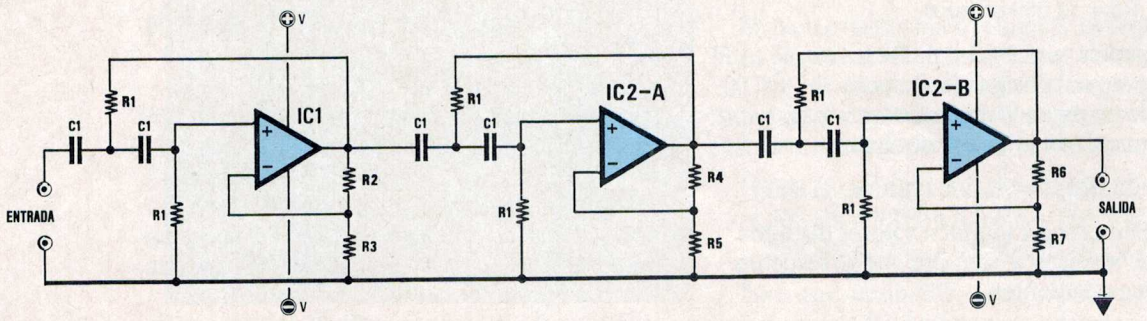


Fig. 4. **Filtro Paso-Alto de 6.º orden (atenuación 36 dB x octava)**

Figuras 1 y 2. Para realizar un filtro de 5.º orden hay que enlazar en serie, tras un filtro de 1.er orden, dos de 2.º orden.

Las fórmulas para calcular los valores de las resistencias o de los condensadores en función de la Fo, son las siguientes:

R1 = 1.000.000 : (C1 x 6,28 x Fo)
C1 = 1.000.000 : (R1 x 6,28 x Fo)
Fo = 1.000.000 : (R1 x C1 x 6,28)

NOTA: Los valores de las resistencias se expresan en «Kilohmios», los valores de los condensadores en «nanofaradios» y la Fo en «Hertzios».
Para R2-R3-R4-R5 utilizar los valores siguientes:

R2 = 6.800 ohmios
R3 = 18.000 ohmios
R4 = 16.500 ohmios
R5 = 12.000 ohmios

Como para R3 hemos aconsejado un valor de 18.000 ohmios, para R2 tenemos que utilizar:

18.000 x 0,382 = 6.876 ohmios

que redondearemos a 6.800 ohmios.

Si para R5 utilizamos un valor de 12.000 ohmios, para R4 tenemos que emplear:

12.000 x 1,382 = 16.584 ohmios

valor que conseguimos conectando en paralelo dos resistencias de 33.000 ohmios.

Nota: siempre conviene redondear los valores de R2-R4 por defecto, es decir a valores óhmicos inferiores y no superiores.

Figuras 3 y 4. Para realizar un filtro de 6.º orden hay que enlazar en serie tres filtros de 2.º orden. Las fórmulas para calcular los valores de las resistencias o de los condensadores, en función de la Fo, son las siguientes:

R1 = 1.000.000 : (C1 x 6,28 x Fo)
C1 = 1.000.000 : (R1 x 6,28 x Fo)
Fo = 1.000.000 : (R1 x C1 x 6,28)

NOTA: Los valores de las resistencias se expresan en «Kilohmios», los valores de los condensadores en «nanofaradios» y la Fo en «Hertzios».
Para R2-R3-R4-R5-R6-R7 utilizar los valores siguientes

R2 = 1.800 ohmios
R3 = 27.000 ohmios
R4 = 10.000 ohmios
R5 = 18.000 ohmios
R6 = 22.000 ohmios
R7 = 15.000 ohmios

Filtro de sexto orden (figuras 3 y 4)

Para realizar un filtro de 6.º orden hay que conectar en serie tres filtros de 2.º orden, por lo que, también en este caso, necesitamos tres operacionales.

Con un filtro de 6.º orden se consigue una atenuación de 36 dB por octava, es decir que cada vez que la frecuencia en entrada se duplica o se reduce a la mitad respecto a la de corte, la señal sale con una tensión cuyo valor se obtiene multiplicando la amplitud de la señal Fo por 0,016 veces (ver tabla 1).

En consecuencia, al realizar un filtro paso-bajo con una Fo. de 2.000 Hz, todas las frecuencias de 1 a 2.000 Hz salen con un valor de 5 voltios pico-pico, mientras que las octavas superiores salen con los valores de tensión siguientes:

4.000 Hz = 5 x 0,016 = 0,08 voltios
8.000 Hz = 0,08 x 0,016 = 0,001 voltios

En cambio, al realizar un filtro paso-alto, todas las frecuencias de 2.000 a 200.000 Hz salen con 5 voltios pico-pico, mientras que todas las octavas inferiores salen con los valores de tensión siguientes:

1.000 Hz = 5 x 0,016 = 0,08 voltios
500 Hz = 0,08 x 0,016 = 0,001 voltios

También para realizar un filtro paso-bajo o paso-alto se utilizan para R1 y C1 los mismos valores.

Para realizar un filtro paso-bajo, R1 y C1 se montan como se observa en la figura 3, mientras que para un filtro paso-alto, se montan como indica la figura 4.

En este filtro existen seis valores de resistencias, conectadas también entre las salidas de los integrados y masa, y que hay que respetar forzosamente: R2-R3, R4-R5, R6-R7.

Los valores que aconsejamos para estas resistencias son los siguientes:

R2 = 1.800 ohmios
R3 = 27.000 ohmios
R4 = 10.000 ohmios
R5 = 18.000 ohmios
R6 = 22.000 ohmios
R7 = 15.000 ohmios

También en este esquema, los valores de R3, R5 y R7 podrían ser distintos siempre que se respete la relación:

R2 = R3 x 0,068
R4 = R5 x 0,586
R6 = R7 x 1,482

En nuestro caso, como hemos escogido para R3 un valor de 27.000 ohmios, el valor de R2 tiene que ser:

27.000 x 0,068 = 1.836 ohmios,

que redondeamos a 1.800 ohmios.

Como para R5 hemos escogido un valor de

18.000 ohmios, para R4 tenemos que utilizar:

18.000 x 0,586 = 10.548 ohmios,

que podemos redondear tranquilamente a 10.000 ohmios.

Y, en función de los 15.000 ohmios de R7, el valor de R6 tiene que ser de:

15.000 x 1,482 = 22.230 ohmios,

que podemos redondear a 22.000 ohmios.

Filtro de séptimo orden (figuras 5 y 6)

Para realizar un filtro aún más selectivo, hay que pasar del 6.º al 7.º orden que, a diferencia del anterior, requiere el empleo de cuatro amplificadores operacionales.

Se pueden utilizar dos integrados que contengan dos operacionales cada uno, o bien un único integrado que contenga cuatro, por ejemplo el TL.084 o el TL.074.

Con un filtro de 7.º orden se consigue una atenuación de 42 db por octava: es decir que cada vez que la frecuencia en entrada se duplica o se reduce a la mitad respecto a la frecuencia de corte, la señal sale con una tensión cuyo valor se calcula multiplicando la amplitud de la señal Fo por 0,0079 (ver la tabla 1).

Volviendo a nuestro paso-bajo con una Fo de 2.000 Hz, cuya señal salga con 5 voltios pico-pico (nota: el valor de esta tensión de salida se cita sólo a título de demostración), todas las frecuencias de 1 a 2.000 Hz saldrán siempre con 5 voltios, mientras que todas las octavas superiores saldrán con los valores de tensión siguientes:

4.000 Hz = 5 x 0,0079 = 0,039 voltios
8.000 Hz = 0,039 x 0,0079 = 0,0003 voltios

En cambio, en un filtro paso-alto para la misma frecuencia, todas las frecuencias de 2.000 a 20.000 Hz salen con una amplitud de 5 voltios pico-pico, mientras que todas las octavas inferiores salen con los valores de tensión siguientes:

1.000 Hz = 5 x 0,0079 = 0,039 voltios
500 Hz = 0,039 x 0,0079 = 0,0003 voltios

Como en el caso de los filtros anteriores, también en éste de 7.º orden los valores de R1 y C1 son idénticos.

Para realizar un filtro paso-bajo, R1 y C1 se montan como se observa en la figura 5 y, para un filtro paso-alto, como se indica en la figura 6.

En este caso hay seis valores de resistencias —indicados en el esquema eléctrico como R2-R3, R4-R5 y R6-R7—, que hay que respetar.

Los valores que aconsejamos son los siguientes:

R2 = 9.000 ohmios
R3 = 47.000 ohmios
R4 = 7.500 ohmios
R5 = 10.000 ohmios
R6 = 15.000 ohmios
R7 = 10.000 ohmios

El valor de R2, que no es estándar, se consigue utilizando dos resistencias de 18.000 ohmios, conectadas en paralelo; lo mismo podemos decir de R4, que se consigue conectando en paralelo dos resistencias de 15.000 Ohmios.

Para R3, R5 y R7 se podrían utilizar también valores distintos a los que aconsejamos, pero luego resultaría difícil dar con valores próximos a los estándar para R2, R4 y R6.

De hecho, estos valores tienen que ajustarse a la relación siguiente:

R2 = R3 x 0,199
R4 = R5 x 0,753
R6 = R7 x 1,555

En nuestro caso, como para R3 hemos escogido un valor de 47.000 ohmios, R2 tiene un valor de:

47.000 x 0,199 = 9.353 ohmios

valor que podemos redondear a 9.000 ohmios y que conseguimos conectando en paralelo dos resistencias de 18.000 ohmios.

Como hemos aconsejado para R5 un valor de 10.000 ohmios, el valor de R4 tiene que ser de:

10.000 x 0,753 = 7.530 ohmios

valor que se puede redondear a 7.500 y que se consigue conectando en paralelo dos resistencias de 15.000 ohmios.

Como para R7 el valor aconsejado es de 10.000 ohmios, el valor de R6 tiene que ser de:

10.000 x 1,555 = 15.550 ohmios

valor que podemos redondear tranquilamente a 15.000 ohmios

Filtro de octavo orden (figuras 7 y 8)

Utilizando cuatro operacionales, también se puede realizar un filtro de 8.º orden, capaz de garantizar una atenuación de 48 dB por octava, es decir que cada vez que la frecuencia en entrada se duplica o se reduce a la mitad respecto a la de corte, la señal sale con una tensión cuyo valor se calcula multiplicando la amplitud de la señal Fo por 0,004 veces (ver la tabla 1).

Por lo tanto, si hemos realizado un filtro paso-bajo con una Fo de 2.000 Hz, todas las frecuencias de 1 a 2.000 Hz salen con una señal de 5 voltios pico-pico, mientras que todas las octavas superiores salen con una señal con las tensiones siguientes:

4.000 Hz = 5 x 0,004 = 0,02 voltios
8.000 Hz = 0,02 x 0,004 = 0,08 milivoltios

En el caso de un filtro paso-alto, todas las frecuencias de 2.000 a 200.000 Hz salen con una amplitud de 5 voltios pico-pico, mientras que

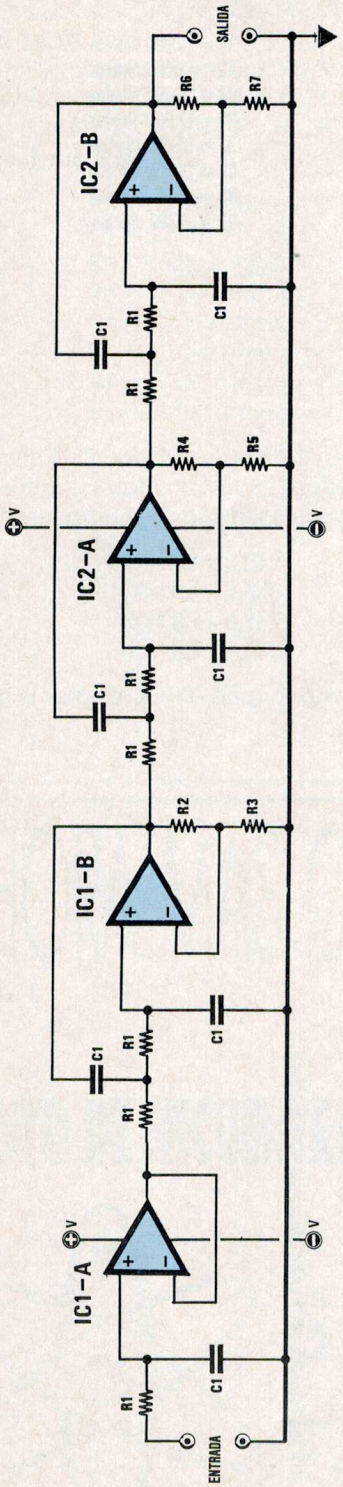


Fig. 5. **Filtro Paso-Bajo de 7.º orden (atenuación 42 dB x octava)**

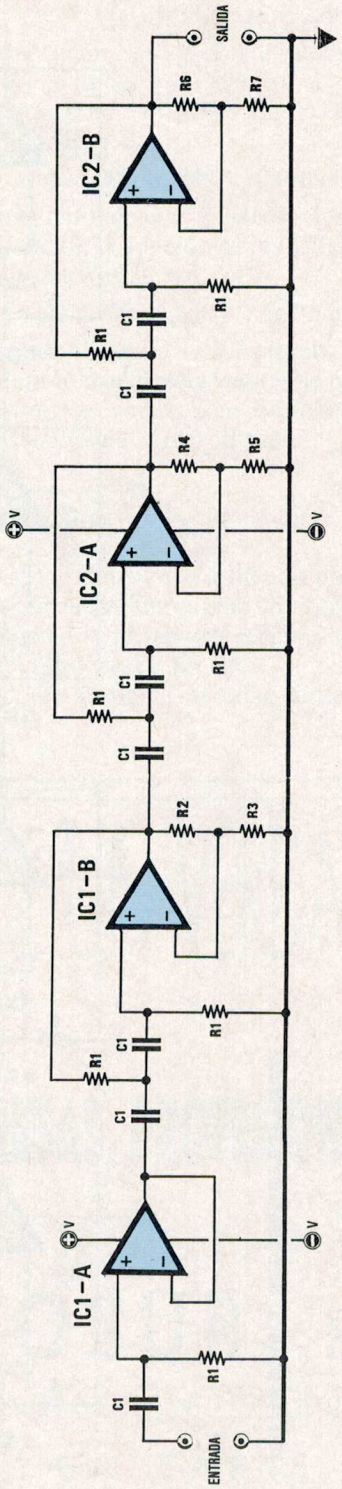


Fig. 6. **Filtro Paso-Alto de 7.º orden (atenuación 42 dB x octava)**

Las fórmulas utilizadas para calcular los valores de las resistencias R1 y de las capacidades C1 son las mismas empleadas para el filtro de 6.º orden. Para las resistencias R2, R3, R4, R5, R6 y R7 aconsejamos utilizar los valores siguientes:

R2 = 9.000 ohmios
R3 = 47.000 ohmios
R4 = 7.500 ohmios
R5 = 10.000 ohmios
R6 = 15.000 ohmios
R7 = 10.000 ohmios

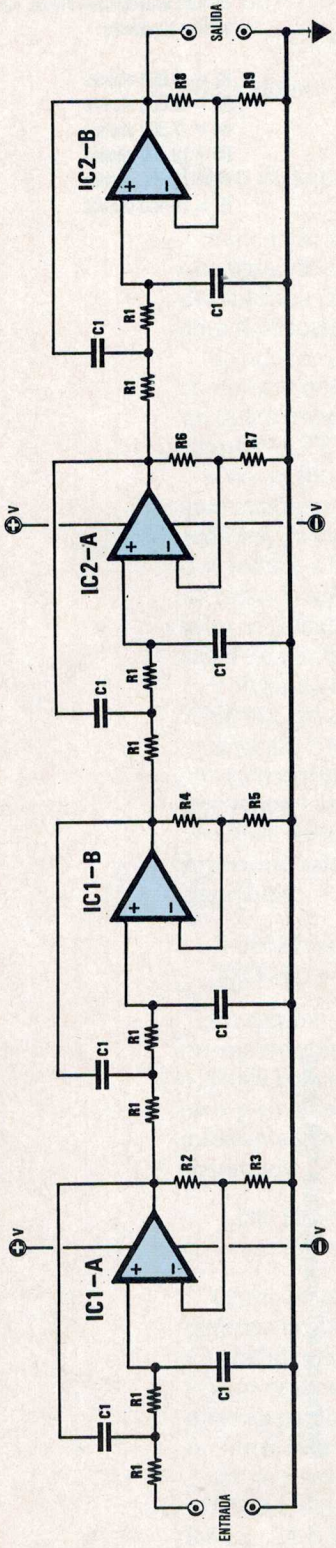


Fig. 7. **Filtro Paso-Bajo de 8.° orden (atenuación 48 dB x octava)**

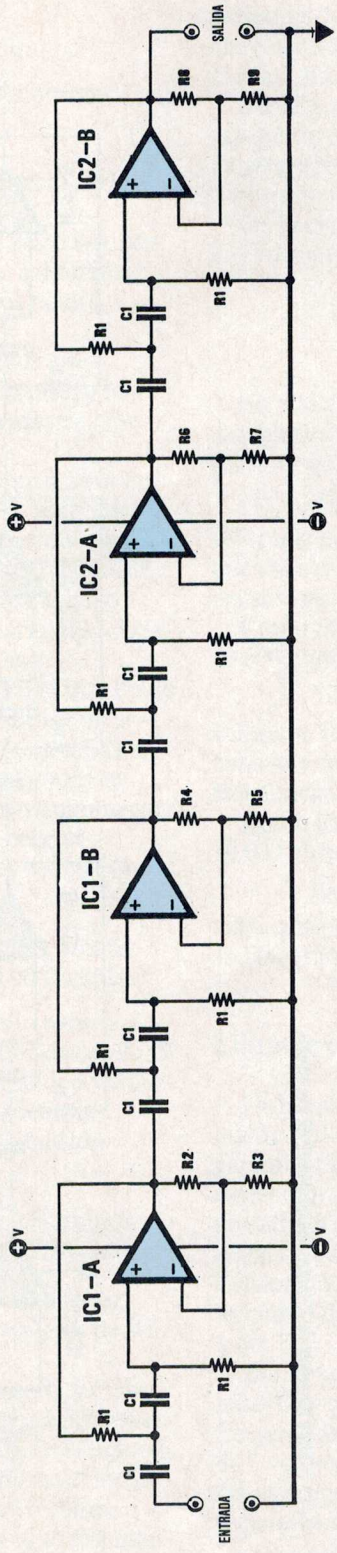


Fig. 8. **(Filtro Paso-Alto de 8.° orden (atenuación 48 dB x octava)**

Las fórmulas para calcular los valores de las resistencias R1 y de las capacidades C1 son las mismas utilizadas para el filtro de 6.° orden. Para las resistencias R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8 y R9 aconsejamos utilizar los valores siguientes:

R2 = 1.800 ohmios
R3 = 47.000 ohmios
R4 = 15.000 ohmios
R5 = 47.000 ohmios
R6 = 10.000 ohmios
R7 = 12.000 ohmios
R8 = 7.500 ohmios
R9 = 4.700 ohmios

todas las octavas inferiores salen con los valores de tensión siguientes:

1.000 Hz = 5 x 0,004 = 0,02 voltios
500 Hz = 0,02 x 0,004 = 0,08 milivoltios

Como se puede observar comparando estos valores de tensión de las mismas octavas en los demás filtros de orden inferior, con este filtro de 8.º orden se consigue una curva de respuesta muy acusada.

Como se observa en los dos esquemas eléctricos de las figuras 7 y 8, aconsejamos utilizar para R2-R3, R4-R5, R6-R7, R8-R9, los valores siguientes:

R2 = 1.800 ohmios
R3 = 47.000 ohmios
R4 = 15.000 ohmios
R5 = 47.000 ohmios
R6 = 10.000 ohmios
R7 = 12.000 ohmios
R8 = 7.500 ohmios
R9 = 4.700 ohmios

que respetan la relación de cada divisor a los que tendremos que conectar la patilla inversora de cada operacional, y que tiene que ser:

R2 = R3 x 0,039
R4 = R5 x 0,336
R6 = R7 x 0,889
R8 = R9 x 1,610

Con el valor de 47.000 ohmios que aconsejamos para R3, el valor de R2 tiene que ser de:

47.000 x 0,039 = 1.833 ohmios

que se pueden redondear a un valor estándar de 1.800.

Con el valor de 47.000 ohmios aconsejado también para R5, el valor de R4 tiene que ser:

47.000 x 0,336 = 15.792 ohmios

que se pueden redondear al valor estándar de 15.000 ohmios.

Con el valor de 12.000 ohmios de R7, R6 tiene que ser:

12.000 x 0,889 = 10.668 ohmios

que se redondean a 10.000 ohmios.

Para R8, en función de los 4.700 ohmios de R9, el valor es de:

4.700 x 1,610 = 7.567 ohmios

que redondeamos a 7.500 ohmios

Para conseguir este valor, que no es estándar, sólo hay que conectar en paralelo dos resistencias de 15.000 ohmios.

Conclusión

Con los filtros que os hemos presentado, ya podéis realizar filtros para cross-over, luces psicodélicas, filtros para receptores, amplificadores de BF, etc.

Como los filtros de orden superior resultan

AHORA MAS CERCA DE UN VERDADERO SURTIDO.

PUNTO DE ENCUENTRO DE EMPRESAS, PROFESIONALES Y AFICIONADOS.

ELECTRONICA
SANDOSUR, S.A.
COMPONENTES ELECTRONICOS
CRUCERO BALEARES, 23

SERIES:
..2N, 3N, Europa, Mos-Power, IRF, MJ, MP.., RCA, U, V, 74xx, 74 HCT, 40xx, 45xx, 75xx, A, AN, 8a, AD, ADC, DAC, HA, ICL, ICM, LL, LS, LF, LM, U, UCN, UDN, Diodos (más de 350 referencias)... Y UN LARGO ETC., ASI COMO TODOS LOS COMPLEMENTOS PARA LA CONFECCION DEL MONTAJE MAS SENCILLO AL MAS SOFISTICADO.

Suministramos a otras provincias, consúltenos, estamos en:
EL PUERTO DE SANTAMARIA. TF.: (956) 85 53 02. FAX: (956) 87 31 07.

