Año I Nº 6 200 pts

nueva ELECTRONICA

montajes de vanguardia al alcance de todos

de Hobby Press, S.A.

ESPECIAL RADIO LIBRE

MONTE SU EMISORA FM ESTEREO

de 10 a 200 Wats con oscilador sintetizado de 800 canales en 88-108 MHz



Y tambien ..... Convertidor de parábola para el METEOSAT

SUMARIO

COMUNICACIONES

Este mes dedicamos la mayor parte del contenido de la revista a los aficionados a la «radio libre», tan difundida en Europa y sobre todo en Italia, de donde parte nuestra publicación.
Con los Kits que proponemos en este número, podréis montar una emisora de FM de hasta 10 wats. de potencia y en stereo, en cualquiera de las frecuencias de la banda 88-108 MHz.
Os adelantamos que en el próximo número aparecerá un lineal de 200 wats. que complementa, aumentando su potencia, nuestra emisora de FM.

6 **Alimentador estabilizado,** con salidas de 5 volts y 12 volts, con capacidad suficiente para el funcionamiento de los tres elementos base que forman la emisora de FM: codificador stereo, sintetizador de frecuencias y lineal de 10 Wats.

10 **El lineal** que presentamos, de 10 wats de potencia máxima, tiene como novedad fundamental la de utilizar como transistor de potencia un MOSFET, cuya principal virtud estriba en poder variar la potencia de salida mediante un simple potenciómetro, todo ello sin modificar la impedancia de salida.

18 Mediante la utilización de este **oscilador sintetizado** de 800 canales, nuestra emisora de FM podrá «trabajar» en cualquier hueco de la banda comercial de FM, manteniendo la estabilidad y precisión en frecuencia de un equipo profesional de alta calidad.

36 Ninguna emisora de FM que se precie puede efectuar sus transmisiones en «MONO». El **codificador stereo** que presentamos convierte a la emisora de FM de NUEVA ELECTRONICA en una auténtica emisora «STEREO», cumpliendo todas las normas y características internacionales de la transmisión FM STEREO MULTIPLEX.

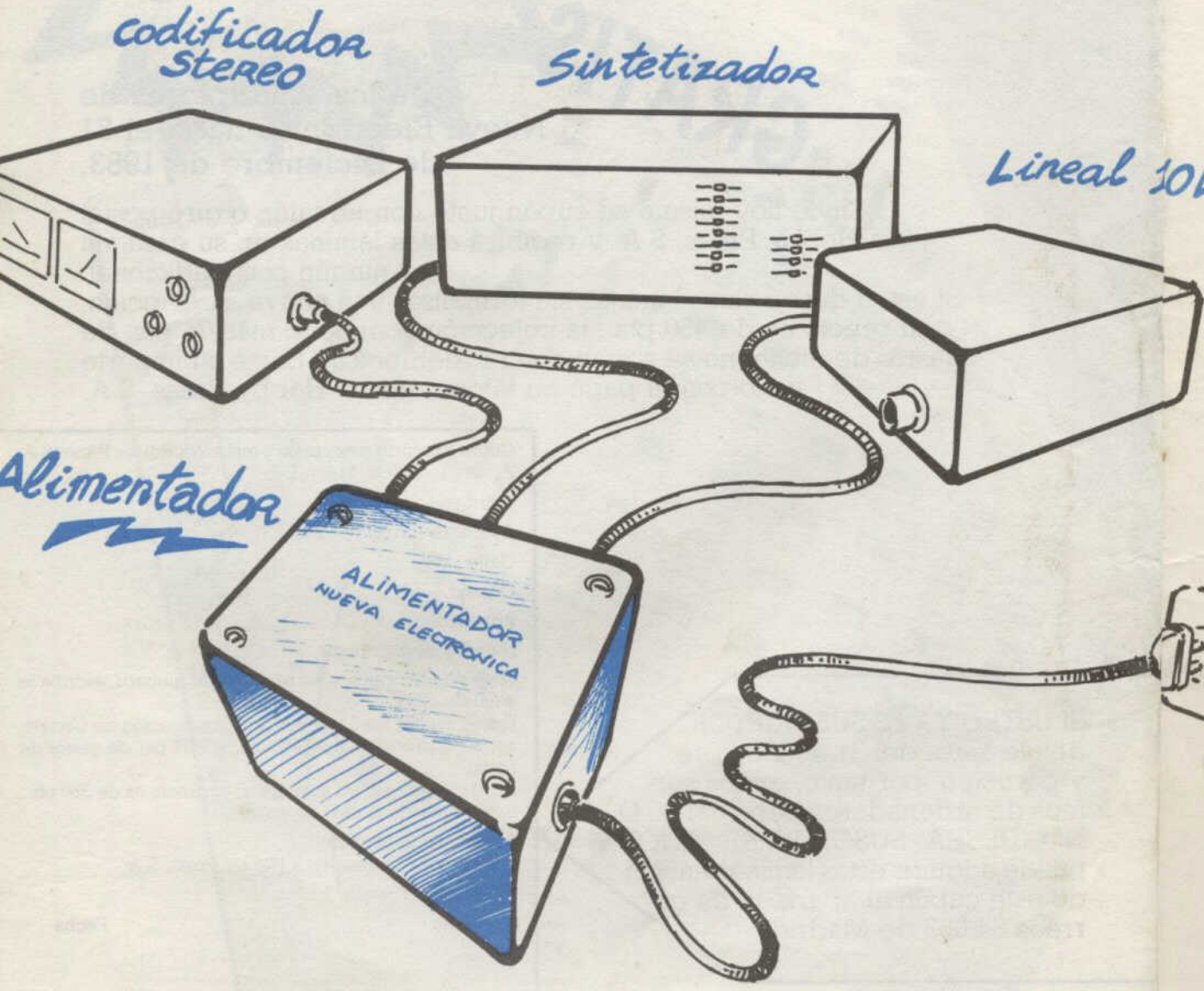
METEOSAT

64 Con este **convertidor de 1,7 GHz-137 MHz,** que ofrecemos a nuestros lectores perfectamente ensamblado y ajustado, se completa el sistema de recepción del satélite meteorológico. Este convertidor ha sido diseñado con elementos de la más moderna tecnología para la recepción de frecuencias SHF, como el transistor amplificador de entrada tipo GaAsfet.

REVISTA MENSUAL - N.º 6 - NOVIEMBRE 1983

Director General: José I. Gómez Centurión. **Director Técnico:** Miguel Angel Rodríguez. **Confección:** Jaime González Andrino. **Secretaria de Redacción:** Marisa Cogorro. **Traducción:** Pilar Puente. **Edita:** Hobby Press, S.A. **Presidente:** María Andrino. **Director Administrativo:** Maribel Arenal. **Jefe de Publicidad:** Jesús Sánchez Peral. **Suscripciones:** Rosa González. **Fotografía:** Javier Martínez. **Redacción, Administración y Publicidad:** C/ Arzobispo Morcillo, 24, oficina 4. Madrid-34. Teléfono 733 50 12. **Distribución:** Coedis. C/ Valencia, 35. Barcelona. **Imprime:** Novograph. **Fotocomposición:** Comphoto. C/ Nicolás Morales, 40. Madrid-19. **Representante para Argentina, Chile, Uruguay y Paraguay:** Cía. Americana de Ediciones, S.R.L. Sud América, 1532. Teléfono 21 24 64. 1290, Buenos Aires (Argentina). **Depósito Legal:** M-18437-1983. Se solicitará control de OJD. Traducción en lengua española de la revista «Nuova Elettronica», Italia. **Director General:** Montuschi Giuseppe.

FUENTE de ALIMENTACION ESTABILIZADA, para 5 a 12 Volt



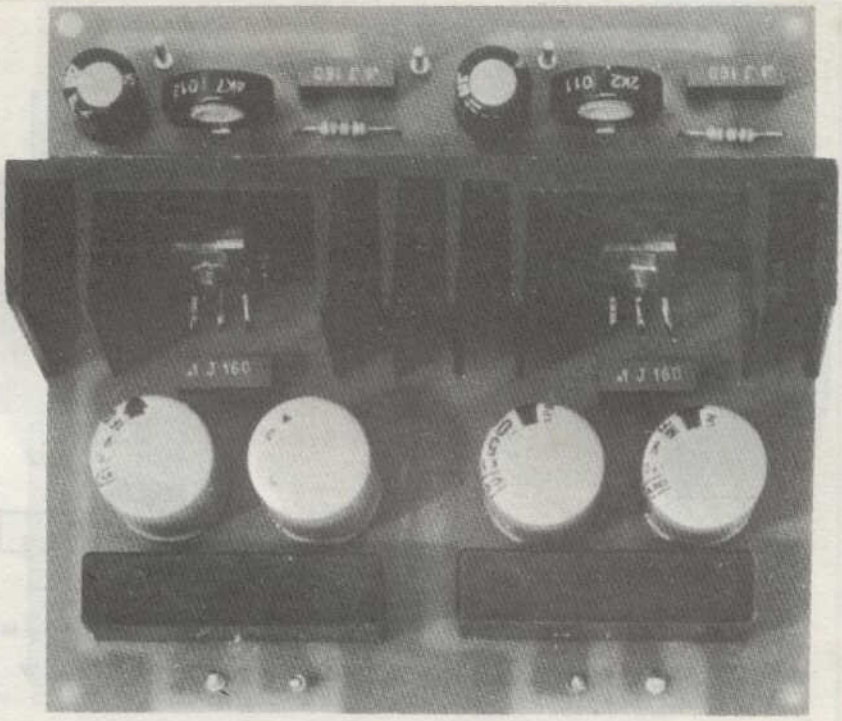


Foto del alimentador, capaz de suministrar los 5 y 12 volt. necesarios para alimentar el excitador FM y el correspondiente lineal de 10 watt., incluidos en este mismo número.

Si no disponéis para el excitador programable o para el lineal de 10 watt a mosfet, de una tensión de 5 y 12 volt. 2 amperios máximo, podéis realizar este alimentador.

EL alimentador que describimos puede suministrar tensiones distintas de aquellas para las que ha sido realizado: por ejemplo, desde el integrado estabilizador conectado al secundario del transformador que proporciona 9 volt., podemos, girando el trimmer R2, obtener en la salida un mínimo de 2,5 volt. y un máximo de 7,5 volt.

Mediante el segundo integrado estabilizador conectado al secundario que suministra 15 volt., girando el trimmer R5 se puede, en cambio, obtener en la salida un mínimo de 2,5, pero puede, incluso, alcanzar los 15 volt.

Por lo tanto, si alguien se interesa en un esquema del que conseguir las tensiones antes citadas, con una corriente máxima de 2 amperios podrá encontrar este alimentador muy útil.

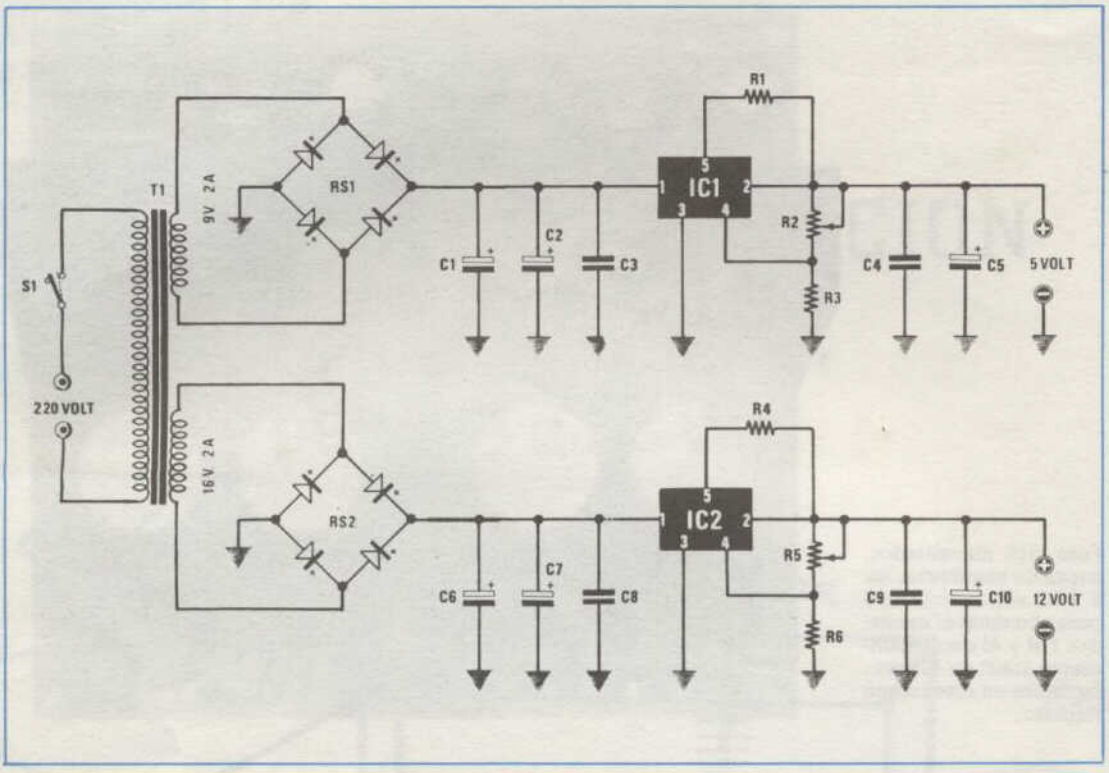
Los dos trimmer de nuestro circuito deben, en cambio, ajustarse para 5 y 12 volt. (ó 12,6 volt.) puesto que éstas son las tensiones de alimentación requeridas por el excitador programable, modulado en FM y por el lineal a mosfet.

Como puede verse en la fig. 1, el esquema es muy sencillo, basta rectificar la tensión alterna suministrada por el secundario del transformador con un puente, filtrar con un condensador electrolítico la tensión pulsante y después se aplica al terminal 1 del integrado estabilizador L200.

Variando la tensión de referencia del terminal 4 mediante un trimmer de ajuste, se puede obtener del terminal de salida 2 la tensión estabilizada del valor requerido.

REALIZACION PRACTICA

En el circuito impreso LX494 se colocan todos los componentes necesarios para la realización de este alimentador, excluido, lógica-



mente, el transformador de alimentación. Para el montaje no se requiere particular atención, basta respetar la polaridad de los condensadores electrolíticos e insertar los dos integrados estabilizadores, como se puede ver en el esquema práctico de la fig. 2.

Es aconsejable distanciar, 1 ó 2 mm. como máximo, el cuerpo de las resistencias cerámicas R1 y R4 del circuito impreso, para que al calentarse no se dañe el circuito impreso.

Una vez terminado el montaje, se monta la aleta de refrigeración sobre los dos integrados estabilizadores, sin interponer mica aislante; se conecta a las dos entradas la tensión alterna de 9 volt. y de 16 volt., y el circuito ya está preparado para funcionar.

Naturalmente, antes de conectarlo al excitador y al lineal FM hay que ajustar los dos trimmer R2 y R5 para obtener en la salida exactamente 5 volt.; en cambio, para los 12 volt. se puede, como máximo, llegar a 12,5-12,6 volt.

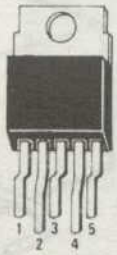
Recordar que es aconsejable obtener para las dos tensiones positivas un hilo de cobre aislado en plástico que tenga 1 mm. de diámetro (del cobre), lo mismo se refiere a los dos hilos negativos. Si usamos para la masa un solo hilo es lógico que tenga un diámetro mayor (unos 1,5 mm.) para poder ser suficiente para una corriente de carga del orden de 4 amperios.

Precios de Kits y circuitos de este n.° en pág. 76.

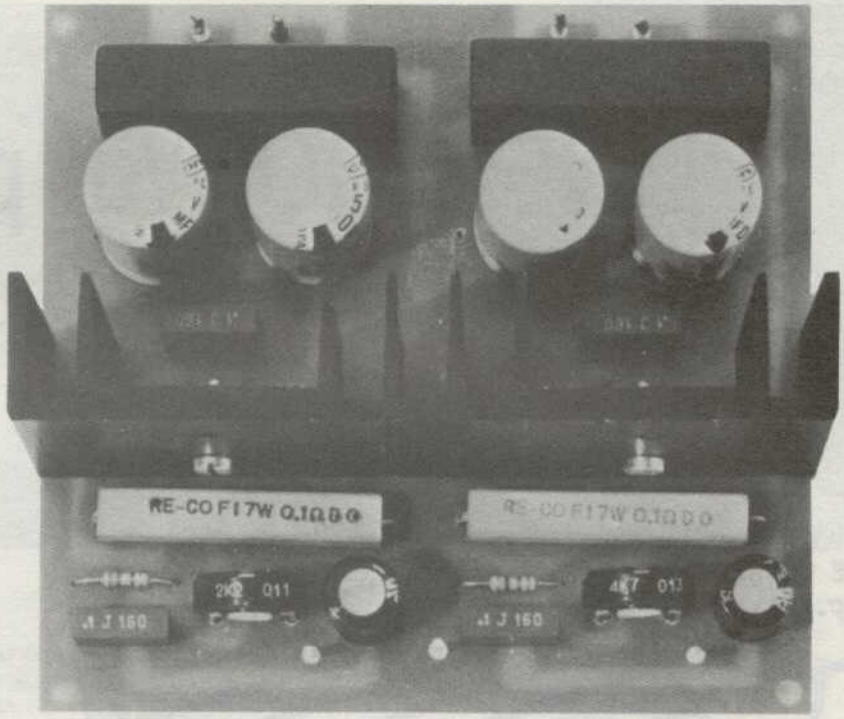
COMPONENTES

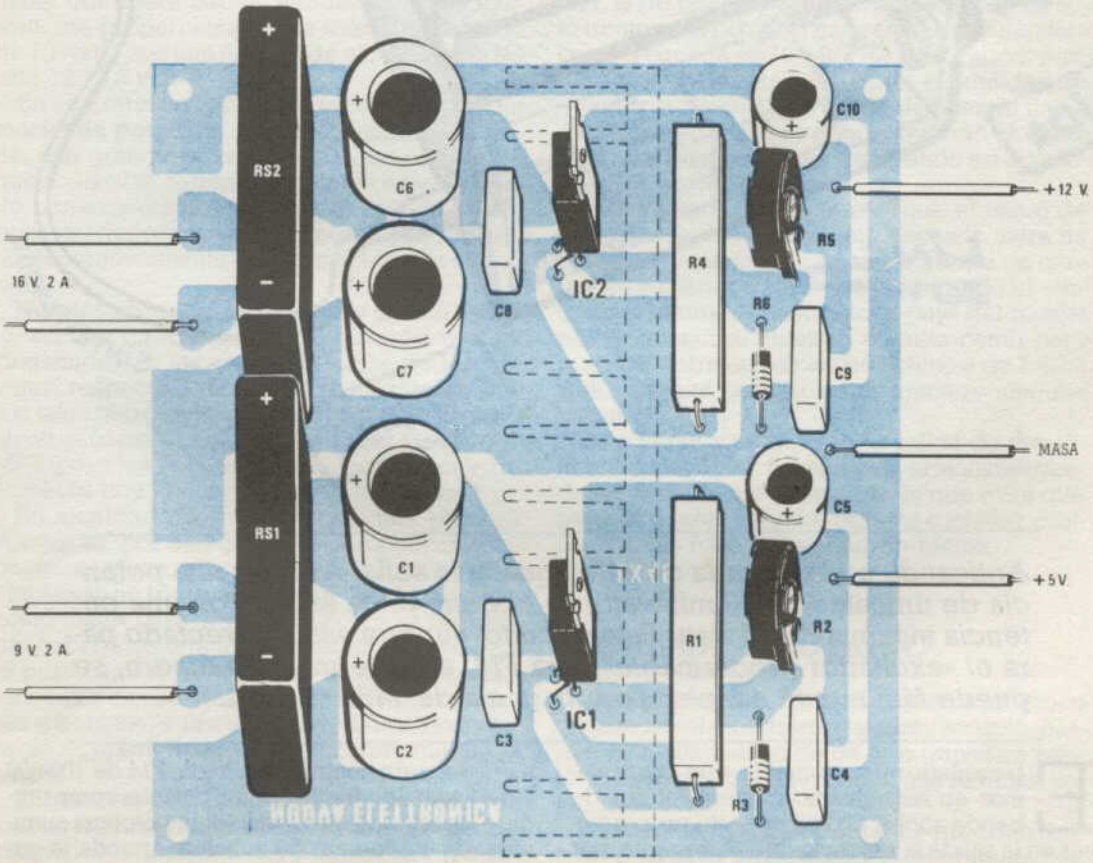
R1 = 0,1 ohm. 5-7 watt.
R2 = 2.200 ohm.-trimmer
R3 = 820 - ¼ watt.
R4 = 0,1 ohm. ¼ watt.
R5 = 4.700 ohm.-trimmer
R6 = 820 ohm. ¼ watt.
C1 = 1.000 mF electrolítico 25 V.
C2 = 1.000 mF electrolítico 25 V.
C3 = 100.000 pF poliéster
C4 = 100.000 pF poliéster
C5 = 100 mF electrolítico 25 V.
C6 = 1.000 mF electrolítico 25 V.
C7 = 1.000 mF electrolítico 25 V.
C8 = 100.000 pF poliéster
C9 = 100.000 pF poliéster
C10 = 100 mF electrolítico 25 V.
IC1 = integrado L200
IC2 = integrado L200
RS1 = puente rectificador 40 volt. 3,5 amperios
RS2 = puente rectificador 40 volt. 3,5 amperios
S1 = interruptor
T1 = transformador primario 220 V.-secundario 16 V.-2 Amp. 9 V-2 Amp. (n.95)

Figura 2
Esquema práctico de montaje y conexiones del integrado L200.



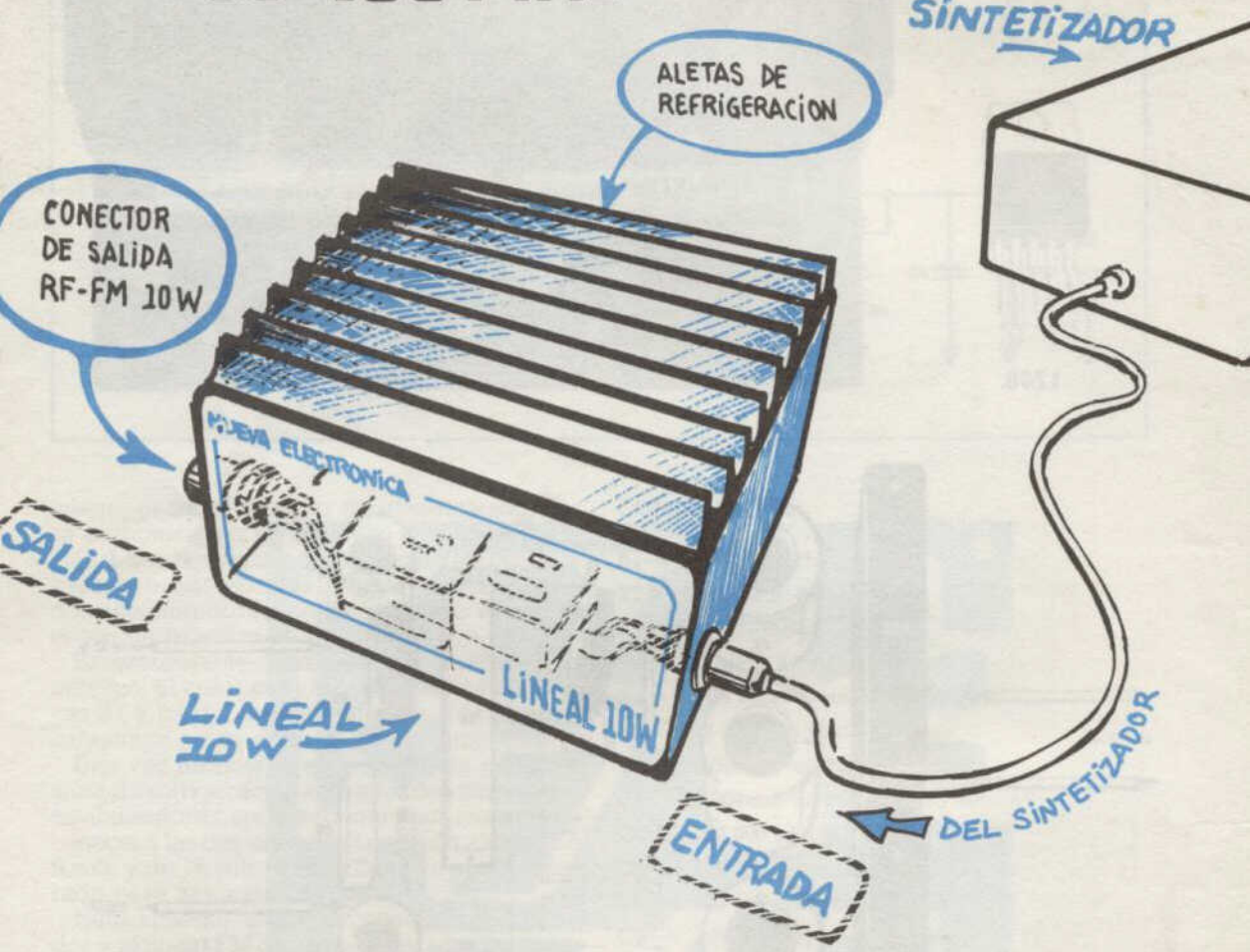
L200





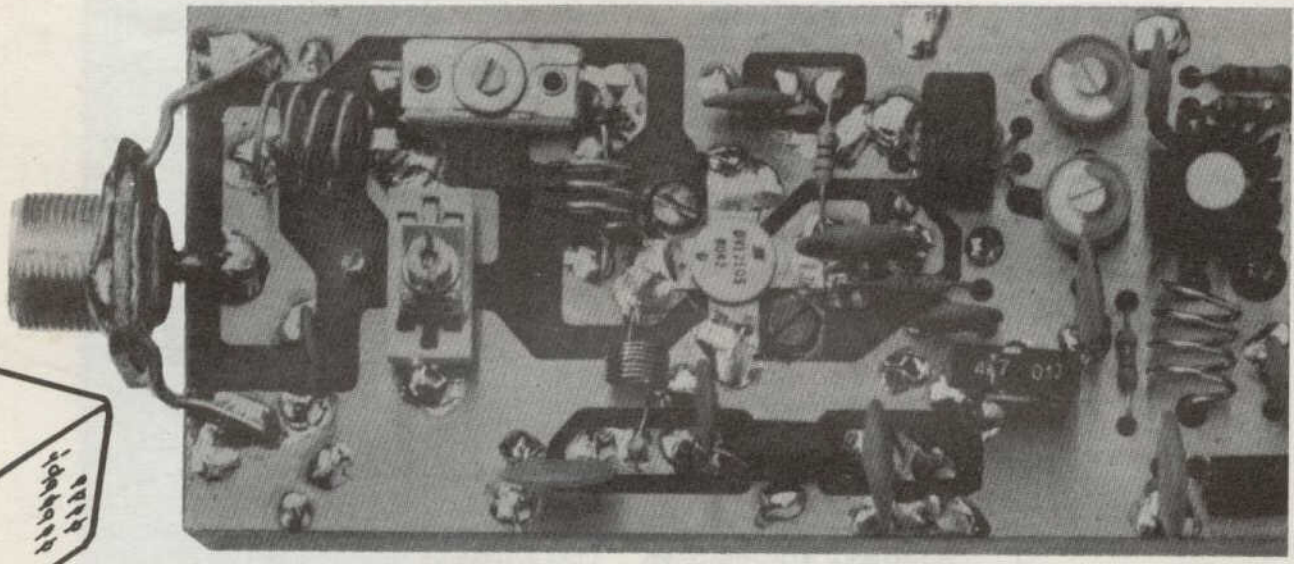
LINEAL 10 Wat para FM

88-108 MHz



Aplicando en la entrada de este lineal una señal AF, con una potencia de únicamente 50 miliwatt., se obtiene en la salida con una potencia máxima de 10 watt. Este circuito, aunque está proyectado para el «excitador programable» para FM, en este mismo número, se puede fácilmente adaptar para la gama de 145-146 MHz.

EL oscilador programable que presentamos en este mismo número, al ser de banda ancha, no es capaz de proporcionar en la salida la potencia que se necesita, por ejemplo, para controlar un lineal FM de 100-200 y más watt., de hecho, como habréis comprendido leyendo el otro artículo, la potencia suministrada es de unos 50 miliwatt. en toda la ga-



ma, de una frecuencia mínima de 60 MHz a una máxima de 130 MHz.

Si se quisiera controlar con ese excitador un lineal de elevado alcance, por fuerza hay que amplificar la señal hasta obtener en la salida al menos 8-10 watt. de AF, y es por esto que junto al excitador hemos tenido que proyectar un lineal que fuera capaz, entrando con 50 miliwatt., de proporcionar en la salida un máximo de 10 watt., con una tensión de alimentación de sólo 12-12,6 volt.

En este circuito hemos utilizado como final un **mosfet de potencia,** y esto representa, sin duda, una gran novedad, puesto que es posible que no existan ejemplos similares en el mercado, con excepción de los típicos esquemas teóricos, de dudosa funcionalidad, que se presentan esporádicamente en algunas revistas del ramo.

Nuestro circuito está probado y puesto a punto, así que ofrece la máxima garantía de funcionamiento, y las ventajas que se puden obtener, respecto a un esquema de transistores son tales que os aconsejamos probarlo también en otras gamas, como, por ejemplo los 145-146 MHz (para los 27 MHz y para la modulación de amplitud hay que seguir otros esquemas).

En igualdad de prestaciones, una primera ventaja es, por ejemplo, la de simplificar notablemente el circuito, puesto que si hubiéramos empleado un transistor normal AF de potencia como «final» para obtener la potencia requerida, habríamos tenido que incluir entre éste y el paso control ya existente un transistor posterior con sus correspondientes compensadores y bobinas, aumentando de forma considerable el precio total y complicando mucho el ajuste.

Eliminando el paso intermedio se reducen mucho las probabilidades de posibles autooscilaciones, eliminando un paso, el circuito impreso asume dimensiones más reducidas; por lo tanto puede introducirse en un contenedor de menor costo y la corriente que debe suministrar el alimentador es más baja, con un importante ahorro en lo concerniente a la aleta de refrigeración y el transformador.

Con un **mosfet de potencia** se tiene otra ventaja, la de poder disminuir, actuando en un solo trimmer, la potencia en la salida, regulándola como se quiera en 10-9-8-7-6-5-4 e incluso 2 watt.

En otras palabras, tenemos la posibilidad de adaptar la potencia en salida de nuestro lineal exactamente sobre el valor requerido en la entrada del paso siguiente, realizando así acoplamientos perfectos.

Supongamos, por ejemplo, que el lineal de potencia de 100 y más watt. necesita, para un perfecto funcionamiento, una potencia de control no superior a los 7,5 watt., girando el cursor del trimmer conectado al gate del mosfet podemos ajustar nuestro circuito como para que suministre en salida una potencia de 7,4-7,3 watt., sin que por ello se desintonize ninguna bobina.

