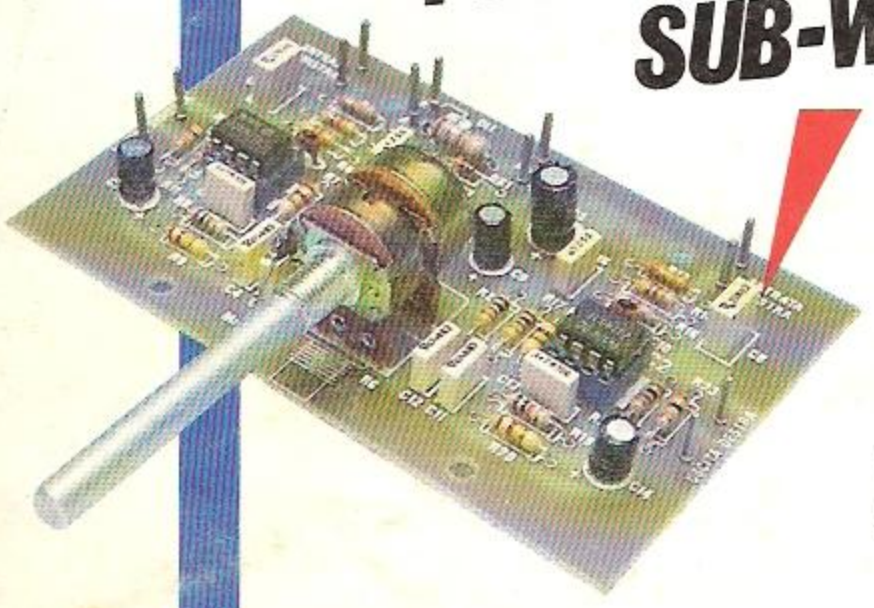
AÑO V. N.º 51

NUEVA Electrónica

AÑO V. N.º 51
300 PTAS.

de Hobby Press, S.A.

Montajes de vanguardia al alcance de todos



PREAMPLIFICADOR SUB-WOOFER



TÉSTER PARA MEDIR LA SALINIDAD DEL AGUA



Transceptor para 10 GHz



HOBBY PRESS

SISTEMAS DE RECEPCION DE SEÑALES DEL SATELITE METEOROLOGICO "METEOSAT"



TELEFAX 2000

DE APLICACION EN:

- CENTROS METEOROLOGICOS
- CENTROS DE PROTECCION CIVIL
- AEROPUERTOS
- BASES DE HELICOPTEROS
- COFRADIAS DE PESCADORES
- DIPUTACIONES PROVINCIALES
- COMUNIDADES AUTONOMAS
- UNIVERSIDADES
- CENTRALES HIDROELECTRICAS
- AEROCLUBS
- CLUBS NAUTICOS
- MEDIOS DE COMUNICACION
- CAMARAS AGRARIAS
- FEDERACIONES DEPORTIVAS DE MONTAÑA

ESTOS SON ALGUNOS DE NUESTROS CLIENTES:

- IBERIA
- AVIACO
- ASINEL
- FAMET
- INYPSA
- INSTITUTO METEOROLOGICO
- MINISTERIO DEL AIRE
- MINISTERIO DEL EJERCITO
- MINISTERIO DE MARINA
- SUBSECRETARIA DE AVIACION CIVIL
- HIDROELECTRICA ESPAÑOLA
- ACADEMIA DE CIENCIAS DE LA HABANA
- ESCUELA DE NAUTICA DE PASAJES
- INSTITUTO MARITIMO PESQUERO DEL ATLANTICO, ETC.

RECEPTOR CONVERTIDOR DE VIDEO





Fotos: García Merino

MONTAJES Y MANTENIMIENTO SA

C/ GENERAL PERON, 32 - 28020 MADRID
TEL.: 593 33 45

PRIMERA EMPRESA NACIONAL ESPECIALIZADA EN LA CAPTACION DE IMAGENES DEL METEOSAT

Director Editorial: José I. Gómez-Centurión
Director Técnico: Alfonso Fernández
Maqueta: Enrique Nieto
Soledad Fungairiño
Traducción: Ana M.ª Márquez
Fotografía: Carlos Candel, Miguel Lamana

Edita: HOBBY PRESS, S.A.

Presidente: María Andrino
Consejero Delegado: José I.Gómez-Centurión
Subdirector general: Andrés Aylagas
Jefe de Administración: José Angel Jiménez
Jefe de Producción: Carlos Peropadre

Publicidad: Blanca Erasun

Jefe de Marketing: Javier Bermejo

Redacción, Administración y Publicidad: Ctra. de Irún km 12,400. (Fuencarral). 28049 MADRID. Telf. Suscripciones: 734 65 00. Telf. Redacción: 734 70 12. Telex: 49480 HOPR Telefax: 7348298

Dto. Circulación: Paulino Blanco

Distribución: Coedis, S.A. Valencia, 245. Barcelona

Fotocomposición: Espacio y Punto, S.A.
Fotomecánica: Ibérico, S.A.
Depósito Legal: M-18437-1983

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

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

N.º 51 - NOVIEMBRE, 1987
300 ptas.
Canarias, Ceuta y Melilla 285 ptas.

En este número

TRANSCEPTOR PARA 10 GHZ



Este proyecto permitirá a todos los radioaficionados que aspiran a entrar en los 10 MHz, en la gama de las microondas, construirse un trasceptor verdaderamente profesional, fácil de realizar y estéticamente bien presentado. Su sola lectura resultará muy útil a los aficionados a la electrónica.



PREAMPLIFICADOR PARA REFORZAR LOS BAJOS

Un buen amplificador y unas excelentes cajas acústicos no garantizan una audición perfecta en las frecuencias más bajas de la gama, debido, fundamentalmente, a las absorciones ambientales. Este amplificador está diseñado para compensar tal problema.

TESTER PARA MEDIR LA SALINIDAD DEL AGUA

Para medir la salinidad del agua y, modificando tan sólo el valor de una resistencia, para medir la humedad en la tierra; tan útil a personas aficionadas a las plantas como a quienes tienen que seguir un régimen de sal en las comidas, aplicando la electrónica a los problemas cotidianos.



PREAMPLIFICADOR PARA CAVIDADES DE 10 GHZ

El distanciamiento entre un transceptor de 10 GHz y su correspondiente cavidad, tanto si es estándar como gunn-plexer, conlleva pérdidas de señal que deben compensarse con la utilización de un preamplificador como el que presentamos en este número.



SUMARIO

- Las noticias y novedades del mundo de la electrónica, pág. 5.
- Transceptor en los 10 MGz para la cavidad gunn-plexer, pág. 6.
- Montajes prácticos con amplificadores operacionales, pág. 42.
- Preamplificador para las cavidades de 10 GHz, pág. 47.
- Téster para medir la salinidad del agua o la humedad, pág. 52.
- Amplificador para reforzar la audición de los bajos, pág. 57.

¡COLECCIONA NUEVA ELECTRÓNICA!



Para solicitar las tapas, remítenos hoy mismo el cupón de pedido

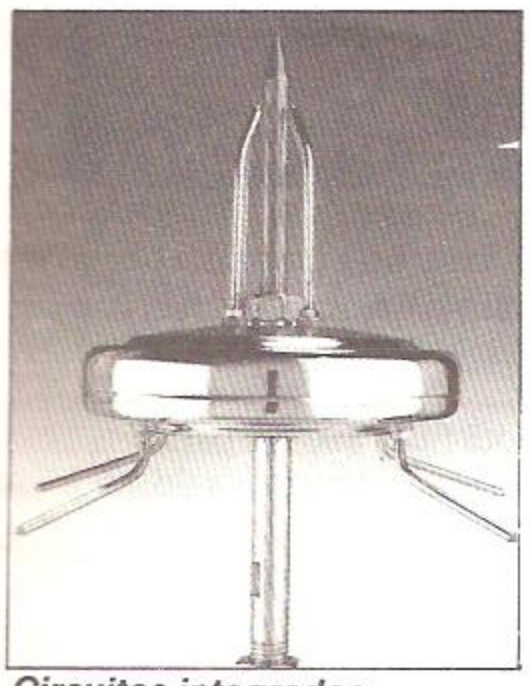


No necesita encuadernación,
gracias a un sencillo sistema de fijación que permite además extraer cada revista cuantas veces sea necesario.

Noticias

Pararrayos electrónico

La compañía INDELEC ha presentado un pararrayos con un dispositivo electrónico autónomo. Se trata de un nuevo dispositivo ionizante patentado, que utiliza el compo eléctrico que se crea en la atmósfera. Gracias a una emisión de electrones en fase con el aumento del campo eléctrico, ofrece la ventaja de que la punta crea de antemano un foco de atracción, con relación a cualquier otro elemento saliente. La emisión de los electrones generados precipita además la aparición del fenómeno de punta (efecto corona), lo que contribuye a la mayor eficacia deel conjunto. La emisión de iones está perfectamente controlada: en un período muy corto de tiempo y en ráfagas, la generación de iones traza en el momento adecuado el camino que va a seguir el rayo.

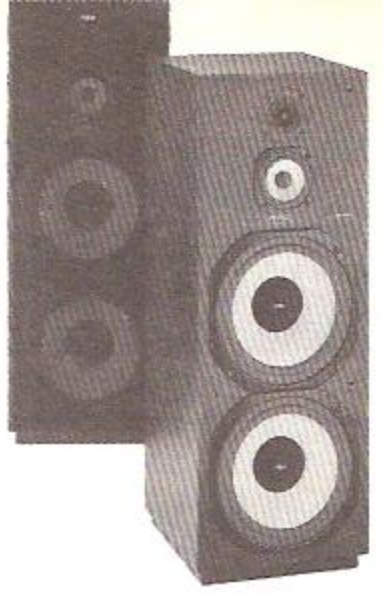


Circuitos integrados hibridos para RF

La Microwave División de Marconi Electronic Devices ofrece ahora un servicio completo de proyección y desarrollo a nivel de prototipo y producción de circuitos integrados híbridos de capa gruesa para RF. Está garantizada la ejecución rápida de pedidos de pequeño a mediano volumen. Los medios de diseño CAD y de fotorreducción con que cuenta la compañía, unidos a la experiencia en la producción de circuitos para altas frecuencias de hasta 12 GHz garantizan la acción rápida en el desarrollo iteractivo de circuitos de película gruesa.

Darlington con muy alta ganancia de corriente

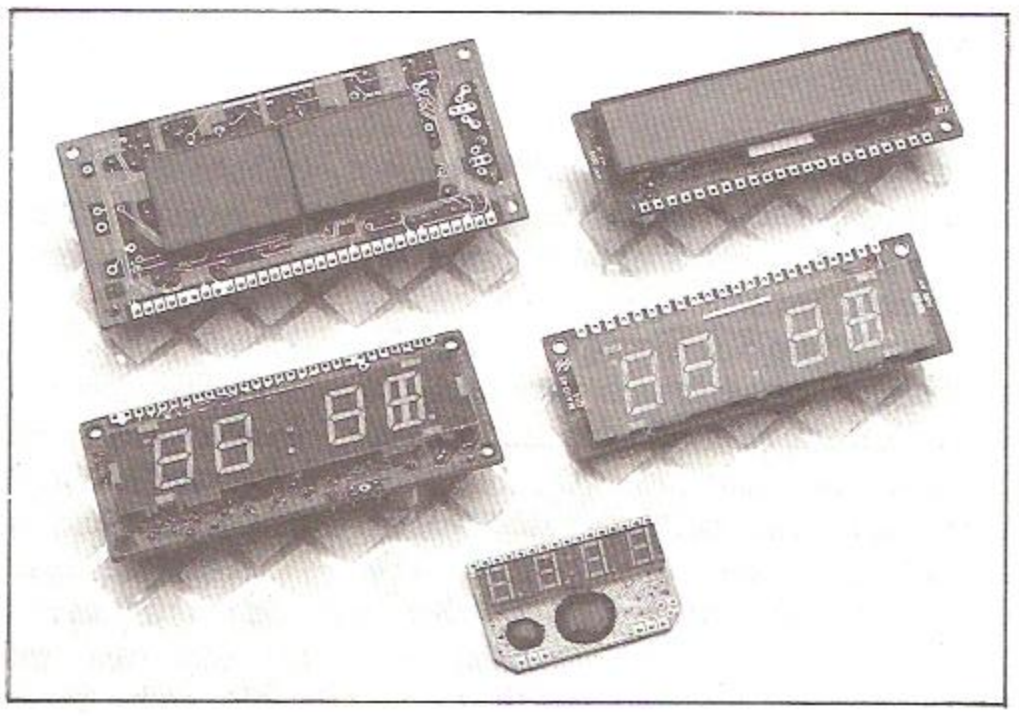
MINIWAT anuncia una gama de transistores Darlington de aplicación general, circuitos sencillos de interconexión que tienen muy alta ganancia de corriente continua directa. Estos nuevos Darlington están disponibles en encapsulado convencional o para montaje superficial (SMD). El BC516 (pnp) y el BC517 (npn) tienen ganancias nominales de corriente continua por encima de 30.000. Los MPSA13 y MPSA11 son npn y tienen ganancias nominales mínimas de corriente de 5.000 y 10.000 respectivamente; los MPSA63 y MPSA64 son los equivalentes pnp y tienen las mismas ganancias. Todos estos dispositivos tienen una tensión nominal colector/emisor de 30v, y sus áreas de aplicación son: sencilla conmutación de salida, excitadores de pequeños motores, relés y excitadores de martillo impresos.



Nuevas pantallas acústicas Vieta

ACUTRES, S.A., incorpora nuevas líneas de productos, entre ellas la serie Delta, de la que destaca el modelo PR-100. La principal cualidad sonora de la PR-100 Delta es su capacidad de reproducir hasta las frecuencias más graves presentes en las grabaciones modernas. Para ello, incorpora dos altavoces de 10 pulgadas, uno de ellos activo y el otro pasivo, que actúan conjuntamente en la parte más baja del espectro. Un filtro divisor distribuye las señales entre los distintos altavoces, entre los que sobresale el de agudos, de cúpula blanda hemisférica y bobina móvil refrigerada por ferrofluido, lo que permite utilizar amplificadores de hasta 100W por canal.

Módulos digitales de reloj



Cerca de 35 modelos caracterizan a la familia de módulos integrados de reloj de Three-Five Semiconductor. Alturas de dígitos de 0.84, 0.7, 0.5 y 0.3 pulgadas y una elección de colores en rojo, amarillo o verde, proporcionan una amplia selección al ingeniero de diseño. La mayor parte de los módulos requieren sólo un transformador y un switch de selección para generar un reloj completamente funcional. La gama también incluye módulo de corriente continua para aplicaciones tales como relojes de automóvil.

Controlador de servo de precisión

El EL2017/EL2017C de la firma ELANTEC ha sido diseñado para reducir el consumo y el espacio requerido en los servos posicionados de cabezales de disco y en otros tipos de servos. El EL2017 incorpora el amplificador sensor de corriente, salida de potencia configurada en puente y amplificador de error. El EL2017 consigue un ahorro en consumo importante al trabajar en clase «D» (chopper) durante la operación en alta corriente (SEEK). La disipación del sistema se reduce en un tercio consiguiendo además alta fiabilidad y facilitando la evacuación de calor. Cuando trabaja en «tracking» el amplificador conmuta a trabajo en clase «B» convencional para retornar a recepción de datos libre de ruidos.

UN TRANSCEPT

Os introducimos en el reino de las microondas y ofreciendo un receptor-transmisor sensible y sofisticado. Pulsando un simple botón podremos recibir o transmitir con banda ancha, estrecha o muy estrecha, un indicador S-meter nos informará sobre la intensidad de la señal captada, el control automático de frecuencia nos permitirá mantener enganchada la emisora captada aunque su frecuencia «patine», una sintonía automática explorará continuamente toda la gama para detectar la presencia de cualquier señal y un indicador digital nos permitirá saber en qué frecuencia estamos transmitiendo.

DISEÑADO PARA LA CAVIDAD GUNN-PLEXER

ALIMENTACIÓN A 12 VOLTIOS C.C.

Creemos que el receptor transmisor LX.421 –que ofrecemos ahora–, tal como ha sido proyectado, puede satisfacer al más exigente de los radioaficionados; en efecto, ha nacido en base a las peticiones que nos han ido llegando desde hace un año, aportando poco a poco al circuito los detalles que nos iban sugiriendo, después de haberlo probado.

Las características principales de este aparato son las siguientes:

1) Empleo de una cavidad GUNN-PLEXER de sintonía electrónica.

2) Recepción con tres anchos de banda: 1,8 MHz (ancha), 280 KHz (estrecha), 10-20 KHz (muy estrecha) y posibilidad de adaptación en transmisión.

3) Sintonía manual con potenciómetro de 10 vueltas y sintonía automática para búsqueda total en la gama de los 10 GHz (de 10,4 GHz a 10,5 GHz).

4) Sintonía automática que permite la búsqueda (lenta o rápida) total y continua de toda la gama para localización de emisoras, con circuito de linealización para la «característica» del diodo varicap.

5) Generador de nota fija a 800 Hz para llamada y búsqueda de posibles señales de AF o de «beacon».

6) Sintonía digital con display (optativo) para visualizar la frecuencia aproximada de transmisión.

7) Alimentación a 12,6-13 voltios para que, quienes empleen el receptor transmisor para «contest», puedan alimentarlo con la batería del coche.

8) Suministro de un mueble ya perforado y serigrafiado, que os permitirá obtener un transmisor-receptor de categoría, que no tendrá nada que envidiar a otros aparatos comerciales.

No obstante, y para que podáis apreciar en lo que valen las ventajas de este aparato, os aconsejamos leer el artículo entero para poder captar cada uno de los detalles y de las características principales.

Las ventajas del GUNN-PLEXER

Como una cavidad GUNN-PLEXER tiene un precio en mercado que es casi cinco veces el de una cavidad corriente, la primera pregunta que surge es la razón de que sólo el hecho de poseer un diodo varicap para la sintonía suponga una diferencia de precio tan marcada.

OR PARA 10 GHz



Aclararemos que, si pretendiéramos contestar exhaustivamente a esta pregunta, indicando todos y cada uno de los mínimos detalles que caracterizan a una cavidad gunn-plexer, necesitaríamos más de media revista; por consiguiente, sólo nos referiremos a los puntos que consideramos más importantes.

Ya a simple vista, por fuera, se observará de inmediato que la construcción mecánica de ambas cavidades no es la misma: en efecto, la primera —es decir la estándar— está fabricada con una aleación de aluminio fundida a presión, mientras que la segunda está hecha por fresado de una liga metálica de consistencia superior.

Esta diferencia en la elaboración mecánica, unida a otras características técnicas muy interesantes, nos permite obtener considerables ventajas, como es, por ejemplo, un meno nivel de ruido (y, por consiguiente, una mayor sensibilidad del receptor) y una mezcla mejor de la señal en llegada con la señal del oscilador local.

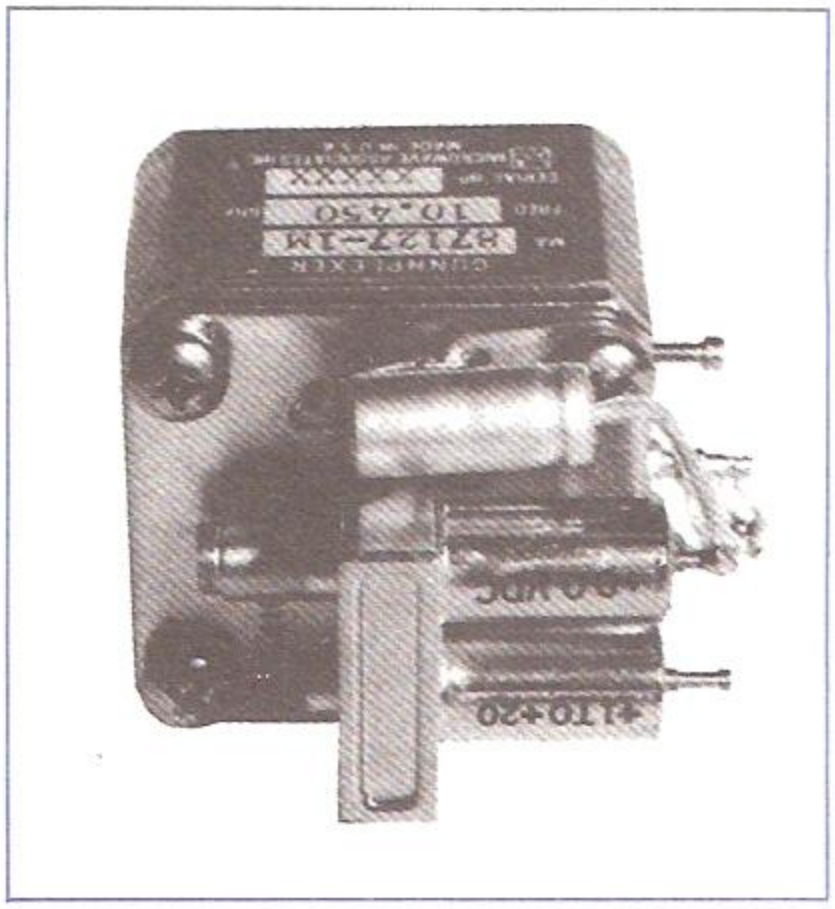
Por poner un ejemplo, mientras que la cavidad estándard tiene una figura de ruido que oscila alrededor de los 14 dB, la gunn-plexer tiene un figura de apenas 7-8 dB; por consiguiente, a igualdad de señal en llegada a las entradas de las dos cavidades, en la salida del diodo Schottky de la gunn-plexer encontraremos una señal del doble de amplitud respecto a la disponible en la otra cavidad.

La razón de esta diferencia radica, precisamente, en la distinta técnica de construcción empleada para realizar las dos cavidades; en efecto, hay que tener en cuenta que en una guía de onda, la intensidad del «campo electro-magnético» —tanto en transmisión como en recepción— es la máxima en el centro y se reduce casi a cero en las paredes laterales.

En la cavidad estándar, al estar el diodo Schottky adherido a una pared lateral, el porcentaje de señal que logra alcanzarlo es mínimo —tanto en el caso de la señal en recepción, como en el de la señal del oscilador local y también mínima será la sensibilidad del receptor; tanto es así, que para mejorar esta sensibilidad se recurre a polarizar ligeramente en continua el diodo Schottky, haciendo circular por él una corriente de 0,8 mA.

En cambio, en la cavidad gunn-plexer —aunque la máxima intensidad de la señal se produzca en el centro de la guía de onda y el

La cavidad gunn-plexer, a diferencia de la estándar, ofrece una mayor sensibilidad, una figura de ruido menor y, además, dispone de un diodo varicap que permite modificar la sintonía de 10,400 a 10,500 GHz variando tan sólo la tensión en sus extremos de 1 a 20 voltios positivos. En la foto una vista posterior del gunn-plexer.



A la derecha, una vista lateral del gunn-plexer. Como se explica en el artículo, el condensador electrolítico de 50 mF 25 voltios se sustituirá por un condensador poliéster de 100.000-150.000 pF, ya que la modulación (para lograr la misma desviación de frecuencia en toda la gama) se realizará directamente sobre el diodo gunn.

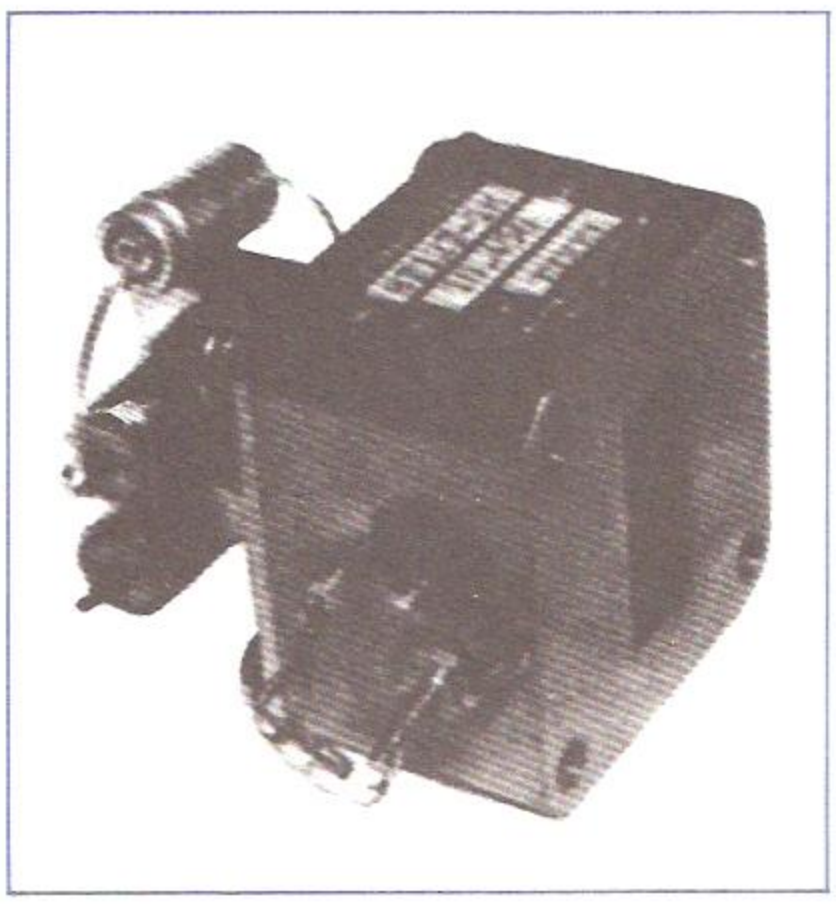
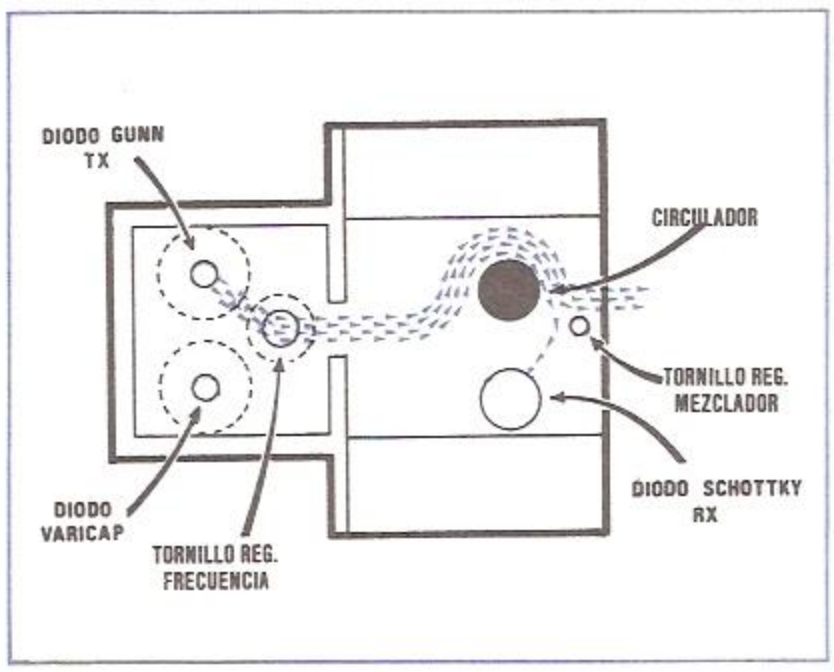


Fig. 1. **La señal de SHF emitida por el diodo gunn, al encontrarse con el circulador, es desviada por éste hacia el exterior. El tornillo situado en la embocadura de la cavidad permitirá dirigir hacia el diodo Schottky la cantidad de señal necesaria para una mezcla perfecta.**



diodo Schottky esté a un lado— la señal de SHF, antes de salir de la cavidad para ser irradiada al aire, se encuentra con un cilindro de ferrita en cuyos extremos, por dentro, van aplicados dos imanes.

Este pequeño cilindro —llamado CIRCULADOR— crea en el interior de la cavidad un campo magnético especial, capaz de influenciar las «microondas» haciendo que la señal siga un recorrido determinado.

Como puede verse en la fig. 1, la señal de microondas emitida por el diodo gunn, al encontrarse con este «circulador», gira a su alrededor media vuelta y, por el lado contrario, sale de la cavidad sin sufrir atenuación alguna, mientras que la señal análoga captada por la antena (señal en recepción), al entrar en el centro de la cavidad, es desviada por el «circulador» hacia el diodo Schottky en su totalidad; al haber menos dispersión de la señal de SHF —en comparación con una cavidad estándar— el empleo de un gunn-plexer incrementa la sensibilidad de forma considerable.

Otro detalle muy importante —que no existe en la cavidad estándar— es un tornillo de lo más corriente, situado en la embocadura del gunn-plexer, centrado respecto al «circulador» y el diodo Schottky (ver foto).

Sin este tornillo, la cavidad no podría funcionar en recepción; en efecto, ya sabréis que la recepción se produce porque el diodo Schottky desempeña la función de «fase mezcladora», es decir, mezcla una porción de la señal de SHF emitida por el diodo gunn (es decir por el transmisor) con la señal de SHF captada por la antena, obteniendo de dicha mezcla una frecuencia de 30 MHz (valor estándar europeo) que, posteriormente, será amplificada con fases de FI ajustadas a dicha frecuencia.

Pues bien, el tornillo nos permite —dentro de la cavidad gunn-plexer— desviar hacia el diodo Schottky el porcentaje de la señal SHF emitida por el diodo gunn, suficiente para que el diodo desempeñe sus funciones de convertidor-mezclador de SHF sin necesidad de tenerlo que polarizar en continua, como ocurría en la cavidad estándar.

Además de estas ventajas —ya importantes— el gunn-plexer ofrece otra aún mejor: posee en su interior un diodo varicap que nos permite —aplicándole una tensión variable entre un mínimo de 1 voltio y un máximo de 20 voltios— explorar electrónicamente en sintonía continua toda la gama de los 10 GHz (de 10,4 a 10,5 GHz), sin tener que accionar ninguna tuerca de regulación, como ocurría en la cavidad estándar.

Al tener la posibilidad de modificar la sintonía jugando tan sólo con una tensión, tendremos la ventaja de poder instalar el gunn-plexer dentro de una parábola, o bien fijo en el tejado de una casa, completándolo quizás con un sistema de rotación por motor, ya que la sintonía podrá realizarse accionando simplemente el mando existente en el mueble del receptor transmisor.

Aclararemos que la frecuencia indicada en la cavidad —es decir 10,450 GHz— es, en la práctica, la frecuencia a la que ha sido ajustada aplicando al terminal del diodo varicap una tensión continua de 6 voltios.

Esta indicación, según hemos comprobado, no es demasiado exacta, ya que de hecho siempre existe una pérdida o un aumento de

algunos megahertzios: por consiguiente no debéis tomarla al pie de la letra.

Y ahora, una vez consideradas todas las ventajas que ofrece una cavidad gunn-plexer, muchos pensarán que la «cavidad normal» es una auténtica birria.

Pero esto no es así; en efecto, aunque tenemos que reconocer que el gunn-plexer posee características superiores, tampoco podemos olvidar que el récord mundial de distancia en los 10 GHz —que, hasta hace unos días era de 633 km— ha sido logrado por dos italianos, precisamente de 1.2 FZD (en posesión de una cavidad estándar) y de 1.4 CHY (en posesiónn de un gunn-plexer) y que otros excelentes DX en esta gama sólo han sido logrados con cavidades de tipo «corriente».

En todo caso, es evidente que, disponiendo de una cavidad gunn-plexer, se puede realizar un número mayor de DX, ya que la sintonía por diodo varicap nos permite controlar con más facilidad y en toda la gama, si existe una señal en llegada y, gracias a la sensibilidad superior, captar incluso señales muy débiles que la cavidad estándar no podría detectar.

Receptor

La parte más interesante de este receptor-transmisor es, indudablemente, la sección receptora que nos ofrece la posibilidad de recibir con tres anchuras de banda distintas, es decir 1,8 MHz - 280 KHz y 10/20 KHz.

En la fig. 4 se puede ver el esquema completo dé dicho receptor.

La señal tomada de la salida del preamplificador LX.368 (publicado en la pág. 41) —que se conectará muy.cerca de la cavidad gunn-plexer— se aplicará a las entradas de las dos FI de 30 MHz indicadas en el esquema como MF1 y MF7, por medio de un divisor resistivo (ver R1-R2 y R26-R27), totalmente indispensable para evitar que las dos secciones receptoras se interfieran mutuamente; en efecto, como ya habréis podido suponer observando el esquema, disponemos prácticamente de dos secciones receptoras, una que utilizaremos para la banda ancha y una que utilizaremos, en cambio, para la banda estrecha y muy estrecha.

Empezaremos la descripción por la fase más sencilla, es decir, la de «banda ancha» que puede verse abajo a la izquierda.

Como observaréis, la señal de SHF —covertida ya a la frecuencia de 30 MHz por la cavidad y preamplificada por el circuito LX.368— se aplica al primario de MF7 y, desde el secundario de ésta, se transfiere a la entrada de otra fase preamplificadora constituida por los dos mosfet MOS3 y MOS4.

Por consiguiente, en el secundario de la última FI de 30 MHz (MF9) dispondremos de una señal con amplitud más que suficiente para accionar las entradas (patillas 13-14) del integrado TBA.120 (IC3), un amplificador de FI con 6 fases, dotado con un demodulador FM que nos ofrecerá, en salida en la patilla 8, la señal de BF ya detectada.

En lugar de aplicar directamente esta señal a la fase preamplificadora de BF, la haremos llegar a la patilla 4 del integrado CD.4066 (IC8) que, como veremos luego, no es más que un conmutador electrónico que utilizamos para poder seleccionar la anchura de banda deseada en recepción.

Aclararemos que la sección receptora que acabamos de explicar, nos permite obtener una anchura de banda de aproximadamente 1,8 MHz. Llegados a este punto, podríamos preguntarnos porque no se ha utilizado como

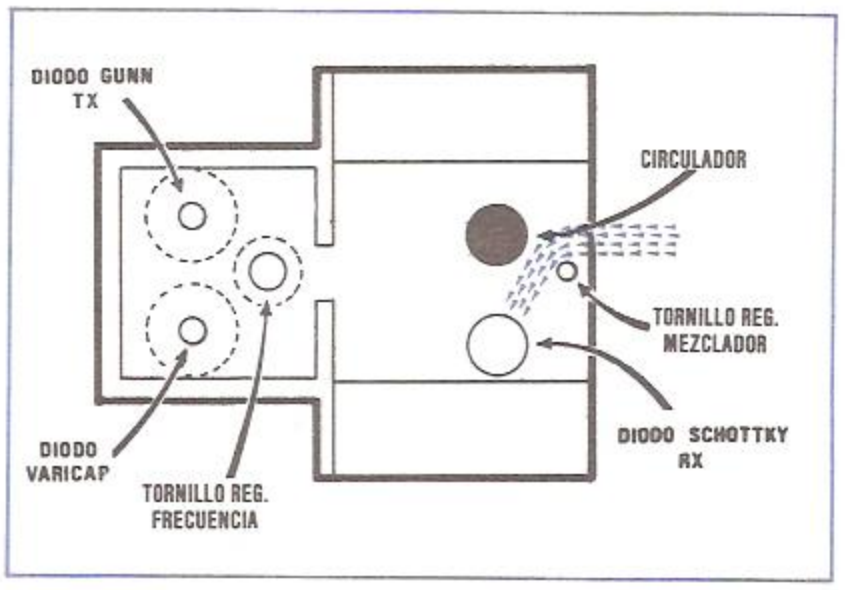
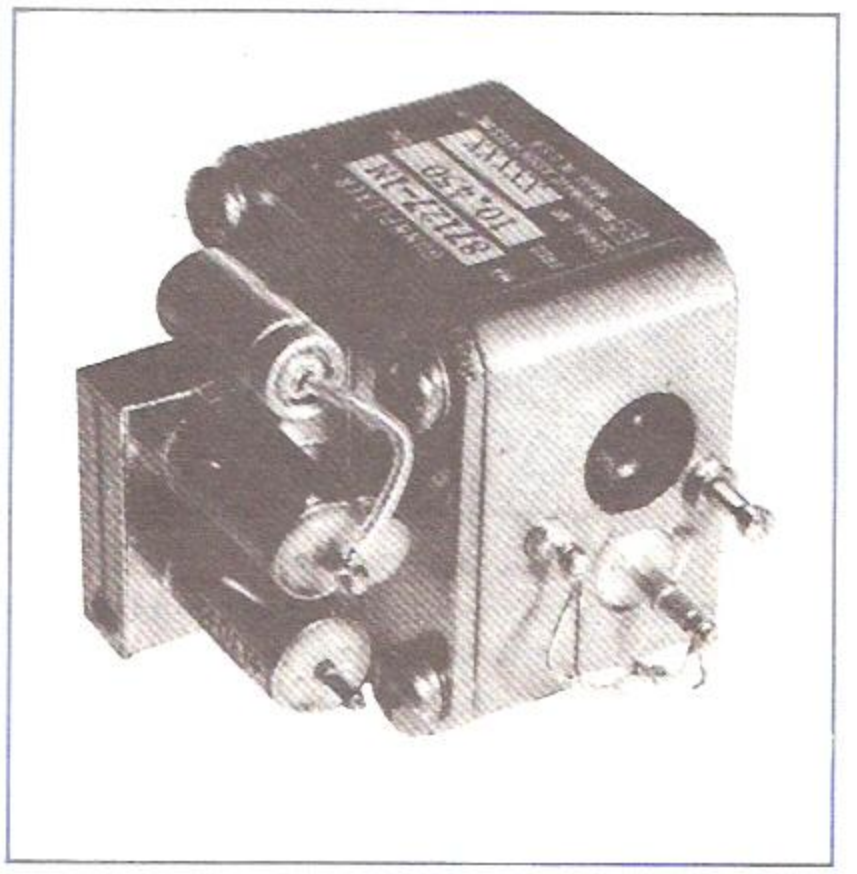
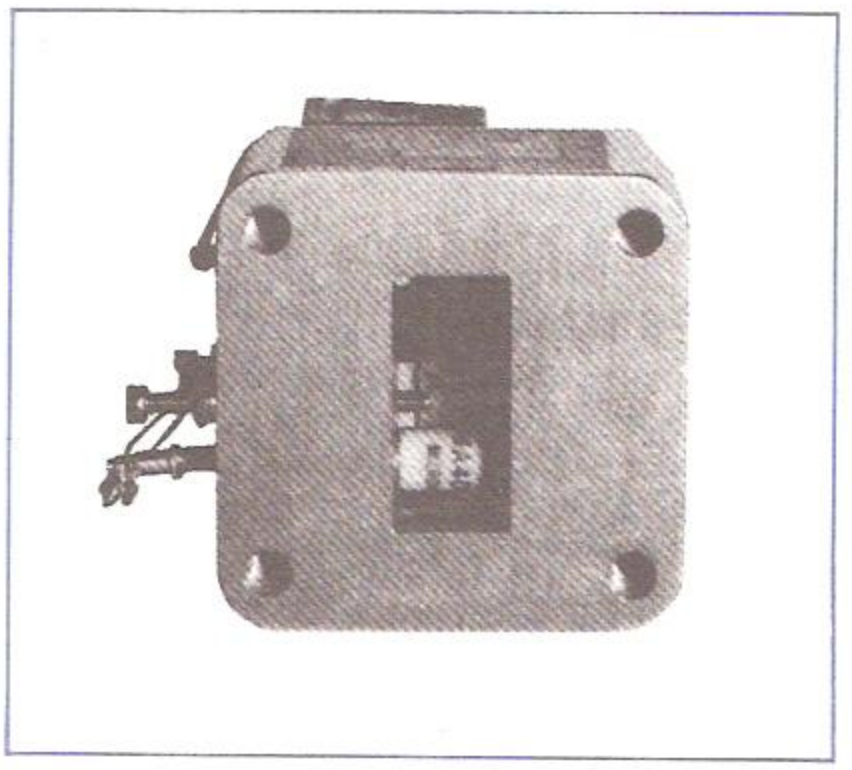


Fig. 2. **En recepción, la señal captada por la antena, al encontrarse con el «circulador», es desviada totalmente hacia el diodo Schottky, aumentando así la sensibilidad. En la cavidad normal, al faltar este dispositivo, parte de la señal de SHF se dispersa inútilmente.**

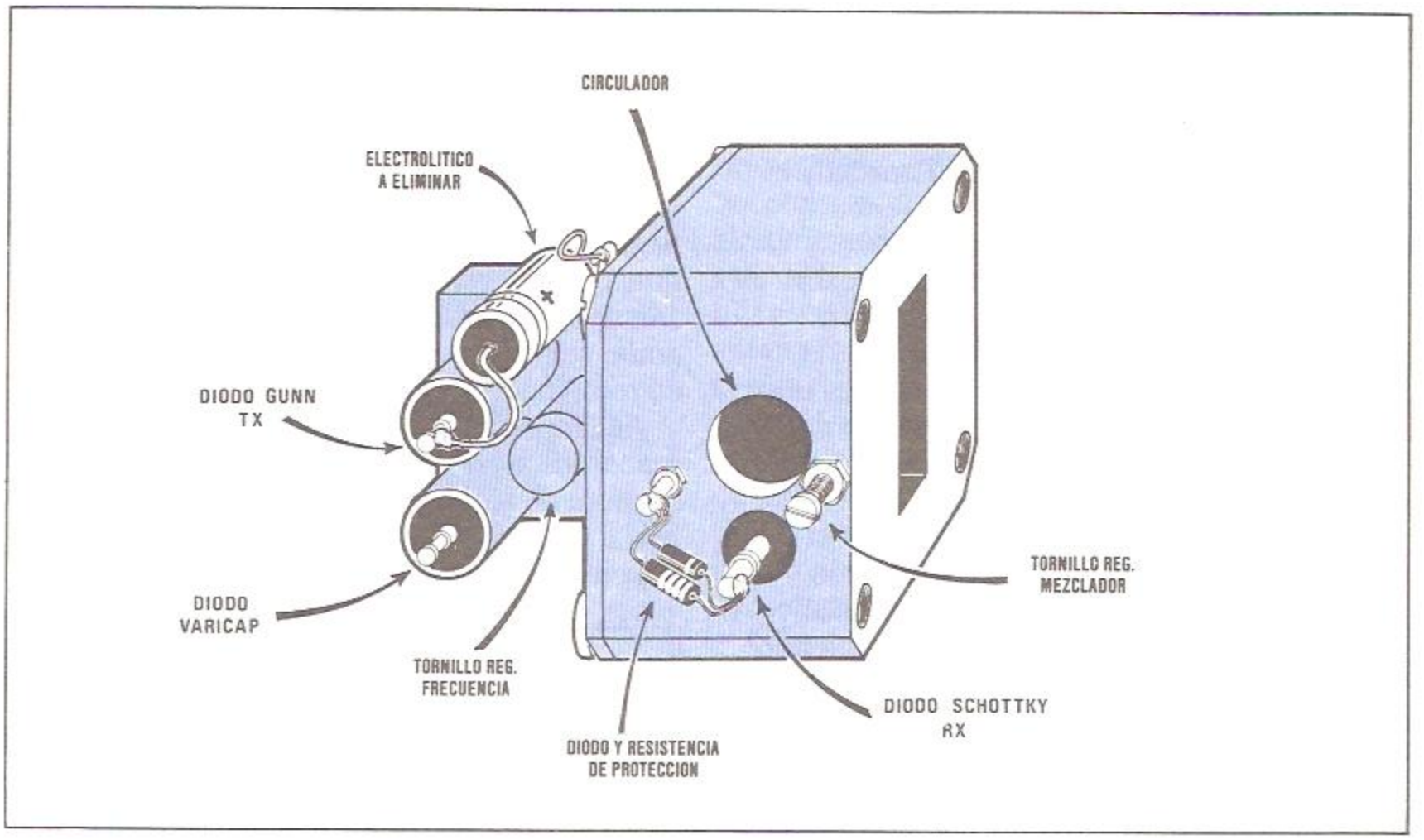


En esta foto se puede ver el terminal de salida del diodo Schottky, con su correspondiente protección (ver diodo zener y la resistencia correspondiente aplicada en paralelo), así como el tornillo que regula la mezcla de la señal emitida por el diodo gunn con la recibida por la antena. Obsérvese, cerca del tornillo, el orificio en que se aloja el circulador.

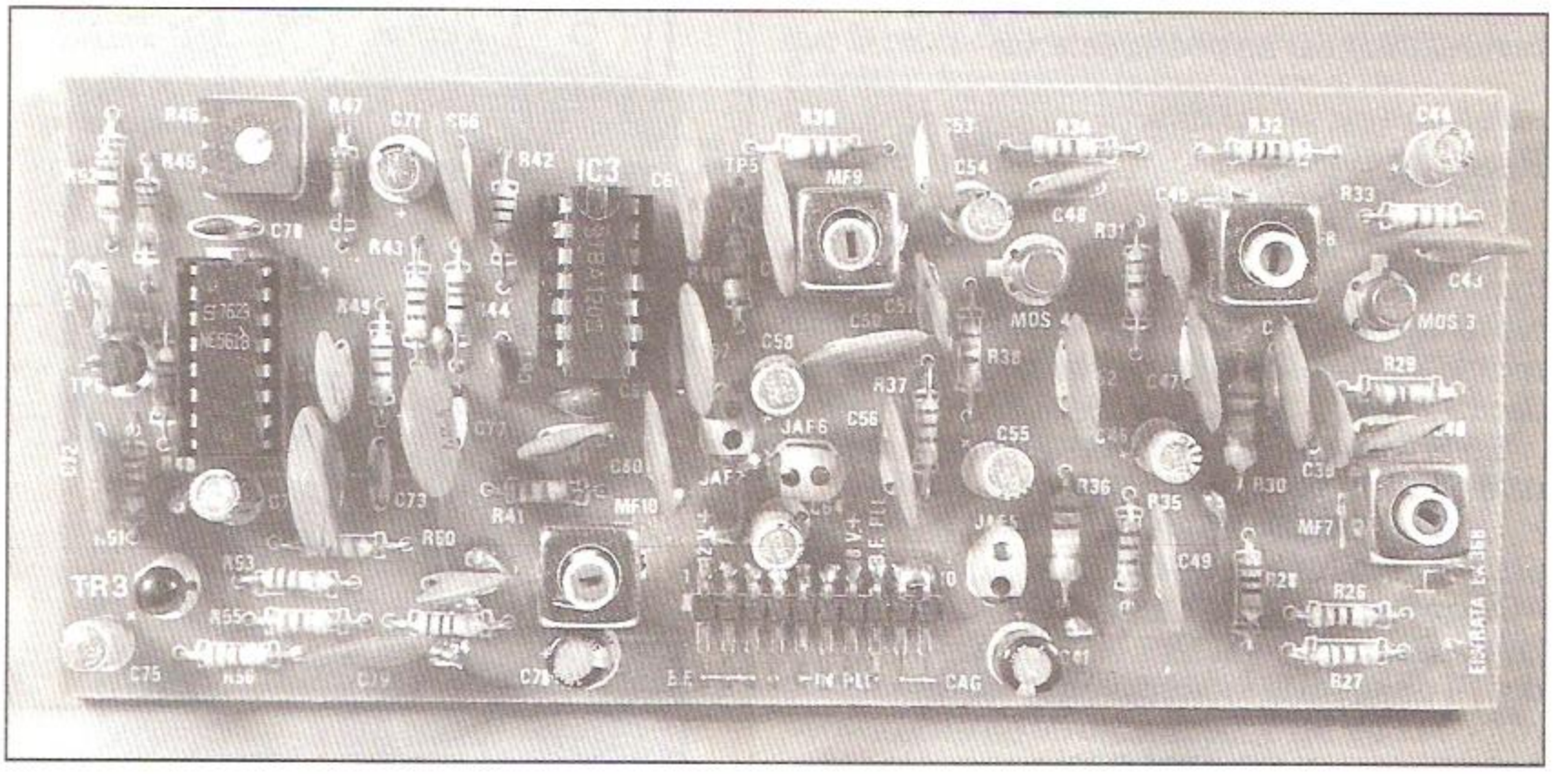


En esta vista frontal, se puede observar, abajo, el diodo Schottky del receptor y, sobre él, el cilindro magnético del circulador capaz de crear en el interior de la cavidad, un campo magnético especial, necesario para que las microondas sigan un recorrido determinado, tanto en transmisión como en recepción. En la embocadura de esta cavidad, podremos aplicar una antena de trompeta.