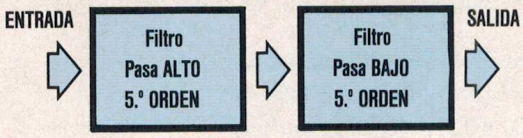


Fig. 9. **Para realizar filtros PASO DE BANDA muy estrechos, es decir con un Q elevado, se puede utilizar un primer filtro Paso-Alto y, en serie, un segundo filtro Paso-Bajo. Utilizando filtros de 3.er orden en dos frentes, se consigue una atenuaciónd e 18 dB por octava; en cambio, utilizando filtros de 5.º orden, se lanza una atenuaciónd e 30 dB por octava.**

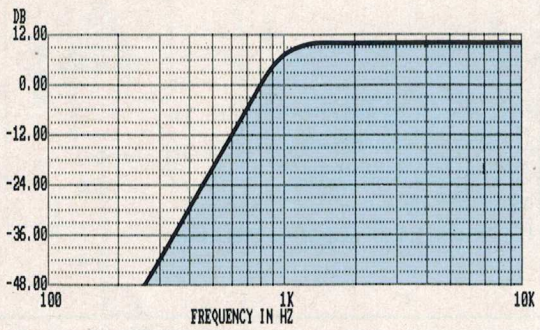


Fig. 10. **Utilizando, por ejemplo, un primer filtro Paso-Alto calculado para una Fo de 1.000 Hz, en su salida surgen todas las frecuencias comprendidas entre 1.000 y 100.000 Hz o más, pero no las frecuencias inferiores a 1.000 Hz.**

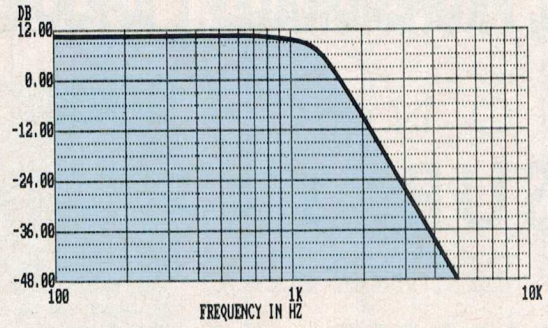


Fig. 11 Montando en la salida de dicho filtro un Paso-Bajo calculado para una Fo. de 1.300 Hz, a la salida de este sólo deberían pasar las frecuencias comprendidas entre 1 y 1.300 Hz., pero no las frecuencias superiores.

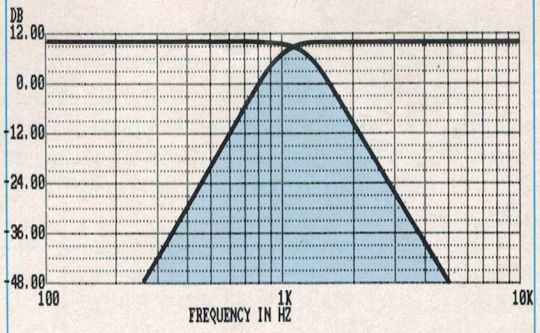


Fig. 12. **Como el filtro Paso-Alto ya se ha encargado de atenuar todas las frecuencias inferiores a 1.000 Hz, en la salida de esta combinación (ver figura 9) solo puede pasar la Banda de frecuencias comprendida entre 1.000 y 1.300 Hz.**

muy selectivos, cuantos deseen realizar paso-banda, deben tener en cuenta que, aplicando en serie un filtro paso-alto y un filtro paso-bajo, pueden conseguir fácilmente la anchura de banda deseada.

Suponiendo que se desee un filtro que sólo deje pasar una banda estrecha de frecuencia de 1.000 a 1.300 Hz, se puede realizar un filtro paso-alto de 4.º, 5.º o 6.º orden , calculándolo para una Fo. de 1.000 Hz.

De esta forma, se pueden obtener de este filtro todas las octavas superiores, es decir de 1.000 a 100.000 Hz sin atenuación alguna (ver figura 10), mientras que las octavas inferiores, es decir de 1.000 a 1 Hz, quedan atenuadas de forma drástica.

La salida de este filtro paso-alto se aplica entonces a la entrada de un filtro paso-bajo (ver figura 11), calculado para una Fo de 1.300 Hz, que nos permite atenuar todas las octavas superiores a 1.300 Hz, dejando pasar en cambio, todas las octavas inferiores, de 1.300 a 1 Hz, sin atenuación alguna (ver la figura 11).

Como el filtro paso-alto ya se ha encargado de atenuar todas las frecuencias inferiores a 1.000 Hz, a través de este segundo filtro paso-bajo, sólo pueden pasar las frecuencias de un mínimo de 1.000 Hz a un máximo de 1.300 Hz (ver la figura 12).

De este truco de utilizar dos filtros, uno paso-alto y otro paso-bajo, habíamos hablado ya en el primer artículo sobre los filtros de primer y segundo orden, publicado en la revista n.º 66; no obstante, creemos conveniente repetirlo, por si algún lector no ha tenido ocasión de consultarlo.

PLL PARA L

Un VFO eficaz, tan estable como un oscilador de cuarzo, capaz de proporcionaros automáticamente, además de la frecuencia de transmisión, también la de recepción, es decir con una diferencia de 455 KHz para el oscilador local. Un VFO como éste es lo mejor que se puede encontrar para realizar un receptor transmisor completo.

TODA LA GAMA CB CON LA PRECISIÓN DE UN OSCILADOR CONTROLADO POR CUARZOS

Para aquellos que aún desconocen el significado de la sigla VFO, diremos que se trata de la abreviatura de Oscilador de Frecuencia Variable, es decir un oscilador cuya frecuencia se puede modificar manualmente por medio de un condensador variable o sobre la tensión de un diodo varicap.

Como ya sabemos, un oscilador de cuarzo corriente, para poder cambiar de «canal» o de frecuencia, requiere tantos cuarzos como canales se pretenden conseguir, y como para cada canal se requieren dos, uno para la recepcion y otro para la transmisión, con una separación de 455 KHz entre ellos, está claro que, si se pretende disponer de un número elevado de canales, muchas veces resulta más caro comprar la serie de cuarzos que todo el receptor transmisor.

Por el contrario, el VFO, al ser un oscilador libre, nos permite explorar totalmente la gama deseada con sólo girar un condensador variable; por lo tanto, además de ser más práctico que un oscilador de cuarzo, resulta también mucho más barato.

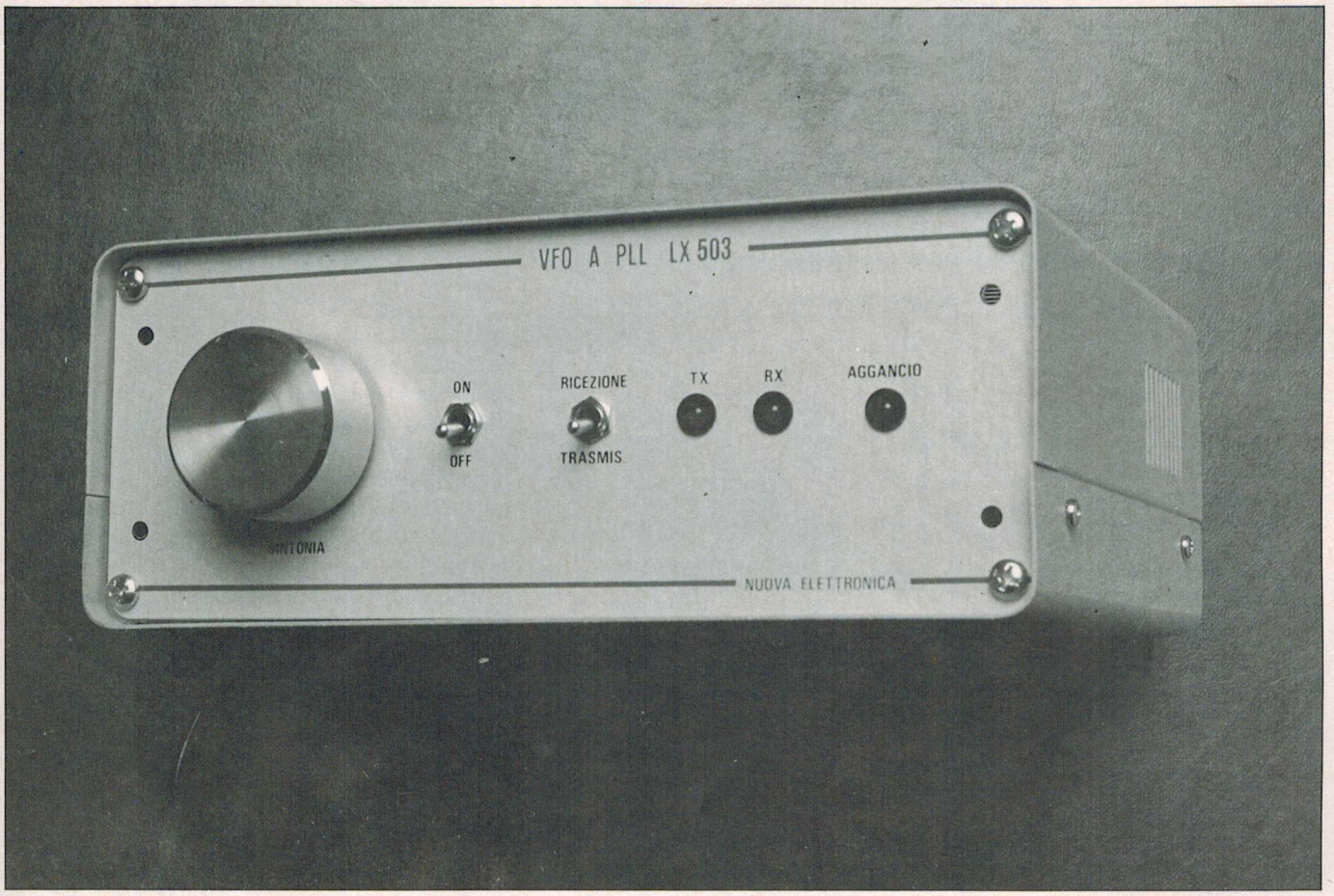
No obstante, existe una razón para que no se de mucho valor a los VFO: es dificil que sean estables en frecuencia. En efecto, todos aquellos de los que se disponía hasta ahora, aunque fueran excelentes, no podían competir con un oscilador de cuarzo debido a la gran cantidad de elementos que provocaban deslizamientos de frecuencia.

Por esta razón, al montarlo en un receptor transmisor que, por fuerza, hay que encender y apagar con frecuencia, las variaciones de frecuencia pueden ser a veces tan elevadas que, en pocos segundos, uno se encuentra en un canal distinto al elegido.

Hay que añadir también para, en el caso del VFO, sigue en pie el problema de poder conseguir simultáneamente dos frecuencias que disten justamente 455 KHz entre sí: una para utilizarla para el receptor y otra para el transmisor.

Por consiguiente, si se consiguiera realizar un

A GAMA CB



VFO tan estable como un oscilador de cuarzo, capaz de proporcionar automáticamente tanto la frecuencia para la transmisión como la frecuencia para la recepción, con una diferencia de 455 KHz, tendríamos resueltos nuestros problemas.

Precisamente el VFO que hemos proyectado, y que hoy os ofrecemos, dispone justamente de las características que hemos mencionado.

Como es lógico, este esquema es algo más complicado de los que habéis tenido ocasión de ver o probar hasta ahora; pero, si tenemos en cuenta sus peculiares características, estamos seguros de que le daréis gran valor ya que, además de constituir una novedad, si se llevan a cabo en él algunas modificaciones —como luego explicaremos—, se pueden conseguir frecuencia distintas a las fijadas previamente por nosotros.

El campo de frecuencia que logra explorar este VFO, puede alcanzar un máximo de 4 MHz, es decir que se puede transmitir y recibir de 26 a 30 MHz o de 27 a 31 MHz e incluso de 25 a 29 MHz, campo que podemos restringir fácilmente, tanto que se pueda explorar incluso menos de 1 MHz, es decir una gama de 26,9 a 27,9 MHz, o de 30 a 31 MHz, etc.

La señal máxima de AF que podemos recoger en la salida de nuestro VFO oscila alrededor de los 1,8 voltios, con una carga de 52 ohmios; es decir, aproximadamente 25-30 miliwatios: una potencia más que suficiente para gobernar la primera etapa preamplificadora de AF de cualquier receptor transmisor.

Principios de funcionamiento

Antes de pasar a la descripción del funcionamiento de este VFO, preferimos recalcar que nuestra meta no es tanto la de ofreceros la posibilidad de realizar un proyecto y comprobar que funciona perfectamente una vez montado, sino que, sobre todo, nos proponemos haceros comprender —de la forma más sencilla— las funciones desempeñadas por

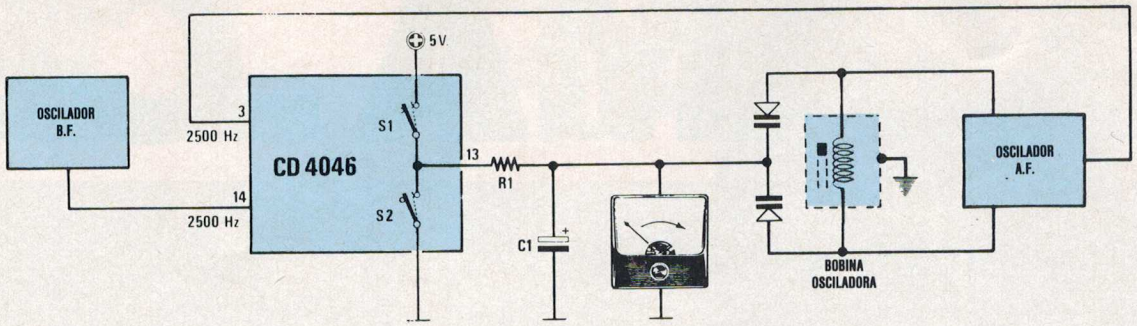


Fig. 1. **El funcionamiento de un integrado PLL es muy sencillo. Al aplicar en la patilla 14 una frecuencia de referencia, en cuanto se proporcione tensión al PLL, el interruptor interno S1, al estar cerrado, proporciona una tensión positiva a la patilla de salida 13. Lentamente se va cargando el condensador electrolítico C1 y su tensión, al modificar la capacidad de los diodos varicap, hace variar la frecuencia del oscilador AF. Cuando la frecuencia aplicada a la patilla 3 del PLL sea totalmente idéntica a la de la patilla 14, el interruptor S1 se abrirá.**

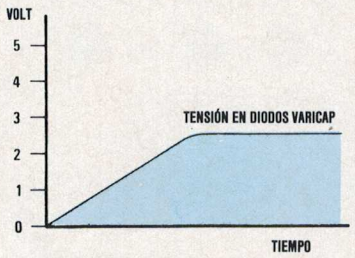


Fig. 2. **Para que el PLL funcione correctamente, es necesario que la bobina osciladora de AF pueda oscilar a la frecuencia deseada, aplicando a los diodos varicap una tensión comprendida entre los 2 y los 3 voltios. Como se observa en este gráfico, la tensión en el condensador C1 va subiendo lentamente, de 0 voltios al valor necesario.**

cada una de las distintas fases.

Sólo de esta forma, aprendiendo nociones teóricas nuevas, podréis intentar la realización de esquemas ideados por vosotros mismos.

En este caso concreto, como es muy importante entender a fondo la función del PLL utilizado en este proyecto, os aconsejamos observar atentamente la figura 1, donde se ha reducido a lo esencial el interior de este integrado, mostrando únicamente la patilla de salida 13 más dos interruptores: el S1 que enlaza la patilla 13 con el positivo de alimentación, y el S2, que la enlaza a masa.

Teniendo en cuenta que, cuando se enciende el excitador, el interruptor S1 queda siempre cerrado, en la patilla 13 recogemos entonces la tensión positiva máxima de 5 voltios.

Como a esta patilla, por medio de la resistencia R1, está conectado el condensador electrolítico C1, éste comienza a cargarse lentamente a 0,2-0,5-0,7-1,2-1,5 voltios, hasta alcanzar, al poco tiempo, la tensión máxima de la patilla 13, es decir 5 voltios.

Como la tensión presente en el condensador electrólitico C1 se utiliza para alimentar los diodos varicap conectados en paralelo con la bobina osciladora L1, es evidente que si la frecuencia de ésta, generada con el PLL apagado, es de 26.000 KHz, comienza a subir, llegando a 26.500, luego a 27.000 KHz, hasta alcanzar los 30.000 KHz con la tensión máxima de 5 voltios.

De hecho, con una tensión de 0 voltios, los diodos varicap presentan la capacidad máxima y, por lo tanto, el oscilador oscila a la frecuencia más baja; por el contrario, con 5 voltios, la capacidad de los diodos varicap es la mínima y, por lo tanto, oscila a una frecuencia más elevada.

La patilla 14 de este PLL sirve para aplicar en ella la «frecuencia de comparación», es decir aquella que utiliza para compararla con la generada por el oscilador AF dotado de diodos varicap, que se aplica en la patilla 3.

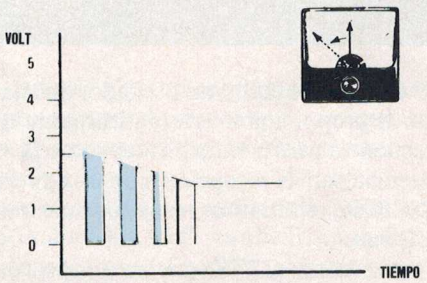


Fig. 3 Cuando el PLL ha enganchado la frecuencia del oscilador AF, si ésta tiende a aumentar ligeramente, el interruptor S2 existente en el interior del PLL, proporciona en salida impulsos negativos, más o menos amplios, para poder reducir la tensión del condensador electrolítico C1 y, por consiguiente, de los diodos varicap.

Si antes de alcanzar los 5 voltios positivos, la bobina osciladora no logra proporcionar la misma frecuencia de comparación que hemos aplicado a la patilla 14, el PLL se bloquea.

Si, con una tensión de 2,8 voltios, el oscilador genera una frecuencia idéntica a la de comparación (figura 2), se abre

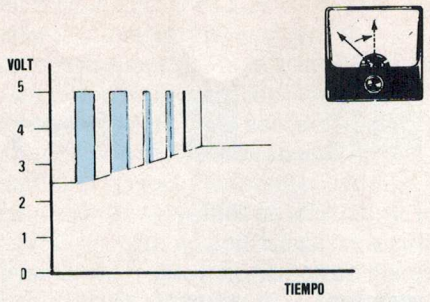


Fig. 4. **Si, por el contrario, la frecuencia del oscilador AF tiende a disminuir, es el interruptor S1 el que entra en acción, proporcionando en salida, sobre la patilla 13, impulsos positivos para poder aumentar la tensión en el condensador electrolítico C1 y, por consiguiente, en los diodos varicap.**

En la práctica podríamos afirmar que, una vez que el PLL ha «enganchado» la frecuencia del oscilador con la frecuencia de comparación, la mantiene con mayor estabilidad de la que podría proporcionar un oscilador de cuarzo.

Por ejemplo, si la frecuencia tiende a aumentar ligeramente, el PLL —a través de S2— proporciona en salida unos impulsos negativos (figura 3), con lo que hace bajar la tensión del condensador de 2,8 a 2,79-2,75 voltios.

Por el contrario, si la frecuencia tiende a disminuir, por medio de S1, proporciona en la salida, patilla 13, unos impulsos positivos y, en este caso, la tensión sube de, 2,8 voltios a 2,85-2,90 voltios (ver figura 4).

Si la diferencia no es de unos pocos Hertzios, sino de algunos Megahertzios, la tensión sufre una variación más importante, pudiendo pasar

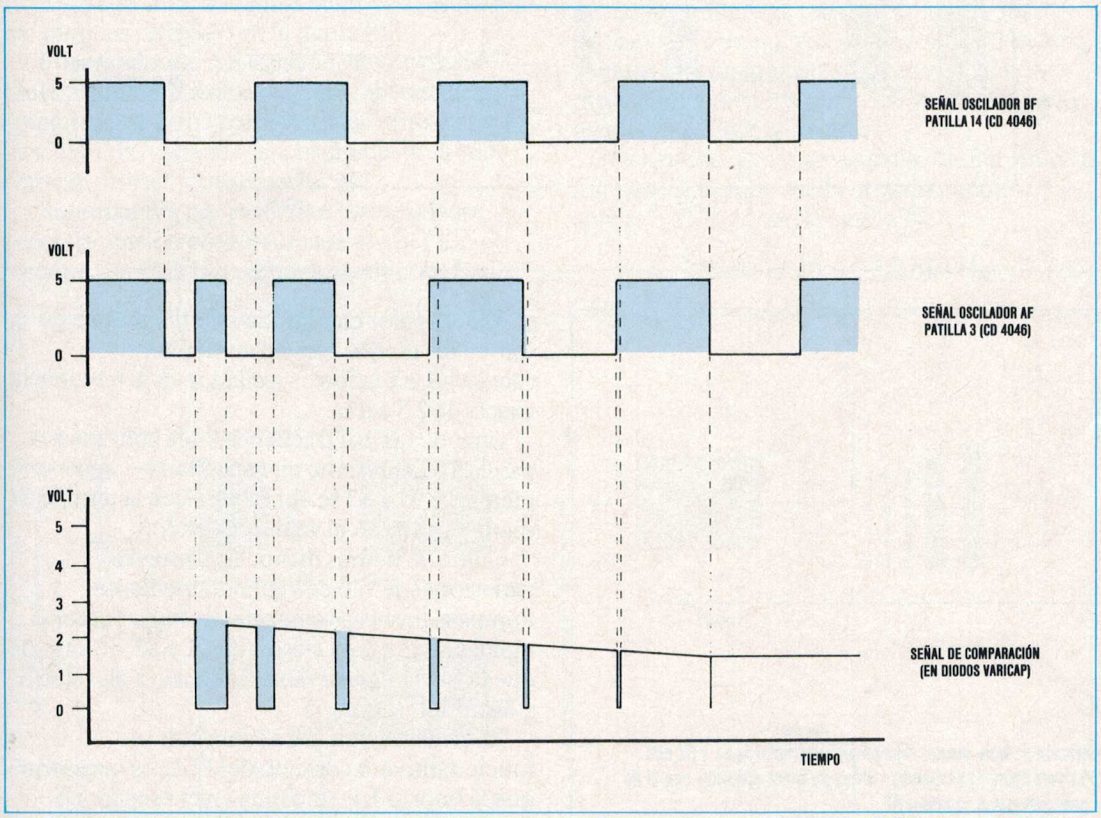


Fig. 5. **Las pequeñas correcciones de frecuencia, es decir el cierre intermitente de los interruptores S1 y S2, se realiza comparando la frecuencia aplicada en la patilla 14 con la frecuencia del oscilador AF, que se aplica a la patilla 3. Al detectar una diferencia (en este caso, la frecuencia del oscilador AF tiende a aumentar), el interruptor S2 se cierra con intervalos decrecientes, para poder reducir la tensión en los diodos varicap.**

automáticamente el interruptor S1 y entra en funcionamiento la «comparación de fase».