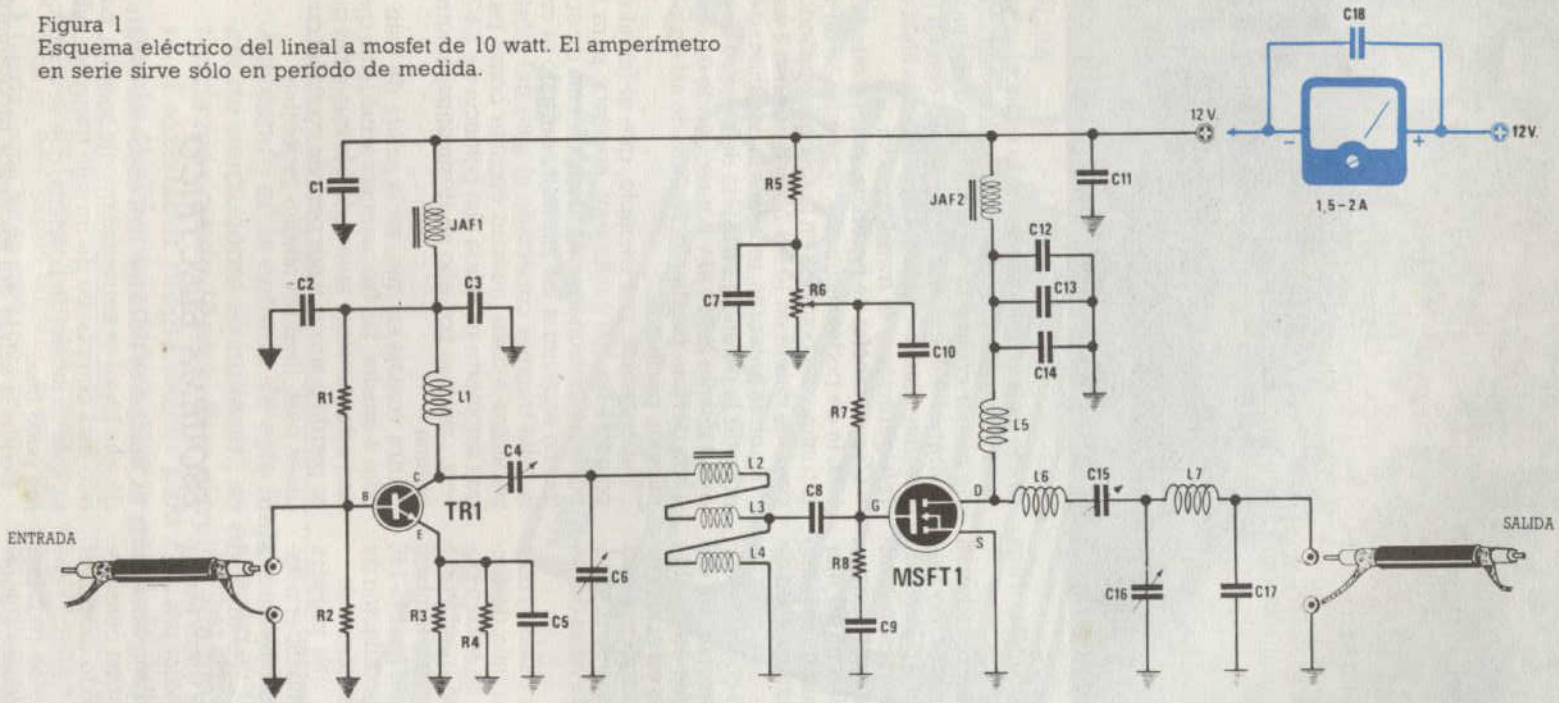
Otra ventaja es que, en la salida de este lineal a mosfet, las frecuencias armónicas quedan notablemente atenuadas, lo que evita que se pierda potencia y nos permite controlar cualquier paso final sin ningún problema.

ESQUEMA ELECTRICO

Como se ve en la fig. 1, el esquema eléctrico de este lineal es extremadamente sencillo, porque está compuesto de un solo transistor piloto, más un mosfet de potencia, que se utiliza como paso final.

Desde la salida del excitador programable o de cualquier otro oscilador, se obtiene, con

Figura 1
Esquema eléctrico del lineal a mosfet de 10 watt. El amperímetro en serie sirve sólo en período de medida.



COMPONENTES

R1 = 10.000 ohm. ¼ watt.
R2 = 1.500 ohm. ¼ watt.
R3 = 10 ohm. ¼ watt.
R4 = 10 ohm. ¼ watt.
R5 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R6 = 4.700 ohm. trimmer
R7 = 330 ohm ¼ watt.
R8 = 100.000 ohm. ¼ watt.
C1 = 1.000 pF VHF
C2 = 1.000 pF VHF
C3 = 10.000 pF VHF
C4 = 10-60 pF compensador
C5 = 1.000 pF VHF
C6 = 10-60 pF compensador
C7 = 100.000 pF a disco
C8 = 10.000 pF VHF
C9 = 1.000 pF VHF
C10 = 1.000 pF VHF
C11 = 10.000 pF VHF
C12 = 1.000 pF a disco
C13 = 100.000 pF a disco
C14 = 100.000 pF compensador
C15 = 10-180 pF compensador
C16 = 10-60 pF compensador
C17 = 22 pF VHF
L1 a L7 = ver texto
TR1 = transistor PNP BFR36
MSFT1 = mosfet tipo DV 12-10 S
JAF1 = Vk200
JAF2 = VK200

un cable coaxial de 52 ohm., la señal AF que se aplica a la entrada del circuito y concretamente a la base del transistor TR1, un NPN de tipo BFR36, que hace de preamplificador piloto.

Hay que tener presente que si la señal AF que se aplica a la entrada es la generada por nuestro excitador programable, incluido en este mismo número, la conexión puede efectuarse directamente, sin ningún problema; si por el contrario la señal proviene de un excitador diferente, es necesario incluir entre el terminal de entrada y la base del transistor TR1 un condensador a disco de 1.000-4.700 ó 10.000 pF, si no la base de TR1 podría cortocircuitarse a masa y en estas condiciones, al faltarle la polarización, el transistor no podría amplificar la señal.

En el colector de TR1 está presente la señal que hemos aplicado en la entrada, notablemente amplificada, señal que sintonizaremos en la frecuencia de trabajo mediante los dos compensadores C4 y C6.

Puesto que la impedancia de salida de TR2 se adapta mal a la impedancia de entrada del mosfet, hemos tenido que interponer entre estos dos pasos un transformador en ferroxcube, compuesto por tres vueltas (ver L2-L3-L4) conectados entre sí, como se indica en el dibujo, lo que nos permite obtener una óptima adaptación.

El condensador C8 obtiene la señal AF de la bobina L3 de este transformador y la aplica al gate del mosfet para someterlo a la amplificación final.

En el drain de este mosfet, la señal de AF se acopla de forma que se obtiene la máxima potencia, unos 10 watt., con una impedancia de salida de 52 ohm.

También en la salida están presentes la bobina L7 y el condensador C17 de 22 pF, que en práctica realizan un filtro paso-bajo necesario para atenuar las armónicas.

Este filtro, como se puede deducir, es muy eficaz, en los prototipos que hemos realizado, con una potencia de salida de 10 watt. y una frecuencia de 98 MHz hemos podido detectar las siguientes atenuaciones:

Frecuencia fundamental atenuación 0 dB
Espúreas en banda..... atenuación 70 dB
2.ª armónica a 196 MHz atenuación 60 dB
3.ª armónica a 294 MHz atenuación 65 dB
4.ª armónica a 392 MHz atenuación 65 dB

Para algunos lectores, estas medidas en dB podrían no dar una idea concreta de lo irrisoria que es la potencia en salida de estas armónicas; por lo tanto, para evitar equívocos reproducimos la misma tabla con las potencias en wattt obtenida en cada armónica:

Frecuencia fundamental a 98 MHz ..... 10 watt.
Espúreas en banda..... 1 microwatt.
2.ª armónica a 196 MHz..... 10 microwatt.
3.ª armónica a 294 MHz..... 3,1 microwatt.
4.ª armónica a 392 MHz..... 3,1 microwatt.

Volviendo al paso final a mosfet, notaréis que el terminal de gate se polariza positivamente en continua, con una tensión que se obtiene del cursor del trimmer R6, que, como ya se ha anticipado, permite dosificar como se quiera la potencia AF en la salida.

Concretamente, girando el cursor de este trimmer casi totalmente hacia masa, el mosfet proporciona una potencia de unos 2 watt.; girándolo en cambio hacia el lado opuesto, es decir, totalmente hacia R5, en la salida se obtiene la máxima potencia, que es de unos 10 watt. Girando este trimmer en posiciones intermedias, se puede variar linealmente la potencia en la salida, desde un mínimo de 2 watt. a un máximo de 10 watt., adaptándola a nuestras exigencias concretas.

Realización práctica

El circuito impreso necesario para esta realización lleva la referencia LX493, y es de doble cara.

En este circuito, parte del cobre de la cara superior y parte de la cara inferior, hacen exclusivamente de «masa»; por lo tanto, no se debe olvidar de conectar entre sí estas dos «masas», insertando en los puntos que se indican (es decir, en las perforaciones que no están ocupadas por ningún terminal de componente) un hilo de cobre desnudo, que se suelda por arriba y por abajo, hay que acordarse de cortar con unos alicates o unas tijeras el posible excedente que quede.

Realizada esta operación, que ha de ser la primera, se puede iniciar a insertar los componentes en su lugar correspondiente, y se sueldan los terminales en sus pistas.

Hay que cuidar de que los terminales que sobresalen en la parte inferior del circuito no queden muy largos, porque si no, al colocar debajo la aleta de refrigeración necesaria para el mosfet, podría suceder que alguno toque el metal de la aleta, produciendo cortocircuitos inesperados.

No todos los terminales de los componentes se introducen en el circuito impreso, ni se sueldan en la parte inferior: muchos, en cambio, hay que soldarlos directamente en las pistas de cobre superiores; por ejemplo, las bobinas L1-L2-L3-L4-L5-L6-L7, y los compensadores y condensadores C15-C16-C17-C13-C14, etc.

También los terminales G-D-S del mosfet se sueldan en la parte superior después de apoyarlos en la pista correspondiente; a propósito, hay que recordar que el terminal D (drain) es el que presenta el extremo de la lámina cortado al biés (ver fig. 3), el terminal G (gate) es el que está frente al D; en cambio, las otras dos láminas son ambas correspondientes al terminal S (source).

Como veréis, el mosfet dispone de una base de apoyo provista de dos perforaciones a los lados, que se utiliza para fijar la aleta de refrigeración, sin interponer ninguna mica aislante, puesto que constituiría un freno inútil para el paso del calor.

La misma distancia que se obtiene entre la aleta y el circuito impreso en el punto central de fijación del mosfet hay que respetarla también a los lados del circuito impreso, y entonces se insertan los dos tornillos debajo de la aleta y una tuerca, que se utiliza de «separador».

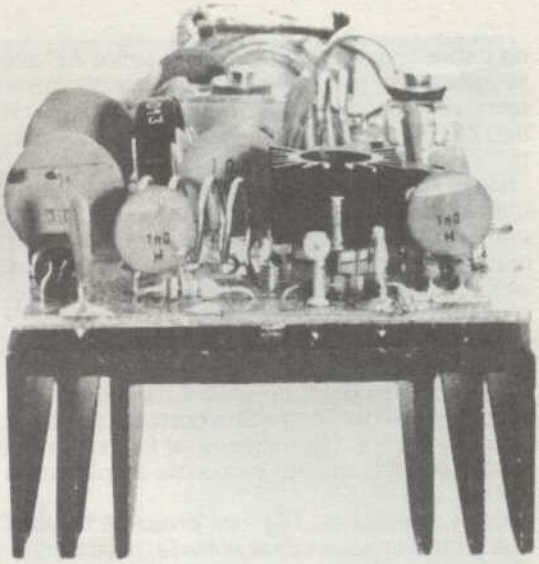
Encima del circuito **no** se inserta ningún tornillo ni tuerca para bloquear el circuito impreso, ya que los tornillos de fijación del mosfet son más que suficientes.

Al terminar el montaje, controlar siempre que no haya ningún terminal de componente que toque la aleta de refrigeración; es una comprobación que se puede efectuar fácilmente introduciendo un cartoncito entremedias y moviéndolo de un lado a otro: si no se encuentran topes en su movimiento quiere decir que no hay ningún punto de contacto entre las dos superficies.

Aunque se ha soldado ya el mosfet, el montaje del lineal no se puede considerar terminado, porque faltan todas las bobinas de sintonía y el transformador adaptador de impedancia T1, que hay que preparar según las indicaciones recomendadas.

Bobina L1

Con un hilo de cobre plateado de 1 mm., devanar 4 espiras sobre un cilindro rígido de 8 mm. de diámetro y que estén espaciadas entre sí, hasta que se obtenga una bobina de unos 11 mm. de largo.



Debajo del circuito impreso se aplica la aleta de refrigeración necesaria; se fija con dos tornillos al cuerpo del mosfet de potencia.

Bobina L5

Con un hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm., devanar 7 espiras juntas en un cilindro rígido de 6 mm. de diámetro. Antes de quitar esta bobina del soporte, rascar con unas tijeras o con una lija los dos extremos para tenerlos listos y limpios para soldar en el circuito impreso.

Bobina L6

Con un hilo de cobre plateado de 1 mm., devanar 3 espiras sobre un cilindro rígido de 10

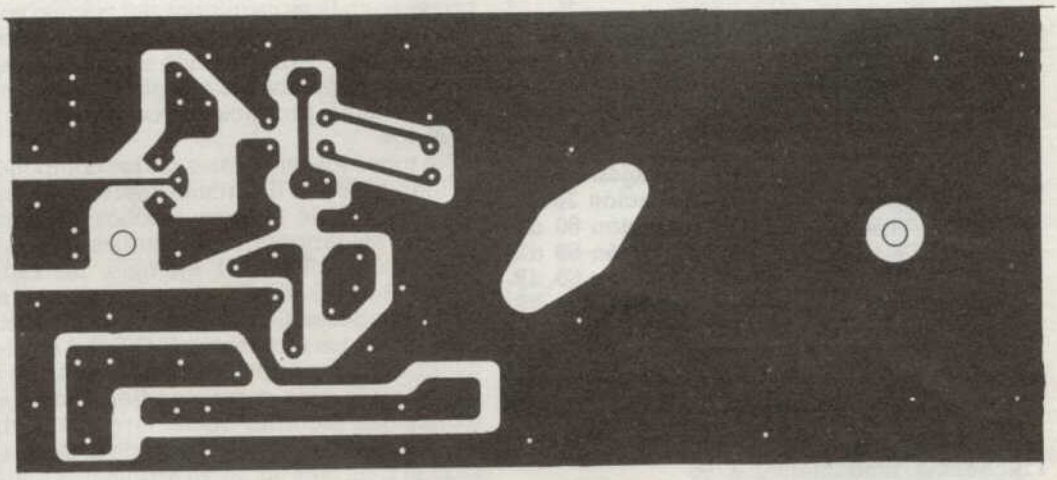
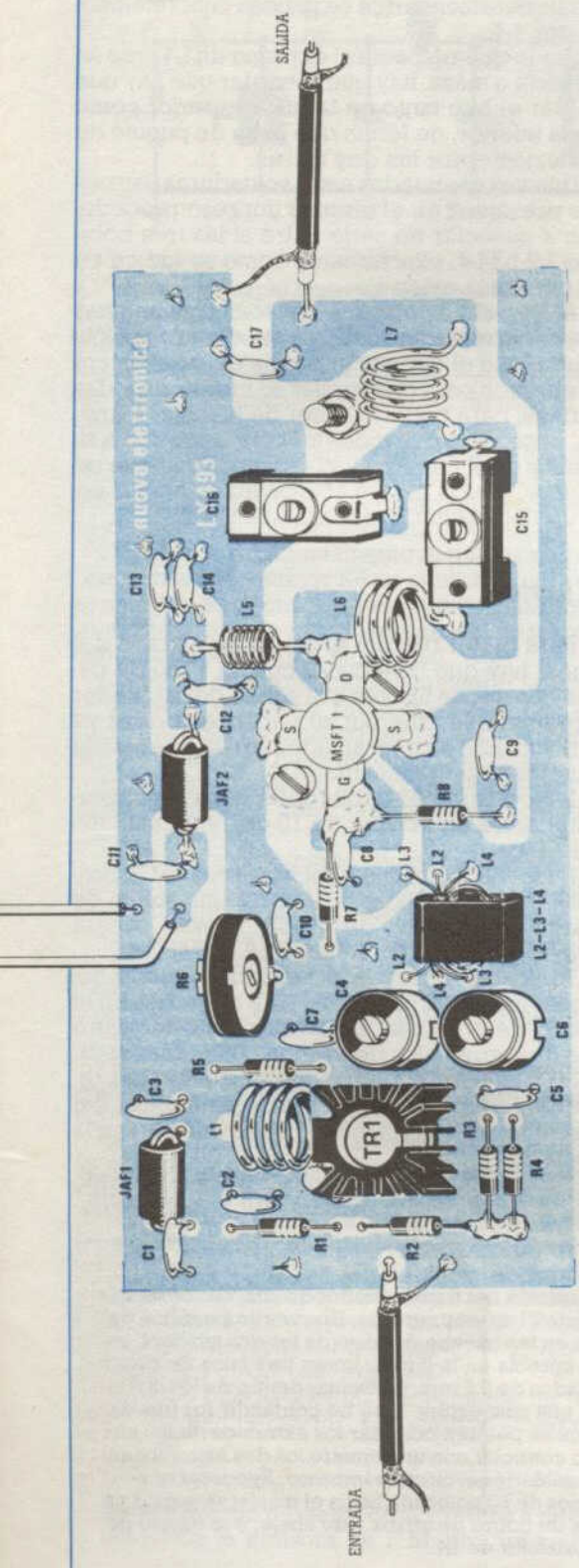


Figura 2
El circuito impreso es necesario para la realización del LX493; es de doble cara. En el dibujo se puede ver el lado inferior; en la fig. 3 se ve el lado superior.



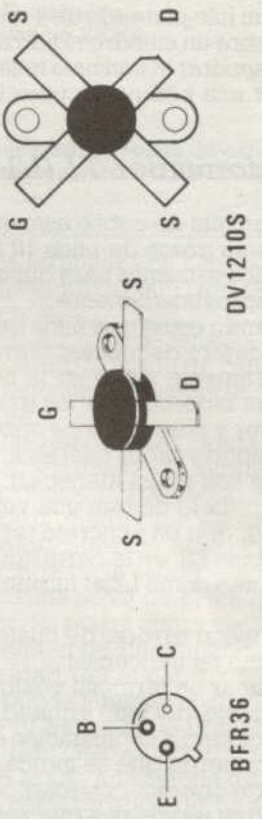


Figura 3
Esquema práctico del montaje del lineal a mosfet. Como puede verse en este dibujo, todos los componentes del paso final deberán ser necesariamente soldados en las pistas superiores de cobre. Las conexiones de los arrollamientos de la izquierda del transformador de ferrita quedan colocados en el orden: L2-L4-L3; en cambio, en la derecha: L4-L2-L14. Se recomienda colocar en los dos extremos de la aleta de refrigeración dos tornillos con tuerca, para que tenga la misma distancia el circuito impreso del metal de la aleta.

Al lado, las conexiones de los terminales del transistor BFR36, visto desde abajo, y de los terminales del mosfet, visto desde arriba.

mm. de diámetro; separarlas uniformemente hasta que se obtenga una bobina de unos 6 mm. de larga.

Bobina L7

Con un hilo plateado de 1 mm., devanar 4 espiras sobre un cilindro rígido de 10 mm. de diámetro; separar el conjunto uniformemente hasta obtener una bobina de unos 9 mm. de largo.

Transformador T1 (L2-L3-L4)

Con un hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm., cortar tres trozos de unos 10 mm. de largo, lijar los dos extremos para quitarle el esmalte en 1 cm. aproximadamente.

Teniendo estos tres hilos iguales, devanar 1 espira dentro del núcleo correspondiente, como claramente se ve en la fig. 4.

Por un lado quedan los tres hilos del transformador y por el otro los otros tres extremos.

No importa saber cuál es la bobina L2-L3-L4 (porque son todas idénticas), pero sí hay que tener cuidado de que una vez terminado, por ejemplo, que un concreto terminal pertenece a la bobina L2, en la parte opuesta se considere también como L2 el mismo hilo y no otro diferente.

Para evitar errores de cualquier tipo, proceder como os indicamos:

1. Tomar un terminal cualquiera que salga, por ejemplo, del lado izquierdo del transformador y soldarlo a continuación en la perforación de la izquierda que se indica con L2, después por parte opuesta controlar con un tester cuál de los tres terminales que sobresalen está en conexión eléctrica con L2, y una vez localizado se suelda en la perforacón indicada con L3; después controlar con el tester en posición de «ohm» cuál es su correspondiente por el lado derecho y soldar también éste en la perforación indicada con L3, pero a la derecha del transformador.

2. Es lógico que los dos terminales que quedan libres en el transformador sean ambos correspondientes a la bobina L4; después, soldarlos uno a la izquierda y otro a la derecha, en las perforaciones que se indican concretamente con L4.

Por lo que respecta al extremo de L4, que se conecta a masa, hay que recordar que hay que soldar el **hilo tanto en la pista superior como en la inferior,** de forma que haga de puente de conexión entre las dos masas.

Una vez efectuadas estas soldaduras, las pistas presentes en el circuito impreso procederán a conectar en serie entre sí las tres bobinas L2-L3-L4, exactamente como se indica en el esquema eléctrico.

Alcanzado este punto, con todas las bobinas y el transformador soldados en su sitio y la aleta fijada bajo el circuito impreso, el lineal estará preparado para desarrollar su misión; de todas formas, para poderlo hacer de la mejor manera, necesitará que todos los compensadores situados en el circuito sean ajustados como se requiere, y para ello es aconsejable cumplir escrupulosamente nuestras indicaciones.

Ajuste

Para poder realizar el ajuste de entrada del lineal hay que conectarlo con un trozo de cable coaxial de 52 ohm a la salida del excitador programable, que por su parte debe estar ya funcionando y programado para la frecuencia que interesa transmitir.

La longitud del cable debe estar comprendida entre un mínimo de 10 cm. y un máximo de 30 cm.

En la salida del lineal, siempre con cable coaxial, hay que aplicar en cambio una **sonda de carga** antiinductiva de 52 ohm. 25 watt., y para mayor información utilizar WATTIMETRO.

Aplicar en serie a la alimentación positiva del lineal un amperímetro de 1,5-2 amperios en el fondo de la escala, sin olvidar conectar entre los dos terminales de éste un condensador de 22.000-47.000 pF, para evitar que cualquier residuo de AF, al entrar en la bobina móvil del instrumento, pueda influir negativamente en la lectura.

Girar el cursor del trimmer R6 casi del todo hacia masa, y sólo después de haber realiza-

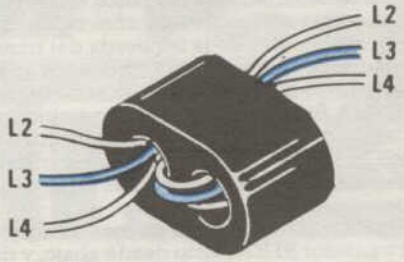
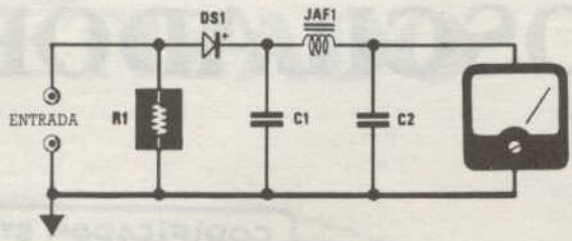


Figura 4
La realización del transformador de adaptación de impedancia T1 es muy sencilla. Una vez en posesión del núcleo en ferroxcube provisto de los dos taladros, como se aprecia en la figura, tomar tres hilos de cobre esmaltados de 0,5 mm. y devanar dentro de los dos taladros una sola espira. Para no confundir los tres devanados se pueden colorear los extremos de los tres hilos, o controlar con un óhmetro los dos extremos antes de soldarlos al circuito impreso. Recordar que los extremos de L3 colocada hacia el mosfet se suelda en la pista de cobre de arriba y de abajo, y lo mismo para el extremo de L4.



COMPONENTES

R1 = resistencia antiinductiva 52 ohm. 25 watt.
DS1 = diodo de silicio FDH900 o IN4148
C1 = 4.700 pF cerámico VHF
C2 = 4.700 pF cerámico
JAF1 = impedancia VK200

Figura 5
Para ajustar el lineal en una impedancia de salida de 52 OHM es necesario la sonda de carga antiinductiva con la referencia LX247. Si se dispone de una resistencia antiinductiva de 52 ohm se puede realizar también la sonda empleando este esquema.

do esta operación proporcionar tensión al lineal.

Por el momento no alimentar el excitador programable, ya que antes de aplicar la señal de AF en la entrada, hay que controlar la corriente de polarización del mosfet.

Observando continuamente el amperímetro, girar ahora el trimmer R6 en sentido contrario al anterior, es decir, hacia el positivo, hasta que el mosfet absorba una corriente del orden de 500 miliamperios (0,5 amperios).

Obtenida esta condición, suministrar tensión también al excitador programable y con un destornillador de plástico ajustar el compensador C15 del paso final, intentando encontrar la posición en que se lee la máxima tensión en la salida en el tester conectado a la sonda de carga.

Girar ahora el segundo compensador del paso final (C16) intentando siempre leer en el tester la máxima tensión posible.

Realizada esta operación, ahora hay que ajustar el compensador C4 situado en la salida del transistor TR1, y, a continuación, también el compensador C6, buscando todavía la máxima tensión de salida.

Finalmente, retocar ligeramente los compensadores C15 y C16, para ver si se consigue obtener un posterior aumento de potencia.

Hay que precisar que la potencia que se conseguirá obtener en esta situación resultará muy inferior a los 10 watt. que hemos indicado, puesto que hay que tener en cuenta que el trimmer R6 no está girado en la posición requerida.

Girando este trimmer hasta que el mosfet absorba una corriente del orden de 1,2-1,3 amperios, se notará ahora que la tensión de salida en la sonda de carga subirá notablemente hasta alcanzar los 30-32 volt. máximo.

Ahora se puede intentar nuevamente un retoque del compensador, empezando siempre de C15-C16, para terminar con C4-C6, y si tenéis suerte conseguiréis aún un pequeño aumento de potencia.

Recordar que un aumento de tensión, aunque sólo sea de 1 volt. sobre la sonda de carga, puede significar un aumento de potencia AF bastante considerable.

Realizar todas las operaciones indicadas y el lineal resultará ya perfectamente ajustado y listo para su uso, sin necesidad de recurrir al analizador de espectro, medidores de campo u otros aparatos sofisticados de este género.

Dejando conectada en la salida la sonda de carga y aplicando una señal de BF en la entrada del modulador, se podrá ahora escuchar la modulación encendiendo cualquier radio de FM en la proximidad del lineal.

Si se quiere se puede también utilizar este microtransmisor de 10 watt. para la primera prueba en el aire: en este caso hay que acordarse de conectar en la salida una antena que tenga una impedancia característica de 52 ohm.

Por ejemplo, se puede emplear una antena «ground-plane», idónea para la FM, o también una antena cualquiera para recibir la FM, siempre y cuando tenga un cable de bajada de 52 ohm; en caso contrario, si vuestra antena tuviese un cable coaxial de 75 ohm., para poder transmitir habrá que ajustar nuevamente desde el principio el lineal, esta vez con una sonda de carga de 75 ohm. y no de 52 ohm., como se ha indicado anteriormente en la fig. 5.

Para concluir, recordar que no hay que alimentar nunca el lineal cuando en la salida no está conectada la sonda de carga ni la antena: sin carga se puede correr el riesgo de quemar el mosfet de potencia, y puesto que es un componente bastante caro, mejor evitarlo antes de tiempo.

Precios de Kits y circuitos de este n.° en pág. 76.

En el próximo número, ofreceremos a nuestros lectores la posibilidad de aumentar la potencia de la emisora de F.M. con un amplificador lineal de 200 wat. de salida.

OSCILADOR S

CODIFICADOR STEREO

de 800 canales para FM



Este excitador programable permite elegir o modificar vuestra frecuencia de transmisión con extrema facilidad, de 25 KHz en 25 KHz sin problemas de cuarzos.

Este sintetizador ha sido estudiado para la banda de 88-108 MHz, pero se puede utilizar sin ninguna modificación desde 60 MHz hasta 130 MHz.

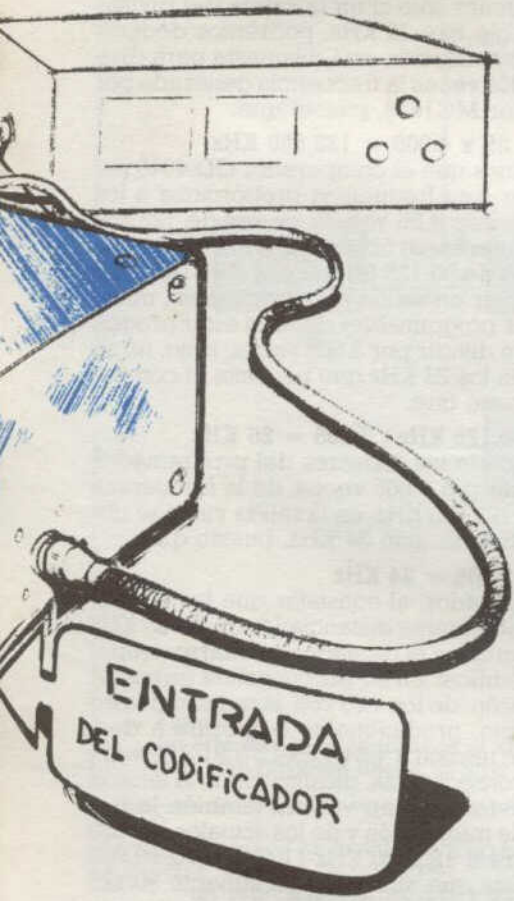
CUANDO se instala una emisora privada en FM, el primer problema que hay que resolver es el de encontrar en la banda FM un pequeño «espacio» libre para poder transmitir.

A veces este problema no es fácil de resolver por la dificultad de lograr el cuarzo necesario, por lo que a menudo no queda más remedio que transmitir en una frecuencia distinta de la elegida.

Así que, a veces, después de instalar la emisora, ocurre que a distancia se advierten interferencias de otra emisora que transmite en la misma frecuencia y puesto que no podemos obligarla a que modifique su frecuencia, somos nosotros los que tenemos que cambiarla, cosa que no siempre es fácil, puesto que el cuarzo necesario para la nueva frecuencia es muy difícil de encontrar.

Con el excitador sintetizado este problema desaparece, será suficiente con modificar la posición de las 12 pequeñas llaves conmutado-

NTETIZADO



ras que hay en el circuito impreso, para desplazarse fácilmente de un extremo a otro de la banda de 88-100 MHz.

Por ejemplo, si ahora transmitimos en 99.500 MHz y queremos transmitir en frecuencias más altas o más bajas, al cambiar la posición de las llaves conmutadoras nos colocamos en la frecuencia deseada.

Es decir, partiendo de la frecuencia más baja de 88 MHz hasta un máximo de 108 MHz, tenemos la posibilidad de elegir **800 frecuencias diferentes** de transmisión, separadas unas de otras por sólo 25 KHz, sin cambiar ningún cuarzo en el oscilador.

Además tiene otra ventaja que hay que tener en cuenta; este excitador, sin realizar ninguna modificación, puede ampliar la banda desde un mínimo de 65 MHz a un máximo de 130 MHz.

Unicamente modificando una bobina, incluso se puede llegar por debajo de los 65 MHz o pasar por encima de los 130 MHz.

Este excitador tiene además la ventaja de contar con un modulador, por lo que aplicando en la entrada una señal cualquiera de BF, en la salida se obtiene una señal AF modulada en FM que se puede utilizar para controlar el lineal de potencia de 10 Watt a MOSFET, que se incluye en este mismo número.

Considerando la potencia que consigue suministrar un sencillo lineal, se puede utilizar también como un pequeño transistor en FM.

De esta forma atendemos las peticiones de algunos lectores referentes a una microemisora en FM para cubrir pequeñas zonas de montaña, donde una potencia elevada resultaría superflua.

Por último, este excitador también se puede usar como «microtransmisor profesional» para conexiones en directo entre el exterior y la sala de control.

PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Antes de pasar a describir el esquema eléctrico hay que hablar del principio de su funcionamiento para poder comprender las funciones desarrolladas por los diferentes pasos; de esta forma si posteriormente se quiere adaptar a otros fines, incluir modificaciones o necesita una reparación, será útil conocerlo.

Empezaremos por un oscilador de cuarzo de 2 MHz, cuya frecuencia se divide por 80 mediante el integrado CD4518, obteniendo así una frecuencia de referencia de 25 KHz.

(2.000.000:80=25.000 Hz igual a 25 KHz)

Estos 25 KHz son los «saltos» de frecuencia que se pueden obtener entre un canal y otro, es decir, podremos disponer de muchos canales, distanciados entre sí por 25 KHz; empezando por 88.000 KHz (igual a 88 MHz), podremos sintonizar en 88.025-**88.050**-88.075-**88.100**-88.125, etc. KHz.

La frecuencia de referencia de 25 KHz, que se obtiene del oscilador de cuarzo, se aplica a un comparador de fase, un integrado CD.4046 que, como indica la misma palabra, la «compara» con otra frecuencia y más concretamente con la frecuencia que se obtiene en salida mediante el transmisor, después de dividirla por una cadena de divisores programables.