Fig. 3. En este dibujo podemos ver mejor todos los detalles que caracterizan a una cavidad gunn-plexer. Recordaremos al lector que el condensador electrolítico aplicado en el terminal del diodo gunn se sustituye con un condensador poliéster de 100.000-150.000 pF y que el tornillo de regulación no debe tocarse bajo ningún concepto, ya que lo hemos ajustado para lograr el mejor rendimiento.



Fotografía del circuito LX422 con todos los componentes correspondientes al receptor de banda ancha y muy estrecha con PLL.



detector discriminador, también en esta fase, el TDA.1200, existente ya en la fase receptora de banda estrecha; en efecto, parece lógico que habría bastado con un simple conmutador conectado para tomar la señal de MF9 y aplicarla a las entradas de IC1, ahorrando así un integrado.

Ante esta duda, aclararemos que si hemos utilizado dos integrados no ha sido, como es lógico, para aumentar el coste del receptor, sino con el único objetivo de mejorar sus características.

En efecto, el TDA.1200 es un excelente preamplificador de FI y discriminador mientras se trabaja con frecuencias inferiores a los 20-25 MHz, pero cuando se pasa a frecuencias del órden de los 30 MHz pierde sensibilidad y es más ruidoso que el TBA.120 que es capaz de preamplificar la señal, con bajo nivel de ruido y con elevada ganancia, hasta más allá de los 35 MHz.

NOTA: debe tener en cuenta el lector que, en el mercado, existen distintos tipos de TBA.120, identificados por las distintas siglas que indican su frecuencia de trabajo y que son:

TBA.120 – TBA.120 A = más allá de los 35 MHz.

TBA.120 S – TBA.120 AS = máximo 12 MHz.

TBA.120 T – TBA.120 U = máximo 12 MHz.

Es evidente que, en nuestro caso, al trabajar con 30 MHz, sólo podremos emplear los dos primeros tipos (es decir 120 o 120 A): de no ser así, el circuito no podría funcionar.

La segunda fase receptora prevista en nuestro circuito, es la correspondiente a la banda estrecha y a la banda muy estrecha: es mucho más compleja que la anterior ya que es de «doble conversión» (y no de conversión sencilla) y dispone de dos discriminadores, el TDA.1200 para la banda estrecha y el PLL para la banda muy estrecha.

La misma señal que hemos visto entrar en la bobina MF7, entra ahora en la MF1 que, como la bobina anterior, es una «frecuencia

intermedia» sintonizada a los 30 MHz.

El mosfet MOS1 premplifica esta señal que, del secundario de la bobina MF2, se aplica a la entrada de un segundo mosfet MOS2, utilizado en nuestro circuito como fase «mezcladora»; en efecto, a la entrada G2 de dicho mosfet se aplica la señal de AF generada por el oscilador local, constituido por el fet FT1 accionado por un cuarzo de 40,730 MHz.

Por consiguiente, en la salida del mosfet MOS2 encontraremos una señal de frecuencia equivalente a la diferencia entre las dos aplicadas en entrada, es decir: 40,730 − 30 = 10,730 MHz, y precisamente a esta frecuencia irá ajustada la MF4.

En otras palabras, tenemos un receptor de doble conversión: la primera de 10 GHz a 30 MHz es efectuada directamente por el diodo Schottky en el interior de la cavidad, mientras que la segunda, de 30 MHz a 10,730 MHz, la efectúa el mosfet MOS2.

Para poder lograr una banda pasante lo suficientemente estrecha, la señal obtenida de la segunda conversión se hace pasar a través del doble filtro cerámico de 10,37 MHz, indicado en el esquema eléctrico como FC1.

En la salida de éste dispondremos de una señal de FI con una anchura de banda de sólo 280 KHz, que aplicaremos al source del fet FT2, que desempeña la función de fase preamplificadora y separadora.

Del secundario de MF5 obtendremos la señal para aplicar a las entradas (patillas 1-3) del integrado TDA.1200 que, a dicha frecuencia, es un excelente preamplificador y discriminador de FM.

A diferencia del TBA.120, el TDA.1200 dispone de una salida de CAF (patilla 7) para control automático de frecuencia, de una salida de GAG (patilla 15) para el control automático de la ganancia y de una salida (patilla 13) adecuada para accionar un medidor S-meter para el control del nivel en recepción.

En nuestro receptor, todas estas salidas se aprovechan para mejorar sus prestaciones; es más, podemos ya anticiparos que el CAF-CAG y el S-meter de esta fase se aprovechan también cuando recibimos en «banda-ancha», es decir con el TBA.120, ya que la fase de «banda estrecha» está siempre en funcionamiento.

Obsérvese que la patilla del control automático de la ganancia (patilla 15 del TDA.1200) está conectada a la entrada del amplificador en continua constituido por los dos transistores TR1 y TR2 y que la tensión continua existente en el colector de TR1 se aplica simultáneamente a los terminales G2 de dos mosfet preamplificadores de 30 MHz (véase MOS1 y MOS3) a fin de controlar la amplificación de la señal recibida en ambos receptores.

Algo similar puede decirse en cuanto al CAF que, como veremos más adelante, también sirve para el receptor de banda ancha.

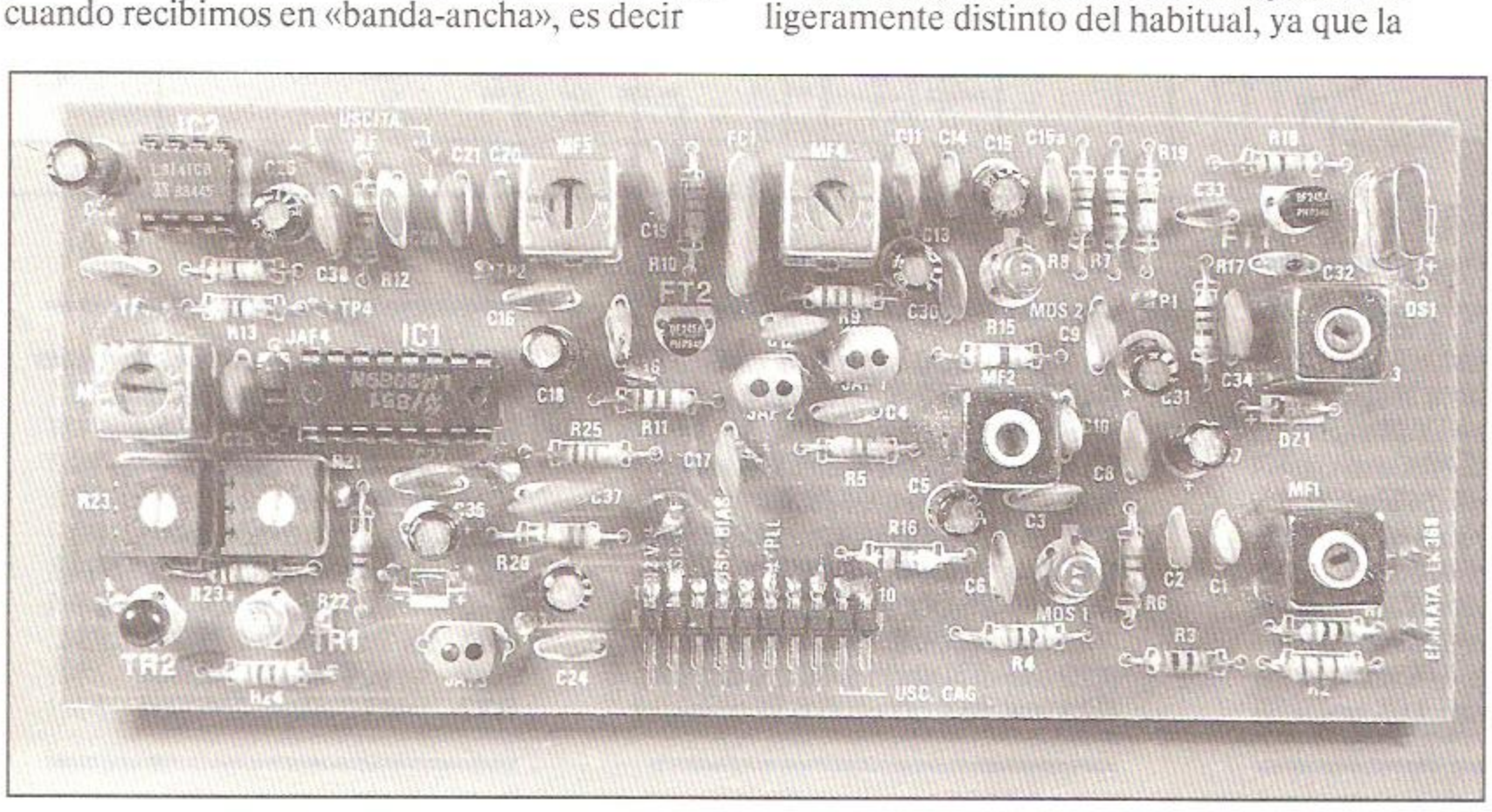
También en este caso, la señal de BF detectada por el TDA.1200 y disponible en salida en la patilla 8 de dicho integrado, se aplica a la entrada (patilla 1) de un conmutador electrónico contenido en el interior del integrado CD.4066 que utilizaremos para seleccionar, en cada ocasión, la banda de recepción deseada.

Al disponer este segundo receptor de una banda mucho más estrecha respecto al anterior (280 KHz contra los 1,8 MHz del otro), es evidente que nos permitirá obtener, en algunos casos, ventajas importantes como, por ejemplo, un aumento de sensibilidad (aproximadamente 8 dB) así como una mejor relación señal/interferencia.

Pero ocurre con frecuencia que ni siquiera la banda estrecha puede lograr que podamos escuchar perfectamente una señal que llega demasiado débil a nuestra antena y, en estas condiciones, la única forma de poder entender lo que nos dice nuestro interlocutor consiste en conmutar el receptor a «PLL».

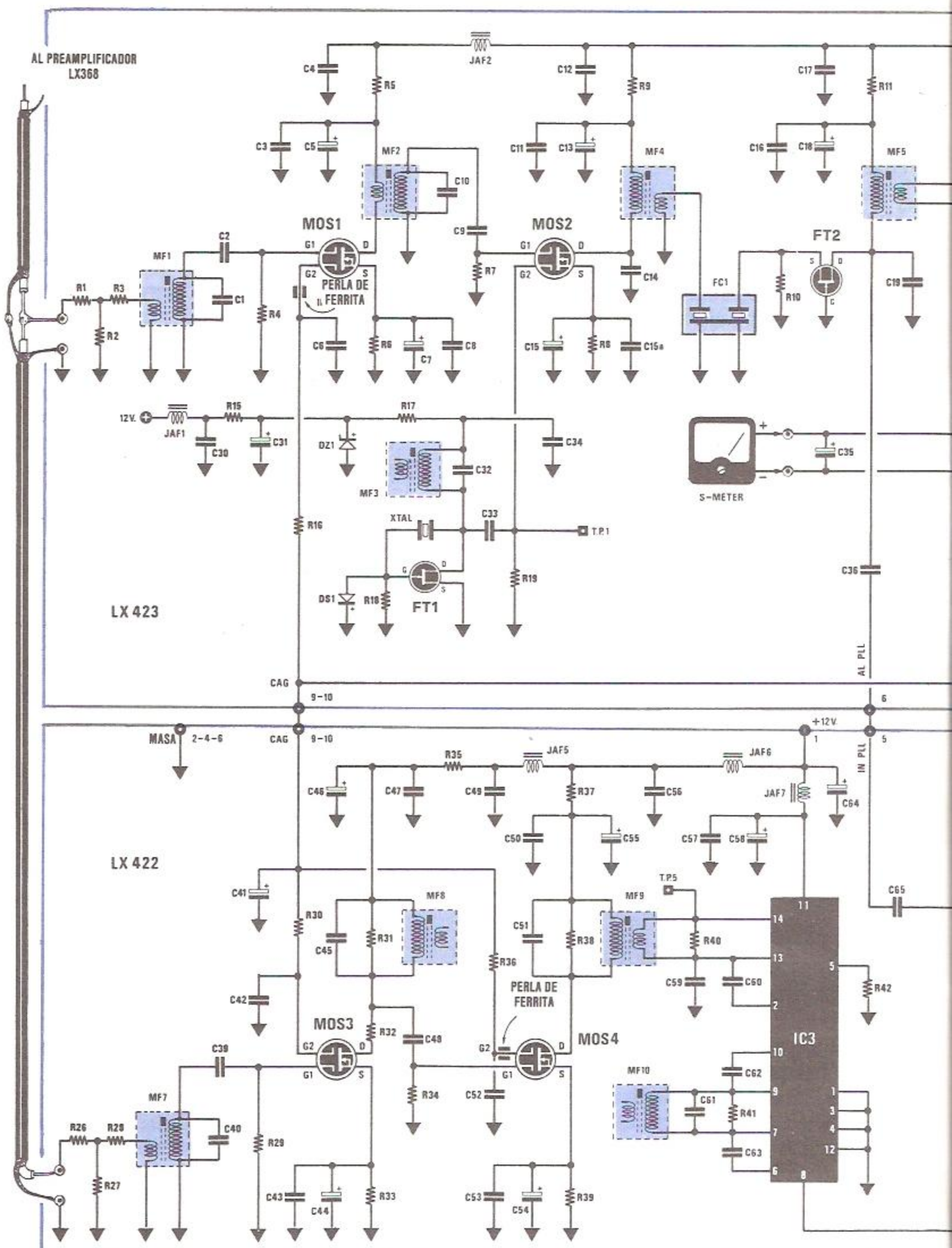
En todo caso, os recordamos que la emisora tendréis que sintonizarla siempre en banda estrecha y sólo cuando la señal no resulte totalmente comprensible, trataréis de pasar a la banda «muy estrecha» para comprobar si mejora la recepción.

Aclararemos que, en este caso, el término «banda muy estrecha» tiene un significado ligeramente distinto del habitual, ya que la



Fotografía del circuito LX423 correspondiente a la fase de doble conversión para banda estrecha con sus componentes insertados.

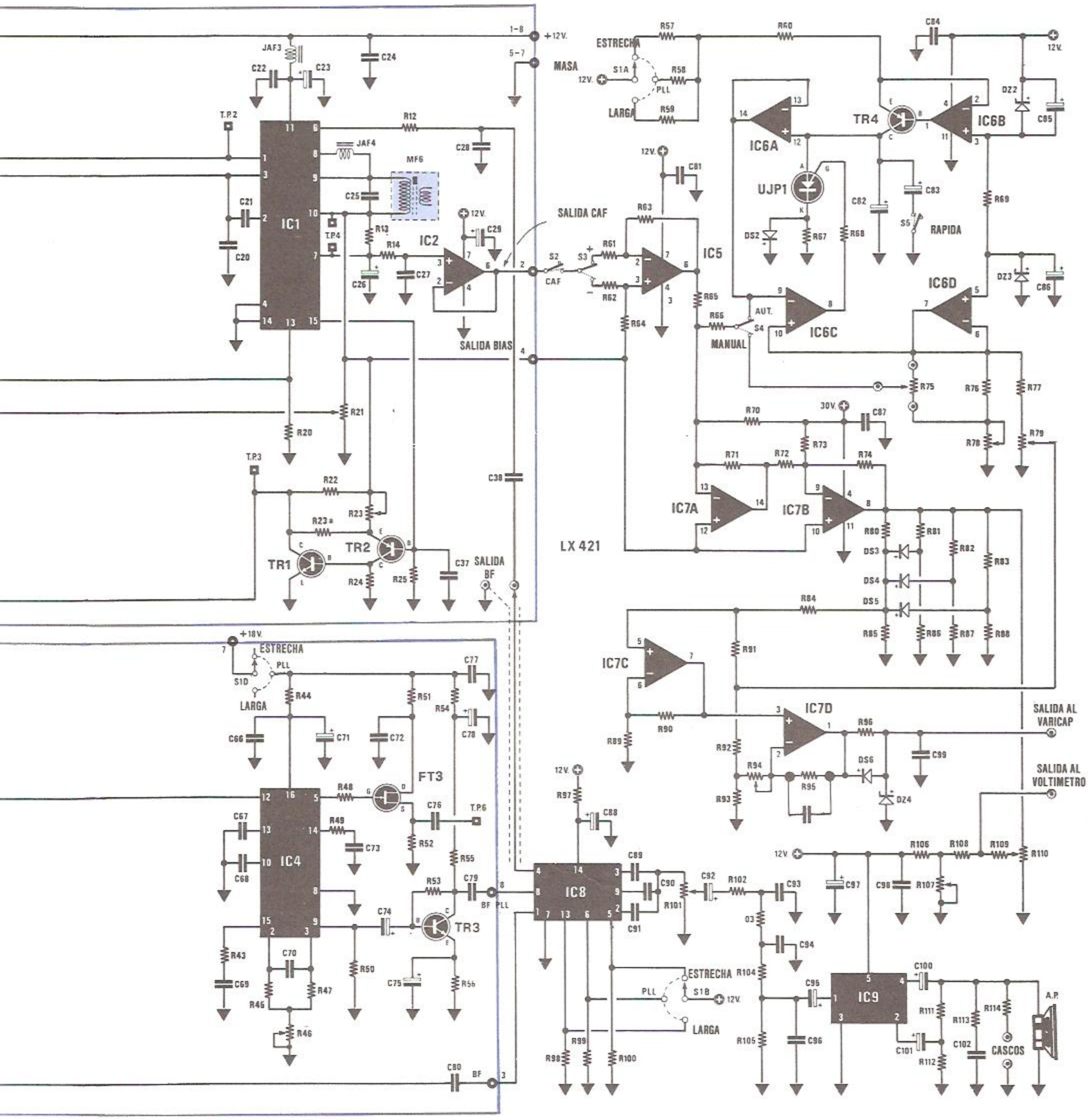
Fig. 4. Esquema eléctrico completo del receptor de banda ancha-estrecha y muy estrecha. Los esquemas del modulador y del elevador de tensión se reflejan más adelante. Para la lista de componentes, consúltense las páginas siguientes. Nota: las partes de circuito enmarcadas en color son las que habrán de montarse en los dos bastidores LX422 y LX423; el resto irá alojado en el circuito impreso de base LX421.



NOTA: se aconseja poner en paralelo con la resistencia R95, situada entre las patillas 1 y 2 del integrado IC7-D, un condensador cerámico de 100 pF para evitar autoscilaciones en AF.

COMPONENTES

R1 = 10 ohm 1/4 wat
R2 = 120 ohm 1/4 wat
R3 = 10 ohm 1/4 wat
R4 = 5.600 ohm 1/4 wat
R5 = 470 ohm 1/4 wat
R6 = 470 ohm 1/4 wat
R7 = 5.600 ohm 1/4 wat
R8 = 560 ohm 1/4 wat
R9 = 220 ohm 1/4 wat
R10 = 330 ohm 1/4 wat
R11 = 220 ohm 1/4 wat
R12 = 4.700 ohm 1/4 wat
R13 = 4.700 ohm 1/4 wat
R14 = 100.000 ohm 1/4 wat
R15 = 390 ohm 1/4 wat
R16 = 220.000 ohm 1/4 wat
R17 = 220 ohm 1/4 wat
R18 = 100.000 ohm 1/4 wat
R19 = 100.000 ohm 1/4 wat
R20 = 39.000 hm 1/4 wat
R21 = 50.000 ohm 1/4 trimmer
R22 = 4.700 ohm 1/4 wat
R23 = 10.000 ohm 1/4 trimmer
R23a = 10.000 ohm 1/4 trimmer
R24 = 5.600 ohm 1/4 wat
R25 = 15.000 ohm 1/4 wat
R26 = 10 ohm 1/4 wat
R27 = 120 ohm 1/4 wat
R28 = 10 ohm 1/4 wat
R29 = 5.600 ohm 1/4 wat
R30 = 220.000 ohm 1/4 wat
R31 = 1.500 ohm 1/4 wat
R32 = 100 ohm 1/4 wat
R33 = 470 ohm 1/4 wat



R34 = 5.600 ohm 1/4 wat
R35 = 220 ohm 1/4 wat
R36 = 220.000 ohm 1/4 wat
R37 = 220 ohm 1/4 wat
R38 = 1.500 ohm 1/4 wat
R39 = 470 ohm 1/4 wat
R40 = 330 ohm 1/4 wat
R41 = 1.200 ohm 1/4 wat
R42 = 1.000 ohm 1/4 wat
R43 = 120 ohm 1/4 wat
R44 = 33 ohm 1/4 wat

R45 = 12.000 ohm 1/4 wat
R46 = 50.000 ohm trimmer
R47 = 12.000 ohm 1/4 wat
R48 = 22.000 ohm 1/4 wat
R49 = 120 ohm 1/4 wat
R50 = 15.000 ohm 1/4 wat
R51 = 1.500 ohm 1/4 wat
R52 = 3.300 ohm 1/4 wat
R53 = 1 megaohm 1/4 wat
R54 = 1.000 ohm 1/4 wat
R55 = 3.300 ohm 1/4 wat

R56 = 680 ohm 1/4 wat
R57 = 100.000 ohm 1/4 wat
R58 = 220.000 ohm 1/4 wat
R59 = 33.000 ohm 1/4 wat
R60 = 27.000 ohm 1/4 wat
R61 = 100.000 ohm 1/4 wat
R62 = 100.000 ohm 1/4 wat
R63 = 47.000 ohm 1/4 wat
R64 = 100.000 ohm 1/4 wat
R65 = 680.000 ohm 1/4 wat
R66 = 220.000 ohm 1/4 wat

R67 = 33 ohm 1/4 wat
R68 = 10.000 ohm 1/4 wat
R69 = 1.000 ohm 1/4 wat
R70 = 1,5 megaohm 1/4 wat
R71 = 220.000 ohm 1/4 wat
R72 = 220.000 ohm 1/4 wat
R73 = 1,5 megaohm 1/4 wat
R74 = 220.000 ohm 1/4 wat
R75 = 10.000 ohm pot lin. 10 vueltas
R76 = 1.200 ohm 1/4 wat
R77 = 1.200 ohm 1/4 wat
R78 = 2.000 ohm trimmer
R79 = 2.000 ohm trimmer
R80 = 100.000 ohm 1/4 wat
R81 = 15.000 ohm 1/4 wat
R82 = 18.000 ohm 1/4 wat
R83 = 22.000 ohm 1/4 wat
R84 = 1.000 ohm 1/4 wat
R85 = 1.000 ohm 1/4 wat
R86 = 5.600 ohm 1/4 wat
R87 = 6.800 ohm 1/4 wat
R88 = 8.200 ohm 1/4 wat
R89 = 10.000 ohm 1/4 wat
R90 = 220.000 ohm 1/4 wat
R91 = 56.000 ohm 1/4 wat
R92 = 39.000 ohm 1/4 wat
R93 = 820.000 ohm 1/4 wat
R94 = 50.000 ohm trimmer
R95 = 220.000 ohm 1/4 wat
R96 = 10.000 ohm 1/4 wat
R97 = 100 ohm 1/4 wat
R98 = 10.000 ohm 1/4 wat
R99 = 10.000 ohm 1/4 wat
R100 = 10.000 ohm 1/4 wat
R101 = 10.000 ohm pot. log
R102 = 4.700 ohm 1/4 wat
R103 = 4.700 ohm 1/4 wat
R104 = 4.700 ohm 1/4 wat
R105 = 100.000 ohm 1/4 wat
R106 = 100.000 ohm 1/4 wat
R107 = 50.000 ohm trimmer
R108 = 68.000 ohm 1/4 wat
R109 = 470.000 ohm 1/4 wat
R110 = 1 megaohm trimmer
R111 = 1.000 ohm 1/4 wat
R112 = 33 ohm 1/4 wat
R113 = 10 ohm 1/4 wat
R114 = 560 ohm 1/4 wat
C1 = 22 pF cerámico VHF
C2 = 47 pF cerámico VHF
C3 = 100.000 pF disco
C4 = 100.000 pF disco
C5 = 1 mF elect 50 volt
C6 = 100.000 pF disco
C7 = 1 mF elect 50 volt
C8 = 100.000 pF disco
C9 = 47 pF cerámico VHF
C10 = 22 pF cerámico VHF
C11 = 100.000 pF disco
C12 = 100.000 pF disco
C13 = 1 mF elect 50 volt
C14 = 47 pF cerámico VHF
C15 = 1 mF elect 50 volt
C15a = 100.000 pF disco
C16 = 100.000 pF disco
C17 = 100.000 pF disco
C18 = 1 mF elect 50 volt
C19 = 33 pF cerámico VHF
C20 = 22.000 pF disco
C21 = 22.000 pF disco
C22 = 100.000 pF disco
C23 = 1 mF elect 50 volt
C24 = 100.000 pF disco
C25 = 47 pF cerámico VHF
C26 = 10 mF elect 25 volt
C27 = 100.000 pF disco
C28 = 4.700 pF disco
C29 = 1 mF elect 50 volt
C30 = 100.000 pF disco
C31 = 10 mF elect 25 volt
C32 = 18 pF cerámico VHF
C33 = 4,7 pF cerámico VHF
C34 = 100.000 pF disco
C35 = 1 mF elect 50 volt
C36 = 68 pF cerámico VHF
C37 = 10.000 pF disco
C38 = 100.000 pF disco
C39 = 82 pF cerámico VHF
C40 = 22 pF cerámico VHF
C41 = 10 mF elect 25 volt
C42 = 100.000 pF disco
C43 = 100.000 pF disco
C44 = 1 mF elect 50 volt
C45 = 22 pF cerámico VHF
C46 = 1 mF elect 50 volt
C47 = 100.000 pF disco
C48 = 82 pF cerámico VHF
C49 = 100.000 pF disco
C50 = 100.000 pF disco
C51 = 22 pF cerámico VHF
C52 = 100.000 pF disco
C53 = 100.000 pF disco
C54 = 1 mF elect 50 volt
C55 = 1 mF elect 50 volt
C56 = 100.000 pF disco
C57 = 100.000 pF disco
C58 = 1 mF elect 50 volt
C59 = 10.000 pF disco
C60 = 10.000 pF disco
C61 = 22 pF cerámico VHF
C62 = 4,7 pF cerámico VHF
C63 = 4,7 pF cerámico VHF
C64 = 1 mF elect 50 volt
C65 = 22.000 pF disco
C66 = 100.000 pF disco
C67 = 22.000 pF disco
C68 = 10.000 pF disco
C69 = 1.500 pF disco
C70 = 39 pF cerámico VHF
C71 = 1 mF elect 50 volt
C72 = 100.000 pF disco
C73 = 1.500 pF disco
C74 = 1 mF elect 50 volt
C75 = 1 mF elect 50 volt
C76 = 4.700 pF disco
C77 = 100.000 pF disco
C78 = 10 mF elect 50 volt
C79 = 100.000 pF disco
C80 = 100.000 pF disco
C81 = 100.000 pF disco
C82 = 33 mF elect 25 volt
C83 = 33 mF elect 25 volt
C84 = 100.000 pF disco
C85 = 10 mF elect 25 volt
C86 = 10 mF elect 25 volt
C87 = 100.000 pF disco
C88 = 1 mF elect 50 volt
C89 = 82.000 pF poliéster
C90 = 82.000 pF poliéster
C91 = 82.000 pF poliéster
C92 = 10 mF elect 25 volt
C93 = 4.700 pF poliéster
C94 = 4.700 pF poliéster
C95 = 4,7 mF elect 25 volt
C96 = 4.7000 pF poliéster
C97 = 1 mF elect 50 volt
C98 = 100.000 pF disco
C99 = 1.000 pF poliéster
C100 = 1.000 mF elect 16 volt
C101 = 220 mF elect 16 volt
C102 = 100.000 pF disco
DS1 a DS6 = diodo de silicio 1N148
DZ1 = diodo zener 8,2 volt 1/2 wat
DZ2 = zener ZTE. 3,3 v
DZ3 = zener ZTE. 3,3 v
DZ4 = diodo zener 20 volt 1/2 watt
TR1 = NPN tipo BC.208
TR2 = PNP tipo BC.205
TR3 = NPN tipo BC.208
TR4 = PNP tipo BC.205
FT1 = fet tipo BF.245
FT2 = fet tipo BF.245
FT3 = fet tipo BF.244
MOS1 = mosfet tipo 3N.204
MOS2 = mosfet tipo 3N.204
MOS3 = mosfet tipo 3N.204
MOS4 = mosfet tipo 3N.204
IC1 = TDA.1200
IC2 = uA.741
IC3 = TBA.120
IC4 = NE.561
IC5 = uA.741
IC6 = LM.324
IC7 = LM.324
IC8 = CD.4066
IC9 = TDA.2002
UPJ1 = tipo MPU.131
MF1 = frec. intermedia 30 MHz
MF2 = frec. intermedia 30 MHz
MF3 = frec. intermedia 30 MHz
MF4 = frec. intermedia 10,7 MHz roja
MF5 = frec. intermedia 10,7 MHz roja
MF6 = frec. intermedia 10,7 MHz roja
MF7 = frec. intermedia 30 MHz
MF8 = frec. intermedia 30 MHz
MF9 = frec. intermedia 30 MHz
MF10 = frec. intermedia 30 MHz
FC1 = filtro cerámico 10,730 MHz
JAF1 = 100 microhenrios
JAF2 = 100 microhenrios
JAF3 = 100 microhenrios
JAF4 = 22 microhenrios
JAF5 = 100 microhenrios
JAF6 = 100 microhenrios
JAF7 = 100 microhenrios
XTAL = cuarzo 40,730 MHz

NOTA: Destacaremos que no es un error encontrar R23 = 10.000 ohmios trimmer y R23a = 22.000 ohmios 1/4 watio ni C15 = 1 mF electrolítico y C15a = 100.000 pF de disco. Estos dos componentes se han agregado posteriormente cuando el dibujo eléctrico ya estaba terminado, por lo que, para no modificar totalmente la numeración, los hemos identificado con una «a» para no confundirlos con los ya existentes. Todos estos componentes, como veremos en los esquemas prácticos de las figuras 10-11-12, se alojan en parte en el circuito básico LX421 y, en parte, en los otros dos bastidores LX422 y LX423. En el circuito base LX421 irán también los componentes del modulador cuyo esquema eléctrico se puede ver en la figura 5.

anchura de banda del receptor sigue siendo la misma que en la fase anterior, es decir aproximadamente 280 KHz: lo que cambia, al pasar del TDA.1200 al PLL, es el campo de frecuencia en que actúa el discriminador; en efecto, mientras que el TDA.1200 —en teoría— también podría discriminar una señal con una banda más ancha que la aplicada por nosotros y que su acción queda limitada precisamente por la fase de FI, el PLL, debido a los valores de resistencia y capacidad empleados en el filtro paso-bajo, logra «seguir» una desviación máxima de frecuencia de 10 KHz en más o menos respecto al valor central y es precisamente esta característica la que le confiere una sensibilidad muy superior a las del TDA.1200 y el TBA.120.

El PLL que empleamos para obtener esta banda «muy estrecha» (ver IC4) es un NE.561 que, por sus características, nos ha parecido —de los que hemos probado— el más idóneo para funcionar como «discriminador de FM» de sensibilidad elevada.

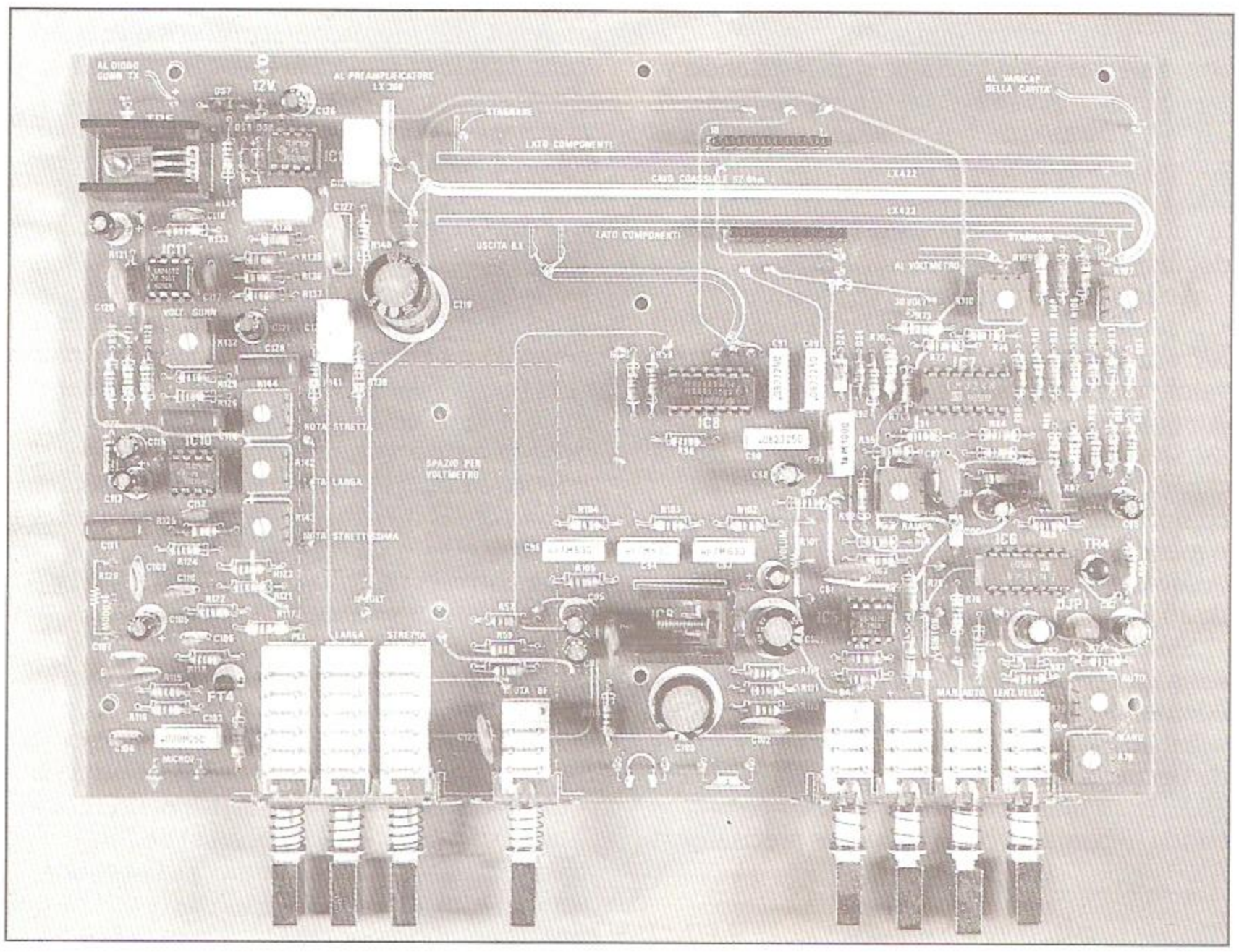
La señal de FI para aplicar a la entrada de este PLL (patilla 12) se obtiene del drain del fet FT2 por medio de los condensadores C36-C65 y es, en la práctica, la misma señal aplicada a la entrada del TDA.1200.

Para quienes no lo sepan, recordaremos que un PLL lleva en su interior un comparador de fase, un filtro paso bajo y un VCO (Voltage Controllated Oscillator), es decir un oscilador capaz de proporcionar en salida una frecuencia de valor directamente proporcional a la tensión de control aplicada en entrada.

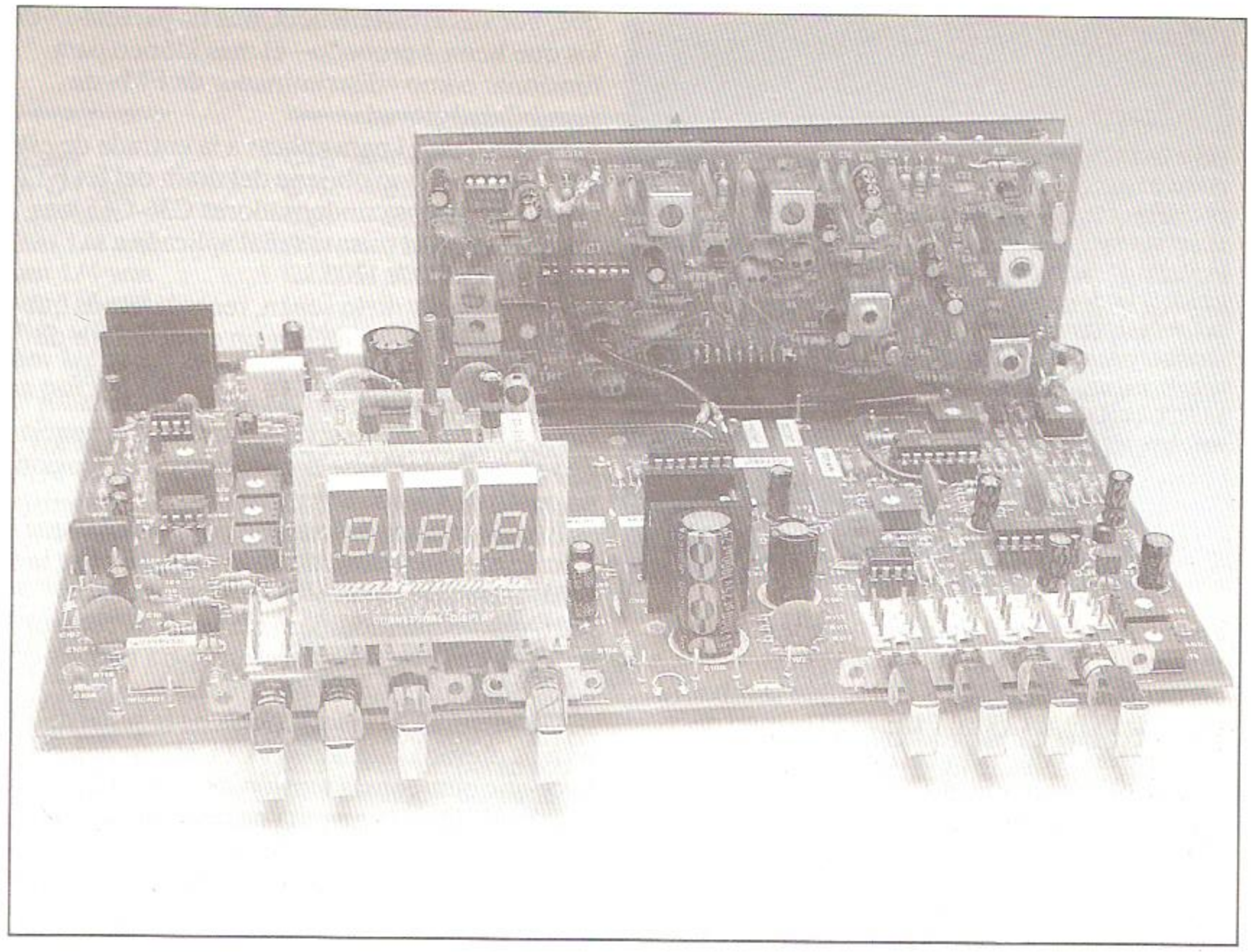
El comparador de fase compara la señal que aplicamos externamente en la patilla 12 con la señal generada por el VCO y, por medio del filtro paso-bajo, modifica la tensión de control de VCO en la medida necesaria para mantener estas dos señales en fase entre sí.

Por ejemplo, si la frecuencia de la señal de FI es más elevada que la del VCO, el comparador hace que aumente la tensión de control del propio VCO en la medida necesaria para que ambas se igualen; por el contrario, si la frecuencia de la señal de FI es más baja que la del VCO, el comparador hace que la tensión de control disminuya en la medida necesaria para que ambas frecuencias recuperen la situación en fase.

Comprenderéis que, una vez realizado el enganche «en fase» de las dos señales, para que la señal del VCO pueda «seguir» las variaciones de frecuencia de la señal de FI debidas a la modulación, es imprescindible que la tensión de control sea modificada por el comparador en



Fotografía del circuito LX421 con sus componentes montados, listo para incorporarle los dos circuitos receptores y, opcionalmente, el voltímetro digital.



En esta fotografía se pueden ver los bastidores LX422 y LX423 aplicados en vertical sobre el circuito base, LX421; el voltímetro digital se monta distanciado lo necesario para que coincidan el display y el orificio correspondiente en el mueble.

proporción a estas variaciones de frecuencia, y como éstas reflejan la evolución de la señal de BF, obteniendo sólo el componente alterno de la tensión de control, por medio de un condensador, habremos reconstruido automáticamente la señal de BF original.

Al utilizar el PLL tenemos la ventaja de poder reducir a voluntad la banda de discriminación del receptor; en efecto, para ello basta con reducir —dosificando convenientemente los valores de resistencia y capacidad empleados en el filtro paso-bajo— el campo de «captura» del propio PLL, es decir el campo de frecuencia dentro del cual la señal de VCO —una vez enganchada la de FI aplicada a la patilla 12—, logra seguir las variaciones debidas a la modulación.

Aclararemos que, en fase de ajuste, «forzaremos» a nuestro VCO para que oscile a la frecuencia de 10,730 MHz, es decir al mismo valor del filtro cerámico empleado; no obstante, aunque se desplace ligeramente de este valor, esto no tiene importancia ya que el PLL es capaz de enganchar cualquier frecuencia comprendida en un campo de 150 KHz en más o menos, respecto al valor «central»; es decir, desde un mínimo de 10,580 MHz a un máximo de 10,880 MHz (300 KHz en total).

Sin embargo, no debemos confundir el poder «enganchar» una señal con el poderla «demodular»; en efecto, una vez enganchada la señal de FI, el PLL logra seguir las variaciones de frecuencia debidas a la modulación sólo en 10 KHz en más o en menos, es decir en una banda máxima de 20 KHz, que es precisamente la «banda pasante» de esta fase.

También en este caso, la señal de BF disponible en salida en la patilla 9 de IC4 y obtenida por medio del condensador C74, se aplica a una entrada (patilla 8) del integrado CD.4066, es decir de un conmutador electrónico de cuyo funcionamiento hablaremos a continuación.

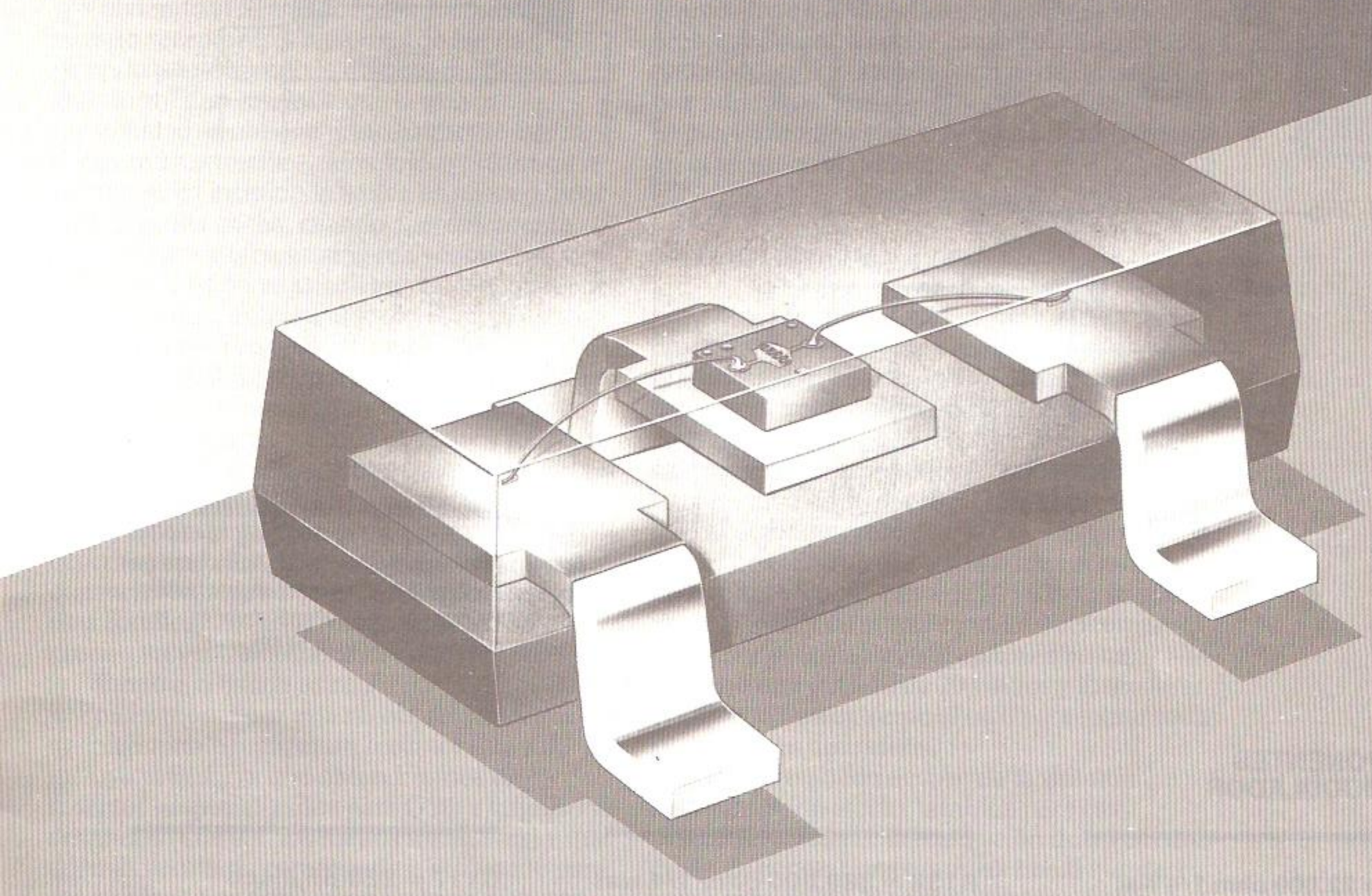
En la práctica, el CD.4066 contiene en su interior 4 interruptores electrónicos que están «cerrados», es decir dejan pasar la señal en ambos sentidos, cuando el correspondiente terminal de control está conectado al positivo de alimentación; por el contrario, permanecen «abiertos» cuando dicho terminal está conectado a masa.

Al proporcionar una tensión positiva a la patilla 13, por medio de un conmutador de teclado apropiado, cerraremos en el interior del integrado un interruptor que conectará la patilla 1 a la patilla 2 y de la que podremos obtener en salida la señal de BF correspondiente al receptor de «banda ancha»; en cambio, proporcionando la tensión positiva a la patilla 5, cerraremos el interruptor que enlaza la patilla 4 con la patilla 3, y de aquí obtendremos la señal de BF correspondiente al receptor de banda «estrecha»; por último, proporcionando tensión positiva a la patilla 6, cerraremos el interruptor que enlaza la patilla 8 a la patilla 9 y de aquí obtendremos la señal de BF detectada por el PLL (es decir, de banda muy estrecha).

Conectando las salidas 2-3-9 del CD.4066 al potenciómetro de volumen R101, podremos obtener del cursor de éste la señal de BF seleccionada y aplicarla entonces a la entrada (patilla 1) del integrado TDA.2002 (ver IC9) que hace de amplificador final.