Con el interruptor S1 cerrado se lograba una «comparación de frecuencia».

Con la «comparación de fase», el PLL, tras haber cargado el condenador electrolítico C1 a la tensión necesaria para conseguir esta frecuencia, corrige cualquier variación en más o en menos, aunque sólo sea de unos Hz, cerrando durante unos instantes el interruptor S1 o el S2, para aumentar o reducir ligeramente la tensión con el fin de compensar cualquier pequeño deslizamiento en frecuencia.

de 2,8 a 4 voltios, o a 1 voltio y, tras haberse estabilizado, volveríamos a tener en la salida, patilla 13, unos pequeños impulsos negativos o positivos para corregir las pequeñas variaciones de escasos Hertzios.

Por consiguiente, si en la patilla 14 (patilla de comparación), aplicamos una frecuencia de 3 MHz, recogida de un oscilador variable externo, e introducimos la señal del segundo oscilador —accionado por los diodos varicap— en la patilla 3, el condensador C1 (conectado por medio de la resistencia R1 a la patilla 13 del PLL) empieza a cargarse. La tensión comienza a subir de 0 voltios a 0,5-1-1,5 voltios, etc.; de esta forma, se modifica la capacidad de los diodos varicap y, en consecuencia, la frecuencia de este oscilador.

Si, a una tensión de 2 voltios, el circuito oscila

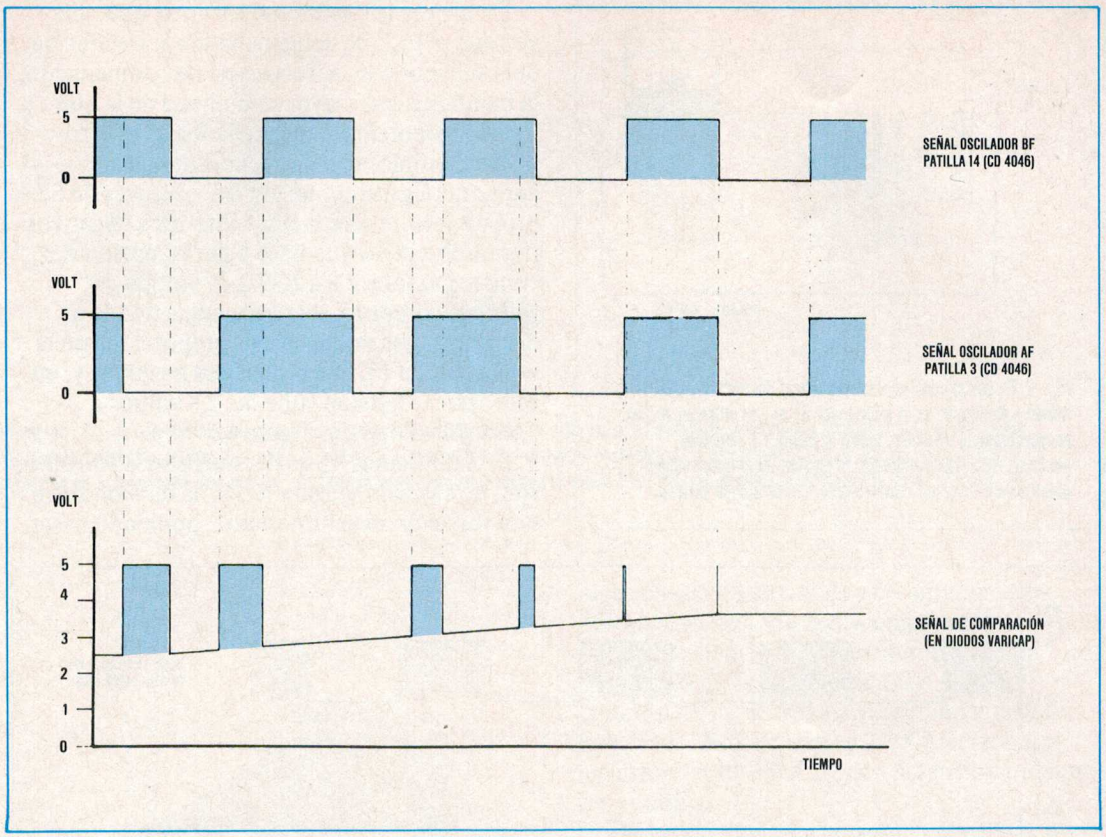


Fig. 6. **Suponiendo que la frecuencia del oscilador AF tienda a disminuir, el PLL, al comparar la fase de ambas señales, detecta este error y, en consecuencia, al tener que aumentar la tensión en los diodos varicap, es el interruptor S1, existente en el interior del PLL, el que se cierra con intervalos decrecientes con el fin de aumentar la tensión positiva en el condensador C1 y en los diodos varicap.**

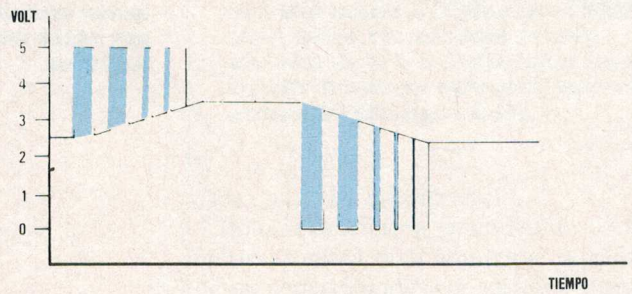


Fig. 7. **En la práctica, con la comparación de fase, los dos hipotéticos interruptores S1 y S2 que hemos dibujado en el interior del PLL (ver figura 1) se cierran y abren de forma continua, con el fin de mantener estable la frecuencia generada por el oscilador AF.**

a 3 MHz, al ser esta frecuencia idéntica a la existente en la patilla 14, el PLL –por medio de S1–, interrumpe el suministro de la tensión positiva sobre el condensador electrolítico.

Si ahora modificamos la frecuencia aplicada en la patilla 14, de 3 a 5 MHz, el PLL vuelve a cerrar S1 para aumentar la tensión sobre el condensador electrolítico C1 para que los diodos varicap, al reducir su capacidad, logren hacer que la bobina oscile a 5 MHz.

Si, por el contrario, en la patilla 14 bajamos la frecuencia de 3 a 2,5 MHz, el PLL cierra el interruptor S2 y, en consecuencia, la tensión en el condensador electrolítico C1 disminuye de valor y los diodos varicap aumentan su capacidad, situando al oscilador en la frecuencia exacta de 2,5 MHz.

Cuando las dos frecuencias –la aplicada a la patilla 3 y la presente en la patilla 14–, son idénticas, S1 y S2 se abren para que la tensión se mantenga fija en el valor requerido.

Como ya hemos dicho, las pequeñas variaciones se van corrigiendo mediante impulsos positivos o negativos, logrados con rápidas aperturas y cierres de S1 y S2, en caso de que la frecuencia tuviera tendencia a elevarse o a disminuir (figura 7).

Es evidente que, para conseguir un funcionamiento correcto del PLL, es necesario que la bobina L1 –incluida en el oscilador accionado por los diodos varicap–, tenga un número de espiras adecuado, con el fin de que pueda sintonizar a la frecuencia que deseamos, con una tensión comprendida entre los 2 y los 3 voltios.

Suponiendo que fuera necesario aplicar 8 voltios positivos a los diodos varicap para conseguir, como en el ejemplo puesto antes, 3 MHz, nuestro PLL se vería imposibilitado para actuar, ya que su campo de acción está limitado a un máximo de 5 voltios positivos.

Por último, si para conseguir 3 MHz fuera necesario aplicar a los diodos varicap 4,99 voltios, es evidente que tampoco en este caso podríamos pretender un funcionamiento perfecto, ya que positivamente sólo podríamos variar los diodos varicap 0,01 voltios. Por lo tanto, si la frecuencia tendiera a aumentar

considerablemente, el PLL no podría ya controlarla, mientras que, en negativo, tendríamos una excursión de hasta 4,99 voltios.

Si, por el contrario, para conseguir una frecuencia de 3 MHz fuera necesario aplicar a los diodos varicap 0,2 voltios positivos, tendríamos el "defecto" contrario, es decir podríamos variar 4,8 voltios positivamente los diodos varicap, pero no podríamos corregirla negativamente, ya que tendríamos un margen de tensión de tan solo 0,2 voltios. En cambio, si se logra hacer que el circuito oscile a 3 MHz con una tensión de 2,5 voltios en los diodos varicap, tendremos la posibilidad de disminuir la tensión de 2,5 a 0 voltios y de aumentarla de 2,5 a 5 voltios, es decir la posibilidad de corregir variaciones más amplias en + y en -, respecto a la frecuencia de trabajo.

Aclarado ésto, podemos pasar ya al esquema de bloques reflejado en la figura 8.

El oscilador de AF reproducido en dicha ilustración, se puede considerar adecuado para explorar una gama comprendida entre los 25 y los 29 MHz, variando la tensión de los diodos varicap de 0 a 5 voltios positivos.

Suponiendo, por caso, que este oscilador —con la tensión proporcionada por el PLL— oscila a 27.000 KHz, como se puede ver, esta frecuencia llega a una fase oscilador/mezclador en la que se puede montar un cuarzo de 21.400 KHz o de 20.945 KHz.

Si se monta el cuarzo de 21.400 KHz, al mezclar esta frecuencia con la de 27.000 KHz generada por el oscilador de AF controlado por los diodos varicap, obtenemos por sustracción en salida, una frecuencia de:

27.000 - 21.400 = 5.600 KHz.

Esta frecuencia se aplica entonces a una fase divisora que la divide por 2.560 veces, logrando de esta forma una frecuencia de 2.187,5 Hz.

Como se puede observar, estos 2.187,5 Hz son lo que se deben aplicar en la patilla 3 del PLL.

En función de este cálculo, resulta evidente que si hemos aplicado en la patilla 3 una frecuencia de 2.187,5 Hz, para poder conseguir la frecuencia de 27.000 Hz, tenemos que haber aplicado previamente en la patilla 14, 2.187,5 Hz. Si modificamos entonces la frecuencia de BF aplicada a la patilla 14, cambiándo de 2.187,5 a 2.236,4 Hz, el PLL, al comprobar una diferencia, se encarga de modificar instantáneamente la tensión en los diodos varicap, de forma que el oscilador de AF pueda generar una frecuencia que, convertida por el mezclador y dividida por 2.560 veces, dé como resultado 2.236,4 Hz exactos.

Realizando un simple cálculo, descubrimos la frecuencia a la que oscila nuestro circuito, al aplicar 2.236,4 Hz en la patilla 14.

2.236 x 2.560 = 5.725.184 Hz

(frecuencia de BF multiplicada por 2.560 veces)

5.725.184 : 1.000 = 5.725 KHz

(frecuencia convertida en KHz)

5.725 + 21.400 = 27.125 KHz

(frecuencia sumada a la del cuarzo)

En este caso, el oscilador AF oscila a 27.125 KHz.

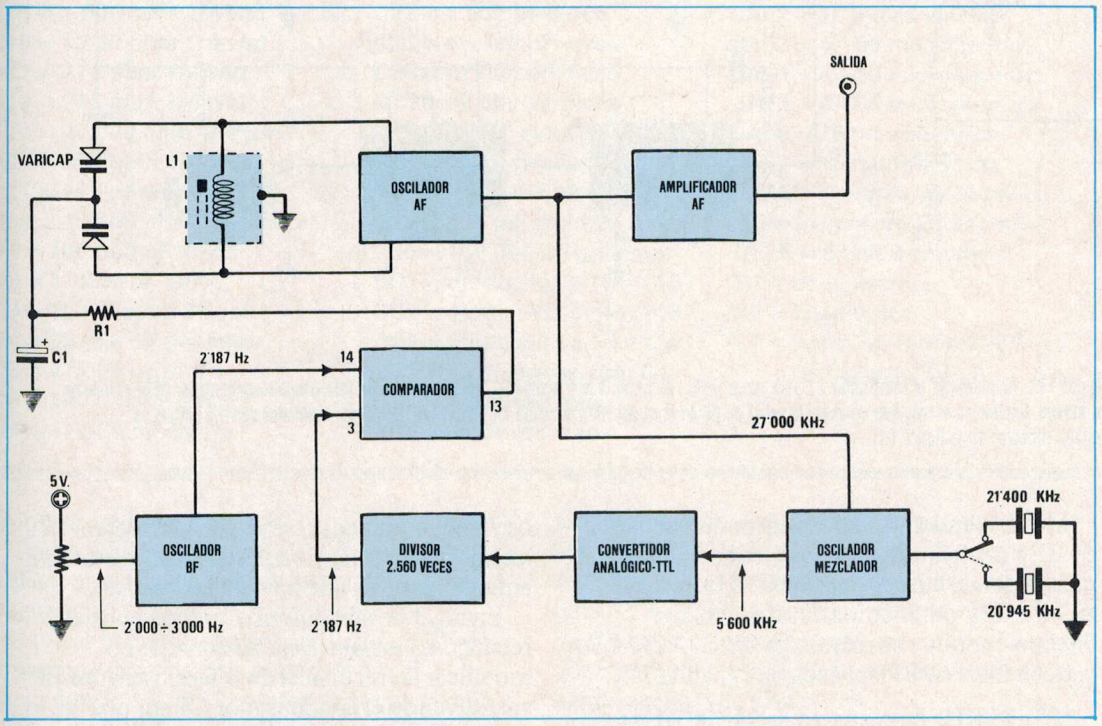


Fig. 8. **Esquema de bloques del VFO para la gama de 27 MHz. Como se explica en el artículo, la señal del oscilador AF se convierte en una señal de BF por medio de un oscilador/mezclador controlado por cuarzo. Esta señal de BF se divide por 2.560 veces y, por último, se aplica a la patilla 3 del PLL. Como señal de comparación para ser aplicada a la patilla 14, se utiliza una señal de BF generada por un oscilador variable.**

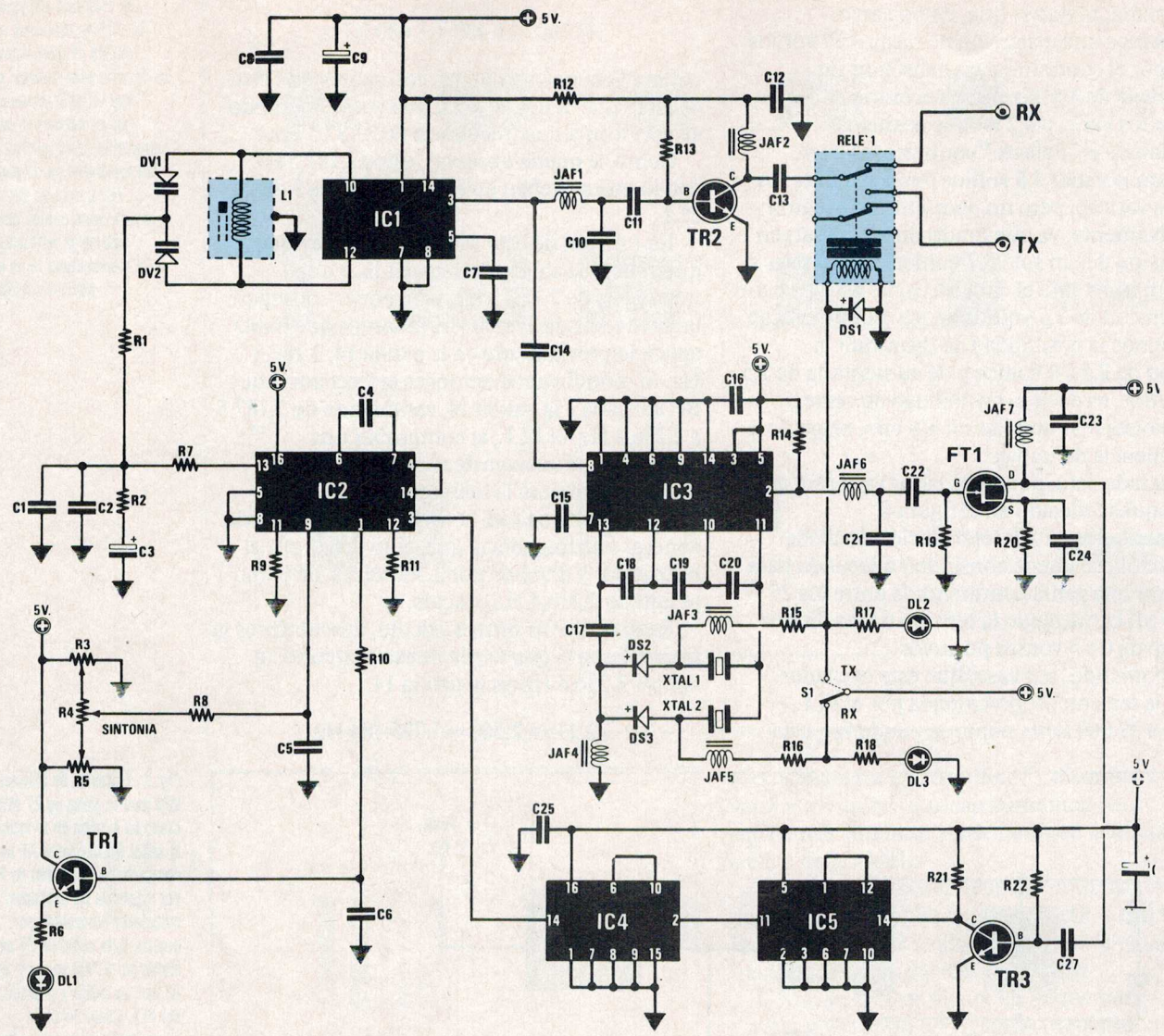


Fig. 9. **Esquema eléctrico del VFO con PLL. Al conmutar el interruptor S1 para pasar de la recepción a la transmisión, conectamos en la fase oscilador/mezclador (IC3) el cuarzo XTAL1 de 21.400 KHz y, al mismo tiempo, excitamos el relé que conmuta la señal de AF de la salida RX a la salida TX. Todos los terminales indicados con +5 voltios se conectarán con la fase de alimentación reflejada en la figura 10.**

Manteniendo fija la frecuencia del oscilador de BF y cambiando en la fase oscilador/ mezclador, el cuarzo de 21.400 KHz por el de 20.945 KHz, obtenemos dos frecuencias distintas, aunque se mantenga fija en 2.236,4 Hz la frecuencia de BF aplicada en la patilla 14.

27.125 KHz (con cuarzo de 21.400 KHz)
26.670 KHz (con cuarzo de 20.945 KHz)

Llegados a este punto, es fácil suponer cómo se consigue obtener, de este VFO sintetizado, tanto la frecuencia de transmisión como la de recepción; lógicamente, para una frecuencia intermedia de 455 KHz. En efecto:

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

Sustituyendo sólo el cuarzo en la fase oscilador-mezclador, se pueden conseguir del mismo VFO, otras frecuencias muy distintas a aquellas para las que ha sido proyectado.

En lugar de sustituir el cuarzo se podría recurrir a otra solución que consiste en modificar la frecuencia de la fase oscilador BF, sustituyendo el condensador C4 por otro de una capacidad distinta (ver figura 9).

En nuestro caso, para poder conseguir de este sintetizador todas las frecuencias CB, tanto de recepción como de transmisión, la bobina utilizada tiene que ser capaz de explorar desde un mínimo de 26.900 KHz hasta un máximo de 27.700 KHz, y para ello, el oscilador de BF tiene que oscilar de un mínimo de 2.326 Hz a un máximo de 2.460 Hz; teniendo, por lo tanto, una excursión de tan solo 134 Hz.

Esta excursión, según lo prefiramos, se puede

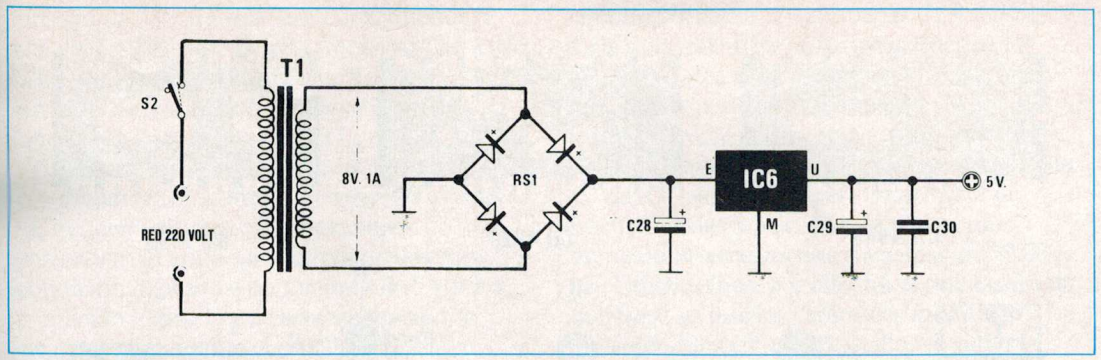


Fig. 10. **Esquema eléctrico del alimentador estabilizado, necesario para completar el VFO. El alimentador y sus componentes se alojarán en el mismo circuito impreso que el VFO.**

COMPONENTES LX503

R1 = 56.000 ohm 1/4 wat
R2 = 100 ohm 1/4 wat
R3 = 1.000 ohm trimmer
R4 = 10.000 ohm pot 10 vueltas
R5 = 1.000 ohm trimmer
R6 = 220 ohm 1/4 wat
R7 = 56.000 ohm 1/4 wat
R8 = 22.000 ohm 1/4 wat
R9 = 10.000 ohm 1/4 wat
R10 = 22.000 ohm 1/4 wat
R11 = 10.000 ohm 1/4 wat
R12 = 100 ohm 1/4 wat
R13 = 4.700 ohm 1/4 wat
R14 = 1.000 ohm 1/4 wat
R15 = 1.000 ohm 1/4 wat
R16 = 1.000 ohm 1/4 wat
R17 = 270 ohm 1/4 wat
R18 = 270 ohm 1/4 wat
R19 = 47.000 ohm 1/4 wat
R20 = 100 ohm 1/4 wat
R21 = 470 ohm 1/4 wat
R22 = 10.000 ohm 1/4 wat
C1 = 100.000 pF disco
C2 = 47.000 pF disco
C3 = 10 mF elect 25 volt
C4 = 39.000 pF poliéster
C5 = 47.000 pF disco
C6 = 100.000 pF disco
C7 = 47.000 pF disco
C8 = 47.000 pF disco
C9 = 100 mF elect 25 volt
C10 = 27 pF disco
C11 = 220 pF disco
C12 = 47.000 pF disco
C13 = 1.000 pF disco
C14 = 100 pF disco
C15 = 47.000 pF disco
C16 = 47.000 pF disco
C17 = 1.000 pF disco
C18 = 15 pF disco
C19 = 56 pF disco
C20 = 15 pF disco
C21 = 15 pF disco
C22 = 1.000 pF disco
C23 = 47.000 pF disco
C24 = 47.000 pF disco
C25 = 47.000 pF disco
C26 = 10 mF elect 25 volt
C27 = 1.000 pF disco
C28 = 1.000 mF elect 16 volt
C29 = 100 mF elect 25 volt
C30 = 100.000 pF poliéster
DS1 = diodo silicio 1N.4148
DS2 = diodo silicio 1N.4148
DS3 = diodo silicio 1N.4148
DV1-DV2 = varicap BB.204
DL1 = diodo led rojo
DL2 = diodo led rojo
DL3 = diodo led verde
RS1 = puent. rect. 40V-1A
TR1 = NPN tipo BC.317
TR2 = NPN tipo 2N.914
TR3 = NPN tipo 2N 914
FT1 = fet tipo BF.244
IC1 = MC.1648
IC2 = CD.4046
IC3 = SO.42P
IC4 = CD.4520
IC5 = SN.7490
IC6 = uA.7805
L1 = bobina 30 MHz
JAF1 = 1 microhenrio
JAF2 = 18 microhenrios
JAF3 = 47-50 microhenrios
JAF4 = 47-50 microhenrios
JAF5 = 47-50 microhenrios
JAF6 = 18 microhenrios
JAF7 = 18 microhenrios
XTAL1 = cuarzo 21.400 KHz
XTAL2 = cuarzo 20.945 KHz
RELE = 6 volt 2 circuitos
S1 = conmutador
S2 = interruptor
T1 = transf. primario 220V secundario 8V-1A

ampliar o reducir.