Además del oscilador de cuarzo, mencionado anteriormente, es necesario utilizar un se-

gundo (ver integrado MC1648-IC10) para generar la frecuencia de transmisión. Con la bobina L1 que aconsejamos, variando la tensión en los diodos varicap DC1-DV2, de **0** a **5** volt., podemos variar la frecuencia de este oscilador de un mínimo de **65 MHz** (mínima tensión en los diodos varicap) a un máximo de **130 MHz** (máxima tensión en los diodos varicap).

Como se observa en el esquema eléctrico de la fig. 2, la frecuencia obtenida en la salida de este integrado se aplica a un «divisor programable» compuesto por un integrado ECL tipo 11C90 y por cuatro contadores síncronos TTL tipo SN.74163.

El integrado 11C90 divide la frecuencia del oscilador por 10 (en algunas combinaciones la divide también por 11), obteniendo así de los actuales 88-108 MHz una frecuencia 10 veces inferior, es decir, 8,8-10,8 MHz, mucho más adecuada para los integrados TTL SN.74163 (la máxima frecuencia de trabajo de un SN.74163 es 18 MHz).

Estos últimos proceden a dividir esta frecuencia para obtener en la salida 25 KHz, que se utilizan para aplicarla al comparador de fase (terminal 3 de IC39) para que la compare con los 25 KHz que proporciona el cuarzo, aplicados al terminal 14 del mismo integrado.

Si la frecuencia proporcionada por el divisor programable fuera exactamente de 25 KHz, es decir, igual a la del cuarzo, en la salida del comparador CD4046 (terminal 13) puede, por ejemplo, haber una tensión de unos 3 volt. y con esta tensión los diodos varicap hacen oscilar el integrado MC1648 en una frecuencia determinada; si en cambio la frecuencia proporcionada en salida por el divisor programable fuera de **27 KHz,** la tensión proporcionada por el comparador podría bajar a 2 volt.; si, por el contrario, la frecuencia del divisor programable fuera más baja, de **23 MHz,** la tensión que se detectaría en el terminal 13 del comparador CD4046 aumentará, alcanzando, por ejemplo, más de 4 volt.

Puesto que esta tensión se utiliza para alimentar los diodos varicap DV1-DV2 puestos en paralelo a la bobina osciladora L1, es lógico que a cada variación de tensión corresponderá una variación de frecuencia. En otras palabras, de la salida del comparador (terminal 13 de CD4046) se pueden obtener variaciones de tensión de un mínimo de 0 volt. a un máximo de 5 volt., según la diferencia que exista entre los 25 KHz generados por el cuarzo y la frecuencia proporcionada por el divisor programable.

El comparador CD4046 variaría, por lo tanto, su tensión en salida desde un mínimo hasta un máximo, de forma que se haga variar la frecuencia de transmisión hasta que se logre obtener del «divisor programable» **25 KHz;** cuando se haya obtenido esta condición, la tensión en salida se estabiliza, para que el oscilador MC1648 no cambie más de frecuencia.

Si estas explicaciones no han sido suficientemente claras para alguien, mediante un ejemplo intentaremos que se comprenda más a fondo el funcionamiento de este circuito.

Supongamos que el divisor programable ha sido programado «a ojo» y al encender el sintetizador sale una frecuencia de 122.650 KHz (igual a 122,650 MHz).

Puesto que sabemos que esta frecuencia se puede obtener sólo si en la salida del divisor programable hay 25 KHz, podremos deducir que la programación está dispuesta para dividir por **4.906 veces** la frecuencia generada por el oscilador MC1648, puesto que:

25 x 4.906 = 122.650 KHz

Admitamos que el comparador CD.4046 para obtener esta frecuencia proporciona a los diodos varicap 4,65 volt. Si en vez de 122,650 MHz nos interesase obtener del excitador una frecuencia de 90,125 MHz (igual a 90.125 KHz) para obtener en salida esta frecuencia, nuestro «divisor programable» debería estar programado para dividir por 3.605 veces, si no, no se obtendrían los 25 KHz que necesita el comparador, puesto que:

90.125 KHz : 3.605 = 25 KHz

Disponiendo los divisores del programador para dividir por 3.605 veces, de la frecuencia actual de 122.650 KHz, en la salida ya no se obtendrán 25 KHz, sino 34 KHz, puesto que:

122.650 : 3.605 = 34 KHz

El comparador, al constatar que los 34 KHz están notablemente distanciados de los 25 KHz que proporciona el oscilador de cuarzo, empezará a modificar en su propia salida (terminal 13) su tensión; de los 4,65 volt. suministrados en un principio, gradualmente empezará a descender de tensión a 4,64-4,63-4,5-3,91-3,88 volt., etc... En consecuencia, disminuyendo la tensión en los diodos varicap variará también la frecuencia de transmisión y de los actuales 122.650 KHz bajará a 120.000 KHz-110.000 KHz-99.600 Khz..., hasta que alcance exactamente 90.125 KHz. En este punto, en la salida del «divisor programable» obtendremos los 25 KHz necesarios; lógicamente en esta condición, la tensión proporcionada en salida por el comparador ya no sería 4,65 volt., podrá haber descendido a 3,75 volt.

Cuando la frecuencia proporcionada por el «divisor programable» es exactamente de 25 KHz, es decir, igual a la frecuencia de 25 KHz proporcionada por el oscilador de cuarzo, la tensión en salida se estabilizará en este valor, puesto que es el único que permite al oscilador MC1648 proporcionar la frecuencia determinada que, dividida por el «número programado», nos permite obtener en la salida los 25 KHz.

Si por cualquier motivo nuestro oscilador «se deslizase» de frecuencia, es decir, de los previstos 90.125 KHz subiese a 90.129 KHz, al estar predispuesto el divisor programable para dividir por el número fijo 3.605, la frecuencia

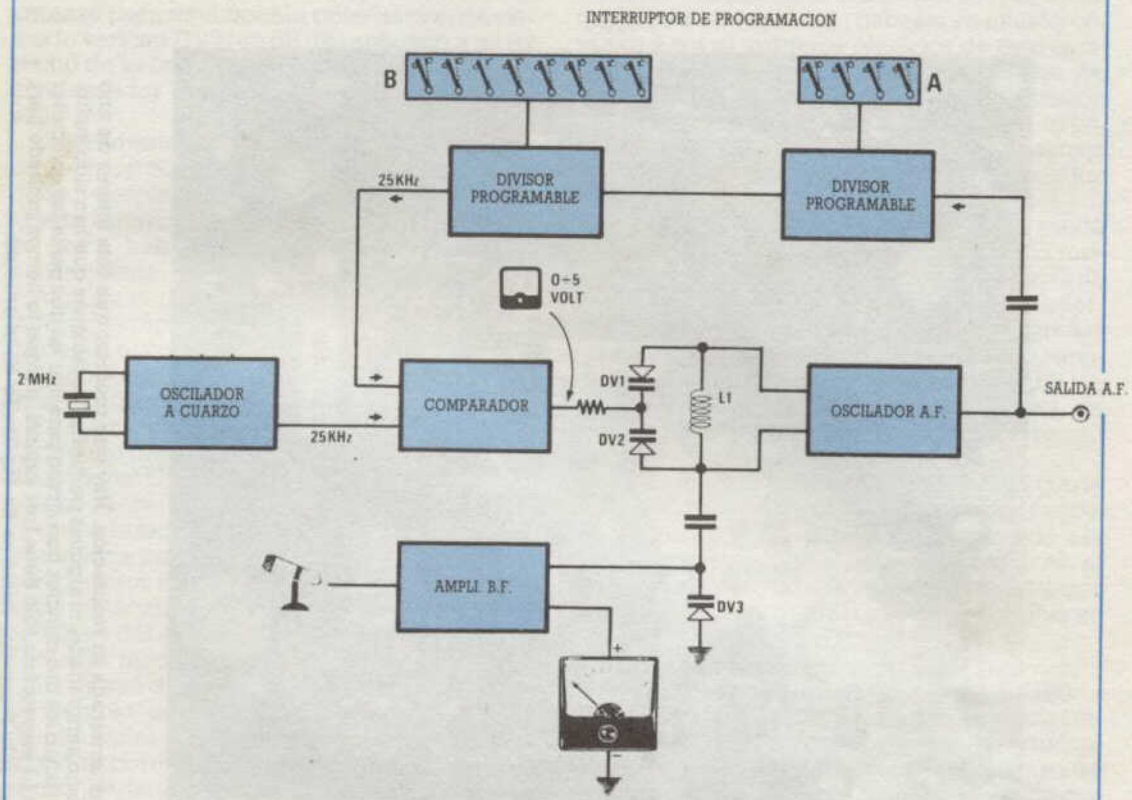


Figura 1
En este dibujo se reproduce el esquema básico del excitador programable en FM, idóneo para que funcione desde 65 MHz hasta 130 MHz.

que obtendremos en la salida ya no será de 25 KHz justos, sino de 25.001 KHz.

90.129 : 3.605 = 25,001 KHz

El comparador detectaría en seguida esta pequeña diferencia y automáticamente variará su tensión de salida, lo suficiente para conseguir corregir mediante los diodos varicap la frecuencia del oscilador.

La misma condición se produce también si la frecuencia, en vez de subir, tiende a descender; es decir, si, por ejemplo, fuera de 90.123 KHz, como es lógico también en este caso no tendremos en la salida ya 25 KHz, puesto que:

90.123 : 3.605 = 24,999 KHz

NOTA IMPORTANTE: Las tensiones señaladas en estos ejemplos son teóricas, por lo que no debéis considerarlas como valor real. Proporcionar valores reales no es posible, ya que las tensiones pueden variar notablemente de un montaje a otro. Si, por ejemplo, hemos confeccionado una bobina L1 con espiras muy juntas, a los diodos varicap llegará, por la misma idéntica frecuencia, más tensión que a un montaje análogo cuyas espiras de la bobina L1 resultan más separadas. Además de esto hay que considerar también la tolerancia de los diodos varicap.

Volviendo a nuestro excitador, añadiremos sólo que la estabilidad en frecuencia es «absoluta», puesto que el comparador por diferencias de pocos centenares de Hertz, no compara ya la diferencia de las dos frecuencias, sino solamente la diferencia de FASE entre las dos señales. Por este motivo, la estabilidad en frecuencia resulta mayor que la que se podría obtener de un oscilador de cuarzo. Por la pequeñísima variación de frecuencia de la salida del comparador no tendremos ya variaciones de tensiones, sino sólo pequeños «impulsos», que cargando los condensadores C16-C17-C18 permitan obtener que las pequeñísimas variaciones de tensiones sean útiles para controlar los diodos varicap de la sintonía.

A este punto, de la salida del excitador podemos disponer de una señal de AF muy estabilizada, pero sin modular, y puesto que nos interesa modular en frecuencia, hay que completarlo con un paso capaz de desarrollar esta fun-

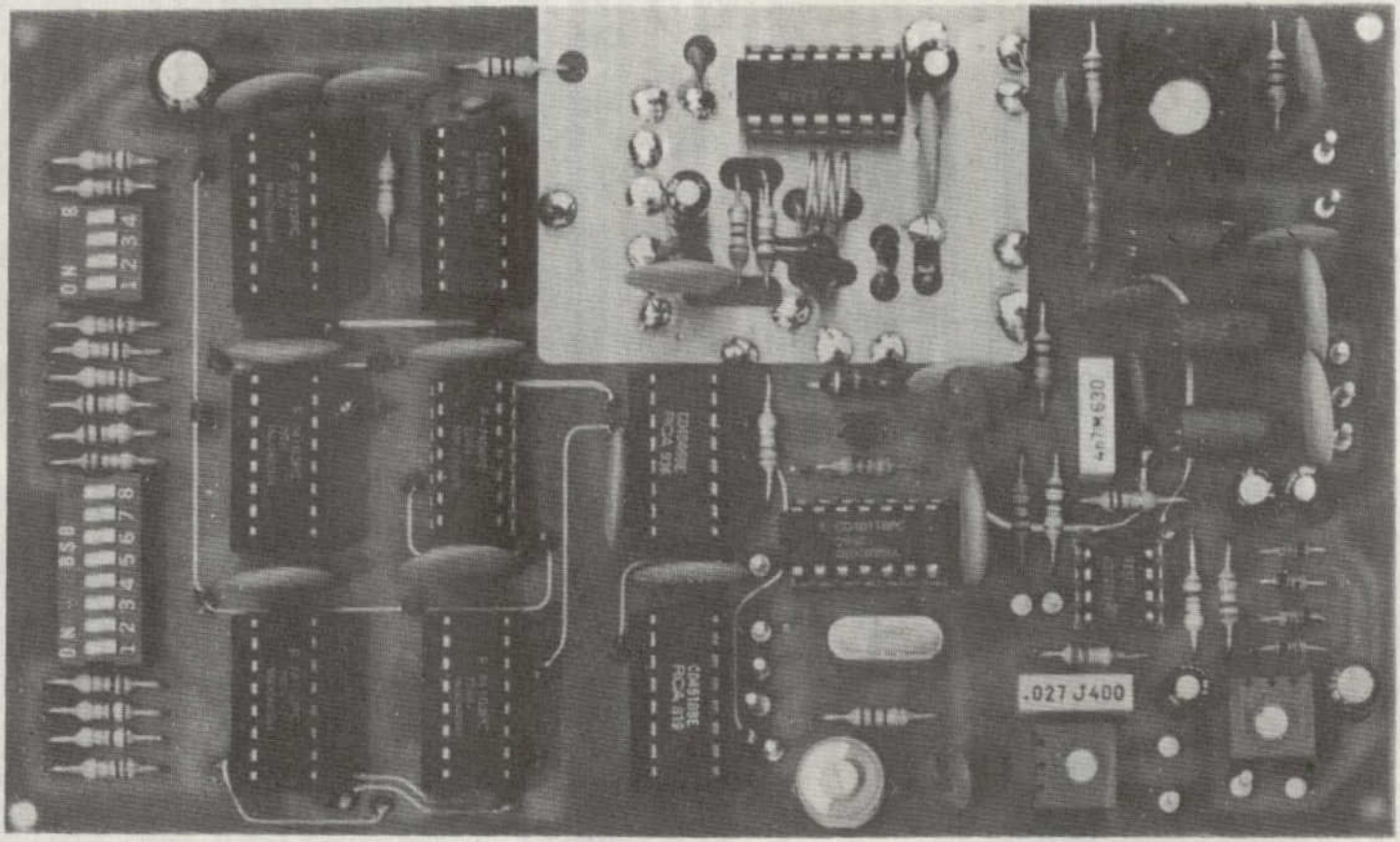


Foto del excitador programable, tal y como se presenta una vez terminada su realización. Hay que precisar que esta foto es de uno de nuestros primeros prototipos, por eso aquí no aparece el dibujo serigrafiado, ni algunas pequeñas variaciones que han sido incluidas posteriormente para mejorar sus prestaciones; por ejemplo, faltan los dos orificios que sirven para fijar las dos pantallas colocadas por encima y por debajo del paso oscilador MC.1648; la bobina L1 en esta foto sólo tiene tres espiras, porque lo hemos probado para bajar en frecuencia, en la práctica, para la FM, tiene que tener sólo 2 espiras, como se ha explicado en el artículo.

ción. Como se ve en el esquema de bloques, y aún mejor en el esquema eléctrico, la señal de BF amplificada por el integrado IC11/A, se utilizará para modificar la polarización de otro diodo varicap DV3 (un BB105) aplicado a un extremo de la bobina osciladora L1, mediante el condensador de desacoplo C19 de 10 picofarad.

Cuando este diodo alcance la señal alterna de la baja frecuencia, el oscilador se verá obligado a desplazarse en más o en menos respecto a la frecuencia «base» en unos 75.000 KHz; es decir, habremos modulado en frecuencia nuestra señal de AF.

Alguien podría pensar ahora que lo que decimos contrasta con lo indicado anteriormente, es decir, el comparador detectando bajo «modulación» esta variación de frecuencia en seguida procedería a corregirla.

En la práctica esto no se verifica, puesto que el circuito integrador constituido por tres condensadores C16-C17-C18 (ver fig. 2) dispone de una pequeña «inercia», más que suficiente para que no afecten las repentinas variaciones introducidas por la modulación; por lo tanto, el comparador está preparado para corregir sólo las variaciones de frecuencia «suficientemente lentas» del oscilador MC1648, pero no las rápidas de modulación.

El por qué de todo esto se puede explicar con un ejemplo: si tomásemos una «sola sinusoide» de una señal de BF, sabemos que ésta queda formada por una semionda positiva y por otra semionda negativa. Si pudiéramos ver al «ralentí» cómo se comporta el comparador CD4016 en presencia de una semejante señal, notaremos lo siguiente: en cuanto la semionda positiva actúe en el diodo varicap de modulación (DV3) se modificará la frecuencia del oscilador y el «divisor programable» suministrará al comparador esta variación para corregirla.

Los condensadores C16-C17-C18 del integrador, cargados ya con un valor bien definido de tensión, necesitan algún tiempo, aunque sean unos milisegundos, para estabilizarse sobre la nueva tensión suministrada por el comparador.

En este pequeño lapso de tiempo la sinusoide positiva, al descender, alcanzará el punto «cero» e iniciará el ciclo de la semionda negativa (si para la semionda positiva la frecuencia tendía a aumentar, con la semionda negativa tiende a disminuir); automáticamente el divisor programable detecta esta variación, pero que resulta opuesta a la anterior. Por lo tanto, mientras con la semionda positiva el comparador tenía que bajar la tensión en la salida, ahora tiene que volver a subir rápidamente, para después nuevamente volver a bajar, cuando vuelva a presentarse, terminada la semionda negativa, la siguiente sinusoide positiva; por lo tanto, considerando la inercia del circuito integrador, en los diodos varicap DV1-DV2 colocados en paralelo con la bobina de sintonía, no detectaremos ninguna variación de tensión.

ESQUEMA ELECTRICO

Dada la completa descripción del funcionamiento de este circuito, habréis ya intuido cómo va a ser el esquema eléctrico de este excitador FM, y pasando a la fig. 2 podremos ya, con conocimiento de causa, describir la función de los distintos pasos. Empezaremos por el paso oscilador de cuarzo, para el que utilizamos un nand del C/mos CD.4011 (ver IC7/A), seguido de un inversor (IC7/B).

Empleando un cuarzo de 2 MHz, en la salida del nand IC7/B volveremos a encontrar la misma idéntica frecuencia. El compensador C10, que encontramos situado en el paso oscilador, nos sirve para corregir eventuales pequeñas tolerancias del cuarzo, por lo que, como siempre, en vez de ser exactamente de 2.000.000 Hz, podría oscilar en 2.000.007 Hz o bien en 1.999.998 Hz y esta tolerancia la detectaremos sobre la frecuencia de transmisión.

El integrado C/mos CD.4518 señalado con la sigla IC8, tal y como queda conectado, procede a dividir cualquier frecuencia aplicada a la entrada (terminal 2) × 10 y × 8; por lo tanto, al aplicar en la entrada 2.000.000 Hz, obtendremos en la salida los 25.000 Hz necesarios. Puesto que:

2.000.000 : 10 = 200.000 Hz
200.000 : 8 = 25.000 Hz (igual a 25 KHz)

Del terminal 13 de IC8 obtendremos esta frecuencia que aplicaremos después al terminal 14 del comparador, es decir, del integrado CD.4046, indicado en el esquema eléctrico con la sigla IC9. La frecuencia que saldrá del divisor programable (ver IC1) se aplica en cambio al terminal 3 del mismo integrado CD.4046 para que se compare con la frecuencia del cuarzo.

Del terminal 13 de IC9 obtendremos la «tensión» suministrada por la comparación de las dos frecuencias y con ésta excitaremos los diodos varicap DV1-DV2 del oscilador. Insertando en el oscilador AF, formado por el integrado MC.1648 (IC10), como se ha mencionado anteriormente, una bobina (L1), con el número de espiras aconsejado, y variando la tensión sobre los diodos varicap, de un mínimo de 0 a un máximo de 5 volt. positivos, será capaz de oscilar de un mínimo de unos 65 MHz a un máximo de 130 MHz.

Al variar el número de espiras de L1 este oscilador podrá oscilar también en frecuencias distintas, pero llegados a este punto se requiere hacer una ligera precisión.

El integrado MC.1648, aunque viene garantizado para oscilar hasta un máximo de 170 MHz, en la práctica hemos comprobado que comienza ya a tener dificultades para alcanzar los 130 MHz. Lo que no quiere decir que probados diez integrados no se encuentre ninguno que supere este límite, pero no se pueden comprar veinte intregrados para encontrar uno o dos que alcancen los 150-160 MHz; esto, por lo

COMPONENTES

R1 = 10.000 ohm ¼ watt.
R2 = 10.000 ohm ¼ watt.
R3 = 10.000 ohm ¼ watt.
R4 = 10.000 ohm ¼ watt.
R5 = 10.000 ohm ¼ watt.
R6 = 10.000 ohm ¼ watt.
R7 = 10.000 ohm ¼ watt.
R8 = 10.000 ohm ¼ watt.
R9 = 10.000 ohm ¼ watt.
R10 = 10.000 ohm ¼ watt.
R11 = 10.000 ohm ¼ watt.
R12 = 10.000 ohm ¼ watt.
R13 = 470 ohm ¼ watt.
R14 = 1 megaohm ¼ watt.
R15 = 22.000 ohm ¼ watt.
R16 = 330 ohm ¼ watt.
R17 = 56.000 ohm ¼ watt.
R18 = 100 ohm ¼ watt.
R19 = 56.000 ohm ¼ watt.
R20 = 100 ohm ¼ watt.
R21 = 18.000 ohm ¼ watt.
R22 = 10.000 ohm ¼ watt.
R23 = 10 ohm ¼ watt.
R24 = 50.000 ohm trimmer.
R25 = 10.000 ohm ¼ watt.
R26 = 220.000 ohm ¼ watt.
R27 = 1.000 ohm ¼ watt.
R28 = 10.000 ohm ¼ watt.
R29 = 56.000 ohm ¼ watt.
R30 = 56.000 ohm ¼ watt.
R31 = 1.000 ohm ¼ watt.
R32 = 50.000 ohm trimmer.

C1 = 100 mF electrolítico 16 V.
C2 = 100.000 pF a disco.
C3 = 100.000 pF a disco.
C4 = 100.000 pF a disco.
C5 = 100.000 pF a disco.
C6 = 10.000 pF a disco.
C7 = 100.000 pF a disco.
C8 = 100.000 pF a disco.
C9 = 100.000 pF a disco.
C10 = 10—60 pF compensador.
C11 = 33 pF a disco.
C12 = 100.000 pF a disco.
C13 = 100.000 pF a disco.
C14 = 100.000 pF a disco.
C15 = 100.000 pF a disco.
C16 = 100.000 pF a disco.
C17 = 10 mF electrolítico 25 V.
C18 = 100 pF a disco.
C19 = 3,9 pF VHF.
C20 = 10 mF electrolítico 25 V.
C21 = 100.000 pF a disco.
C22 = 1.000 pF a disco.
C23 = 330 pF VHF.
C24 = 1.000 pF VHF.
C25 = 1.000 pF VHF.
C26 = 1.000 pF VHF.
C27 = 10.000 pF a disco.
C28 = 100.000 pF a disco.
C29 = 10 mF electrolítico 25 V.
C30 = 27.000 pF poliéster.
C31 = 4.700 pF poliéster.
C32 = 1 mF electrolítico 25 V.

C33 = 10 mF electrolítico 25 V.
C34 = 10 mF electrolítico 25 V.
DS1 a DS4 = diodos de silicio 1N4148.
DL1 = diodo led.
TR1 = transistor NPN BC317.
TR2 = transistor NPN BFR36.
IC1 = SN.74163.
IC2 = SN.74163.
IC3 = SN.74163.
IC4 = SN.74163.
IC5 = SN.7404.
IC6 = 11C90.
IC7 = CD.4011.
IC8 = CD.4518.
IC9 = CD.4046.
IC10 = MC.1648.
IC11 = TL082.
L1 = ver texto.
JAF1 = impedancia VK200.
JAF2 = impedancia VK200.
JAF3 = impedancia VK200.
XTAL = cuarzo 2 MHz.
S1 = dip-switch 8 interruptores.
S2 = dip-switch 4 interruptores.
MA = instrumento 250 uA f.s.
DV1-DV2 = diodo varicap bb204 ó BB104.
DV3 = diodo varicap tipo BB105.

tanto, nos crea una cierta limitación deseando «superar» esta frecuencia. Para descender, en cambio, no existen problemas, puesto que sustituyendo en el oscilador la bobina L1 por otra que disponga de un mayor número de espiras, podremos realizar osciladores válidos en FM, también en los 14 MHz, 27 MHz, 54 MHz, 72 MHz y otras gamas intermedias. Si es vuestra intención modificar el número de espiras de esta bobina, controlar atentamente si variando la tensión en los diodos varicap DV1-DV2 de 1 a 5 volt. el oscilador consigue sintonizarse en la frecuencia requerida. Es lógico que si la bobina colocada no logra sintonizarse sobre la frecuencia deseada, en el campo de tensión suministrada en salida por el comparador, es decir, de 0 a 5 volt. positivos, no podremos nunca hacer salir del «divisor programable» los 25 KHz requeridos; por lo tanto, el comparador sería incapaz de proporcionar la tensión idónea para llevar el oscilador a una frecuencia que permita alcanzar por el «divisor programable» los 25 KHz.

Supongamos, por ejemplo, que se quiere realizar un excitador para 27 MHz y con la bobina L1 aplicada al oscilador se necesita una tensión de 7,5 volt. positivos para los diodos varicap DV1-DV2, es lógico que pudiendo el comparador proporcionar un máximo de 5 volt. positivos, no logremos nunca alcanzar esa frecuencia.

La solución, por lo tanto, está clara: hay que sustituir la bobina L1 por otra que tenga un número diferente de espiras, que consiga con una tensión comprendida entre 0-5 volt. sintonizar en 27 MHz. Por lo tanto, si para descender en frecuencia el único problema consiste en el número de espiras de la bobina L1, para subir de frecuencia, es decir, para alcanzar los 145 MHz o más, podremos lograrlo sólo si el integrado MC.1648 es capaz de oscilar.

Para las frecuencias superiores a 130 MHz se presenta además un segundo problema: no podremos obtener canales separados unos de otros por 25 KHz, sino por **50 KHz**, puesto que el «divisor programable» no es capaz de dividir estas frecuencias por el número adecuado, tal y como se explica detalladamente en el capítulo «Cómo determinar la frecuencia de transmisión».

Para resolver el problema del MC.1648 que no consigue oscilar por encima de los 130 MHz, tenemos una segunda solución: programar, es decir, oscilar en media frecuencia y, finalmente, aplicar a la salida un paso duplicador de frecuencia.

Por ejemplo, si se quiere transmitir en 145,500 MHz, podemos hacer oscilar el oscilador en:

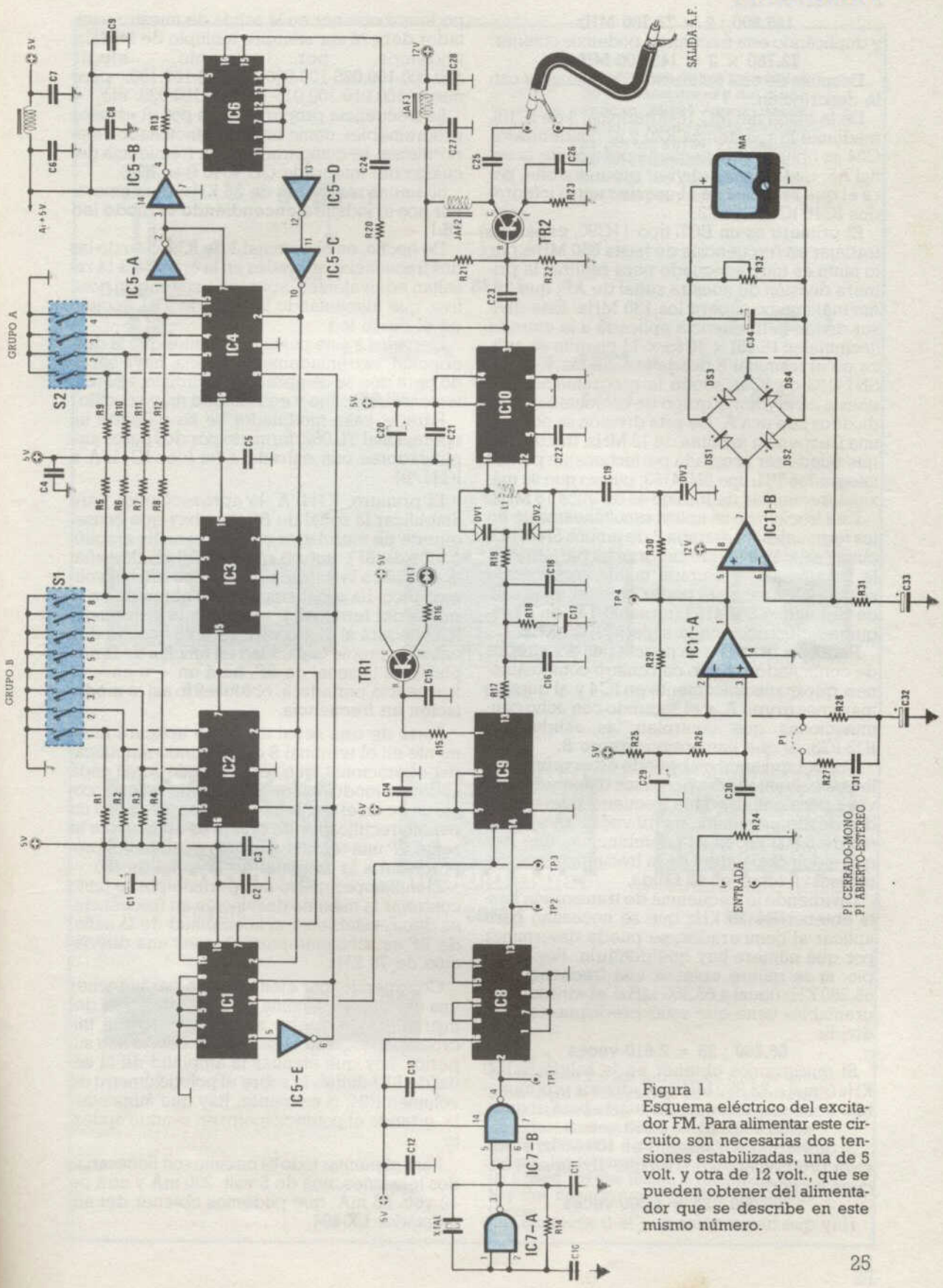


Figura 1
Esquema eléctrico del excitador FM. Para alimentar este circuito son necesarias dos tensiones estabilizadas, una de 5 volt. y otra de 12 volt., que se pueden obtener del alimentador que se describe en este mismo número.

145,500 : 2 = 72,750 MHz

y duplicando esta frecuencia podemos obtener:

72,750 × 2 = 145,500 MHz

Después de esta aclaración, continuamos con la descripción.

De la salida del MC.1648 (terminal 3 de IC10), mediante la resistencia R20 y el condensador C24 se obtiene una pequeña porción de la señal AF, que utiliza el «divisor programable», para el que se requiere el uso de cuatro integrados IC16-IC4-IC3-IC2.

El primero es un ECL tipo 11C90, capaz de trabajar en frecuencias de hasta 650 MHz, por lo tanto es muy adecuado para realizar la primera división de nuestra señal de AF, que como máximo no supera los 130 MHz. Este divisor divide la frecuencia aplicada a la entrada (terminales 16-15) × 10 (o × 11 cuando se aplica en el terminal 6 desde las salidas 15-7 del SN74163 de IC4), según la programación impuesta en el primer grupo de conmutadores indicados con una A. De esta división se obtiene una frecuencia máxima de 13 MHz, frecuencia que puede ser aceptada perfectamente por los integrados TTL tipo SN74163, puesto que su máxima frecuencia de trabajo es de unos 18 MHz.

Esta frecuencia se aplica simultáneamente en los terminales de entrada 2 de ambos SN74163, cuyas salidas hay que programar para dividir la frecuencia de entrada tantas veces como sean necesarias para poder obtener en la salida del último SN74163 (terminal 14), en el esquema eléctrico con la sigla IC1, **25 KHz.**

Para esta división son necesarios dos grupos de conmutadores: uno con cuatro conmutaciones, que actúa únicamente en IC4 y al que llamaremos **grupo A**, y el segundo con ocho conmutaciones que controlan las salidas de IC2-IC3, al que llamaremos **grupo B.**

Cortocircuitando o abriendo estos grupos de llaves conmutadoras podemos disponer al divisor para que divida la frecuencia del oscilador desde un mínimo de 10 veces a un máximo de 5.000 veces y la combinación que hay que elegir dependerá de la frecuencia que deseamos obtener en la salida.