COMPONENTES ELECTRONICOS

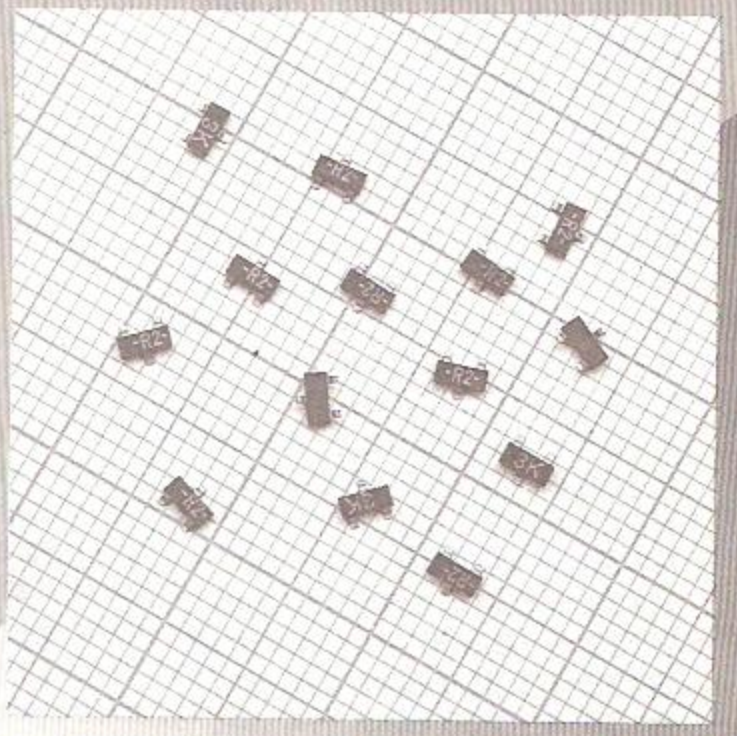
MICROENCAPSULADOS



Amplia gama de:

Diodos | sencillos
dobles
zener

Transistores | señal
conmutación
banda ancha
mos-fet
darlington



Miniwatt s.a.

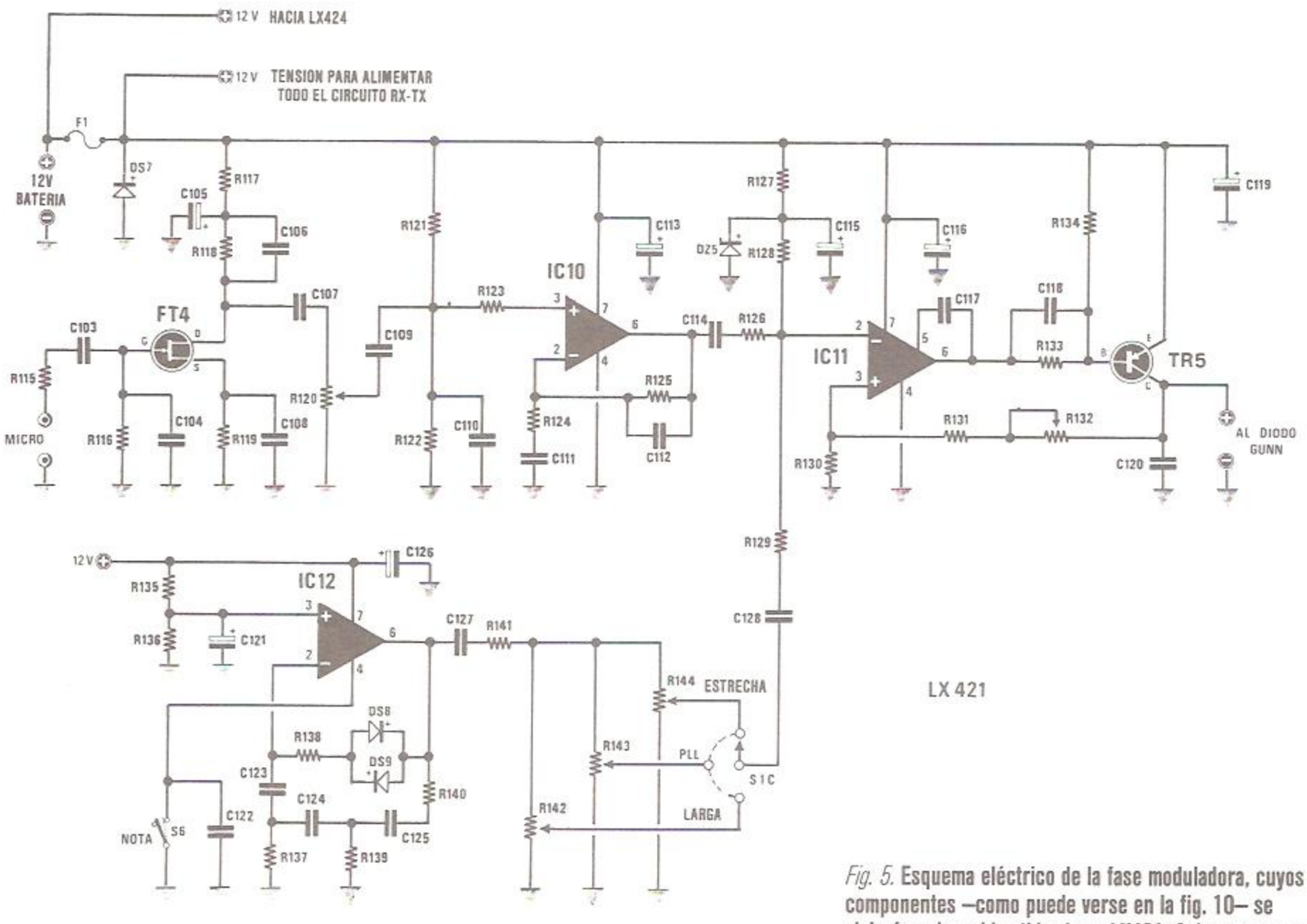
DIVISION COMERCIAL
balmes, 22 tel. 301 63 12 08007-barcelona
télex 51293 esb/bamc 59292 esb/bamc
sagasta, 18 tel. 446 40 00 28004-madrid
télex 22983 esm/mamw 27710 esm/mamw

DISTRIBUIDORES:

GOCAR
Clara del Rey, 10
Tels. (91) 413 16 11 - 413 17 45
Télex 48716 E
28002 MADRID

SANTOS DEL VALLE, S.A.
Galileo, 56
Tels. (91) 446 81 41 - 446 81 44
Télex 42615 LUSA E
28015 MADRID

SEMICONDUCTORES, S.A.
Rda. General Mitre, 240
Tel. (93) 217 23 40
Télex 97787 SMCD E.
08006 BARCELONA



LX 421

Fig. 5. Esquema eléctrico de la fase moduladora, cuyos componentes –como puede verse en la fig. 10– se alojarán sobre el bastidor base LX421. Aclararemos que este esquema de modulador se puede emplear también, por separado, para «modular» el gunn-plexer de cualquier receptor-transmisor de 10 GHz.

COMPONENTES DEL MODULADOR

R115 = 22.000 ohm 1/4 wat
R116 = 47.000 ohm 1/4 wat
R117 = 470 ohm 1/4 wat
R118 = 10.000 ohm 1/4 wat
R119 = 4.700 ohm 1/4 wat
R120 = 47.000 ohm pot log
R121 = 22.000 ohm 1/4 wat
R122 = 22.000 ohm 1/4 wat
R123 = 22.000 ohm 1/4 wat
R124 = 10.000 ohm 1/4 wat
R125 = 180.000 ohm 1/4 wat
R126 = 10.000 ohm 1/4 wat
R127 = 560 ohm 1/4 wat
R128 = 10.000 ohm 1/4 wat
R129 = 10.000 ohm 1/4 wat
R130 = 10.000 ohm 1/4 wat
R131 = 3.300 ohm 1/4 wat
R132 = 10.000 ohm trimmer
R133 = 1.800 ohm 1/4 wat
R134 = 1.200 ohm 1/4 wat
R135 = 100.000 ohm 1/4 wat
R136 = 100.000 ohm 1/4 wat
R137 = 12.000 ohm 1/4 wat

R138 = 330.000 ohm 1/4 wat
R139 = 12.000 ohm 1/4 wat
R140 = 12.000 ohm 1/4 wat
R141 = 12.000 ohm 1/4 wat
R142 = 47.000 ohm trimmer
R143 = 47.000 ohm trimmer un giro
R144 = 47.000 ohm trimmer un giro
C103 = 39.000 pF poliéster
C104 = 680 pF disco
C105 = 10 mF elect 25 volt
C106 = 270 pF disco
C107 = 18.000 pF disco
C108 = 100.000 pF disco
C109 = 27.000 pF disco
C110 = 4.700 pF disco
C111 = 68.000 pF poliéster
C112 = 1.800 pF disco
C113 = 10 mF elect 25 volt
C114 = 68.000 pF poliéster
C115 = 1 mF elect 50 volt
C116 = 4,7 mF elect 25 volt

C117 = 220 pF disco
C118 = 2.200 pF disco
C119 = 1.000 mF elect 25 volt
C120 = 100.000 pF disco
C121 = 10 mF elect 25 volt
C122 = 100.000 pF disco
C123 = 5.600 pF poliéster
C124 = 5.600 pF poliéster
C125 = 5.600 pF poliéster
C126 = 10 mF elect 25 volt
C127 = 8.200 pF poliéster
C128 = 68.000 pF poliéster
DS7 = dioso silicio 1N4007
DS8-DS9 = diodo silicio 1N4148
DZ5 = diodo zener 4,7 volt 1/2 wat
FT4 = fet tipo BF244
TR5 = transistor PNP tipo BD.140
IC10 = tipo TL.081
IC11 = tipo uA.741
IC12 = tipo TL.081
S6 = interruptor tecla
F1 = fusible 0,5 A

Hay que destacar que, entre el potenciómetro de volumen y la entrada del integrado TDA.2002, hay un filtro paso-bajo cuya frecuencia de corte es aproximadamente 5 KHz, indispensable para reducir el zumbido en el altavoz.

Para quienes se pregunten la razón de que hayamos empleado un conmutador electrónico para seleccionar las señales de BF de los 3 receptores, cuando, según la lógica, parecería suficiente el empleo de cualquier conmutador mecánico, responderemos que dicho integrado se ha incluido tan sólo para evitar que los cables de conexión con el conmutador captaran zumbido o que se produjeran interferencias entre los tres receptores.

Volviendo al hecho de haber incluido en nuestro receptor tres anchuras de banda distintas y retomando lo que hemos dicho anteriormente —es decir que la mayor sensibilidad se obtiene principalmente con la banda muy estrecha—, sería lógico preguntarse porqué se ha incluido la banda estrecha o, peor aún, la banda ancha, cuando aparentemente esto no parece ofrecer ninguna ventaja práctica.

En realidad no es así; en efecto, hay que tener en cuenta que, empleando sólo el PLL, podría resultar muy difícil —si no imposible— sintonizar cualquier estación (ya os hemos anticipado que siempre hay que sintonizar primero al emisor en banda estrecha y luego, si ésta no resulta comprensible, tratar de pasar a la banda muy estrecha); además, suponiendo que el corresponsal module demasiado, podría ocurrir que el PLL, incluso después de haber enganchado la estación, se desenganche y en esas condiciones, para recuperar la escucha, es preciso volver a sintonizar la estación, volviendo a la banda estrecha.

Precisamente por esta razón, creemos que no es conveniente realizar un receptor que sólo incluya el PLL, ya que obtendríamos un receptor «especializado» para QSO a larguísima distancias (que son los menos frecuentes) y que además resultaría complicado e incómodo para ser empleado en QSO a corta y larga distancia (que son los más frecuentes).

Es más, podemos anticiparos ya que para los QSO normales, a distancias de 10-20-30 km, la más indicada es precisamente la banda ancha ya que no presenta ningún problema de sintonía y, como la señal recibida en estos casos es siempre muy fuerte, también resulta excelente la comprensión.

Para terminar, podemos afirmar que la banda ancha se utilizará exclusivamente para QSO de corta distancia; la banda estrecha se utilizará principalmente en casi todos los tipos de conexión a media y larga distancia y sólo cuando la señal captada en banda estrecha resulte incomprensible por el excesivo nivel de ruido o cuando se desee intentar un récord de distancia, se recurrirá al PLL.

Hasta aquí hemos explicado las funciones desempeñadas por los distintos integrados empleados en las tres fases receptoras, sin embargo, observando el esquema eléctrico habréis visto a la derecha una parte de circuito que aún no os hemos explicado para qué sirve y es precisamente esta parte la que describiremos en el apartado siguiente.

Sintonía manual y automática

Al disponer en la cavidad gunn-plexer de un diodo varicap mediante el cual se puede modificar la frecuencia del oscilador, podría parecer que el problema de la sintonía manual y automática en nuestro receptor fuera de fácil solución; en efecto, sabiendo que para cubrir toda la gama de 10,4 a 10,5 GHz es preciso aplicar al diodo varícap de la cavidad gunn-plexer una tensión que varía entre un mínimo de 1 voltio y un máximo de 20 voltios, se podría pensar —para la sintonía manual— en tomar cualquier potenciómetro, aplicarle en un extremo una tensión de 20 voltios y luego girar el cursor de un extremo al otro para lograr todas las tensiones necesarias.

Lo mismo puede decirse de la sintonía automática: en efecto, también para ésta parecería suficiente la realización de un circuito capaz de generar una «rampa» lineal que de 1 voltio suba hasta 20 voltios y aplicar dicha rampa al diodo varicap para explorar automáticamente toda la gama.

En realidad, el problema es mucho más

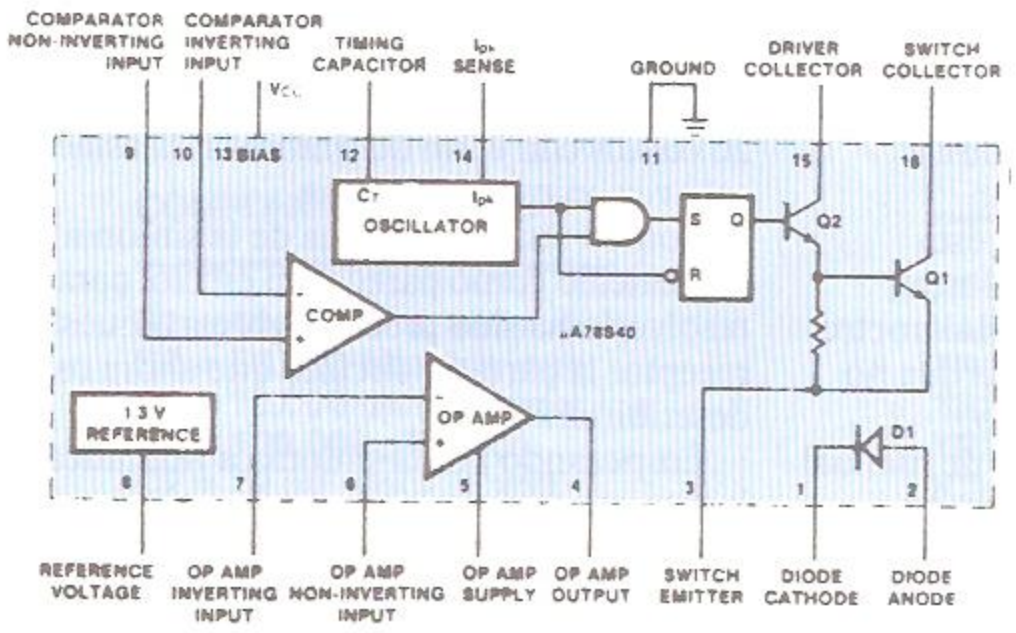
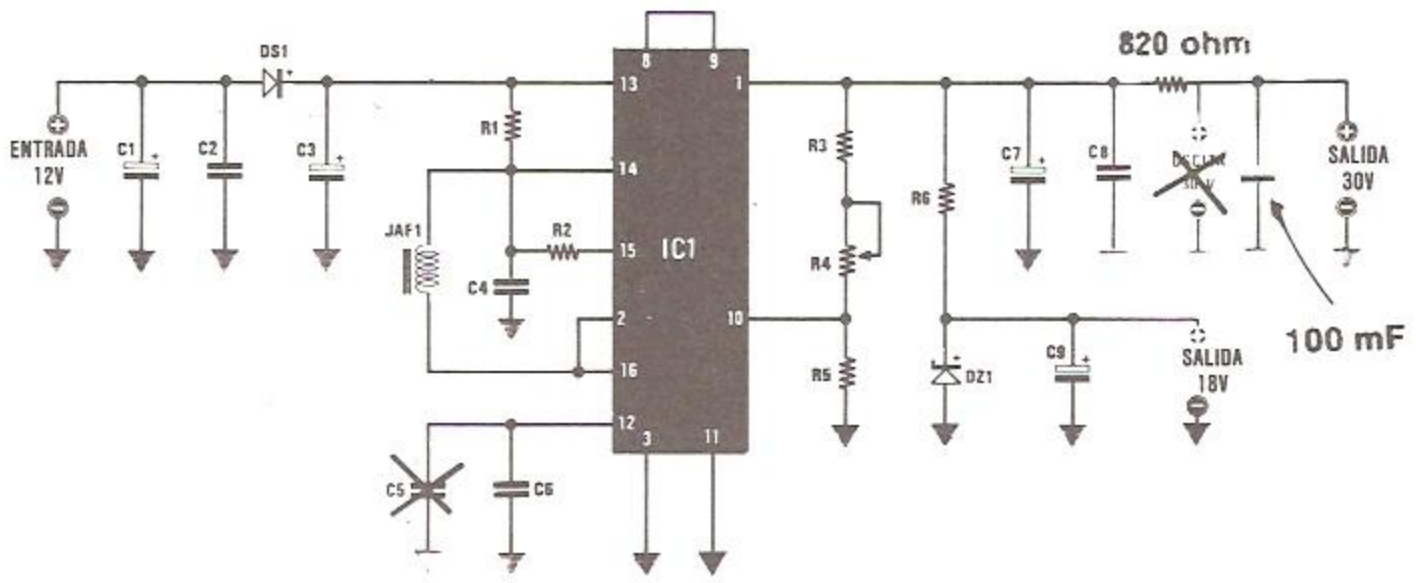


Fig. 6. **Como nuestro receptor-transmisor requiere un elevador de tensión para lograr, partiendo de los 12 voltios de la batería, dos tensiones de 18 y 30 voltios, utilizaremos para ello el integrado 78S40. En el dibujo, la configuración interna de dicho integrado.**

Fig. 7. **Esquema eléctrico del elevador de tensión. Este circuito irá dentro de una pequeña caja de aluminio, para evitar que interfiera las otras fases.**



NOTA: En caso de «ripple» con la carga aplicada, se aconseja eliminar el condensador C5 y sustituir el condensador C6 de 390 pF por uno de 10.000 pF. Conectar en serie con el positivo de 30v una resistencia de 820 ohmios 1/2 watio y añadir un condensador de 100 mF/50v.

COMPONENTES LX.424

R1 = 0,47 ohm 2-3 wat de hilo
R2 = 330 ohm 1/4 wat
R3 = 220.000 ohm 1/4 wat
R4 = 500.000 ohm trimmer
R5 = 12.000 ohm 1/4 wat
R6 = 120 ohm 1/2 wat
C1 = 100 mF elect 16 volt
C2 = 100.000 pF disco
C3 = 470 mF elect 16 volt
C4 = 100.000 pF disco
C5 = 470 pF disco
C6 = 390 pF disco
C7 = 470 mF elect 50 volt
C8 = 100.000 pF disco
C9 = 100 mF elect 25 volt
DS1 = diodo de silicio 1N4007
DZ1 = diodo zener 18 volt 1 wat
JAF1 = 0,2 milihenrios
IC1 = tipo SN.78S40

complejo; de hecho, aunque las soluciones que acabamos de citar permiten en teoría que el receptor funcione, dicho funcionamiento no puede considerarse satisfactorio por las razones que expondremos a continuación.

En primer lugar, hemos dicho anteriormente que la frecuencia reflejada en la tarjeta del gunn-plexer (es decir 10.450 MHz) se obtiene aplicando al diodo varicap una tensión de 6 voltios y esto ya os puede «dar que pensar»; en efecto, si para explorar la porción de gama de 10,400 a 10,450 GHz (equivalente a 50 MHz) se precisa una variación de sólo 5 voltios, es evidente que para explorar la porción de gama restante, es decir de 10,450 a 10,500 GHz (es decir otros 50 MHz), se requerirá una variación de 20 − 6 = 14 voltios, es decir una variación que es casi el triple de la anterior.

La razón de esta diferencia es la curva característica del diodo varicap, que no modifica su capacidad interna de forma «lineal» respecto a la tensión aplicada, sino que la modifica siguiendo una curva exponencial; por consiguiente, si deseáramos corregir esta «curva» para que resulte totalmente lineal, tendríamos que disponer de un potenciómetro «logarítmico» con tales características que no sería fácil de encontrar en el mercado.

Este mismo argumento —pasando de manual a automático— es válido para la rampa; en efecto, si ésta fuera totalmente lineal siempre nos tropezaríamos con el inconveniente de explorar con demasiada rapidez la porción de gama entre 10,400 y 10,450 GHz y con demasiada lentitud la porción restante, de 10,450 a 10,500 GHz.

Y no sólo sino que, al disponer nuestro receptor de banda ancha, estrecha y muy estrecha, es necesario también que el tiempo de subida de la rampa se adecúe al tipo de recepción escogido ya que, para poder sintonizar una estación, cuando más se restringe la banda, más lenta tiene que ser la secuencia, y viceversa.

Además, es incómodo disponer de una rampa que suba lentamente de 1 a 20 voltios y luego vuelva a bajar, también lentamente, a 1 voltio ya que, de esta forma, recibiríamos en cada secuencia la misma emisora, tanto al subir como al bajar la tensión; es mejor disponer de un «diente de sierra» que, una vez alcanzada la máxima tensión, vuelva bruscamente a 1 voltio para subir nuevamente y de forma gradual a los 20 voltios con el fin de sintonizar la estación una sola vez en cada secuencia.

Como véis, el problema de la sintonía no es tan sencillo como parece; en efecto, para resolverlo ha sido preciso agregar a nuestro receptor la parte de circuito que ahora os describiremos.

Empezando por la sintonía automática, para lograr una rampa de diente de sierra hemos empleado un generador de corriente constante, formado por un amplificador diferencial (IC6/B) y un transistor PNP (ver TR4), que se encargará de cargar el condensador electrolítico C82 cuando deseemos obtener una secuencia

«rápida» o bien los condensadores C82 y C83 (conectando a masa este segundo condensador, por medio de S6) cuando deseemos obtener una secuencia «lenta».

Como se puede observar, la patilla 2 del operacional IC6/B se puede conectar al positivo por medio de tres resistencias distintas (ver R57-R58-R59) que, automáticamente, se conmutarán con esta patilla cada vez que escojamos la banda de recepción, es decir ancha, estrecha o muy estrecha.

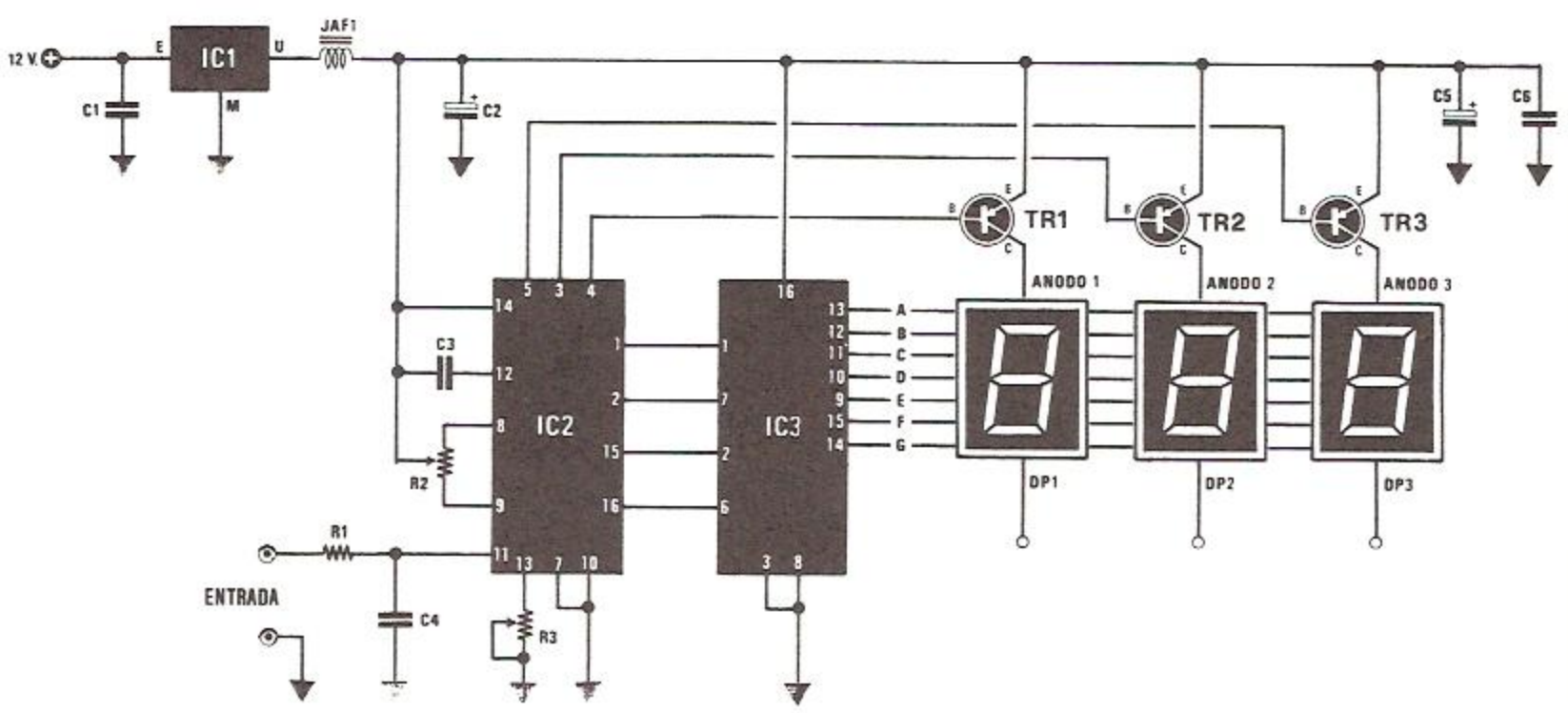
En base al valor de resistena conectado a dicha patilla se modificará la corriente proporcionada por el generador y, por consiguiente, también el tiempo de carga del condensador electrolítico para llegar a la tensión de umbral determinada por el diodo zener DZ3; en efecto, cuando escojamos la banda ancha la secuencia podrá ser lo suficientemente rápida, mientras que cuando escojamos la banda de 280 KHz, tendremos que reducir considerablemente esta velocidad, que se reducirá aún más al pasar a la banda muy estrecha, condición que se logra automáticamente en el circuito.

Puesto que en sintonía automática, en presencia de señales débiles, la velocidad de sencuencia que hemos elegido podría resultar demasiado elevada para captar cualquier estación, existe la posibilidad de reducirla manualmente accionando el conmutador S6 que, como ya hemos indicado, enlaza en paralelo al condensador electrolítico C82, otro condensador de 33 mF (ver C83).

Cuando en los extremos del condensador electrolítico, la tensión alcanza el valor de umbral dce 3,3 voltios determinado por el diodo zener DZ3 (un ZTE 3,3 compensado de ITT, que no se puede sustituir con ningún otro tipo de diodo zener), el integrado operacional IC6/C (empleado en el circuito como comparador) excita el unión UJP1 que, al conducir, descarga inmediatamente a masa al propio condensador, comenzando así una nueva rampa.

Diremos que el empleo de dicho comparador ha sido necesario para lograr que la tensión máxima de la rampa coincidiera exactamente con la tensión máxima que se puede obtener en sintonía manual a fin de poder explorar, tanto en automático como en manual, la misma e idéntica gama de frecuencias.

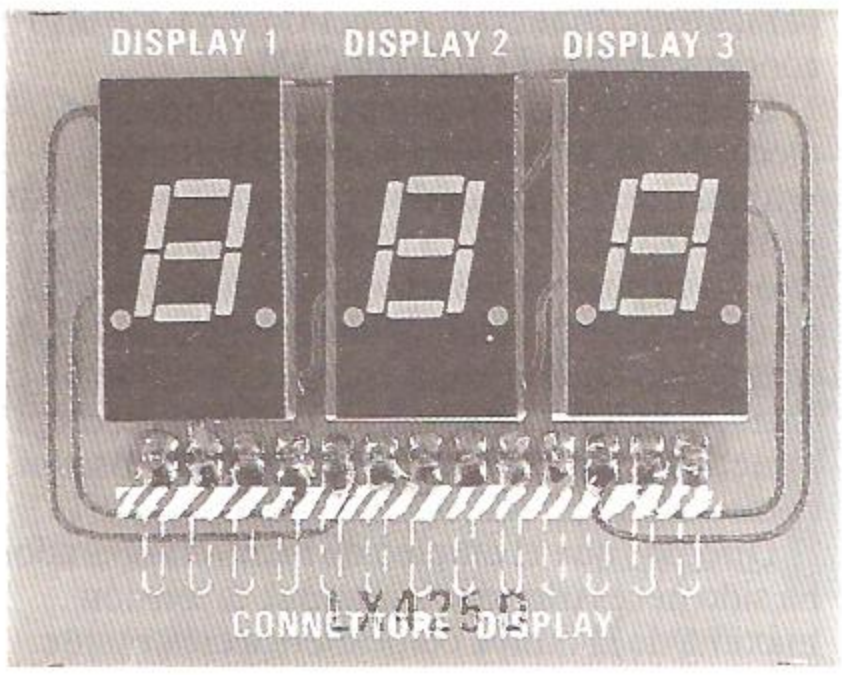
La rampa de diente de sierra presente en la patilla 14 de IC6/A (cuando el receptor se sitúe en sintonía automática) o la tensión disponible en el cursor del potenciómetro R75 (cuando estemos en sintonía manual) se obtendrá del desviador S5 y se aplicará a la entrada de otro amplificador diferencial IC7/A empleado en el circuito para «sumar» entre sí la tensión de la rampa con la del control automático de frecuencia (CAF) más un componente continuo obtenido por medio de la resistencia R70 conectada a los 30 voltios positivos de alimentación.



COMPONENTES LX.425

R1 = 10.000 ohm 1/4 wat
R2 = 50.000 ohm trimmer
R3 = 10.000 ohm trimmer
C1 = 100.000 pF disco
C2 = 10 mF elect 25 volt
C3 = 270.000 pF poliéster
C4 = 100.000 pF poliéster
C5 = 10 mF elect 25 volt
C6 = 100.000 pF disco
JAF1 = 100 microhenrios
TR1 = PNP tipo BC.328
TR2 = PNP tipo BC.328
TR3 = PNP tipo BC.328
IC1 = tipo uA.7805
IC2 = tipo CA.3162
IC3 = tipo CA.3161
Displays tipo LT.302

Fig. 8. **Esquema eléctrico del voltímetro digital que aplicamos para medir la frecuencia.**



Fotografía del circuito LX425/D por la cara de los displays; el conector se encuentra situado en la cara opuesta.

A éste le sigue una fase inversora (IC7/B), necesaria para devolver a la rampa la polaridad correcta y los niveles de tensión precisos para obtener del «corrector» la rampa exponencial necesaria, es decir una rampa que para pasar de 1 a 6 voltios emplee aproximadamente el mismo tiempo que emplea para pasar de 6 a 20 voltios, de forma que la búsqueda de sintonía resulte más uniforme.

Para lograr esta «corrección», aprovecharemos el grupo de 8 resistencias y 3 diodos conectados en la salida 8 de IC7/B, tras lo cual necesitaremos también dos integrados diferenciales (ver IC7/C e IC7/D), utilizados como amplificadores en continua para conseguir que la rampa que aplicaremos al diodo varicap de la cavidad se desarrolle efectivamente de un mínimo de 1 voltio a un máximo de 20 voltios, como se requiere para poder explorar toda la gama de los 10 GHz.

Como observaréis, en la salida 8 de IC7/B hay un trimmer de 1 megaohmio (ver R110), de cuyo cursor podremos obtener la tensión para aplicar en entrada al circuito de visualización digital que aprovecharemos para determinar en qué frecuencia estamos transmitiendo (no obstante, la utilización de dicho circuito es optativa).

Para pasar de la sintonía automática a la manual, como ya hemos mencionado, basta con desplazar el conmutador S5 a la posición de «manual» a fin de obtener la tensión del cursor del potenciómetro de 10 vueltas R75, que nos permitirá obtener una sintonía fina de toda la gama sin tener que emplear desmultiplicador alguno.

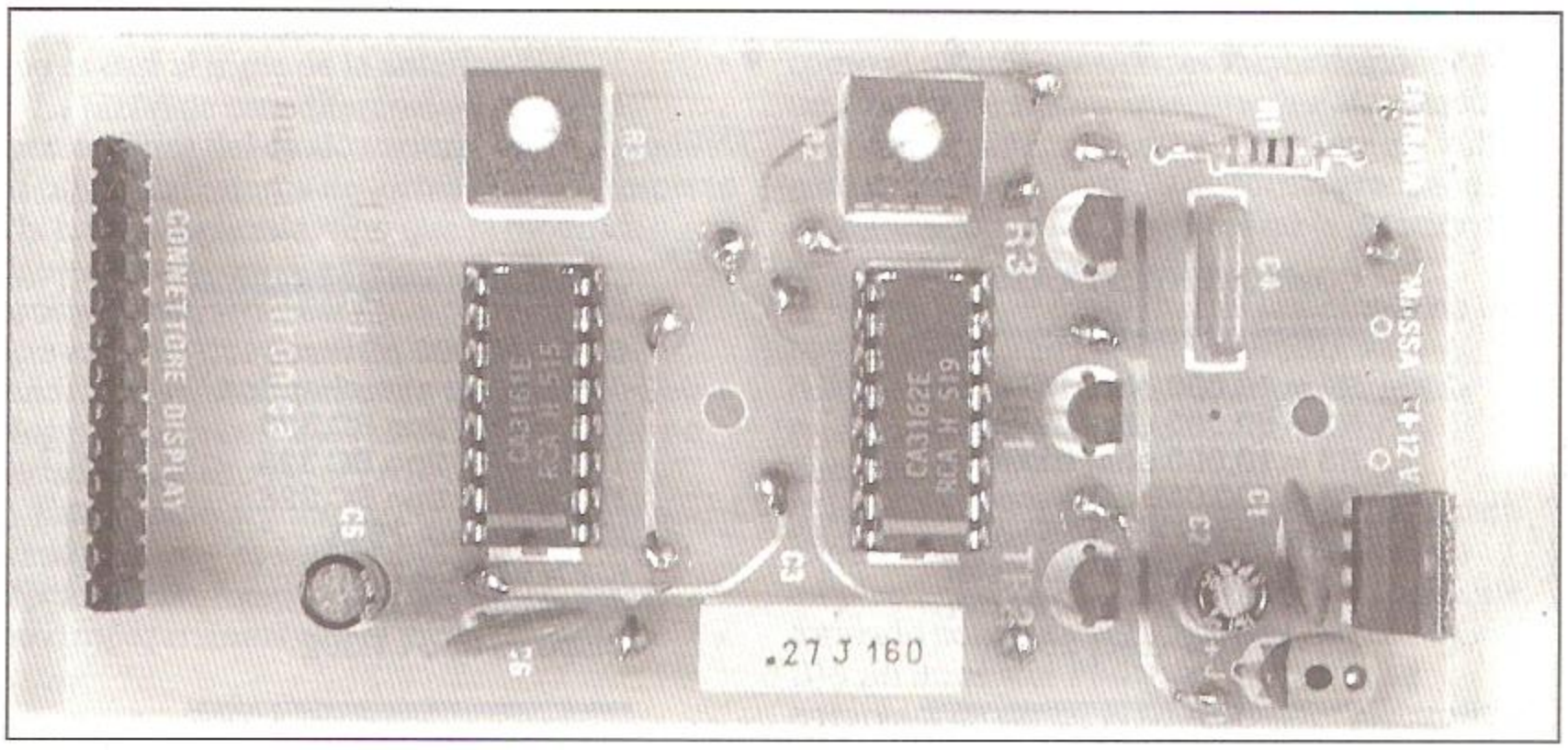
Nos gustaría destacar que, también en sintonía «manual», la tensión obtenida del cursor de R75 se aplica al «sumador» y al «corrector» que hemos visto anteriormente, a fin de obtener una secuencia uniforme de toda la gama de los 10 GHz y evitar una más rápida en los primeros 50 MHz y una más lenta para los últimos 50 MHz, como ocurriría al accionar directamente el diodo varicap con el potenciómetro.

Recordaremos que el trimmer R78 de 2.000 ohmios conectado en serie al potenciómetro R75, es indispensable para fijar la tensión mínima requerida, es decir 1 voltio, en posición manual; mientras que el trimmer R79 de 2.000 ohmios es indispensable para lograr una tensión idéntica al pasar a sintonía automática. Por último, el trimmer R94 nos servirá para determinar la tensión máxima, es decir 20 voltios, para ambas funciones, es decir manual o automática.

Como ya hemos mencionado, la salida del CAF (control automático de frecuencia) va conectada a la entrada del integrado IC7/A, que actúa como sumador de forma que si la frecuencia del «corresponsal» sufre alguna derivación, automáticamente la tensión de control del diodo varicap se modifica, en más o en menos, en la medida necesaria para mantener sintonizada la estación.

Pero, al tratarse de un receptor para 10 GHz y no de un receptor corriente, tendremos que tener en cuenta un detalle esencial: se puede recibir cualquier estación –tanto si transmite con una frecuencia más elevada como si transmite con una frecuencia más baja respecto a la nuestra– siempre que la diferencia entre las dos frecuencias (la recibida y la de nuestro oscilador local) sea igual a 30 MHz (es decir 0,030 GHz).

En otras palabras, la conversión de 10 GHz a 30 MHz en nuestro receptor, se puede efectuar indistintamente tanto si el corresponsal transmite 30 MHz por debajo de nuestra frecuencia de transmisión, como si lo hace 30 MHz por encima; pero esto, como veremos, no



Todos los componentes del circuito LX425 insertados en el mismo.

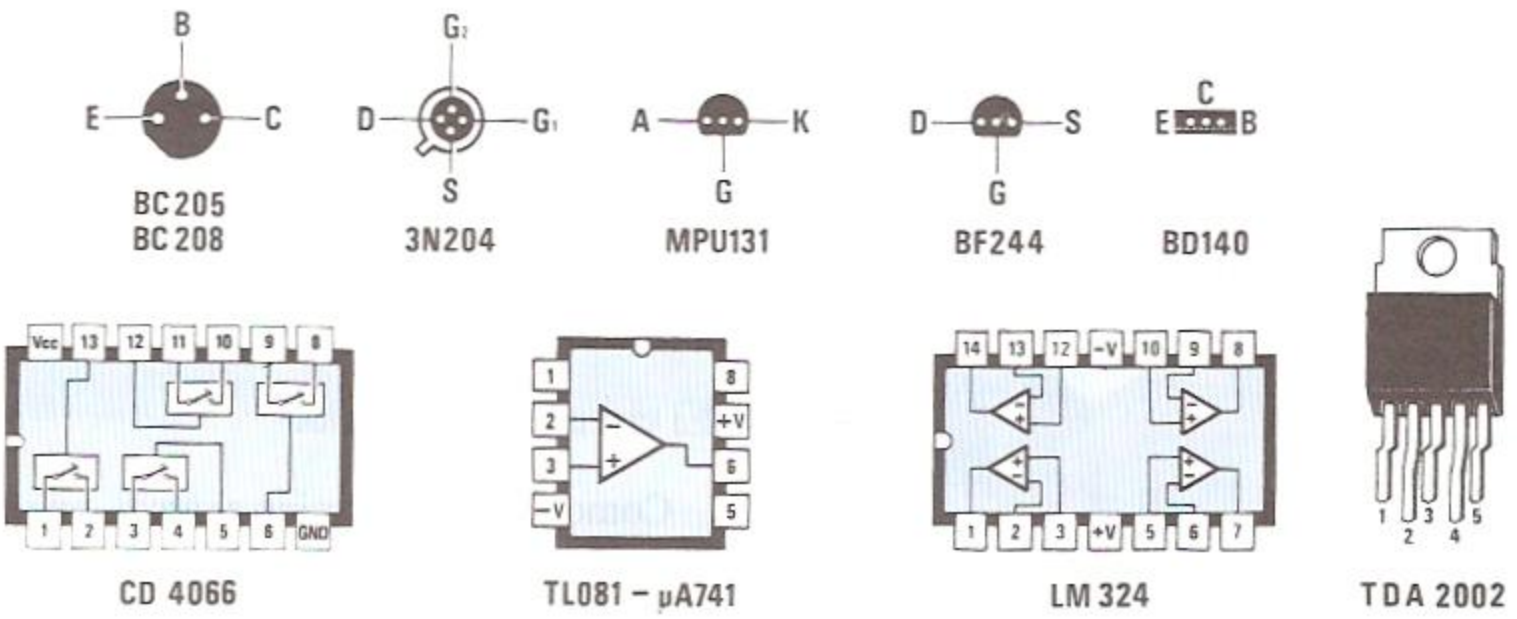


Fig. 9. **Conexiones de los transistores (vistas desde abajo) y de los integrados (vistas desde arriba) empleados en la realización de este proyecto.**

es compatible con el CAF del TDA.1200, que sólo es adecuado para un tipo de conversión, es decir si «siente» que la diferencia entre la frecuencia de transmisión y la de recepción tiende a aumentar, proporciona en salida más tensión positiva para polarizar en mayor medida el diodo varicap a fin de que aumente la frecuencia del oscilador local; por el contrario, si siente que la diferencia tiende a disminuir, proporciona menos tensión positiva al diodo varicap para que disminuya la frecuencia del oscilador local.

Pero, en algunos casos y aplicada a un receptor para 10 GHz, una intervención de este tipo puede resultar incluso contraproducente, como demostraremos a continuación con un ejemplo numérico.

Ante todo, supongamos que estamos recibiendo una estación que transmite 30 MHz «por encima de nosotros, por ejemplo a 10,480 GHz.

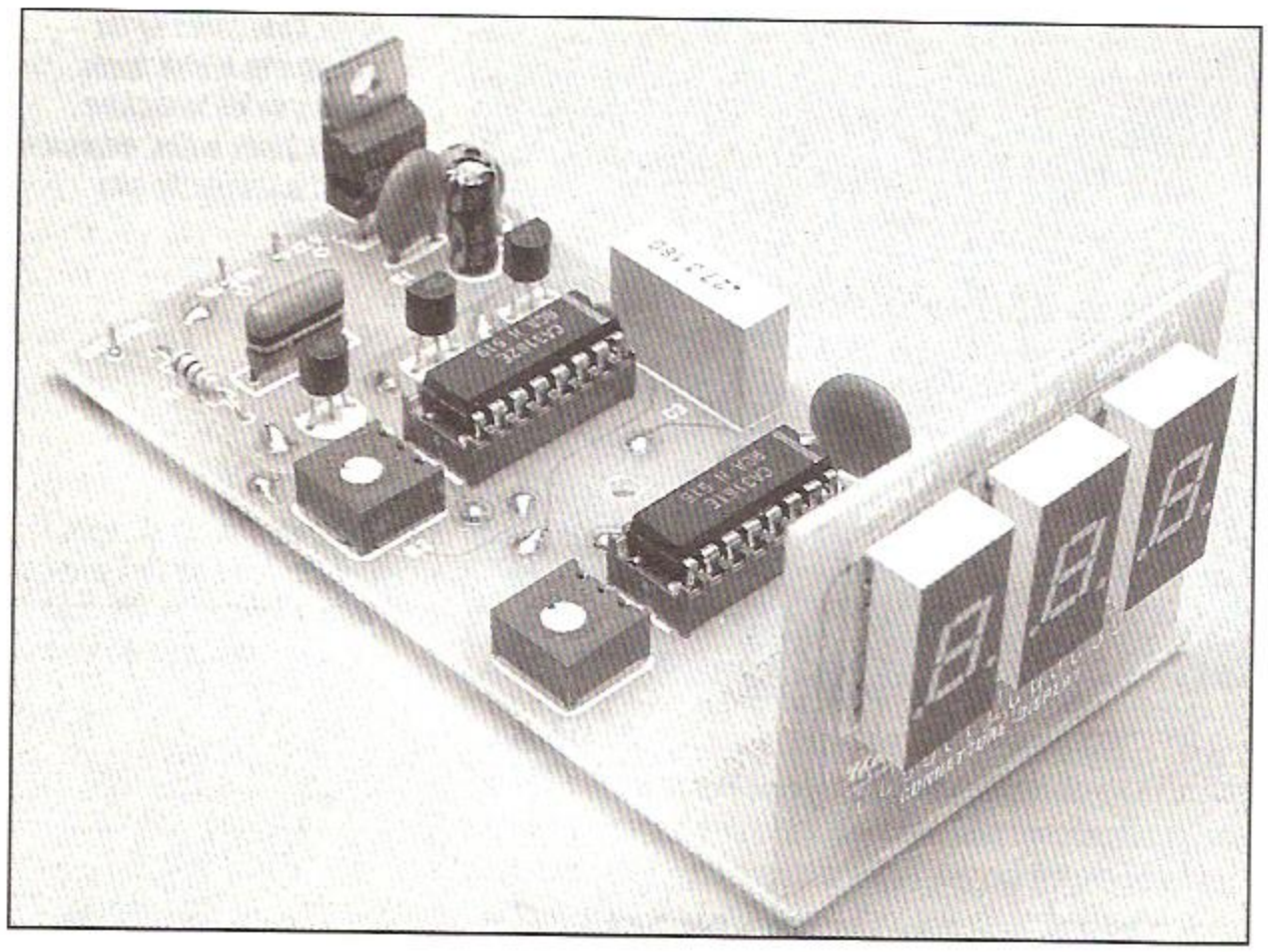
Para poder sintonizar dicha estación, tendremos que regular el oscilador local a una frecuencia de 10,450 GHz. En efecto: 10,480 – 10,450 = 0,030 GHz, equivalentes a 30 MHz.

Si, durante la conversación, la frecuencia de 10,480 GHz se desliza 1 MHz hacia arriba y pasa a 10,481 GHz, el CAF detecta de inmediato que la diferencia entre las dos frecuencias de recepción y transmisión ha aumentado (en efecto, pasará de 30 a 31 MHz) y, en consecuencia, proporcionará más tensión positiva al diodo varicap a fin de que también aumente 1 MHz nuestra frecuencia de transmisión, recuperando así la sintonía.

Por el contrario, si la frecuencia de 10,480 GHz sufre una disminución de 1 MHz y pasa a 10,479 GHz, el CAF detecta de inmediato que la diferencia entre las dos frecuencias de recepción y transmisión ha disminuido (en efecto, pasa de 30 a 29 MHz) y, en consecuencia, disminuye la tensión positiva sobre el diodo varicap a fin de disminuir también nuestra frecuencia de transmisión en 1 MHz, recuperando nuevamente la sintonía.

Hasta aquí, el funcionamiento es correcto, pero si nos situamos ahora en la condición contraria, es decir en el caso en que la estación recibida transmita 30 MHz «por debajo» de nosotros, es decir en 10,420 GHz, automáticamente nos daremos cuenta de que para alcanzar nuestro objetivo de mantener enganchada la estación cuando la frecuencia de ésta varía, es preciso invertir la intervención del CAF, es decir proporcionar al diodo varicap menos tensión positiva cuando la diferencia pasa de 30 a 31 MHz y proporcionar más tensión positiva, en cambio, cuando la diferencia pasa de 30 a 29 MHz.

En efecto, si la frecuencia de 10,420 GHz aumenta 1 MHz y se desliza a los 10,421 GHz, la diferencia entre las dos frecuencias de



El voltímetro digital LX425-LX425/D, que aconsejamos aplicar al receptor-transmisor, nos servirá para realizar un sencillo indicador «digital» de sintonía. Como se explica en el artículo, en los tres displays podremos leer, con gran precisión, nuestra frecuencia de transmisión de 10,400 a 10,500 GHz. Nota: en los displays sólo aparecerá la indicación de los megahertzios ya que es evidente que los gigahertzios son siempre 10.

recepción y transmisión disminuye y pasa de 30 a 29 MHz (10,450 − 10,421 = 0,029 GHz, equivalentes a 29 MHz) y, como en condiciones normales el CAF proporcionaría menos tensión positiva al diodo varicap, de ello se deduce que la frecuencia de nuestro TX disminuiría 1 MHz, pasando de 10,450 a 10,449 GHz, con lo que la diferencia disminuiría aún más; en efecto: 10,449 − 10,421 = 0,028 GHz, equivalentes a 28 MHz.