Para salir de la gama de CB tenemos que utilizar para L1 una bobina adecuada a la frecuencia de trabajo elegida y, a ser posible, modificar la frecuencia del oscilador de BF de forma que la frecuencia generada por el oscilador de AF, una vez mezclada con la del cuarzo y dividida por 2.560 veces, sea siempre equivalente a la de BF aplicada en la patilla 14 del PLL.

Esquema eléctrico

Una vez explicados los principios de funcionamiento, podemos pasar ya al esquema eléctrico, recogido en la figura 9.

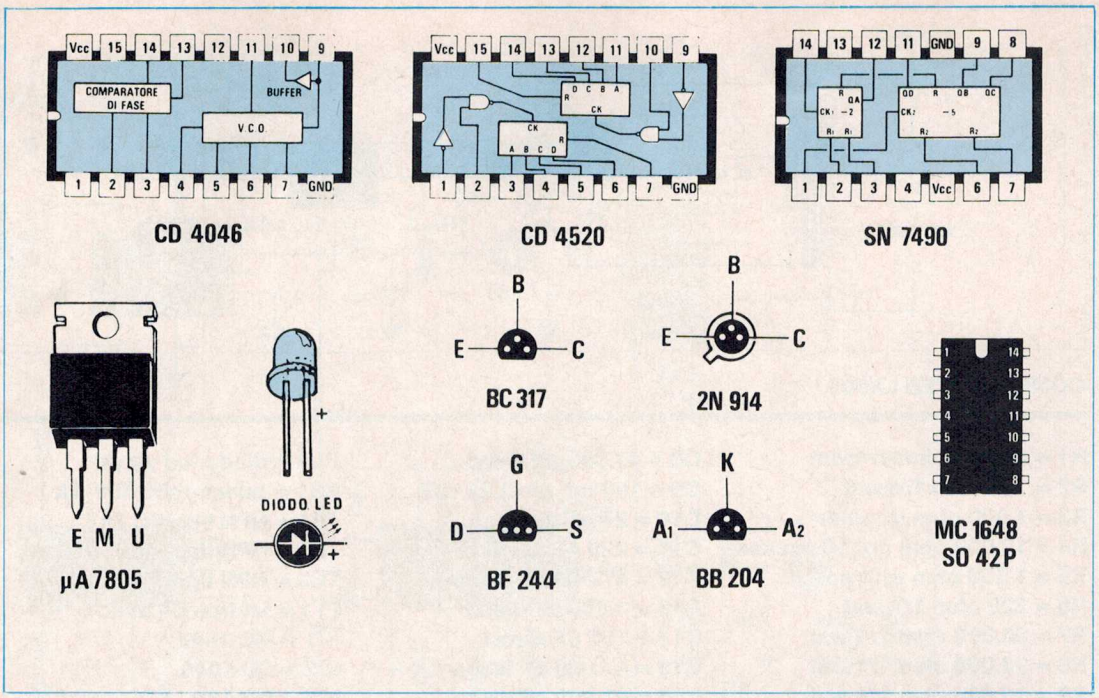
Comenzaremos por el oscilador libre de AF, para el que hemos utilizado el integrado MC.1648 (IC1), que nos permite —de forma muy sencilla— proporcionar en salida, con una tensión de alimentación de 5 voltios, una señal de AF con una potencia más que suficiente para gobernar una primera etapa amplificadora de banda ancha (ver TR2).

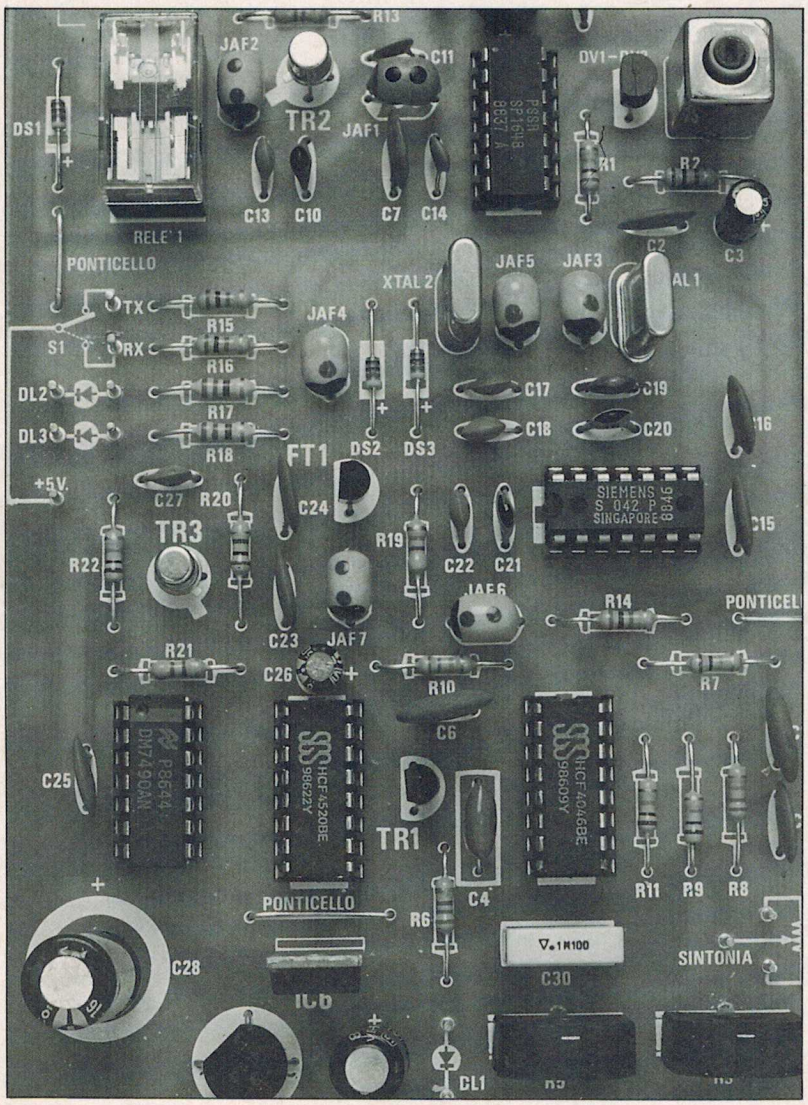
Como se puede observar, basta con aplicar entre las patillas 10-12 de este integrado, una bobina corriente que se sintonice aproximadamente a 30 MHz, para disponer ya de un oscilador de AF.

Como es lógico, en los extremos de esta bobina, está presente el doble diodo varicap DV1-DV2, tipo BB.204, capaz de hacer variar la frecuencia del oscilador en función de la tensión proporcionada por la patilla 13 del PLL.

Desde la patilla de salida del MC.1648 (patilla

Fig. 11. **Conexiones de los integrados, vistos desde arriba. En los transistores, el fet y el doble diodo varicap BB204, los terminales se ven desde abajo.**





3), la señal de AF, por medio de un adaptador de impedancia formado por la JAF1 y por C10, alcanza la base del transistor TR2, un 2N.914, que consigue proporcionar en salida una señal de aproximadamente 30 miliwatios.

Puntualizaremos que las dos impedancias JAF1 y JAF2 son adecuadas para una gama comprendida entre los 10 y los 40 MHz y, por consiguiente, para frecuencias distintas hay que modificar estos valores con el fin de poder conseguir una perfecta adaptación de impedancia para la entrada y la salida de TR2.

También de la patilla 3, por medio del condensador C14, se recoge del oscilador la señal de AF para aplicarla al oscilador-mezclador controlado por cuarzo, un SO.42P, indicado en el esquema eléctrico como IC3.

Se puede observar fácilmente que los dos cuarzos de 21.400 KHz (para el TX) y de 20.945 KHz (para el RX), se conectan a dicha fase con un sencillo conmutador de diodos.

Al proporcionar, por medio de S1, una tensión de 5 voltios positivos al diodo DS2, el SO.42P oscila con el cuarzo de 21.400 KHz; al proporcionar tensión al diodo DS3, oscila con el cuarzo de 21.945 KHz.

En la patilla de salida 2 de IC3 encontramos las dos frecuencias mezcladas, es decir la proporcionada por el oscilador libre (aplicada a la patilla 8) más la generada por el cuarzo.

Suponiendo que el oscilador AF genere una frecuencia de 27.125 KHz y que en el oscilador de cuarzo esté conectado el de 21.400 KHz, en la salida encontraremos estas dos frecuencias:

$$27.125 + 21.400 = 48.525 \text{ KHz}$$
$$27.125 - 21.400 = 5.725 \text{ KHz}$$

Como a nosotros sólo nos interesa el resultado de la resta, es decir los 5.725 KHz, con el filtro JAF6-C21 eliminamos la frecuencia

conseguida con la suma; por consiguiente, al gate del fet FT1 sólo llega la frecuencia de 5.725 KHz que, una vez amplificada, hay que convertir de frecuencia analógica a una digital compatible con integrados TTL.

En efecto, ya es sabido que un integrado TTL sólo acepta en su entrada condiciones lógicas 0-1, es decir señales cuyas variaciones de tensión varían entre un mínimo de 0 voltios (condición lógica 0) y un máximo de 5 voltios (condición lógica 1) y de esta adaptación se encarga precisamente el transistor TR3.

La frecuencia de 5.725 KHz, convertida en digital (onda cuadrada), se puede aplicar de inmediato a la patilla 14 de IC5, un integrado SN.7490, capaz de operar hasta un máximo de 35-40 MHz, que se encarga de dividirla por 10, logrando así en su salida, patilla 11, una frecuencia de 572,5 KHz, equivalentes a 572.500 Hz.

Esta frecuencia alcanza la patilla de entrada del integrado IC4, un C/Mos tipo CD.4520, que se encarga de dividirla 256 veces más; por lo tanto, en su salida, patilla 14, tenemos una frecuencia de:

572.500 : 256 = 2.236,5 Hz

Por consiguiente, los dos integrados IC5 e IC4, forman esa fase que se encarga de dividir la frecuencia convertida por IC3 por 2.560 veces.

Los 2.236,5 Hz se aplican entonces a la entrada (patilla 3) del integrado comparador de frecuencia y de fase IC2, un PLL de C/Mos CD.4046 para poderla comparar con la frecuencia generada por el oscilador BF, que, por el contrario, se aplica a la patilla 14.

Como este PLL dispone en su interior de un circuito oscilador propio, capaz de funcionar de 1 Hz a 500.000 KHz aproximadamente, lo aprovecharemos para generar la frecuencia de BF variable, que se requiere para esta patilla, sin tener que realizar una etapa complementaria.

El condensador C4, aplicado entre la patilla 6 y 7 del CD.4046, sirve para determinar la frecuencia de trabajo. Para la que hemos escogido se necesita una capacidad de 39.000 pF. Utilizaremos, por ello, un condensador de poliéster, ya que los cerámicos modifican considerablemente la capacidad al variar la temperatura.

De la patilla 4 del mismo integrado sale la frecuencia generada de onda cuadrada, que aplicamos a la patilla 14 para que la compare con la recogida del divisor por 2.560 veces, aplicada en cambio en la patilla 3.

Para poder modificar la frecuencia de BF dentro de la gama deseada, basta con modificar la tensión de la patilla 9 del CD.4046, de 0 a +5 voltios y, para ello, se utiliza un potenciómetro profesional de 10 vueltas, indicado en el esquema eléctrico como R4.

En este esquema eléctrico se puede observar que los dos extremos de este potenciómetro no están conectados uno a +5 voltios y otro a masa, sino que están conectados a los cursores de dos trimmers de 1.000 ohmios (ver R3 y R5), cuyos terminales están conectados, uno a masa y otro a la tensión positiva de 5 voltios.

Este truco nos permite —como luego explicaremos— ensanchar o restringir la gama de trabajo de nuestro sintetizador.

Si el cursor del trimmer R3 se gira totalmente a masa y el del trimmer R5 totalmente hacia el positivo, girando el potenciómetro R4 de un

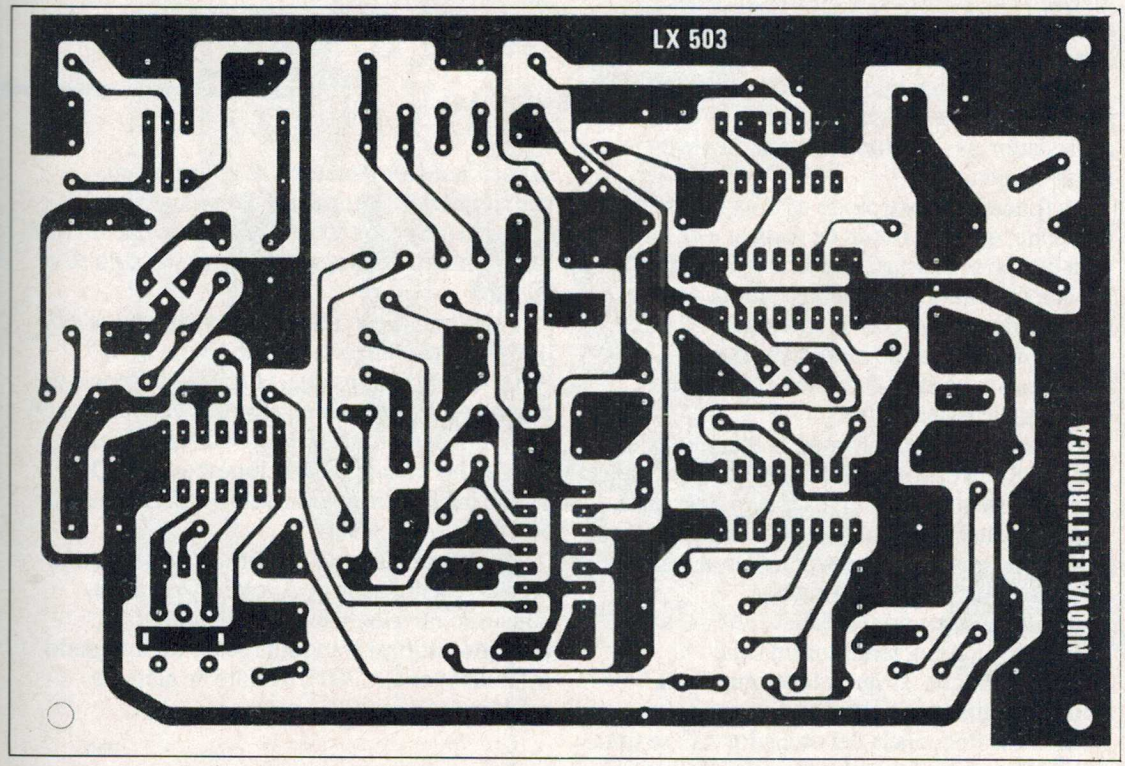


Fig. 12. **Dibujo a tamaño natural del circuito impreso necesario para realizar este VFO con PLL.**

extremo a otro, podremos conseguir la excursión máxima, es decir aproximadamente 4 MHz (de 25 a 29 MHz o de 26 a 30 MHz).

Cómo es evidente que para la CB nos interesa cubrir una gama más restringida –por ejemplo de 26.950 KHz a 27.255 KHz–, para la que podríamos necesitar un máximo de 4 voltios y un mínimo de 2 voltios positivos, podremos girar el cursor del trimmer R3 hasta conseguir este máximo de 4 voltios positivos y el otro trimmer R5 hasta conseguir un máximo de 2 voltios positivos; de esta forma, se puede explorar sólo la gama deseada, logrando así con el potenciómetro de 10 vueltas, una mayor exactitud de la sintonización.

De hecho, en el primer caso, con 10 vueltas teníamos una excursión de 4 MHz; en el segundo caso, con el mismo número de vueltas, disponemos de una excursión de tan sólo 0,3 MHz.

Cuando las dos frecuencias –es decir, la del oscilador AF y la de BF–, son idénticas, en la patilla 1 del integrado CD.4046 (IC2) aparece una tensión positiva que utilizamos para gobernar la base del transitor TR1, al que va conectado el diodo led DL1.

Cuando se enciende este diodo, significa que el circuito PLL está "enganchado", es decir que el oscilador AF funciona correctamente en la gama elegida.

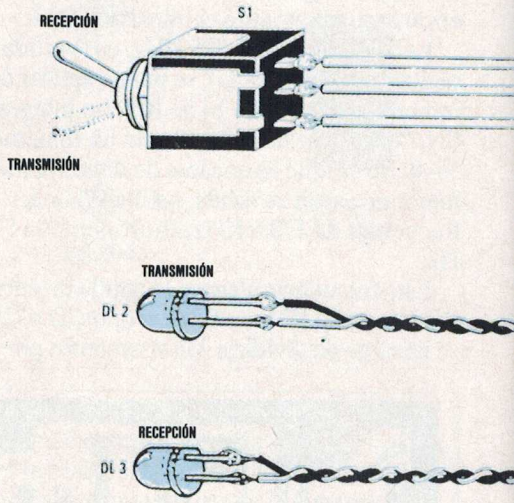
La función de este diodo es muy importante: de hecho, quienes traten de realizar este circuito para otras frecuencias, utilizando para L1 una bobina distinta a la que aconsejamos, o cambiando el cuarzo en el integrado SO42P, podrán comprobar de inmediato si las modificaciones efectuadas se adaptan a las características del circuito.

Como podréis comprobar, la estabilidad en frecuencia de este sintetizador es siempre mejor que la conseguida con un oscilador de cuarzo, ya que incluso las pequeñas variaciones de frecuencia que pudieran producirse al variar la temperatura, quedan "corregidas" automáticamente por el PLL.

En este circuito, tenemos un sólo componente que, al variar la temperatura, podría modificar, en algunas decenas de hertzios, la frecuencia del oscilador AF: se trata del condensador C4 aplicado en las patillas 6-7 de IC2 pero, más adelante, veremos que este inconveniente se compensa de forma automática.

En teoría, en las condiciones más desfavorables, es decir con un "salto" de temperatura de +/-10 grados, la desviación máxima de frecuencia deberia oscilar alrededor de los 800 Hz; en consecuencia, al transmitir a 27.125 KHz, el oscilador podría desplazarse, como máximo, a 27.125,8 KHz o a 27.124,2 KHz.

Por el contrario, en la práctica, y teniendo en cuenta que al aumentar la temperatura, la frecuencia de un cuarzo (en nuestro caso el de 21.400 y de 20.945 KHz) tiende a reducirse en unas decenas de hertzios, mientras que el condensador poliéster C4 tiende a incrementar la frecuencia del oscilador BF ante cualquier



variación de temperatura, se consigue una compensación automática de frecuencia.

Por lo tanto, los 800 hertzios de variación que hemos mencionado, se reducen a tan solo 50 ó 70 Hz.

Tomando como referencia un oscilador AF, que lleva un cuarzo corriente CB de 27.125 KHz, observaremos que, con una diferencia de pocos grados, se pueden alcanzar variaciones de aproximadamente 2.000 ó 2.500 Hz, mientras que, en las mismas condiciones, este VFO puede introducir una variación máxima de 50-70 Hz.

Para alimentar este circuito, se necesita una tensión estabilizada de 5 voltios y como el consumo no supera los 100 miliamperios, podemos utilizar tranquilamente un integrado estabilizador UA.7805, carente de aleta de refrigeración.

Realización práctica

El circuito impreso realizado para este proyecto tiene la sigla LX.503 y se puede ver, a tamaño natural, en la figura 12.

En él se montan todos los componentes y como siempre, se empieza por los zócalos para los integrados, pasando luego a las resistencias, los condensadores cerámicos y de poliester y, por último, los electrolíticos, respetando su polaridad.