Dividiendo la frecuencia de transmisión hasta obtener los 25 KHz que se necesitan para aplicar al comparador, se puede determinar por qué número hay que dividirla. Por ejemplo: si se quiere obtener una frecuencia de 65.250 KHz (igual a 65,250 MHz), el «divisor programable» tiene que estar predispuesto para dividir:

65.250 : 25 = 2.610 veces

Si quisiéramos obtener en la salida 88.950 KHz (igual a 88,950 MHz), el «divisor programable» tiene que estar predispuesto para dividir:

88.950 : 25 = 3.558 veces

Si quisiéramos transmitir en 100 MHz, el «divisor programable» tendrá que dividir esta frecuencia por:

100.000 : 25 = 4.000 veces

Hay que hacer notar que la frecuencia que podemos obtener en la salida de nuestro excitador deberá ser siempre múltiplo de 25 KHz: podemos, por ejemplo, elegir 100.000-**100.025**-100.050-**100.075**-100.100, pero nunca 100.010-100.015-100.020-100.035, etc.

La frecuencia proporcionada por el «divisor programable», como hemos mencionado anteriormente, se comparará con la frecuencia del cuarzo del integrado CD.4046 (ver IC9).

Si ambas resultaran de 25 KHz, el comparador nos lo indicará **encendiendo el diodo led DL1.**

De hecho, en el terminal 1 de IC9, cuando las dos frecuencias aplicadas en la entrada 3-14 resultan equivalentes, aparece una tensión positiva, que alimentando la base de TR1 enciende el diodo led.

Llegados a este punto esperamos que la descripción, extremadamente prolija, haya servido para que se comprenda el circuito, aparentemente complejo y en realidad muy sencillo.

Para el paso modulador se ha utilizado un operacional TL.082, formado por dos pasos amplificadores con entrada a fet (ver IC11/A e IC11/B).

El primero, IC11/A, lo aprovechamos para amplificar la señal de BF (que hay que conseguir de un mezclador o de un sencillo amplificador de BF), puesto que el mínimo de señal aceptable a la entrada es de unos 100 milivolt. pico-pico. La señal amplificada obtenida en la salida del terminal 1, mediante la resistencia R30, llegará al diodo varicap DV3 que, modificando la propia capacidad en función de la amplitud de la señal de BF, hará en + o en — la frecuencia portadora, obteniendo así la **modulación en frecuencia.**

Parte de esta señal de BF se aplicará finalmente en el terminal 5 del segundo amplificador operacional, que será utilizado como «indicador de modulación». En la salida de éste, como se ve en el esquema eléctrico, se aplica un puente rectificador de donde se obtiene por la señal BF una tensión continua que resulta proporcional a la amplitud de la señal de BF.

El miliamperímetro nos permite por lo tanto controlar la máxima desviación en frecuencia, es decir, establecer si la amplitud de la señal de BF es suficiente para obtener una desviación de 75 KHz.

Conociendo, por ejemplo, que para obtener una desviación máxima de 75 KHz la aguja del instrumento no debe sobrepasar los 75 microamperios, si se observa una desviación superior, hay que atenuar la amplitud de la señal de BF, actuando sobre el potenciómetro de volumen R24; si es menor, hay que aumentarla, girando el potenciómetro en sentido opuesto.

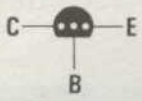
Para alimentar todo el circuito son necesarias dos tensiones, una de 5 volt. 330 mA y otra de 12 volt. 85 mA, que podemos obtener del alimentador LX.494.

Figura 2
Conexiones de los terminales de los transistores y del diodo varicap BB204 vistos desde abajo. El diodo puede sustituirse por un BB104. En el diodo BB105 el terminal cátodo es el que sale de uno de los lados del cuerpo, y es blanco.

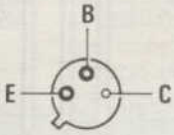


Diodo LED





BC317



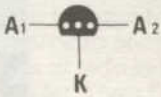
BFR36



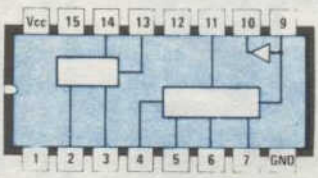
BB 105



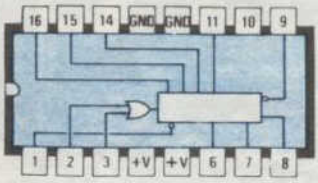
BB104



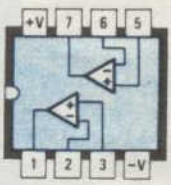
BB204



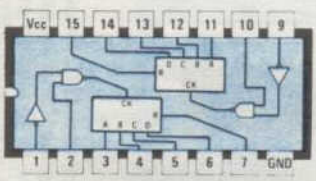
CD4046



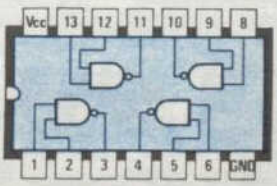
11C90



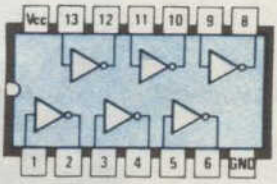
TL082



CD4518



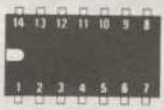
CD4011



SN7404



74163



MC1648

Figura 3
Conexiones de los terminales que se emplean para la realización de este proyecto, vistas desde arriba. El terminal 1, como puede verse, es el que está debajo de la muesca de referencia. Los terminales GND y -V indican los terminales que hay que conectar a masa, los que tienen la referencia Vcc., hay que conectarlos al positivo de alimentación.

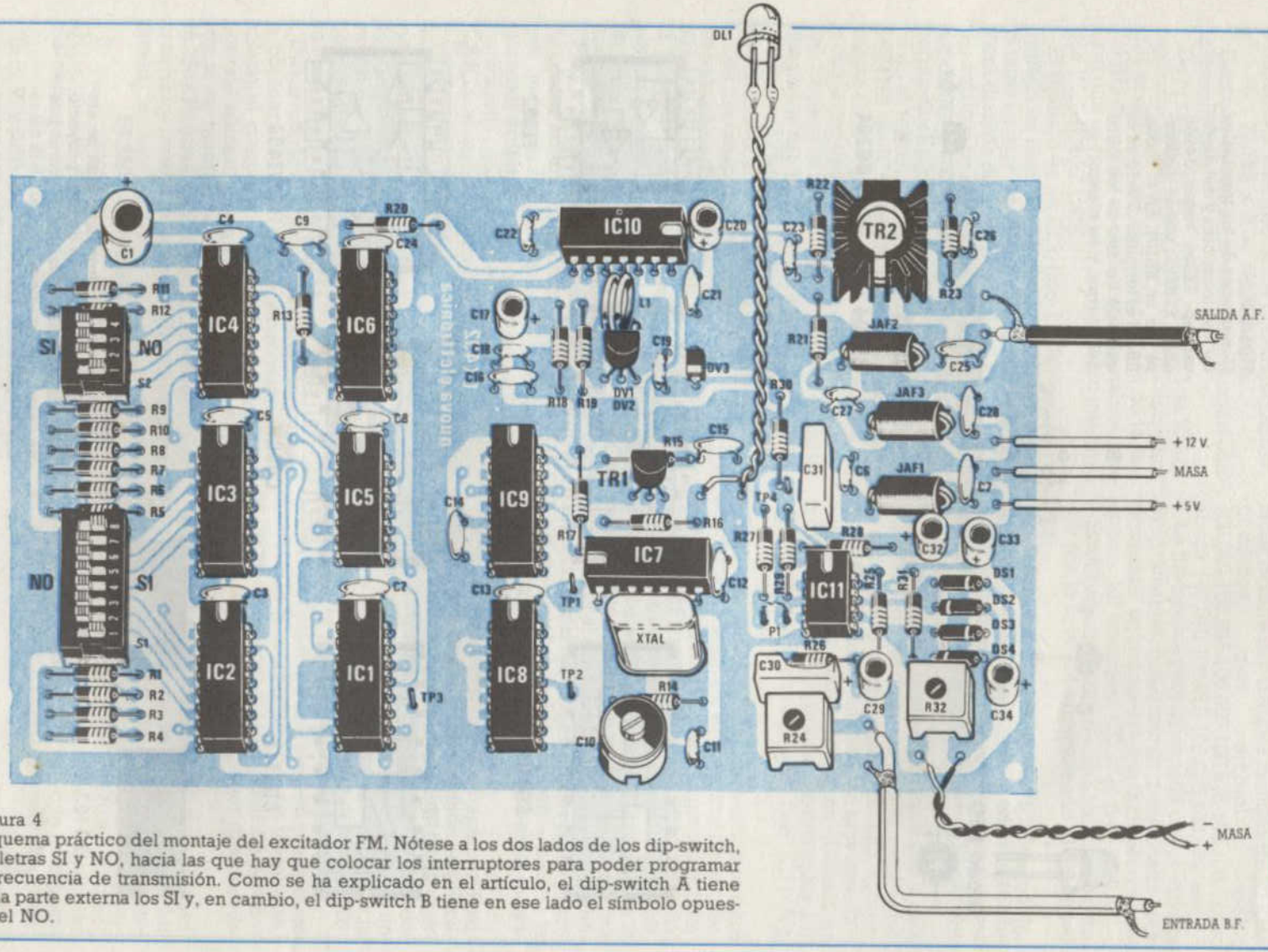


Figura 4
Esquema práctico del montaje del excitador FM. Nótese a los dos lados de los dip-switch, las letras SI y NO, hacia las que hay que colocar los interruptores para poder programar la frecuencia de transmisión. Como se ha explicado en el artículo, el dip-switch A tiene en la parte externa los SI y, en cambio, el dip-switch B tiene en ese lado el símbolo opuesto, el NO.

Para tener presente

En el esquema eléctrico, el puente que hay en el primer integrado preamplificador de BF (IC11/A) sirve para transmitir en MONO, o bien en STEREO (para esto se sirve del CODIFICADOR LX267).

Si se transmite en MONO, el puente **hay que cortocircuitarlo,** si es en STEREO el puente debe **permanecer abierto.**

Realización práctica

Una vez en posesión del circuito impreso de doble cara, con referencia LX.492 podemos iniciar el montaje de todos los componentes necesarios para su realización.

La primera operación es la de introducir en la parte superior del circuito impreso un hilo de cobre desnudo, en forma de Z, para que no se salga, soldándolo por la parte superior e inferior del circuito.

La segunda operación es la de colocar en la posición indicada todos los zócalos necesarios para los integrados. Al soldarlos se recomienda no usar una excesiva cantidad de estaño, porque podría llegarse a cortocircuitar la pista contigua. Para una soldadura perfecta hay que apoyar la punta del soldador en posición vertical en el terminar del zócalo, después acercar el estaño y en cuanto se haya derretido una gota, retirarlo inmediatamente, dejando la punta del soldador sobre la pista de cobre, durante dos o tres segundos, para que el estaño se funda totalmente entre la pista y el terminal.

El mismo procedimiento es válido para soldar en el circuito impreso de los dos dip-switch, teniendo en cuenta que ambos están colocados con el lado numerado (1-2-3-4, etc.) hacia el interior.

En el dibujo serigrafiado del circuito impreso viene indicado, para el dip-switch A, abajo NO, arriba SI (posición que han de tener los interruptores en fase de programación); en cambio, el dip-switch B, abajo se indica con SI y arriba con NO.

Hay que precisar que este cambio de SI y de No en el dip-switch B sirve para facilitar la programación.

En otras palabras, los interruptores del grupo A (S+) tienen su condición lógica SI con el interruptor CERRADO; en cambio, la condición de NO, con el interruptor ABIERTO.

Los del grupo B (S1) tienen la condición lógica SI con el interruptor ABIERTO y la condición NO, con el interruptor CERRADO.

Para evitar confusiones, hemos pensado que la solución más sencilla es la de invertir la serigrafía del circuito impreso. De tal forma que el grupo A tenga los interruptores indicados con SI arriba; en cambio, los del grupo B abajo, como se indica claramente por las referencias SI y NO que hay en la serigrafía.

Para completar el montaje de estos componentes, proseguiremos con las resistencias, los condensadores, el cuarzo y los trimmer. Finalmente se montan los dos transistores y el diodo varicap. El diodo BB104 (es sustituible por el BB204) no presenta problemas, porque aunque tiene la forma de un transistor, es decir, el cuerpo como media luna, se puede insertar tranquilamente en el circuito impreso hacia un lado o hacia otro, puesto que es el terminal central el que conjuga los dos diodos internos.

Con el BB105 hay que tener cuidado con su polaridad y para no equivocarse hay que tomar como referencia el «punto» marcado sobre el cuerpo, que colocaremos hacia el lado indicado en el esquema práctico de la fig. 4 (ver DV3).

Ahora, para completar el circuito, queda sólo la bobina L1 del oscilador MC.1648 (IC.10), que hay que construir según los datos que indicamos.

BOBINA L1: Con hilo de cobre plateado de 1 mm. enrollar sobre una varilla de 10 mm. de diámetro, **2 espiras,** separándolas para obtener una longitud total de unos 5 mm.

Puesto que el paso oscilador es conveniente que quede blindado respecto a los pasos adyacentes, en el kit encontraréis dos cajitas metálicas que se aplican al circuito impreso, tanto arriba como abajo (la caja más baja va debajo) fijándolas con dos tornillos. Controlar por seguridad que el metal de la pantalla no haga contacto con algún terminal del paso oscilador, porque se produciría un cortocircuito.

Ahora se insertan todos los integrados, respetando la muesca de referencia, incluir finalmente sobre el transistor TR2 la aleta de refrigeración, conectar exteriormente el diodo led LD1 y a este punto podéis proporcionar al circuito las dos tensiones requeridas (5 volt. y 12 volt.) obteniéndolas del alimentador que se incluye en este mismo número.

Antes de encender el alimentador, es conveniente «programar» los dos grupos de interruptores A y B en la frecuencia requerida. Para facilitaros el trabajo hemos preparado una tabla con frecuencias standard para la gama FM, que naturalmente puede siempre modificarse a vuestro deseo, según la indicación señalada en el párrafo «Cómo determinar la frecuencia de transmisión».

Puesto que el último paso amplificador AF (transistor TR2) es de banda ancha, de su salida podemos obtener cualquier frecuencia, sin necesidad de ajuste, desde un mínimo de 65 MHz a un máximo de 130 MHz.

Si disponéis de un frecuencímetro exacto, podréis controlar la frecuencia de salida y corregir eventuales pequeñas diferencias de algún centenar de Hz, girando el campensador C10 que, como ya hemos mencionado, sirve para modificar la frecuencia del cuarzo oscilador,

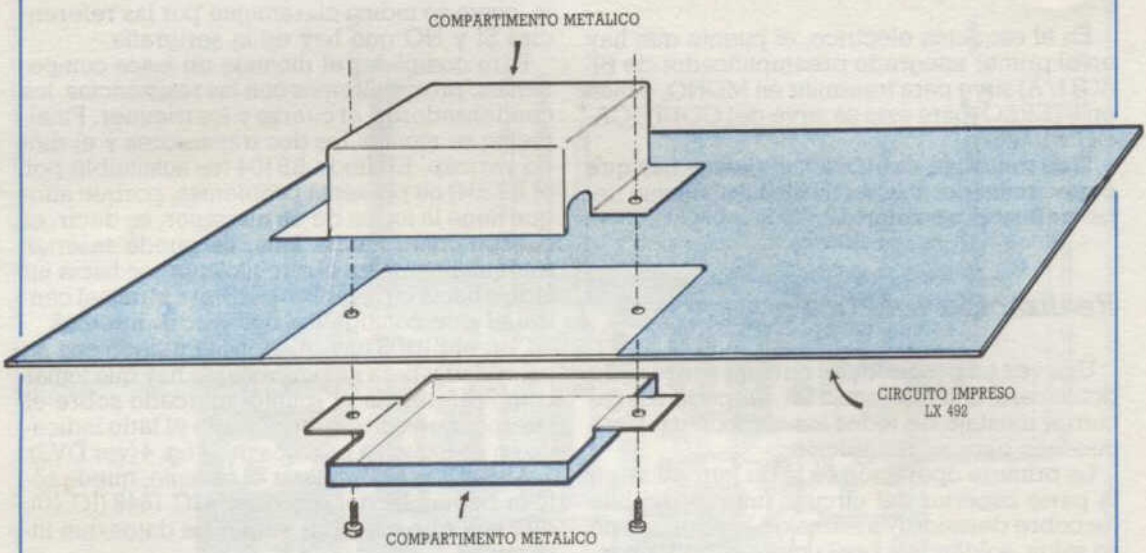


Figura 5
El paso oscilador IC10=MC1648, incluidos la bobina L1 y los diodos varicap DV1-DV2-DV3, hay que apantallarlos totalmente, por arriba y por abajo, colocando en ambos lados las tapas de metal que encontraréis en el kit. Con dos tornillos y tuercas se sujetan estas dos pantallas, cuidando de no provocar cortocircuitos con algún componente interior.

ante la eventualidad de que éste no resulte exactamente de 2.000.000 Hz.

Por esto, en el circuito impreso hay unos terminales TP (test point). El que se indica como TP1, conectado entre el terminal de salida 4 del nand IC7/B y el terminal 2 del integrado CD.4518 (IC8), se podrá utilizar y controlar si el cuarzo oscila exactamente sobre 2.000.000 Hz.

Los otros dos TP2 y TP3 sirven para controlar si en las entradas 3 y 14 del integrado comparador CD.4046 aparecen 25.000 Hz. Este control es útil en el caso de que hubiéramos cometido un error, o también para controlar si la cadena del divisor programable funciona correctamente.

De hecho, si hubiéramos invertido un integrado o hubiéramos incluido uno defectuoso, no aparecería nunca en el TP3 la frecuencia requerida.

Si todo funciona correctamente, podemos controlar si el paso modulador funciona de forma adecuada.

Para obtener una modulación que no supere los 75 KHz de la banda pasante, se procede como sigue:

1. Girar el potenciómetro de volumen R24 a unos 3/4 hacia el máximo y aplicar en la entrada una señal de BF (obtenida de un oscilador de onda senoidal) a una frecuencia de unos **1.000 Hz.**

2. Aplicar un osciloscopio entre el terminal TP4 y la masa y regular la sensibilidad de éste para 1 volt/cuadrito de pantalla. Cortocircuitar el puente de P1 situado sobre el terminal 2 del integrado IC11/A, puesto que la señal que aplicáis para la modulación es MONO.

3. Encender el oscilador BF y regular la amplitud de la señal de salida hasta que se detecte una señal que cubra al menos 4,5 cuadritos, esto es, hasta que se obtenga en TP4 una señal de unos 4,5 volt. pico-pico.

4. Alcanzada esta condición, girar el trimmer R32 de modo que la aguja del instrumento quede en correspondencia con el número 75 (si la escala está graduada de 1 a 100).

Haciéndolo de esta forma, cuando a continuación modulemos nuestro excitador con una señal cualquiera de BF, podremos establecer con extrema facilidad si la señal resulta insuficiente (en este caso, la aguja no alcanzará nunca 45-50 o más), o bien excesiva; en este segundo caso veremos que la aguja supera los 85-90.

Mediante el potenciómetro de entrada R24, o actuando sobre el potenciómetro del mezclador, podremos a continuación fácilmente dosificar la amplitud de la señal BF para adecuarla al valor requerido.

Lógicamente, la potencia de la señal AF (50 miliwatt) que está en la salida de este excitador, aunque esté modulado correctamente en FM es insuficiente para ser utilizado en una emisora privada (como máximo se puede utilizar como radiomicrófono); por eso hay que completarlo con un lineal que suministre una potencia de unas decenas de watt; en este mismo número encontraréis precisamente un lineal a MOSFET, que suponemos no defraudará vuestras expectativas.

COMO DETERMINAR LA FRECUENCIA DE TRANSMISION

Para obtener en la salida del excitador la frecuencia deseada, es necesario actuar en los dos grupos de conmutación (dip-switch): el primero compuesto por cuatro interruptores, que llamaremos **A;** el segundo compuesto de ocho interruptores, que llamaremos **B.**

Actuando en estos interruptores se determina un código concreto en los divisores presentes en el circuito, que nos permitirá obtener en la salida la frecuencia deseada.

La operación, a primera vista, puede parecer demasiado complicada, pero con los ejemplos que os presentamos, podéis comprobar su simplicidad.

Como observaréis; en el circuito impreso, cada dip-switch tiene un número en correspondencia de cada interruptor y precisamente: el dip-switch **A** conlleva una progresión de los números del 1 al 4 (1-2-3-4); el **B** del 1 al 8 (1-2-3-4-5-6-7-8).

Si se quiere obtener en salida una determinada frecuencia, es necesario saber cuáles hay que desplazar hacia el lado **SI** y cuáles hay que dejar hacia el lado **NO.** Para esto utilizamos las dos tablas (una para cada dip-switch) reflejado en la fig. 6.

Como podéis notar en cada tabla se indica arriba el número de cada interruptor (1-2-3-4), bajo el correspondiente «paso» binario y abajo, en las casillas que se han dejado en blanco, el «código» que hay que obtener, dependiendo de la frecuencia deseada. Para comprender a fondo el procedimiento, os proponemos unos ejemplos.

EJEMPLO 1.°: Supongamos que nos interesa obtener una frecuencia de **99.525 KHz (igual a 99,525 MHz).** Las operaciones que hay que realizar son las siguientes:

A) Antes de nada, hay que dividir esta frecuencia por **25 KHz,** obteniendo así el número necesario, para la resolución de nuestro problema:

$$99.525 : 25 = 3.981$$

B) A este número se quita la última cifra de la derecha, en este caso **1,** que nos servirá para programar el dip-switch A, el número restante **398,** lo utilizaremos para programar el dip-switch B.

Es importante recordar antes de proceder que hay que empezar siempre por el interruptor de la izquierda, es decir, el que tiene el «paso» mayor.

DIP-SWITCH. A

C) Al tener a disposición el **número 1,** procediendo de izquierda a derecha, tenemos que encontrar en la tabla del dip-switch A, el número del «paso», que se puede detraer.

El primer «paso», empezando siempre por la izquierda es 8, y puesto que, de 1 no es posible detraer 8, en la casilla de debajo hay que escribir NO; ver fig. 7.

D) Pasamos por lo tanto al segundo «paso», que es 4, que tampoco se puede detraer de 1, así que en la casilla correspondiente se escribe otra vez NO.

E) Consideramos el tercer «paso» 2, tampoco se puede detraer de 1, en las casillas correspondientes se escribe NO.

F) Al pasar finalmente al último «paso», que es 1, sí se puede detraer; puesto que **1 — 1 = 0,** por lo tanto, en esta casilla se pone **SI.**

Así que en lo que se refiere a la tabla del dip-switch A, procediendo de izquierda a derecha tenemos: NO-NO-NO-SI; esto significa que para programar el dip-switch A hay que colocar en SI solamente el primer interruptor de la derecha, el número 4, dejando los otros tres en posición NO.

DIP-SWITCH. B

Para programar el dip-switch B hay que programar de forma ligeramente distinta:

A) El número 398 (que queda después de eliminar la última cifra de la derecha) lo detraemos del **número fijo 513,** se obtiene:

$$513 — 398 = 115$$

B) El número que se obtiene, **115,** sirve para determinar cuál de los 8 interruptores del dip-switch B hay que cambiar.

C) Refiriéndonos a la tabla del dip-switch B y empezando también desde la izquierda hacia la derecha hay que considerar qué numeros de los «pasos» podemos detraer de 115.

D) El primer «paso» de la izquierda es 128, que no se puede detraer de 115, por lo que en la casilla correspondiente se escribe NO.

E) El segundo «paso» 64, sí se puede detraer de 115. **115 — 64 = 51.** En esta casilla se escribe **SI.**

F) Ahora hay que ver si este último número 51 se puede detraer del siguiente «paso», que es 32 y si es factible:

$$51 — 32 = 19$$

En la tercera casilla se escribe otra vez SI.

G) El número obtenido 19 se utiliza para detraer el cuarto «paso» de la tabla B, es decir, 16, así tendremos:

$$19 — 16 = 3$$

También en este caso se escribe SI.

H) Al pasar al quinto «paso», que es 8, la resta no es posible, así que en la casilla correspondiente se escribe NO.

I) A la misma conclusión llegamos con el sexto «paso», que es 4 y no se puede detraer de 3, también corresponde NO.

L) El séptimo «paso», que es 2, admite la operación:

3 — 2 = 1. En la casilla, un SI.

M) El octavo «paso» corresponde a un 1, que se puede detraer, así que tendremos:

1 - 1 = 0. En esta última casilla se escribe SI.

En conclusión, como puede verse por los ejemplos, hay que resolver una secuencia de restas, hasta que se obtenga como resultado 0.

DIP-SWITCH A (KILOHERTZ)				
DIP-SWITCH	1	2	3	4
PESO BINARIO	8	4	2	1
CODIGO				

DIP-SWITCH B (MEGAHERTZ)							
1	2	3	4	5	6	7	8
128	64	32	16	8	4	2	1

Figura 6
Para poder programar correctamente el excitador en FM, copiar en una hoja a cuadritos estas dos tablas, una para el dip-switch A (tabla de la izquierda), y otra para el dip-switch B (tabla de la derecha). En la primera línea se anota el número del interruptor, en la segunda el correspondiente «paso binario». En la última línea de abajo se coloca el SI o el NO, que se obtiene realizando las sencillas operaciones que se indican en el artículo.

	DIP-SWITCH A			
DIP-SWITCH	1	2	3	4
PESO BINARIO	8	4	2	1
CODIGO	NO	NO	NO	SI

DIP-SWITCH B							
1	2	3	4	5	6	7	8
128	64	32	16	8	4	2	1
NO	SI	SI	SI	NO	NO	SI	SI

Figura 7
Si se quisiera transmitir en una frecuencia de 99,525 MHz, en el dip-switch A tendríamos que poner en posición SI sólo el interruptor número 4, y en el dip-switch B sólo los números 2-3-4-7-8. En el ejemplo número 1 del artículo se explican con detalle cuáles son las operaciones que hay que realizar para determinar qué interruptores de los dip-switch A y B hay que colocar en posición SI y cuáles hay que dejar en posición NO.

	DIP-SWITCH A			
DIP-SWITCH	1	2	3	4
PESO BINARIO	8	4	2	1
CODIGO	NO	SI	SI	NO

DIP-SWITCH B							
1	2	3	4	5	6	7	8
128	64	32	16	8	4	2	1
SI	NO	SI	NO	NO	NO	NO	SI

Figura 8
Si se quisiera elegir una frecuencia de 88,150 MHz, la posición de los interruptores de los dos dip-switch no puede ser igual que la del ejemplo anterior; tal y como se deduce de estas tablas, en el dip-switch A hay que poner en posición SI los interruptores 2-3, y en el dip-switch B los interruptores 1-3-8. En el ejemplo número 2 del artículo se detallan los cálculos que hay que realizar para obtener esta frecuencia.

	DIP-SWITCH A			
DIP-SWITCH	1	2	3	4
PESO BINARIO	8	4	2	1
CODIGO	NO	NO	NO	NO

DIP-SWITCH B							
1	2	3	4	5	6	7	8
128	64	32	16	8	4	2	1
NO	SI	NO	SI	SI	SI	NO	SI

Figura 9
Para transmitir en una frecuencia de 105 MHz, como se refleja en las tablas, todos los interruptores del dip-switch A tienen que dejarse en posición NO; en cambio, en el dip-switch B hay que poner en posición SI los interruptores 2-4-5-6-8. Como se ve en el ejemplo número 3 del artículo, los cálculos que hay que realizar son extremadamente sencillos y al alcance de todos.

	DIP-SWITCH A			
DIP-SWITCH	1	2	3	4
PESO BINARIO	8	4	2	1
CODIGO	NO	NO	NO	NO

DIP-SWITCH B							
1	2	3	4	5	6	7	8
128	64	32	16	8	4	2	1
SI	SI	NO	SI	SI	SI	SI	SI

Figura 10
Programando los dos dip-switch, como indica esta figura, se obtendrá en la salida del excitador una frecuencia de 72,500 MHz. También en este caso como en el de la fig. 9, todos los interruptores del dip-switch A hay que dejarlos en posición NO, y en el dip-switch B hay que poner en posición SI los interruptores 1-2-4-5-6-7-8. El cálculo para obtener esta frecuencia se explica en el ejemplo número 4 del artículo.

Mirando la tabla del dip-switch B (ver tabla de la fig. 7), de izquierda a derecha, tenemos: NO-SI-SI-SI-NO-NO-SI-SI, por lo que se puede fácilmente comprender que para programar el dip-switch B hay que poner en SI todos los interruptores indicados con el SI, es decir, 2-3-4-7, dejando 1-5-6 en posición NO.

EJEMPLO 2.°: Supongamos que queremos obtener en la salida por el sintetizador una frecuencia de 88.150 (igual a 88,150 MHz); como en el ejemplo anterior, utilizaremos dos tablas, una para el dip-switch A, la otra para el dip-switch B, en las que colocaremos, de izquierda a derecha, el número de cada interruptor y debajo el correspondiente «paso» binario.

Conociendo la frecuencia requerida (88.150) empezaremos dividiéndola por el **número fijo 25:**

88,150 : 25 = 3.526

Del número obtenido se quita la última cifra de la derecha, que en este caso es **6** y que nos serviría, como ya hemos visto, para programar el dip-switch A.

Siempre de izquierda a derecha buscaremos la unidad (o medida) de «paso» que en la primera tabla se puede detraer del 6.

El primer «paso» de la izquierda es 8, que no se puede restar de 6, en la casilla correspondiente se escribe NO (ver fig. 8).

El segundo «paso» es 4, sí se puede efectuar la resta:

6 — 4 = 2. Se escribe SI.

El número obtenido, **2,** es el que hay que utilizar para la siguiente resta. Considerando que el tercer «paso» es 2 y que se puede restar del anterior resultado, tendremos:

2 — 2 = 0. En la casilla correspondiente hay que escribir SI.

Al obtener como último resultado un «0», podría considerarse cerrado, según lo explicado anteriormente, pero en la tabla queda por considerar el cuarto «paso», que es 1, pero como de 0 no se puede restar 1, en esta casilla se escribe NO.

La tabla A, terminadas las operaciones, y de izquierda a derecha, queda así: NO-SI-SI-NO.

Con estos datos podemos ya programar el dip-switch A, porque, como ya sabemos, los interruptores que hay que cambiar son los del SI: el 2 y el 3, y dejamos en NO el 1 y el 4.

Pasemos ahora a programar el dip-switch B, utilizando el número que queda, después de quitar la última cifra de la derecha (el 6), es decir 352, que se detrae del **número fijo 513:**

513 — 352 = 161

Con este número buscamos en la tabla B, de izquierda a derecha, el «paso» que se puede restar de 161.

El primer «paso» de la izquierda es 128, que se puede restar:

161 — 128 = 33

En la primera casilla se escribe SI, y el número 33 lo restaremos a continuación.

El segundo «paso» 64, como es mayor que 33 no se puede detraer, en la casilla un NO.

El tercer «paso» es 32, así que:

33 — 32 = 1

La respuesta es SI.

Considerando los otros «pasos», el cuarto, el quinto, el sexto y el séptimo, respectivamente, con los números 16-8-4-2, vemos que ninguno se puede restar de 1, por lo tanto, en las cuatro casillas se escribe NO.

El último «paso», en cambio, el octavo, al ser 1 se puede restar:

1 — 1 = 0

En la casilla correspondiente se escribe SI.

En la segunda tabla se han obtenido, de izquierda a derecha: SI-NO-SI-NO-NO-NO-NO-SI, lo que significa que para programar el dip-switch B hay que poner en SI el primero, el tercero y el octavo interruptor, y dejar en NO los otros cinco; haciéndolo así, de nuestro excitador obtendremos una frecuencia de 88.150 KHz.

EJEMPLO 3.°: Supongamos que se quiere transmitir exactamente en la frecuencia de 105 MHz; necesitamos saber qué interruptores de los dos dip-switch hay que cambiar de posición.