Por el contrario, si la frecuencia de 10,420 GHz disminuye 1 MHz y se desliza a 10,419 GHz la diferencia entre las dos frecuencias aumenta y pasa de 30 a 31 GHz (10,450 − 10,419 = 0,031 GHz, equivalentes a 31 MHz) y, como en condiciones normales el CAF proporcionaría más tensión positiva al diodo varicap, la frecuencia tendería a aumentar 1 MHz, pasando así de 10,450 a 10,451 GHz, con la consecuencia lógica de que aumentaría aún más la diferencia; en efecto: 10,451 − 10,419 = 0,032 GHz, equivalentes a 32 MHz.

En otras palabras, con el CAF en condiciones normales, en estos dos ejemplos obtendríamos el efecto contrario, es decir «alejar» aún más las dos frecuencias en lugar de aproximalas.

Para lograr que el CAF actúe en un sentido cuando el enganche se produce por encima de la frecuencia de transmisión y en sentido contrario cuando el enganche se produce por debajo de dicha frecuencia, hemos recurrido al conmutador S3 que nos permite conectar, según las exigencias, a la entrada inversora o no inversora del amplificador diferencial IC5.

En concreto, cuando desplacemos el conmutador S3 a la patilla 2 (entrada inversora) de IC5, el CAF actuará disminuyendo la frecuencia de transmisión si la frecuencia recibida tiende a alejarse de ella, por lo que resultará idóneo para una frecuencia de recepción inferior a la de transmisión.

Por el contrario, al desplazar el conmutador S3 a la patilla 3 de IC5 (entrada no inversora), el CAF aumentará la frecuencia del oscilador local cuando la frecuencia recibida tienda a alejarse, por lo que resultará adecuado para una frecuencia de recpción superior a la de transmisión.

Como podéis observar, en la fase de proyecto de nuestro circuito, nos hemos preocupado de solucionar este importante detalle ya que nuestra intención era la de conseguir un receptor-transmisor realmente adecuado para los radioaficionados.

El circuito modulador

Como el propio término expresa, un receptor transmisor, además del receptor tiene que poseer también un transmisor, y como la fase de AF de nuestro RTX se obtiene alimentando con una tensión continua el diodo gunn de la cavidad, el «modulador» sólo tiene que modificar en más o en menos esta tensión continua siguiendo las variaciones de la amplitud de la señal de BF para obtener automáticamente la desviación de frecuencia necesaria en la modulación de FM.

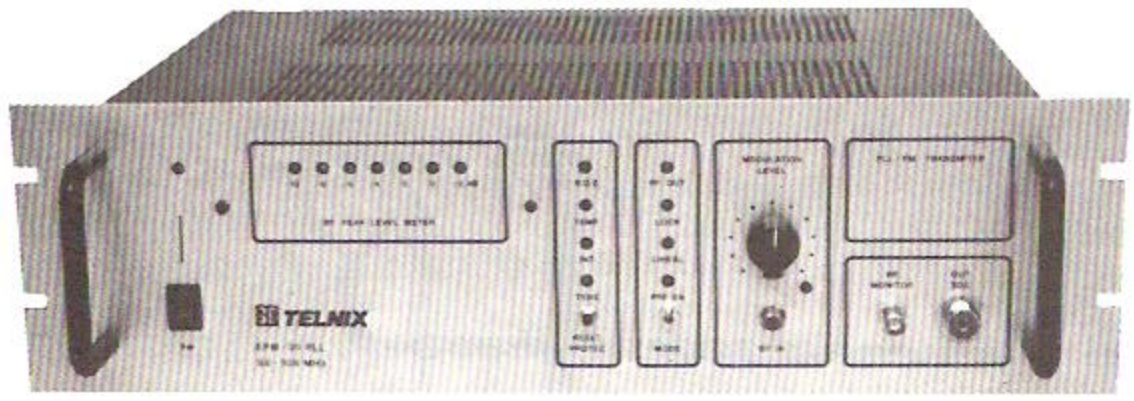
En la fig. 5 puede verse el esquema del modulador que hemos adoptado y, aunque a primera vista pueda parecer muy sencillo, podemos garantizaros que resulta muy adecuado para una cavidad gunn-plexer; tanto que nos vemos obligados a aconsejárselo a cualquiera que, en posesión ya de un receptor-transmisor, desee sustituir el modulador.

La señal de cualquier micrófono piezo (también se puede emplear un micrófono magnético) se aplicará al gate del fet FT4 que hace de preamplificador y del drain de éste se transferirá, a través del condensador C107, a los extremos del potenciómetro R120, indispensable para modificar la profundidad de modulación, es decir ensanchar o estrechar la banda en función de las condiciones en que se produce la conexión.

En la práctica, será nuestro corresponsal el que nos diga, durante el QSO, si tenemos que aumentar o estrechar la banda ya que si, por ejemplo, afirma que nuestra señal le llega «distorsionada», ello significa que estamos modulando con una desviación en frecuencia superior a la anchura de banda de su receptor, por lo que tendremos que girar dicho potenciómetro hacia el mínimo a fin de reducir la desviación en frecuencia; si, por el contrario, nuestro corresponsal nos indica que estamos «submodulando» ello significa que estamos transmitiendo con una desviación de frecuencia inferior a la anchura de banda de su receptor, por lo que tendremos que girar el potenciómetro hacia el máximo para aumentar la profundidad de modulación.

Del cursor de dicho potenciómetro la señal de BF, para ser amplificada aún más, se transferirá a la entrada de un amplificador diferencial con entrada de fet tipo TL.081 o LF.351 (ver IC.10).

La salida de dicho integrado va conectada a la entrada inversora (patilla 2) de un segundo



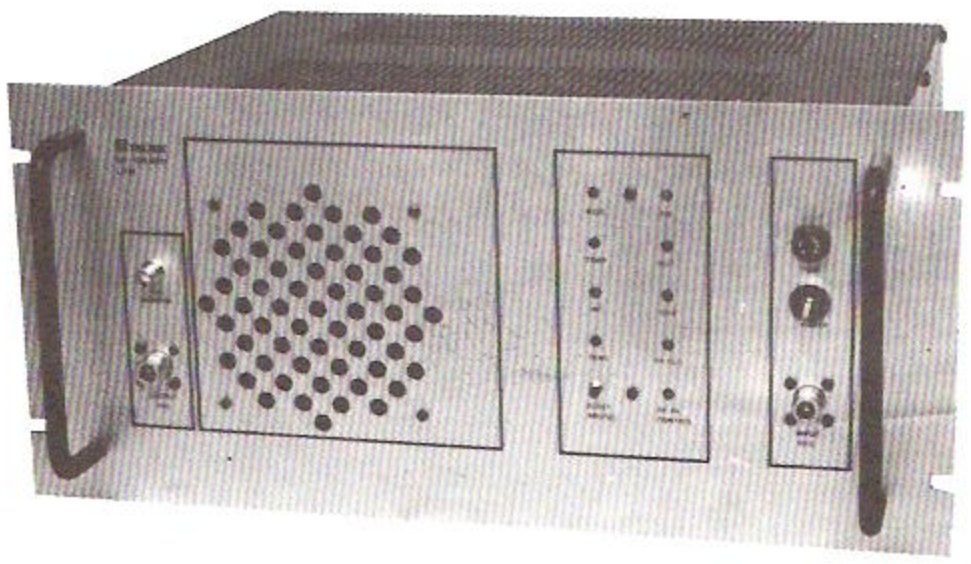
modelo EFM-30 PLL

— Sus características de elevada alta fidelidad de modulación mono o estéreo son el resultado de emplear componentes electrónicos de la última generación, lo que hacen del EFM-30 PLL uno de los más sofisticados y fiables emisores del mercado.



modelo CS-1

— Equipo diseñado para satisfacer las más severas exigencias de la radiodifusión en Modulación de Frecuencia.



modelo LFM-150

— Utiliza tecnología micro-strip, siendo la suma de potencia extremadamente lineal.



modelo LFM-600

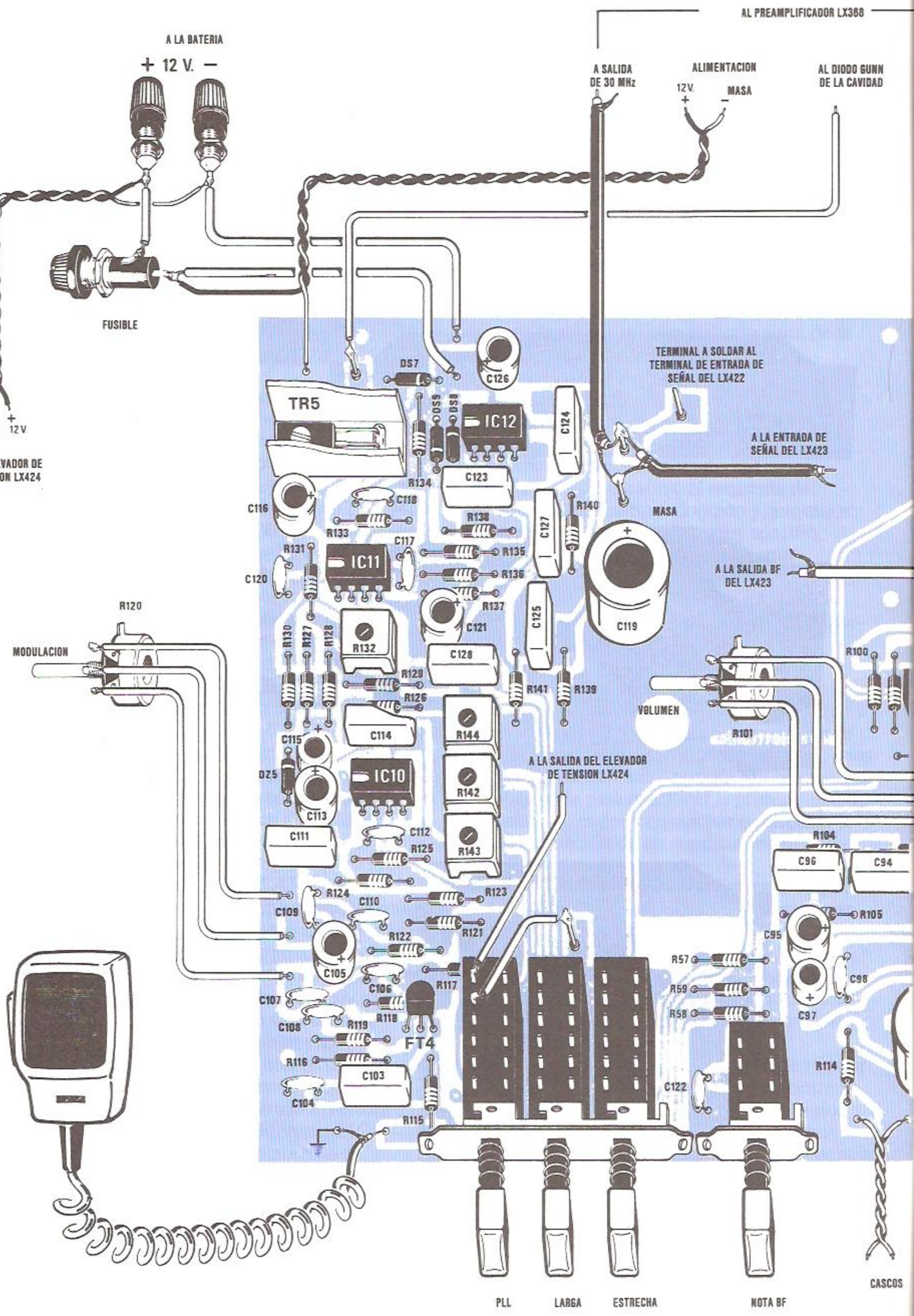
— Amplificador de potencia de R.F. de gran fiabilidad y robustez, completamente transtorizado.

— El amplificador funciona con una potencia de entrada de 30 watios, consiguiéndose así la máxima salida.

PEDRO IV, 29-35, 4.°, 2.°
08018 BARCELONA

Satelesa

TELS. (93) 309 10 42 - 309 14 70


AL PREAMPLIFICADOR LX368
A LA BATERIA
+ 12 V. −
A SALIDA DE 30 MHz
ALIMENTACION
12V.
MASA
AL DIODO GUNN DE LA CAVIDAD
FUSIBLE
MASA
12 V
AL ELEVADOR DE TENSION LX424
TERMINAL A SOLDAR AL TERMINAL DE ENTRADA DE SEÑAL DEL LX422
A LA ENTRADA DE SEÑAL DEL LX423
MASA
A LA SALIDA BF DEL LX423
MODULACION
VOLUMEN
A LA SALIDA DEL ELEVADOR DE TENSION LX424
TR5
IC12
IC11
IC10
FT4
DS7
DS9
DS8
DZ5
C126
C124
C123
C116
C118
C133
C117
C120
C131
C121
C125
C127
C119
C128
C114
C115
C113
C111
C112
C125
C109
C110
C105
C106
C107
C108
C103
C104
C122
C96
C94
C95
C97
C98
R120
R130
R127
R128
R132
R129
R126
R131
R134
R133
R138
R135
R136
R137
R140
R141
R139
R144
R142
R143
R124
R123
R121
R122
R117
R118
R119
R116
R115
R100
R101
R104
R105
R57
R59
R58
R114
PLL
LARGA
ESTRECHA
NOTA BF
CASCOS

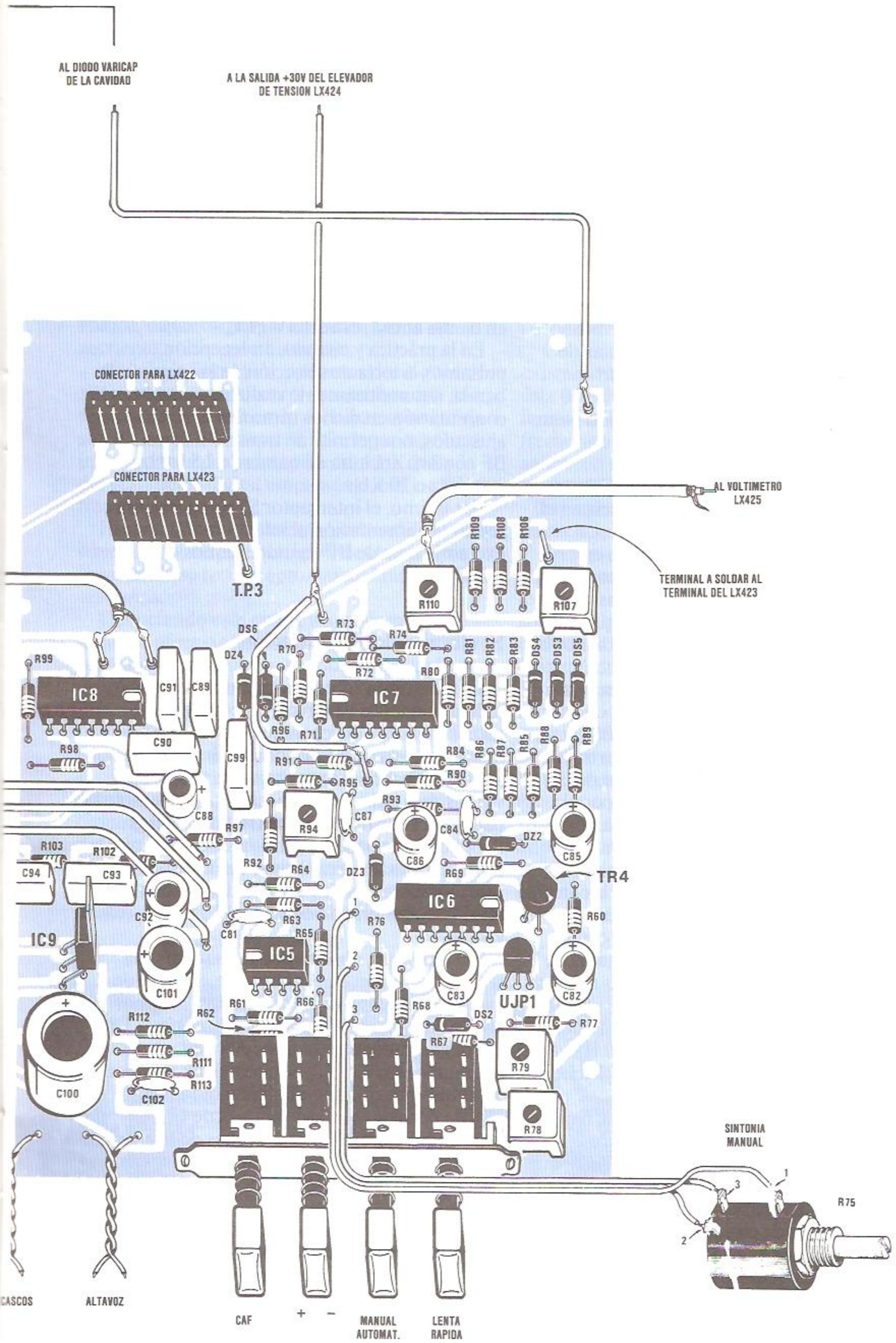


Fig. 10. Esquema práctico del montaje del circuito LX.421. Por exigencias de espacio, se ha reproducido, dividido por la mitad; sin embargo, ello no impide la comprensión de cómo se efectúan las distintas conexiones. En cuanto a los componentes, recordamos que en dicho circuito existe un dibujo serigrafiado que indica la posición exacta en que debe montarse cada uno de ellos.

diferencial de tipo uA.741 (ver IC.11) que, junto con el transistor TR5 (un PNP tipo BD.140) constituye un auténtico alimentador estabilizado cuya tensión de salida puede variarse en más o en menos por medio de la señal de BF.

Recordaremos que, para obtener el máximo rendimiento del diodo gunn, es preciso que se le alimente normalmente con una tensión de 10 voltios y que, incluso en presencia de la modulación, no se descienda nunca por debajo de los 8 ni se superen los 12 voltios.

Como observaréis, la patilla 2 (entrada inversora) del integrado uA.741 se alimenta con una tensión estabilizada de 4,7 voltios proporcionada por el diodo zener DZ5, y el trimmer R.132, conectado entre la entrada no inversora (patilla 3) del mismo integrado y el colector del transistor BD.140, nos permite dosificar convenientemente la «ganancia» de toda la fase a fin de obtener en salida, en ausencia de modulación, exactamente los 10 voltios necesarios para alimentar el diodo gunn de la cavidad. Completa el modulador un generador de nota fija de 800 Hz aproximadamente, indispensable no sólo para que los demás detecten nuestra presencia en el aire (evitando tener que hablar ininterrumpidamente por el micrófono en espera de que alguien nos capte y nos conteste) sino también para que nosotros mismos podamos detectar la presencia de cualquier emisora no «modulada» al explorar en sintonía automática toda la gama de los 10 GHz; en efecto, si durante esta búsqueda captáramos cualquier portadora, automáticamente oiríamos en nuestro altavoz nuestra nota fija a 800 Hz.

La razón de que podamos oír nuestra nota en el altavoz se debe al hecho de que parte de la señal AF modulada a 800 Hz, emitida por el diodo gunn en transmisión, es desviada por el tornillo especial situado dentro de la cavidad hacia el diodo Schottky que se utiliza como «oscilador local» para efectuar la mezcla con una posible señal de AF en llegada. Cuando exploramos con sintonía automática y con el generador de nota conectado, toda la gama de 10,400 a 10,600 GHz y no encontramos ninguna estación, aunque una porción de la AF irradiada vuelve a entrar en el diodo Schottky, en nuestro receptor no podemos oír la nota de 800 Hz ya que las fases de FI están ajustadas a 30 MHz, no a 10 GHz.

En cambio, si durante ésta búsqueda, hay en el aire una señal de AF de cualquier otro radioaficionado, aunque no esté modulada, que transmita por ejemplo a la frecuencia de 10,450 GHz, esta señal será captada por el diodo Schottky y mezclada con la nuestra, obteniendo así durante cada secuencia una conversación sobre los 30 MHz requeridos por la fase de frecuencia intermedia.

Dicha conversión se obtendrá en dos puntos distintos de la escala de sintonía; en efecto, 30 MHz de diferencia respecto a 10,450 GHz se obtienen tanto si nuestra frecuencia es de 10,420 GHz (10,450 − 10,420 = 0,030 GHz) como si es de 10,480 GHz (10,480 − 10,450 = 0,030 GHz).

En ambos casos, los 30 GHz obtenidos de la mezcla serán amplificados por nuestro receptor, y puesto que el diodo gunn está modulado por una nota fija a 800 Hz, automáticamente dicha nota será detectada y reproducida en el altavoz.

Por consiguiente, dicha nota será muy útil no sólo para la búsqueda de alguna emisora sino también para la búsqueda de los «beacon».

Como observaréis en el esquema, la señal de 800 Hz, antes de alcanzar la patilla 2 del integrado IC11, se aplica a tres trimmers (ver R142-R143-R144), que nos servirán para dosificar la profundidad de modulación, a fin de adecuarla al tipo de recepción elegido, es decir en banda ancha, estrecha o PLL.

En la práctica y cuando, en recepción, pulsamos la tecla de selección de la anchura de banda, automáticamente realizamos también la conmutación en dichos trimmers que, una vez ajustados, nos permitirán transmitir la nota de BF con una anchura de banda de 1,8 MHz, 280 KHz o 20 KHz.

Por último, el interruptor S7 nos permitirá retirar la alimentación al integrado IC12 para excluir la nota de BF cuando usemos el micrófono.

El circuito de alimentación

Como es previsible que algunos radioaficionados llevan consigo nuestro receptor-transmisor, para realizar Contest — incluso en alta montaña, donde sin duda alguna no habrá ninguna toma de red a 220 voltios para alimentar el circuito, sino tan sólo la batería del coche que el más «fuerte» del grupo habrá cargado hasta la cima— es evidente que la primera característica de que debía disponer este circuito era la de poder funcionar con una tensión comprendida entre los 12 y los 13 voltios.

Sin embargo, observando el esquema del receptor se podrá comprobar que, además de esta tensión, se requieren otras dos, muy por encima de los 12-13 voltios de la batería; concretamente, necesitamos 30 voltios para alimentar el circuito de la sintonía automática y 18 voltios para alimentar el integrado NE.561.

Para conseguir estas tensiones de 18 y 30 voltios, partiendo de los 12 voltios de la batería, hemos preparado un eficaz elevador de tensión, utilizando el integrado SN.78S40 (ver fig. 6), un regulador switching que —en comparación con otros circuitos similares de transformador elevador o de duplicación de diodos— ofrece características muy superiores, que podríamos resumir de la forma siguiente.

— sencillez de realización;
— alta estabilidad en tensión, incluso en presencia de fuertes cargas;
— bajo residuo de alterna;
— elevado rendimiento;
— baja disipación.

El trimmer R4, que vemos aplicado entre las patillas 1-10 de dicho integrado, nos servirá para regular la tensión en salida a exactamente a los 30 voltios necesarios.

La tensión de 18 voltios necesaria para la alimentación del integrado NE.561 se obtendrá de forma muy sencilla y a partir de estos 30 voltios por medio de la resistencia R6 y el diodo zener DZ1.

Toda la fase elevadora de tensión se montará por separado, sobre un circuito impreso especial, que luego se alojará en el interior de nuestro mueble.

Con la solución que hemos adoptado, incluso quienes empleen este receptor-transmisor en la ciudad tendrán la ventaja de poderlo alimentar directamente de la tensión de red, empleando para ello un alimentador estabilizado de 12,6 voltios, capaz de proporcionar en salida una corriente mínima de 1 amperio.

A título informativo, podemos decir que, alimentando este receptor-transmisor con una tensión de 12,6 voltios, la corriente consumida será de aproximadamente 0,5 amperios, incluyendo la del preamplificador LX.368 y la del voltímetro digital empleado como lector de frecuencia.

Excluyendo el voltímetro, por medio de un conmutador de palanca, la corriente máxima consumida se reduce aproximadamente a 0,38 amperios.

Conociendo este consumo, podemos también efectuar un cálculo aproximado de la autonomía máxima en que podemos confiar para los Contest, si alimentamos el circuito por batería.

Por ejemplo, si disponemos de una batería de coche de 35 amperios/hora, podremos emplear el receptor-transmisor durante aproximadamente 80 horas seguidas, siempre que nos acordemos de apagar el voltímetro digital nada más comprobar la frecuencia. Utilizando dos baterías para moto de 6 voltios (que son más fáciles de transportar que las de coche), conectadas en serie entre sí, pero que sólo disponen de 12 amperios/hora, tendremos una autonomía de funcionamiento de aproximadamente 30 horas.

El circuito de sintonía digital

En un receptor tan perfecto —nosotros, al menos lo consideramos así— no podía faltar un indicador digital para leer la frecuencia de transmisión; por otra parte, no se podía pensar en realizar un frecuencímetro para frecuencias tan elevadas ya que hubiera resultado muy caro, tanto que hubiera desalentado a cualquiera que hubiera tenido intención de construirlo. Por esta razón, hemos tratado de resolver el problema de una forma mucho más sencilla, utilizando un voltímetro digital de lo más corriente.

Con este instrumento mediremos la tensión existente en la salida (patilla 8) de IC7/B y como ésta —gracias a la corrección de la rampa que hemos utilizado— es proporcional a la frecuencia de transmisión, nos bastará con aplicar en la entrada del voltímetro el divisor adecuado para leer directamente en los display —con un excelente grado de aproximación— la frecuencia de nuestro «oscilador local».

En la práctica, girando el mando de la sintonía manual del mínimo al máximo, tendremos la posibilidad de hacer aparecer sobre los tres displays del voltímetro números comprendidos entre un mínimo de 400 y un máximo de 500 y, aunque les falte el «10» correspondiente a los gigahertzios —ya que nos ha parecido inútil gastar dos displays para visualizar siempre el mismo número— tendremos la ventaja considerable de que al leer, por ejemplo, 420, podremos afirmar que estamos transmitiendo a 10,420 GHz y no a 10,425 o a 10,415 GHz, lo cual tiene su importancia.

Por otra parte, si tenemos en cuenta que este indicador digital funciona también con la sintonía automática (la lectura sólo resulta algo

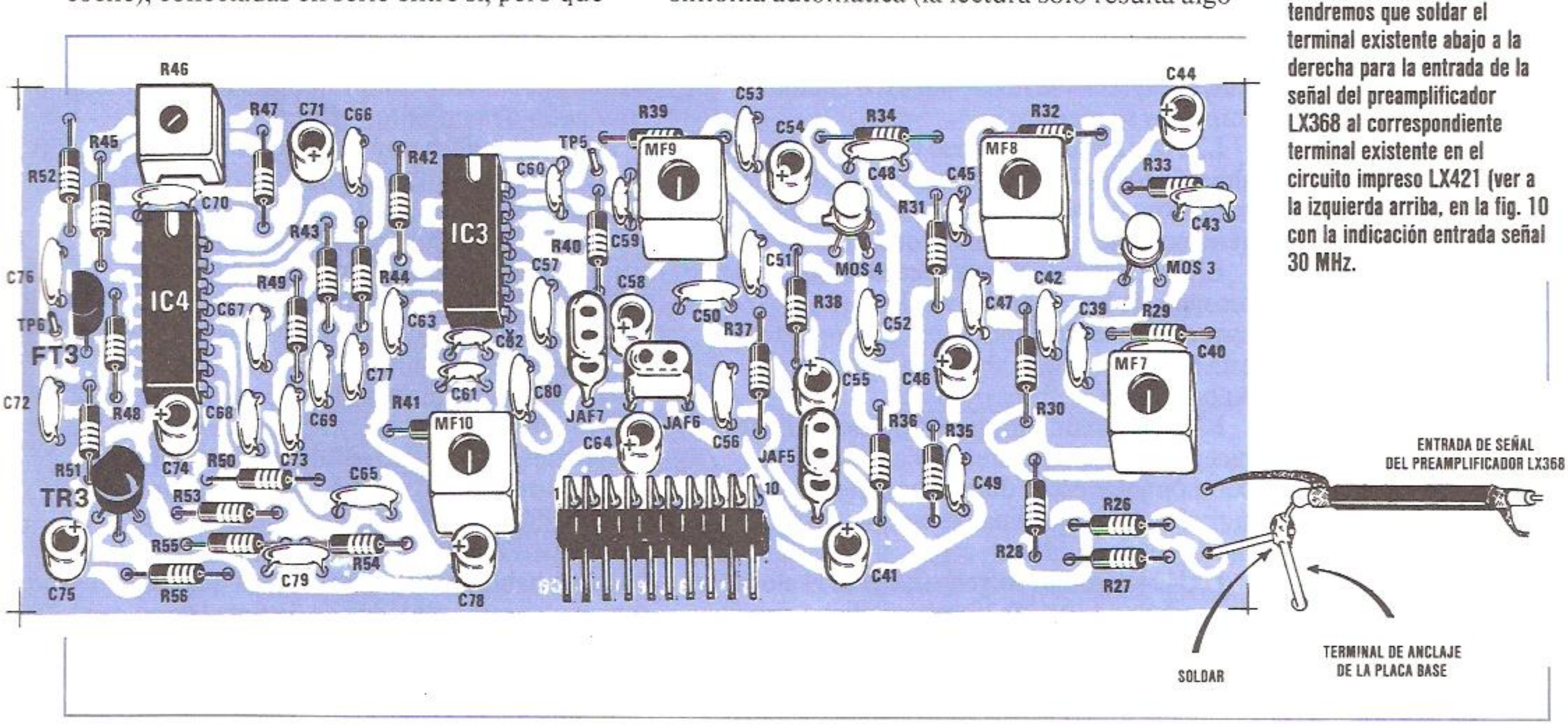


Fig. 11. **Esquema práctico de montaje de la placa correspondiente al receptor de banda ancha y PLL. Para fijar el circuito a la placa de base tendremos que soldar el terminal existente abajo a la derecha para la entrada de la señal del preamplificador LX368 al correspondiente terminal existente en el circuito impreso LX421 (ver a la izquierda arriba, en la fig. 10 con la indicación entrada señal 30 MHz.**

problemática cuando la sintonía automática está situada para recepción en «banda ancha», es decir a la máxima velocidad), deduciremos de inmediato que podemos aprovecharlo para otros fines: al constatar por ejemplo, que en los 493 hay una estación, podremos pasar fácilmente a la sintonía manual y girar nuestro potenciómetro de 10 vueltas hasta leer en el display el número 493, con la certeza de volver a encontrar en este punto la misma estación que habíamos detectado en sintonía automática.

Recordemos que dicho indicador digital es optativo ya que, aunque se excluya, ello no modifica ninguna de las características del circuito; por consiguiente, quienes lo consideren inútil podrán prescindir de él sin menguar por ello las posibilidades de su receptor-transmisor.

Como puede verse en el esquema eléctrico de la fig. 8, se trata del habitual voltímetro digital formado por dos integrados CA.3161 y CA.3162 que nos permiten accionar en multiplexer 3 displays, ofreciéndonos —como ya hemos dicho— una resolución de lectura a nivel de megahertzio (es evidente que en los displays sólo se leerán los megahertzios, es decir 401-402-403 y no el númeroe 10 correspondiente a los gigahertzios).

A este circuito va agregado el integrado estabilizador IC1, necesario para bajar la tensión de alimentación de 12-13 voltios obtenida de la placa base, estabilizándola al valor de 5 voltios requeridos por los dos integrados del voltímetro.

Además, en el panel frontal del mueble hemos previsto espacio para un interruptor con el que podremos retirar la alimentación al voltímetro para ahorrar corriente en el caso de encontrarnos en medio de un QSO, con la batería medio descargada: de esta forma, podremos prolongar durante algunas horas más el uso del receptor-transmisor.

Realización práctica

Para realizar este proyecto —en la versión más completa— se necesitan los 6 circuitos impresos siguientes:

LX.421: circuito impreso básico en el que se alojarán todos los conmutadores deslizantes así como los componentes correspondientes al generador de rampa y al modulador.

LX.422: circuito impreso correspondiente al receptor de banda ancha y al PLL (en el esquema eléctrico, todos los componentes de esta placa se indican abajo, enmarcados en color).

LX.423: circuito impreso correspondiente al receptor de banda estrecha y cuyos componentes están dibujados en la parte superior —también en el esquema eléctrico de la fig. 4—, enmarcados en color.

LX.424: circuito correspondiente al elevador de tensión de 12 a 18-30 voltios (dicho circuito, como luego explicaremos, irá dentro de una caja metálica).

LX.425: circuito básico del voltímetro digital que utilizaremos para leer la frecuencia de sintonía (este circuito es optativo).

LX.425/D: circuito de visualización, necesario para alojar los tres displays del voltímetro, siempre que se desee instalarlo.

Una vez en posesión de todo este material, podremos comenzar el montaje de acuerdo con el órden que a continuación indicamos.

Placa de base LX.421

Este circuito —de dimensiones considerables— es un doble cara (es decir, lleva pistas de cobre tanto en la parte superior como en la inferior); por consiguiente, antes de empezar el montaje de cualquier componente, habrá que realizar todos los puentes de conexión necesarios, introduciendo en los orificios preparados al efecto y situados en los extremos de cada pista, unos trozos de cable de cobre desnudo de 0,18-0,20 mm, que se doblarán en forma de Z soldándolos en ambos lados y cortando el sobrante en la base, con ayuda de unos alicates. Recordaremos que, si se olvida aunque sólo sea uno de estos puentes, el circuito no podrá funcionar: por consiguiente, si no queremos tropezar con desagradables sorpresas al final, es conveniente realizar esta operación con mucho cuidado.

Como el aparato lo merece, os aconsejamos «mimar» las soldaduras, es decir se evitará el empleo de pasta sólida, en el punto a soldar se apoyará siempre primero el soldador y luego el estaño, manteniéndolos en posición hasta que el último se haya disuelto bien y hasta que el desoxidante que contiene haya eliminado, al evaporarse, todo el óxido existente tanto en la pista como en el terminal del componente.

Sólo se empleará estaño de primera calidad, tipo 60/40 con un diámetro de 2 mm, evitando el de diámetro superior, ya que hemos podido comprobar que muchos de ellos llevan en su interior un desoxidante alquitranado de naturaleza no muy clara y que, además, es conductor de corriente.

En el montaje, habrá que comenzar por los componentes de menor tamaño, como son las resistencias, los diodos, los zócalos para los integrados, los trimmers, los transistores, los condensadores cerámicos y los de poliester, terminando con los electrolíticos.

Recordaremos que los diodos, los zener y los condensadores electrolíticos tienen una polaridad que es imprescindible respetar, es decir su terminal positivo tiene que ir situado exactamente como se indica en la serigrafía, ya que, de lo contrario, el circuito no funcionará.

En cuanto a los fet, si en lugar del tipo de media luna empleamos los que llevan carcasa circular, habrá que tener en cuenta que los terminales están situados de distinta forma, por lo que tendremos que identificarlos uno por uno antes de introducirlos en los orificios correspondientes.

Como ya hemos anticipado en la descripción del esquema eléctrico, los dos diodos zener DZ2-DZ3 tienen que ser, obligatoriamente, del tipo «compensado», es decir que tiene que figurar en su carcasa la indicación ZTE 3,3 voltios; bajo ningún concepto se pueden sustituir con diodos zener de otro tipo, de 1/2 watio o de 1 waio, ya que éstos no son capaces de proporcionar tensiones de referencia con la estabilidad y la precisión requeridas por nuestro circuito.

En último lugar, se pueden instalar en el circuito impreso los dos conectores hembra necesarios para enlazar los dos circuitos impresos LX.422 y LX.423; a continuación, se soldarán los terminales y los conmutadores de teclado.

En cuanto al transistor TR5 y al integrado TDA.2002 —provistos ambos de aleta de refrigeración— habrá que cuidad en el primer caso (es decir, en el transistor) que los terminales doblados en L no toquen el metal de

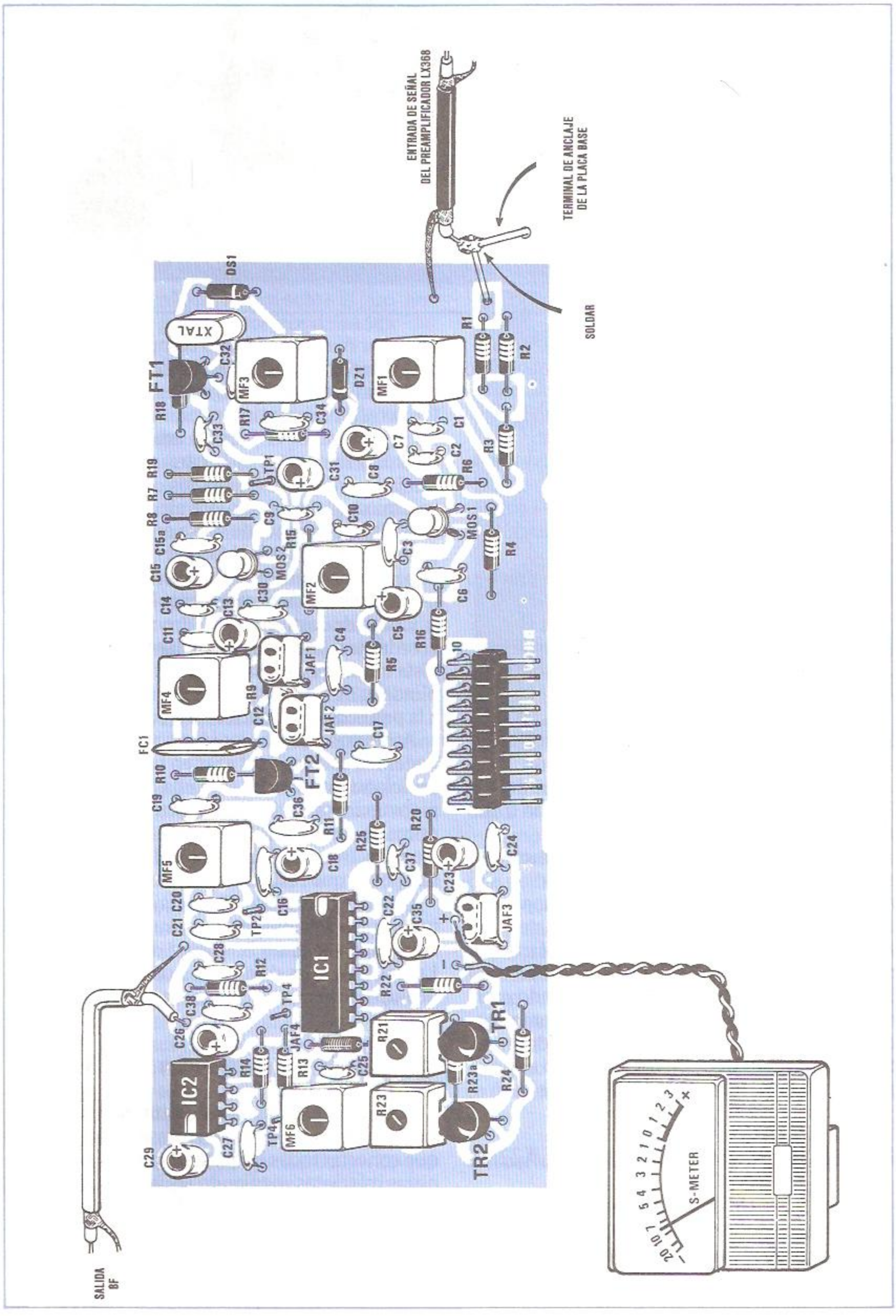
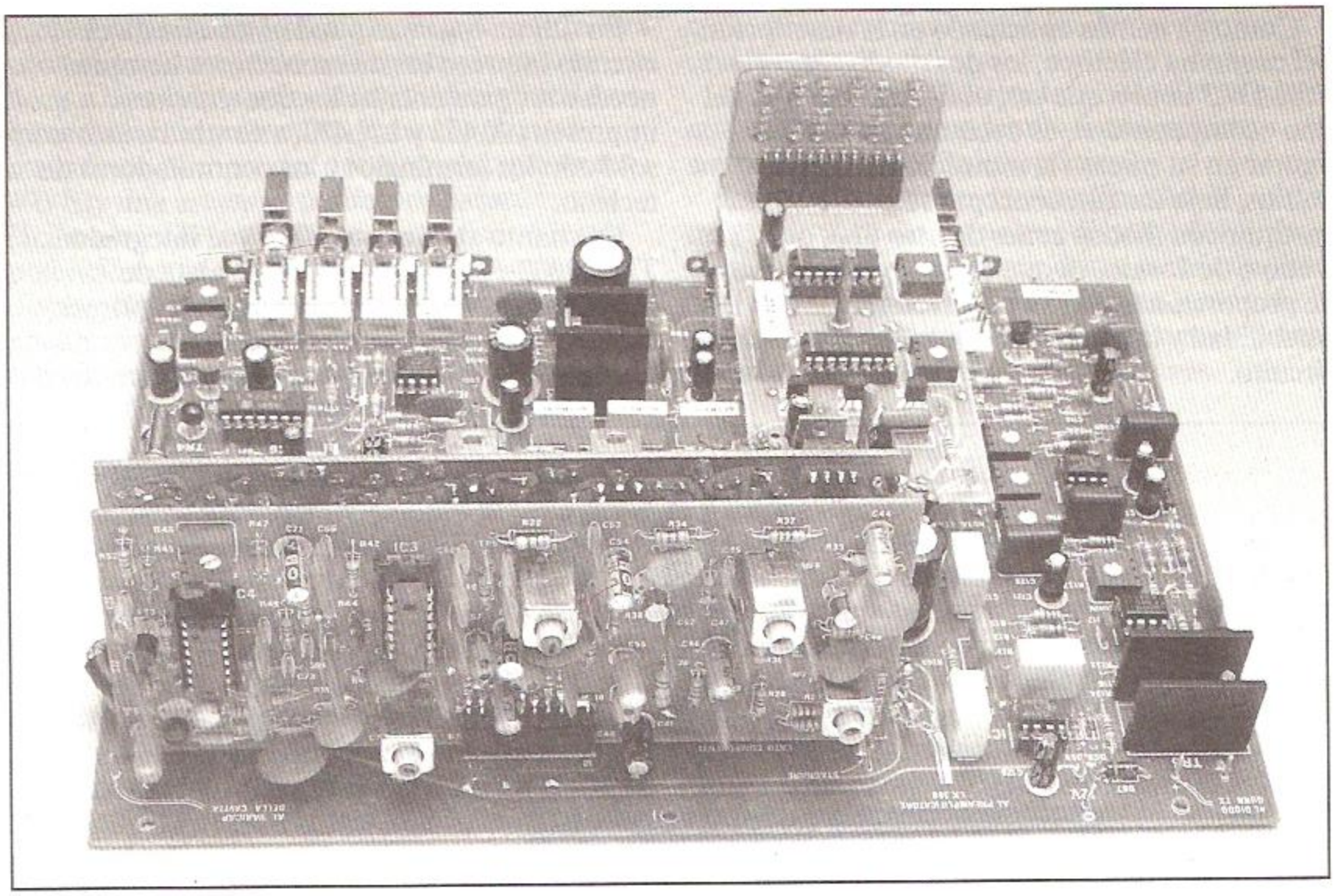


Fig. 12. **Esquema práctico de montaje de la placa correspondiente al receptor de banda estrecha. También aquí, para fijar dicha placa al circuito base es preciso soldar el terminal situado abajo a la derecha del circuito impreso al correspondiente terminal existente en el circuito LX421 (ver en fig. 10, a la derecha, sobre el trimmer R107). A este terminal tendremos que soldar también el hilo central del cable coaxial que lleva la señal de los 30 MHz procedente del preamplificador LX368. Como puede verse en el dibujo, a la izquierda, arriba, soldaremos un cable apantallado para la BF que conectaremos, en el circuito impreso LX421, a los dos terminales situados sobre IC8 (ver fig. 10).**



Esta foto, obtenida desde atrás, nos muestra el bastidor del receptor de banda ancha +PLL, identificado LX422, tal como aparece una vez encajado en el conector hembra existente en el circuito de base. Se puede observar que los componentes de este bastidor están situados hacia el exterior de la placa base, mientras que los del segundo bastidor lo están hacia el interior.

la aleta; en el segundo (es decir en el integrado) habrá que soldarlo a una altura tal que el orificio existente en su parte metálica case a la perfección con el de fijación existente en la aleta, que se montará en vertical.

A la izquierda del circuito impreso, hay dos orificios (que tendremos que ensanchar) en los que se introducirán dos tornillos de 3,5-4 cm de longitud y que se emplearán para la sujección del bastidor LX.425 del voltímetro digital.

En la fig. 10 podemos ver el esquema práctico de montaje de esta tarjeta, con las correspondientes conexiones exteriores al altavoz, la toma para auriculares, el micrófono, el potenciómetro de 10 vueltas de la sintonía manual, etc.

Habrá que prestar una atención especial al cable que, partiendo del elevador de tensión, lleva los 18 voltios positivos, primero a un terminal correspondiente al conmutador del PLL y luego al terminal de cabeza situado tras el pulsador «banda ancha».

Y consideramos que, con esto, os hemos proporcionado ya todas las indicaciones necesarias para el montaje de esta placa, por lo que, sin más, pasaremos a describir las siguientes; sólo una advertencia final: al conectar a las hembras los dos bastidores LX.422 y LX.423, habrá que tener cuidado para no confundir uno con otro y para no montarlos con los componentes dirigidos en sentido contrario; lo mismo es válido en cuanto al montaje en los zócalos de los integrados.

Circuito receptor de banda ancha LX22

Aunque este circuito es también de doble cara, la conexión entre pistas superiores y pistas inferiores se puede realizar en pocos minutos, ya que los puentes necesarios son muy pocos.

El montaje se comenzará soldando el conector macho en el lado componentes; a continuación se instalarán las resistencias, los dos zócalos para los integrados, los mosfet, el fet, las «frecuencias intermedias» de 30 MHz, las impedancias AF identificadas por un punto marrón y uno negro en la carcasa, más una franja marrón en el lateral, los condensadores cerámicos y, por último, los electrolíticos.

NOTA: como puede verse en el dibujo práctico, en el terminal G2 del mosfet MOS4 debe incluirse una perlita de ferrita, imprescindible para evitar auto-oscilaciones.

Como de costumbre, tendremos que acordarnos, en las FI, de soldar también a la pista inferior de masa los terminales del blindaje, de forma que éste pueda desempeñar a la perfección su función protectora.

Aclaremos que, al ser idénticas las cuatro FI, podemos colocarlas al azar en las cuatro posiciones reservadas para ellas, sin preocuparnos de detectar el arrollamiento primario y el secundario ya que en un lado tenemos tres terminales y, en el contrario, sólo dos por lo que resulta imposible confundirlos.

Una vez terminado el montaje, podremos instalar los dos integrados en sus respectivos zócalos, respetando la muesca de referencia. Luego, podemos dejar a un lado esta placa para dedicarnos al montaje de la siguiente.

Receptor de banda estrecha LX423

Este circuito, como los dos anteriores, es de doble cara; por lo tanto, en primer lugar habrá que conectar todas las pistas superiores con las pistas inferiores, siguiendo las indicaciones dadas al comienzo de la «realización práctica» respecto a la placa base.