Al observar la figura 13, se ve claramente que el circuito impreso hay que montar tres puentes, uno situado sobre R7, uno entre IC6 e IC4 y el

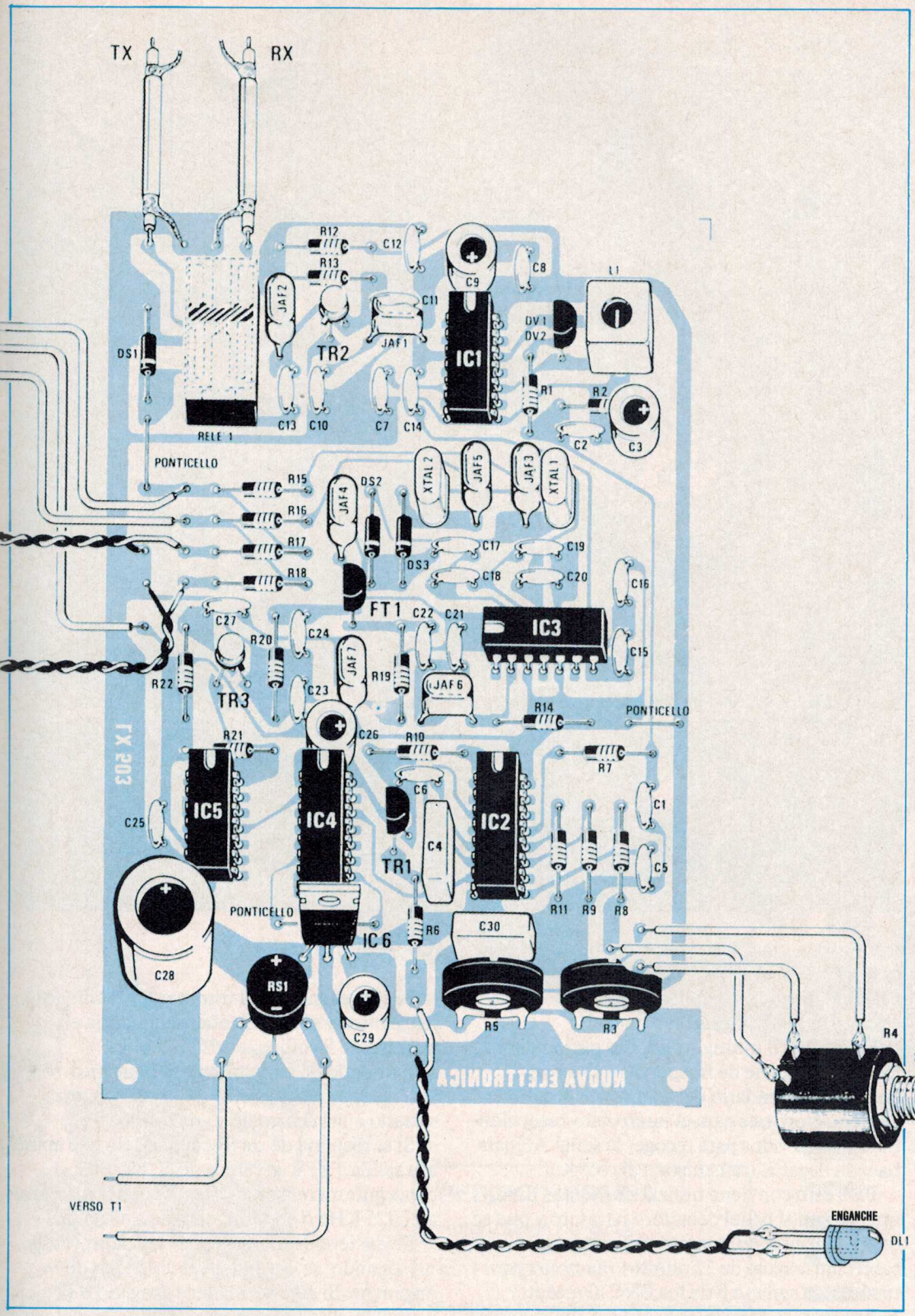


Fig. 13. **Esquema práctico de montaje del VFO. En este esquema se observa la sencillez del circuito. Hay que tener cuidado de no olvidarse de realizar en el circuito impreso, el puente situado bajo DS1 (ver arriba), el situado sobre R7 (ver a la derecha) y el situado entre IC4 e IC6, que en este dibujo queda ligeramente oculto. Además, hay que tratar de no confundir los dos cuarzos para conseguir la frecuencia de transmisión al pasar a recepción y al contrario.**

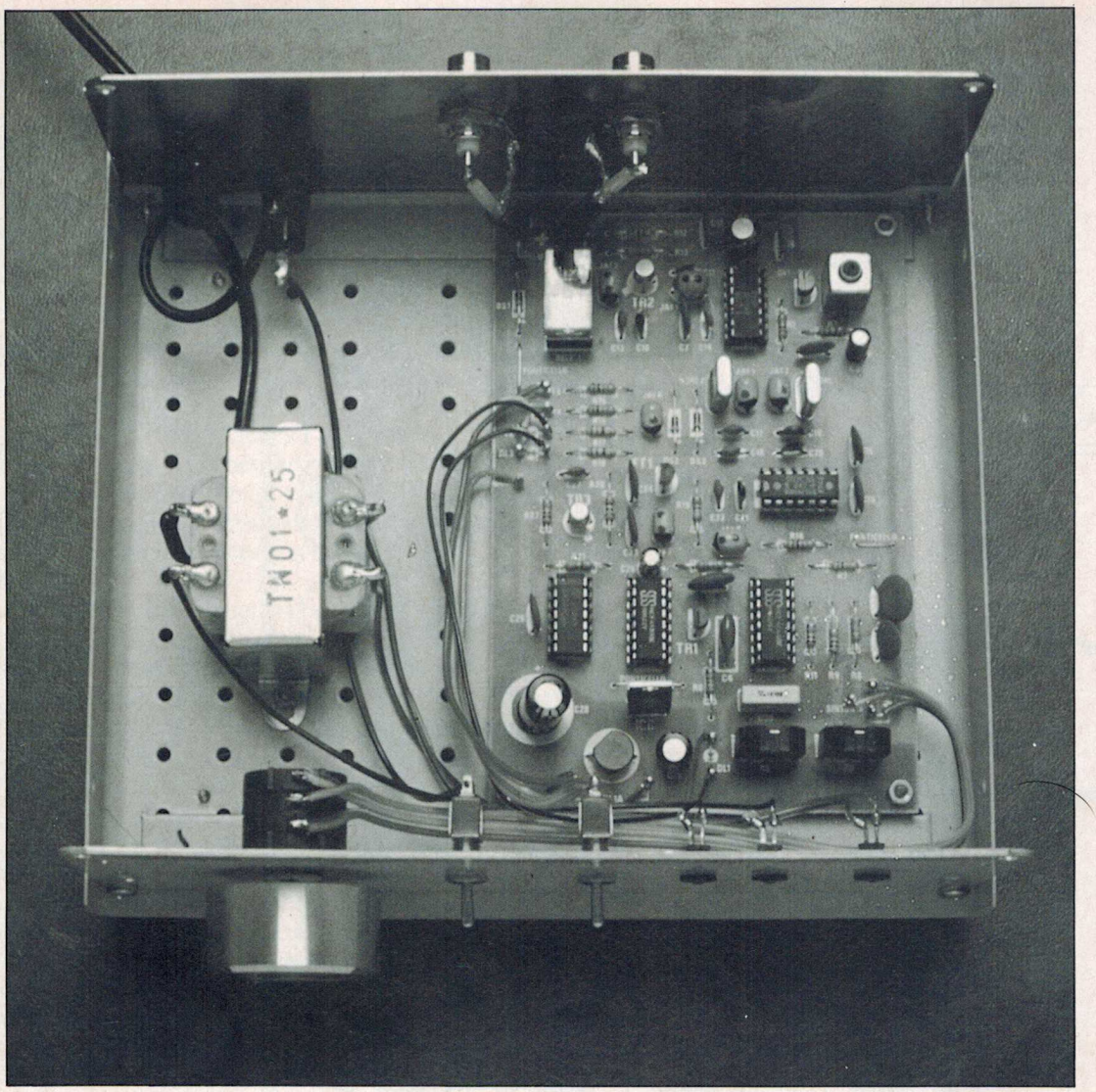
tercero debajo de DS1.

Luego se montan los dos transistores, el fet, los diodos de silicio y el varicap BB.204, los dos trimmers y todas las impedancias JAF, cuyo valor se averigua por medio de los códigos de colores que llevan.

Por último, se monta la bobina L1 que, como se observa, va encerrada dentro de una pantalla metálica, como cualquier FI corriente.

No debemos olvidar que los dos terminales de la pantalla metálica van soldados ambos al circuito impreso, sobre la pista inferior de cobre.

Llegados a este punto, se puede montar el relé de conmutación TX-RX, los dos cuarzos, que van soldados directamente sobre el circuito impreso, tratando de no confundir el de recepción con el de transmisión; para pasar luego a la fase de alimentación, montando el integrado IC6, un uA.7805, el puente



En esta fotografía, nuestro VFO con PLL, totalmente montado e instalado en el interior del mueble, que serviremos con su correspondiente frontal, perforado y serigrafiado. A la derecha se puede ver el relé de conmutación, que sirve para pasar de recepción a transmisión, y las dos tomas BNC para la salida de la señal de AF. Puntualizaremos que el potenciómetro de 10 vueltas dispone de un eje ligeramente superior al orificio de un mando normal: trataremos de ensanchar éste orificio utilizando una broca corriente.

rectificador y los electrolíticos de filtro.

Como se puede observar en el esquema de la figura 13, de los terminales disponibles en el circuito impreso, tres sirven para el potenciómetro multigiro R4, dos para el diodo led de «enganche de frecuencia», dos para enlazar el secundario del transformador de alimentación, tres para el interruptor recepción-transmisión y dos para recoger la señal AF para hacerla llegar al transmisor o al receptor.

Para ésto conviene utilizar dos tomas BNC, que se fijan al panel delantero o trasero y que se enlazan al circuito impreso utilizando un cablecillo coaxial de 52 ohmios. También para trasladar la señal AF de los BNC al receptor transmisor, es conveniente utilizar cable coaxial del mismo tipo.

Ahora sólo queda instalar todos los integrados en sus correspondientes zócalos, comprobando que la marca de referencia quede tal como se indica en el esquema práctico; si no se han realizado soldaduras defectuosas ni se ha confundido el valor de alguna resistencia, el circuito funcionará de inmediato, lo que se podrá comprobar mediante el diodo led de «enganche», que se encenderá de inmediato.

Ajuste del circuito

Se gira el cursor del trimmer R3 totalmente hacia masa y el del R5 totalmente hacia el positivo de 5 voltios.

Partiendo de un extremo, se gira cinco vueltas el potenciómetro de 10 vueltas, para situarlo en el centro de su recorrido.

Si se dispone de un frecuencímetro, se aplica a la salida TX; si se carece de él, hay que conseguir un receptor CB que pueda sintonizar a 27.125 KHz o en otra frecuencia cercana.

Se enciende entonces el sintetizador y, tras un segundo, se encenderá el diodo led de enganche. Si éste permanece apagado o si centellea, significa que se está muy fuera de la gama, es decir que el PLL, para conseguir la frecuencia deseada, tiene que proporcionar a los diodos varicap una tensión casi al límite, es decir 0,1 voltios o 4,99 voltios.

Esto no debe preocuparnos, ya que basta con girar el núcleo de la bobina L1 para que se elimine este problema.

Girando este núcleo, hay que alcanzar la posición en la que se puede leer en el frecuencímetro exactamente 27.125 KHz o, si se

utiliza un receptor, donde la aguja del S-Meter alcance el fondo escala.

Si se desea limitar el campo de excursión del sintetizador, para que solamente cubra la gama CB, se gira el potenciómetro R4 totalmente a un lado y luego se regula el cursor del trimmer R3 hasta leer la frecuencia máxima deseada; se gira entonces el potenciómetro R4 totalmente al lado contrario y se regula el cursor del trimmer R 5 hasta que se lea la frecuencia mínima a la que se pretende que llegue el sintetizador.

El circuito que os hemos presentado —como bien podéis suponer— no sólo sirve para realizar receptores transmisores, pudiéndose utilizar también como generador de AF de precisión.

Para leer la frecuencia

Existen dos posibilidades para averiguar la frecuencia de transmisión y de recepción: recoger, por medio de un pequeño condensador de 22-27 pF, la señal de AF del colector del transistor TR2 y aplicarla a cualquier frecuencímetro digital.

Como el coste de un frecuencímetro digital es siempre muy elevado, se podría recurrir a una segunda solución, que consiste en leer la tensión presente en el cursor del potenciómetro R4 de 10 vueltas, obteniendo luego de ella la frecuencia, por ejemplo, con un voltímetro o barra de diodos led.

Artículos teóricos publicados en Electrónica

NUEVA

ANTENAS

Diseño de antenas para radioaficionados	Rev. 3
Diseño de antenas con bobina de carga	Rev. 14
Antenas para Banda Ciudadana	Rev. 18
Curso de instalación de antenas I	Rev. 46
Curso de instalación de antenas II	Rev. 47
Curso de instalación de antenas III	Rev. 48
Curso de instalación de antenas IV	Rev. 50
Curso de instalación de antenas V	Rev. 53
Curso de instalación de antenas VI	Rev. 54
Curso de instalación de antenas VII	Rev. 55
Curso de instalación de antenas VIII	Rev. 56
Curso de instalación de antenas IX	Rev. 57
Curso de instalación de antenas X	Rev. 58
Curso de instalación de antenas XI	Rev. 59
Curso de instalación de antenas XII	Rev. 60
Curso de instalación de antenas XIII	Rev. 63
Curso de instalación de antenas XIV	Rev. 65
Curso de instalación de antenas XV	Rev. 68
Las parábolas para TV vía satélite	Rev. 70

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Teoría de Amplificadores Operacionales	Rev. 23
Circuitos de aplicación para Amp. Op. I	Rev. 48
Circuitos de aplicación para Amp. Op. II	Rev. 49
Circuitos de aplicación para Amp. Op. III	Rev. 51
Circuitos de aplicación para Amp. Op. IV	Rev. 52

ALTA FRECUENCIA

Diseños de filtros para emisores	Rev. 19
Diseños de pasos amplificadores en AF	Rev. 20
Cálculo de filtros para evitar armónicos I	Rev. 21
Cálculo de filtros para evitar armónicos II	Rev. 24
Oscilador de AF con transistores	Rev. 27
VFO para Alta Frecuencia I	Rev. 43
VFO para Alta Frecuencia II	Rev. 44
Osciladores Phase Locked Loop I	Rev. 68
Divisores programables en osciladores PLL	Rev. 69
Los divisores de doble módulo	Rev. 71

TRANSISTORES

Cómo se regriferan los transistores I	Rev. 16
Cómo se refrigeran los transistores II	Rev. 17
El transistor Uniunión	Rev. 26
El transistor de Efecto de Campo	Rev. 29
Cómo se polarizan los transistores	Rev. 33
Acoplamiento entre amplificadores a transistor	Rev. 34
El transistor: primeros pasos	Rev. 61

CIRCUITERIA DIGITAL

Los Flip-Flop tipo SET-RESET	Rev. 34
Los Flip-Flop tipos D y D-LATCH	Rev. 34
Los Flip-Flop tipo J-K	Rev. 35
Lógicas digitales NAND y NOR	Rev. 36
Diagramas de conexión de los TTL I	Rev. 39
Diagramas de conexión de los TTL II	Rev. 40
Circuitos anti-rebote	Rev. 52
Diagramas de conexión de los C-MOS	Rev. 52

VARIOS

Cómo efectuar una buena soldadura	Rev. 10
Cálculo de dB y dBm	Rev. 18
Qué son los dBm	Rev. 32
Los diodos Zener	Rev. 34
Los foto acopladores	Rev. 37
Corrección de zumbidos en Baja Frecuencia	Rev. 49
Las medidas de radiaciones nucleares	Rev. 41
Experiencia italiana con radioactividad	Rev. 42
Cómo es un satélite de televisión	Rev. 42
Sistemas de recepción de TV vía satélite	Rev. 43
El trazador de curvas	Rev. 44
Empleo del trazador de curvas I	Rev. 45
Empleo del trazador de curvas II	Rev. 46
Empleo del trazador de curvas III	Rev. 48
Empleo del trazador de curvas IV	Rev. 57
Cálculo y diseño de filtros	Rev. 66
Filtros de orden superior	Rev. 74

CÓMO ELIMINAR LOS

FILTRO PASA-ALTO PARA SEÑALES DE TELEVISIÓN

Si en la pantalla de vuestro televisor, aparecen con frecuencia unas rayas transversales y, al fondo, se oyen mensajes que no tienen nada que ver con el programa que estáis recibiendo, es probable que un CB o un radioaficionado esté transmitiendo en las cercanías. Para eliminar estas interferencias, nada mejor que instalar este sencillo filtro «paso-alto».

Si eres un CB o un radioaficionado, es probable que los vecinos no te miren muy bien ya que, cada vez que aparecen interferencias en el televisor, la culpa se le achaca de inmediato al funcionamiento de tu transmisor.

Por otra parte, si, por cualquier razón, se «avería» un televisor, es seguro que alguien dirá que la culpa la tiene esa extraña antena que has puesto en el tejado.

Afirmamos ésto con conocimiento de causa, ya que como también somos radioaficionados, hemos tenido que escuchar más de una vez las quejas de nuestros vecinos, que no conseguían ver bien la televisión.

No obstante, estas quejas no siempre carecen de base, ya que a veces la señal de AF que transmitimos, al ser captada por la antena del televisor, consigue llegar a la «centralita» del edificio y, al mezclarse con las señales de TV, puede generar batidos que se reflejan en la

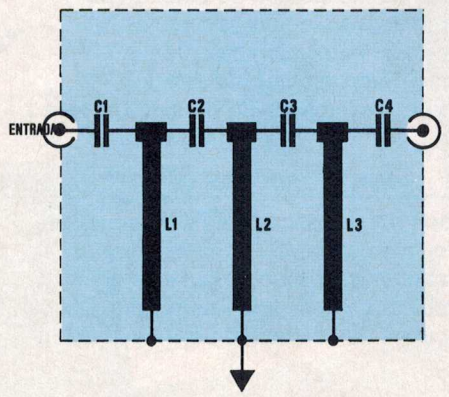
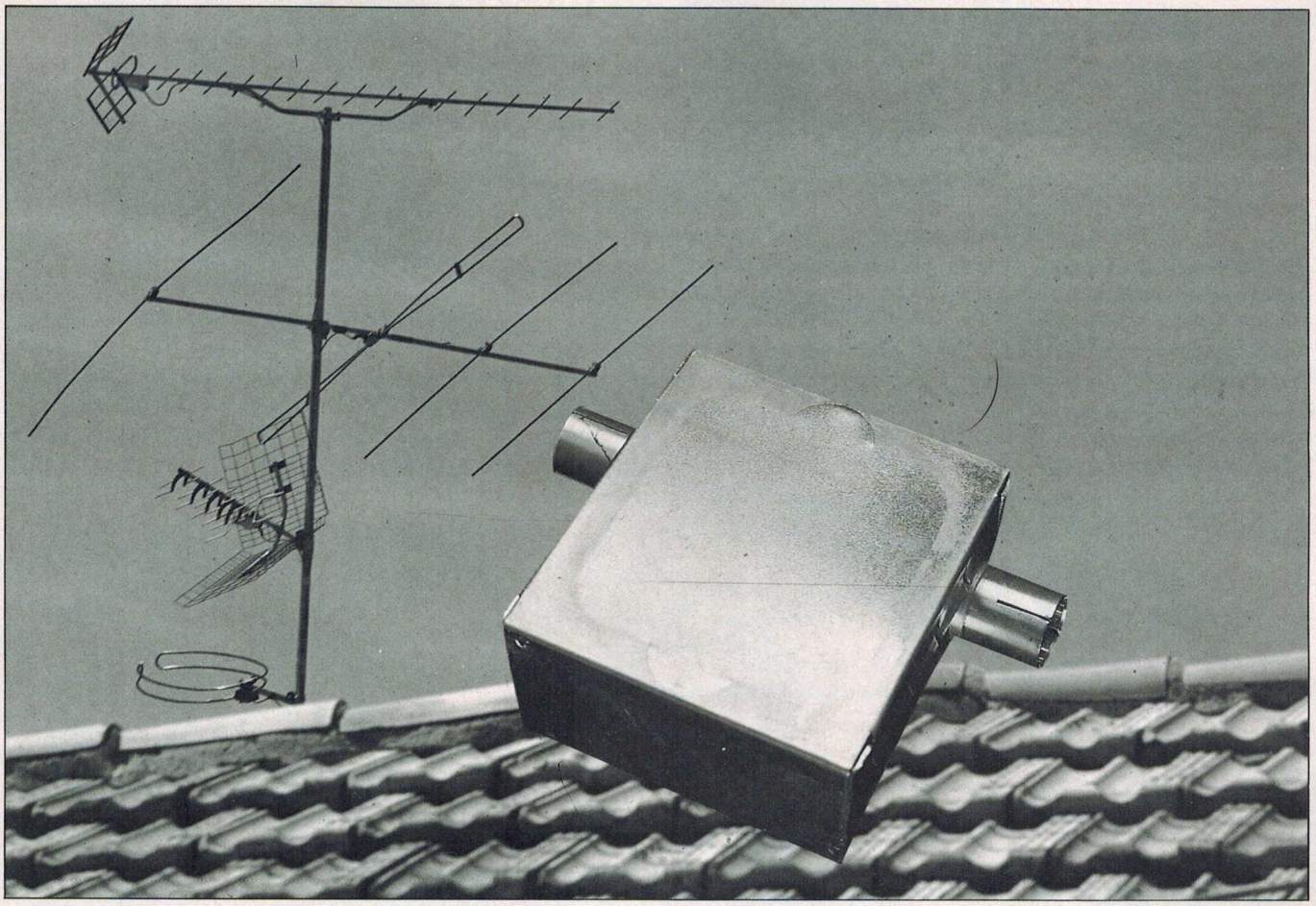


Fig. 1. **Esquema eléctrico**

COMPONENTES LX933

C1 = 12 pF disco VHF
C2 = 12 pF disco VHF
C3 = 12 pF disco VHF
C4 = 12 pF disco VHF
L1 = bobina strip-line
L2 = bobina strip-line
L3 = bobina strip-line

CB DEL TELEVISOR



pantalla en forma de rayas transversales o de imágenes fluctuantes.

Muchas veces, además de estas rayas, el altavoz irradia nuestro «audio», lo que puede alterar los nervios del televidente que se encuentra en lo mejor de una película o de una retransmisión deportiva.

Para resolver este problema y normalizar las relaciones con nuestros vecinos, hemos fabricado este filtro «paso-alto» que, instalado en serie sobre la línea de bajada de TV, nos ha permitido atenuar unos 50 dB todas las frecuencias CB y de radioaficionados, inferiores a 100 MHz.

Si eres un CB o un radioaficionado y tienes «problemas» con tus vecinos, te aconsejamos instalarlo antes del preamplificador en la línea de bajada de TV del edificio, resolviendo así la situación.