Aunque se haya elegido una frecuencia completa (88-100-105 MHz), hay que acordarse de convertirlos en KHz; por lo tanto tendremos:

105 MHz = 105.000 KHz

Utilizando el mismo procedimiento de los ejemplos anteriores con las tablas, se deduce la forma de programar los dos dip-switch.

Volvemos a la frecuencia deseada de 105 MHz, igual a 105.000 KHz, se divide, como ya sabemos, **por el número fijo 25;** así se obtiene:

105.000 : 25 = 4.200

Del número que hemos obtenido (4.200) se quita la última cifra «0», que se utiliza para programar el dip-switch A.

Como rápidamente se deduce, ningún «paso» se puede deducir, por lo que en la primera tabla se escribe NO, en todas las casillas (ver fig. 9).

La serie completa de NO indica que para programar el dip-switch A hay que dejar en posición NO todos los interruptores.

El número que ha quedado desupés de quitar la última cifra es 420, que se utiliza para programar el dipswitch B.

Del **número fijo 513** se detrae 420, y se obtiene:

513 — 420 = 93

Este número sirve para buscar en la segunda tabla, siempre de izquierda a derecha, la unidad de «paso» que se puede restar.

El primer «paso», que es 128, no se puede restar; en la casilla correspondiente se escribe NO.

El segundo «paso» es 64; sí se puede restar del número 93; así tendremos:

93 — 64 = 29

En la casilla correspondiente se pone SI.

El siguiente «paso» es 32, como es mayor que

el número que tenemos, no se puede restar, se pone NO.

El cuarto «paso» es 16, así que tendremos:

29 — 16 = 13

En la casilla se escribe SI.

El quinto «paso» es 8, se puede restar, así que nos queda:

13 — 8 = 5.

La respuesta SI; se incluye en la casilla.

El sexto «paso» 4, también es menor, así que:

5 — 4 = 1

Se escribe otro SI.

El séptimo «paso» es 2, y al ser mayor que 1 no se puede restar, se pone en la casilla NO.

El último «paso» es un 1, que con la resta queda:

1 — 1 = 0

Lógicamente se escribe SI.

La sucesión que hemos obtenido, de izquierda a derecha es: NO-SI-NO-SI-SI-SI-NO-SI, lo que demuestra que para programar el dip-switch B hay que poner en posición SI el 2.º-4.º-5.º-6.º-8.º interruptor, y se deja en posición NO el 1.º-3.º-7.º.

EJEMPLO 4.º: El procedimiento que hemos expuesto para la gama 88-108 MHz sirve también para cuando el oscilador sigue dentro de un margen de trabajo comprendido entre los 65 y los 130 MHz.

Por lo tanto, si queremos realizar un transmisor, que proporciona en salida una señal de AF de 72.500 KHz, hay que seguir las directrices ya trazadas.

Antes de nada hay que preparar las tablas para los dos dip-switch A y B.

Dividiendo la frecuencia por **25,** se obtiene:

72.000 : 25 = 2.900

Del número obtenido se quita la última cifra de la derecha, que nos sirve para programar el dip-switch A. Al ser esta cifra «0», sólo podemos escribir NO en las cuatro casillas de la primera tabla. Así que al programar el dip-switch A hay que dejar en posición NO todos los interruptores.

El número que ha quedado, **290,** se utiliza para programar el dip-switch B y en primer lugar se detrae del **número fijo 513,** así se obtiene:

513 — 290 = 223

Ahora se mira en la segunda tabla, de derecha a izquierda, qué medida de «paso» se puede restar de 223.

El primer «paso» 128 se puede restar:

223 — 128 = 95

En la casilla se escribe SI, y el número 95 se utiliza para las siguientes operaciones.

El segundo «paso es 64, que se puede restar, así que:

95 — 64 = 31

En este caso se escribe SI.

El tercer «paso» es 32; al ser mayor que 31 no se puede restar y, por lo tanto, se anota un NO.

El cuarto «paso» 16, se puede restar:

31 — 16 = 15

En esta casilla se escribe SI.

El quinto «paso» 8 también se puede detraer de 15, así que:

15 — 8 = 7

En esta casilla, otro SI.

El sexto «paso» es 4:

7 — 4 = 3

En la casilla se escribe SI.

El séptimo «paso» es un 2; también se puede restar:

3 — 2 = 1

Nuevamente se escribe en la casilla un SI.

El último «paso» es 1, y se puede restar:

1 — 1 = 0

También en la última casilla se escribe SI.

Revisando la sucesión, de izquierda a derecha, tenemos: SI-SI-NO-SI-SI-SI-SI-SI. Esto quiere decir que para programar el dip-switch B hay que poner en posición SI todos los interruptores menos el 3.º.

En definitiva, si el número de que disponemos es mayor que el «paso» del interruptor, hay que ponerlo en SI; si es menor, se deja en posición NO.

Si alguien, después de realizar todos los cálculos como se ha indicado, obtiene en la salida del excitador una frecuencia diferente, que se arme de paciencia y vuelva a revisar con cuidado todas las operaciones, probablemente un pequeño error ha cambiado el resultado esperado.

PARA FACILITAR LA PROGRAMACION DEL DIP-SWITCH A

Como ya habréis intuido, los interruptores del «grupo A» nos permiten programar sólo los Kilohertz de la frecuencia que hemos elegido. Así que, tanto si se elige una frecuencia de 70.050 KHz, de 88.050 KHz o de 99.050, 100.050 KHz, los interruptores del grupo A quedan siempre colocados de la misma forma.

Realizando algún cálculo con frecuencias diferentes, por ejemplo 70.050, 101.050 KHz o 104.050 KHz comprobaréis que únicamente el interruptor 2 es el que se coloca en posición SI.

La programación de los interruptores del dip-switch A, como se deduce de la tabla contigua, no varía tampoco si el «salto» de frecuencia es igual a **250 KHz,** es decir, que para una frecuencia de 100.025 KHz o para una de

100.275 KHz (100.025 + 250)
ó 100.525 (100.275 + 250)
ó 100.775 KHz (100.525 + 250)

la posición en que hay que colocar los cuatro interruptores A es idéntica.

Al utilizar la tabla A, conociendo la frecuencia, ejemplo 88.025, 89.025, 90.025, 100.025,

101.025, se puede establecer en seguida, por las últimas tres cifras de los KHz, cuáles serán los interruptores del grupo A, que se colocan en posición **SI.**

Para los interruptores del grupo «B», en cambio, hay que realizar los cálculos, tal y como se ha explicado en los ejemplos anteriores.

Precios de Kits y circuitos de este n.° en pág. 76.

INTERRUPTORES DEL DIP-SWITCH «A» PARA LLEVAR A «SI»

Mhz KHz	Mhz KHz	Mhz KHz	Mhz KHz	1	2	3	4
000.000	000.250	000.500	000.750	=	=	=	=
000.025	000.275	000.525	000.775	1	=	=	=
000.050	000.300	000.550	000.800	=	2	=	=
000.075	000.325	000.575	000.825	1	2	=	=
000.100	000.350	000.600	000.850	=	=	3	=
000.125	000.375	000.625	000.875	1	=	3	=
000.150	000.400	000.650	000.900	=	2	3	=
000.175	000.425	000.675	000.925	1	2	3	=
000.200	000.450	000.700	000.950	=	=	=	4
000.225	000.475	000.725	000.975	1	=	=	4

Tablas

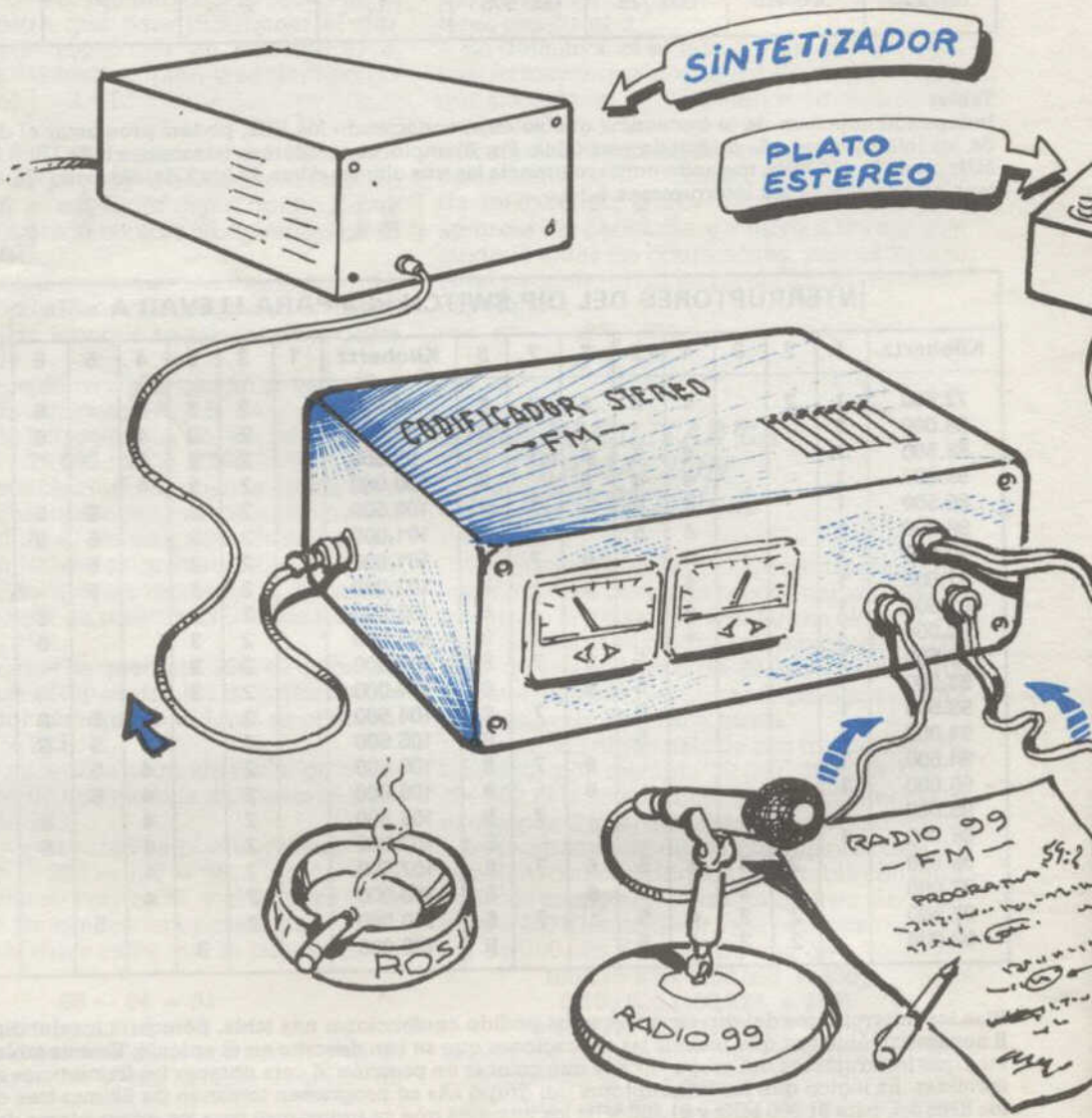
Independientemente de la frecuencia que se elija, conociendo los KHz, podéis programar el dip-switch de los interruptores «A» utilizando esta tabla. Por ejemplo, si os interesa transmitir en 72.175 o en 89.175 MHz o en 101.175 MHz, tomando como referencia las tres últimas cifras de los KHz, es decir, 175, colocaremos en posición SI los interruptores 1-2-3.

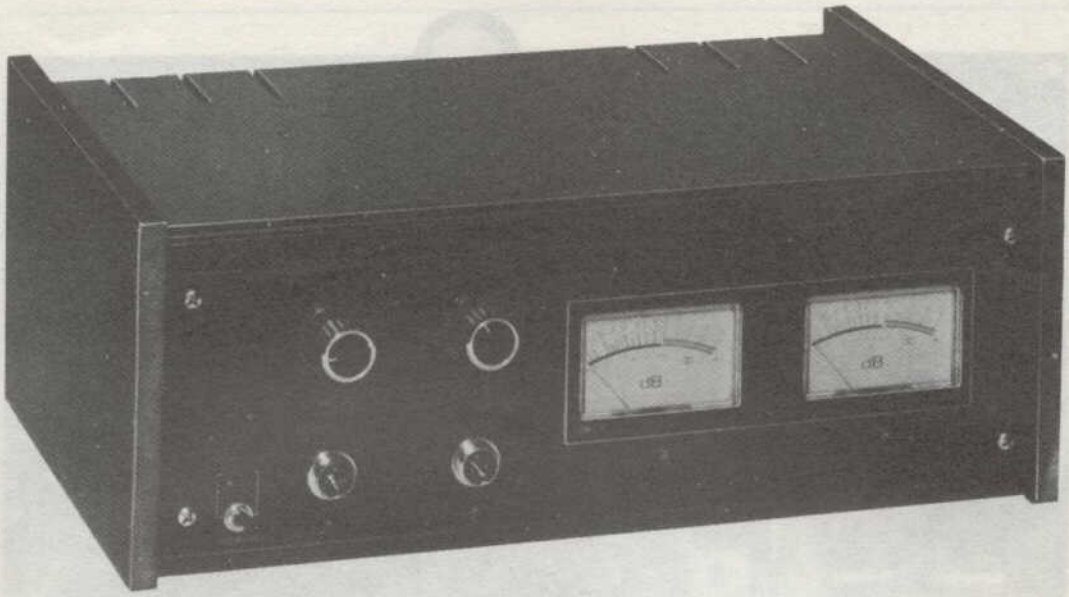
INTERRUPTORES DEL DIP-SWITCH «B» PARA LLEVAR A «SI»

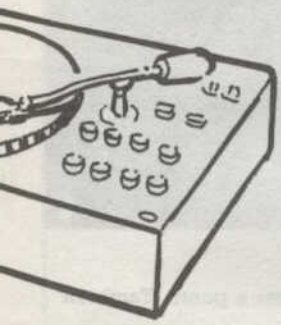
Kilohertz	1	2	3	4	5	6	7	8	Kilohertz	1	2	3	4	5	6	7	8
72.500	1	2		4	5	6	7	8	98.500		2	3	4		6	7	8
88.000	1		3					8	99.000		2	3	4		6		8
88.500	1			4	5	6	7	8	99.500		2	3	4			7	8
89.000	1			4	5	6		8	100.000		2	3	4				8
89.500	1			4	5		7	8	100.500		2	3		5	6	7	8
90.000	1			4	5			8	101.000		2	3		5	6		8
90.500	1			4		6	7	8	101.500		2	3		5		7	8
91.000	1			4		6		8	102.000		2	3		5			8
91.500	1			4			7	8	102.500		2	3			6	7	8
92.000	1			4				8	103.000		2	3			6		8
92.500	1				5	6	7	8	103.500		2	3				7	8
93.000	1				5	6		8	104.000		2	3					8
93.500	1				5		7	8	104.500		2		4	5	6	7	8
94.000	1				5			8	105.500		2		4	5	6		8
94.500	1					6	7	8	105.500		2		4	5		7	8
95.000	1					6		8	106.000		2		4	5			8
95.500	1						7	8	106.500		2		4		6	7	8
96.000	1							8	107.000		2		4		6		8
96.500		2	3	4	5	6	7	8	107.500		2		4			7	8
97.000		2	3	4	5	6		8	108.000		2		4				8
97.500		2	3	4	5		7	8	110.000		2			5			8
98.000		2	3	4	5			8	120.000			3					8

Para los interruptores del dip-switch A se ha podido confeccionar una tabla, pero para los del dip-switch B necesariamente hay que realizar las operaciones que se han descrito en el artículo. En esta tabla indicamos qué interruptores del grupo «B» hay que colocar en posición SI para obtener las frecuencias standard incluidas. Es lógico que los interruptores del grupo «A» se programen tomando las últimas tres cifras de los KHz; así, para 91.000 MHz y 91.500 MHz los números que se programan para los interruptores del grupo «A» son 000 y 500 KHz.

CODIFICADOR ESTEREO



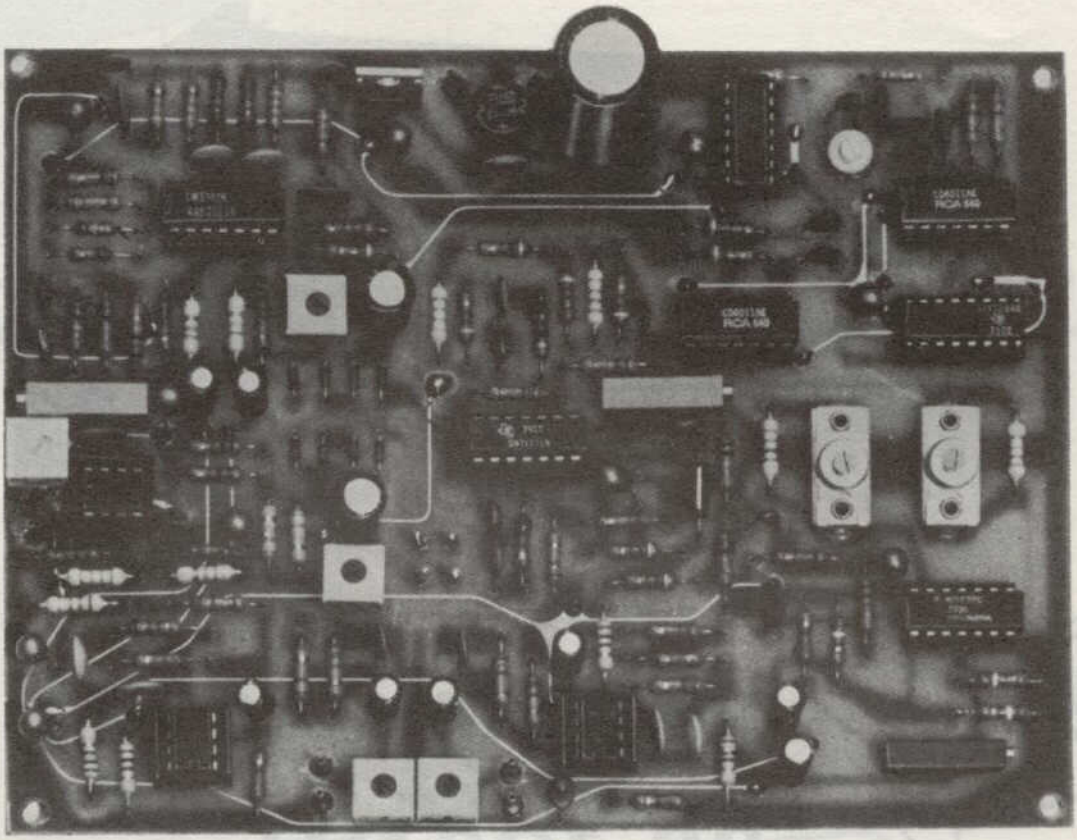




para emisora FM 88-108 MHz

Una emisora en FM es sólo una estación a medias si transmite sólo en «mono»; no hay que renunciar a transmitir en «stereo»; no hay más que realizar un «codificador», como el que hoy os proponemos que, además de ser prácticamente perfecto, es interesante su precio.





Esta es la foto de uno de los codificadores que hemos montado para su puesta a punto. También vuestro montaje, una vez terminado, tendrá un aspecto similar a éste.

PODRÍA parecer a primera vista algo superfluo el presentar en la revista un «codificador» stereo, cuando hay tantos comercializados.

No emitáis opiniones precipitadas, porque aunque ya tengáis instalado en vuestra emisora privada un codificador, estamos casi seguros de que además de que no posee determinadas características, habéis pagado un precio alto en referencia a su valor concreto.

Unicamente os invitamos a que comparéis las características y el precio de vuestro codificador con las características y el precio de éste, para que se saquen las debidas conclusiones.

Con esto no pretendemos afirmar que somos «especiales», ni que somos capaces de hacer milagros.

Somos personas normales y corrientes, y sabemos que para hacer algo y hacerlo bien es necesario tiempo.

De hecho, no se puede pensar que un circuito sólo porque ha sido montado una sola vez y se ha comprobado que funciona durante unos minutos puede ser presentado a los lectores.

Para estar seguros de un resultado hay que dejar que el circuito funcione, por lo menos, durante tres o cuatro días, porque sólo así se puede determinar si algún componente se ha calculado al límite de sus posibilidades, y si es así, remediarlo antes de que sea demasiado tarde.

Normalmente, durante 10 minutos o una hora, todos los proyectos funcionan normalmente, pero esto no quiere decir que después de 12 horas de funcionamiento ininterrumpido sigan haciéndolo.

Nuestro codificador no tiene este problema, puede funcionar sin parar, sin que aparezca la menor señal de «cansancio».

Además, como afirmábamos en la entradilla, este circuito presenta características superio-

Figura 1
En una transmisión «mono» se modula la portadora AF al 100 por 100 con un espectro de únicamente 15 KHz. El 100 por 100 equivale a una desviación máxima de frecuencia de + o de — 75 KHz.

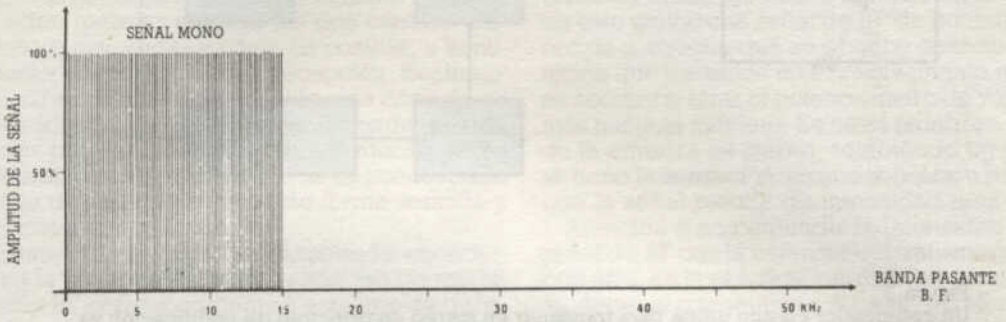
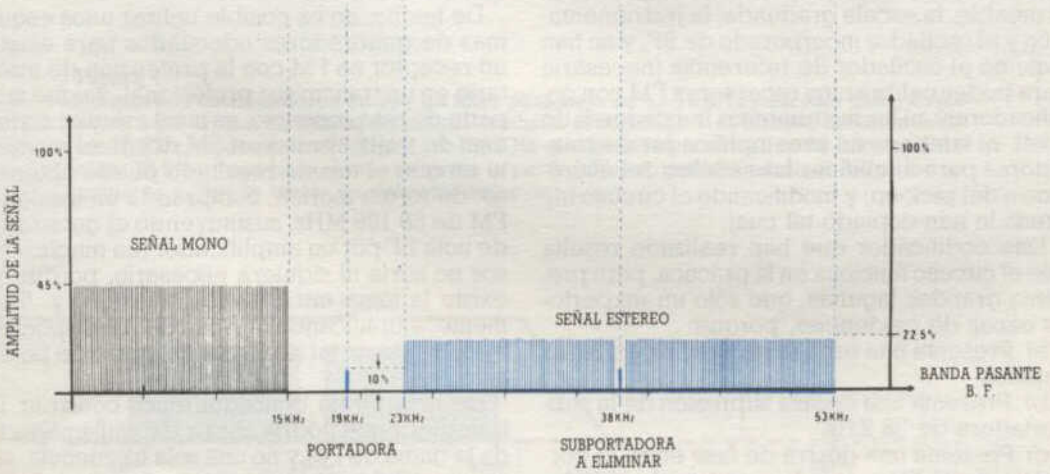


Figura 2
Transmitiendo en «stereo» y ensanchando el espectro de modulación hasta 53 KHz por la presencia de tres señales: mono, stereo, sincronía, al no poder aumentar el porcentaje de «modulación», es lógico que cada una de estas señales no pueda superar unos valores bien definidos, tal y como se explica ampliamente en el artículo.



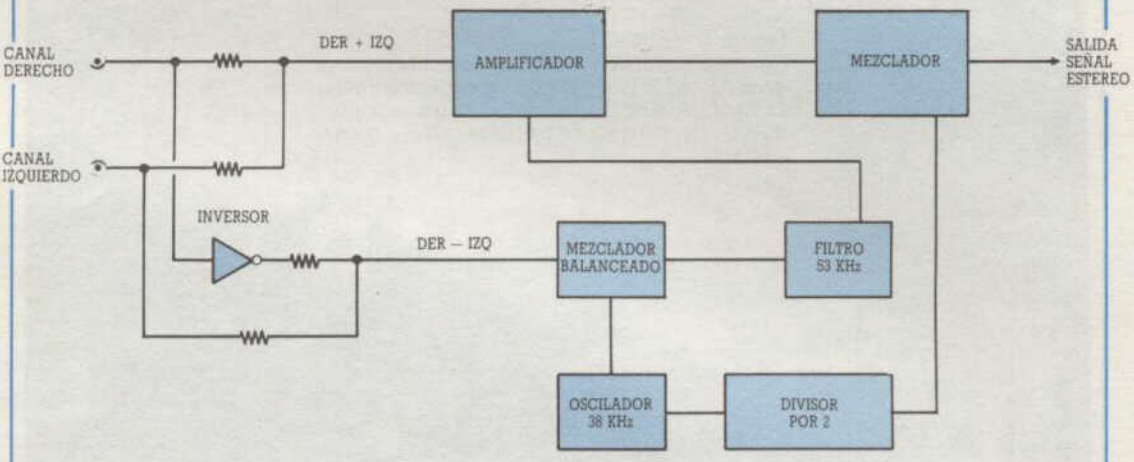


Figura 3
Un codificador clásico utiliza para transmitir en stereo un principio de codificación ya superado; en nuestro codificador, el espectro de modulación que se ve en la fig. 2 se obtiene automáticamente, con un solo conmutador electrónico; en cambio, en el clásico, son necesarios complejos pasos y mezclas, con todos los inconvenientes que de ello se deriva.

res a cualquier otro codificador comercializado.

Podemos opinar con tanta seguridad porque todos los esquemas de codificadores que hemos podido constatar no son otra cosa que **generadores para el ajuste de «codificador» stereo,** oportunamente corregidos.

En otras palabras los que han realizado estos codificadores han adquirido inicialmente un generador, en cuyo precio está comprendido el mueble, la escala graduada, la instrumentación y el oscilador incorporado de BF, y no han incluido el oscilador de referencia (necesario para poder calibrar los receptores FM con codificadores), ni los instrumentos indicadores de nivel, ni tampoco un preamplificador de transistores para amplificar las señales del micrófono o del pick-up, y modificando el circuito impreso lo han copiado tal cual.

Este codificador que han realizado resulta que el circuito funciona en la práctica, pero presenta grandes lagunas, que sólo un «experto» es capaz de evidenciar, porque:

a) Presenta una escasa separación entre los canales.

b) Presenta una escasa supresión de la subportadora de 38 KHz.

c) Presenta una deriva de fase entre la portadora de 19 KHz y la subportadora de 38 KHz.

d) Es propenso a intermodulaciones.

e) La separación entre los canales varía en función de la frecuencia.

f) La conmutación se efectúa con transistores y diodos, con todos los inconvenientes que de ello se derivan.

En nuestro circuito, en cambio, todos estos inconvenientes no se presentan, puesto que ha sido proyectado con tanta minuciosidad que incluso un profano, consultando el esquema, estudiando el funcionamiento y a la vista de los componentes empleados, es capaz de efectuar una comparación.

De hecho, no es posible utilizar unos esquemas de generadores adecuados para ajustar un receptor en FM con la pretensión de insertarlo en un transmisor profesional, ya que si se parte de este concepto, es inútil estudiar esquemas de transmisores en FM desde el momento en que el mismo resultado puede obtenerse, de forma teórica, comprando un oscilador FM de 88-108 MHz, sustituyendo el generador de nota BF por un amplificador (en muchos casos no sería ni siquiera necesario, porque ya existe la toma «modulación exterior») y, finalmente, amplificando la señal de AF disponible en la salida de tal oscilador con paso de potencia.

De esta forma conseguiremos construir un transmisor que podría cubrir tranquilamente toda la gama de FM y no una sola frecuencia, pero no podremos, pues, pretender que el mismo resulte estable en frecuencia, que no exista deriva, que la modulación resulte perfecta con una derivación máxima de 75 KHz, y que

no aparezcan señales espúreas en la salida, esto es, nos tendremos que contentar con algo que funciona, pero sólo a grandes rasgos.

Principio y funcionamiento de un codificador

Antes de presentar el esquema eléctrico de nuestro codificador, consideramos oportuno explicar el principio de funcionamiento, ya que es nuestra obligación aclarar al lector cómo se pueden mezclar entre sí los dos canales (derecha e izquierda) y cómo es posible, a continuación, separarlos en la recepción. Realmente, para nosotros hubiera sido más cómodo no mencionarlo, pero hubiéramos dejado un gran vacío, pues habiéndose hablado mucho de las transmisiones stereo, nunca se ha preocupado nadie de afrontar el tema de forma sencilla y comprensible para todos.

Comenzamos por una transmisión «mono».

En la fig. 1 señalamos el espectro de modulación BF correspondiente a este tipo de transmisión.

Como se observará en esta figura, la máxima frecuencia BF que puede ser transmitida en «mono» es equivalente a 15.000 Hz, esto es, la banda pasante de BF está comprendida entre 0 y 15.000 Hz y cada una de las frecuencias comprendidas en esta banda puede «modular» al 100 por 100 (es decir, hacer desviar en + o en — 75 KHz) la portadora de AF.

Hemos dicho al 100 por 100 porque, como veremos a continuación, transmitiendo en stereo, cada frecuencia comprendida en la banda pasante de BF puede modular la portadora AF a menos del 50 por 100; tanto es así, y lo habréis notado al sintonizar una emisora stereo con un receptor mono, que para obtener en la salida de este último una señal de BF de potencia parecida a aquella que se obtiene cuando la estación que transmite en exclusivamente «mono» es necesario girar el potenciómetro de volumen más hacia el máximo. En otras palabras, cuando la emisora es stereo, recibiendo en mono, se tiene la sensación (es una sensación real) de que la señal resulta de intensidad más baja.

Atención a no confundir la intensidad de la señal de BF con la potencia del transmisor, porque ésta, en la práctica, permanece invariable, es decir, si transmitimos 50 watt. en mono, serán también 50 watt. en stereo, sólo que en este último caso la «modulacón» que se produce por cada frecuencia de BF es de inferior inten-

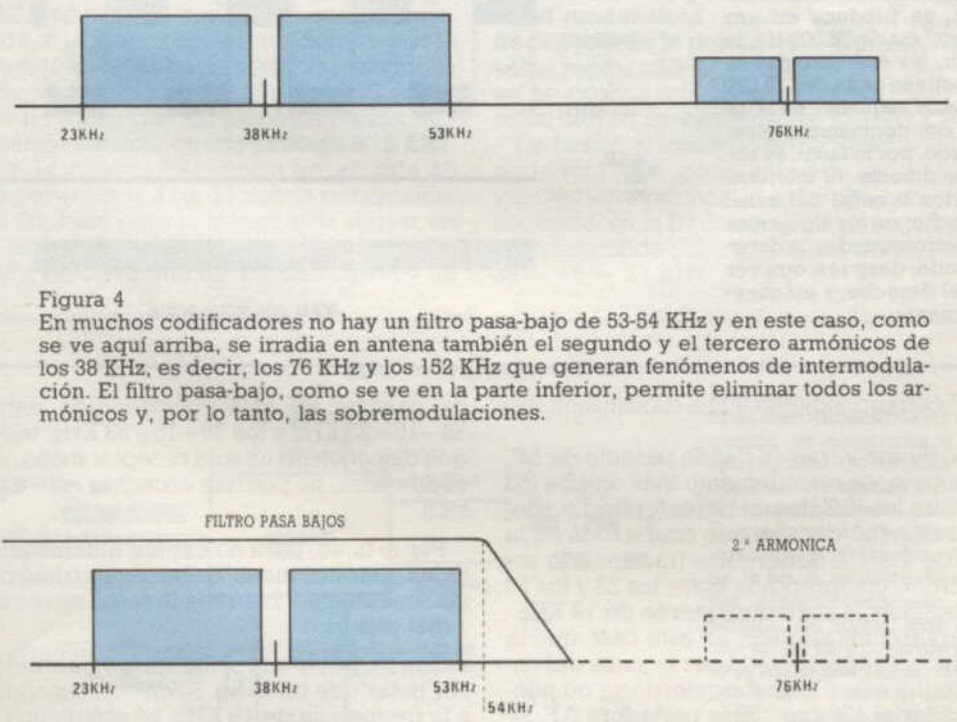


Figura 4
En muchos codificadores no hay un filtro pasa-bajo de 53-54 KHz y en este caso, como se ve aquí arriba, se irradia en antena también el segundo y el tercero armónicos de los 38 KHz, es decir, los 76 KHz y los 152 KHz que generan fenómenos de intermodulación. El filtro pasa-bajo, como se ve en la parte inferior, permite eliminar todos los armónicos y, por lo tanto, las sobremodulaciones.