Una vez terminados los puentes, se puede aplicar a la parte baja del circuito el conector macho de 10 polos que utilizaremos para

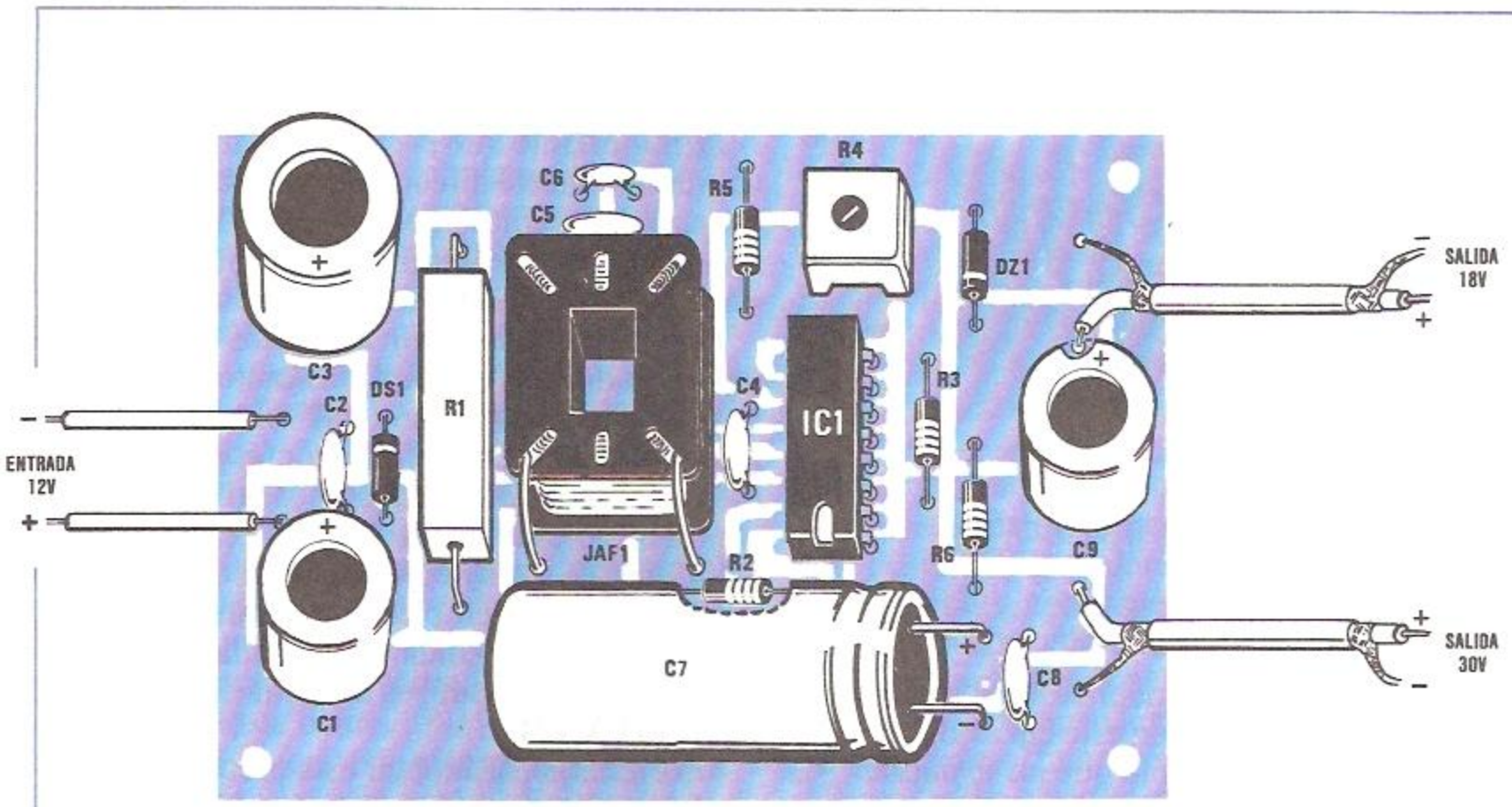


Fig. 13. **Esquema práctico de montaje del circuito elevador de tensión LX424, cuyo esquema eléctrico se refleja en la figura 7. Este circuito se colocará en el interior de un pequeño contenedor metálico para apantallarlo totalmente.**

insertar en vertical esta tarjeta sobre el circuito impreso LX421, junto al receptor de banda ancha.

También ahora, se comenzará el montaje con los componentes de menor tamaño como resistencias, trimmers, zócalos para integrados, diodos e impedancias AF, que pueden ser, indistintamente, del tipo de gota o cilíndricas.

En cuanto a las «frecuencias intermedias», en esta ocasión habrá que tener cuidado de no confundir las FI de 30 MHz —iguales a las montadas anteriormente— con las FI de 10.73 MHz, que llevan en su carcasa la indicación FM.1 y tienen el núcleo interno de color ROSA.

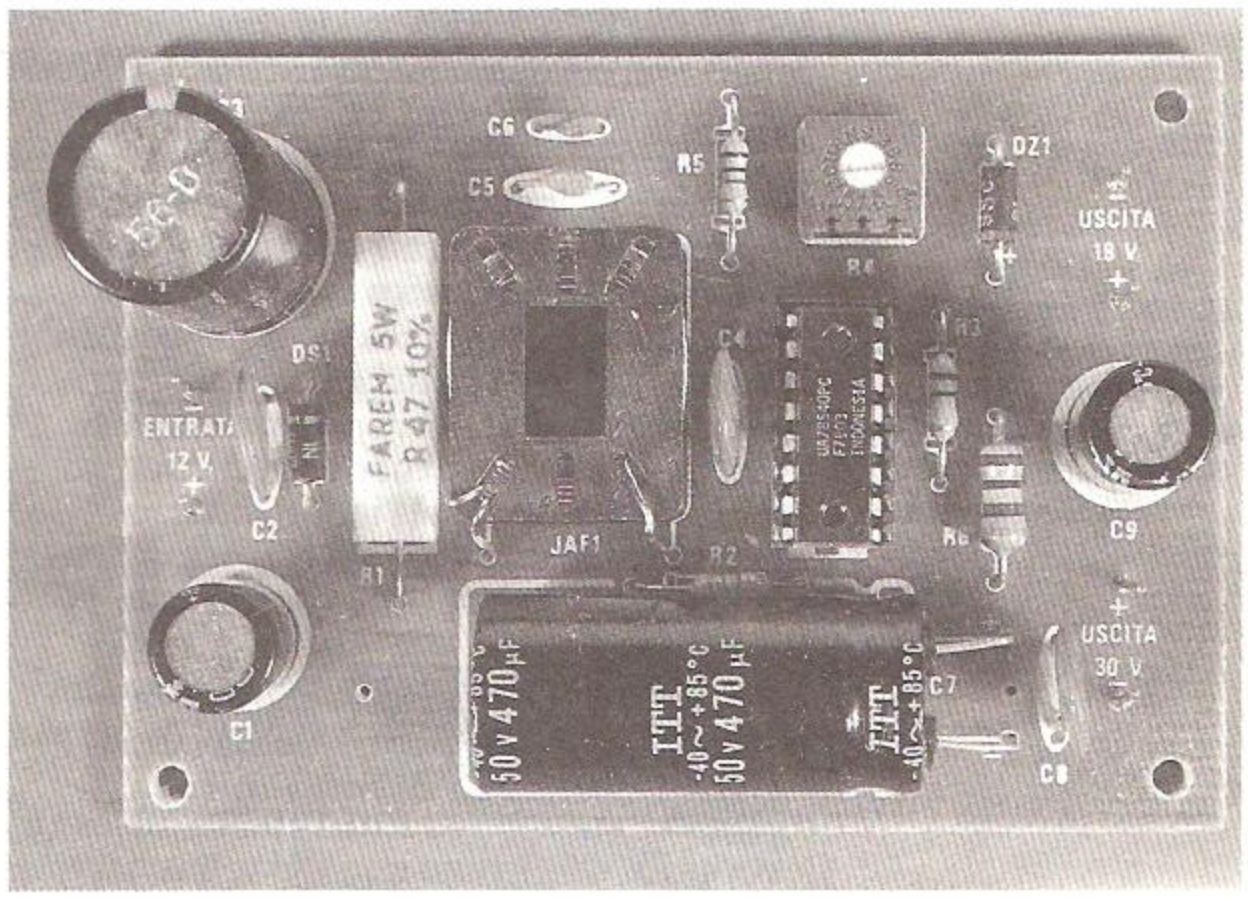
En nuestro circuito, como bobina osciladora, se emplea también una FI de 30 MHz (ver MF3).

Como en un lado de estas bobinas hay 3 terminales y, en el contrario, sólo 2 no hay peligro de colocarlas en el circuito en dirección equivocada.

Os recordamos que los dos terminales del blindaje de dichas bobinas deben soldarse a la pista de masa situada debajo, quizás ensanchando el orificio con una broca si los terminales no entran con facilidad, o mejor aún con una segueta.

Continuaremos nuestra tarea montando los mosfet, fet y transistores, tratando de no cometer errores al conectar los terminales E-B-C o G1-G2-S-D a pesar de que ello resulta improbable ya que en el circuito impreso se indica claramente la dirección en que debe dirigirse la muesca de referencia o la parte facetada del transistor o fet, según si la forma del cuerpo es circular o de media luna.

IMPORTANTE: al soldar al circuito impreso el mosfet MOS1, debéis acordaros de colocar en su terminal G2 la pequeña perlita de ferrita que encontraréis incluida en el kit, soldando luego el mosfet a una altura tal que todo el terminal quede cubierto por esta ferrita: en caso contrario, el mosfet mostrará tendencia a auto-oscilar, impidiendo el funcionamiento correcto del receptor.



Continuaremos el montaje instalando el doble filtro cerámico de 10,73 MHz que —como puede verse en el dibujo— dispone de 4 terminales, dos a la derecha y dos a la izquierda, que podremos soldar al circuito indistintamente en un sentido u en otro, ya que el filtro no tiene una polaridad que haya de ser respetada.

Ahora, para terminar el circuito, sólo faltan los condensadores cerámicos, los electrolíticos y el zócalo para el cuarzo de 40,730 MHz; luego sólo nos quedará montar los dos integrados sobre el zócalo, respetando la muesca de referencia, como puede verse en la fig. 12, con lo que este bastidor puede darse por terminado.

Circuito elevador de tensión LX424

Como este circuito es de una sola cara, se puede empezar directamente con el montaje de los distintos componentes, sin preocuparse de realizar ningún puente.

En primer lugar se instalarán las resistencias,

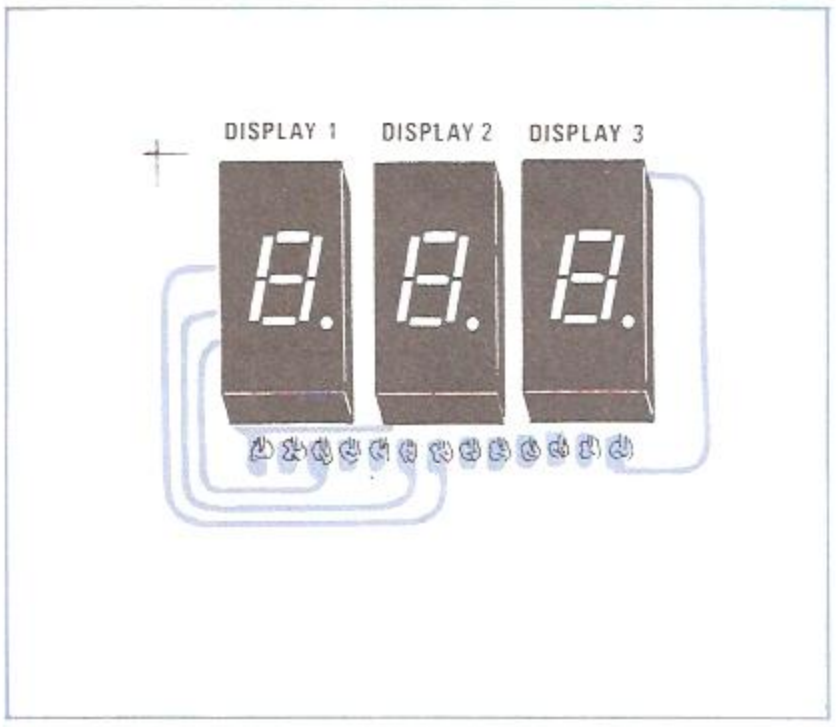


Fig. 14. **Esquema práctico del montaje del circuito para los displays del voltímetro digital.**

luego los diodos y los condensadores cerámicos, teniendo en cuenta que en este circuito elevador es esencial (por lo que no se puede modificar) el valor de capacidad aplicado a la patilla 12 de IC1; en efecto, para lograr el máximo rendimiento del convertidor se requiere en este punto una capacidad total de 860 pF que hemos conseguido conectando en paralelo un condensador de disco de 470 pF ver C5) con uno de 390 ver C6).

También es esencial, la impedancia Z1: tiene que tener una inductancia de exactamente 0,2 milihenrios y como dicho valor no se encuentra en el mercado, nos hemos encargado de envolver nosotros mismos dicha impedancia sobre un núcleo de forma rectangular.

Aclararemos que, al no poderse emplear tornillos para sujetar el núcleo al circuito, ya que éstos modificarían la inductancia, tendremos que emplear para ello pegamento universal o cola para plástico de fraguado rápido.

Antes de fijar esta bobina, limpiaremos los cables de ambos extremos con papel de lija para eliminar el esmalte de protección; a continuación, se introducirán ambos cables en los orificios del circuito impreso y, tras haber aplicado el pegamento a la vetronita, se apoyará el núcleo, colocando sobre él un peso que no se retirará hasta que el conjunto haya fraguado totalmente.

A continuación, se pueden montar en el circuito impreso los condensadores electrolíticos, teniendo en cuenta que C7 —como puede verse en el dibujo— debe estar tendido en horizontal: si no es así, no cabrá en la caja metálica; obsérvese que en el circuito impreso existen también orificios para poder montar un condensador «axial» si no se encontrara uno vertical).

Una vez terminado el montaje, todo este circuito deberá encerrarse en su correspondiente caja metálica —incluida en el kit— a fin de apantallarlo totalmente impidiendo que irradie frecuencias espúreas que podrían provocar «ruidos» en los dos receptores.

Habrá que perforar un lateral de dicha caja para dar entrada al cable negativo y al positivo de los 12 voltios y, en el lateral contrario, para dar salida a los cables correspondientes a los 18 y los 30 voltios.

Es importante que el cable negativo de los 12 voltios se conecte directamente al cable de «masa» del circuito impreso base LX.421, ya que éste se emplea también como cable «común» para los 18 y los 30 voltios.

Para las salidas «positivas» de los 18 y los 30 voltios podremos emplear dos cables aislados en plástico, cuyos extremos se soldará al terminal 18 y 30 del circuito impreso de base; sólo en el caso de que deseemos protegernos contra posibles interferencias generadas —aunque sea a muy bajo nivel— por el integrado 78S40, podremos emplear para estas salidas cable apantallado, soldando la malla metálica a masa sólo por un lado, es decir, al circuito impreso LX.424.

Sin embargo, al adoptar esta precaución, se tratará de adquirir cable apantallado provisto en su interior de una cubierta aislante de plástico, para evitar que la malla al descubierto, conectada al negativo de los 12 voltios, pueda entrar en contacto con algún punto conectado a los 12 voltios positivos, provocando así un cortocircuito.

Antes de terminar, recordaremos que el trimmer R4 existente en este circuito, sirve tan sólo para regular la «tensión máxima» de salida; por consiguiente, una vez terminado el montaje, ya se puede proporcionar en entrada una tensión de 12 voltios y regular dicho trimmer de forma que se obtengan en salida 30 voltios exactos, que se medirán con un tester.

La tensión de 18 voltios no se ve afectada por la regulación del trimmer R4, ya que se obtiene de los 30 voltios por medio de un diodo zener de 18 voltios.

Voltímetro digital LX425

Para respetar la estética de este receptor transmisor, ha sido necesario rehacer totalmente el circuito impreso del voltímetro digital LX317, a fin de poderlo alojar cómodamente dentro del mueble.

De hecho, observaréis que el montaje tiene ahora forma de L, con la parte más larga que se fijará al circuito impreso base LX421 por medio de dos tornillos de sujeción para permitir el apoyo de los displays tras la correspondiente ventanilla situada a la izquierda de la parte frontal.

Repetiremos una vez más que este circuito, que nos permite visualizar con excelente precisión la frecuencia a la que estamos transmitiendo, es «optativo», es decir, se puede montar o prescindir de él, a voluntad.

Comenzaremos el montaje por el circuito base LX425 que, al ser de doble cara, requiere que, ante todo, se efectúen los puentes de conexión entre las pistas superiores y las inferiores.

Como se puede ver en la fig. 14, sobre este circuito se montarán los zócalos para los dos integrados, los transistores, el estabilizador de

tensión, los trimmers de ajuste, la impedancia AF para eliminar las interferencias ocasionadas por el multiplexer y el zócalo hembra que servirá para instalar el bastidor de los displays.

Una vez terminado el montaje del circuito básico, que no ofrece dificultad alguna, podremos pasar al de los displays, identificado como LX425/D que, a diferencia de los anteriores, es un doble cara con orificios metalizados; es decir, todos los puentes entre las pistas superiores y las inferiores han sido realizados ya electrolíticamente por el fabricante de los circuitos impresos; es una solución algo más cara pero que nos hemos visto obligados a adoptar.ya que, considerando las dimensiones más bien reducidas impuestas por el mueble, habría resultado complicada la realización manual de todos los puentes con trozos de hilo de cobre.

En la parte inferior de este circuito, habrá que soldar el conector macho de 13 polos y, en el lado contrario, los tres displays LT.302.

Para conectar la entrada del voltímetro al terminal existente en el circuito base LX421, del que tomarems la tensión de la «rampa» que alimenta el diodo varicap de la cavidad gunn-plexer, utilizaremos cable apantallado, soldando a masa la malla metálica en ambos lados, para evitar que la frecuencia del multiplexer presente en el voltímetro produzca interferencias en el receptor.

Como ya hemos dicho, una vez ajustado el receptor, fijaremos el voltímetro al circuito de base con dos tornillos de sujección de unos 3,5 cm. de longitud: dos tuercas en cada tornillo nos permitirán bloquear este circuito a la altura necesaria para que los displays queden centrados en la ventanilla frontal situada a la izquierda del mueble.

Para terminar con las indicaciones de montaje, aclararemos que, al tratarse prácticamente del mismo esquema correspondiente al LX317, este circuito se podrá utilizar también como voltímetro corriente, independiente del receptor transmisor, siempre que se aplique en su entrada un divisor resistivo calculado para ello.

Montaje de los circuitos en el interior del mueble

Hemos preparado para este receptor-transmisor un mueble metálico de color negro, con panel frontal ya perforado y serigrafiado (ver fotografía); sus dimensiones son 30 x 8 cm. En primer lugar, fijaremos al fondo de este mueble el circuito impreso base LX421, tratando de mantenerlo ligeramente levantado de forma que las teclas de los conmutadores encajen exactamente en las aberturas rectangulares del panel.

Al realizar los orificios para los tornillos de sujeción, habrá que tener en cuenta que las teclas de estos pulsadores tienen que sobresalir aproximadamente 1 cm. del panel ya que, si no fuera así, no podríamos empujarlas a fondo.

En la parte posterior de dicho panel se alojarán, a la derecha, el potenciómetro del volumen y el de la profundidad de modulación; en el centro, el potenciómetro multivueltas para la sintonía manual.

Encima de dicho potenciómetro, veréis un pequeño orificio, previsto para alojar un diodo led de 3 mm, que se alimenta con los 12 voltios positivos por medio de una resistencia de 1.000 ohmios.

Este led no es indispensable pero, si lo aplicamos, mejoraremos el aspecto del panel con la ventaja de poderlo emplear como chivato de encendido, confirmándonos cuando el receptor recibe alimentación, en caso de que se apaguen los displays del voltímetro.

A la izquierda, en los tres orificios existentes, se colocarán el interruptor general de alimentación, el de apagado para los displays y, abajo, la toma para el micrófono.

En la parte posterior o en el lateral, tendremos que instalar una «toma de auriculares» o, si se considera necesario, una toma par un altavoz exterior ya que el interior no puede proporcionar —a causa de sus reducidas dimensiones— la potencia máxima de que dispone el amplificador.

Puesto que el preamplificador LX368 tendrá

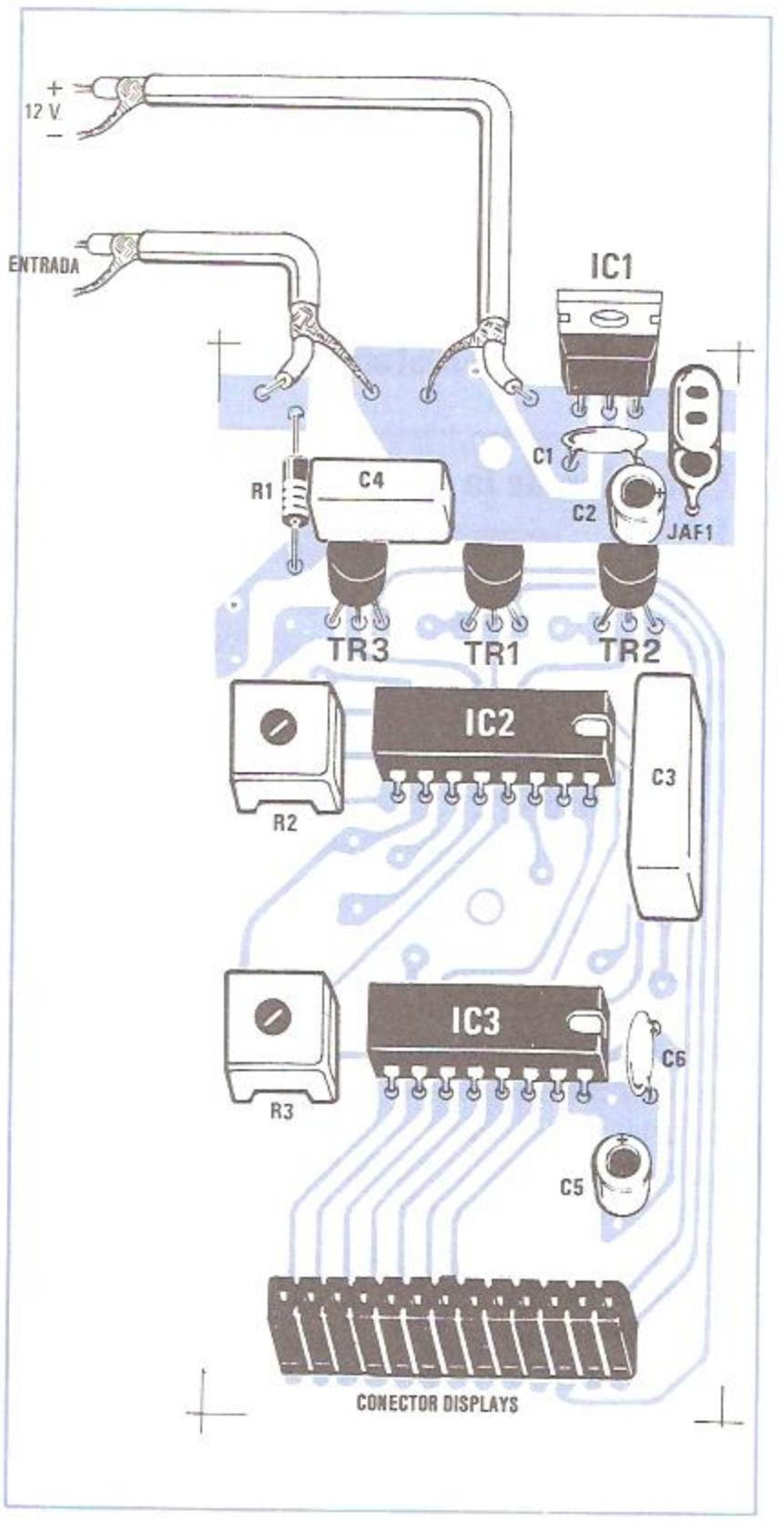


Fig. 15. **Esquema práctico del montaje del circuito del voltímetro digital. Para poder excluirlo cuando no se precisa es necesario incluir en serie con la alimentación un conmutador de palanca.**

que colocarse muy cerca de la cavidad gunn-plexer que, a su vez, se colocará dentro de una antena parabólica o se completará con una antena de trompeta de 25 dB y que fijaremos sobre un caballete o instalaremos con un rotor en el tejado de nuestra casa, es decir, bastante lejos del receptor transmisor, en la parte posterior del mueble se requiere una toma BNC para transferir la señal procedente del preamplificador a la entrada de los dos receptores, más una toma para 4 conductores que utilizaremos de la forma siguiente:

— el primero par la masa general

— el segundo para la tensión de alimentación de 12 voltios positivos

— el tercero para la tensión de 10 voltios necesaria para alimentar el diodo gunn en transmisión

— el cuarto para la tensión de la rampa de 1 a 20 voltios, necesaria para alimentar el diodo varicap de la sintonía.

No es imprescindible que estos últimos 4 cables sean apantallados, pero podría resultar muy cómodo el empleo de un cable apantallado (la malla servirá como hilo de masa) con 3 hilos interiores no demasiado finos escoged un cable apantallado cuyos hilos interiores desnudos tengan un diámetro de, por lo menos, 0,5 mm) ya que en ese caso tendremos sólo dos cables del receptor-transmisor a la antena: uno coaxial de 52 ohmios para la AF y otro apantallado de BF; uniremos estos dos cables, cada 20-30 cm, con una vuelta de cinta adhesiva.

En la parte interior de detrás del mueble, situaremos la caja metálica que contiene el circuito elevador de tensión, mientras que el altavoz elíptico lo fijaremos con tornillos adecuados a la pared derecha o a la tapa; en este caso, habrá que abrir una serie de orificios en la tapa para dar salida al sonido.

Conexión de la cavidad al preamplificador LX368

El preamplificador LX368 se colocará muy cerca de la cavidad gunn-plexer (ver fig. 15), si es posible dentro de un pequeño contenedor metálico de forma circular o cuadrada, de cuya parte trasera saldrán los cables para alimentación y el cable coaxial.

Como puede verse en la misma fig. 15, es necesario en dicho amplificador, para el gunn-plexer, conectar a masa con un puente el terminal A situado junto al condensador C2; es decir, realizar el puente entre los puntos A y B. En efecto, en ese caso, no es preciso proporcionar al diodo Schottky —como ocurriría en el caso de la cavidad estándar— la corriente de polarización de 0,8 miliamperios obtenida mediante el trimmer R11.

En cuanto a la cavidad gunn-plexer, es necesario citar algunos detalles muy importantes:

1) Ya hemos ajustado previamente el tornillo de regulación situado en un lateral y necesario para desviar hacia el diodo Schottky una porción de la señal de AF emitida por el diodo gunn; por consiguiente, convendrá no tocarlo para lograr un rendimiento máximo.

Más adelante, en el caso de que recibiérais una señal muy débil, podréis retorcarlo ligeramente para comprobar si de esa forma se puede mejorar la recepción, siempre que ello no signifique aumentar también el «ruido» (en la práctica, si observáis que con una vuelta de más o de menos se logra una mejora, podéis efectuar el retoque; en caso contrario, es mejor dejar el tornillo en la posición inicial).

2) Observaréis que, entre el terminal del diodo gunn y la masa, hay un condensador electrolítico de 50 mF 25 voltios, que debe eliminarse y sustituirse con un condensador de poliéster de 0, 1-0, 15 mF por las razones que a continuación expondremos.

Ante todo, hemos descubierto que frecuentemente este condensador electrolítico se encuentra «en pérdida» (algunos incluso en cortocircuito) por lo que podría resultar «peligroso» dejarlo en su lugar; sin embargo, el auténtico motivo por el que recomendamos su sustitución por uno de poliéster es otro.

En la práctica, dicho condensador electrolítico ha sido aplicado sobre el diodo gunn ya que existe la tendencia generalizada —aunque equivocada— de modular en FM actuando sobre el diodo varicap, dejando igual la tensión en el «gunn».

Pero esto sólo reporta inconvenientes; de hecho el diodo varicap —como ya sabemos— no es totalmente «lineal», tanto es así que pequeñas variaciones de tensión en los 10,400 GHz provocan variaciones elevadas de frecuencia, mientras que en el extremo contrario de la gama, es decir, en los 10,500 GHz, se precisan grandes variaciones de tensión para poder lograr idénticas variaciones de frecuencia.

De ello se deduce que, si hubiéramos ajustado el nivel de modulación para transmitir a 10,450 GHz en banda «estrecha», al desplazarnos a los 10,420 GHz, manteniendo fijo el nivel de BF, transmitiríamos en banda «ancha», mientras que, al pasar a la frecuencia de 10,480 GHz obtendríamos el efecto contrario, es decir, transmitiríamos en banda «muy estrecha».

En otras palabras, modulando por medio del diodo varicap y deseando mantener la misma anchura de banda en toda la gama de los 10 GHz, tendríamo que retocar continuamente el nivel de modulación, operación que a la larga podría resultar bastante incómoda.

En cambio, modulando —como hemos hecho nosotros— directamente sobre el diodo gunn que es mucho más lineal que el diodo varicap, este inconveniente se elimina automáticamente; en efecto, una vez dosificado el nivel de la señal de BF para transmitir en banda ancha, estrecha o muy estrecha, obtendremos siempre idéntica variación de frecuencia tanto en los 10,400-10,450 ó 10,500 GHz, por lo que tendremos una modulación

óptima en cualquier punto de la gama.

3) Podréis observar que, sobre el diodo Schottky, hay un diodo zener de protección con una resistencia en paralelo que nosotros recomendamos que se quite ya que se gana mucho en cuanto a figura de ruido, es decir, la cavidad resulta más sensible.

Para eliminar esta protección es preciso actuar con mucho cuidado, ateniéndose a las siguiente indicaciones: en primer lugar se soldará el hilo de masa que enlaza la carcasa de la cavidad a la masa del preamplificador; luego se saca el tubito de latón insertado sobre el terminal del diodo Schottky tratando de no tocar el terminal de la cavidad con las manos una vez libre, ya que se podría dañar el diodo, se soldará sobre el tubito el cable procedente del preamplificador LX368 a él conectado, se colocará nuevamente el tubito y, entonces, con un par de alicates se cortarán los dos terminales del zener y de la resistencia de protección.

Como ya hemos apuntado, si se deja esta protección, el receptor transmisor también funcionará aunque con una figura de ruido más elevada.

4) Al aplicar la antena de trompeta a la embocadura frontal de la cavidad, la ventana rectangular tiene que casar exactamente con la ventana de la cavidad; en caso de que quedara un escalón o de que la trompeta se situara ligeramente oblícua, se producirían atenuaciones considerables en la señal, tanto en transmisión como en recepción.

Ajuste receptor transmisor

Antes de conectar el preamplificador LX368 con su correspondiente cavidad, al receptor-transmisor, es imprescindible ajustar la tensión de alimentación del diodo gunn y la de los 30 voltios correspondientes al elevador de tensión, así como el ajuste de todas las FI y trimmers del receptor.

1) Se alimenta el receptor con una tensión de 12 voltios, obtenida por ejemplo de una batería de coche o de un alimentador estabilizado, y se regula el trimmer R4 del elevador de tensión hasta leer en el téster aplicado en la salida una tensión de exactamente 10 voltios.

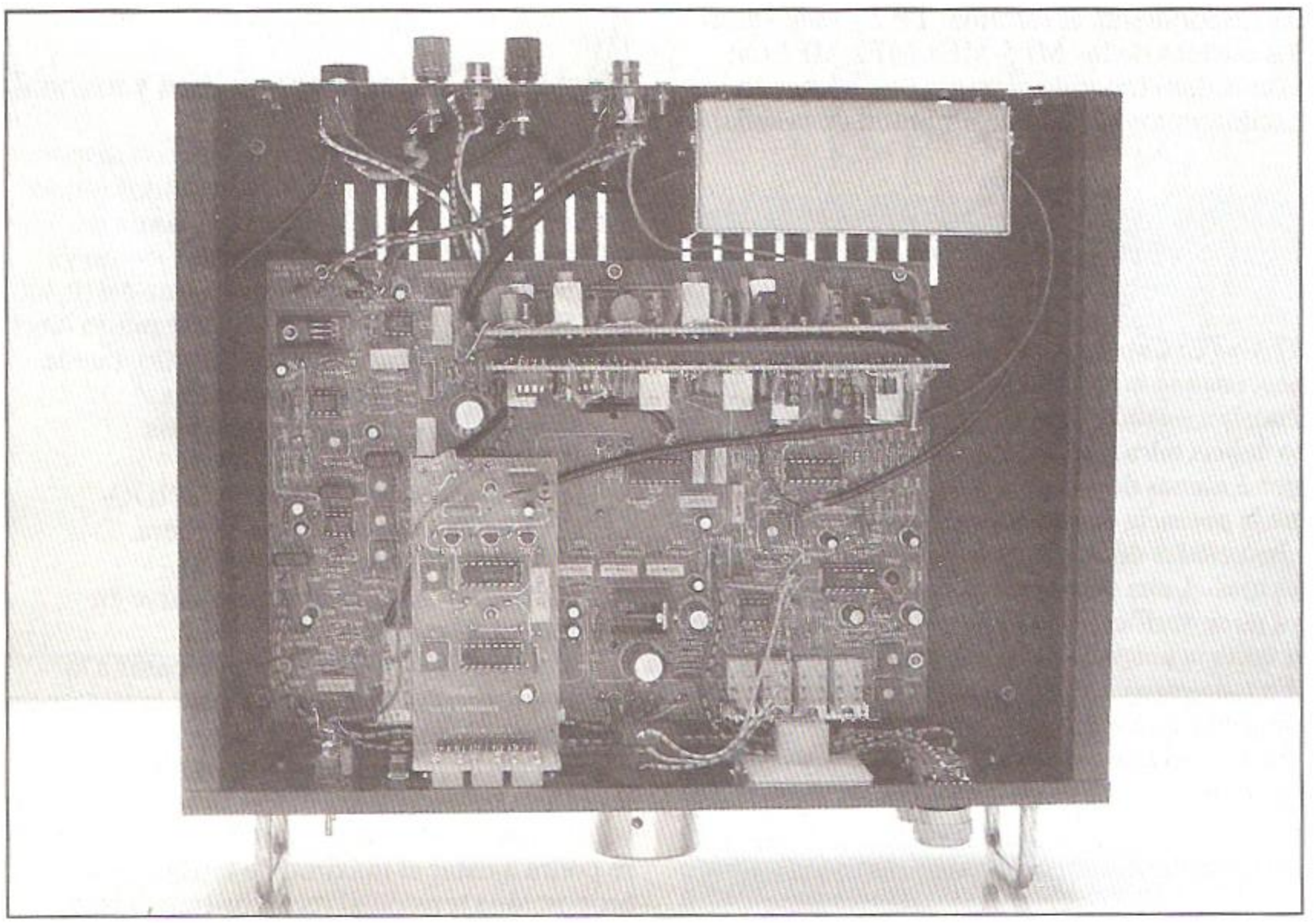
No hay que olvidar la comprobación de que en la otra salida del elevador, se produce la tensión de 18 voltios.

2) Se ajusta ahora el trimmer R132 hasta leer entre el colector de TR5 y la masa una tensión de exactamente 10 voltios.

Se puede pasar entonces al ajuste propiamente dicho de los dos receptores, empezando por el de banda ancha, es decir, por el bastidor LX422.

Se aplica en entrada al receptor una señal AF de bajo nivel, exactamente a 30 MHz si no se dispone de un oscilador muy exacto, conviene comprobar esta frecuencia con un frecuencímetro, luego se pulsa el botón «banda ancha» o, si se dispone de un osciloscopio de 30 MHz, se comprobará con él la señal presente en el terminal TP.5 conectado a la patilla 14 de IC3, ajustando en orden la MF9-MF8-MF7 hasta obtener el máximo nivel de esta señal.

La MF10 debería ajustarse aplicando en entrada una señal de 30 MHz, modulada en FM, y tratando de obtener la máxima señal de BF en salida; sin embargo, pocos dispondrán de un generador así y aún menos tendrán un osciloscopio de 30 MHz; en consecuencia se podrá realizar este ajuste empleando un téster corriente conmutado a la escala de 10 voltios c.c., aplicándolo a la patilla 8 del integrado TBA.120 y girando el núcleo de la MF10 hasta



En la foto, tomada desde arriba, podemos ver como va colocada en el contenedor la caja metálica del elevador de tensión. El altavoz deberá aplicarse en la tapa superior, en una posición tal que no toque las placas verticales LX422-LX423 o, como en este montaje, añadir un conector para situar el altavoz en el exterior del mueble.

leer exactamente en el téster una tensión de 6 voltios.

Una vez ajustada la sección receptora de «banda ancha», podremos pasar al ajuste de la «estrecha», montada en el circuito LX423 y, aunque esta operación podría parecer más difícil que la anterior al tratarse de un receptor de doble conversión, con cuarzo, con fecuencias intermedias a 30 MHz y otras a 10,73 MHz, en realidad resulta mucho más fácil.

1) Se conmuta el receptor a la «banda estrecha» y se ajusta primero la MF3, es decir, la FI conectada al oscilador local de cuarzo.

2) Se instala el cuarzo de 40,730 MHz en su correspondiente zócalo y se gira el núcleo de esta bobina hasta que se oiga aumentar el susurro en el altavoz.

Si se dispone de un frecuencímetro digital, la operación resultará mucho más fácil ya que bastará conectarlo al terminal TP1 y girar el núcleo de la FM3 hasta leer exactamente en el display 40,730 MHz.

También con este instrumento se podrá comprobar si el punto de ajuste es estable, es decir, si al retirar el cuarzo y colocarlo de nuevo se vuelve a leer la misma frecuencia o si deja de funcionar el oscilador.

Si ocurre esto, la razón sólo puede ser una: se ha girado en exceso el núcleo de la bobina por lo que bastará girarlo en sentido inverso una vuelta para lograr un funcionamiento más correcto.

3) Una vez efectuada esta operación, se puede retirar el cuarzo del zócalo y ajustar el trimmer R21 hasta que la aguja del medidor S-meter quede exactamente en el «cero»; luego se vuelve a colocar el cuarzo en su lugar y se aplica en entrada del receptor una señal AF a 30 MHz (se comprobará la exactitud de la frecuencia).

4) Si se dispone de un osciloscopio corriente de 10 MHz, se podrá aplicar la sonda correspondiente al terminal TP.2 y luego girar los núcleos de los MF5-MF4-MF2-MF1 (en este orden) tratando siempre de obtener en los osciloscopios la máxima amplitud de la señal.

NOTA IMPORTANTE: Consideramos muy importante haceros saber que, cuando la cavidad gunn-plexer esté alimentada en emisión –concretamente al aplicar tensión al diodo gunn–, no debéis mira a la abertura de la cavidad acercando los ojos a menos de 15 cm. porque a una distancia tan corta, aunque la potencia es de pocos miliwatios, el haz concentrado de las señales de alta frecuencia podría provocar problemas en los ojos. A una distancia de 50 cm este inconveniente ya no se verifica, por cuanto el haz ya se ha expandido y por tanto la potencia del diodo transmisor llega más atenuada. En todo caso es mejor no mirar la cavidad con alimentación. Hacemos esta aclaración para evitar que alguien pueda mirar en el interior durante largo rato, poniendo los ojos demasiado cerca de la cavidad.

Si no se dispone de un osciloscopio, este ajuste se podrá realizar comprobando la aguja del S-meter sin olvidar, cuando ésta se vaya al fondo escala, atenuar la señal de AF en entrada para devolverla al centro de escala.

Una vez terminado el ajuste, se tratará de retocar el núcleo de la MF3 para detectar si, de esta forma, se obtiene un aumento de señal.

5) Se tomará ahora el téster, conmutado a la escala 5-10 voltios, continua, y se conectarán las pinzas a los terminales TP.4.

En este punto debería detectarse tensión «cero», pero como en la mayoría de los casos siempre habrá una tensión, por muy mínima que sea, habrá que girar el núcleo de la MF6 hasta devolver la aguja del téster a 0 voltios exactamente.

6) Se ajustará entonces el control automático de la ganancia (CAG), es decir el trimmer R23; por ello, se tomará el téster, conmutado a 10 voltios fondo escala, conectándolo entre el terminal TP.5 y la masa; se gira dicho trimmer hasta leer aproximadamente 0 voltios y luego se vuelve a girar lentamente en sentido contrario hasta leer una tensión de 5,5 voltios.

7) Ya sólo queda por ajustar, de las tres fases receptoras, la de banda «muy estrecha», es decir, el PLL, operación para la que se precisa un fecuencímetro digital que habrá que aplicar al terminal TP.6.

Se pulsará entonces el botón «PLL» que corresponde a la banda muy estrecha, retirando luego de la entrada la señal de AF de 30 MHz así como el cuarzo de 40,730 MHz del oscilador.

Se girará entonces el trimmer R46 hasta leer exactamente en el frecuencímetro 10,73 MHz; una vez logrado esto, se vuelve a colocar el cuarzo en su lugar y se retira el frecuencímetro ya que esta fase también ha quedado perfectamente lista para desempeñar sus funciones.

Ajuste de la sintonía automática y manual

Para realizar este ajuste, bastará con disponer de un téster con capacidad 20-30 voltios fondo escala en CC y que se aplicará a la toma de salida para el diodo varicap ya que –como ya sabemos– para explorar toda la gama de 10,400 a 10,500 GHz es preciso que en este punto haya una tensión que, partiendo de 1 voltio, pueda subir hasta un máximo de 20 voltios.

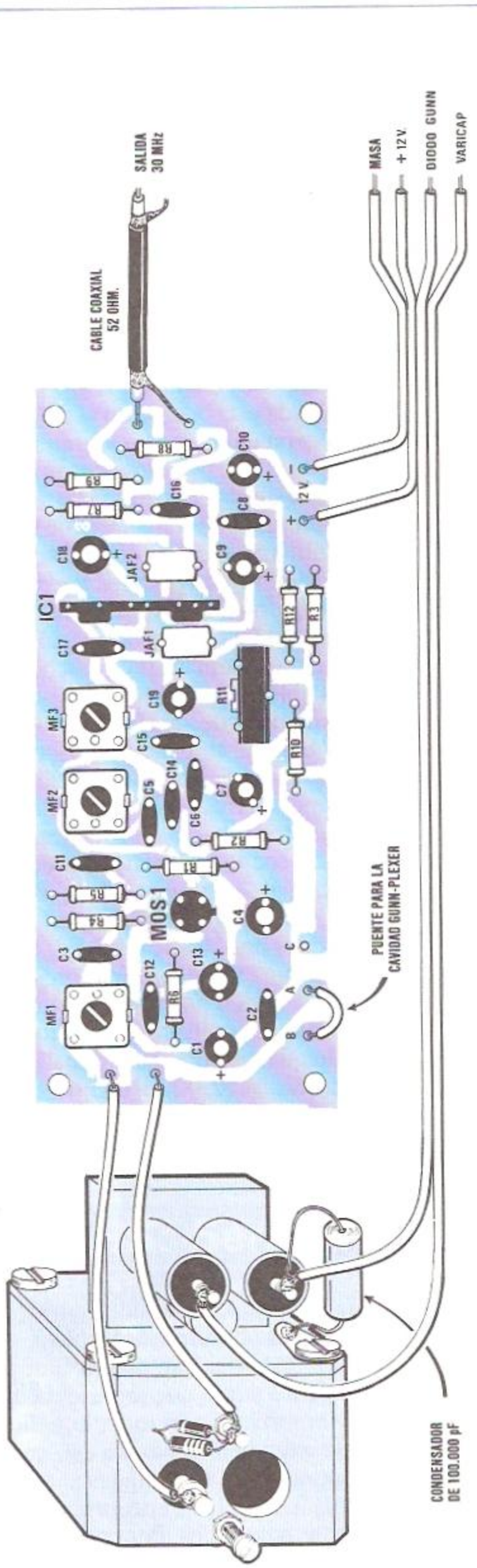
Las operaciones de ajuste serán las siguientes:

1) Se desbloquea el botón RAPIDO-LENTO, es decir se sacará hacia fuera.

2) Se pulsa el botón MANUAL-AUTOMATICA a fondo para situarse en sintonía «automática».

3) Se pulsa el botón PLL para pasar a la banda «muy estrecha» logrando así la secuencia más lenta.

4) Provisionalmente y por un solo lado, se levanta la soldadura del diodo zener DZ4 de 20 voltios sobre el circuito impreso LX421 (sólo así se podrá ajustar el máximo de tensión) y se proporciona tensión al receptor-transmisor,



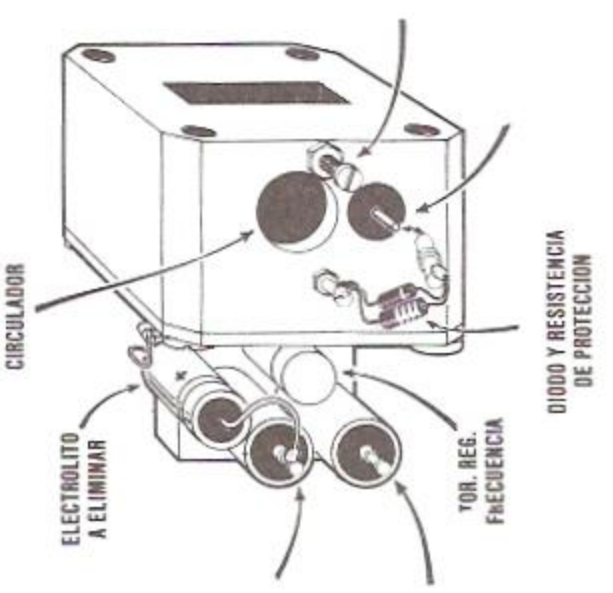


Fig. 16. Puesto que la cavidad gunn-plexer se colocará sobre un caballete con antena de trompeta o antena parabólica y, por consiguiente, lejos del receptor transmisor, es preciso que muy cerca de ella se aplique un preamplificador de 30 MHz de cuya salida se pueda obtener la señal ya convertida a esta frecuencia y transferida al receptor por medio de un cable coaxial. Para conectar este preamplificador a la cavidad gunn-plexer es necesario realizar el puente entre los puntos A y B y conectar los terminales del diodo gunn (transmisor), del diodo Schottky (receptor) y del diodo varicap como se indica en el dibujo. Para conectar la entrada del preamplificador al diodo Schottky, aconsejamos enlazar, en primer lugar, la masa de la cavidad a la masa del circuito impreso LX368, retirar luego el tubito de latón de este terminal, estañar el cable al tubito (no soldarlo al terminal del diodo Schottky ni tocar éste terminal con los dedos cuando está libre, ya que se podría inutilizar el diodo) y volver a colocar el tubito en el terminal cortando con un alicate el diodo y la resistencia de protección.

comprobando la tensión medida por el téster.

5) Al disponer de una secuencia muy lenta, se pueden detectar fácilmente las variaciones de tensión en el téster, es decir, se puede ver la tensión que, partiendo de un mínimo de 1-2 voltios, sube gradualmente hasta un máximo que, lógicamente, no serán los 20 voltios necesarios, para volver a bajar de golpe hasta el mínimo.

6) En primer lugar, se regula el trimmer R79 tratando de hacer coincidir el comienzo de

la rampa exactamente con 1 voltio, operación que deberá hacerse en dos o tres veces, conmutado si fuera necesario el téster a una escala más baja y volviendo luego a la más alta, en cuanto la aguja alcance el fondo escala.

7) Después del trimmer R79, que fija el «mínimo» de la rampa, se ajusta el trimmer R94 que fija, en cambio, el «máximo», es decir, la tensión de 20 voltios.

En otras palabras habrá que girar este trimmer, en varias veces, hasta asegurarse de que la rampa termina exactamente en los 20 voltios.

8) Ahora ya se puede pasar a «sintonía manual» desbloqueando el botón correspondiente que se había pulsado anteriormente. Se gira luego el potenciómetro de sintonía fina R75 totalmente al mínimo y, sin dejar de comprobar la tensión existente en salida «diodo varicap» con ayuda del téster, se gira el trimmer R78 hasta que en este punto se lea exactamente una tensión de 1 voltio.

9) Volviendo a la sintonía «automática», se comprueba si se ha modificado ligeramente la tensión mínima de la rampa y, si así fuera, se retocará el trimmer R79 ajustado anteriormente.

10) Volviendo nuevamente a «manual», se gira el mando del potenciómetro R75 totalmente al máximo y se comprueba si la tensión en salida del diodo varicap es de exactamente 20 voltios; de no ser así, se retocará nuevamente el trimmer R94.

11) Se soldará a la pista correspondiente el terminal del diodo zener DZ4 retirado anteriormente y ya entonces se puede considerar terminado el ajuste de la sintonía manual y automática, es decir, vuestro receptor podrá explorar toda la gama de 10,400 a 10,500 GHz.

Ajuste del voltímetro digital de sintonía

Si decidís incluir en el receptor-transmisor el voltímetro digital LX425 para la sintonía, tendréis también que ajustarlo siguiendo las indicaciones siguientes:

1) Se levanta la soldadura del cable que enlaza la entrada del voltímetro al circuito base y se cortocircuita dicha entrada a masa.