Si no perteneces a este grupo, pero notas que las imágenes de tu televisor sufren continuas interferencias, eliminarás el problema instalado este filtro.

De hecho, no sólo «interfieren» en los programas de televisión los CB y los radioaficionados, sino que lo hacen también las emisoras de FM locales.

En todo caso, este circuito tiene una limitación que no permite montarlo en todas las instalaciones de antena: no podrá montarse en aquellas instalaciones en que se reciben señales de la banda primera, canales 2, 3 y 4, puesto que también reduciría las señales de televisión que se reciben en esta banda.

Esquema eléctrico

El esquema eléctrico de este filtro paso-alto, con una frecuencia de corte en 170 MHz, es muy sencillo ya que, como se observa en la figura 1, sólo lleva 4 condensadores cerámicos de 12 picofaradios y tres inductancias (véase L1-L2-L3), grabadas ya en el circuito impreso.

Este filtro, como se observa en el gráfico de la figura 2, permite el paso de todas las frecuencias superiores a 170 MHz sin atenuación alguna, y atenúa todas las frecuencias inferiores en unos 50 dB, es decir 300 veces en tensión.

Por consiguiente, si la antena de un CB o un radioaficionado está lo suficientemente cerca de la vuestra como para penetrar en el televisor con una señal de interferencia con una amplitud de 0,5 milivoltios, al pasar a través de este filtro, la

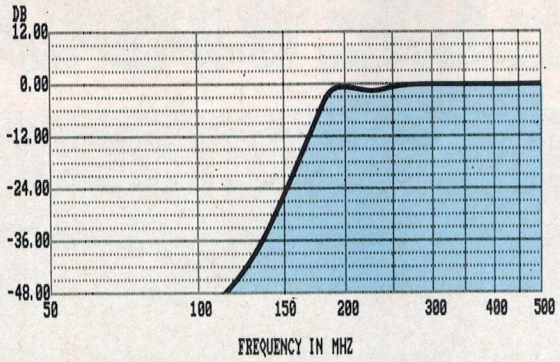


Fig. 2. **Como se puede comprobar en este gráfico, todas las frecuencias superiores a 170 MHz, es decir desde la «banda III» hasta la «banda V» de TV, pasan a través del filtro sin sufrir atenuación; por el contrario, todas las frecuencias inferiores, incluidas las de la «banda I» y las de las emisoras de FM, en la gama de 88-108 MHz, sufren una atenuación drástica.**

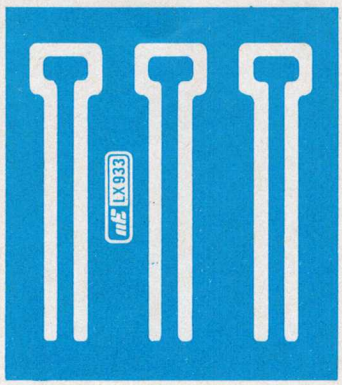


Fig. 3. **Dibujo, a tamaño natural, del circuito impreso LX.933, con las bobinas strip-line grabadas.**

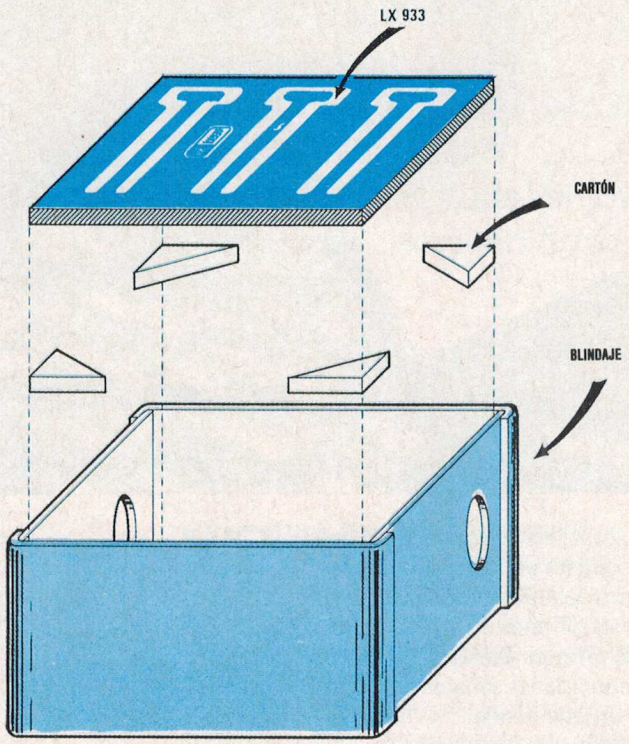


Fig. 4. **Como el circuito impreso tiene que quedar a una distancia de 2 mm. del fondo de la caja, aconsejamos encolar en las esquinas del mismo, cuatro pequeños recortes de cartón con este grosor.**

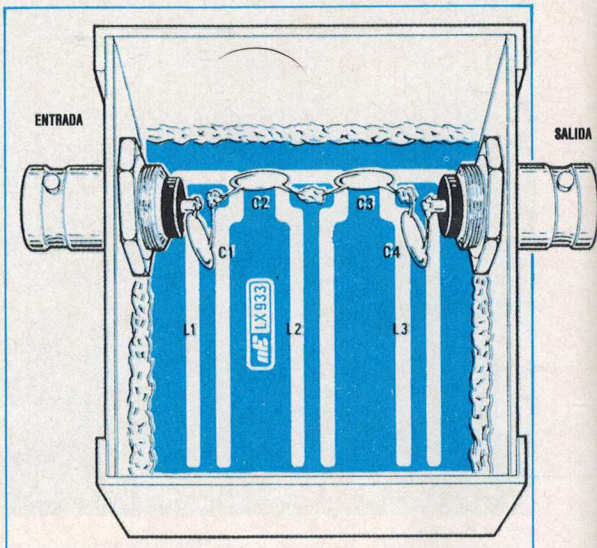


Fig. 5. **Esquema práctico de montaje del filtro paso-alto. Antes de montar los cuatro condensadores cerámicos y los dos conectores BNC, conviene soldar el perímetro de todo el circuito impreso al metal de la caja. En lugar de los dos BNC se pueden montar, en ambos lados de la caja, dos tomas de TV, sin olvidar la toma de masa.**

amplitud de esta señal se reduce a tan sólo 0,0017 milivoltios, es decir a 1,7 microvoltios.

Una señal tan «débil» ya no puede interferir en el aparato de televisión, por lo que podremos ver tranquilamente todos nuestros programas, seguros de estar «a salvo» de cualquier CB o radioaficionado.

Realización práctica

Para realizar este filtro sólo se precisa el circuito impreso LX.933, en el que ya están impresas las bobinas de strip-line L1, L2 y L3, como se indica en la figura 3.

Este circuito impreso se instala en el interior del contenedor metálico y se mantiene a 2 mm. por encima del fondo, tal como se observa en la figura 4.

Para conseguir esta distancia entre el circuito impreso y el fondo, aconsejamos encolar, en las cuatro esquinas del circuito impreso, unos recortes de cartón de 2 mm. de grosor, utilizando una gota de pegamento.

Cuando éste se haya secado, se puede presionar a fondo el circuito impreso que, de esta forma, quedará separado justamente 2 mm. del fondo del contenedor.

Como es lógico, esta distancia no es crítica,

así que si la distancia real es de 1,5 ó de 2,5 mm., el único inconveniente que puede surgir es el de conseguir un filtro paso alto con una frecuencia de corte situada en 165 ó en 175 MHz.

Una vez montado el circuito impreso, hay que soldar todo el perímetro al metal de la caja y, para ello, se necesita un soldador de potencia media, con una punta algo gruesa para poder calentar el metal.

Una vez conectado a masa todo el perímetro, se pueden instalar a los lados de la caja los conectores BNC, o bien dos conectores para televisión.

Se pueden tomar entonces los cuatro condensadores cerámicos de 12 picofaradios y, dejando los terminales lo más cortos posible, soldar primero C2-C3 y luego C1-C4.

Ahora ya se puede cerrar la caja con su tapa, y el filtro paso-alto está listo para su instalación.

Dónde se conecta

Es imprescindible colocar el filtro entre la antena y la entrada del preamplificador (véase la figura 7).

De hecho, la misión de este filtro consiste en impedir que todas las señales de interferencia –CB, radioaficionados, emisoras privadas– puedan penetrar en el preamplificador de antena y mezclarse con las señales de televisión.

Como es lógico, el filtro se instala por debajo del tejado, de forma que quede protegido de la intemperie.

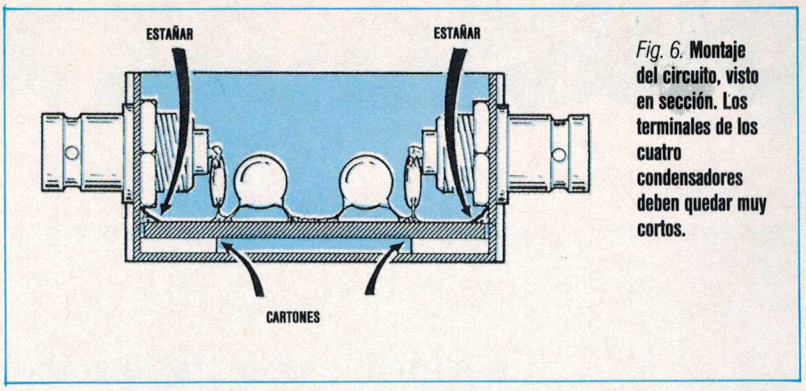


Fig. 6. **Montaje del circuito, visto en sección. Los terminales de los cuatro condensadores deben quedar muy cortos.**

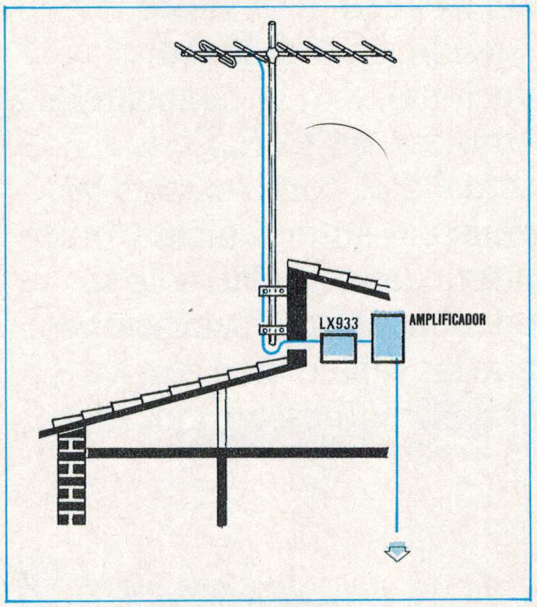
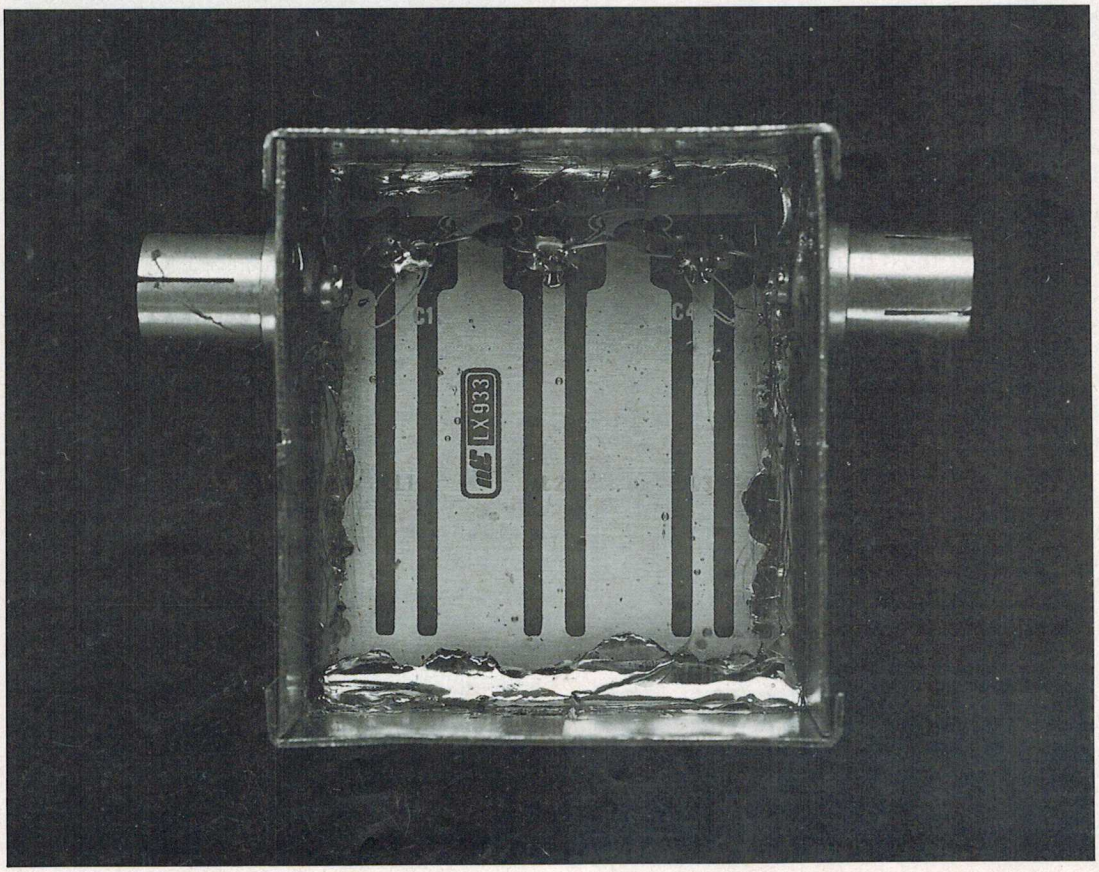


Fig. 7. **El filtro paso-alto se monta directamente entre la antena y la entrada del preamplificador, nunca entre la salida del preampflicador y la línea de bajada. En efecto, hay que impedir que cualquier señal espúrea pueda penetrar en el preamplificador, para evitar la saturación de las etapas de entrada o un batido con las señales de TV.**



En esta fotografía, muy ampliada, se puede observar cómo hemos fijado los cuatro condensadores cerámicos de 12 pF sobre las bobinas strip-line. Todo el perímetro del circuito impreso debe ir soldado al metal de la caja, que serviremos ya perforada.

CURSO DE INSTALACI

Los amplificadores de «banda ancha» eran muy útiles cuando, en toda la red nacional, sólo se captaban las 2 emisoras de TVE. En la actualidad, como existen las emisoras autonómicas y muy pronto las privadas, sólo se pueden realizar instalaciones que las capten bien con los amplificadores «monocanal».

LOS AMPLIFICADORES MONOCANAL EN LA RECEPCIÓN DE VARIAS EMISORAS

Con el aumento previsto de emisoras de televisión en la banda de UHF, se han incrementado los problemas para los técnicos instaladores de antenas.

Aunque, hace algunos años, se podía llevar a cabo una instalación de televisión perfecta, utilizando un único amplificador de banda ancha, si ahora se recurre a esta técnica sin comprobar cuidadosamente el nivel captado por cada antena, es fácil que se originen fenómenos de modulación cruzada, ya que es casi imposible que todas las señales lleguen a la antena con idéntica intensidad.

Pongamos un ejemplo.

Si a vuestra zona llegan, desde la misma dirección, 7 emisoras de televisión con los niveles siguientes:

Canal 25 = 64 dBmicrovoltios
Canal 32 = 72 dBmicrovoltios
Canal 35 = 100 dBmicrovoltios
Canal 38 = 70 dBmicrovoltios
Canal 40 = 65 dBmicrovoltios
Canal 42 = 46 dBmicrovoltios
Canal 56 = 50 dBmicrovoltios

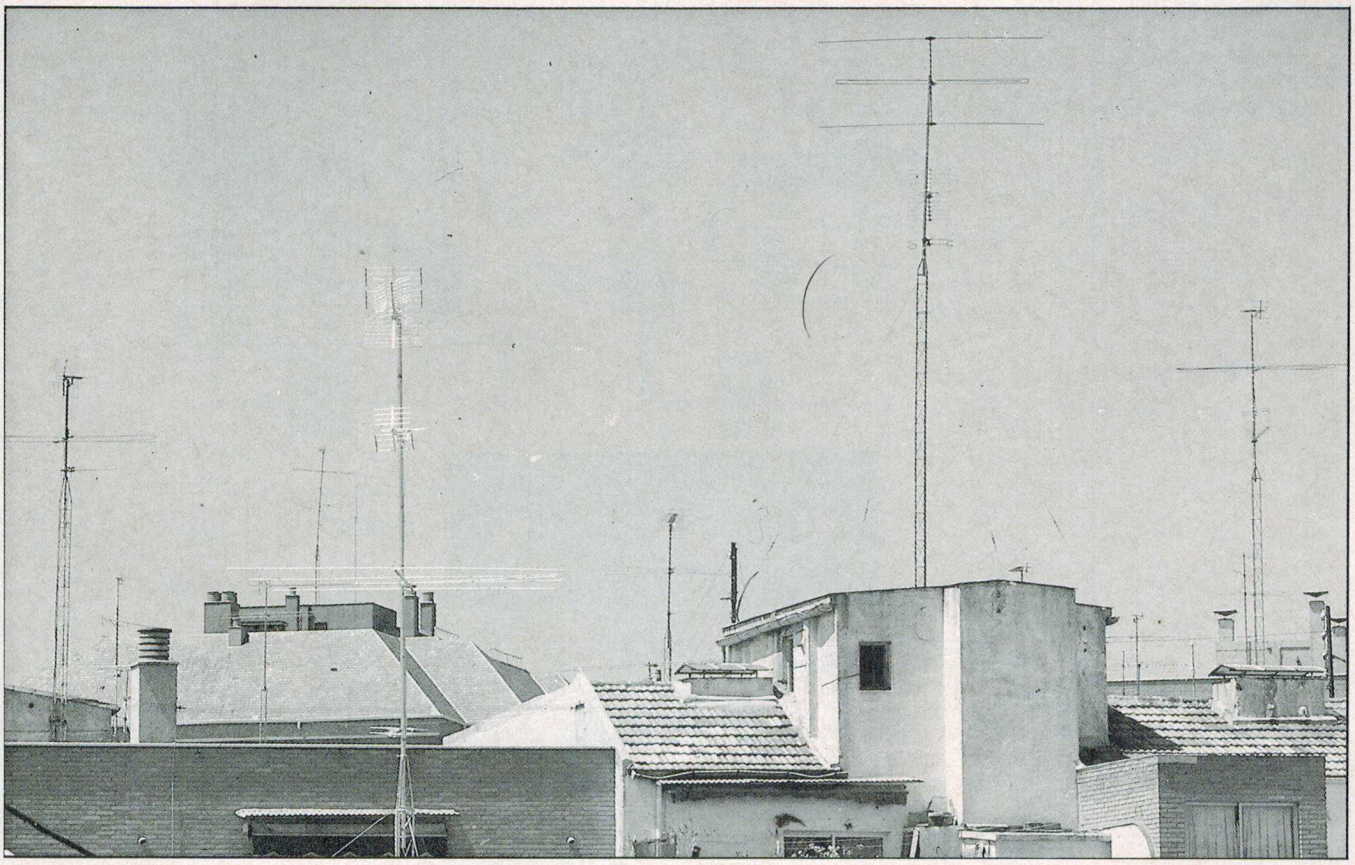
si se utiliza un único amplificador de banda ancha, tipo multientradas, y dos antenas —una para la banda 4.ª y otra para la banda 5.ª—, en la salida del amplificador se obtienen siete señales, cuya amplitud sería demasiado elevada en algunos casos y demasiado baja en otros (ver la figura 1).

Para conseguir en salida del amplificador, unas señales lo más ecualizadas posible, habría que instalar 4 antenas, para poder preamplificar por separado las señales más débiles y atenuar las más fuertes.

Por último, para evitar que una antena capte la señal de un canal adyacente —que inevitablemente se amplificaría y, por consiguiente, se sumaría a la recibida por la antena elegida para ese canal en concreto—, no tendríamos más remedio que incluir filtros de paso de canal o filtros para eliminación de canal, así como algunos atenuadores y mezcladores, para dirigir todas estas señales a una única bajada y luego, hacerlas entrar en el preamplificador (ver la figura 2).

Como es fácil suponer, una instalación de este tipo, además de ser muy complicada —ya que no siempre es fácil calcular todas las pérdidas de paso a través de los distintos filtros, más las atenuaciones de los trozos de cable coaxial—, resultaría también muy cara, debido a

ÓN DE ANTENAS (XVI)



la adición de los distintos filtros y de las antenas complementarias.

Para evitar estos casos, se han diseñado amplificadores monocanal y automezcladores.

Como se observa en la figura 3, estos amplificadores monocanal suelen disponer de 2 entradas y 2 salidas.

Hemos puntualizado que suelen disponer de 2 entradas, ya que, por ahora, preferimos no hablar de la entrada suplementaria dotada de tensión de alimentación, y que es indispensable siempre que se pretenda aplicar, entre el amplificador y la antena, un preamplificador complementario.

Volviendo a la ilustración 3, se puede observar que la señal aplicada en una de las dos entradas penetra primero en un filtro paso-canal muy selectivo, ajustado para que sólo permita el paso del canal sintonizado; a continuación, hay un atenuador regulable desde el exterior, que se encarga de atenuar de forma manual las señales excesivamente fuertes.

Por último, y antes de alcanzar las dos tomas de salida, la señal pasa a través de un segundo filtro paso-canal, que incrementa su selectividad.

Si un amplificador monocanal carece del mando del trimmer atenuador (ver la figura 4), ésto significa que en su interior lleva un C.A.G. (Control Automático de Ganancia); es decir, que el preamplificador se encarga automáticamente de incrementar la ganancia si la señal es débil y de atenuarla si la señal es demasiado fuerte.

Estos amplificadores que disponen de una regulación manual de la ganancia o de un C.A.G., se denominan monocanal porque cada amplificador se fabrica y ajusta para que sólo deje pasar un canal.

En consecuencia, si queremos recibir las 7 emisoras antes mencionadas, tenemos que adquirir 7 amplificadores:

uno para el canal 25
uno para el canal 32
uno para el canal 35
uno para el canal 38
uno para el canal 40
uno para el canal 42
uno para el canal 56

y aplicarlos en paralelo, como se observa en la figura 5.