Figura 5
El sistema multiplex se puede comparar a un rápido conmutador electrónico que obtiene la señal del canal derecho o del izquierdo alternativamente y la vuelve a llevar a la salida con una sucesión derecha-izquierda-derecha, etc., como se ve en el dibujo.

sidad; por lo tanto es necesario únicamente actuar un poco más sobre el control de volumen del receptor para poder escucharla con igual intensidad.

A continuación examinaremos la fig. 2, en la cual se ha señalado el espectro de la modulación BF correspondiente a una transmisión stereo.

Como puede verse, la banda pasante de BF, en este caso, es notablemente más amplia (53 KHz contra los 15 KHz anteriores)), porque además de la señal «mono», que ocupa todavía la banda de 0 a 15, deberemos transmitir la señal «stereo», comprendida entre los 23 y los 53 KHz y además la portadora stereo de 19 KHz.

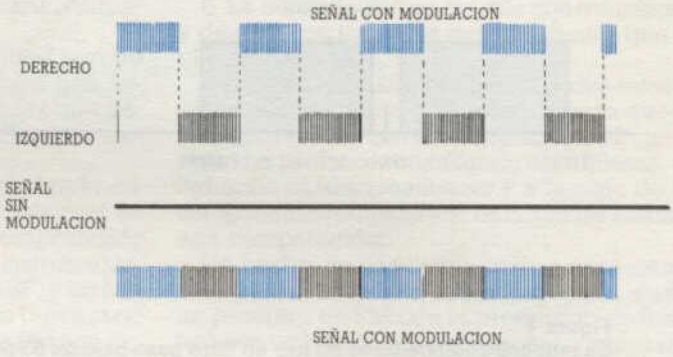
Observaremos también en este caso que la señal «mono» representada por la suma del canal derecho más el canal izquierdo ya no puede modular al 100 por 100 la portadora AF, sino sólo al 45 por 100, porque otro 45 por 100 se utiliza para la señal stereo, y el 10 por 100 restante para la portadora stereo a 19 KHz. Alguien, a este punto, podría preguntarse qué necesidad hay de transmitir la señal «mono», cuando ya se encuentra transmitiendo en «stereo».

La respuesta a esta pregunta es muy sencilla: si moduláramos la portadora AF sólo con la señal stereo, es decir, con la señal cuya banda pasante BF está comprendida entre los 38—15 = 23 KHz y los 38 + 15 = 53 KHz, todos los que disponen de un solo receptor mono, sin decodificador, no podrían escuchar esta transmisión.

Por lo tanto, para no excluir automáticamente los aparatos mono, deberemos transmitir simultáneamente, bien sea la señal stereo que la señal mono.

Con respecto a la señal stereo queremos hacer notar que en la fig. 2, en correspondencia a la frecuencia de 19 KHz, se señala una línea vertical de amplitud relativa, igual al 10 por 100 de la amplitud total del espectro, la cual representa en la práctica la portadora BF, en la que

Figura 6
La cadencia de los dos canales, con el sistema multiplex, se produce en una frecuencia de 38.000 Hz, es decir, las dos entradas se muestrean cada una 19.000 veces al segundo. En la salida del conmutador electrónico, por lo tanto, se obtiene durante 13 microsegundos la señal del canal derecho; en los siguientes 13 microsegundos, la del izquierdo; después, otra vez la del derecho, y así sucesivamente.



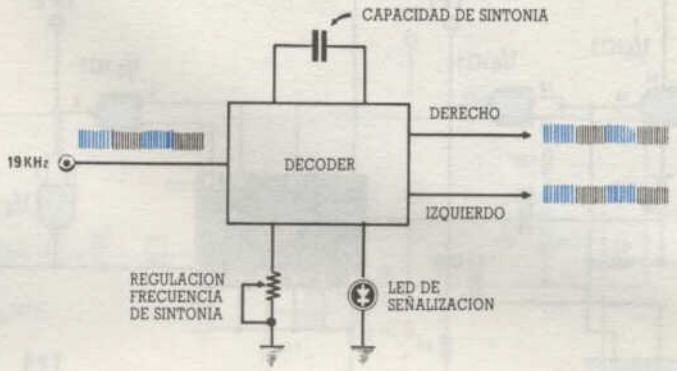


Figura 7
Si el PLL situado en el interior del codificador no engancha la frecuencia de la «portadora» a 19 KHz en recepción, en las dos salidas derecha e izquierda se obtienen dos señales «mono» totalmente idénticas. Es decir, no hay una separación entre el canal derecho y el izquierdo.

se engancha el decodificador del receptor para detectar la señal de stereo.

Desde los 23 hasta los 53 KHz, en cambio, tenemos el espectro de la señal stereo verdadera, centrada sobre la frecuencia de 38 KHz (en la práctica, sobre 38 KHz hay una subportadora, que en fase de transmisión está suprimida, si no contribuiría a disminuir posteriormente la amplitud correspondiente a las señales mono y stereo).

Llegados a este punto, todo puede parecer tan difícil y caótico como para renunciar a proseguir en la lectura del artículo, por incomprensible. Pero debé saberse que NUEVA ELECTRONICA no permite nunca que quede la menor duda, o al menos eso pretendemos; por lo tanto vamos a volver hacia atrás, repasando la señal mono.

Ya se ha dicho que en una transmisión mono, la banda pasante queda limitada a 15 KHz, es decir, la máxima frecuencia transmitida no debe superar los 15 KHz. El mismo razonamiento sirve también para la transmisión stereo, es decir, la máxima frecuencia que podemos transmitir en cada uno de los dos canales no puede superar los 15 KHz, porque además la señal stereo no puede ser transmitida superpuesta a la mono (si no, en recepción, el sonido resultaría ininteligible), así que es necesario trasladar la frecuencia lo suficiente como para evitar que se superpongan.

¿Cómo se consigue esta posibilidad?

Sencillamente, se modula en amplitud una portadora a 38 KHz y puesto que una modulación de amplitud da siempre origen a tres frecuencias diferentes, es decir:

frecuencia de la portadora
frecuencia de la portadora + frecuencia de la señal moduladora
frecuencia de la portadora — frecuencia de la señal moduladora

así se explica por qué el espectro de BF de la señal stereo se extiende de 23 a 53 KHz.

De hecho, si tomamos la frecuencia de la subportadora (que, como sabemos, es de 38 KHz) y de ésta detraemos 15 KHz que, como ya conocemos, es la frecuencia máxima que puede ser transmitida por cada canal, obtendremos:
38 — 15 = 23 KHz

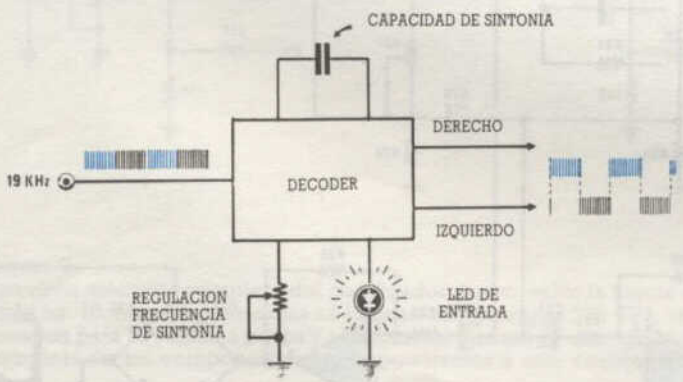
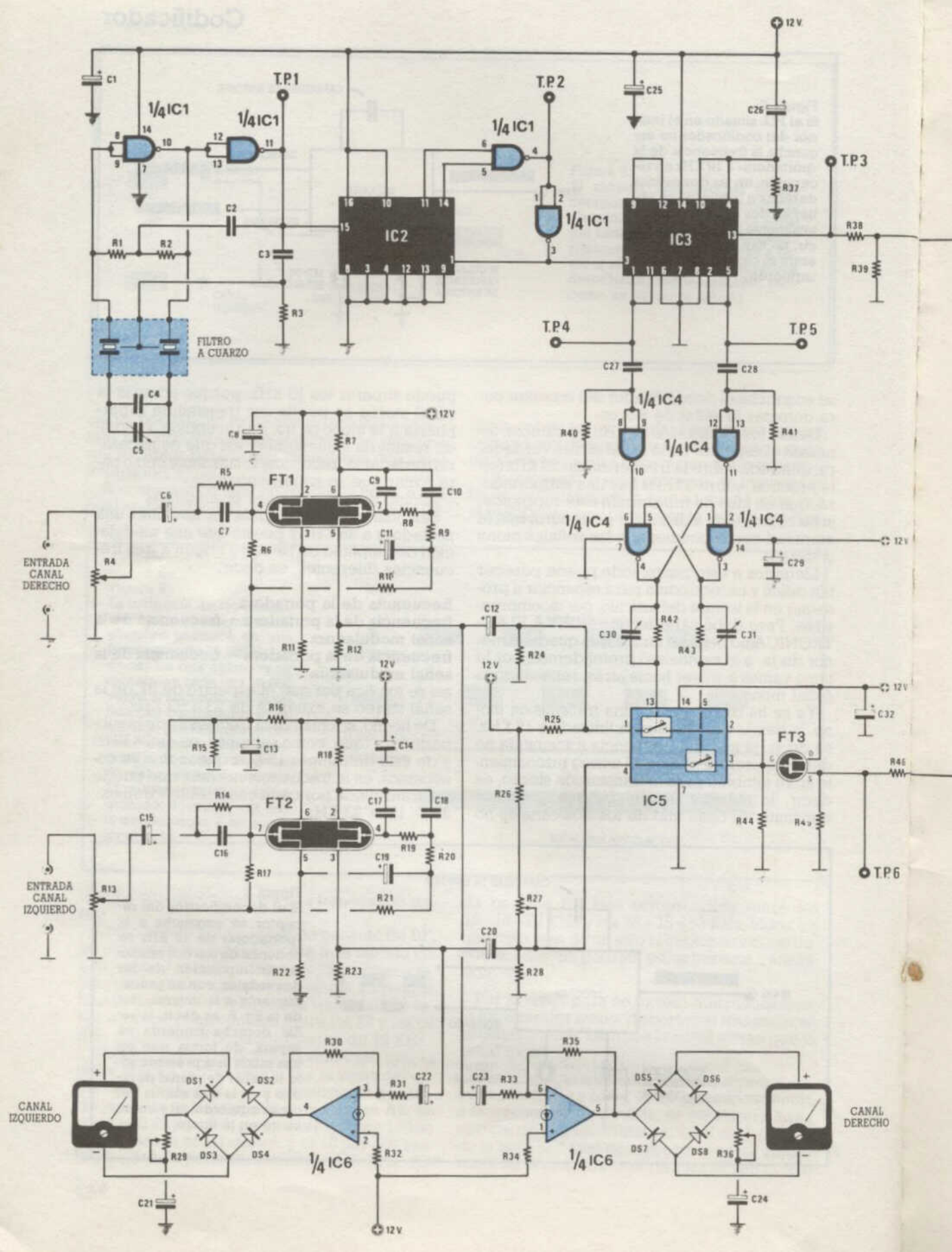


Figura 8
Si el decodificador del receptor se engancha a la «portadora» de 19 KHz se obtienen de sus dos salidas la recomposición de las dos señales, con un procedimiento a la inversa, del de la fig. 6, es decir, la señal derecha-izquierda se separa, de forma que en una salida está presente sólo la señal del canal derecho y en la otra sólo la del canal izquierdo, tal y como se ve en la figura.


12 V
C1
T.P.1
1/4 IC1
1/4 IC1
1/4 IC1
T.P.2
C25
C26
T.P.3
R37
IC2
IC3
1/4 IC1
R38
R39
C2
R1
R2
C3
R3
FILTRO
A CUARZO
C4
C5
T.P.4
T.P.5
C27
C28
1/4 IC4
1/4 IC4
R40
R41
1/4 IC4
1/4 IC4
C6
C7
C8
R7
R5
FT1
C9
C10
R8
R9
C11
R6
R10
ENTRADA
CANAL
DERECHO
R4
C29
C30
R42
R43
C31
C12
R11
R12
R24
12 V
R16
R25
C32
R15
C13
R18
C14
FT3
R46
R14
FT2
C17
C18
R26
IC5
C15
C16
R19
R20
R44
R45
R17
C19
T.P.6
ENTRADA
CANAL
IZQUIERDO
R13
R21
R27
C20
R22
R23
R28
R30
R35
CANAL
IZQUIERDO
DS1
DS2
R31
C22
C23
R33
DS5
DS6
CANAL
DERECHO
R29
DS3
DS4
1/4 IC6
R32
R34
1/4 IC6
DS7
DS8
R36
C21
C24
12 V

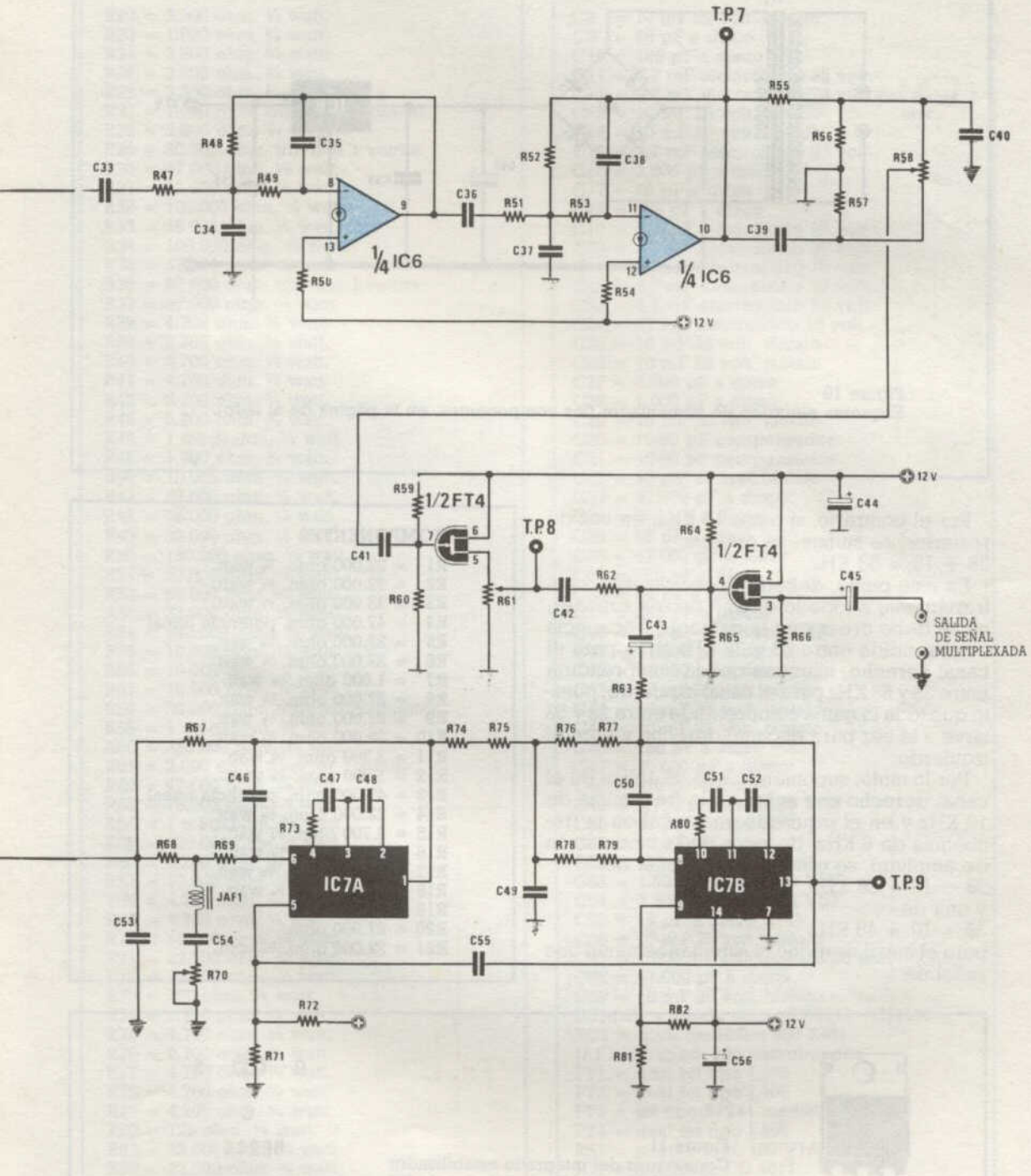


Figura 9
Esquema eléctrico completo del codificador stereo, salvo la fuente de alimentación, que se recoge en la fig. 10. Los terminales que se indican con las siglas TP1-TP2, etc., son «puntos de medida», necesarios para la puesta a punto y el ajuste, tal y como se explica ampliamente en el artículo. La lista completa de los componentes correspondientes a este circuito está en la página siguiente.

NOTA: En el esquema eléctrico nos hemos olvidado de conectar a masa el terminal 5 del integrado IC2.

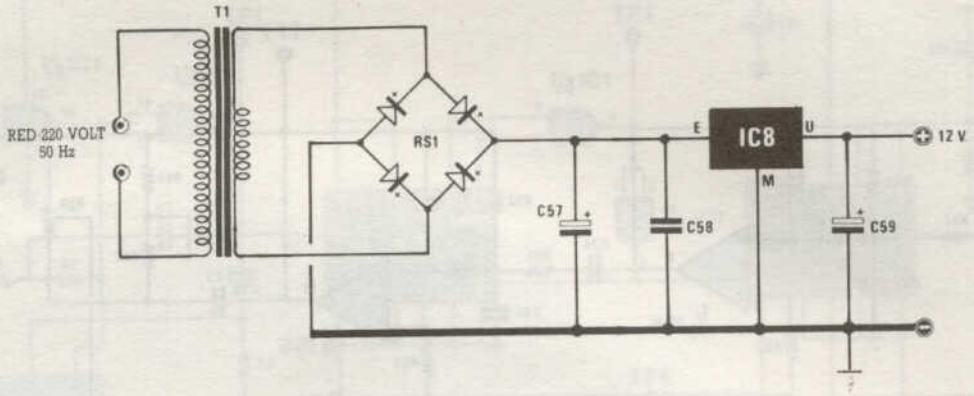


Figura 10
Esquema eléctrico de alimentador (los componentes, en la página de al lado).

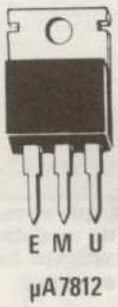
Por el contrario, si estos 15 KHz, en vez de restarlos, se suman, se obtiene:
38 + 15 = 53 KHz.

En este punto, debemos precisar que, contrariamente a todo lo que se podría suponer, no se debe creer que la gama de frecuencia comprendida entre 23 y 38 KHz sirva para el **canal derecho,** mientras que la comprendida entre 38 y 53 KHz para el **canal izquierdo,** puesto que toda la gama comprendida entre 23 y 53 sirve a la vez para el canal derecho y para el izquierdo.

Por lo tanto, suponiendo que se aplica en el canal derecho una señal en la frecuencia de 10 KHz y en el izquierdo una señal en la frecuencia de 8 KHz, después de la modulación de amplitud, se obtendrá una señal de:
38 — 10 = 28 KHz
y una de
38 + 10 = 48 KHz
para el canal derecho, y simultáneamente una señal de:

COMPONENTES

R1 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R2 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R3 = 33.000 ohm. ¼ watt.
R4 = 47.000 ohm. potencia lineal
R5 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R6 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R7 = 1.000 ohm. ¼ watt.
R8 = 27.000 ohm. ¼ watt.
R9 = 27.000 ohm. ¼ watt.
R10 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R11 = 3.300 ohm. ¼ watt.
R12 = 1.000 ohm. ¼ watt.
R13 = 47.000 ohm. potencia lineal
R14 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R15 = 2.700 ohm. ¼ watt.
R16 = 8.200 ohm. ¼ watt.
R17 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R18 = 1.000 ohm. ¼ watt.
R19 = 27.000 ohm.
R20 = 27.000 ohm.
R21 = 22.000 ohm. ¼ watt.



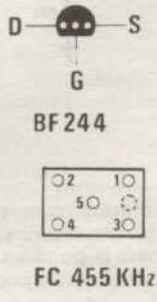


Figura 11
Conexiones del integrado estabilizador del fet BF.244 y del filtro cerámico de 455 KHz.

R22 = 3.300 ohm. ¼ watt.
R23 = 1.000 ohm. ¼ watt.
R24 = 3.900 ohm. ¼ watt.
R25 = 3.900 ohm. ¼ watt.
R26 = 3.300 ohm. ¼ watt.
R27 = 1.000 ohm. trimmer 20 vueltas
R28 = 3.900 ohm. ¼ watt.
R29 = 50.000 ohm. trimmer 1 vuelta
R30 = 47.000 ohm. ¼ watt.
R31 = 15.000 ohm. ¼ watt.
R32 = 100.000 ohm. ¼ watt.
R33 = 15.000 ohm. ¼ watt.
R34 = 100.000 ohm. ¼ watt.
R35 = 47.000 ohm. ¼ watt.
R36 = 50.000 ohm. trimmer 1 vuelta
R37 = 27.000 ohm. ¼ watt.
R38 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R39 = 2.200 ohm. ¼ watt.
R40 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R41 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R42 = 8.200 ohm. ¼ watt.
R43 = 8.200 ohm. ¼ watt.
R44 = 1 megaohm. ¼ watt.
R45 = 1.500 ohm. ¼ watt.
R46 = 10.000 ohm. ¼ watt.
R47 = 33.000 ohm. ¼ watt.
R48 = 56.000 ohm. ¼ watt.
R49 = 33.000 ohm. ¼ watt.
R50 = 180.000 ohm. ¼ watt.
R51 = 33.000 ohm. ¼ watt.
R52 = 56.000 ohm. ¼ watt.
R53 = 33.000 ohm. ¼ watt.
R54 = 180.000 ohm. ¼ watt,
R55 = 10.000 ohm. ¼ watt.
R56 = 10.000 ohm. ¼ watt.
R57 = 10.000 ohm. ¼ watt.
R58 = 50.000 ohm. trimmer 20 vueltas
R59 = 1 megaohm. ¼ watt.
R60 = 330.000 ohm. ¼ watt.
R61 = 2.000 ohm. trimmer 1 vuelta
R62 = 47.000 ohm. ¼ watt.
R63 = 15.000 ohm. ¼ watt.
R64 = 1 megaohm. ¼ watt.
R65 = 330.000 ohm ¼ watt.
R66 = 2.200 ohm. ¼ watt.
R67 = 10.000 ohm. ¼ watt.
R68 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R69 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R70 = 50.000 ohm. ¼ watt.
R71 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R72 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R73 = 120 ohm. ¼ watt.
R74 = 2.700 ohm. ¼ watt.
R75 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R76 = 2.700 ohm. ¼ watt.
R77 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R78 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R79 = 4.700 ohm. ¼ watt.
R80 = 120 ohm. ¼ watt.
R81 = 22.000 ohm. ¼ watt.
R82 = 22.000 ohm. ¼ watt.
C1 = 10 mF 25 volt. tántalo
C2 = 47 pF a disco NPO
C3 = 150 pF a disco NPO
C4 = 8,2 pF a disco NPO
C5 = 4,5 - 20 pF compensador
C6 = 4,7 mF electrolítico 25 volt.
C7 = 3.900 pF a disco

C8 = 10 mF 25 volt. tántalo
C9 = 68 pF a disco
C10 = 180 pF a disco
C11 = 4,7 mF electrolítico 25 volt.
C12 = 4,7 mF electrolítico 25 volt.
C13 = 10 mF 25 volt. tántalo
C14 = 10 mF 25 volt. tántalo
C15 = 4,7 mF electrolítico 25 volt.
C16 = 3.900 pF a disco
C17 = 68 pF a disco
C18 = 180 pF a disco
C19 = 4,7 mF electrolítico 25 volt.
C20 = 4,7 mF electrolítico 25 volt.
C21 = 4,7 mF electrolítico 16 volt.
C22 = 4,7 mF electrolítico 25 volt.
C23 = 4,7 mF electrolítico 25 volt.
C24 = 47 mF electrolítico 16 volt.
C25 = 10 mF 25 volt. tántalo
C26 = 10 mF 25 volt. tántalo
C27 = 1.000 pF a disco
C28 = 1.000 pF a disco
C29 = 10 mF 25 volt. tántalo
C30 = 10-60 pF compensador
C31 = 10-60 pF compensador
C32 = 10 mF 25 volt. tántalo
C33 = 47.000 pF a disco
C34 = 560 pF a disco
C35 = 68 pF a disco
C36 = 47.000 pF a disco
C37 = 560 pF a disco
C38 = 68 pF a disco
C39 = 560 pF a disco
C40 = 330 pF cerámico VHF
C41 = 47.000 pF a disco
C42 = 47.000 pF a disco
C43 = 10 mF 25 volt. tántalo
C44 = 10 mF 25 volt. tántalo
C45 = 10 mF 25 volt. tántalo
C46 = 150 pF a disco
C47 = 10.000 pF a disco
C48 = 470 pF a disco
C49 = 4.700 pF cerámico VHF
C50 = 22 pF a disco NPO
C51 = 10.000 pF a disco
C52 = 470 pF a disco
C53 = 1.500 pF cerámico VHF
C54 = 2.200 pF cerámico VHF
C55 = 18 pF a disco NPO
C56 = 10 mF 25 volt. tántalo
C57 = 1.000 mF electrolítico 25 volt.
C58 = 47.000 pF a disco
C59 = 10 mF 25 volt. tántalo
DS1-DS8 = diodo silicio 1N4143 - 1N4148
FC1 = filtro cerámico 455 KMz
JAF1 = imped. 100 microhenrios
FT1 = dual fet tipo J.406
FT2 = dual fet tipo J.406
FT3 = fet tipo BF244 medialuna
FT4 = dual fet tipo J.406
RS1 = puente retif. 100 V1A
IC1 = integrado CD.4011
IC2 = integrado tipo TP4029
IC3 = integrado tipo CD.4013
IC4 = integrado tipo CD.4011
IC5 = integrado tipo LM.3900
IC7 = integrado tipo SN76131
IC8 = integrado tipo uA7812
T1 = transformador de 25-30 watt. 12 volt. 1,5 amp.

38 — 8 = 30 KHz
y otra de:
38 + 8 = 46 KHz
para el canal izquierdo.

Es decir, ambos canales dan lugar a frecuencias que resultan comprendidas dentro de la gama completa, que va de 23 a 53 KHz.

En este punto alguien puede preguntarse, ¿Pero entonces, cómo se pueden separar los dos canales en la recepción?

La respuesta es sencilla, pero de todas formas, antes de adentrarnos en este argumento deseamos detenernos todavía un poco en el espectro de BF de la señal stereo. A este respecto, volviendo a la fig. 2, observaremos que la amplitud de este espectro no puede superar el 22,5 por 100, es decir, resulta exactamente la mitad que la de la señal mono, que, como se puede deducir por el dibujo, alcanza el 45 por 100 del total.

Si ahora hacemos un pequeño cálculo, encontraremos que todo esto coincide perfectamente con lo que hemos intentado explicaros hasta ahora. En una transmisión exclusivamente mono (ver fig. 1), la señal de BF comprendida entre 0 y 15 KHz puede modular al 100 por 100 la portadora AF, quiere decir que si se aplica al micrófono una señal, por ejemplo, de 1.000 Hz, esta señal sólo puede hacer desviar de 75+75 KHz la frecuencia de la portadora AF ya en el aire.

Cuando, en cambio, queremos transmitir en stereo, la señal con la que modulamos la portadora AF no es ya únicamente la señal «mono» comprendida entre 0 y 15 KHz, sino, como se ha previsto, y como se puede mejor comprobar analizando el esquema eléctrico de este codificador, es una señal compuesta así: señal MONO (canal derecho + izquierdo) = frecuencia comprendida entre 0 y 15 KHz.
portadora STEREO = frecuencia 19 KHz
señal STEREO = dos frecuencias: una comprendida entre 23 a 38 KHz y otra comprendida entre 38 y 53 KHz.

Puesto que estas cuatro frecuencias (la correspondiente a la señal MONO, la de la portadora STEREO y las dos correspondientes a la señal STERO propiamente dicha) modulan la portadora AF a la vez, es lógico que todas no puedan modular al 100 por 100, sino en vez de 75+75 KHz de desviación máxima, obtendremos:
75 × 4 = 300 KHz.
es decir, 300 + 300 KHz de desviación máxima.

Precisamente por esto se ha establecido por parte de los órganos competentes que la portadora STEREO no debe incidir en la modulación más del 10 por 100, y el restante 90 por 100 se deben modular por partes iguales la señal MONO y la señal STEREO. En consecuencia, cada frecuencia comprendida en la banda MONO, es decir, entre 0 y 15 KHz puede modular la portadora AF un máximo del 45 por 100 (pues 90:2=45); en cambio, en lo referente a la señal STEREO, al estar compuesta por dos frecuencias simultáneamente, cada una de ellas puede modular la portadora AF un máximo del 22,5 por 100 (pues 45:2=22,5).

Si ahora hacemos la suma de todos estos porcentajes, obtenemos otra vez el 100 por 100, puesto que:
10 + 45 + 22,5 + 22,5 = 100 por 100
lo que quiere decir que estas cuatro señales, en conjunto, pueden aún hacer desviar la portadora AF en 75+75 KHz.

Pongamos un ejemplo.

Supongamos que, por simplificar, se aplica únicamente en el canal derecho (es igual para el canal izquierdo) una frecuencia de 5.000 Hz al máximo volumen posible.

Esta frecuencia por sí sola podrá modular la portadora AF, como máximo el 45 por 100, es decir, podrá provocar una desviación máxima igual a:
75 × 45 : 100 = 33,75 KHz

La señal stereo, en este caso, estará formada por una frecuencia de:
38 — 5 = 33 KHz
y por una segunda frecuencia de
38 + 5 = 43 KHz.

Estas dos frecuencias pueden incidir en la modulación al máximo, en un 22,5 por 100 cada una, es decir, la desviación más alta (de frecuencia, naturalmente) que pueden provocar en la portadora AF, es igual a:
75 × 22,5 : 100 = 16,875 KHz.

Finalmente, tenemos la portadora stereo a 19 KHz que, como ya hemos dicho, incide en la modulación un 10 por 100, lo que provoca una desviación máxima de:
75 × 10 : 100 = 7,5 KHz.

Sumando las cuatro desviaciones se obtiene:
33,75 + 16,875 + 16,875 + 7,5 = 75 KHz
o sea, si se trata de una sola transmisión MONO, como si es una transmisión STEREO, la portadora AF del transmisor se desvía siempre al máximo 75+75 KHz.

En este punto podemos ver ya cómo es posible transmitir simultáneamente, con un solo transmisor, dos señales que proceden de dos fuentes distintas.

Por eso en la fig. 3 reproducimos el esquema de un codificador clásico, que aunque se ha quedado atrasado, tiene aplicación práctica debido a su sencillez. Como observaréis, las dos señales de BF que se aplican en las entradas «canal DERECHO» y «canal IZQUIERDO» se suman entre sí mediante dos resistencias, obteniendo así una señal mixta **«derecho + izquierdo»**, que corresponde en práctica al espectro comprendido entre 0 y 15 KHz, necesario para los que dispongan de un solo receptor MONO.

Esta señal, por lo tanto, se aplica a la entrada de un primer mezclador. Simultáneamente, la señal del canal derecho se aplica a la entrada de un «inversor» para invertirlo de fase, y

se suma al canal izquierdo para poder obtener una segunda señal **izquierdo—derecho.**

Esta señal se aplica a la entrada de un «mezclador balanceado», que lo mezcla a una frecuencia fija de 38 KHz, realizando en práctica una «modulación de amplitud suprimiendo la portadora».

A esto le sigue un filtro pasa-bajo con una frecuencia de corte de 53 KHz para evitar que se transmitan también los múltiplos de frecuencia de los 38 KHz, es decir, los 76 KHz, los 152 KHz, etc.

Finalmente, esta señal se mezcla con la señal de la **izquierda** + la de la **derecha,** como puede verse en la figura 3.