2) Se gira el trimmer R3 a mitad de recorrido y luego girar el trimmer R2 hasta que en el display se lean exactamente 0 voltios.

3) Se vuelve a conectar la entrada del voltímetro al circuito impreso de base y se sitúa el receptor transmisor en posición MANUAL.

4) Se gira el potenciómetro de la sintonía totalmente al mínimo, es decir, al lado que permite obtener en el varicap una tensión de 1 voltio; luego se gira el trimmer R107 hasta que en el display del voltímetro se lea exactamente el número 400, que corresponderá a una frecuencia de 10,400 GHz.

5) Se gira el mando de la sintonía totalmente al lado contrario, es decir. Al máximo, y luego se gira el trimmer R110 hasta que en el display se lea el número 500, que corresponde a una frecuencia de 10,500 GHz.

6) Se vuelve a situar el mando de la sintonía manual en el mínimo y se comprueba que en display aparece de nuevo el número 400; de no ser así, se retoca ligeramente el trimmer R107 hasta conseguirlo.

7) Se vuelve al final de la gama y se comprueba si aparece en el display el número 500. De no ser así, se retoca el trimmer R110 hasta que aparezca dicho número.

8) Efectuada esta operación el voltímetro ya estará listo para indicarnos con gran precisión la frecuencia en la que estamos transmitiendo; sin embargo, es evidente que no podemos pretender una exactitud total ya que siempre existirá algún megahertzio de tolerancia, sobre todo hacia el centro de la gama. Pero esto no debe preocuparnos ya que, respecto a otros tipos de indicadores de frecuencia, el nuestro (aún dentro de su sencillez) es mucho más exacto y estable.

Os recordamos que, en sintonía automática, al explorar la gama en banda ancha, como la secuencia es muy rápida, será muy difícil seguir las variaciones de frecuencias en el display, ya que los números saltarán con demasiada velocidad; en cuanto a la banda estrecha y la muy estrecha, al ser la secuencia más lenta, podremos seguir fácilmente los números, viéndolos subir de 400 a 401-402, etc. hasta 500.

Repetimos una vez más que la presencia de este indicador digital nos resultará muy útil para localizar cualquier emisora; en efecto, suponiendo que en sintonía automática se «oiga» una señal a 10,483 GHz, nos será muy fácil recuperar esta posición, pasando a sintonía manual, y volver a oír dicha estación.

Conclusión

Este transceptor, que ha sido comprobado durante 5 meses por nuestros técnicos, ofrecerá al radioaficionado una garantía total de su funcionamiento por lo que representa un elemento importante para todos aquellos que, teniendo la intención de pasar a esta gama, hayan tropezado con dificultades para encontrar un esquema fiable y para encontrar los componentes necesarios. Por consiguiente, creemos que la gama de 10 GHz, gracias a este receptor-transmisor, logrará nuevos pioneros a los que deseamos —como a todos los radioaficionados— que logren mejorar pronto —quizás gracias a nuestro RTX— el récord mundial de distancia, actualmente establecido en los 633 km.

Nota: en el momento de entrar en máquinas, hemos tenido noticias de que dicho récord ha quedado «pulverizado» por dos italianos 13.SOY e I O.SNY, que con dos cavidades gunn-plexer han alcanzado los 750 kilómetros (¡enhorabuena!).

COMPONENTES ELECTRONICOS

Miniwatt

CONDENSADORES VARIABLES

TRIMMERS: Serie 808 uso general: dieléctrico de plástico

• fácil manejo • colores distintos de identificación • buena soldadura • barrera antiflujo
• resistentes a casi todos los disolventes • la forma abierta permite la salida de los vapores



Ø 5 mm

- paso 5,6 mm
- ajuste superior + inferior
- cap. máx. 27 pF
- tapa protectora transparente
- para uso p. ej. en radio portátiles, auto radio, aplicaciones en ordenadores



Ø 7,5 mm

- cap. máx. 50 pF
- ajuste superior + inferior
- versiones horizontal y vertical
- para uso p.ej. radios TV color, videos, video juegos, relojes,

opciones:

- cabezal ajuste automático
  - exagonal
  - biselado
  - con tuerca fijación

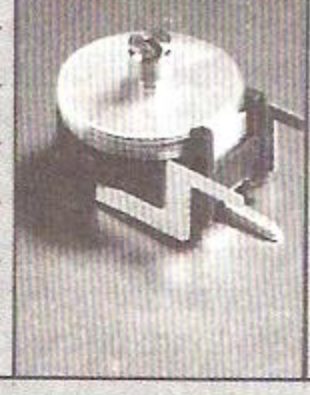


Ø 10 mm

- cap. máx. 100 pF
- versiones horizontal y vertical
- para uso p. ej. en TV color y auto radio

opciones:

- cabezal ajuste automático
  - exagonal
  - biselado
  - con tuerca fijación

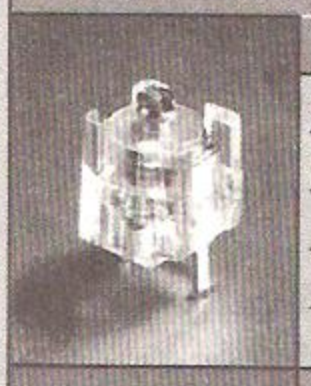


Ø 13,5 mm

- margen temperaturas funcionamiento –40 a +85 °C
- cap. máx. 120 ó 200 pF
- para corregir altas cap. p. ej. sintonización de antenas

TRIMMERS: Serie 809 profesional: dieléctrico de plástico

• temp. máx. alta 125 ° C • mínima derivación del coefic. temp. • bajo factor de pérdidas • identificación del valor por punto de color o marca



6 x 8 mm

- montaje 5,08 mm
- cap. máx. 3,5 – 10 ó 18 pF
- para uso p. ej. en transistores, receptores, equipos de comunicación miniatura



8 x 9 mm

- versiones disponibles con 2 ó 3 patillas
- cap. máx. 5,5 - 9 ó 18 pF
- para uso p. ej. en equipos móviles de telecomunicación



10 x 11 mm

- ajuste superior e inferior
- cap. máx. 40 ó 60 pF
- para uso p. ej. en equipos de telecomunicación y microondas



11 x 14 mm

- coef. temp. muy bajo
- protegidos del polvo
- estables en cond. climáticas muy adversas
- placas simples o diferenciales
- se emplean para ajuste fino de circuitos sintonizados de a. f.

Miniwatt s.a.

DIVISION COMERCIAL
balmes, 22 tel. 301 63 12 telex 51293 esb/bamc - 59292 esb/bamc 08007 - barcelona
sagasta, 18 tel. 446 40 00 telex 22983 esm/mamw - 27710 esm/mamw 28004 - madrid

BIKON, S.A.

Trav. de las Corts, 369, Entlo. 4° · 08029 BARCELONA
Tel. (93) 230 60 07 Fax: (93) 321 22 71 Telex: 99725

CIRCUITOS DE APLICACIÓN PARA OPERACIONALES

Os presentamos ocho nuevos esquemas de aplicación de los amplificadores operacionales; en ellos indicamos con un — la entrada inversora y con un + la entrada no inversora. Os recordamos que todos los esquemas, cuando no se indique lo contrario, se suponen alimentados con una tensión dual y que en las dos patillas de alimentación se deben conectar sendos condensadores de unos 100.000 pF (cerámicos o poliéster) para filtrarlas adecuadamente.

Generador de dientes de sierra

Aplicando en la entrada del circuito de la fig. 1 una onda cuadrada totalmente simétrica respecto al 0, podremos obtener en salida una onda triangular de diente de sierra con la misma frecuencia que la onda cuadrada.

La única precaución, para obtener una onda perfectamente triangular, consiste en emplear para R3 y R4 dos valores de resistencia idénticas entre sí; de otra forma, podríamos obtener un frente de salida con mayor pendiente que el de bajada o viceversa.

Para lograr un funcionamiento correcto del circuito es también importante que el producto R3xC2 dé como resultado un número superior o igual respecto al número que se obtiene de la división: 2:kilohertzios onda cuadrada.

En otras palabras, el valor en microfaradios de C2 tiene que ser siempre mayor o igual al número que se obtiene de la fórmula: 2:(kilohertziosxR3).

Por ejemplo, suponiendo que hayamos empleado para R3—R4 una resistencia de 4,7 kiloohmios y aplicando en la entrada una onda cuadrada con una frecuencia de 1.000 Hz (equivalentes a 1 Kilohertzio), el valor en microfaradios de C2 deberá ser superior o igual a: 2 : (1x4,7)=0,425 mF.

Para disponer de un cierto margen de seguridad utilizaremos para C2 un condensador de 470.000 pF, equivalentes a 0,47 mF.

Existe una fórmula que, llegados a este punto, nos permite calcular el valor de C1 necesario para obtener una determinada amplitud de la señal de salida, y que es la siguiente: C1 = voltios entrada : (2 x R1 x KHz x voltios pico-pico salida).

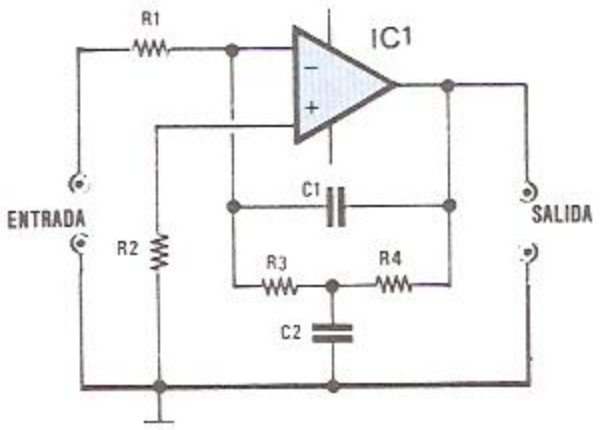


Fig. 1. **Esquema de un generador de dientes de sierra.**

Suponiendo, por ejemplo, que la onda cuadrada aplicada en entrada tenga una amplitud de 5+5 voltios, que R1 sea de 10 Kiloohmios y que en salida se desee obtener una señal de 10 voltios pico-pico, el valor a emplear para C1 será igual a: 5:(2x10x1x10)= 0,025 mF; valor que se puede lograr fácilmente conectando en paralelo un condensador de 10.000 pF y uno de 15.000 pF; en efecto 10.000+ 15.000=25.000 pF, equivalentes a 0,025 mF.

Como habréis observado en la fórmula anterior, por voltios entrada se entiende sólo la mitad positiva o negativa de la onda cuadrada que, como hemos mencionado al principio, tiene que ser simétrica respecto al 0.

Filtro paso-banda de elevado «Q»

En la figura 2 se puede ver un filtro paso-banda muy selectivo si, en la elección de valores, se respetan las siguientes normas: C1 de idéntico valor a C2; R3 de valor igual a 2xR1; R4 de valor igual a 2xR1.

La frecuencia central de este filtro se puede calcular empleando la siguiente fórmula: Kilohertzios = 0,159:(C1xR1)x(R1+R2:(2xR2), mientras que para la anchura de banda tendremos que emplear la fórmula: Kilohertzios = 0,159:(R1xC1).

Supongamos, por ejemplo, que en un circuito haya estos valores: R1 = 4.700 ohmios = 4,7 kiloohmios; R2 = 10.000 ohmios = 10 Kiloohmios; C1 = 2.200 pF = 0,0022 mF; en base a dichos valores la frecuencia central de

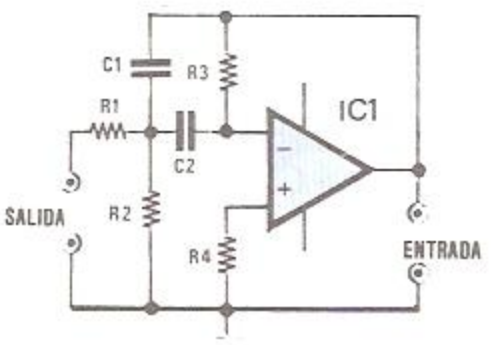


Fig. 2. **Esquema de un filtro pasa-banda de «Q» elevado.**

nuestro filtro será: 0,159:(0,0022x4,7)x4,7+10):(2x10)=13,183 KHz.

En cambio, la anchura de banda será igual a: 0,159:(4,7x0,0022)=15,377 KHz.

Una característica peculiar de este filtro es la de poder desplazar el centro de la banda modificando simplemente el valor de R2 sin que por ello se modifique la anchura de banda; en efecto, en la fórmula que nos proporciona este parámetro no aparece el valor de R2 mientras que sí aparece en la primera fórmula relativa a la frecuencia de centro de banda La pendiente de la curva característica de este filtro, fuera de la banda pasante, es de 6 dB por octava.

Filtro paso-banda de bajo «Q»

Con el esquema de la fig. 3 se puede realizar un filtro paso-banda, no muy selectivo pero siempre conveniente para determinados usos, aunque sólo sea por la sencillez de su construcción.

De dicho filtro podemos calcular la frecuencia de máxima ganancia (o frecuencia de centro de banda) con la siguiente fórmula: kilohertzios = 0,159 : R1xR3xC1xC2.

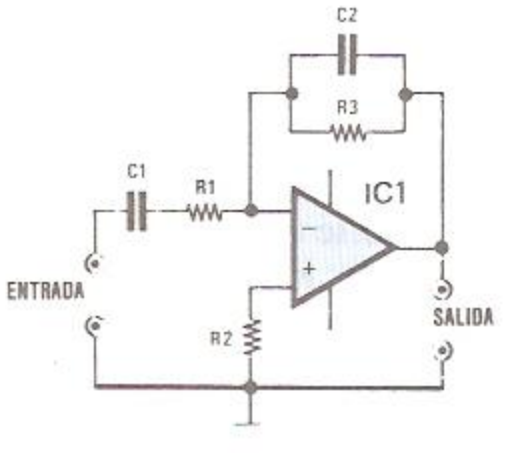


Fig. 3. **Esquema de un filtro pasa-banda de bajo «Q».**

Podemos también calcular la ganancia máxima en el centro banda con la fórmula: Ganancia = 1 : (R1:R3+C2:C1).

Por último, podemos calcular la anchura de banda con la fórmula: Kilohertzios = 0,159 : (R3xC2)+0,159:(R1xC1).

Supongamos por ejemplo que hemos realizado un filtro con los siguientes valores: R1 = 10 Kiloohmios; R3 = 4,7 Kiloohmios; C1 = 0,0047 mF; C2 = 0,001 mF; calcularemos, ante todo, la frecuencia de máxima ganancia: 0,159: 10x4,7x0,0047x0,001 = 10.697 KHz.

La ganancia en este punto será igual a: 1:(10:4,7+0,001:0,0047)=0,4, por lo que el filtro será en realidad un atenuador ya que su ganancia máxima es 0,4.

Por último, calcularemos la anchura de banda, que es igual a: 0,159:(4,7x0,001)+ 0,159:(10x0,0047)=37,212 Khz.

Como podéis ver, se trata de un filtro con una banda pasante más bien ancha y, a propósito de banda pasante, tenemos que aclararnos que no quiere decirse que ésta quede perfectamente centrada (sobre la escala de las frecuencias) respecto a la frecuencia de máxima ganancia.

Filtro paso-bajo de 6 dB/octava

Una de las principales aplicaciones de los amplificadores operacionales es la de emplerarlos para realizar filtros activos, es decir filtros cuya ganancia, dentro de la banda pasante, puede ser superior a 1, cosa que no se podría conseguir nunca empleando exclusivamente componentes pasivos.

En la figura 4 puede verse el esquema de un filtro paso-bajo de 1.er orden, es decir un filtro cuya curva característica presenta una pendiente de 6 dB x octava por encima de la frecuencia de corte.

En dicho filtro, la frecuencia de corte se puede calcular con la siguiente fórmula: Kilohertzios = 1:(6,28xR3xC1); en base a la cual se puede obtener la fórmula inversa que nos proporciona el valor de C1 en función de la frecuencia de corte y del valor de R3, es decir: C1 = 1:(6,28xR3xKilohertzios).

La ganancia del filtro en el interior de la banda pasante viene dado por: Ganancia = R3:R1.

Por último y en cuanto se refiere al valor de

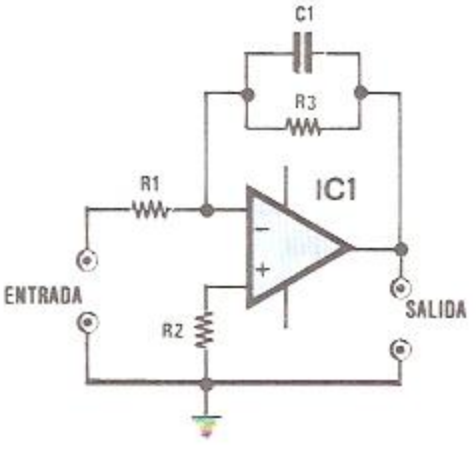


Fig. 4. **Esquema de un filtro paso-bajo de 6 dB/octava.**

R8 = 560 ohmios 1/4 watio
R9 = 100.000 ohmios potenc. lin.
R10 = 3.300 ohmios 1/4 watio
C1 = 47.000 pF disco
C2 = 10.000 pF disco
C3 = 33.000 pF poliester
C4 = 150.000 pF poliester
C5 = 3.300 pF poliester
C6 = 15.000 pF poliester
C7 = 1 mF electr. 50 voltios
C8 = 1 mF electr. 50 voltios

La impedancia de entrada de esta fase es superior a los 100.000 ohmios.

Conclusión

Con los esquemas ofrecidos, con sus correspondientes fórmulas, cada uno podrá proyectar el circuito que necesite empleando cualquier amplificador operacional.

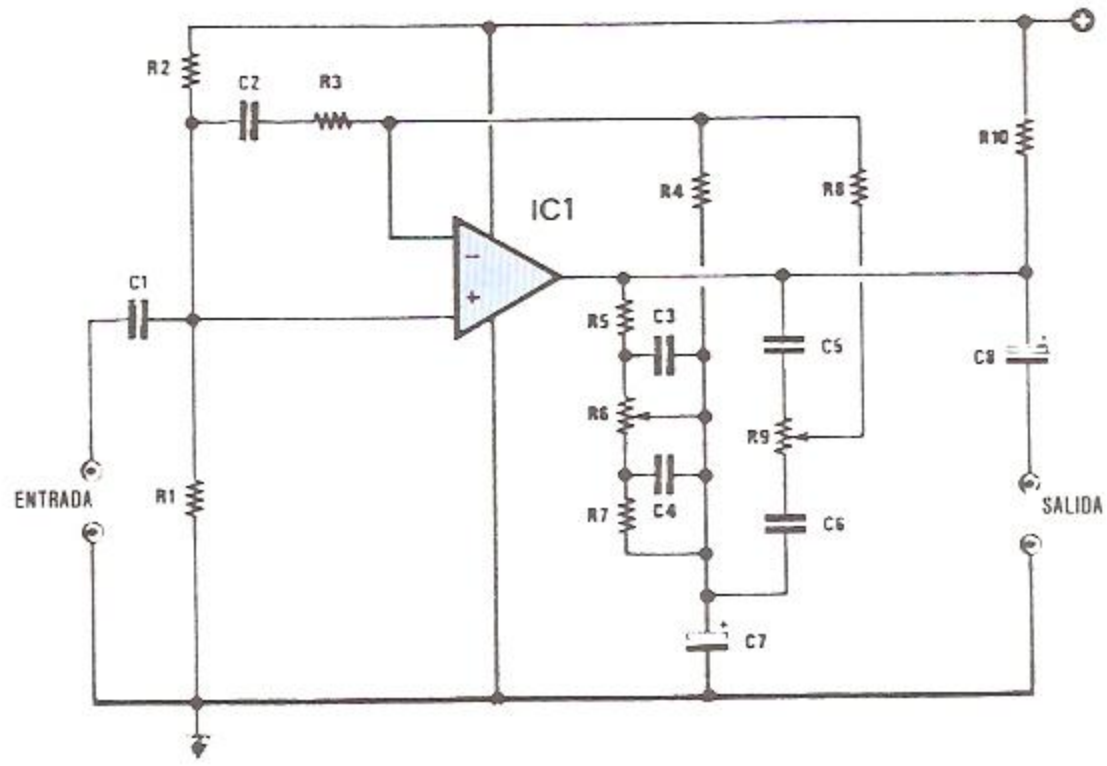
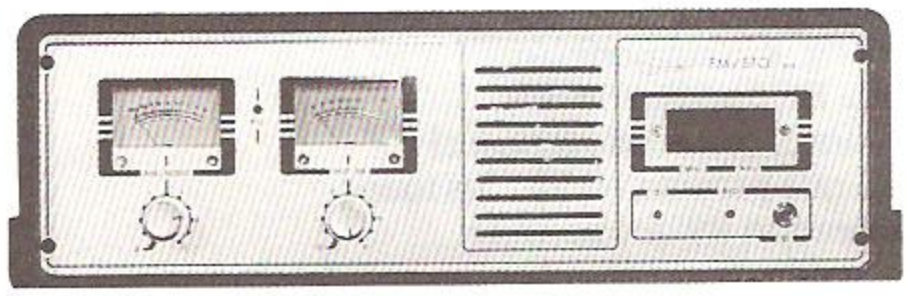


Fig. 8. **Esquema de un amplificador de baja frecuencia con doble corrección de tonos.**

¡¡NOVEDAD!!
EMISORA FM 88-108 MHz



CON FRECUENCIMETRO

EMISOR MONO DE 4 W.: 24.500 ptas.
FM STEREO - 45 W.
LINEALES DE 250 W.
ANTENAS DE EMISIÓN
RADIO-ENLACES

ELECTRÓNICA

VICHE, S.L.

Envíos a toda España

Llano de Zaidia, 3 - Tel. (96) 347 05 12/13
46009 VALENCIA
Buscamos Distribuidores

NOVEDAD

CIRCUITO MUSICAL; con posibilidad de cambiar la melodía, comprende placa C.I.; integrado musical, altavoz y componente P.V.P. 500 Pts. Integrado opcional de distinta melodía, Ref RT 36 P.V.P. 250-Pts.

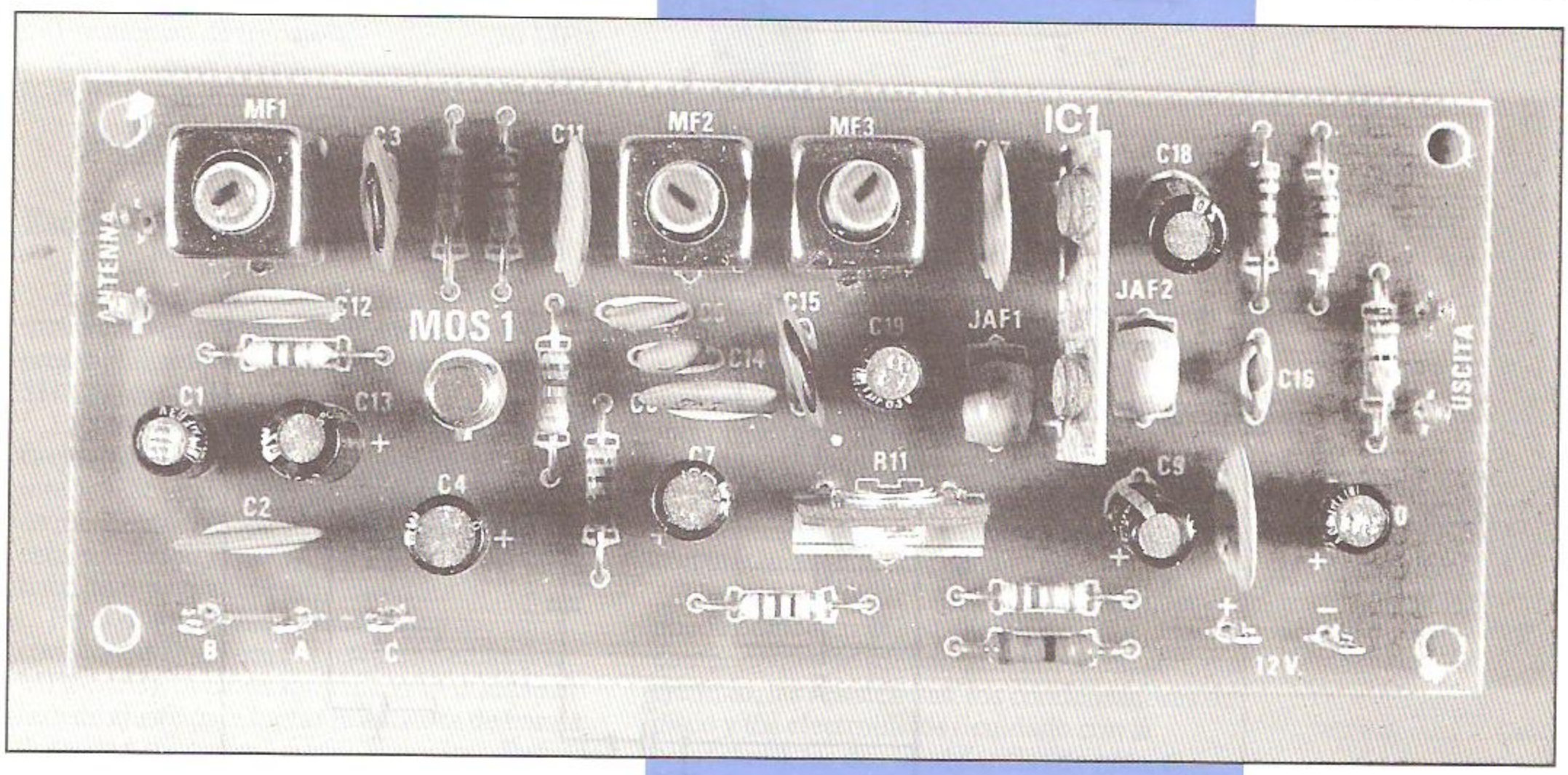
CIRCUITO PREVIO MULTIUSO; Valido para walkman, entrada de micro, guitarra, Pick, etc., comprende placa C.I. integrado y componente. Referencia pre. P.V.P. 200.- Pts.

CIRCUITO SIRENA DE CUATRO TONOS; Efectúa los sonidos de la Policia, Ambulancias, Bomberos, disparo Comprende placa C.I. Integrado, Altavoz y diversos componentes, Ref 73 C. P.V.P. 450-Pts Circuito Integrado más placa 300. Pts.

EFECTUE SUS PEDIDOS A:
VENLICO Apartado de correos 50.434-MADRID 28080. Gastos de envio 150.-Pts; Si lo desea puede enviar el importe en sellos, reduciendo los gastos de envio a 100.-Pts.

oferta limitada

PREAMPLIFICADOR PARA CAVIDAD DE 10 GHz



DISEÑADO PARA LA CAVIDAD ESTÁNDAR Y LA GUNN-PLEXER

Si se desea instalar sólo la cavidad de 10 GHz en un mástil y tener todo el aparato receptor transmisor sobre la mesa del taller, no se prodrá obtener directamente con un cable la señal disponible en el terminal RX de la cavidad; es preciso preamplificarlo antes, exactamente igual que se hace en las instaciones de televisión.

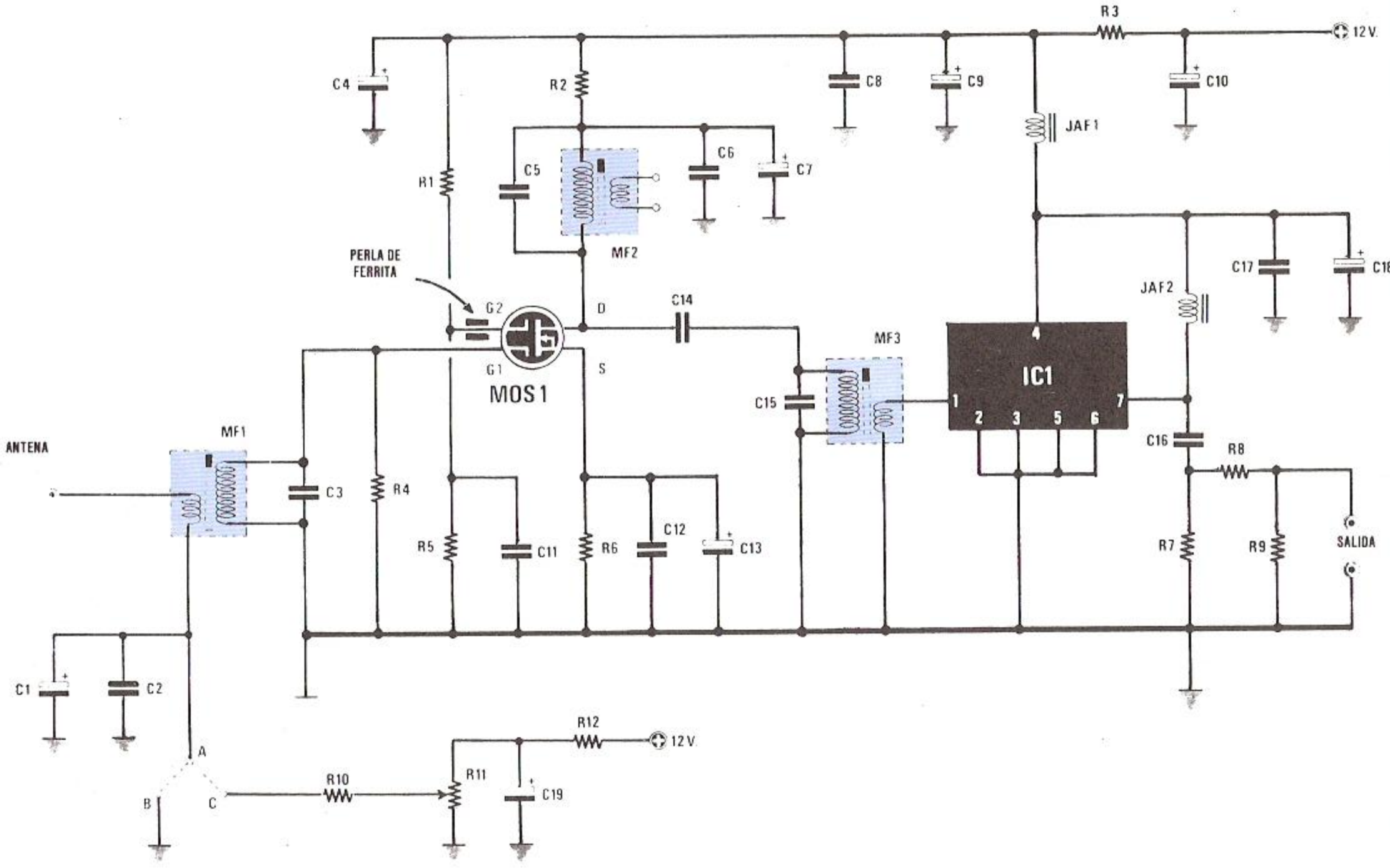
Diremos ante todo que, al separar la cavidad del receptor transmisor, no se puede pensar en tomar la señal directamente del terminal RX de la cavidad, y luego —con 50 o 60 metros de cable coaxial— llevarla hasta abajo ya que, de esta forma, se atenuaría tanto la señal que en el altavoz sólo se oiría un susurro.

Para neutralizar la atenuación provocada por el cable coaxial y obtener en salida una relación elevada señal/interferencia es necesario, por lo tanto, preamplificar la señal disponible en el terminal RX de la cavidad antes de aplicarla a la entrada del cable.

Lógicamente un preamplificador de este tipo debe poseer características excepcionales, es decir una ganancia elevada, una figura de ruido baja, tiene que ser fácil de construir y, sobre todo, no puede ser crítico para no limitar a los expertos el placer de verle funcionar; por todas estas razones, antes de ofrecerlo en la revista, hemos preferido probar muchas unidades y sólo ahora que tenemos la seguridad de que todas estas características eran ciertas, nos decidimos a dar el gran paso.

Sin detenernos mucho en la relación señal/interferencia o en la cifra de ruido NF (noise-figure), diremos ante todo que nuestro preamplificador puede ofrecer en su salida una señal de una amplitud 40 veces superior a la aplicada en entrada, es decir que, si en el terminal RX de la cavidad hay una señal de 2

COMPONENTES LX.368



R1 = 12.000 ohm 1/4 wat
R2 = 100 ohm 1/4 wat
R3 = 15 ohm 1/4 wat
R4 = 3.300 ohm 1/4 wat
R5 = 5.600 ohm 1/4 wat
R6 = 470 ohm 1/4 wat
R7 = 270 ohm 1/4 wat
R8 = 18 ohm 1/4 wat
R9 = 270 ohm 1/4 wat
R10 = 10 ohm 1/4 wat
R11 = 10.000 ohm trimmer
R12 = 12.000 ohm 1/4 wat
C1 = 1 mF elect 50 volt
C2 = 100.000 pF disco
C3 = 27 pF disco
C4 = 10 mF elect 25 volt
C5 = 22 pF disco
C6 = 100.000 pF disco
C7 = 10 mF elect 25 volt
C8 = 100.000 pF disco
C9 = 4,7 mF elect 50 volt
C10 = 1 mF elect 50 volt
C11 = 100.000 pF disco
C12 = 100.000 pF disco
C13 = 10 mF elect 25 volt
C14 = 1,8 pF disco
C15 = 27 pF disco
C16 = 1.000 pF disco
C17 = 100.000 pF disco
C18 = 10 mF elect 25 volt
C19 = 1 mF elect 50 volt
MF1 = Frecuencia intermedia 30 MHz
MF2 = Frecuencia intermedia 30 MHz
MF3 = Frecuencia intermedia 30 MHz
JAF1 = impedancia 47 μH
JAF2 = impedancia 47 μH
MOS1 = mosfet tipo 3N204
IC1 = ampl. híbrido SH120

Fig. 1. Esquema eléctrico del preamplificador. Fijaros que en el terminal G2 del mosfet se indica la colocación de una perla de ferrita para evitar auto-oscilaciones.

R2 es válido cuanto ya hemos dicho anteriormente respecto al amplificador inversor, es decir que dicho valor no es crítico pero, sin embargo, para lograr las mejores prestaciones desde el punto de vista del ruido, resulta aconsejable escogerlo lo más próximo posible al resultado de la siguiente fórmula: R2=(R1xR3):(R1xR3).

Ejemplo: Supongamos que deseamos realizar un filtro con una frecuencia de corte de 1.200 Hz (equivalentes a 1,2 KHz), con ganancia 10 y con una impedancia de entrada de 10.000 ohmios.

Como ya sabréis, en un amplificador inversor como éste la impedancia de entrada es igual a R1 por lo que el primer valor queda ya fijado automáticamente, es decir R1 = 10.000 ohmios, equivalentes a 10 kiloohmios.

En base a la fórmula de ganancia, obtendremos ahora el valor de C1 para conseguir la frecuencia de corte deseada, es decir: 1:(6,28x100x1,2)=0,00132 mF, equivalentes a 1.320 pF, valor que se puede conseguir fácilmente conectando en paralelo un condensador de 1.200 pF y uno de 120 pF (en efecto 1.200 + 120 = 1.320 pF).

Suponiendo que no se requiera una gran precisión, podremos emplear también un solo condensador de 1.200 pF y, en este caso, la frecuencia de corte del filtro será igual a: 1:(6,28x100x0,0012)=1,326 KHz, equivalentes a 1.326 KHz.

Filtro paso-bajo de 12 dB/octava

El filtro que puede verse en la fig. 5 es un paso de 2.º orden, es decir con una atenuación de 12 dB por octava por encima de la frecuencia de corte, para cuyo correcto funcionamiento es necesario respetar las siguientes condiciones:

R2 = de valor idéntico a R1.
R3 = de valor igual a 2xR1.
C1 = de valor igual a 2xC2.

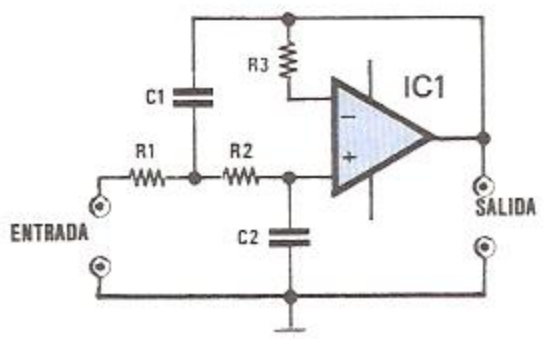


Fig. 5. **Esquema de un filtro paso-bajo de 12 dB/octava.**

En la práctica, una vez elegido el valor de R1, por ejemplo 10.000 ohmios, tendremos que utilizar el mismo valor de 10.000 ohmios para R2 y formar R3 con 2 resistencias también de 10.000 ohmios conectadas en serie; para lograr C1 tendremos que conectar 2 condensadores de idéntico valor a C2 en paralelo.

Una vez respetadas todas estas condiciones, la frecuencia de corte de nuestro filtro se puede calcular con la siguiente fórmula: Kilohertzios = 0,225:(R1xC2).

La ganancia de este filtro en el ámbito de la banda pasante es siempre igual a 1, mientras que la impedancia de entrada es siempre superior al valor de R1.

De la fórmula anterior podemos obtener también la inversa, que nos proporciona el valor de C2 en función de la frecuencia de corte que deseemos conseguir, es decir: C2= 0,225:(R1xKilohertzios).

Supongamos, por ejemplo, que hemos elegidos R1=4,7 Kiloohmios y que deseamos obtener un filtro paso-bajo con frecuencia de corte a 1,8 KHz; el valor que tendremos que emplear para C2 será igual a: 0,225:(10x1,8)= 0,0125 mF, equivalentes a 12.500 pF.

Como éste no es un valor comercial standard, si no necesitamos una precisión absoluta, podremos recurrir a un condensador de 12.000 pF; en dicho caso, la frecuencia de cote del filtro será la siguiente: 0,225:(10x0,012)= 1,875 KHz, es decir 75 Hz más alta respecto a nuestras intenciones.

Debéis recordar siempre al calcular un filtro, que los condensadores y las resistencias pueden tener tolerancias, por lo que no debéis fiaros del valor indicado en su envuelta; un condensador de 12.000 pF puede ser en realidad de 13.000 pF o de 11.000 pF, por lo que si se necesitan filtros de gran precisión tendremos que comprobar con un capacímetro la capacidad exacta; lo mismo puede decirse respecto a las resistencias.

Filtro paso-alto de 12 dB/octava

Una vez visto el filtro paso-bajo, la fig. 6 nos ofrece un filtro paso-alto, también de 2.º orden, cuyas características principales son una garantía unitaria en el ámbito de la banda pasante, una atenuación de 12 dB por octava por debajo de la frecuencia de corte y una frecuencia de corte que se calcula con la fórmula siguiente: Kilohertzios = 0,225:(R1xC1).

Como siempre, en base a ésta se puede obtener la fórmula que nos proporciona el valor de C1 en función de la frecuencia de corte, es decir: C1=0,225:(R1xKilohertzios).

Aclararemos que para el correcto funcionamiento del filtro, es imprescindible que:

C1 = de valor idéntico a C2.
R3 = de valor idéntico a 2xR1.
R2 = de valor idéntico a 2xR1.

de no ser así las fórmulas anteriores ya no son válidas.

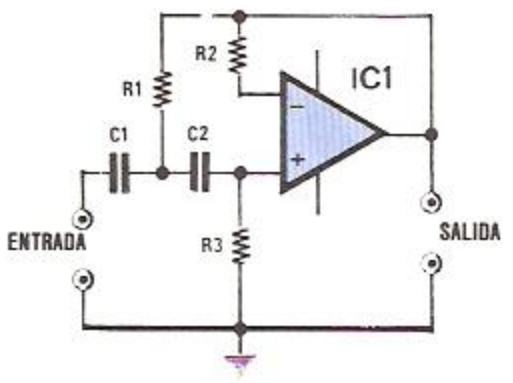


Fig. 6. **Esquema de un filtro paso-alto de 12 dB/octava.**

Supongamos, por ejemplo, que hemos empleado para R1 una resistencia de 1.5 Kiloohmios y deseamos calcular el valor de C1 necesario para realizar un filtro paso alto con una frecuencia de corte de 250 Hz, equivalentes a 0,25 KHz.

Sustituyendo estos valores en la segunda fórmula, tendremos: 0,225:(1,5x0,25)=0,6 mF, equivalentes a 600.000 pF.

Como este no es un valor standard, si necesitamos una precisión absoltuta, tendremos que tratar de lograrlo conectando en paralelo dos condensadores para conseguir la capacidad necesaria, por ejemplo: 0,27+0,33=0,6 mF; en cambio, si nuestras necesidades no son tan «exactas», podremos emplear un condensador standard de 560.000 pF (0,56 mF), logrando así una frecuencia de corte de: 0,225:(1,5x0,56)= 0,267 Khz, es decir 267 Hz.

Filtro elimina-banda selectivo

En la fig. 7 se indica el esquema de un filtro elimina-banda muy selectivo, capaz de alcanzar una atenuación máxima de aproximadamente 50 dB en la frecuencia central (siempre que se utilicen componentes con una tolerancia del orden del 0,5–1%).

Para su correcto funcionamiento, habrá que respetar las siguientes normas en cuanto a la elección de valores:

R1 = R2 = R6 de idéntico valor.
R3 de valor igual a R1:2
R5 de valor igual a R1:2
R4 de valor igual a 2xR1
C2 de valor igual a C3 = C4 = C5
C1 de valor igual a 2xC2

Ateniéndonos a estas normas, la frecuencia central de acción de nuestro filtro se podrá calcular con la siguiente fórmula: Kilohertzios = 0,159:(R1xC2).

En cambio, si deseamos calcular el valor de C2 en función de la frecuencia a eliminar, podremos utilizar la siguiente fórmula: C2 = 0,159:(R1xKilohertzios).

Considerando la selectividad del filtro, la anchura de banda se puede considerar limitada a la única frecuencia central.

Supongamos, por ejemplo, que nos interesa eliminar la frecuencia de 400 Hz (equivalentes a 0,4 KHz), habiendo empleado para R1 una resistencia de 8.200 ohmios, equivalentes a 8,2 Kiloohmios; el valor que tendremos que elegir para C2 será: 0,159:(8,2x0,4)=0,048475 mF, equivalentes a 48,475 pF.

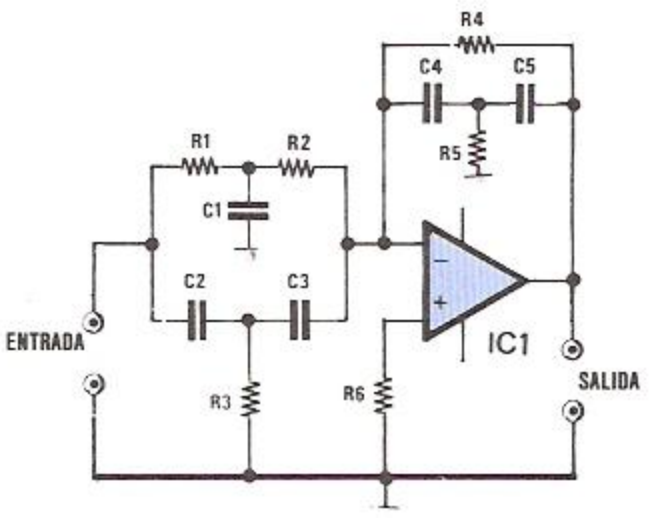


Fig. 7. **Esquema de un filtro elimina-banda selectivo.**

Lógicamente, en este caso y visto su empleo especial, al no existir dicha capacidad como valor standard tendremos que tratar de aproximarnos lo más posible conectando en paralelo varios condensadores y comprobando mediante un capacímetro digital la capacidad obtenida; de no hacerlo así, nunca lograríamos eliminar la frecuencia que nos interesa.

Amplificador con corrección de tonos

El circuito de la fig. 8 es un perfecto preamplificador de BF provisto de dos potenciómetros para el control de tonos: el potenciómetro R6 que permite regular los tonos bajos y el potenciómetro R9 que permite regular los tonos agudos.

La máxima exaltación o atenuación que se logra mediante al empleo de dichos potenciómetros es de + — 15 dB.

En cuanto a los tipos de operacionales más idóneos para realizar dicho esquema, nosotros recomendaríamos por ejemplo el TL081— LF353, ya que son más adecuados para baja frecuencia y disponen de una magnífica banda pasante.

En cuanto a los valores de los componentes podéis atenernos, en líneas generales, a los de la lista siguiente:

R1 = 470.000 ohmios 1/4 watio
R2 = 470.000 ohmios 1/4 watio
R3 = 220 ohmios 1/4 watio
R4 = 2.200 ohmios 1/4 watio
R5 = 10.000 ohmios 1/4 watio
R6 = 100.000 ohmios potenc. log.
R7 = 2.200 ohmios 1/4 watio

microvoltios, a la salida del preamplificador encontraremos esta señal con una amplitud de 800 microvoltios.

La características más importantes de este proyecto son las siguientes:

Tensión de trabajo	12 voltios
Corriente consumida	15 mA
Ganancia	32 dB
Frecuencia de trabajo	30 MHz
Cifra de ruido (NF)	2 dB
Anchura de banda a –3dB	2 MHz
Impedancia de salida	52 ohmios

Esquema eléctrico

El circuito, como puede verse en la fig. 1, incluye un mosfet tipo 3N204 más un preamplificador híbrido de banda ancha tipo SH.120 (ver IC1).

La señal tomada del terminal RX de la cavidad se aplica al link de la primera frecuencia intermedia de 30 MHz (identificada en el esquema con la sigla MF1) y, del secundario de ésta, se transfiere al GATE 1 del mosfet que hace de primera fase amplificadora.

En el drain de dicho mosfet vemos conectadas dos frecuencias intermedias (ver MF2-MF3), que nos serán de gran utilidad en fase de ajuste para lograr la anchura de banda deseada y para eliminar cualquier interferencia de los CB.

Desde el link de la frecuencia intermedia MF3, la señal de AF ya preamplificada se aplica a la entrada (patilla 1) del amplificador híbrido SH120 que se encargará de potenciarla lo suficiente para llegar a una ganancia total de 32 dB, suministrándola en salida en la patilla 7 de baja impedancia.

En teoría la salida de IC1 se podría conectar directamente al cable coaxial pero, si éste es muy largo, pueden surgir fácilmente autooscilaciones; precisamente para evitarlas, hemos situado entre la patilla 7 de IC1 y la salida del preamplificador el adaptador en pi constituido por R7-R8-R9.

En la entrada de nuetro preamplificador, podrá observar el lector que el link de la primera frecuencia intermedia —es decir el que conectaremos por un extremo al terminar RX de la cavidad— en lugar de ir conectado a masa con el otro extremo, enlaza con un terminal indicado con la letra A que, como se puede deducir fácilmente por el trazo discontinuo, puede conectarse indistintamente con puente al terminal B o al terminal C.

En la práctica, para utilizar la cavidad gunn-plexer, tendremos que efectuar el puente entre los terminales A y B, con objeto de conectar el link a masa y regular luego el tornillo situado en la parte delantera de la cavidad para la máxima señal en recepción.

En cambio, si utilizamos una cavidad estándar tendremos que conectar el puente entre los terminales A-C ya que, en este caso, es necesario poder regular la corriente que circula por el diodo Schottky a unos 0,8 miliamperios, para lograr el máximo rendimiento.

Como podéis ver nuestro amplificador es adecuado para las dos cavidades que se suelen empelear en un receptor transmisor de 10 GHz, es decir la cavidad ESTANDAR y la GUNN-PLEXER.

Realización práctica

La realización de este preamplificador resulta bastante sencilla gracias al circuito impreso LX.368 —ver fig. 3—, estudiado especialmente par evitar el peligro de auto-oscilaciones, provocadas por anillos cerrados de masa, que podrían perjudicar el resultado final.

Una vez en posesión de dicho circuito, se puede comenzar el montaje comprobando, ante todo, que los orificios en que deben introducirse los terminales correspondientes al blindaje de las bobinas, tienen la anchura suficiente; de no ser así, habrá que ensancharlo con una broca o una segueta.