Llegados a este punto, es probable que os preguntéis la razón por la que estos

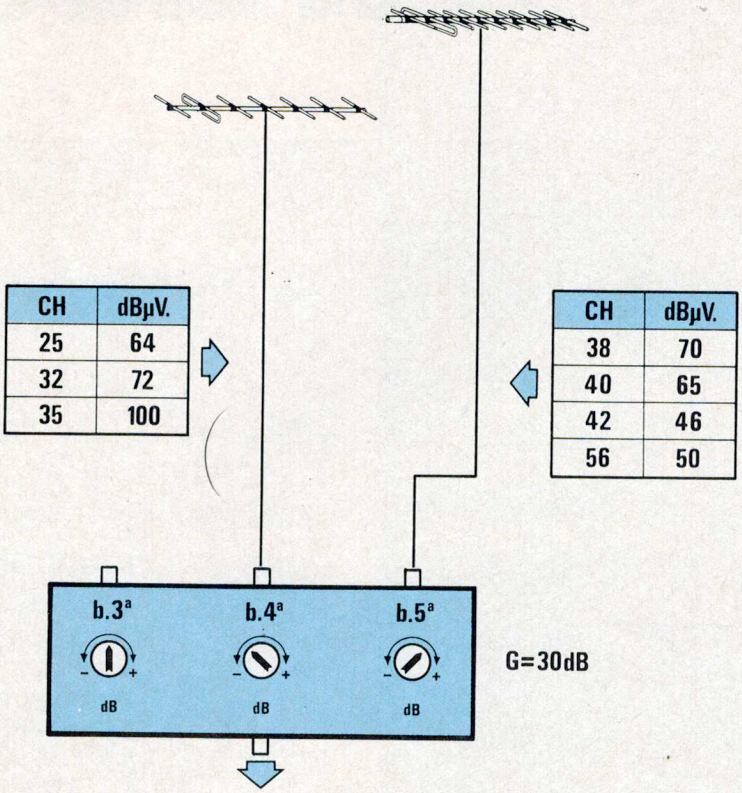


Fig. 1. **Incluso hoy día muchos instaladores aplican las señales de televisión captadas por una o varias antenas, directamente a las entradas de un amplificador de «banda ancha». Como es difícil que dichas señales lleguen con las mismas intensidades, en la salida del preamplificador se consiguen señales que pueden ser insuficientes o excesivas. Para ecualizarlas –es decir para que se vean bien todas las emisoras que se pueden captar–, conviene modificar la instalación como se indica en la figura 2.**

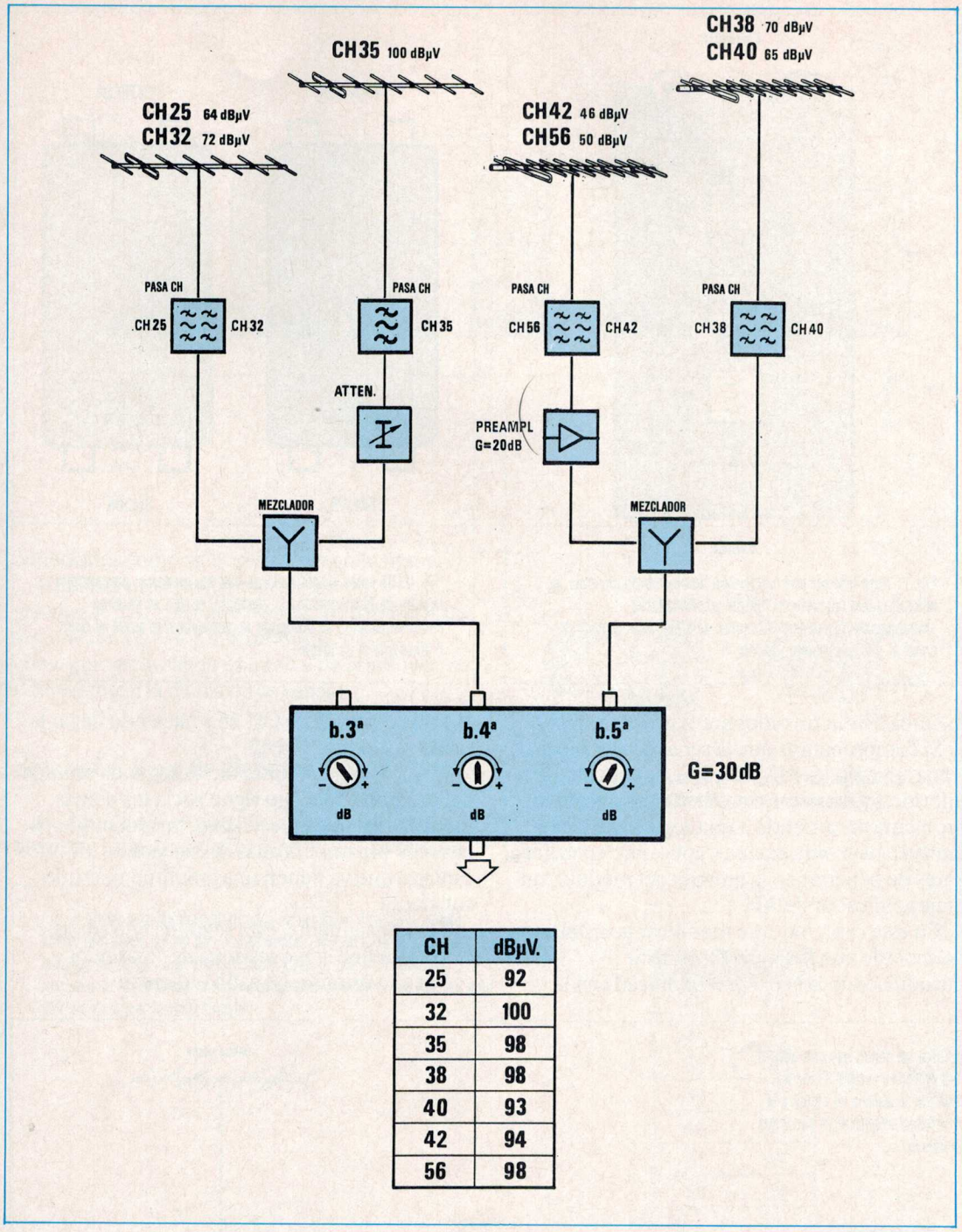
amplificadores disponen de 2 entradas y de 2 salidas.

Si se observa el esquema de la figura 6, es fácil descubrir esta razón; de hecho, la entrada complementaria sirve para llevar la señal captada por la antena de un módulo a otro, mientras que la salida complementaria sirve para recoger todas las señales preamplificadas y dirigirlas hacia una única bajada.

Como se puede ver en la figura 6, la última entrada que permanece libre si no se tienen que añadir más módulos (ver módulo de la izquierda), se tiene que cerrar con una carga resistiva de 75 ohmios; lo mismo ocurre con la primera salida de la derecha (ver módulo de la derecha), que no se utiliza.

Esta carga resistiva consiste, casi siempre, en un conector en cuyo interior hay una resistencia anti-inductiva de 75 ohmios, o bien por dos resistencias de 150 ohmios conectadas en paralelo, con el fin de conseguir siempre un valor óhmico de 75 ohmios (ver la figura 7).

En el caso del amplificador de banda ancha, nos veíamos obligados a recurrir a 4 antenas y a varios filtros paso-canal para conseguir en la salida unas señales bien ecualizadas (ver la figura 2); pues bien, al recurrir a estos



CH	dBµV.
25	92
32	100
35	98
38	98
40	93
42	94
56	98

Fig. 2. **Al utilizar un amplificador de «banda ancha» hay que intentar que a las entradas lleguen señales lo más ecualizadas posible y, para ello, hay que instalar varias antenas, aplicando luego en cada línea unos filtros paso-canal seguidos por un atenuador si la señal es fuerte o un preamplificador si la señal es débil. Todo esto complica bastante la instalación e incrementa los costes.**

amplificadores monocanal, si las 7 señales de las emisoras tomadas como ejemplo proceden de una única dirección, se puede utilizar una sola antena de banda ancha, tal como se indica en la figura 8.

Es evidente que la compra de tantos módulos amplificadores como emisoras se quieran recibir, resultará más cara que la compra de un único amplificador de banda ancha; no obstante, al optar por éste, no todos tienen en cuenta que, para conseguir una instalación técnicamente perfecta, hay que incluir filtros paso-canal, filtros de eliminación de canal, atenuadores, mezcladores y algunas antenas de más. En resumen, si sumamos los costes de todos estos accesorios, el ahorro es mínimo.

Al utilizar módulos monocanal, podréis comprobar que se puede realizar cualquier instalación, rápidamente y con menos problemas.

De hecho, una vez conectados todos los módulos y utilizando los puentes de enlace correspondientes (ver las figuras 9 y 10) basta con aplicar en la última salida (ver la figura 11) un Medidor de Campo, ajustar los distintos trimmers atenuadores de cada módulo y tratar de conseguir, en cada canal, una señal con los

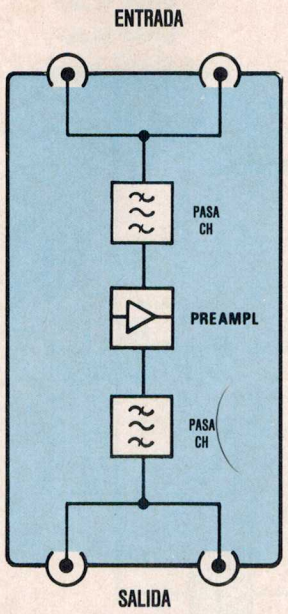


Fig. 3. **Para realizar una instalación técnicamente perfecta, la solución ideal consiste en utilizar amplificadores «monocanal». Estos amplificadores sólo permiten el paso del canal al que están sintonizados.**

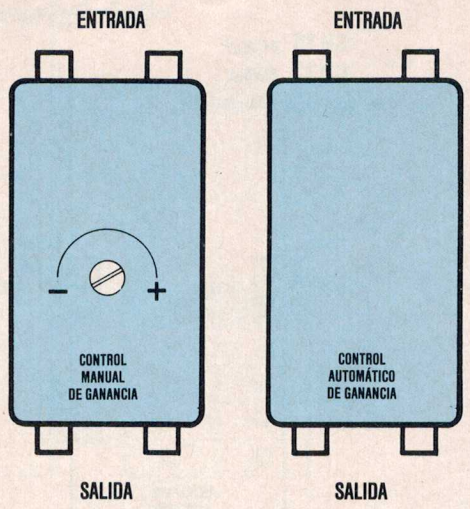


Fig. 4. **De estos amplificadores hay dos modelos: uno permite regular de forma manual la ganancia; el otro se encarga automáticamente de aumentar la ganancia si la señal es débil, o atenuarla si es fuerte.**

mismos dBmicrovoltios aproximadamente.

Si comprobamos que la señal de algún canal —por ejemplo, del 42 y del 56—, son muy inferiores a las demás, podemos resolver el problema recurriendo a una segunda antena, también de banda ancha, y aplicando en la línea, antes de penetrar en la entrada del módulo, un preamplificador de AF.

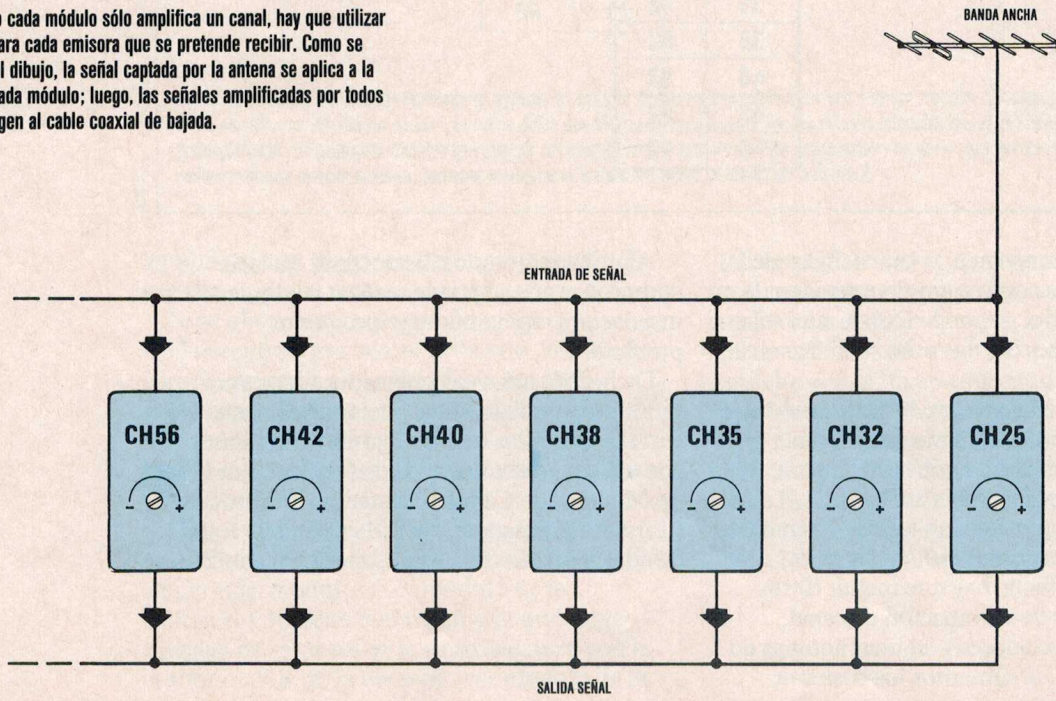
En este caso, hay que modificar la instalación de acuerdo con la figura 12, es decir introduciendo la señal preamplificada en la entrada del módulo CH.56 y haciendo llegar la salida al módulo CH.42.

Como se puede observar, la segunda entrada del módulo CH.42 no sigue hacia los demás módulos ya que, en este caso, introduciríamos también preamplificadas las señales de los otros canales, que ya tienen una amplitud más que suficiente.

Por consiguiente, esta segunda entrada se cierra con una carga resistiva de 75 ohmios.

Por el contrario, las salidas quedan

Fig. 5. **Como cada módulo sólo amplifica un canal, hay que utilizar un módulo para cada emisora que se pretende recibir. Como se observa en el dibujo, la señal captada por la antena se aplica a la entrada de cada módulo; luego, las señales amplificadas por todos ellos, se dirigen al cable coaxial de bajada.**



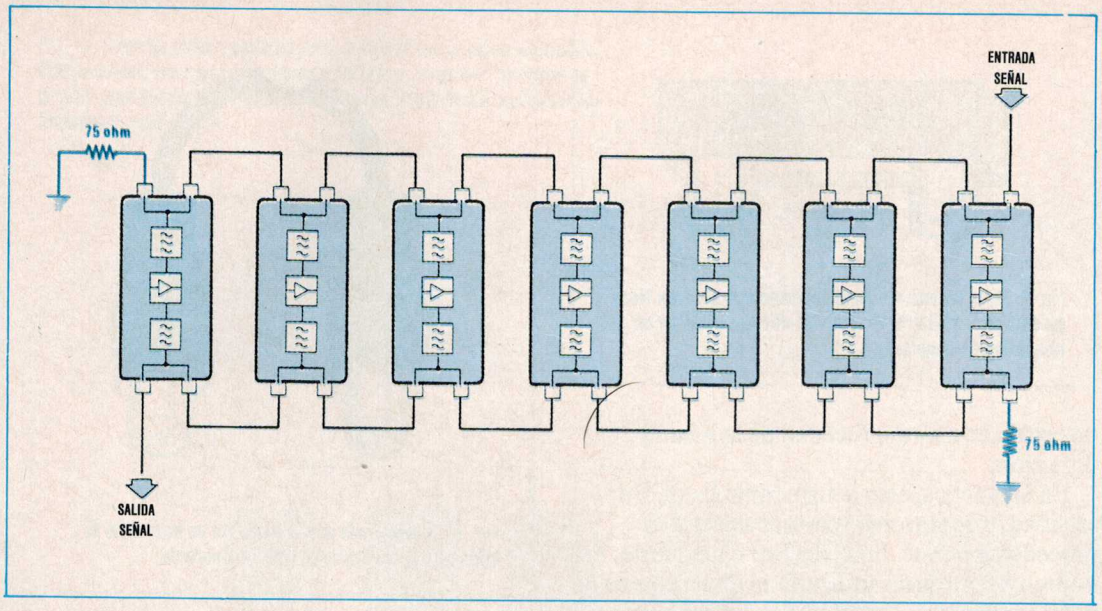


Fig. 6. **La razón de que cada módulo disponga de dos entradas y dos salidas queda clara en este dibujo. La señal captada por la antena que penetra en el último módulo de la derecha, puede alcanzar, por medio de la segunda entrada, a todos los demás módulos. Lo mismo se puede decir de la recogida en salida de las señales preamplificadas. La primera salida (módulo de la derecha) y la última entrada (módulo de la izquierda) se cierran con una carga anti-inductiva de 75 ohmios.**

conectadas como ya hemos visto en la figura 11.

Al haber preamplificado las señales de los canales 56 y 42, hay que retocar los trimmers de atenuación de estos dos módulos, hasta conseguir en la salida una señal de amplitud equivalente a la de los otros canales.

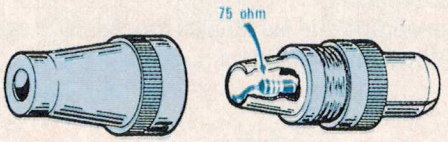


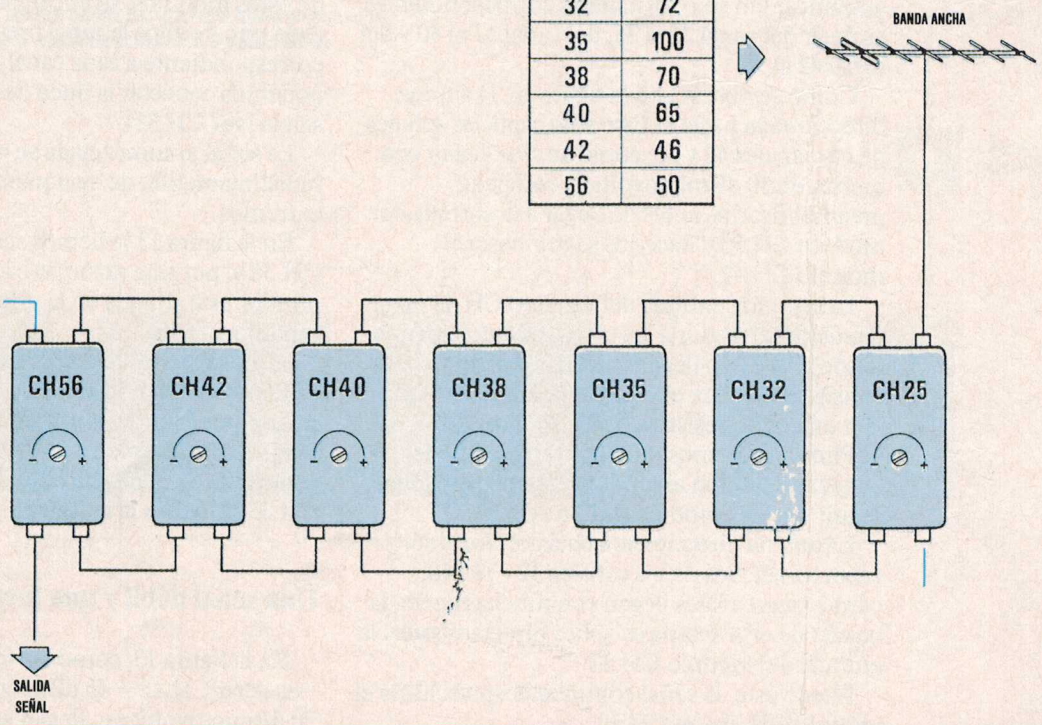
Fig. 7. **La resistencia de carga o de cierre que se aplica en las entradas o salidas inutilizadas, suele ir montada en un conector corriente.**

Si la señal llega de distintas direcciones

En los ejemplos que hemos puesto, hemos previsto —con gran optimismo— que las señales

Fig. 8. **Si las señales proceden todas de la misma dirección, puede bastar una única antena de «banda ancha», ya que cada módulo se encarga de seleccionar y amplificar el canal al que está ajustado. Accionando los distintos trimmers se pueden amplificar las señales más débiles y atenuar las más fuertes.**

CH	dBµV.
25	64
32	72
35	100
38	70
40	65
42	46
56	50



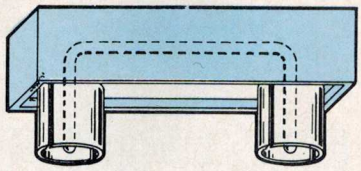


Fig. 9. **Por lo general, el puente necesario para conectar todas las entradas y salidas de los distintos módulos, suele ser un bloque con dos conectores.**

de estas 7 emisoras proceden de la misma dirección.

En la práctica, ésto ocurre raras veces. En realidad, tropezaremos con señales que proceden del Este, otras del Sur o del Norte: no podremos entonces utilizar una única antena de banda ancha, viéndonos obligados a recurrir a tantas antenas como direccciones de procedencia.

Supongamos que las señales proceden de estas tres direcciones distintas:

SUR
Canal 25
Canal 35
NORTE
Canal 32
Canal 38
Canal 40
ESTE
Canal 42
Canal 56

En este caso, no tenemos más remedio que instalar tres antenas de banda ancha o —en caso de encontrarlas—, tres antenas capaces de amplificar tan sólo los canales correspondientes, es decir del canal 25 al 35, del canal 32 al 40 y del canal 42 al 56.

Como se observa en la figura 13, la antena direccionada hacia el Este sólo capta las señales de los canales 42 y 56; cómo ambos llegan con menos de 50 dBmicrovoltios, conviene preamplificarlos antes de llegar a la entrada del módulo CH.56 y hacerlos seguir hasta el módulo CH.42

La segunda entrada del módulo CH.42 no se puede hacer seguir a los otros módulos, ya que desde el Este no llegan más señales; por consiguiente, hay que cerrar la última entrada con una carga resistiva de 75 ohmios.

Puntualizaremos que la antena se puede conectar también al módulo CH.42, para luego seguir hacia el módulo CH.56.

La antena direccionada hacia el Norte sólo capta las señales de los canales 32 - 38 - 40; cómo estas señales llegan con mucha fuerza, la bajada de esta antena se aplica directamente a la entrada del módulo CH.32.

Desde éste, la señal continúa después hacia el módulo CH.38 y el CH.40.