Para completar el espectro de BF correspondiente a la señal stereo, queda sólo por insertar la portadora a los 19 KHz, y de esto se ocupa el último mezclador, que vemos aplicado antes de la salida.

Este esquema, aunque es válido, está hoy día superado, y sobre todo puede producir múltiples inconvenientes, debido al hecho de que quien lo ha recopilado le ha añadido algunas modificaciones que, en lugar de mejorarlo, lo han empeorado.

Por ejemplo, hemos comprobado que a menudo la intensidad relativa a la modulación de la señal stereo supera el 22,5 por 100, y esto provoca una distorsión en las frecuencias más altas.

Otras veces las señales mezcladas no resultan en fase, por lo tanto no hay separación entre los canales.

Finalmente, hay quien ha eliminado, por considerarlo superfluo, el filtro de 53 KHz, y esto ha supuesto no pocos inconvenientes, porque de este modo el transmisor emite, además de la frecuencia de 38 KHz de la portadora, también el segundo armónico (esto es, 38 + 38 = 76 KHz), y en éste volvemos a encontrar una señal stereo con un espectro idéntico al de 38 KHz, con la mitad de amplitud (ver fig. 4). Para limitar de forma definitiva todo este inconveniente, es necesario adoptar un segundo sistema, mucho más refinado y perfecto llamado «multiplex»; en efecto, el multiplex es un ingenioso sistema electrónico que permite enviar sobre una única línea de transmisión dos o más informaciones simultáneamente, incluso estando separadas.

En el codificador, para poder estructurar el sistema multiplex, es necesario respetar rigurosamente dos frecuencias que, como ya se puede suponer, son:

19 KHz = frecuencia de sincronismo (portadora)

38 KHz = frecuencia de multiplex (subportadora).

En la práctica, el multiplex, como puede verse en la fig. 5, no es otra cosa que un rápido conmutador electrónico, que alternativamente elige la señal, una vez sobre el canal izquierdo y otra vez sobre el derecho, después otra vez el izquierdo, etc., con una frecuencia de 38.000 Hz, quiere decir que conmuta la entrada 19.000 veces al segundo cada una. Si en las entradas de los dos canales (derecho e izquierdo) no hay ninguna señal, tampoco en la salida tendremos ninguna señal.

Si, por el contrario, en las entradas se aplican dos señales distintas, en la salida del codificador encontraremos en unos 13 microsegundos la señal del canal derecho y en otros 13 microsegundos el del canal izquierdo, después otra vez el del derecho y así sucesivamente.

Como es fácil de suponer, utilizando el sistema multiplex, la separación de los dos canales es neta, porque cuando el conmutador está predispuesto para dejar pasar el canal izquierdo, la señal presente sobre el canal derecho no puede de ninguna forma alcanzar la salida y viceversa.

Hay que hacer notar que, utilizando este procedimiento, se obtiene el mismo idéntico espectro de BF que se obtiene con el esquema de la fig. 3.

Ahora para recibir esta señal stereo, es decir, para separar en la recepción el canal derecho del izquierdo, es necesario un integrado llamado «decodificador», el cual, en la práctica, se comporta inversamente al «codificador», esto es, recibe en su entrada la suma de las dos señales, derecha e izquierda y separa por lo tanto cada señal en su respectivo canal de salida, actuando en la conocida frecuencia de 38 KHz.

En la práctica, el decodificador no es otra cosa que un integrado PLL (Phase Loocked Loop); para comprender su funcionamiento hay que decir que un PLL es un oscilador especial capaz de «engancharse en fase» a una frecuencia que viene aplicada en su entrada, es decir, capaz de modificar su frecuencia de oscilación para situarla exactamente igual que la que viene aplicada en la entrada.

Naturalmente, para que esto pueda suceder es necesario que la frecuencia que se quiere enganchar no sea notablemente distinta de la frecuencia a la que ha sido ajustado el CVO (oscilador controlado en tensión) contenido en el interior del PLL, es decir, que la frecuencia misma vuelva a entrar en el campo de enganche.

Suponemos que el VCO ha sido ajustado para oscilar libremente sobre 18.895 Hz, y que el campo de enganche está comprendido en un 15 por 100 en más o en menos, respecto a esta frecuencia, quiere decir que:

18.895 — 18.895 × 15 : 100 = 16.061 Hz y

18.895 + 18.895 × 15 : 100 = 21.729 Hz.

En estas condiciones, si aplicamos a la entrada del PLL una frecuencia igual a 19.000 Hz, como es precisamente la portadora que viene transmitida junto a la señal stereo, es decir, una frecuencia que entra ampliamente en el campo de enganche, automáticamente también la frecuencia de salida del VCO será de 19.000 Hz.

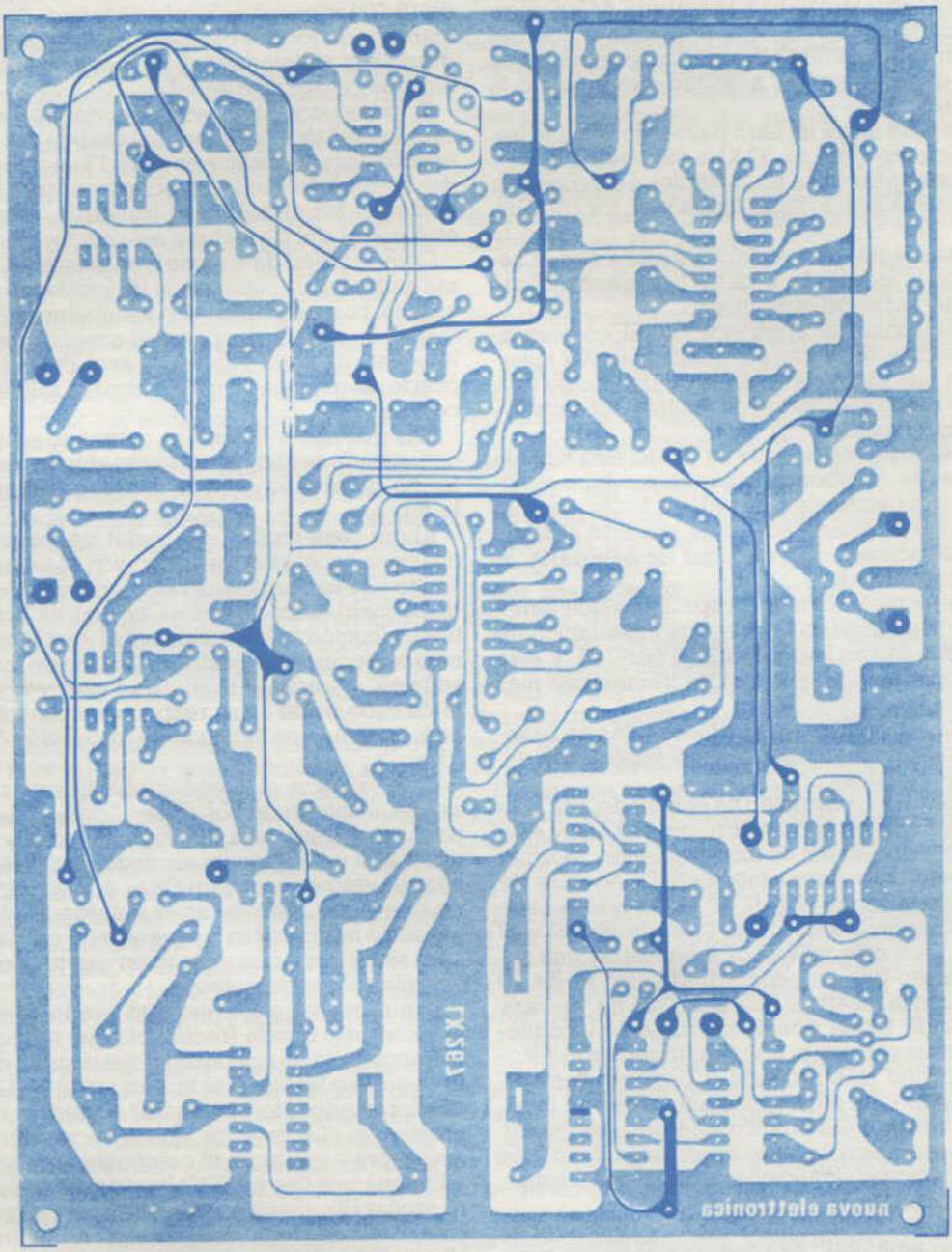


Figura 12
Dibujo a tamaño natural del circuito impreso, a doble cara, necesario para la realización de este codificador. El circuito viene ya perforado y con el dibujo serigrafiado de los componentes.

NOTA: Como ya se ha mencionado en la nota del esquema eléctrico, también en este dibujo el terminal 5 de IC2 no está conectado a masa. Aunque en el circuito impreso que proporcionamos está correcto, conviene controlar si este terminal está conectado al terminal 4.

Esta circunstancia es extremadamente importante, porque es lógico que si queremos separar la señal stereo, si queremos reconstruir la señal del canal derecho y del izquierdo, hay que disponer de una frecuencia exactamente igual a la que utilizamos sobre el codificador, de forma que se pueda disponer en la salida derecha o en la izquierda, exactamente en el período de tiempo que le corresponde.

Pasemos ahora a observar el esquema de la fig. 7, en el cual hemos representado, a grandes rasgos, un decodificador con el correspondiente condensador exterior que sirve para hacer oscilar el VCO alrededor de la frecuencia que queramos enganchar.

Es lógico que, a causa de la tolerancia del condensador, esta frecuencia podría resultar notablemente distinta de lo que deseamos, es decir, en vez de oscilar alrededor de 19 KHz, el VCO podría, por ejemplo, oscilar a 18 o a 20 KHz; por lo tanto, para corregir tal diferencia hay presente sobre el decodificador un terminal para conectar un trimmer mediante el cual es posible aportar las correcciones necesarias a la frecuencia de oscilación.

Por lo tanto, suponiendo, por ejemplo, que el VCO oscilara a 19,3 KHz, al actuar sobre ese trimmer podremos forzarlo a oscilar lo más posible hacia 19 KHz, después, en cuanto llegue del transmisor la frecuencia de 19 KHz (frecuencia de la portadora), automáticamente el PLL se enganchará en fase a esta última, obligando al VCO a oscilar justo a 19 KHz exactos.

NOTA: Hemos hablado de 19 KHz para simplificar el ejemplo, pero en realidad el VCO se hace oscilar a 76 KHz y sucesivamente con un primer divisor × 2 se recompone la subportadora a 38 KHz, necesaria para demultiplexar la señal stereo, mientras que con otro divisor × 2, se obtienen los 19 KHz, que están comparados en fase con los 19 procedentes del transmisor, es decir, los 19 KHz que sirven en la práctica para realizar el enganche.

Reconstruida la subportadora a 38 KHz, el decodificador, con ésta, controlará un conmutador electrónico, exactamente opuesto al que se encuentra sobre el codificador, es decir, un conmutador electrónico que recibiendo en su central la señal stereo procedente del transmisor, la separa al canal derecho o al izquierdo exactamente en el instante requerido. No hace falta decir que para que esto suceda de forma perfecta es necesario que los 38 KHz reconstruidos en el decodificador estén exactamente en fase con los generados por el transmisor, porque si este conmutador, por ejemplo, abriera el canal derecho cuando en cambio en su entrada está presente la señal correspondiente al canal izquierdo, es lógico que el sistema no podría funcionar.

El decodificador dispone, finalmente, de un terminal útil para controlar un diodo led, que se encenderá sólo y exclusivamente cuando el PLL ha enganchado la frecuencia de 19 KHz que ha sido enviada por el transmisor (esto ocurre si el transmisor es stereo, que transmite la frecuencia de la portadora a 19 KHz).

Si el integrado PLL no consigue enganchar la frecuencia de 19 KHz no podrá, pues, recomponer la subportadora a 38 KHz, necesaria para subdividir los dos canales, por lo tanto, en ambas salidas tendremos simultáneamente las señales **derecha + izquierda,** es decir, la señal **mono.**

En otras palabras, cuando el PLL no engancha, ocurre lo mismo que cuando en la entrada del decodificador se presenta una señal exclusivamente **mono,** es decir, privada de la portadora de 19 KHz.

Después de la información anterior, esperamos que se haya comprendido cómo debe funcionar un CODIFICADOR, por qué es necesario enviar junto a las señales stereo derecha e izquierda, una portadora de 19 KHz de amplitud relativa no superior al 10 por 100, y por qué es necesario que la intensidad de modulación de cada una de las bandas stereo no superen el 22,5 por 100; por lo tanto, consideramos que ya se puede pasar a describir el esquema eléctrico, sin miedo de que para alguien resulte incomprensible.

Esquema eléctrico

Como hemos mencionado anteriormente, para realizar el sistema multiplex que hemos adoptado, es necesario disponer de una frecuencia muy estabilizada de 38 KHz para poder con ésta controlar los dos conmutadores de canales aplicados en las entradas.

En muchos esquemas comerciales esta frecuencia está obtenida con un oscilador libre, sobre el cual se puede intervenir para los ajustes oportunos actuando sobre un trimmer concreto: pero nosotros hemos podido verificar que la estabilidad que de este modo se obtiene es escasa, sobre todo si se tiene en cuenta el hecho de que el codificador va insertado en un transmisor que debe ser capaz de trabajar durante 10 ó 12 horas consecutivas cada día sin que se detecten sensibles variaciones de rendimiento.

Precisamente por esto hemos decidido utilizar para nuestro codificador en vez de un oscilador normal a resistencia y capacidad, un oscilador de cuarzo, y en este caso la mejor solución y la más económica nos ha parecido la de emplear un filtro cerámico de 455 KHz, puesto que es capaz de garantizar la estabilidad de frecuencia necesaria.

Como puede verse en el esquema eléctrico de la fig. 9, el oscilador piloto de nuestro circuito ha sido realizado aprovechando 2 de los 4 nand contenidos en el integrado IC1 (un CD.4011) y los valores de resistencia y de capacidad aplicados han sido calculados de for-

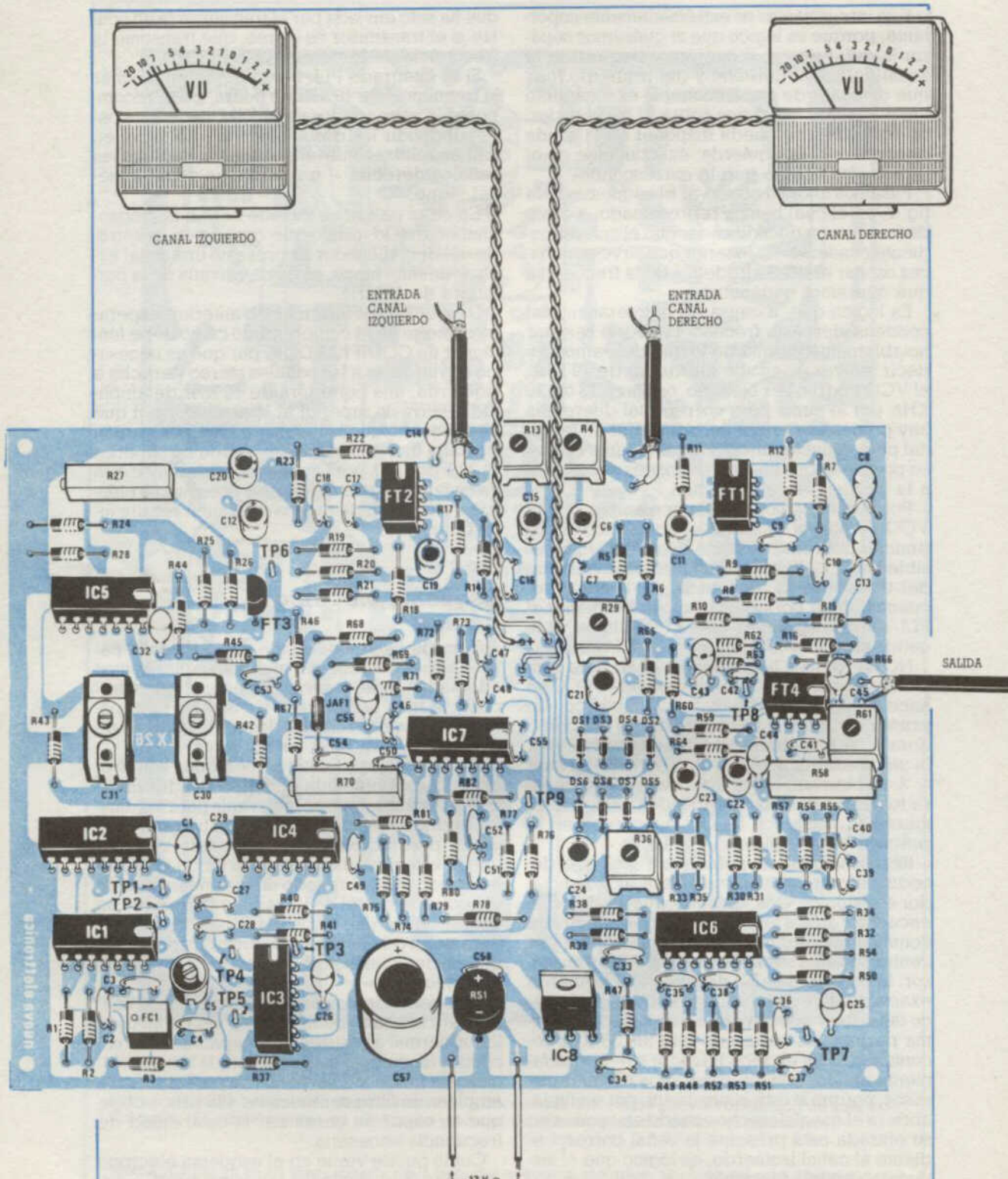


Figura 13
Esquema práctico de montaje del codificador. Antes de incluir los integrados hay que cuidar de que la muesca de referencia quede orientada como claramente se indica en este dibujo. En el filtro cerámico mirar el «punto» presente en la envoltura.

ma que el oscilador trabaje en la frecuencia de 456 KHz.

El compensador C5 que encontramos aplicado en paralelo al condensador C4 sirve, lógicamente, para una regulación final de esta frecuencia, de forma que aplicando la sonda de un frecuencímetro sobre el terminal de control TP1 se pueda leer exactamente 456 KHz.

Esta frecuencia se aplica a la entrada de CLOCK (terminal 15) del integrado IC2 (un C/MOS tipo CD.4029) que desarrolla en nuestro circuito la función de dividir **×6.**

Por lo tanto, aplicando la sonda del frecuencímetro, esta vez sobre el terminal de control TP2, se puede leer:

456 : 6 = 76 KHz

lo que es lo mismo, el doble de los 38 KHz que son necesarios para controlar el conmutador electrónico aplicado en las entradas del canal.

Los dos nand, que vemos aplicados entre los terminales 11 y 12 y el terminal 1 de este contador, sirven para equilibrar el propio contador, siempre y cuando hayan entrado 6 impulsos por la entrada de clock.

El siguiente integrado, IC3, es un C/MOS de tipo CD.4013, que contiene en su interior dos flip-flop de tipo D, totalmente independientes.

Con un flip-flop de tipo D se puede realizar fácilmente un **divisor ×2,** conectando sencillamente la salida QA a la entrada D y aplicando la frecuencia que hay que dividir a la entrada de clock. En nuestro esquema, ambos flip-flop contenidos en el integrado IC3 se han utilizado como **divisor ×2,** el primero (el que tiene la entrada de clock en el terminal 3) para obtener los 38 KHz que, como hemos dicho, son necesarios para controlar el conmutador electrónico, y el segundo (el que tiene la entrada de clock en el terminal 11) para dividir posteriormente estos 38 KHz para poder obtener los 19 KHz (38:2 = 19 KHz) necesarios para la portadora STEREO.

Aplicando la sonda del frecuencímetro en el punto de control TP3 hay que destacar precisamente esta última frecuencia.

Aplicándola, en cambio, en los puntos TP4 y TP5 hay que leer lógicamente 38 KHz, y si además se observa un osciloscopio, las formas de onda presentes en estos dos terminales se ve que están exactamente en posición de fase, como es intuible, desde el momento que se obtienen de las salidas QA y QB (es decir, Q y Q negativo) del mismo flip-flop. Hay que hacer notar que toda la red constituida por los cuatro nand que contiene el integrado IC4 y por las resistencias y condensadores que se aplican a ellos sirven sólo y exclusivamente para mejorar la supresión de la portadora a 38 KHz: veremos en fase de ajuste cómo se deben regular los dos compensadores C30 y C31 para alcanzar este fin.

Como conmutador electrónico hemos utilizado el integrado CD.4016 (también es un C/MOS), porque nos ha parecido el mejor en cuanto a velocidad de conmutación y separación entre los canales.

Este integrado contiene en su interior cuatro switch bilaterales, cuatro verdaderos conmutadores electrónicos, que se controlan cada uno mediante el correspondiente terminal de control: de estos conmutadores, hemos utilizado sólo dos, y concretamente el que está controlado por el terminal n.13, para el canal derecho y el controlado por el terminal 5 para el canal izquierdo.

En particular, cuando el terminal 13 resultará conectado al positivo de alimentación (estado lógico 1) en el gate del fet FT3 llegará la señal del canal derecho; en cambio, cuando quede conectado al positivo el terminal 5, en el gate de FT3, estará disponible la señal del canal izquierdo.

Las entradas, como se puede apreciar, son ambas de alta impedancia, y cada una está dotada de una red de preénfasis constituida por R5 y C7 para el canal derecho, y R14 y C16 para el canal izquierdo.

Después de la red de preénfasis, en cada canal, encontramos un paso separador realizado con la primera mitad de los dual-fet GT1-FT2; en cambio, la segunda mitad de los mismos se utiliza para realizar un filtro pasa-bajo con frecuencia de corte de 15 KHz.

La utilización de este filtro en cada canal ha sido necesario para respetar el espectro de modulación del que hemos hablado anteriormente y para limitar cualquier fenómeno de intermodulación.

La frecuencia de corte (es decir, 15 KHz) está determinada por los valores de R8-R9-C9-C10 en el canal derecho y por R19-R20-C17-C18 en el canal izquierdo.

Del source de FT1 (terminal 5) y de FT2 (terminal 3) la señal se aplica mediante los condensadores electrolíticos C12 y C20 a las entradas 1 y 4 del conmutador analógico IC5, y con otros dos condensadores electrolíticos (ver C22 y C23) una parte de esta señal se obtiene para controlar los circuitos correspondientes a los dos instrumentos indicadores de nivel.

Antes de ocuparnos de esta parte del circuito, que tiene una importancia secundaria en nuestro esquema, veamos cómo se consigue, en este codificador, mezclar la señal stereo disponible en el gate de FT3 con la portadora en 19 KHz, necesaria para poder separar los dos canales en recepción.

Recordamos que si pudiéramos analizar el espectro de la señal disponible en el source del fet FT3 (que en la práctica hace de paso separador) veríamos que se compone de la señal mono comprendida entre 0 y 15 KHz de la señal stereo comprendida entre 23 y 52 KHz, y que está centrada en 38 KHz, más innumerables bandas stereo, de amplitud siempre más limitada, centradas en las frecuencias múltiplos de los 38 KHz, es decir, en esta señal falta la famosa **portadora de 19 KHz** que, como hemos

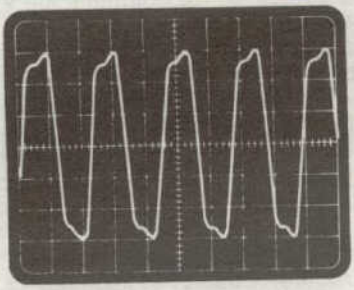


Figura 14
Forma de la señal en 456 KHz disponible en el terminal de medida TP1.
Amplif. vert. = 2 colt. × cm.
Time-Basse = 1 micros. × cm.

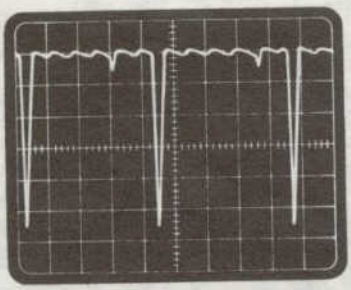


Figura 15
Forma de la señal en 76 KHz disponible en el terminal de medida TP2.
Amplif. vert. = 2 volt. × cm.
Time-Base = 3 micros. × cm.

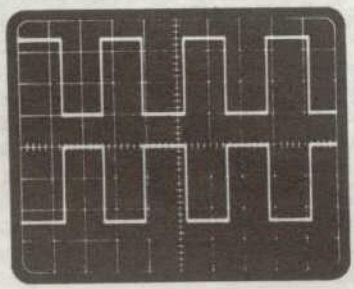


Figura 17
Si se dispone de un doble traza, controlando las dos señales de TP4 y TP5 comprobará que están desfasadas en 180 grados.
Amplif. vert. 5 volt. × cm.
Time-Base = 10 micros. × cm.

visto, es en cambio absolutamente indispensable para la recepción.

Antes de mezclar esta señal con la portadora hay que preocuparse de limitar la banda pasante BF a 53 KHz para eliminar todas las frecuencias múltiples de 38 KHz con las correspondientes bandas stereo asociadas a ellas. Este cometido, en nuestro circuito, lo realiza el integrado IC7 (un SN76131) que contiene en su

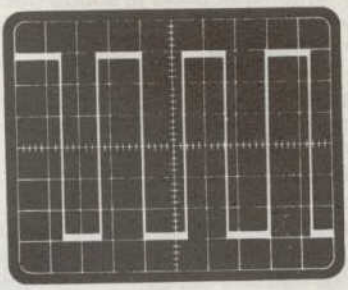


Figura 16
En los terminales TP4 y TP5 está presente esta onda cuadrada en 38.000 Hz (38 KHz).
Amplif. vert. = 2 volt. × cm.
Time-Base = 10 micros. × cm.

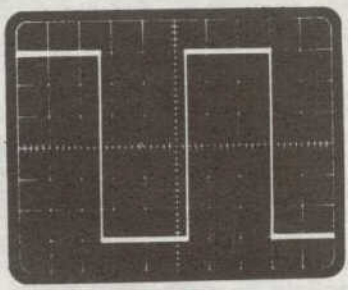


Figura 18
En el terminal de medida TP3 se puede ver la frecuencia de la portadora que, como ya sabemos, es de 19.000 Hz.
Amplif. vert. = 2 volt. × cm.
Time-Base = 10 micros. × cm.

interior dos preamplificadores de BF exactamente iguales, que hemos recogido por separado en el esquema para simplificar su comprensión.

Estos dos preamplificadores, para que puedan realizar en su conjunto un filtro pasa-bajo activo, con frecuencia de corte exactamente a 53 KHz y con unos 38 db por octava de atenuación en las frecuencias superiores.

En este filtro los valores de resistencia y de

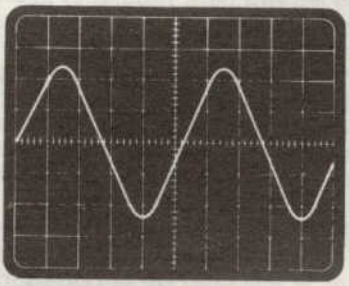


Figura 19
En el terminal TP7 la frecuencia de 19.000 Hz, en vez de ser onda cuadrada, es sinusoidal, como se ve en la foto.
Amplif. vert. = 2 volt. x cm.
Time-Base = 10 micros. x cm.

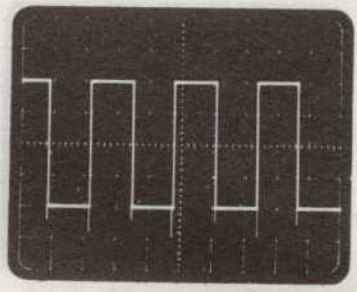


Figura 20
En el punto TP6 antes de regular el trimmer R27 todavía se puede detectar una onda cuadrada en la frecuencia de 38.000 Hz.
Amplif. vert. = 10 milivolt. x cm.
Time-Base = 10 micros x cm.

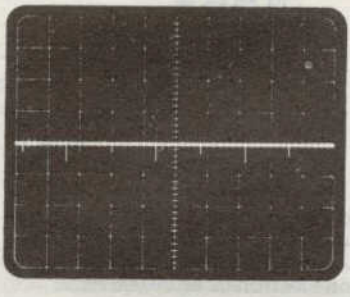


Figura 21
El trimmer R27 se gira hasta que se elimine totalmente la onda cuadrada, es decir, hasta que se obtenga una línea recta, como se ve en la foto.
Amplif. vert. = 100 milivolt. x cm.

Time-Base x 10 micros. x cm.

capacidad son, lógicamente, muy críticos y, precisamente por ello, porque se necesitaban valores que no son standard en algunos puntos (ver, por ejemplo, R74 y R75 o R76 y R77) se han utilizado dos resistencias en serie, en vez de una sola, para obtener con esta serie el valor óhmico deseado.

NOTA: Es aconsejable no aportar ninguna modificación en el circuito ni ningún cambio de componentes para no alterar la frecuencia de corte, la atenuación y, sobre todo, la «linealidad de fase».

En la salida (terminal 13) del segundo SN76131 tenemos por lo tanto disponible una señal de BF con banda incluida entre 0 y 53 KHz, o mejor, de 0 a 15 KHz y de 23 a 53 KHz, es decir, la señal que es necesario transmitir, con la única exclusión de la portadora a 19 KHz que todavía no está mezclada.

Esta señal se aplica mediante la resistencia R63 y el condensador C43 al gate de fet ½ FT4, es decir, de uno de los dos fet contenidos en el dual fet FT4, que hace de «mezclador de salida».

También a este gate llega, mediante C42 y R62, la señal sinusoidal a 19 KHz, que constituye precisamente la portadora a transmitir, y esta señal se mezcla con el fet a la anterior.

Hemos hablado de señal sinusoidal a 19 KHz, y esto debería sorprender a quien haya seguido la explicación desde el principio; de hecho, en el terminal 13 del integrado IC3 estaba presente una señal de 19 KHz, pero de onda cua-

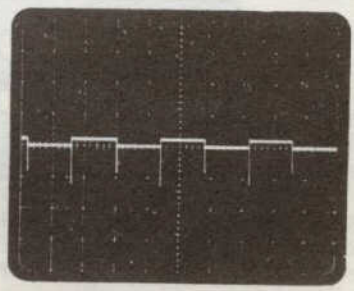


Figura 22
Si el trimmer R27 no está ajustado perfectamente aparece en vez de una línea recta una onda cuadrada ligeramente pronunciada.
Amplif. vert. = 100 milivolt. x cm.

Time-Base = 10 micros. x cm.

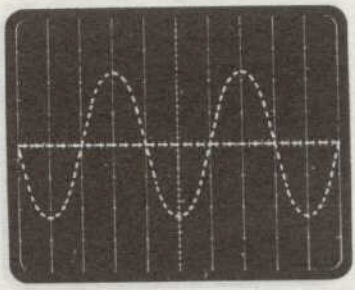


Figura 23
Si aplicamos en la entrada del codificador una señal de BF de 1.000 Hz aproximadamente, en el punto TP6 se ve esta forma de onda, una sinusoidal segmentada.
Amplif. vert. = 0,5 volt. × cm.
Time-Base = 0,3 micros. × cm.

drada. ¿Cómo se puede transformar una señal de onda cuadrada en una señal sinusoidal? En seguida queda claro: sólo hay que hacerla pasar a través de un filtro pasa-bajo de 19 KHz con una curva de atenuación rápida.

En nuestro codificador se ha realizado utilizando dos de los cuatro amplificadores operacionales contenidos en el interior del integrado IC6 (un LM.3900), y de esta forma hemos conseguido obtener una atenuación de 24 dB por octava.

Es inútil decir que también los valores de resistencia y capacidad insertos en este filtro son absolutamente críticos, por lo que no se podrá de ninguna manera intentar modificarlos.

El trimmer R58 que vemos en la salida de este filtro nos servirá para regular la fase de la señal sinusoidal de 19 KHz, que se ha obtenido de forma que quede exactamente en fase con la de 38 KHz. Desde el cursor de este trimmer la señal se transfiere mediante el condensador C41 al gate del primero de los fet contenidos en el dual fet FT4, que hace de paso separador, es decir, presenta alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida.

El trimmer R61 que vemos aplicado en el source de este fet sirve, en fase de ajuste, para limitar la amplitud de la portadora aproximadamente al 10 por 100 de la amplitud total de la señal BF transmitida. La salida del codificador es naturalmente de baja impedancia, puesto que se obtiene del source de un fet.