Una vez realizada esta comprobación, se puede comenzar la instalación de los componentes de menor tamaño, como son, por ejemplo, las resistencias, los condensadores de disco y los electrolíticos (¡cuidado con la polaridad!), las dos impedancias de gota, el trimmer y las frecuencias intermedias: en cuanto a éstas, se soldarán también los terminales del blindaje a las correspondientes pistas de masa.

Aclararemos que los condensadores cerámicos empleados en este proyecto, no son condensadores de disco de bajo coste para radios de transistores, es decir de los que tienen una tensión de trabajo de sólo 50 voltios, una tolerancia muy elevada y grandes pérdidas en AF; se trata, por el contrario, de condensadores cerámicos para alta frecuencia de 500 voltios de trabajo.

Cuando se realiza un proyecto como éste, es inútil y contraproducente ahorrar unas pesetas para encontrarse al final con un circuito que no funciona o que funciona mal; es preferible tomar precauciones, empleando sólo componentes de primera calidad.

Antes de soldar el mosfet al circuito impreso, se introducirá en el terminal G2 la pequeña anilla de ferrita incluida en el kit, pues de otra forma esta fase podría auto-oscilar.

Por último, se montará sobre el circuito

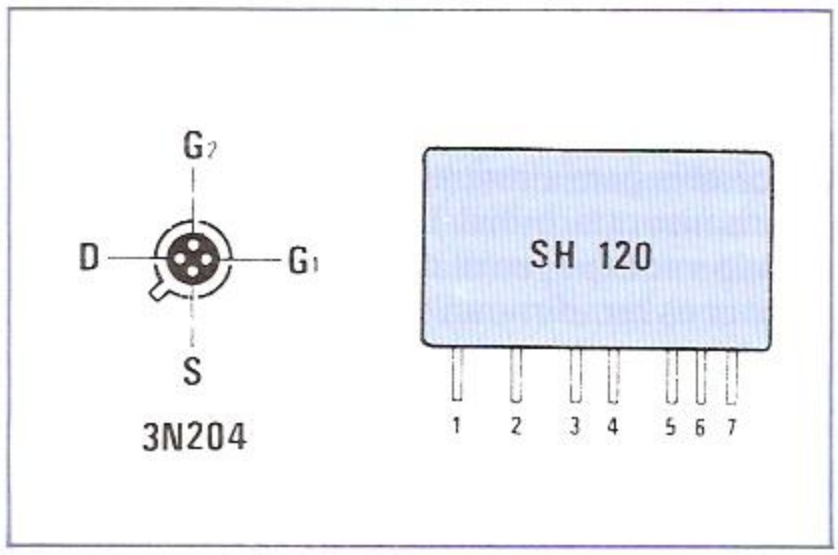


Fig. 2. **Conexiones de los terminales del mosfet vistas desde el lado en que sobresalen del cuerpo y del circuito híbrido SH.120.**

Fig. 3. **Esquema práctico de montaje del preamplificador. Si se emplea la cavidad estándar habra que puentear los terminales A-B; si la cavidad es gunn-plexer, el puente irá entre los terminales A-C.**

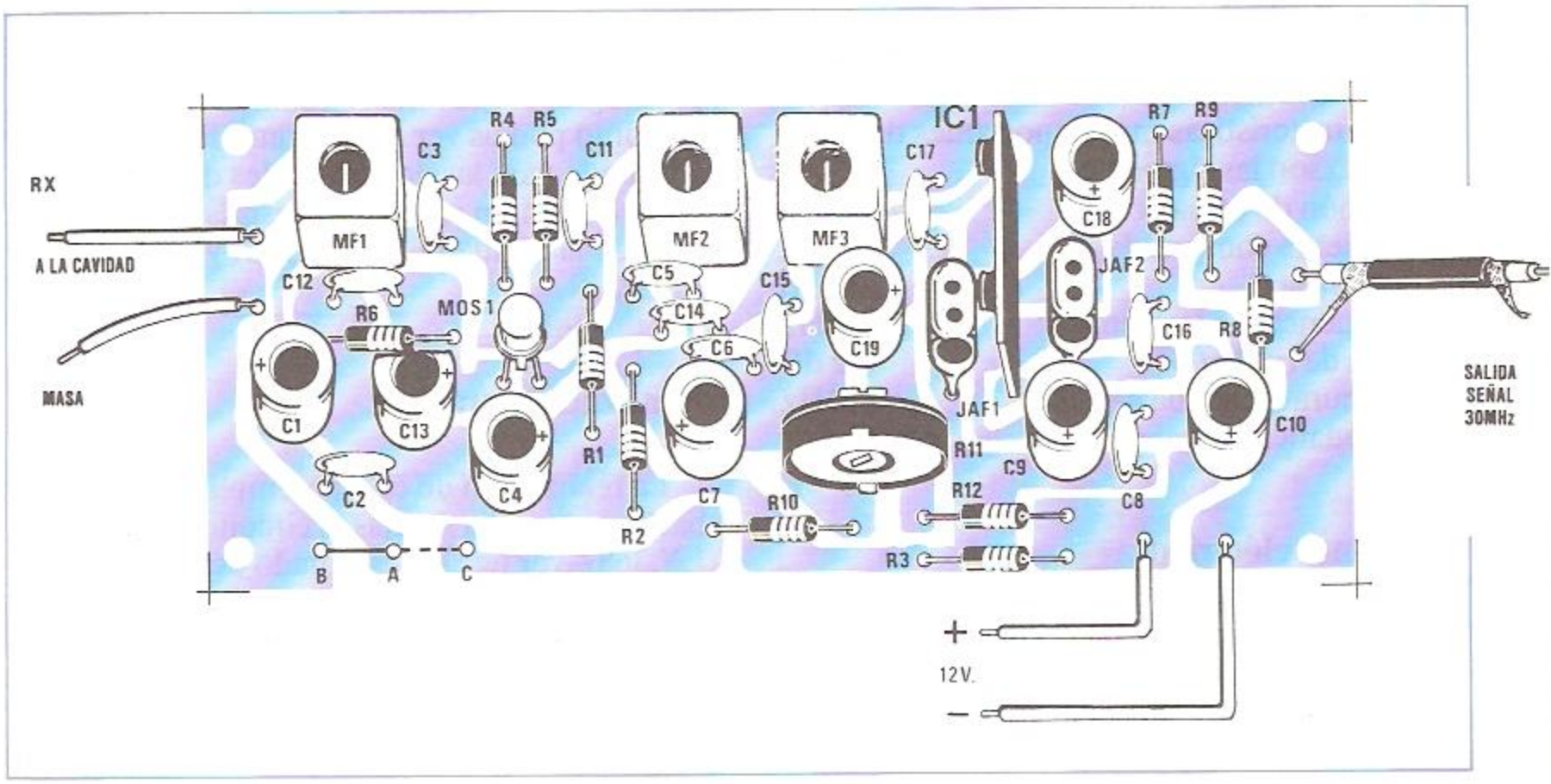
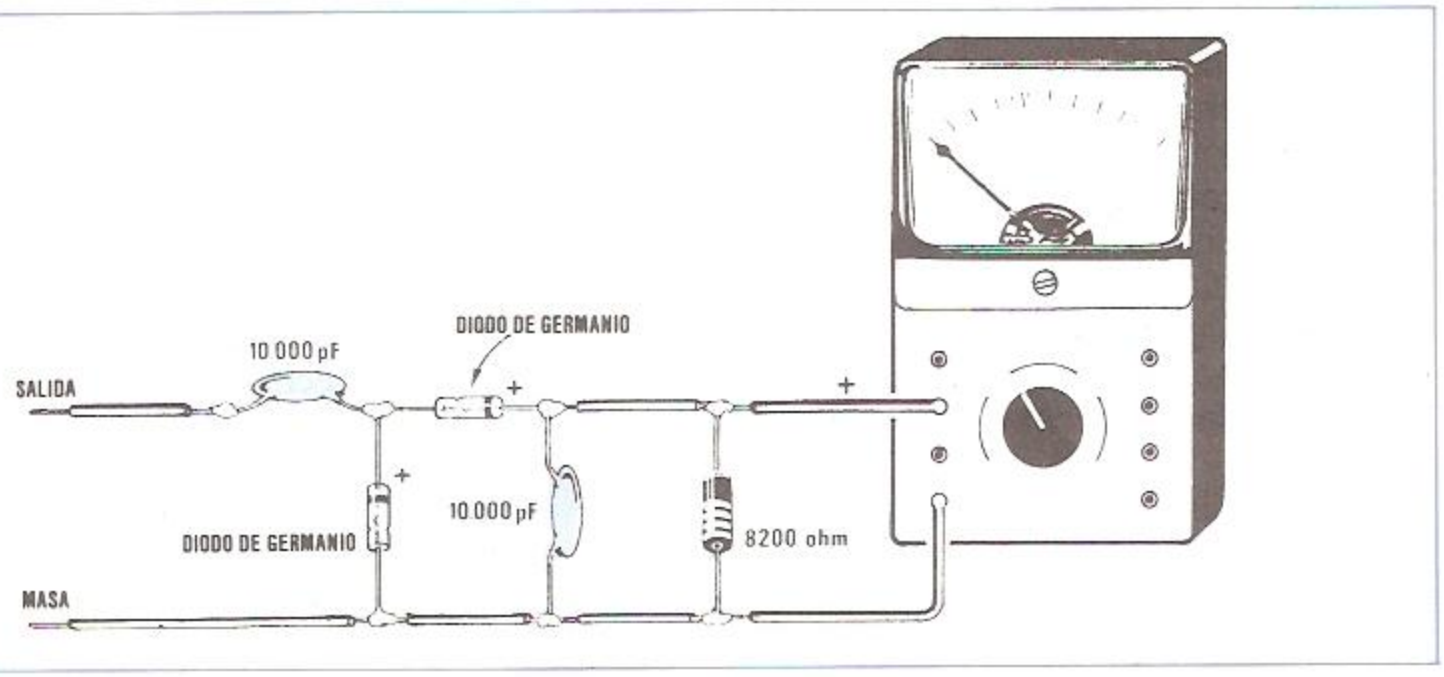


Fig. 4. **Para el ajuste de las frecuencias intermedias (MF1-MF2-MF3) aconsejamos preparar esta sencilla sonda para aplicar a la salida del preamplificador.**



impreso el amplificador híbrido SH.120; ahora ya habrá que dedicarse al mueble.

A este respecto, recordaremos que es importante que todo el circuito se encierre en una caja metálica, tratando de sujetarlo de forma que el terminal de entrada se encuentre lo más cerca posible del terminal RX de la cavidad (como máximo, es aceptable una conexión de 4-5 cm.).

Luego, con otro cable, habrá que conectar el terminal de MASA de la cavidad al terminal MASA de nuestro circuito impreso, situado más cerca de la entrada.

La salida del preamplificador tendrá que enlazar con una toma BNC fijada en la parte posterior de la caja; también en este caso, el BNC se conectará a la masa del circuito impreso, lo más cerca posible del terminal de salida.

En cuanto a los cables de alimentación —como además de ellos, tendremos que llevar a la cavidad el cable que conduce la tensión necesaria para alimentar el diodo gunn del transmisor (terminal TX) y el cable para el diodo varicap—, en el caso de la cavidad gunn-plexer es remitirnos a la figura 15 de la página 21; los que utilicen este preamplificador con una cavidad estándar pueden ver el conexionado en la figura 5 de este mismo artículo.

En la parte posterior de la caja se deben incluir una toma de las que se atornillan y conectar a ella los cables, a fin de evitar que se pueda soltar con el paso del tiempo.

No obstante, nada impide hacer que estos cables penetren directamente en el interior de la caja con un pasador de goma, a fin de impedir que la lluvia penetre por el orificio.

Ajuste de las frecuencias intermedias

Una vez terminado el montaje y encerrado nuestro preamplificador en su caja metálica, antes de conectar la cavidad y el cable coaxial de salida, tendremos —lógicamente— que ajustar las frecuencias intermedias.

Para realizar esta operación sería preciso disponer de un sweep y de un osciloscopio de más de 30 MHz. No obstante, como no todos tendrán estos instrumentos, os enseñaremos como se puede ajustar el preamplificador utilizando tan sólo un generador de AF y un tester.

Las operaciones a realizar son las siguientes:

1) Se conecta a la salida del preamplificador la sonda que puede verse en la fig. 4, es decir un duplicador de tensión realizado con dos condensadores de disco de 10.000 pF, dos diodos de germanio y una resistencia de 8.200 ohmios.

2) Se aplica a la salida de la sonda el tester,

conmutado a la capacidad de 0,5-1 voltio fondo escala.

3) Se aplica la señal de AF en entrada al preamplificador y, tras haber regulado la sintonía del oscilador a la frecuencia de 30 MHz, se dosifica la amplitud de esta señal hasta que en el tester se lea una tensión máxima de aproximadamente 0,1 voltios.

4) Si las bobinas están totalmente fuera de ajuste, es posible que, incluso aplicando en entrada la máxima señal, la aguja del tester no se mueva del «cero»; en ese caso, no debéis preocuparos, ya que en cuanto ajustéis la MF3 lograréis la indicación deseada.

5) Con un destornillador de plástico se gira el núcleo de la MF3 tratando de lograr en el tester la tensión máxima; si ésta supera los 0,2 voltios se disminuye la amplitud de la señal de AF en entrada hasta devolver dicha tensión a los límites requeridos.

6) Se ajusta entonces el núcleo de la MF2 y luego el de la MF1, tratando siempre de obtener en el tester la tensión máxima; también en este caso, si dicha tensión tiende a superar los 0,2 voltios, habrá que actuar sobre al atenuador de salida del generador.

7) Se retocan nuevamente la MF3, luego la MF2 y, por último, la MF1 siempre para la máxima señal.

8) En la práctica, ajustando las tres frecuencias intermedias para la señal máxima, restringimos en gran medida la banda pasante; por consiguiente, para ensancharla a unos MHz, y nos disponiendo de instrumentos adecuados, podremos recurrir a un sencillísimo truco: girar una vuelta en sentido de las agujas del reloj el núcleo de la MF3 y MF1 y, también una vuelta, pero en sentido contrario a las agujas del reloj, el núcleo de la MF2.

Una vez efectuada esta última operación, podemos considerar ajustado nuestro preamplificador, por lo que podremos retirar la sonda de salida y aplicar en su lugar el cable coaxial que conectará con el receptor transmisor.

Conexión con cavidad estándar y gunn-plexer

Si se desea utilizar este preamplificador con una cavidad estándar habrá que conectar provisionalmente un tester –conmutado a la capacidad de 1 miliamperio fondo escala en corriente continua– con la pinza positiva al terminal C y con la negativa al terminal A (lógicamente, la cavidad tendrá que estar conectada ya al preamplificador).

Se gira entonces el cursor del trimmer R11 totalmente a masa y se proporciona tensión al circuito; luego se gira lentamente el cursor en sentido contrario al anterior hasta que el diodo Schottky absorba una corriente de 0,8 miliamperios.

Una vez conseguido esto, se puede retirar el tester, naturalmente después de haber apagado todo, y cortocircuitar con un puente de hilo de cobre los dos terminales A-C.

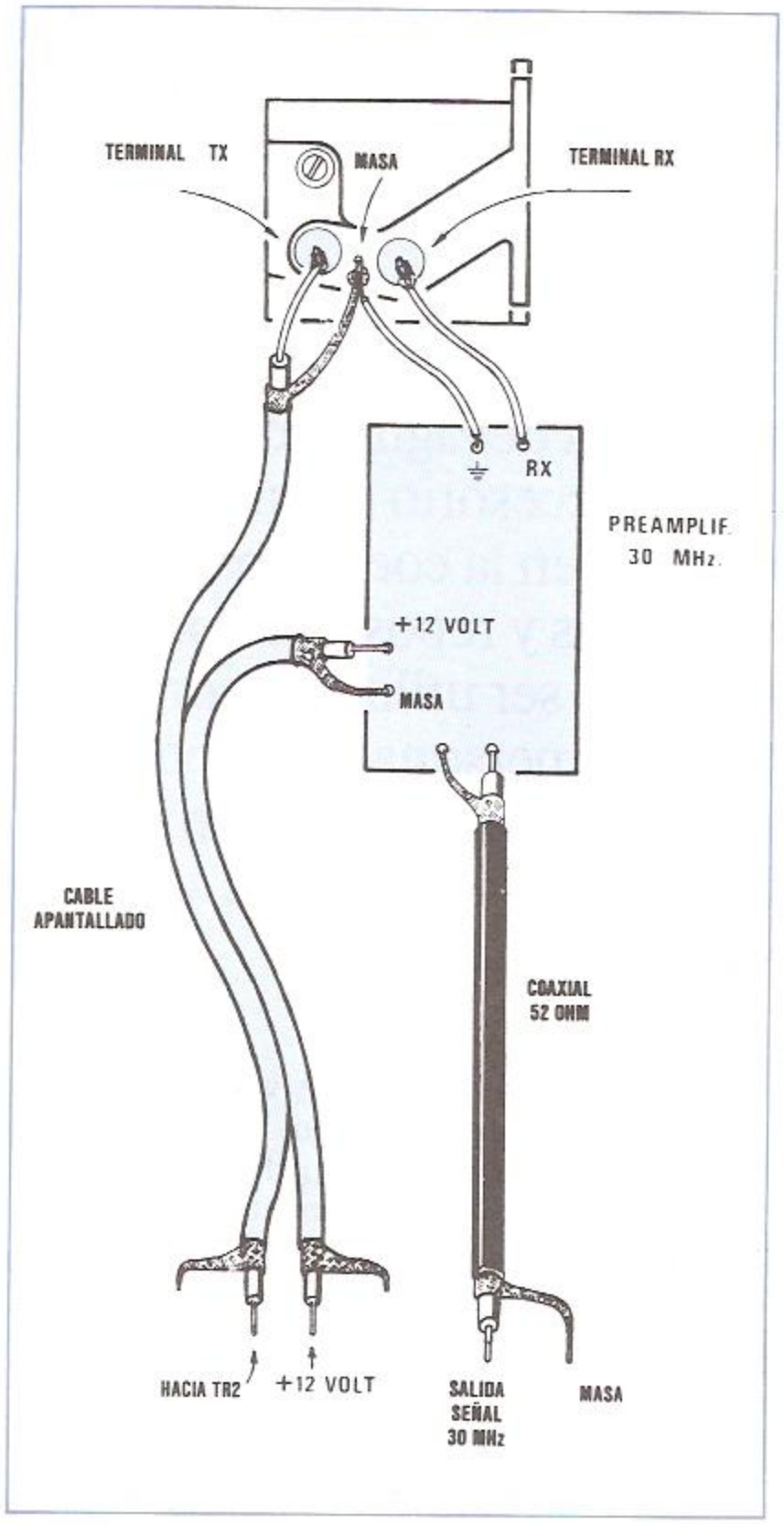


Fig. 5. **El preamplificador se conectará cerca de la cavidad y la salida de éste se enlazará al receptor transmisor con cable coaxial de 52 ohmios. Para alimentar el terminal TX y para llevar al preamplificador los 12 voltios de alimentación, se puede emplear cable corriente apantallado para BF.**

Por el contrario, si se emplea cavidad gunn-plexer, habrá que conectar el terminal A al terminal B, es decir a masa, y regular luego el tornillo situado en la parte delantera de la cavidad para lograr la máxima señal en recepción con la mínima cifra de ruido.

Nota importante

Algunos lectores pueden considerar que este preamplificador para cavidad de 10 GHz es un poco «sordo» y desearán saber si existe algún sistema para incrementar su sensibilidad.

En la práctica, el único sistema de hacerlo consiste en reducir la cifra de ruido, lo que se logra fácilmente rehaciendo el link sobre la MF1 empleada para acoplar la cavidad y la entrada del preamplificador.

Para realizar esta operación, habrá que quitar el blindaje y desenrrollar la bobina link de 3 espiras, arrollada abajo sobre el secundario y luego volver a realizar este link con un cable flexible protegido en plástico (diámetro exterior 1-1,2 mm) que se enrrollará sobre el secundario, cubriéndolo totalmente.

De esta forma se logrará un mejor acoplamiento entre el preamplificador y la cavidad, con lo que el primero incrementará su sensibilidad.

TESTER PARA LA SA

Este tester, que comprueba la salinidad del agua, además de ser un accesorio de suma utilidad en la cocina, para cocineras y reposteras, podrá también ser utilizado por aquellas personas que, por motivos de salud, tienen que limitar el contenido de sal en su alimentación.

CAMBIANDO EL VALOR DE UNA RESISTENCIA SE CONVIERTE EN UN MEDIDOR DE LA HUMEDAD DE LA TIERRA

La idea nos ha parecido muy valiosa para preparar un kit, ya que sabemos muy bien que el cálculo de la cantidad adecuada de sal para condimentar los distintos alimentos representa un auténtico problema para los cocineros y, sobre todo, para muchas amas de casa principiantes.

¡Cuántas veces habremos «regañado» a nuestra madre o a nuestra mujer por una sopa muy salada o un asado soso...!

Cualquier cocinero, sobre todo los que trabajan para muchos comensales o en hoteles pueden equivocarse; sea como fuere, con ayuda de este tester ya no se verán obligados a probar continuamente las comidas, para rectificar su sabor.

A este objetivo —que algunos podrían tachar de inútil— se suma otro mucho más importante, ya que este dosificador de sal podrá ser empleado también por todas aquellas personas que, por razones de salud, tienen que comprobar meticulosamente el contenido de sal de su régimen de alimentación.

Además, este instrumento comprobador de la salinidad podrá resultarle útil a algún químico aficionado, para realizar controles de conductividad en líquidos no potables.

Este aparato, si se ajusta convenientemente, también puede servir para medir la humedad de un terreno, por lo que los jardineros podrán vigilar si una planta necesita agua.

Para realizar este probador de sal no se requiere un circuito complicado ya que —como os explicaremos a continuación con más detalle— para su fabricación bastará con un solo integrado y un pequeño microamperímetro.

Esquema eléctrico

El agua carente de sal conduce menos que el agua salada y, como esta característica es proporcional a la cantidad de sal disuelta en el agua, para medirla bastará con construir un óhmetro de gran exactitud, capaz de apreciar la más mínima variación de la salinidad.

Como puede verse en la fig. 1, en la entrada de este circuito se montará una sonda formada por dos sencillos electrodos que se sumergirán en el agua.

De esta forma, la tensión positiva de la pila, a través de la resistencia R1 de 1.000 ohmios, alcanzará uno de los dos electrodos y, pasando a través del agua, llegará al otro electrodo, conectado a la entrada no inversora (patilla 5) del amplificador operacional identificado como IC1/B, incluido en el interior del integrado LM.358.

Si el agua —aunque no esté salada— siempre conduce, se precisa un control para neutralizar esta conductividad residual y, para ello, se emplea el segundo operacional contenido en el interior del LM.358, que hemos identificado como IC/1A en el esquema eléctrico.

Girando el trimmer R2, aplicaremos en la entrada no inversora de dicho operacional una tensión que, obtenida de la patilla de salida 1, se aplicará al terminal negativo del microamperímetro.

Suponiendo que, con la sonda sumergida en agua no conductiva, haya en la salida de IC1/B una tensión positiva de 1 voltio, ajustando el trimmer R2 para lograr también en la salida de IC1/A una tensión de 1 voltio, la aguja del contador indicará cero.

Si la capacidad conductiva del agua aumenta debido a la presencia de una cantidad mínima de sal, en la salida de IC1/B habrá una tensión

ALINIDAD DEL AGUA



ligeramente superior —por ejemplo 1,1 voltio— por lo que la aguja del contador nos indicará este aumento de 0,1 voltio.

Una vez resuelto —con R2— el problema de la puesta a cero, aún nos queda otro, es decir el de la sensibilidad necesaria para determinar el valor máximo de conducción que nos interesa comprobar.

Por ejemplo, para uso doméstico, resultaría muy práctico que la aguja del contador, en caso de que el agua tuviera el punto exacto de sal, se detuviera en la mitad de la escala, para poder comprobar —si se desplaza más allá de este punto— que «se nos ha ido la mano» en la sal y —si no alcanza dicho punto— que nos hemos quedado cortos.

El trimmer R6, conectado en serie a la salida de IC1/B, nos resuelve también este problema.

El diodo led conectado en paralelo al trimmer R2 no sólo sirve —como algunos pueden pensar— como chivato luminoso, sino que también sirve para obtener una tensión de referencia, necesaria para garantizar la adecuada estabilidad del circuito.

Al comienzo del artículo hemos dicho que este aparato podría servir también para medir la humedad del terreno; ahora debemos añadir que, para realizar dicha función, hay que modificar el valor de la resistencia R4 del circuito, empleando una de 470.000 ohmios en lugar de la resistencia de 470 ohmios.

El circuito funciona con una pila de radio corriente, de 9 voltios, con un consumo medio de 8 miliamperios.

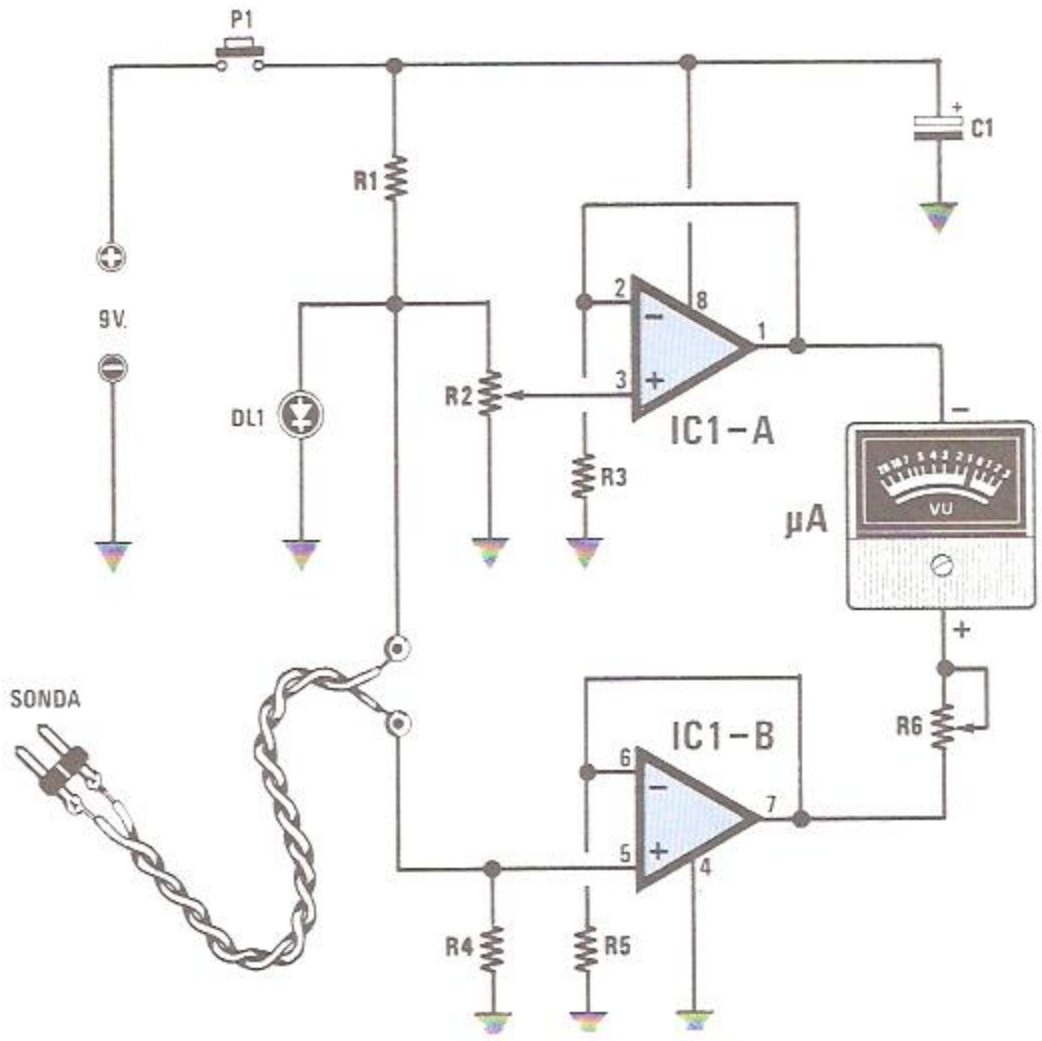
Realización práctica

La realización de este circuito no ofrece dificultades; en efecto, una vez en poder del circuito impreso identificado como LX.821, se podrá montar de inmediato el zócalo para el integrado LM.358.

Tras haber soldado todas las patillas, se pueden montar todas las resistencias y los dos trimmers; a continuación, se instalan los dos condensadores electrolíticos, respetando la polaridad de los dos terminales.

El diodo led se puede montar directamente sobre el circuito impreso o bien conectarlo, por medio de dos cables, para poderlo fijar en la tapadera de una pequeña caja de plástico.

Con dos cables se conectará el contador microamperímetro (100 o 250 microamperios fondo escala) o un tester corriente, lógicamente situado en la capacidad 100-200-250 microamperios CC.; por último, con otros dos



Componentes LX 821

R1 = 1.000 ohm 1/4 wat
R2 = 10.000 ohm trimmer
R3 = 1.000 ohm 1/4 wat
R4 = 470 ohm 1/4 wat
R5 = 1.000 ohm 1/4 wat
R6 = 10.000 ohm trimmer
C1 = 10 mF elect. 25 volt
DL1 = LM.358
P1 = pulsador
uA = instrumento 200 µA

Fig. 1. **Esquema eléctrico y relación de componentes del tester para medir la salinidad del agua.**

cables, se conectará el botón P1 de alimentación.

Una vez instalado el integrado en su zócalo, dirigiendo la muesca de referencia (sustituida, a veces, por un pequeño punto situado en las proximidades de la patilla 1) hacia el trimmer R6 —como puede verse en el esquema práctico de la fig. 2— se puede guardar el circuito —junto con la pila— en el interior de un pequeño contenedor de plástico, como puede verse en la imagen que encabeza el artículo.

Como este contenedor no va perforado, habrá que practicar en el panel frontal la abertura necesaria para encajar el contador, así como un orificio para el diodo led y otro para el botón P1.

Para la abertura del contador, aconsejamos practicar —por dentro del trazado— toda una serie de pequeños orificios adyacentes con una broca de 2 mm., cortando luego con la punta de unas tijeras la fina capa de plástico que separa los orificios. Una vez retirado el rectángulo de plástico, se rematan los cuatro lados internos con ayuda de una lima, para que el instrumento encaje perfectamente en la abertura.

La sonda

El componente más «comprometido» —si es que tal podemos definirlo— es la sonda, ya que sus dimensiones influirán en la sensibilidad y la exactitud del circuito.

Si se realiza una sonda con dos cables muy largos, es evidente que la sensibilidad del instrumento variará según se sumerjan pocos milímetros o muchos centímetros.

Por consiguiente, para lograr una exactitud fiable, habrá que optar por una longitud y una distancia fija entre ambos electrodos.

En las pruebas que hemos realizado, escogimos dos electrodos de 5 mm. de longitud, a una distancia de 2,5 mm.

Hemos utilizado también un jack macho pero hemos pensado que algunas amas de casa, poco experimentadas en electrónica, podrían sumergirlo ligeramente en el agua y otras sumergir incluso el soporte plástico, logrando así mediciones distintas.

Para resolver este problema, hemos colocado en el jack un trozo de tubito plástico de silicona (ver fig. 3), para lograr una superficie idéntica de los electrodos, independientemente de la longitud que se sumerja en el agua.

También hay que tener en cuenta que es frecuente que estas superficies, al contacto con el agua salada, se oxiden; por consiguiente, después de su empleo, habrá que lavar la sonda con agua corriente.

Para evitar este inconveniente se podrían utilizar dos trozos cortos de hilo de acero inoxidable, o cromado, aunque soldarlos es un poco complicado.

No deben emplearse nunca electrodos de cobre, ya que, al oxidarse, se forma en su superficie una película de sulfato de cobre (verdín) que es VENENOSO.

La plata se debe descartar ya que se oxida rápidamente.

También se podrían emplear dos trozos muy cortos de alambre zincado, fijados en el interior de un soporte plástico (que puede ser el cuerpo de un bolígrafo corriente) y, como no sería muy higiénico sumergirlo en la cacerola en la que se cuecen los alimentos, aconsejamos sacar una cucharada de líquido en un vaso y realizar la medición en él, tirando luego su contenido.

Como ya hemos dicho, luego habrá que lavar los terminales de la sonda, para evitar que quede agua salada en su superficie, que al evaporarse dejaría una ligera capa de sal.

Para medir la humedad de un terreno, se pueden emplear dos alambres más largos, incluso de 10 cm. de longitud, fijándolos a un mango de madera, para poderlos clavar con más facilidad en el terreno en el que se vaya a efectuar la medición.

Ajuste

En este instrumento, sólo hay que ajustar dos trimmers:

R1 para el cero de la escala

R4 para el fondo escala

Se comenzará el ajuste girando el trimmer R2, de forma que el cursor cortocircuite a masa

En KITS dejamos huella.



NUEVA **Electrónica**

+IVA

MISCELANEA

	P.V.P. kit completo	P.V.P. sólo circuito
LX 199 Termómetro LED	2.700	900
LX 322 Oscilador a cuarzo para 50 Hz	2.200	450
LX 324 Metrónomo electrónico	1.100	300
LX 373 Temporizador de 1 seg. a 27 horas	4.500	1.000
LX 397 Vanador de velocidad	3.300	750
LX 438 Termostato de precisión	2.450	600
LX 550 Convertidor de 1.7 GHz	53.000	
LX 594 Temporizador de 1 a 99 M	5.000	1.500
LX 650 Receptor para meteosat	15.000	1.600
Mueble serigrafiado	5.100	
LX 693 Exposimetro para flash	4.500	1.025
LX 704 Interruptor Master Slave	3.680	975
LX 726 Doble dado electrónico	3.480	2.050
LX 727 Reclamo electrónico para peces	2.325	610

CIRCUITOS PARA TELEFONO

LX 362 Memoria telefónica	16.000	6.540
LX 495 Amplificador telefónico	2.500	600
LX 684 Avisador telefónico	2.500	860
LX 712 Repetidor de llamada telefónica	5.200	390

CIRCUITOS DIDACTICOS Y EXPERIMENTALES

LX 141 Cuatro amplificadores con un transistor	840	300
LX 509 A/B Oscilador a transistores	7.950	860/860
LX 665 Experimente con su osciloscopio	5.500	2.750
LX 666 Experimente con su osciloscopio	1.700	500
LX 647 Oscilador de frecuencia variable	2.500	500
LX 648 Oscilador de frecuencia variable	3.000	600

TRANSCEPTORES, INTERFONOS

LX 378 Conmutador para transceptor	2.800	378
LX 481 Interfono REO	9.600	1.800
LX 591 Transceptor para 27 MHz	14.300	3.000
LX 637 Scrambler para comunicaciones secretas	6.600	2.300
LX 722 Conmutador para transceptor	1.325	335

CIRCUITOS PARA AUTOMOVILES

LX 169 Antirrobo para automóvil	1.905	670
LX 214 Cuentavueltas a diodos LED	2.600	800
LX 327 Cargador automático de baterías auto	5.550	1.000
LX 474 Luces psicodélicas	4.100	380
LX 521 Amplificador de 50 wat	10.700	600
LX 522 Convertidor de corriente continua	16.900	1.100
LX 639 Automatismo para luces de coche	3.900	700
LX 640 Indicador de régimen óptimo para coche	3.700	1.400
LX 642 Claxon musical		
LX 642 AC Bobina exponen		
LX 752 Salva-bateri		

RECEPCION

	P.V.P. kit completo	P.V.P. sólo circuito
LX 190 Convertidor de CB en onda media	2.700	550
LX 294 Preamplificador de UHF	3.350	400
LX 305 Sintonizador de OM	7.950	1.300
LX 311 Filtro de BF para receptores de radio	1.960	440
LX 325 Un BFO para oir la banda lateral	1.800	440
LX 376 Preamplificador CB	2.800	424
LX 377 Preamplificador 144-146 MHz	3.200	500
LX 416 Preamplificador de FM para auto	2.910	500
LX 431 Preamplificador para OM y OC	700	300
LX 441 Receptor a superreacción para UHF	3.280	500
LX 467 Receptor de UHF para la gama de 110-190	8.800	1.300
C1/467 Caja	3.800	
LX 499 Receptor de OC	10.000	1.300
LX 562 Receptor CW	6.975	800
LX 605 Escucha la TV sin cables (receptor)	3.250	450
LX 612 Reciva OC en un receptor de OM	5.900	400
LX 662 Mini-receptor FM	4.900	750
LX 678 Convertidor micrófono	2.900	600
LX 721 Receptor FM para 21-27-30	8.020	560

MEDICINA ELECTRONICA

LX 218 Ionizador de ambiente/limpia discos	3.500	1.300
LX 559 Detector de acupuntura	2.550	500
LX 575 Estimulador de acupuntura	15.500	3.800
LX 654 Acupuntura portatil	3.500	750
LX 711 Electromagnetoterapia en alta frecuencia	5.680	1.440
C 711 Caja	2.000	
LX 731 Monitor para la electromagnetoterapia	990	300

BAJA FRECUENCIA, AMPLIFICACION Y CONTROL

LX 110 Amplificador de 25 wat	3.300	1.000
LX 255 Fadder	2.445	500
LX 314 Amplificador de 200 wat	22.115	2.500
LX 319 Expansor compresor para grabaciones	2.400	400
LX 370 Control de Loudnes	1.100	500
LX 371 Amplificador de 15 wat	3.000	800
LX 372 Protector de cajas acústicas	2.700	600
LX 396 Control de presencia	1.175	350
LX 469 Oscilador de baja frecuencia de 2 tonos	2.250	700
LX 483 Ecualizador gráfico	6.950	1.000
C/483 Caja	2.250	
LX 485 Control de volumen	2.050	600
LX 495 Amplificador telefónico	2.000	600
LX 508 Amplificador de 10 wat	7.500	1.900
LX 521 Amplificador de 50 wat	16.200	600
LX 528 Oscilador de baja frecuencia	1.040	300
LX 537 Generador de baja frecuencia	1.800	300
LX 538 Mezclador estéreo	5.300	600
C/538 Caja	1.500	

INSTRUMENTACION

	P.V.P. kit completo	P.V.P. sólo circuito
LX 126 Sonda de alta impedancia	850	70
LX 212 Convertidor de tester	4.125	700
LX 317 Voltímetro digital	5.050	800
LX 340 Como calcular La Z de su antena	2.700	700
LX 360/1 Tester digital	16.600	1.800
Mueble	5.290	
LX 364 Ohmetro	24.950	3.800
Mueble	5.500	
LX 369 Comprobador de transistores	3.625	600
LX 455 Como medir la impedancia de su altavoz	1.200	400
LX 486 Capacimetro digital	22.000	5.500
LX 488 Voltímetro LED	2.300	700
LX 511 Vumetro a barras LED	2.650	500
LX 563 Probador FET y MOSFET	1.350	400
LX 596 Medidor de estacionarias	3.125	800
LX 597/8 Frecuencimetro digital	25.600	3.400
LX 600 Preescale para frecuencimetro	24.000	2.000
LX 603 Generador de barrido	5.135	900
LX 660 Analizador gráfico de B.F.	39.000	1.000
LX 675 Probador de Beta	2.500	1.000
LX 676 Medidas de sintonía con osciloscopio	1.500	300
LX 694 Tester digital	9.500	3.000
LX 695 Tester digital	9.500	1.500
Mueble	2.400	
LX 715 Multiplicador de frecuencia	3.260	1.575
LX 716/716 A Sonda AF amplificada para frecuencimetro	1.800	310
LX 725/725 B Frecuencimetro de 1.3 GHz	20.050	2.800
C725 Mueble serigrafiado	3975	
LX 730 Preamplificador para osciloscopio	2.325	260
LX 732 Comprobador acustico de uniones P-N	1.950	470
LX 748 Atenuador AF-BF de impedancia constante	3.700	1.250

ALARMAS - DETECCION - MANDO A DISTANCIA

LX 169 Antirrobo para automóvil	1.905	670
LX 337 Emisor de infrarrojos	2.000	500
LX 338 Receptor de infrarrojos	3.200	700
LX 348 Telemando de 3 canales (transmisor)	3.100	600
LX 349 Telemando de 3 canales (receptor)	5.985	1.000
LX 436 Electroshock como antirrobo	2.300	600
LX 457 Relé fónico	3.100	200
LX 458 Telemando por cable	6.360	1.800
LX 460 Mando a distancia por telefono	21.800	3.600
LX 471 Detector de proximidad	1.545	400
LX 543 Central de alarma	13.350	6.000
LX 557 Detector de puerta abierta	2.300	500
LX 574 Cerradura codificada	6.200	900
LX 617 Emisor barrera de infrarrojos	1.500	300
LX 618 Receptor barrera de infrarrojos	3.200	600
LX 619 Localizador de conducciones eléctricas	1.275	400
LX 623 Detector de metales	3.500	400
LX 623 AC Bobina captadora para detector	5.200	
LX 657 Emisor 300 MHz	1.800	400
LX 658 Receptor 300 MHz	2.900	500
LX 679 Fuente de alimentación para alarma	2.000	400
	19.125	2.200

EMISION

LX 001 Emisora de TV privada	42.000	1.500
LX 010 Emisora de FM de 1 wat	3.650	300
C/010 Caja	2.100	
LX 011 Fuente de alimentación para LX-010	2.100	150
LX 020 Lineal de 12 wat para el LX-10	7.700	3.000
LX 021 Fuente de alimentación para LX-020	8.770	1.500
LX 022 Lineal de 15 wat	9.500	2.600
LX 267 Codificador estereo	14.000	2.500
Mueble	5.500	
LX 335 Lineal de CB de 50 wat	14.000	4.200
LX 352 Lineal de 200 wat	87.700	8.300
LX 353 Fuente de alimentacion para lineal 200 wat	18.125	1.000
LX 359 Micrófono de FM	1.900	400
LX 427 Compresor de micrófono	1.125	500
LX 492 Sintetvador de 800 canales	16.000	1.800
LX 494 Fuente de alimentacion para LX 022	4.600	1.000
C1/494 Caja	3.400	
LX 516 Excitador lineal de 60 wat	38.500	600
LX 540 Emisor mudulador para CB	5.100	300
LX 561 Transmisor de telegrafia	4.500	500
LX 604 Escucha la TV sin cables (emisor)	3.000	400
LX 615/6 Llamada selectiva para radio-telefono	4.400	800
LX 667 Emisor en OM	2.200	400
LX 677 Micrófono de FM emisor sintetizado	8.050	2.500
LX 720 Transmisor FM para 21-27 30 MHz	5.040	950
LX 723/724 lineal CB de 50 W	12.200	2.675

Además todos los componentes para el montaje completo

Servicio Rápido a Provincias

ELECTRONICA SANDOVAL s.a.

EN NUESTRO CONTESTADOR AUTOMATICO RECIBIREMOS SUS GRATOS PEDIDOS FUERA DE NUESTRO HORARIO.

DE NO TENER EXISTENCIA DE LOS MATERIALES SOLICITADOS, LE CONTESTAREMOS POR CARTA, TELEX O TELEFONO.

Telex 47784 - SAVL-E PERMANENTE

(91) 445 18 33 PERMANENTE (8 lineas)

Sandoval, 3 Sandoval, 4
Sandoval, 6
28010 MADRID

Hemos seleccionado para vds. las mejores marcas y productos de 1ra. linea.

CONSULTENOS, SOLUCIONAREMOS SU PROBLEMA!!

Correos Postal Express cuallado RENFE SEUR

Todos los kits del mercado.

TARJETA PEDIDO DE KITS N.E.

Deseo recibir los KITS siguientes:

Cant.	Referencia	Precio + IVA

El importe lo hago efectivo mediante

- ☐ talon bancario a nombre de E. SANDOVAL
- ☐ reembolso
- ☐ giro postal anticipado

NOTA - Debe añadirse 150 pesetas por gastos de envio en los KITS.

D.

Calle

Ciudad

D.P. Provincia

ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

Sandoval, 3 - Teléfs. 445 75 58 - 445 76 00
Sandoval, 4 } Teléf. 445 18 33 (8 lineas)
Sandoval, 6
28010 MADRID

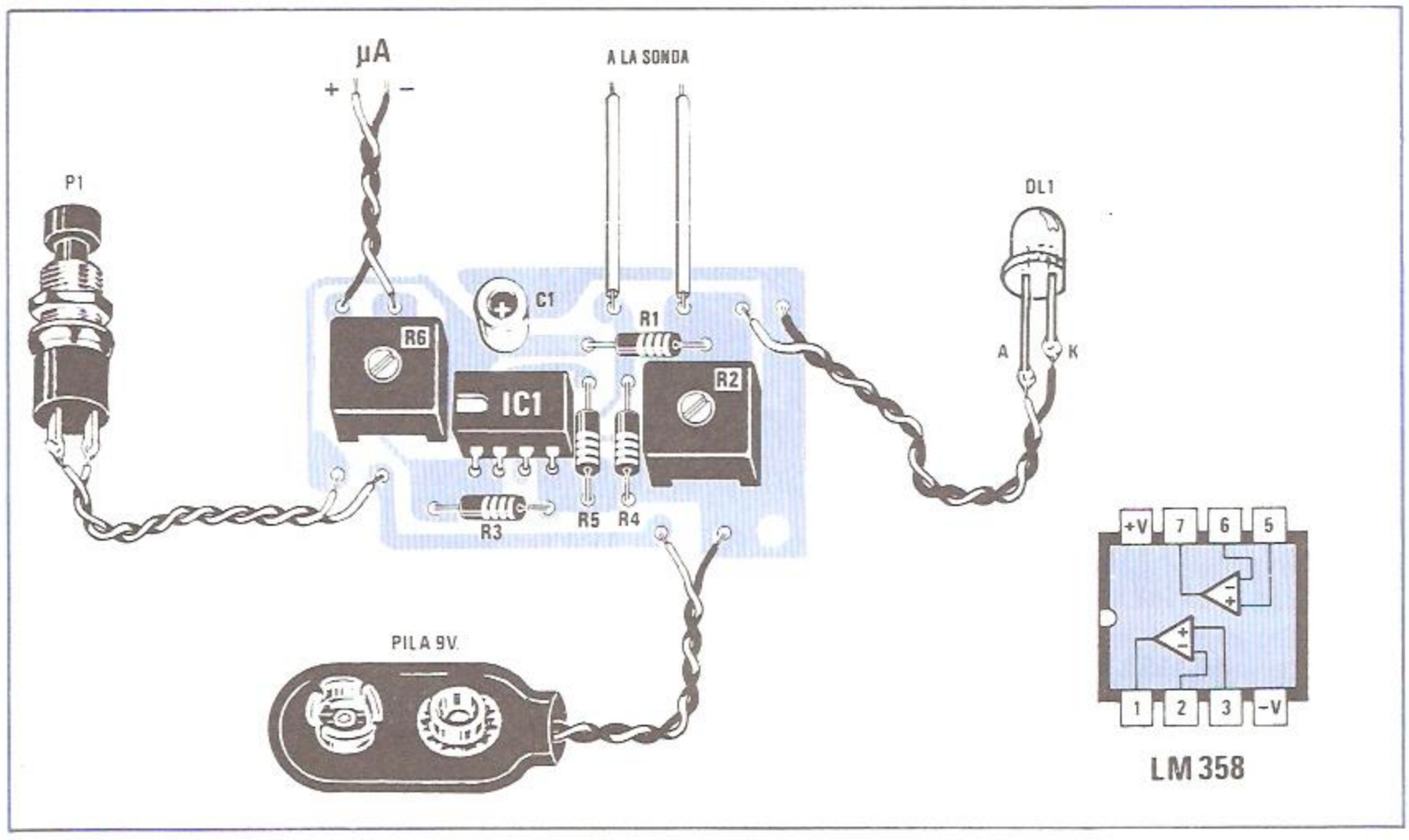


Fig. 2. **Esquema práctico del montaje y conexiones del circuito integrado LM358 vistas desde arriba.**

la entrada del operacional IC1/A.

Entonces habrá que sumergir la sonda en un vaso de agua NO SALADA y, como la aguja del contador indicará un valor de tensión, habrá que girar el cursor del trimmer R2 hasta que la aguja quede exactamente en el cero.