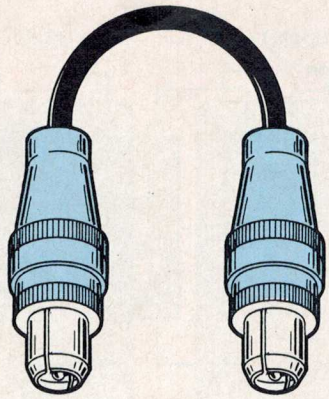


Fig. 10. **A veces, este puente puede ser un trozo corto de cable coaxial con dos conectores para enchufar.**

La última entrada del módulo CH.40 se cierra con la carga resistiva habitual de 75 ohmios.

El órden de inserción de estos módulos se puede variar tranquilamente, por lo que también podemos situarlos de otra forma; por ejemplo CH.38 - CH.40 - CH.32, o bien CH.40 - CH.32 - CH.38, porque —como ya sabemos (ver las figuras 5 y 6)—, cada módulo está conectado en paralelo entre la línea de antena y la de bajada.

La antena direccionada al Sur sólo capta las señales de los canales 25 y 35; por lo tanto, el cable procedente de esta antena penetra en el módulo CH.25 y luego sigue al módulo CH.35.

La última entrada (ver módulo CH.35), al no tener que seguir hacia otros módulos, se cierra con la carga resistiva de 75 ohmios.

Los puentes, aplicados en las líneas de salida de estos módulos, se encargan de recoger en cada uno de ellos la señal preamplificada correspondiente a cada canal; por esta razón, podemos conectar la línea de bajada a la última salida (ver CH.35).

La señal automezclada se puede recoger, indistintamente, de cualquiera de los dos extremos.

En la figura 13 la hemos recogido del módulo CH.35 y, por esta razón, la carga de cierre de 75 ohmios está situada en la primera salida del módulo CH.56.

Si quisiéramos recoger la señal del módulo CH.56 (primer módulo de la derecha), podríamos hacerlo, sin olvidarnos que, en este caso, la carga de cierre de 75 ohmios iría conectada en la última entrada del módulo CH.35 situado a la izquierda.

Una señal débil y una fuerte

En la figura 13, como las señales más débiles —es decir CH.42 = 46 dBmicrovoltios y CH.56 = 50 dBmicrovoltios—, llegan ambas de la misma

Fig. 11. **Como las señales captadas por la antena no tienen nunca los mismos dBmicrovoltios, con ayuda de un Medidor de Campo, se pueden conseguir en la salida unas señales perfectamente ecualizadas, simplemente accionando los trimmers de cada módulo.**

CH	dBµV.
25	64
32	72
35	100
38	70
40	65
42	46
56	50

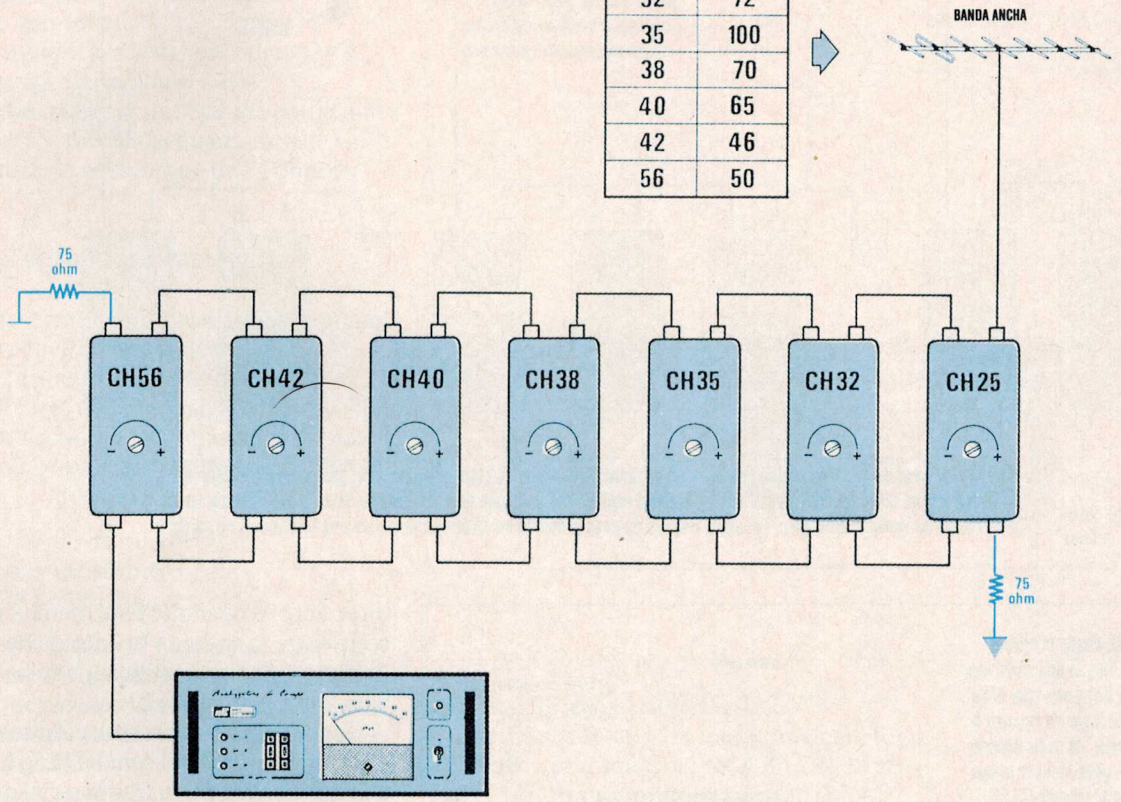
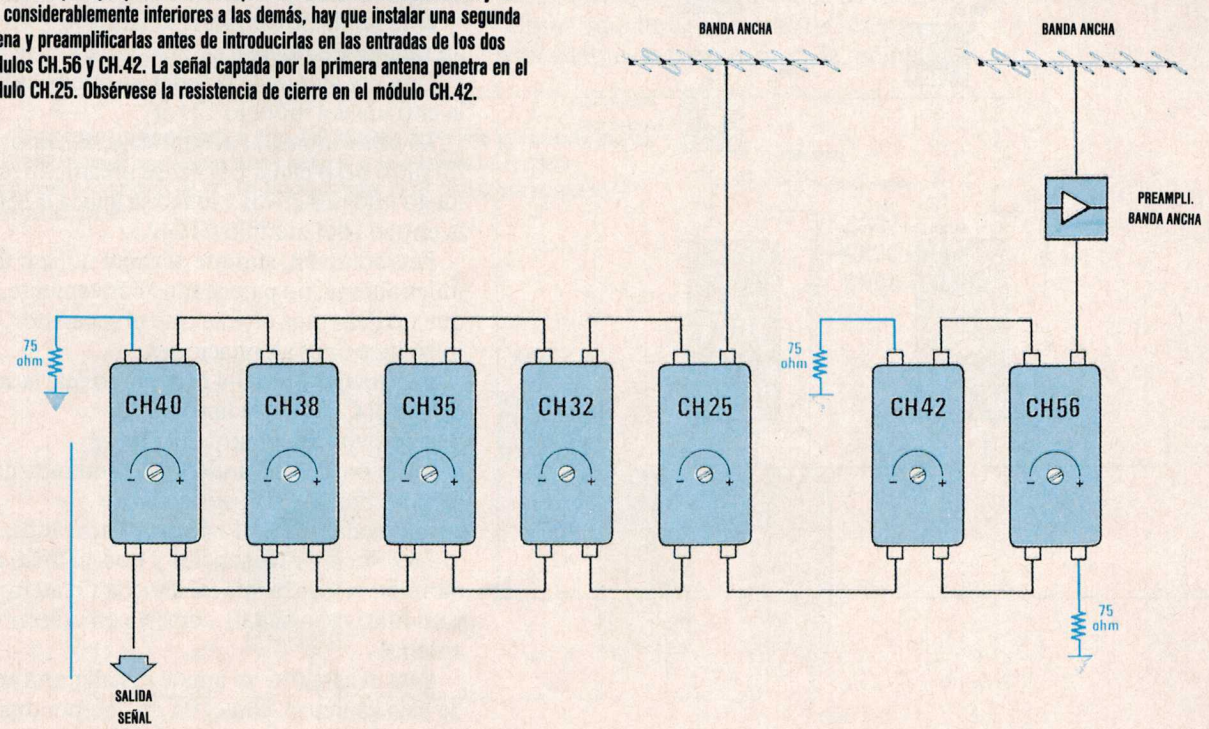


Fig. 12. **Si, por ejemplo, se observa que las señales de los canales 56 y 42 son considerablemente inferiores a las demás, hay que instalar una segunda antena y preamplificarlas antes de introducirlas en las entradas de los dos módulos CH.56 y CH.42. La señal captada por la primera antena penetra en el módulo CH.25. Obsérvese la resistencia de cierre en el módulo CH.42.**



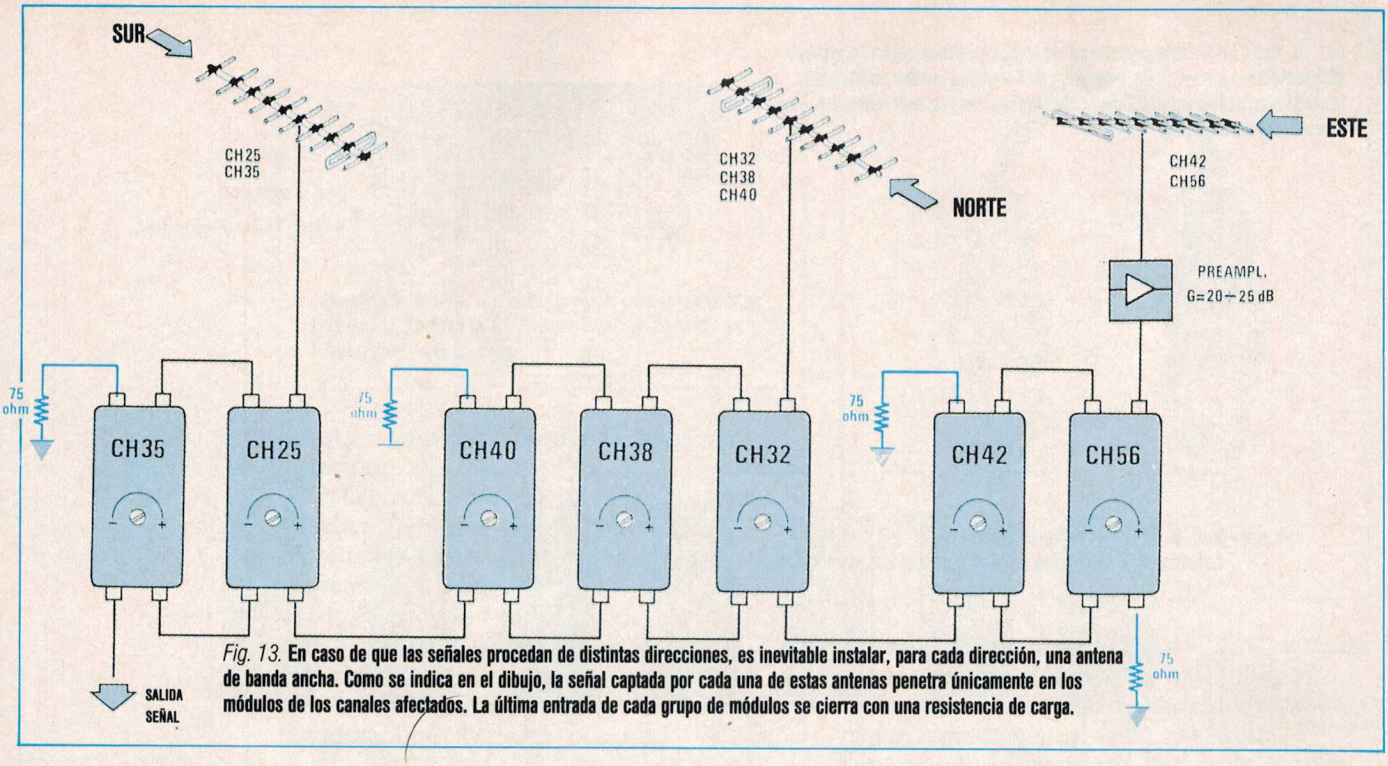
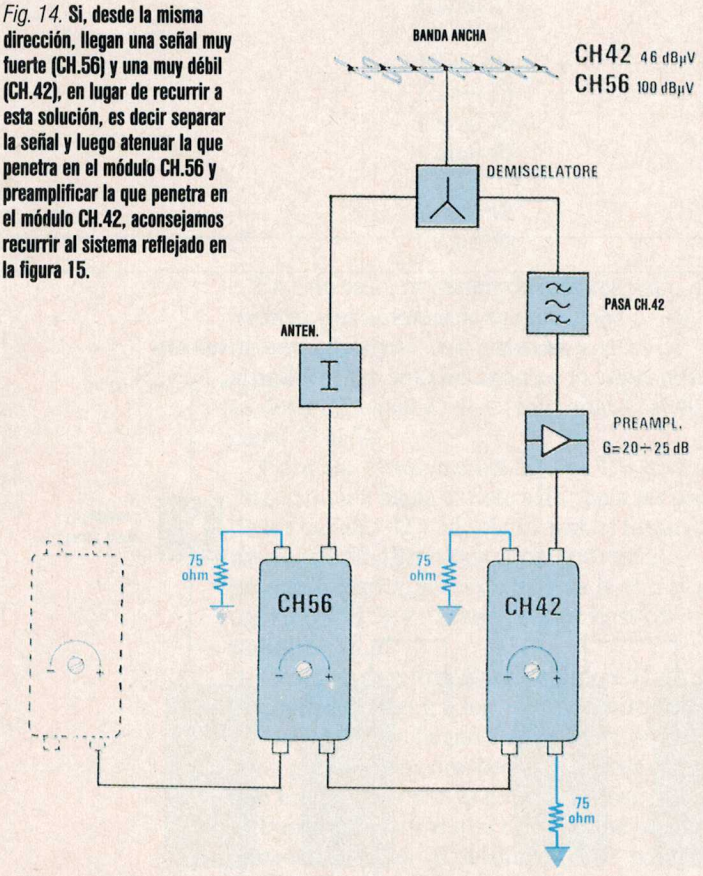


Fig. 13. **En caso de que las señales procedan de distintas direcciones, es inevitable instalar, para cada dirección, una antena de banda ancha. Como se indica en el dibujo, la señal captada por cada una de estas antenas penetra únicamente en los módulos de los canales afectados. La última entrada de cada grupo de módulos se cierra con una resistencia de carga.**

Fig. 14. **Si, desde la misma dirección, llegan una señal muy fuerte (CH.56) y una muy débil (CH.42), en lugar de recurrir a esta solución, es decir separar la señal y luego atenuar la que penetra en el módulo CH.56 y preamplificar la que penetra en el módulo CH.42, aconsejamos recurrir al sistema reflejado en la figura 15.**



dirección, es decir del Este, hemos montado en serie entre la antena y la entrada de los módulos, un preamplificador de banda ancha para aumentar el nivel.

Supongamos que la situación sea distinta, es decir que la señal del canal CH.56 llegue con 100 dBmicrovoltios y que la señal del canal CH.42 sea de tan solo 46 dBmicrovoltios.

Para resolver este problema, son muchos los que aconsejan recurrir a la solución reflejada en la figura 14, es decir aplicar en la línea de bajada de la antena de banda ancha un separador.

Una salida de éste va, a su vez, a un atenuador resistivo.

Una vez atenuada la señal, se puede aplicar a la entrada del módulo CH.56.

La otra salida, por el contrario, desemboca en un filtro paso-canal CH.42, se preamplifica luego unos 20-25 dB y luego se aplica la señal a la entrada del módulo CH.42.

Esta solución, aunque permite utilizar una única antena, no parece muy conveniente, ya que no debemos olvidar que el separador introduce unas atenuaciones (aproximadamente 3-4 dB), por lo que la señal del canal CH.42 —de tan solo 46 dBmicrovoltios—, sufre una nueva atenuación,encontrándonos a la entrada del preamplificador con una señal de aproximadamente 41 - 42 dBmicrovoltios.

La solución más sencilla y que, al final, es también la más barata (al ahorrar un atenuador y un filtro paso-canal), consiste en utilizar dos antenas.

Para el canal 56, se puede instalar una antena de baja ganancia, con el fin de obtener una señal que oscile alrededor de los 70-80 dBmicrovoltios.

En cambio, para el canal 42 se puede utilizar una antena de 10 elementos, o incluso más, capaz de recibir tan solo el grupo de canales 40 a 46; de esta forma, eliminamos automáticamente la señal del canal 56, que llega desde la misma dirección y con una considerable intensidad.

Luego se amplifica la señal del canal 42 y se aplica a la entrada del módulo CH.42.

Como es fácil suponer, la segunda entrada de cada uno de estos módulos, queda cerrada con la carga resistiva de costumbre, de 75 ohmios.

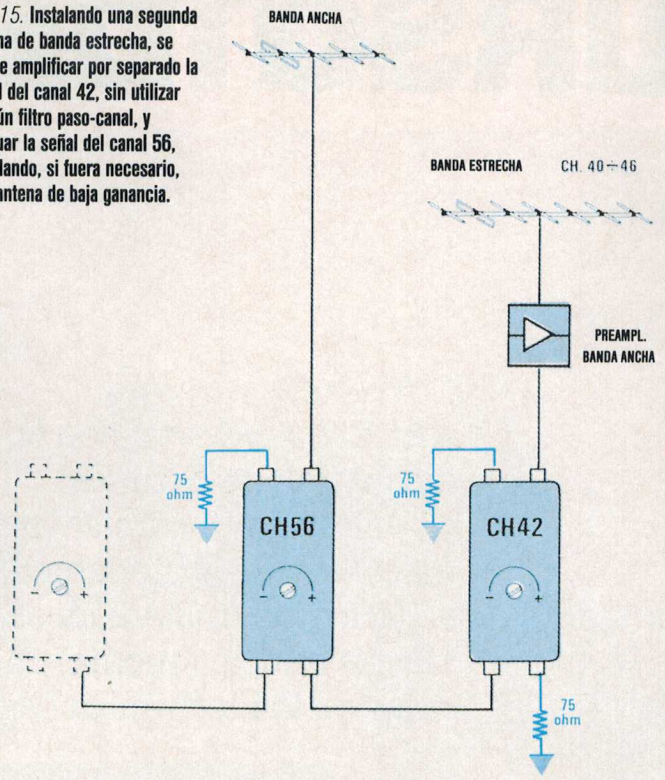


Fig. 15. **Instalando una segunda antena de banda estrecha, se puede amplificar por separado la señal del canal 42, sin utilizar ningún filtro paso-canal, y atenuar la señal del canal 56, instalando, si fuera necesario, una antena de baja ganancia.**

Dos señales normales y una fuerte

Además del ejemplo que acabamos de poner, se pueden producir otras situaciones; por ejemplo, que de las tres señales que llegan desde el Norte —es decir los canales 32 - 38 - 40, dos tengan una amplitud comprendida dentro de los valores normales y una que sea excesiva, es decir:

CH.32 = 72 dBmicrovoltios
CH.40 = 60 dBmicrovoltios
CH.38 = 105 dBmicrovoltios

Si no se logra reducir el nivel de la señal del canal 38 por medio del trimmer atenuador, hasta hacer que alcance la misma amplitud que las otras señales captadas, se podría pensar que es un problema dificil.

Como existen atenuadores fijos de 6 dB - 12 dB - 20 dB, podemos resolver nuestro problema si modificamos el esquema tal como se observa en la figura 16, es decir haciendo que la señal captada por la antena llegue directamente a los dos módulos CH.32 y CH.40 y haciéndola pasar, antes de penetrar en el módulo del canal 38, a través de dos atenuadores fijos, uno de 20 dB y otro de 6 dB, conectados en serie.

Por consiguiente, con una atenuación total de 26 dB, a la entrada del módulo CH.38 no llegan 105 dBmicrovoltios, sino tan sólo:

105 - 26 = 79 dBmicrovoltios

Al disponer entonces de tres señales bien ecualizadas (72 - 79 - 60 dBmicrovoltios) resulta más sencillo lograr en la salida tres señales de la misma amplitud por medio de los trimmers atenuadores existentes en cada módulo.

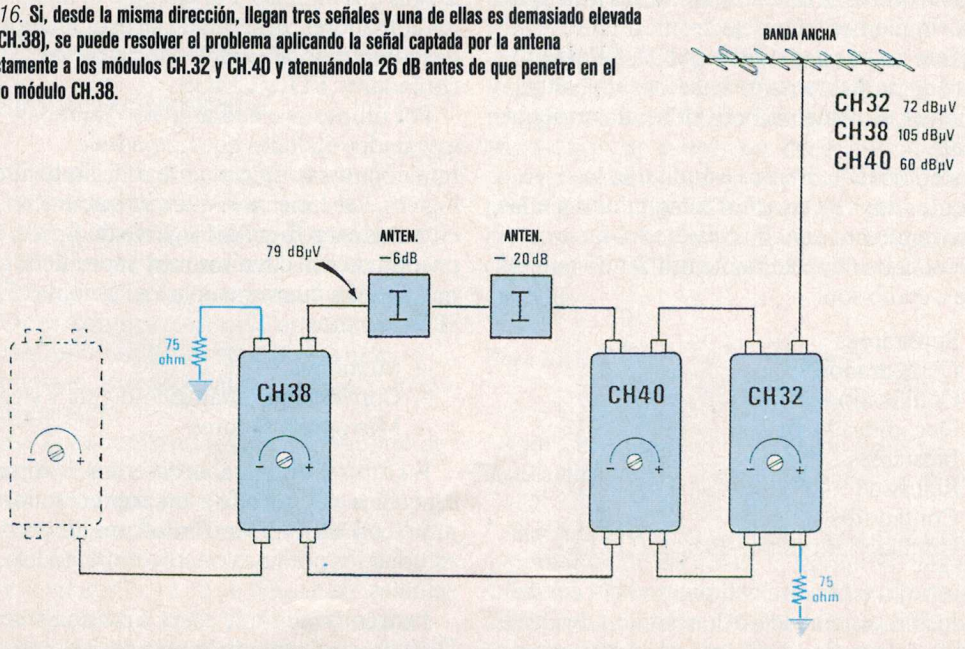


Fig. 16. **Si, desde la misma dirección, llegan tres señales y una de ellas es demasiado elevada (ver CH.38), se puede resolver el problema aplicando la señal captada por la antena directamente a los módulos CH.32 y CH.40 y atenuándola 26 dB antes de que penetre en el último módulo CH.38.**