Ahora, habrá que SALAR el agua al punto deseado, es decir al que vosotros consideréis óptimo.

Al sumergir de nuevo la sonda, la aguja se desplazará más o menos hacia el fondo escala; por consiguiente, girando el trimmer R6, trataréis de situarla en el centro de la escala.

Ahora ya, si echáis en el vaso agua normal, al reducirse la salinidad, la aguja se desviará hacia el «cero»; si echáis agua más salada, la aguja se desviará hacia el fondo escala.

Si no lográis evaluar estas variaciones de salinidad, significa que habéis realizado una sonda con terminales demasiado largos; en consecuencia, tendréis que acortarlos o distanciarlos algo más.

Modificando el trimmer R6, podréis aumentar o reducir la sensibilidad del instrumento; en efecto, si para la salinidad «normal», en lugar de ajustar la aguja a la mitad de la escala, la ajustáis a 3/4, habréis aumentado la sensibilidad.

Lógicamente, si la ajustáis a 1/4 escala, la sensibilidad será menor, lo que significa que podréis también controlar si el aguaa está muy salada.

Por consiguiente, modificando las dimensiones o la distancia entre las puntas cortas de la sonda y moviendo el trimmer R6, podréis conseguir, tras varios intentos, la dimensión y el ajuste más apropiados para vuestras necesidades.

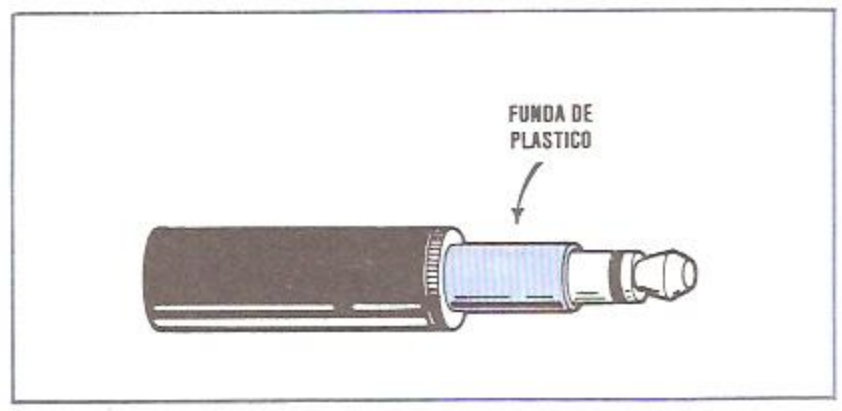


Fig. 3. **Como se explica en el articulo, la sonda se puede realizar con dos terminales o con una toma de jack, aislando, con un tubito de plástico, una parte del metal exterior.**

MAILING ELECTRONICA
Carretera de Granada, 21
23660 Alcaudete (Jaén)
Teléfono (953) 561099

!! NUEVO 87/88 !!
CATALOGO
MAILING
ELECTRONICA
Más de 7.000 componentes y 65 KITS EXCLUSIVOS con características y precios.
!! APARECE ESTE MES ¡¡
DE VENTA EN KIOSCOS
325 Ptas. IVA incl.
o solicítelo a nuestra dirección
enviando giro, sellos o reembolso + gastos.

KIT MODULO AMPLIFICADOR DE B. F. MOS FET

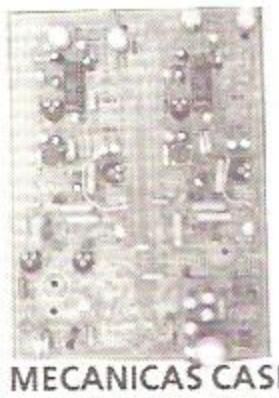


300W./4Ω 200W./8Ω (con nuestra fuente)
Doble pareja 2SK1352SJ50. Resistencias precisión 1%
Placa serigrafiada de fibra de vidrio.
Distor arm e intern (0.05. Relación señal ruido 120db
Alimentación max. + 75v ov -75VCC (5ooW.) ± 40V min. Sens. entrada 1.2V. RMS/30 KΩ. Ganancia x23
PRECIO ..... 9.880 + I.V.A.
MODULO MFA 150
POTENCIA DE SALIDA: 50, 75, 100, 150 VATIOS
Dependiendo de la tensión de aliment. y de la carga 4/8Ω
Alimentación de ± 40Vcc a ± 62. Resto de parámetros igual al 300 W. (simple pareja de salida)
PRECIO ..... 6.595 + I.V.A.
VERSION ESPECIAL + 75V (150W./8Ω) .... 6.955 + I.V.A

FUENTES TOROIDALES



* Incluyen transformador toroidal bifilar
* Condensadores alta eficiencia Trobo
* Barra cobre distribuidora de masas. Cable y terminales de gran sección. Fusible lento adecuado.
*FUENTE + 75/0/ - 75 V. (recomendada para 1 MFA 300) transformador toroidal 50-0-50 AC 5 Hmp. Puente 10 Amp. 125 V. Dos condensadores 10.000 µF 100V. 9'6 A
PRECIO ..... 13.300 + I.V.A.
*FUENTE + 75/0/ - 75 V. (recomendada para 2 MFA 300) Lo mismo que la anterior sólo que el transformador es de 50-0-50 AC 7'5 Amp.
PRECIO ..... 14.768 + I.V.A.
*FUENTE + 62/0/ - 62 V. (recomendada para 2 MFA 150) Transformador toroidal de 40-0-40V. 6'5 Amp. Dos condensadores de 10.000 µF 63V. 6'2 Amp. Puente rectificador 10 Amp. 125 V. (metálico)
PRECIO ..... 11.830 + I.V.A.
*FUENTE + 65/0/-65 V. (recomendada para MFA 600) Dos transformadores toroidales de 40-0-40 AC. 6'5 Amp.(1.000W). Puente rectificador 25 Amp. 250V. Dos condensadores electrolíticos de 10.000 F 100V. (9'5 Amp.)
PRECIO ..... 20.000 + I.V.A.





MECANICAS CASETTE
Motor electrónico, 12V. cuentavueltas, cabezales ste. Horizontal
PRECIO ..... 1.400 + I.V.A.
Otra versión
Motor electrónico 12 V. selenoide paro automático teclas y frontal de plástico serigrafiado. Vertical con electrónica de mando
PRECIO ..... 3.000 + I.V.A.

ELECTRONICA CASETE
*Dos canales stereo, reductor de ruido GNR Placa preparada para paro electrónico Oscilador balanceado y bobinas Toko Fuente alimentación, VUMETER stereo, Potenciometros. Entrada micro y línea. Salida) 1 V. RMS.
PRECIO ..... 8.275 + I.V.A.

PREAMPLIFICADOR PARA BAJOS



Algunos de nuestros lectores nos han preguntado cómo es posible que, aún utilizando un buen amplificador y unas excelentes cajas acústicas, no logren una excelente amplificación de la gama de los «bajos». Este inconveniente no siempre es debido a un fallo del amplificador o de las cajas acústicas, sino al ambiente que absorbe estas frecuencias de forma anómala. Se requiere, por lo tanto, un circuito que las potencie.

Es muy difícil que la habitación en la que vamos a instalar nuestras cajas acústicas constituya un «ambiente perfecto», es decir carente de reflexiones o absorciones; por ello, es posible que incluso el mejor amplificador Hi-Fi no logre ofrecer su máximo rendimiento.

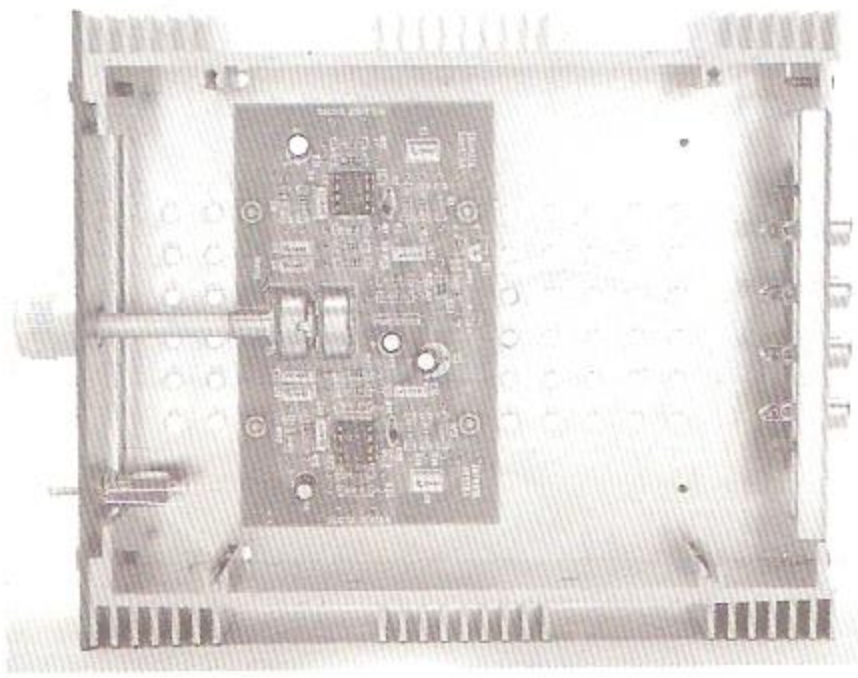
Este inconveniente se suele notar, sobre todo, en las notas de los bajos, al ser las frecuencias de más fácil «absorción», así como las que nuestro oído percibe con menor intensidad.

Por esta razón, la potencia desarrollada por un amplificador en esta única gama de frecuencias es considerablemente superior a la desarrollada para la gama de los medios y de los agudos; no obstante y a pesar de ello, puede ser insuficiente.

En efecto, un mismo disco escuchado con un amplificador situado en otro ambiente tiene otro sonido, es decir las notas bajas de un instrumento de cuerda, el sonido de un tambor, una voz, etc., destacan en mayor medida.

Y, sin embargo el disco y el amplificador siguen siendo los mismos, pero como nadie ha pensado en colocar su amplificador en un «ambiente distinto», se llega a la conclusión evidente de que la causa de dicho inconveniente radica en la marca del aparato o en la calidad de las cajas acústicas.

El circuito impreso de este preamplificador Sub-Woofer se puede encerrar en la caja dotada de panel frontal que puede verse en la foto superior. El espacio sobrante en su interior se puede aprovechar para alojar una fase de alimentación.

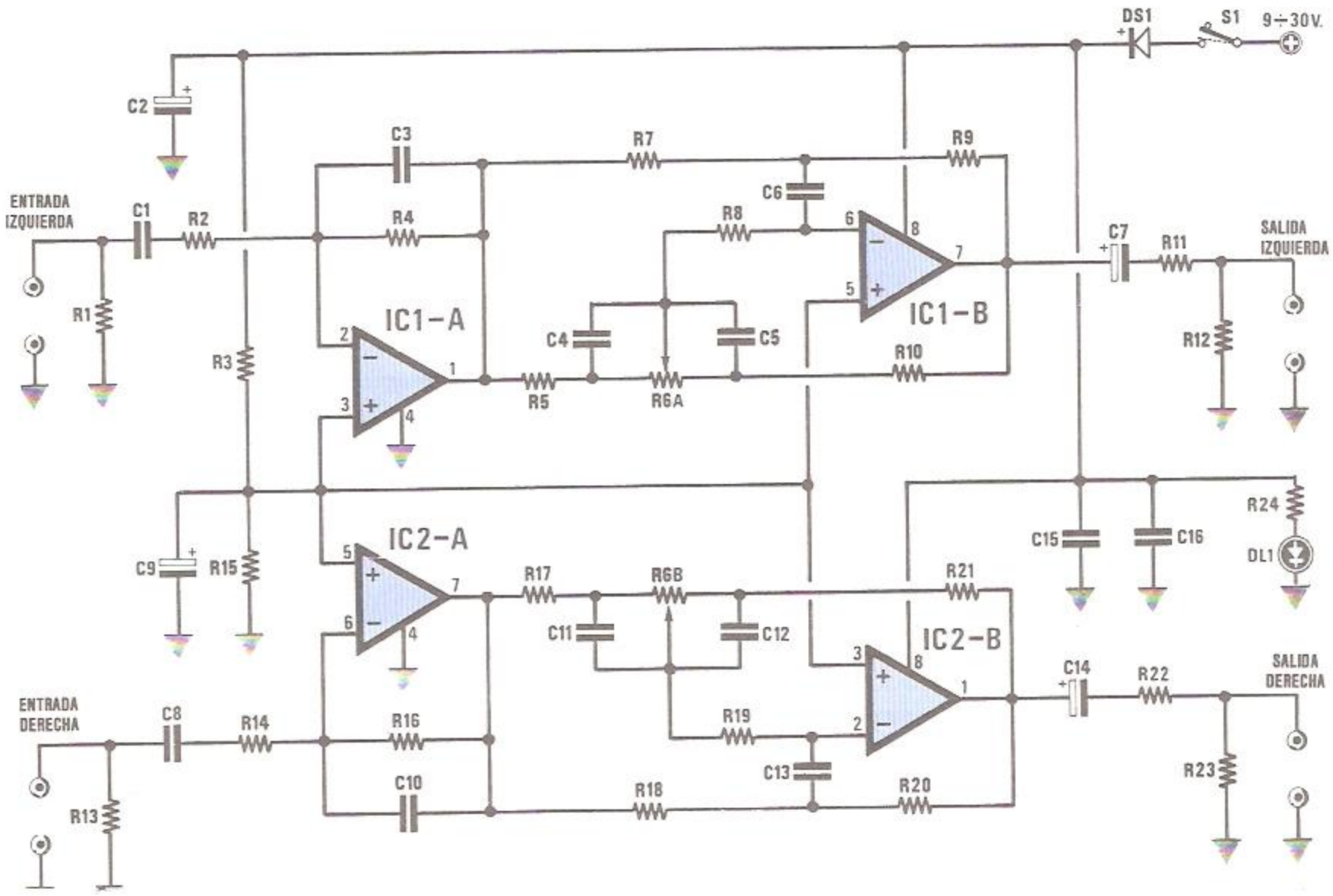


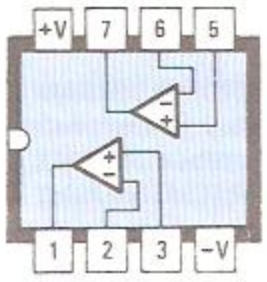
Aunque esto puede ser cierto en parte, es frecuente que el único responsable sea el ambiente y, como no se puede cambiar la decoración o mudarse de casa para lograr una audición mejor, sólo queda una solución: utilizar un circuito que amplifique más estas notas bajas, para compensar las absorbidas por el ambiente.

Esquema eléctrico

El esquema eléctrico que os ofrecemos es en versión ESTEREO; en consecuencia, consta de dos fases totalmente idénticas, que utilizaremos indistintamente, una para el canal derecho y

Fig. 1. Esquema eléctrico del Sub-Woofer y relación de componentes. A la izquierda, las conexiones del integrado TL.072 o su equivalente TL.082, vistas desde arriba. El circuito, como se explica en el artículo, puede alimentarse con cualquier tensión que no sea inferior a 9 voltios ni superior a 30 voltios.





TL072

COMPONENTES LX.820

R1 = 330.000 ohm 1/4 wat
R2 = 47.000 ohm 1/4 wat
R3 = 100.000 ohm 1/4 wat
R4 = 47.000 ohm 1/4 wat
R5 = 10.000 ohm 1/4 wat
R6 = 100.000 + 100.000 ohm pot. lin.
R7 = 220.000 ohm 1/4 wat
R8 = 10.000 ohm 1/4 wat
R9 = 220.000 ohm 1/4 wat
R10 = 10.000 ohm 1/4 wat
R11 = 100.000 ohm 1/4 wat
R12 = 100.000 ohm 1/4 wat
R13 = 330.000 ohm 1/4 wat
R14 = 47.000 ohm 1/4 wat
R15 = 100.000 ohm 1/4 wat
R16 = 47.000 ohm 1/4 wat
R17 = 10.000 ohm 1/4 wat
R18 = 220.000 ohm 1/4 wat
R19 = 10.000 ohm 1/4 wat
R20 = 220.000 ohm 1/4 wat
R21 = 10.000 ohm 1/4 wat
R22 = 100 ohm 1/4 wat
R23 = 100.000 ohm 1/4 wat
R24 = 1.500 ohm 1/4 wat
C1 = 220.000 pF poliéster
C2 = 22 mF elct 40 volt
C3 = 33 pF disco
C4 = 47.000 pF poliéster
C5 = 47.000 pF poliéster
C6 = 4.700 pF poliéster
C7 = 10 mF elect 25 volt
C8 = 220.000 pF poliéster
C9 = 10 mF elect 25 volt
C10 = 33 pF disco
C11 = 47.000 pF poliéster
C12 = 47.000 pF poliéster
C13 = 4.700 pF poliéster
C14 = 10 mF elect 25 volt
C15 = 100.000 pF poliéster
C16 = 100.000 pF poliéster
DS1 = diodo 1N.4150
DL1 = diodo led
IC1 = TL.082
IC2 = TL.082
S1 = Interruptor

ELECTRONICS, S. A.

COMPONENTES ELECTRONICOS PROFESIONALES RADIO Y AFICIONADOS

RADIO TELEVISION EMISION AMATEUR ALTA FIDELIDAD

DIPUTACION, 173 / TEL. 253 92 50 / 08011 BARCELONA

TRANSMISOR FM-20 W

- Programable entre 87,5 a 108 Mhz
- Funcionamiento en mono o estéreo.
- Potencia regulable: 2 a 20 W continuamente.
- Sintetizador controlado a cristal de cuarzo.
- Nivel de entrada: 0 dB sobre 600 Ω.
- Desviación de frecuencia: ± 75 Khz.
- Impedancia de salida: 50 Ω conector tipo «N».
- Distorsión menor que 0,25% a 1 Khz.
- Respuesta en frecuencia: mono 10 a 15.000 hz con un preénfasis de 50 μs ± 1 dB.
- Respuesta en estereo: 10 a 100 Khz ± 0,7 dB.
- Supresión de AM: mayor que 60 dB.
- Respuestas espúreas y armónicas menores de 60 dB.
- Construcción modular.
- Red: 220 V ± 10%.
- Peso aproximado: 9 kg.
- Formato rack: 3 u.
- Consumo: 85 W.



AMPLIFICADOR 250 W



- Potencia de entrada máxima: 20 W.
- Potencia de salida: 250 W. máxima.
- Impedancias de entrada y salida: 50 Ω.
- Conectores entrada-salida tipo «N».
- Rendimiento superior al 70%.
- Circuito de protecciones con memoria
- Ancho de banda ± 5 Mhz.
- Red: 220 V.
- Formato: Rack 5 u.
- Consumo: 400 W.
- Peso aproximado: 17 Kg.

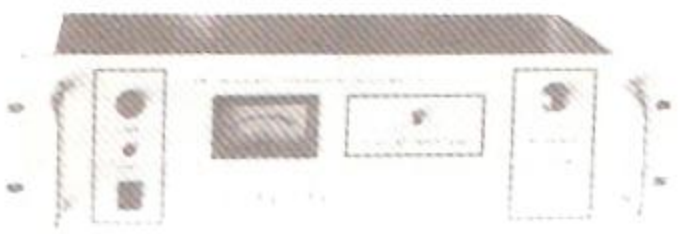
CODIFICADOR ESTEREOFONICO

- Nivel de entrada: 0 dB (0,700 mVef.) regulable.
- Impedancia de entrada: 2 kΩ desbalanceada.
- Distorsión menor de 0,3% a 1 Khz.
- Respuesta de frecuencia: 10 a 15.000 hz ± 1 dB.
- Preénfasis de 50 μs.
- Separación de canales: mayor de 40 dB a 1 Khz.
- Frecuencias de piloto: a 19 Khz y subportadora de 38 Khz controladas a cristal de cuarzo.
- Relación señal ruido mejor que 50 dB.
- Red: 220 V ± 10%.
- Peso aproximado: 3 kg.
- Formato rack: 2 u.
- Consumo: 25 W.
- Ajustes externos.



UNIDADES MOVILES Y RADIO ENLACES

TRANSMISOR UHF



- Campos de trabajo 440 a 470 Mhz - 10 W. 880 a 940 Mhz - 5 W.
- Funcionamiento en mono o estéreo.
- Sintetizado a cristal de cuarzo.
- Nivel de entrada: 0 dB - sobre 600 Ω.
- Desviación de frecuencia: ± 100 Khz.
- Conector de salida tipo «N» - 50 Ω.
- Distorsión menor que 0.25% a 1 Khz.
- Preénfasis de 50 μS en mono.
- Supresión de AM. mayor que 60 dB.
- Respuestas espúreas menores de 60 dB.
- Construcción modular.
- Red 220 V ± 10% (o 13,8V cc).
- Peso aproximado: 9 kg.
- Formato rack: 3 u.

RECEPTOR UHF



- Campos de frecuencia: 440 a 470 Mhz. 880 a 940 Mhz.
- Salida multiplexada (mono o estéreo).
- Osciladores cuarzados.
- Nivel de salida: 0 dB sobre 600 Ω.
- Conector de entrada tipo «N».
- Conector de salida tipo «BNC».
- Sensibilidad: 1 μV para 20 dB S+N/N.
- Ancho de banda: 200 Khz.
- Toma de cascos para motitorizado.
- Red 220 V ± 10%.
- Peso aproximado: 3,5 Kg.
- Formato rack: 2 u.
- Consumo: 20 W.

Consúltenos por carta o por teléfono · Envíos a toda España

otra para el canal izquierdo (ver fig. 1).

Al ser dos fases idénticas, nos limitaremos a describir el canal izquierdo, partiendo de la toma de entrada identificada como entrada izquierda.

Aunque se podría conectar directamente al pick-up, es preferible insertar esta entrada entre la salida del preamplificador y la entrada de la fase final de potencia.

La señal de BF, después de atravesar el condensador C1 y la resistenci R2, alcanzará la patilla de entrada inversora 2 del primer operacional marcado IC1/A, utilizado tan sólo como fase separadora con ganancia unitaria.

La señal presente en la patilla de salida 1, por medio de un control de tonos exclusivamente para Bajos tipo Baxandall, llegará al segundo operacional marcado como IC1/B.

Manteniendo a mitad de recorrido el cursor del potenciómetro lineal R6/A, el circuito tendrá una respuesta plana en toda la gama de frecuencia Bajos-Medios-Agudos.

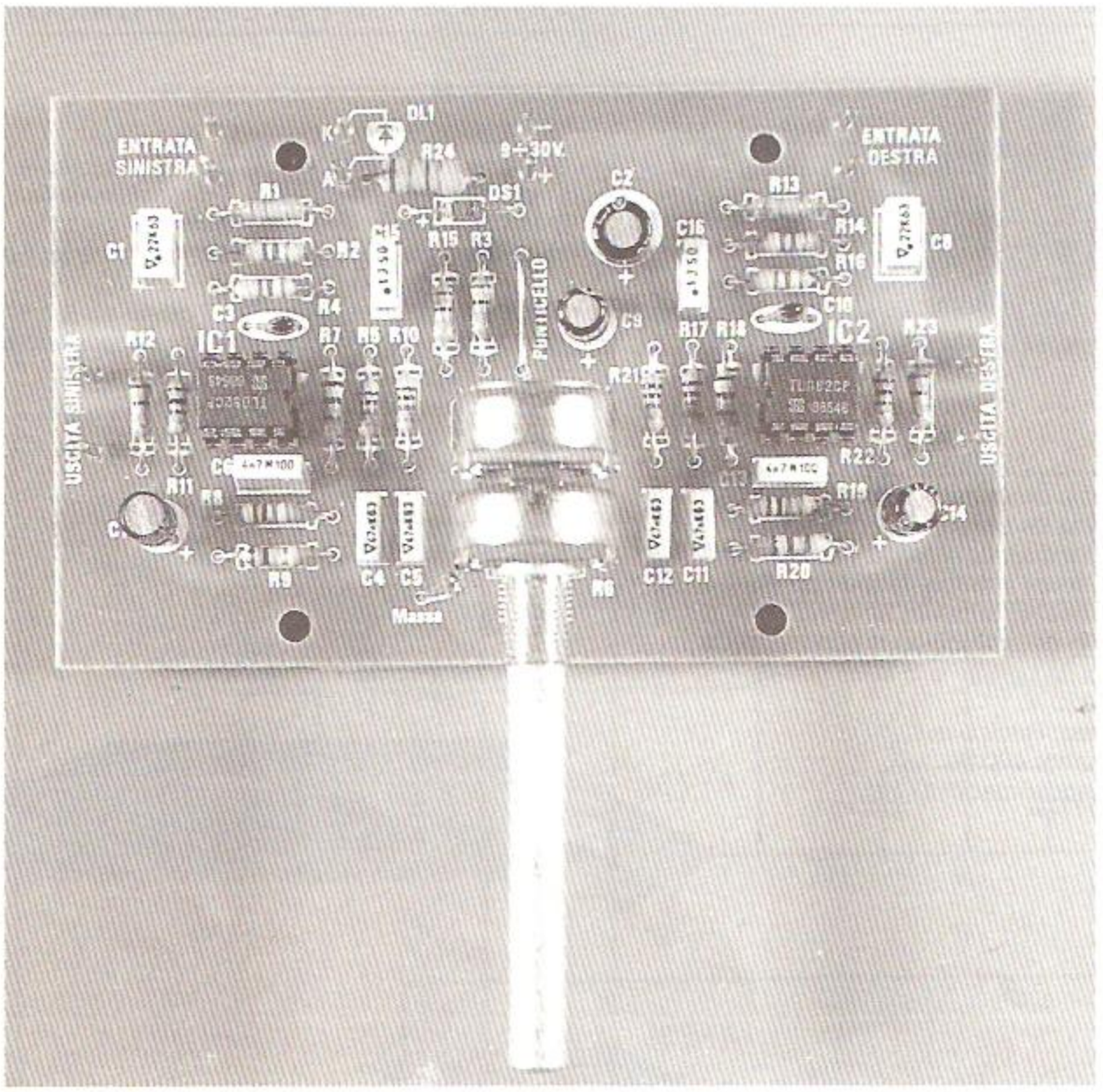
Desplazando el cursor hacia la resistencia R5, se obtendrá una ganancia de aproximadamente 20 dB (equivalente a un aumento de 10 veces en tensión) en todas las frecuencias comprendidas en la gama de 10 a 30 Hz; girando el cursor hacia el lado contrario, es decir hacia la resistencia R10, se obtendrá una atenuación, también de 20 dB, en la misma banda de frecuencias.

Repetiremos que las otras frecuencias de Medios y Agudos no sufrirán variación alguna y, para mayor exactitud, os diremos que de 300 a 500 Hz —es decir en la banda de Medios/Bajos— obtendremos un ligero aumento o una ligera disminución de ganancia, de aproximadamente 5-8 dB.

De la patilla de salida 7 de IC1/B podremos obtener la señal corregida en la tonalidad de Bajos, que, pasando a través del condensador electrolítico C7 y la resistencia R11, alcanzará la salida izquierda, siendo transportada después a la entrada de la fase final de potencia.

Este circuito se puede alimentar con una tensión variable entre un mínimo de 9 voltios y un máximo de 30 voltios y como su consumo es mínimo —oscila alrededor de los 20-30 miliamperios— podemos tomar dicha tensión

Fotografía del circuito impreso LX820 con todos sus componentes insertados. Observar el puente en el circuito impreso y la conexión a masa del potenciómetro.



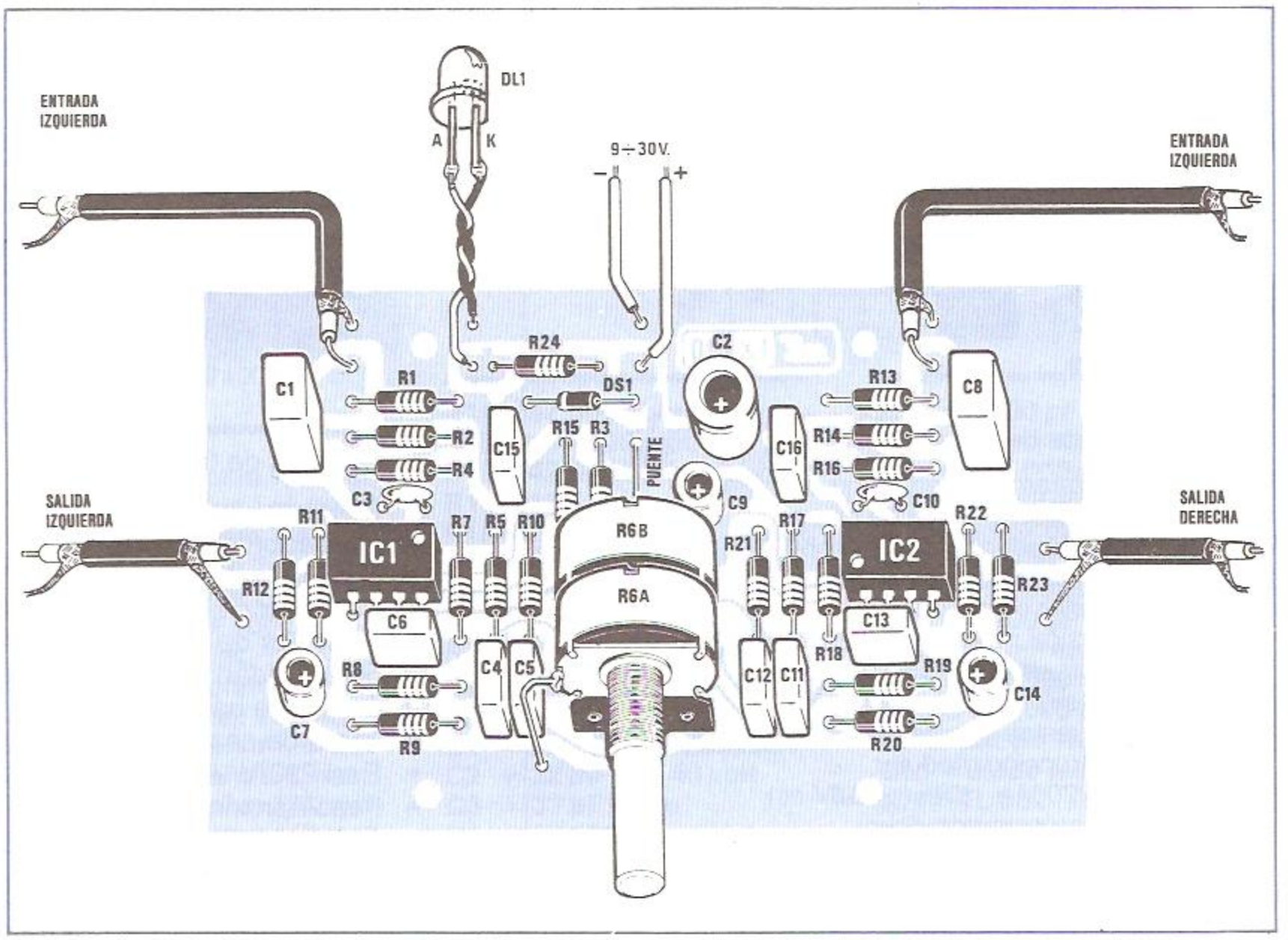


Fig. 2. Esquema práctico de montaje del circuito. Para las entradas y las salidas es imprescindible utilizar cable apantallado. No debe olvidarse la conexión a masa, mediante un trozo de metal, de la carcasa metálica del potenciómetro doble.

directamente del preamplificador o de la fase final de potencia.

Como las patillas de entrada no inversoras de los cuatro operacionales (ver patillas 3-5, marcadas con un +) tienen que alimentarse con la mitad de la tensión de alimentación, para lograrlo utilizaremos el divisor resistivo R3-R5 y el condensador electrolítico C9.

Realización práctica

El circuito impreso empleado para este montaje es un ejemplar de una cara identificado como LX.820. Una vez en poder del circuito, se soldarán primero los dos zócalos para los integrados TL.072 (que pueden sustituirse por TL.082), comprobando que no se provocan cortocircuitos entre dos patillas adyacentes.

Finalizada esta operación, se pueden montar todas las resistencias, presionándolas a fondo para que el cuerpo adhiera perfectamente a la base del circuito impreso; luego, con un trozo de hilo de cobre desnudo —es decir, sin esmalte aislante— se realizará el único puente existente, cerca de la resistencia R3.

A continuación, se montarán todos los condensadores poliéster y como las capacidades impresas en sus cuerpos pueden indicarse en nanofaradios o en microfaradios, reflejamos a continuación los equivalentes de los valores empleados, a fin de evitar errores de interpretación:

220.000 pF = .22 o 220n
100.000 pF = .1 o 100n
47.000 pF = .047 o 47n
4.700 pF = 4n7

En las cercanías de los dos zócalos se montarán los dos pequeños condensadores cerámicos C3 y C10; luego se instalan todos los condensadores electrolíticos, respetando la polaridad positiva y negativa de los dos terminales.

En último lugar se monta el potenciómetro doble de 40 saltos, sin olvidar conectar la carcasa metálica a la masa mediante un trozo corto de hilo de cobre desnudo.

Terminado el montaje, se instalarán los dos integrados TL.072 en sus zócalos, dirigiendo el puntito de referencia impreso en su cuerpo (ver fig. 2) hacia el potenciómetro doble.

En los terminales de «entrada y salida» de señal, se soldarán trozos de cable apantallado, conectando la malla metálica al terminal que conduce a la pista de masa.

Para la alimentación, aconsejamos el empleo de un trozo de cable negro para el negativo y un trozo de cable rojo para el positivo.

El mueble

Un circuito que amplifica toda la gama de los bajos comprendida entre los 20 y los 300 Hz no se puede utilizar ABIERTO, ya que sería inevitable captar el zumbido de alterna a 50 Hz, pudiéndose oír por los altavoces.

Por consiguiente, deberá encerrarse el circuito en cualquier caja metálica, conectando la masa del circuito (pista conectada al negativo de alimentación) al metal de la caja.

Para quienes deseen poseer un aparato con buen aspecto estético, le aconsejamos la caja que hemos empleado para nuestros prototipos (ver foto de apertura); no obstante, su coste es algo elevado ya que los laterales van realizados con dos aletas de refrigeración oxidadas, el interior con chapa zincada dorada y el panel frontal con aluminio pintado al fuego, con perforaciones y serigrafía.

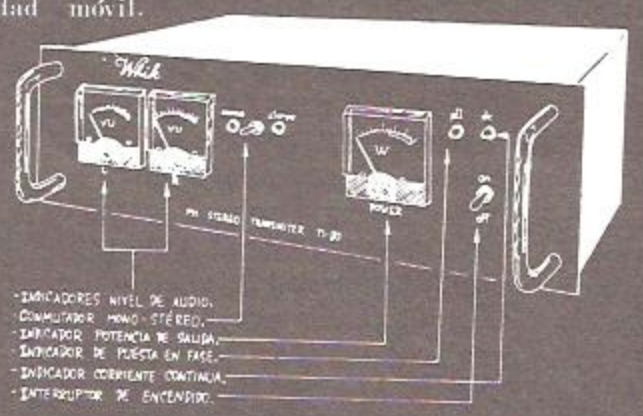
Considerando el coste, hemos considerado la caja como un accesorio independiente, de cuya adquisición se podrá prescindir caso de que se desee ahorrar en el precio total del kit.

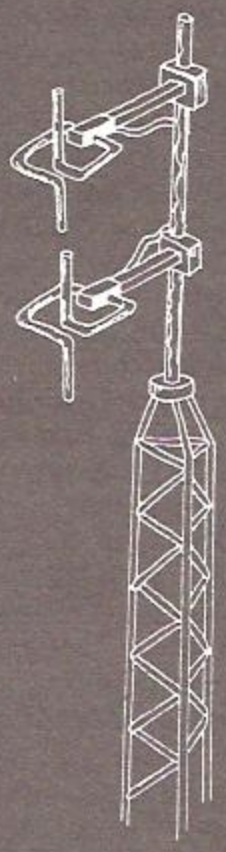
La caja tiene unas determinadas dimensiones y, en su interior, se ha previsto también el espacio suficiente para alojar un pequeño transformador de alimentación si se desea un aparato autónomo.

Whik

Equipamiento para emisoras de Frecuencia Modulada

- Transmisores stereofónicos de 20 y 80 W.
- Amplificadores de potencia.
- Sistemas de antena de 2 y 4 elementos.
- Radioenlaces.
- Unidad móvil.





- Gran experiencia en instalación de emisoras locales y municipales, con más de 100 instaladas en todo el territorio nacional.
- Proyectamos su caso sin compromiso.
- Para mayor información, consulte a nuestro distribuidor:

Beltron ELECTRONICA

c/. San Vicente Ferrer, 6
Teléfono (91) 447 66 13
28004 Madrid

SORTEO DE KITS ENTRE NUESTROS SUSCRIPTORES

Resultado del sorteo celebrado el 9 de octubre de 1987 ante notario:

LX 565 Detector de crestas

Josep March March
José M. Pérez Palomo
Juan de Dios Vargas Ramos
Antonio Devis Martínez
Francisco Puerto Cambra
Alonso Martínez Sabater
Salvador Martínez Vagas
José M. Crespo Larrea
Carlos Gasco Torrea
Fernando Satue González
Cristóbal Cuerda Rozalez
J. Pedro Gla Córdoba
José N. Ruiz Villafranca
Antonio Rey García
Eugenio Solvas Navarro
Mariano Nevias Carretero
J. José Muntaner Monserrat
Carlos Urguía García
Baltasar Peláez Fernández
José Yern Costa
José Ribas Prats
Daniel Coll García
Pedro Serrano Torres
Fernando Romeo Casasnovas
Agustín González Prat
Henri Rossier Rubio
Enrique Aran Lambea
Juan Grau Ballara
Joaquín Molins Andreu
Telec Electricidad
Julian Frutos Tijero
Isidoro J. Carreira Suero
Manuel Sánchez Ramírez
José Aido Cano
Mariano de Cáceres Molero
Manuel Barbera Luján
José Gómez Rabanillo
José Manuel Herrero Osuna
José Fco. Fernández de Quero
Juan José Baena Arcos
Manuel Varela Caneda
Area Electrónica I.P.F.P.
Braulio Gener Ruscalleda
Julián de la Hoz Vázquez
COSAE, S.L.
Col. Salesiano San Juan Bosco
José L. Aguilera Rodríguez
Jordi Peiris Pujolar
Alfredo Romero Montero
José R. López de Aldra
Josu Mujica Elorza
Mikel Larrañaga Isasmendi
Jesús Arana Gómez
Camilo Vilas Rodiño
Manuel A. González Torres
Andre García
Francisco J. Martínez Alegre

LX 475 VFO para 27 MHz

Raúl Fernández Navau
Joaquín Ibars Gispert
Alfredo Gutiérrez Curria
Francisco Besso Regordosa
Ramón Jiménez Hornero
Pedro Ortiz Gandía
Juan J. García Calles
Antoni Carrasco Rodríguez
José M. Lozano Galeano
Pablo Bosch Vivancos
Andrés Martín Vidal
Miguel A. Martínez Antón
José Menéndez Rosa
Agustín Boj Gómez
Fco. J. Chavarría González
Francisco J. Zambrano
Antonio del Pozo Ordóñez
Manuel Márquez Ruiz
Faustino Bernal Sánchez
Enrique de Ridder Hoge
Luis Martín Benítez
J. Manuel Fernández Torilo
José M. Lucas Ballester
Iñaki López Zurikarai
Antonio Durán Oroz
Manuel Soto Alfaro
Daniel Gómez Ordóñez
José Carlos Tocino Fernández
J. Antonio Alvarez Alvarez
Luciano Suárez Rodríguez
Egberto Beltra Perdomo
Sebastián Pérez Rodríguez
Víctor Moreno Betancor
Agustín Sosa Suárez
Alejandro Sosa Socorro
Manuel Santana Quintana
Doramas Rodríguez Martel
José M. Peña Tejera
Carmelo Cabrera Fuentes
José L. Martínez Hernández
Severino Abalo Abalo
Eduardo Sánchez Porto
Carlos Mateos Andrés
Armando Acosta Santana
Pascual López Alonso
Miguel A. Cabrera Pinto
Antonio Olvera Molina
Carlos A. Marsal Travesen
Juan de la Rosa López
Lorenzo García Melián
Israel Marrero Rodríguez
Rafael Figueroa García
Julio Gutiérrez Aja
Juan Escudero Jiménez
Roberto Gancedo Losada
Angel Caraza Fernández
Antonio M. Gallego Pérez
Juan M. Gallego Plaza
Alejandro Villa-Zevallos
Juan B. Ortega Ortega
José M. Martínez Pérez
Martín Martínez Madrigal
Aurelio García López
Joan Costa Mercade
Raimundo Guzmán Salazar
Rodolfo Bacharach de Val
Agustín Risueño Navalón
Emilio López García
Víctor Adam Borras
José L. González Plata
Itziar Bilbao Cievas
Francisco J. Jiménez Llorente
Fco. J. Legue Villar
Antonio Ribeiro Morais
José A. Cristóbal García
Eugenio de Andrés de Andrés
Fernando Pereda Vinuesa
Antonio Pages Luchoro
Pascual Cruzado Serrano
Vicente Vives Iñiguea
José Ruiz López
J. José Zamora Heredia
Miguel Gutiérrez Gómez
Capdepera Radioclub
Ramón García González
Francisco Junza Gonzalo
Francisco Soro Bergua
Antoni Font Gisbert
Andrés García Maro
Francisco J. Amor Hernández
José Aguilar Altés
Dr. Juan Eckar
Jesús Serrano González
Pere Oliva Sanitjas
Ramón Romero Espadamala
Gabriel Puig Serratosa
Carlos Blanco Calvo
Jaime Celdrán Madvell
José A. del Olmo García
Juan J. del Olmo Varona
Juan Coello Melero
José A. Navarro Santamaría
Rafael Mercader Bejarana
Enrique Monzo Manzanet
Jesús Eiroa García
Rafael del Olmo López
Antonio Guera Corredea
José C. Naya Regueira
Antonio Teira Sampayo
Ovidio Trillo Trillo
José M. Fernández García
Santiago García Gutiérrez
Enric Bonada Dou
José P. Reyes Calvente
F. Manuel Mólina Moreno
Eugenio Gumiel Hernández
José I. Amiano Jauregui
José M. Madariaga Navarro
Evaristo López Guerra
Raúl Vega González
Rodolfo Crespo Asento
Juan Padial Padial
José Cuesta Sancho
Félix Legaz Sánchez
Julián de Pablo Pascual
Emilio Ramos González
Manuel Serena Pérez

LX 608 Sincro Flash

Carlos del Río Menéndez
Fernando Frunbeck Olmedo
Rosendo Jorba Lloveras
Gerardo Balbor
Jesús Vez Luque
Juan Marín Haro
José J. Gallo Trébol
Ceferino Rodríguez Fernández
José Belejo de Sousa
Gabino Alonso Martínez
José A. Amago Hernández
Eduardo Zuazua Sánchez
Luis M. del Río Villegas
Luciano Pérez Medina
José Juan Soto Cabrera
Pablo Rodríguez Mesa
Serafín Arjones Rodríguez
Manuel Arias Chaos
Antonio Comsaña Sieiro
Pablo J. González Casal
Jeremías G. Rodríguez
Francisco J. Dávila Dorta
Antonio Domingo Reina Gar.
Miguel Blanco Salgueró
Fernando González Gómez
Silvestre Torres Ortiz
José M. Gene Llagostera
Salvador Llaurado Magriña
José F. Bonfill Ferre
Joaquín Roca García
Carlos Lecha Zapater
Angel Cacho García
César Abarca Landete
José Gómez Planas
Esteve Candela Estruch
Com. Gcia. Munte Gallego
Angel Jover Carbo
Francisco Pérez Olmedo
Alfonso Sacristán Andrés
Julián López Rodríguez
Juan M. Quesada Torres
José A. Martínez Zelayarán
José M. Lambarri de la Torre
Fco. José Bernabeu Sierra
Angel R. García Ferrer-Labor
Pedro Gordo Yagüe
Julio Marín Langarita
Gerardo Romano Igartua
Ramón Belda Toledo
Miguel Bolucer Muñoz
Antonio Florit Fiol
Cristóbal Canaves Vives
José López Sánchez
Salvador Espin Carreras
Juan García Barceló
Joan Figueras Bertrán
Manuel Espinosa Iglesias
Joan Cases Sole
Ignacio Vicario Santidrián
José Borrego Román
Juan M. Gunturiz Martínez
Agustín Fiuza Pena
Emilio Fernández Pérez
Angel M. Aguirrezábal
Joxeba Albisu Gojenola
Gaspar Fernández Sánchez
Alfredo Macía Perendreu
José A. Paules Fañanas
Antonio Palacios Eyto
Fco. Javier Pérez Martínez
Sebastián Robles Honrado
Ramón Novau Sopena
Jesús Oliveros Prieto
José M. Martín Serrano G.
Manuel González Martínez
Antonio Cifuentes Cifuentes
Jesús Tapial Carrasco
Rosario Amate Díez
Cristóbal Martín Ortega
Alfonso Valencia Valencia
José Santos González
Miguel Morales Fernández
José Sampedro Labra
Celso Castaño Menéndez
Juan E. Sigu Castro
Fco. Santiago Marrero Luis
Manuel T. Martín Benito
Fco. Javier Gómez Tocón
Virgen Reyes Esc. F.P.
Josep M. Gil Amargos
José M. Viñas Budi
Antonio Pazos González
Manuel F. Romero Labrada
José Espi López
Juan Morcillo Jiménez
Adolfo Barcena Gutiérrez
Rafael J. Araus Ortega
Fco. Antonio Ferrer
Pedro Alfaye Aznar
Antonio Isiegas Artigas
Iñaki Arzuaga Chillón
Salvador Beltrán Mayol
Jaime Miralles Gil
Antonio Alférez Luque
Luis M. López Miras
Valentín Jiménez Martín

EN EL PRÓXIMO NÚMERO



Transmisor para telecámara

Si poseéis un grabador de vídeo con su correspondiente cámara, a color o en blanco y negro, con el proyecto que os presentamos en el próximo número de Nueva Electrónica podréis transmitir todas vuestras filmaciones directamente a vuestro televisor, a una distancia máxima de un centenar de metros si se utiliza una antena de varilla y de cerca de un kilómetro si utilizáis una antena direccional.

Con este pequeño transmisor portátil de televisión, en el que también hemos incluido entrada para audio, multiplicaréis las ocasiones de utilización de vuestra cámara y de una manera más imaginativa.

Nuestro diseño se ha establecido para realizar la transmisión en los canales de la banda III, con la utilización de cuarzos en 5.º sobretono y, naturalmente, la alimentación es a 12v.

NUEVA ELECTRÓNICA

A LA VENTA EL 1 DE DICIEMBRE

MAS DE 12.000 EMISORAS EN LOS 5 CONTINENTES NOS AVALAN

DB Electrónica y Telecomunicaciones es una de las empresas líderes en el campo FM. Su fabricación abarca desde generadores de estéreo digitales, moduladores de 10 y 20 wats., unidades móviles, radioenlaces hasta transmisores de más de 10 Kw.

COMPARE NUESTRA RELACION PRECIO-CALIDAD

DELEGACIONES EN:

ANDALUCIA
INOTEC Electrónica
Constancia, 9 Acc
Tel.: (954) 45 83 76
SEVILLA

CANTABRIA
RADIO MARTINEZ
Profesor Jiménez Díaz, 13
Tel.: (942) 23 13 74
SANTANDER

GALICIA
SYMELEC
Barcelona, 25
Tel.: (986) 47 11 36
VIGO

VIZCAYA
MICRO
Juan Antonio Zunzunegui, 9
Tel.: (94) 441 02 89
BILBAO

DB

DB ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES
IMPORTADOR EXCLUSIVO PARA ESPAÑA:
VIMESA
COMERCIAL: TEL.: 715 31 18 APARTADO 57.069 MADRID
ADMINISTRACION: TEL.: 690 20 29 APARTADO 111
FUENLABRADA (MADRID)
TELEX: 49657 FLEJI E