Hay que hacer notar que el dual fet FT4 que se utiliza en este paso puede sustituirse también

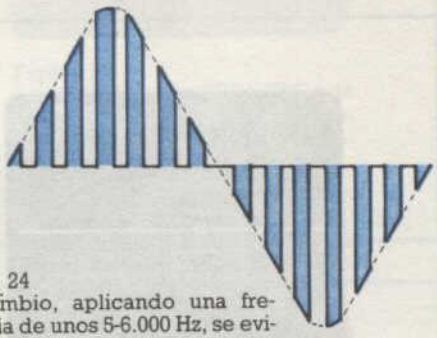


Figura 24
En cambio, aplicando una frecuencia de unos 5-6.000 Hz, se evidencia mejor el efecto de la conmutación electrónica en 38.000 Hz, como se ve en el dibujo.

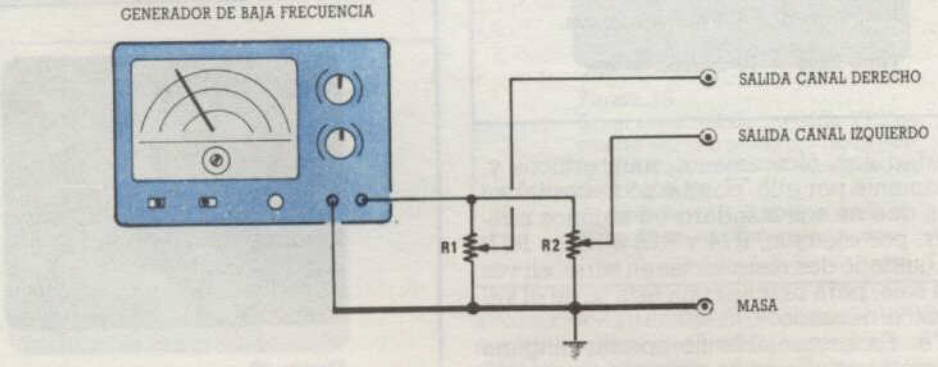


Figura 25
Si queremos aplicar en las entradas del codificador dos señales en fase y dosificarlas en amplitud, se puede utilizar el esquema del dibujo. Los valores de los potenciómetros (R1-R2) son ambos de 10.000 ohm. lineales.

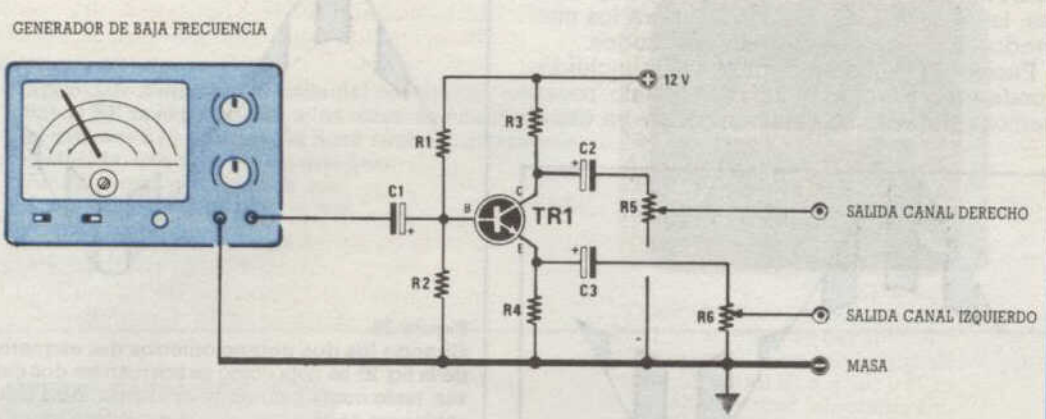


Figura 26
Si, en cambio, queremos aplicar dos señales desfasadas en 180 grados, hay que realizar este esquema.

COMPONENTES

R1 = 100.000 ohm.
R2 = 47.000 ohm.
R3 = 4.700 ohm.
R4 = 10.000 ohm. potenc. lineal
R6 = 10.000 ohm. potenc. lineal

C1 = 10 mF elect. 25 V.
C2 = 10 mF elect. 25 V.
C3 = 10 mF elect. 25 V.
TR1 = transistor BC.107-BC.207

por dos fet separados; por ejemplo, por dos BF244 o dos BF245, o dos 2N3819, sin que se produzcan sensibles variaciones de rendimiento.

Queda por analizar un último paso, y es concretamente el que se refiere al circuito que controla los intrumentos indicadores de nivel.

Como veréis, para realizar este paso hemos empleado los últimos dos amplificadores operacionales contenidos en el integrado LM.3900, es decir, el que tiene salida en el terminal 5 para el canal derecho, y el que tiene salida en el terminal 4, para el canal izquierdo.

La señal de BF que se obtiene del source de los dual fet de entrada se aplica, mediante C23 y R33 y mediante C22 y R31, a las entradas inversoras (terminales 6 y 3) de estos amplificadores y desde la salida de éstos, oportunamente amplificada, pasa a un puente de diodos para ser rectificada y nivelada.

Los trimmer R29 y R36 insertos en esta red sirven, lógicamente, para regular el final de la escala del intrumento.

Antes de terminar, una última consideración: el condensador C26 y la resistencia R37 que vemos aplicados a los terminales 10 y 4 del integrado IC3, tienen la finalidad de poner a punto simultáneamente los dos flip-flop contenidos en este integrado, siempre y cuando se proporcione tensión al circuito, de forma que la señal de 38 KHz necesaria para controlar los conmutadores de entrada y la señal de 19 KHz necesaria para realizar la portadora stereo empiecen exactamente en fase, tal y como se requiere para un perfecto funcionamiento del codificador.

Realización práctica

En el circuito impreso que se ve a tamaño natural en la fig. 12, con la referencia LX267, hay que aplicar todos los componentes como se ve en el esquema práctico de la fig. 3.

En este circuito impreso está reproducida en serigrafía la silueta de cada componente, así como la correspondiente referencia, con lo cual el montaje resulta mucho más sencillo.

Como es un circuito impreso de doble cara, como siempre, antes de nada, hay que conectar las pistas superiores con las inferiores a través de las perforaciones presentes en los extremos de las pistas.

Para realizar estas conexiones, se utiliza hilo de cobre desnudo (sin esmalte aislante) doblado en forma de L en los dos extremos.

Una vez realizadas estas conexiones podemos empezar a insertar los distintos componentes, las resistencias, los zócalos para los integrados, los condensadores y los diodos.

Puesto que en este circuito están incluidos condensadores electrolíticos de tántalo, recordamos que si en su envoltura no se ve clara-

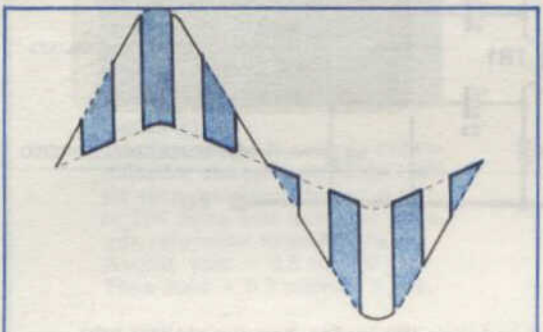


Figura 27
Utilizando el esquema de la fig. 25, se observa en el osciloscopio cómo atenuando la amplitud de uno de los dos canales se consigue obtener una forma de onda similar a la de la fig. 25.

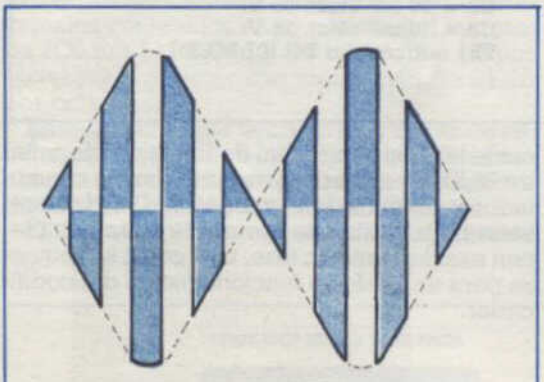


Figura 29
Utilizando el esquema de la fig. 26, si los dos potenciómetros están girados hacia la máxima amplitud, en la pantalla del osciloscopio aparecerá una forma de onda similar a esta.

mente un + correspondiente al terminal positivo, tendrá un «punto de color», y mirando este «punto» de frente, con los terminales hacia abajo, el terminal positivo es siempre el de la derecha.

En lo referente a los condensadores cerámicos y el trimmer de precisión, hay que tener

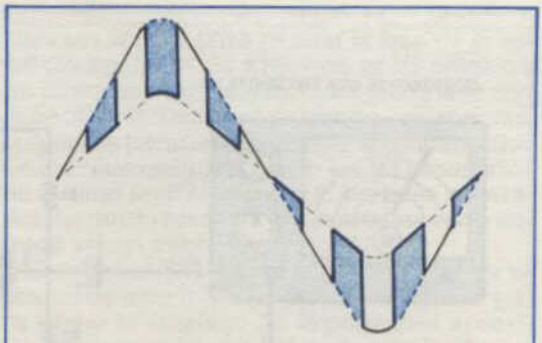


Figura 28
Girando los dos potenciómetros del esquema de la fig. 25 se nota cómo se acercan las dos curvas, tanto como para obtener una perfecta sinusoidal sin segmentar, como en la fig. 23.

presente que en su envoltura la capacidad o el valor óhmico puede corresponder al código japonés; por eso, si véis escrito, por ejemplo, 102 en la envoltura del trimmer debe interpretarse esta inscripción como **10+2 cero,** es decir, 1.000 ohm (o bien 1.000 pF, si se trata del condensador), pero si en cambio está la sigla 503 signifa 50+3 cero, 50.000 ohm o 50000 pF, según se trate de un trimmer o de un condensador.

Recordamos además que en los condensadores poliéster 100.000 pF se indica normalmente con **.1**, es decir, el punto delante del número significa 0,1 mF.

Las siglas K o J que siguen a tal número se

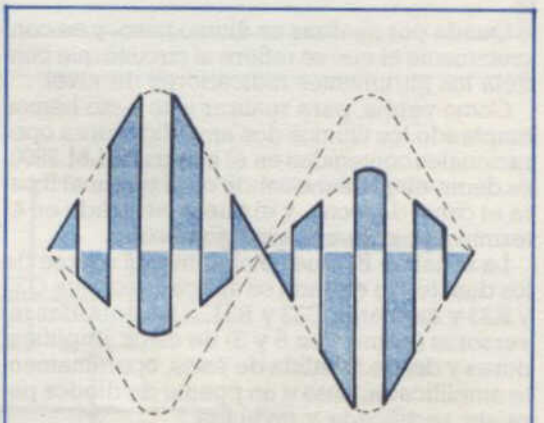
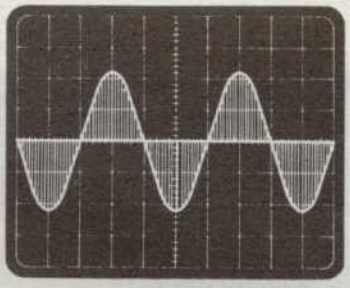


Figura 30
Utilizando nuevamente el esquema de la fig. 26, si se gira gradualmente hacia el mínimo uno de los dos potenciómetros, una sinusoidal se atenuará hasta que se observe una forma de onda similar a la de la fig. 24.

Figura 31
Aplicando a una sola entrada del codificador una señal de BF en el punto TP9, al no tener todavía ajustado el trimmer R70 se notará la línea central ligeramente ondulada, como se ve en esta foto.
Amplif. vert. = 0,5 volt. × cm.
Time-Base = 0,3 micros. × cm.



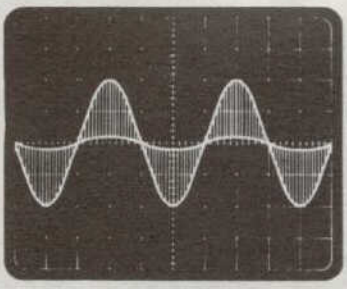
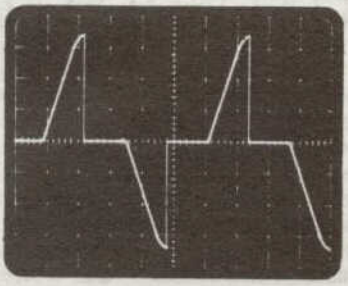


Figura 32
El trimmer R70 hay que girarlo hasta que se elimine la ondulación en la línea central que se ve en la fig. 31. El ajuste es perfecto cuando se consigue obtener en el centro una línea recta, como la que se ve en esta foto.

refieren únicamente a la tolerancia; por lo tanto, .1K no significa 1 Kg. (esto es, 1.000 pF), como se podría erróneamente suponer, sino 100.000 pF con tolerancia del 5 por 100.

Una vez insertados todos los componentes, incluido el filtro de cuarzo de 455 KHz, podremos aplicar los integrados en sus correspondientes zócalos, respetando en cada uno su muesca de referencia, y ahora después de conectar la salida del transformador de alimentación al ter-

Figura 33
Amplicando en una sola de las entradas la frecuencia de 19 KHz obtenida de TP8 (leer el artículo) y controlando el osciloscopio en TP6, veremos esta extraña forma de onda.
Amplif. vert. = 300 milivolt. × cm.
Time-Base = 10 micros. × cm.



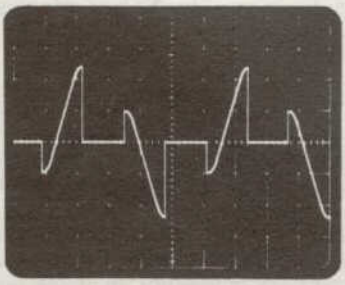
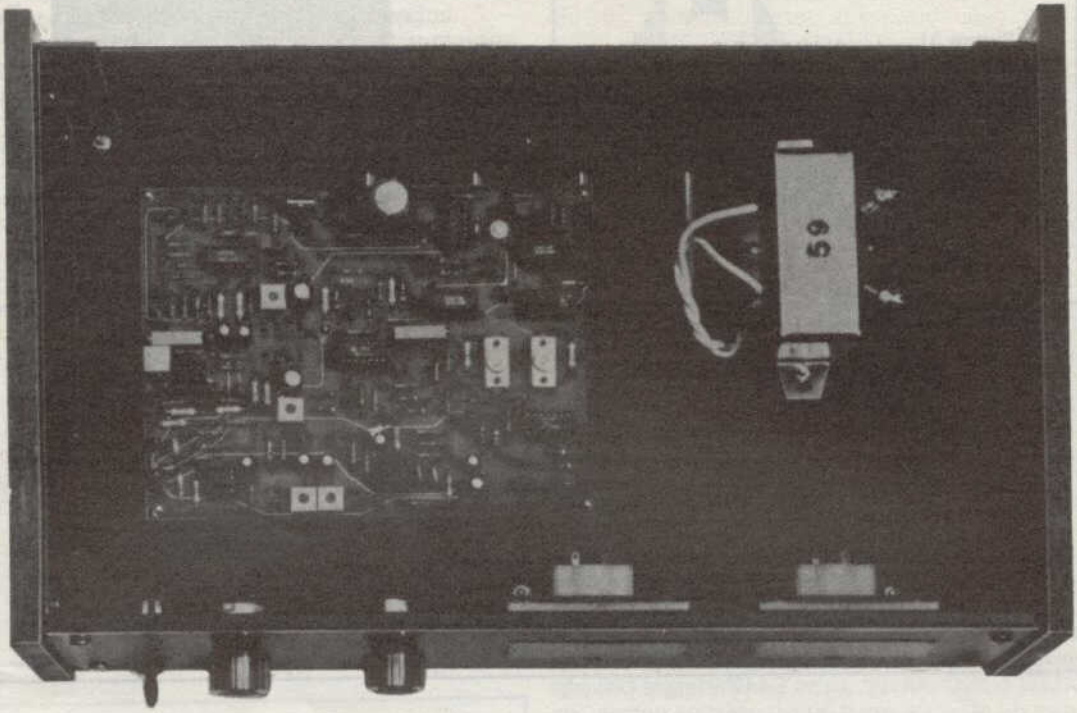


Figura 34
Para una perfecta puesta a punto de la fase, ahora hay que girar el trimmer R58 hasta que la onda de la fig. 33 se transforme en una idéntica a la de esta foto.



En un mueble adaptado para este codificador, se puede colocar el circuito impreso de la izquierda, como se ve en esta foto, y el transformador de alimentación a la derecha.

NOTA: Para evitar ruidos, el codificador se introduce en una caja totalmente apantallada.

minal de entrada del puente rectificador y de haber aplicado en el panel los dos intrumentos, podremos considerar el montaje ultimado.

Precisamos todavía que no es posible aún conectar el codificador al transmisor, porque aunque el circuito está preparado para funcionar, antes de conectarse al equipo emisor necesita un **ajuste** indispensable, que debe realizarse como se indica a continuación.

Ajuste

Examinando el esquema eléctrico de la fig. 9 se observa unos puntos señalados con las siglas TP1-TP2-TP3, etc., de los que hemos dicho anteriormente que sirven, en período de ajuste, para efectuar medidas.

Estos puntos, en el circuito impreso, cada uno son el extremo de un terminal, junto al cual está grabado TP1-TP2-TP3, etc., según al terminal al que se refiere, y en estos terminales, llamados «test point» o «puntos de medida», aplicaremos de vez en vez la sonda del osciloscopio o del frecuencímetro para establecer si la señal presente es la que el circuito requiere.

Anticipamos que para la puesta a punto de un codificador es absolutamente necesario disponer de estos tres instrumentos:

1. Un osciloscopio normal capaz de alcanzar los 5-10 MHz.

2. Un frecuencímetro de alta impedancia con entrada sólo para BF.

3. Un oscilador de BF.

Si no se dispone de estos tres instrumentos sería como pretender medir una tensión o establecer exactamente cuánto absorbe un circuito sin disponer de un voltímetro o un amperímetro.

Suponiendo que se tienen estos instrumentos, pasamos a enumerar las operaciones que se deben realizar para conseguir un ajuste perfecto.

1.ª Operación

En el punto de control **PT1** tenemos disponible la señal generada por el oscilador, que utiliza el filtro cerámico de 455 KHz; por lo tanto, aplicando la sonda del frecuencímetro (con la base de tiempo conmutada sobre 0,1 segundos) en este terminal, se debe leer una frecuencia cercana a 455.000 Hz.

Ahora hay que actuar en el compensador cerámico C5 girándolo con un destornillador de plástico hasta que se lea en el frecuencímetro el valor más cercano posible a 456.000 Hz.

Una vez obtenida esta condición, aplicando sobre el mismo punto de medida TP1 la sonda del osciloscopio regulado con la **base de tiempo** a 1 microsegundo × cm., y la **sensibilidad vertical** a 2 volt. × cm., sobre la pantalla aparecerá una onda cuadrada igual a la de la fig. 14, es decir, con una amplitud tal que cubra 6 cuadritos (equivalente a unos 12 volt.).

2.ª Operación

Sobre el segundo punto de control, es decir, **TP2**, están presentes unos impulsos de alta frecuencia de 456.000:6 = 76.000 Hz (de hecho, el integrado hace de divisor × 6); por tanto, aplicando la sonda del frecuencímetro (siempre con la base de tiempo regulada a 0,1 segundo) en este terminal debemos leer 76.000 Hz, o mejor, la frecuencia obtenida en TP1 **dividida × 6.**

Si, en cambio, aplicamos en este mismo punto la sonda del osciloscopio con la **base de tiempo** regulada a 3 microsegundos × cm. y el **amplificador vertical** en **2 volt. × cm.,** en la pantalla aparecerá una onda de forma semejante a la de la fig. 15.

3.ª Operación

En los puntos de medida **TP4 y TP5** debe estar presente una onda cuadrada en la frecuencia de la subportadora; es decir, a 38.000 Hz aproximadamente, por tanto aplicando la sonda del frecuencímetro primero en el TP4 y después en el TP5 se deberá leer necesariamente la frecuencia mencionada antes, es decir, si en el TP1 hubiéramos obtenido, por ejemplo, 455.820 Hz, sobre estos dos puntos teníamos que haber leído 455.820:12 = 37.985 Hz; en cambio, si hubiéramos obtenido en TP1 455.640 Hz teníamos que haber leído 455.640:12×37.970 Hz.

Si esto no sucediera, del único integrado que se puede dudar sería el IC3, pero antes de sustituirlo es aconsejable comprobar atentamente que todas las conexiones de sus terminales estén realizadas perfectamente.

Aplicando la sonda del osciloscopio sobre uno de estos dos puntos, con la **base de tiempo** regulada sobre **10 microsegundos** y la **sensibilidad vertical** siempre sobre unos **2 volt. × cm.,** en la pantalla aparecerá una señal de onda cuadrada similar a la representada en la fig. 16.

Quien disponga de un osciloscopio de doble traza, obteniendo simultáneamente las señales de los puntos TP4 y TP5, verá aparecer en la pantalla dos señales de onda cuadrada a la misma frecuencia exactamente en posición de fase, como puede verse en la fig. 17.

NOTA: Con un osciloscopio normal monotraza obteniendo la señal primero del punto TP4 y después del TP5, no podremos nunca ver las dos señales en oposición de fase, puesto que el trigger situado en el interior del osciloscopio actúa siempre en el frente de subida o de bajada; por lo tanto, ambas formas de onda se verán de forma idéntica.

Esto no os debe hacer dudar de que las dos señales no están en oposición de fase, porque en realidad lo están, aunque no se vea.

4.ª Operación

En el punto de medida **TP3** está presente en cambio la frecuencia de la portadora, esto es, los 19.000 Hz (o, mejor, la frecuencia leída en TP4 y TP5 dividida × 2) y aplicando el frecuencímetro sobre este terminal podremos en seguida comprobar que todo lo que afirmamos corresponde a la realidad.

Conectando el osciloscopio sobre este punto, con la misma base de tiempo y la misma sensibilidad vertical del ejemplo anterior, veremos aparecer la forma de onda de la fig. 18, es decir, un número de ondas cuadradas igual exactamente a la mitad de las que habíamos visto en el punto TP4 y TP5.

5.ª Operación

Aplicando la sonda del frecuencímetro sobre el punto de medida **TP7** se debe leer otra vez unos 19.000 Hz, es decir, la frecuencia de la portadora, pero controlando en el osciloscopio la forma de onda presente en este punto no veremos ya una onda cuadrada, sino una onda sinusoidal (ver fig. 19), cuya amplitud es aproximadamente 9-10 volt. pico a pico.

6.ª Operación

Ahora, controlando en el osciloscopio la forma de onda en el punto de medida TP8, volveremos a ver la misma sinusoide presente en **TP7,** y actuando en el trimmer R48 podremos modificar la amplitud de un mínimo de 0 a un máximo de 3 volt. pico a pico: este trimmer todavía por ahora no nos interesa, porque veremos más adelante cómo se regula para obtener un perfecto funcionamiento del codificador.

Hasta ahora habréis notado que nos hemos limitado a observar señales sin tener que realizar ningún ajuste (excepto el de la frecuencia generada por el filtro cerámico), y esto porque estamos seguros de que todos los integrados realizan del mejor modo todas sus funciones.

Además, controlando las distintas formas de onda nos podemos dar cuenta inmediatamente de si por casualidad hemos dejado de efectuar alguna conexión o hemos realizado alguna soldadura imperfecta y si es así, eliminar los posibles errores.

A menudo sucede que se olvida de soldar un terminal del zócalo, o que dos terminales están cortocircuitados por una gota de estaño, o bien que al insertar un integrado en su zócalo un terminal se ha doblado, sin que os déis cuenta.

Estas advertencias, que parecen absurdas, hay que tenerlas en cuenta, porque hay gente que, una vez terminado el montaje, al ver que no funciona, no se preocupa lo más mínimo de comprobar si han cometido algún error.

Por el contrario, tenéis que tener siempre presente que si los proyectos de NUEVA ELECTRONICA no funcionan, el error lo habéis cometido vosotros, un error que, repetimos, puede ser causado por un transistor o un integrado defectuoso de fábrica, o bien por una resistencia cuyo valor óhmico difiere notablemente del código de colores de su envoltura pero, en cualquier caso, el esquema no hay que tocarlo: ha sido comprobado y **tiene** que funcionar.

Aclarada esta premisa, podemos continuar nuestra explicación, tomando en consideración los restantes puntos de medida, es decir, los que nos servirán para efectuar el verdadero ajuste del codificador.

7.ª Operación

Aplicad la sonda del osciloscopio en el punto de medida TP6S después de haber regulado su **base de tiempo** en 10 microsegundos y la **sensibilidad vertical** hasta 100 milivolt. × cm., y después girar el trimmer R4 y R13 de las entradas hacia masa.

De este modo, en la pantalla, puede aparecer la forma de onda representada en la fig. 20, es decir, tenemos ahora la **frecuencia de la subportadora de 38.000 Hz,** que hay que suprimir necesariamente.

A diferencia de cualquier otro codificador, en nuestro esquema existen dos compensadores (C30 y C31) y un trimmer (R27) que sirven únicamente para este fin.

Actuando en el trimmer R27 hay que procurar obtener una línea perfectamente rectilínea (que no tenga ondulación, como se ve en la fig. 21) sobre la que aparecerán pequeños trazos verticales que sucesivamente intentaremos reducir lo más posible en amplitud, actuando primero sobre el C31 y después sobre el C30.

Si este ajuste no se realiza a la perfección, se obtendrá en la pantalla una curva parecida a la de la fig. 22, es decir, con pequeños trazos verticales muy largos por debajo de la línea horizontal, que también estará entrecortada.

8.ª Operación

Dejar inserta en el punto de medida TP6 la sonda del osciloscopio y modificar la **base de tiempo,** llevándola a 0,3 milisegundos y la **sensibilidad vertical** a 500 milivolt. × cm.

Ahora, con un oscilador de BF, conseguir una señal de unos 1.000 Hz, con una amplitud de 6 volt. pico a pico y aplicarla a la entrada del **canal derecho** después de haber girado el trimmer R4 totalmente hacia el máximo.

En la pantalla se ve una forma de onda similar a la de la fig. 23 y lo mismo sucede si esta señal se aplica a la **entrada** del **canal izquierdo.**

El por qué se forma una onda así es sencillo: la sinusoide que se ve segmentada corresponde a la señal de BF de 1.000 Hz aplicada en la entrada y los segmentos horizontales a la frecuencia que resulta de 38.000 Hz.

En realidad, si consiguiéramos aplicar a la entrada del canal derecho una frecuencia que fuera un múltiplo exacto de los 38.000 Hz, por ejemplo, 38.000:7 = 5.428 Hz, en la pantalla tendría que aparecer una curva del tipo de la reproducida en la fig. 24; si aplicáramos la misma frecuencia en la entrada del canal izquierdo, la curva que tendríamos que ver sería también la de la fig. 24.

Estas formas de onda no se consiguen sincronizar fácilmente en el osciloscopio, por lo que hemos preferido dibujarlas aparte para que teóricamente se entienda cómo se produce el «muestreo» de los dos canales.

Como veréis, en estas dos figuras hay algunas zonas segmentadas, en cambio en la otra figura hay una línea continua: esto significa que en la salida del conmutador electrónico hay siempre presente una señal correspondiente a una sola de las dos entradas, y estas dos entradas se habilitan una después de la otra en un perfecto sincronismo y durante el mismo pe-

ríodo de tiempo (los segmentos horizontales tienen todos la misma duración).

9.ª Operación

Dejando la sonda del osciloscopio aplicada en el punto TP6 se puede controlar lo que sucede cuando la señal del **canal derecho** está en fase con la del canal izquierdo, o cuando estas dos señales tienen un desfase entre sí de 180 grados.

Primero aplicaremos en la salida del generador de BF dos trimmer de 10.000 ohm (también sirven dos potenciómetros de distinto valor) y del cursor de cada uno obtendremos la señal que se aplica a la entrada derecha y a la izquierda del codificador (ver fig. 25).

De esta forma, si los dos potenciómetros están girados al máximo, en la pantalla se ve una sola sinusoide.

Ahora, actuando en uno de los trimmer, veréis que en la pantalla aparece una forma de onda similar a la de la fig. 27, es decir, hay un desdoblamiento de la sinusoide (en práctica se ven dos sinusoides interrumpidas en la frecuencia de 38.000 Hz).

Para controlar cuando la señal de la derecha y de la izquierda están **desfasadas** en 180 grados, hay que realizar un sencillo circuito, como el que se ve en la fig. 26, es un pequeño desacoplador, formado por un transistor tipo BC.107-BC.207-BC.208, etc.

En el colector de este transistor se obtiene una señal que tiene un desfase de exactamente 180 grados, como la que está presente en el emisor.

Aplicando estas dos señales en las dos entradas (derecha e izquierda) de nuestro codificador, veremos que en la pantalla del osciloscopio (si los dos trimmer están girados al máximo) una señal similar a la que se ve en la fig. 29.

Si giramos uno u otro trimmer hacia el mínimo, veremos cómo se acentúa una de las dos sinusoides (ver fig. 30).

Es aconsejable realizar estas pruebas, aunque no son realmente necesarias para el ajuste del codificador, en la práctica os resultarán muy útiles para comprender mejor el funcionamiento de todo el circuito y si en alguna ocasión tenéis que realizar una reparación, sabréis inmediatamente dónde hay que intervenir.

10.ª Operación

Aplicar una señal de BF de unos 1.000 Hz sólo en una entrada (por ejemplo, en el canal derecho) y cortocircuitar a masa la entrada del otro canal para que no capte las señales espúreas.

Controlando con el osciloscpio la forma de onda en el punto TP6 veréis que en la pantalla aparece una curva similar a la de la fig. 23.

Separar la sonda del osciloscopio del punto TP6 y aplicarla al punto TP9: veréis que la forma de la onda ya no es igual que la que aparecía en el punto TP6, ahora la línea horizontal ya no será totalmente recta, sino ligeramente ondulada, como se ve en la fig. 31.

Ahora girar el trimmer R70 que produce la **separación de los canales**, hasta que quede perfectamente recta la línea central, como la que se ve en la fig. 32.

11.ª Operación

En nuestro codificador hay un trimmer para el ajuste de la fase entre portadora y subportadora, que no siempre está incluido en otro tipo de codificadores.

Para ajustar este trimmer, antes de nada, hay que desconectar del circuito impreso los condensadores C9-C10 y C17-C18 correspondientes a los pasos de entrada; después conectar con un poco de hilo el terminal de control TP8 y una sola de las entradas, no importa que sea la derecha o la izquierda.

Aplicar la sonda del osciloscopio en el punto de medida TP6, regulando la base de tiempo en **10 microsegundos** y la amplitud vertical en **300 milivolt. × cm.**

En la pantalla aparece una forma de onda similar a la de la fig. 33.

Ahora hay que girar el trimmer R58 de la FASE hasta obtener una forma de onda perfecta, similar a la que se ve en la fig. 34.

12.ª Operación

Queda por ajustar el trimmer, que regula la amplitud de la portadora a 19 KHz respecto a la restante señal stereo, es decir, el trimmer R61.

Para realizar esta operación, antes de nada, hay que girar completamente hacia masa los dos trimmer de entrada R4 y R13, de forma que no entre ninguna señal; después se aplica la sonda del osciloscopio en el punto de medida TP8, después de haber regulado la **base de tiempo** en 30 microsegundos × cm. y la **sensibilidad vertical** en 100 milivolt. × cm.

De esta forma, en la pantalla aparece una sinusoide que representa concretamente la portadora de 19.000 Hz.

Una vez obtenida esta sinusoide hay que actuar en el trimmer R61 hasta que ocupe dos cuadritos completos en vertical, es decir, hasta que se obtenga una amplitud de 200 milivot. pico a pico.



Foto del mueble visto de frente, con los dos instrumentos V-Meter.

Una vez conseguida esta condición, el codificador está preparado para ser incluido en el transmisor: pero antes de realizar esta operación, es aconsejable ajustar los dos trimmer R29 y R36 que regulan el «final de la escala» de los dos instrumentos aplicados en las entradas.

Para llevarlo a cabo, se aplica en la entrada de ambos canales una señal sinusoidal de unos 1.000 Hz, con una amplitud de 9 volt. pico a pico, por lo tanto, después de haber girado los dos trimmer de entrada R4 y R13 hacia el máximo, se actúa primero en el R29 y después en el R36, hasta que la aguja de ambos instrumentos marque 0 dB.

Conclusión

Una vez terminado el ajuste se puede estar seguro de que se tiene a disposición un «verdadero» codificador profesional, capaz de realizar una perfecta transmisión stereo.

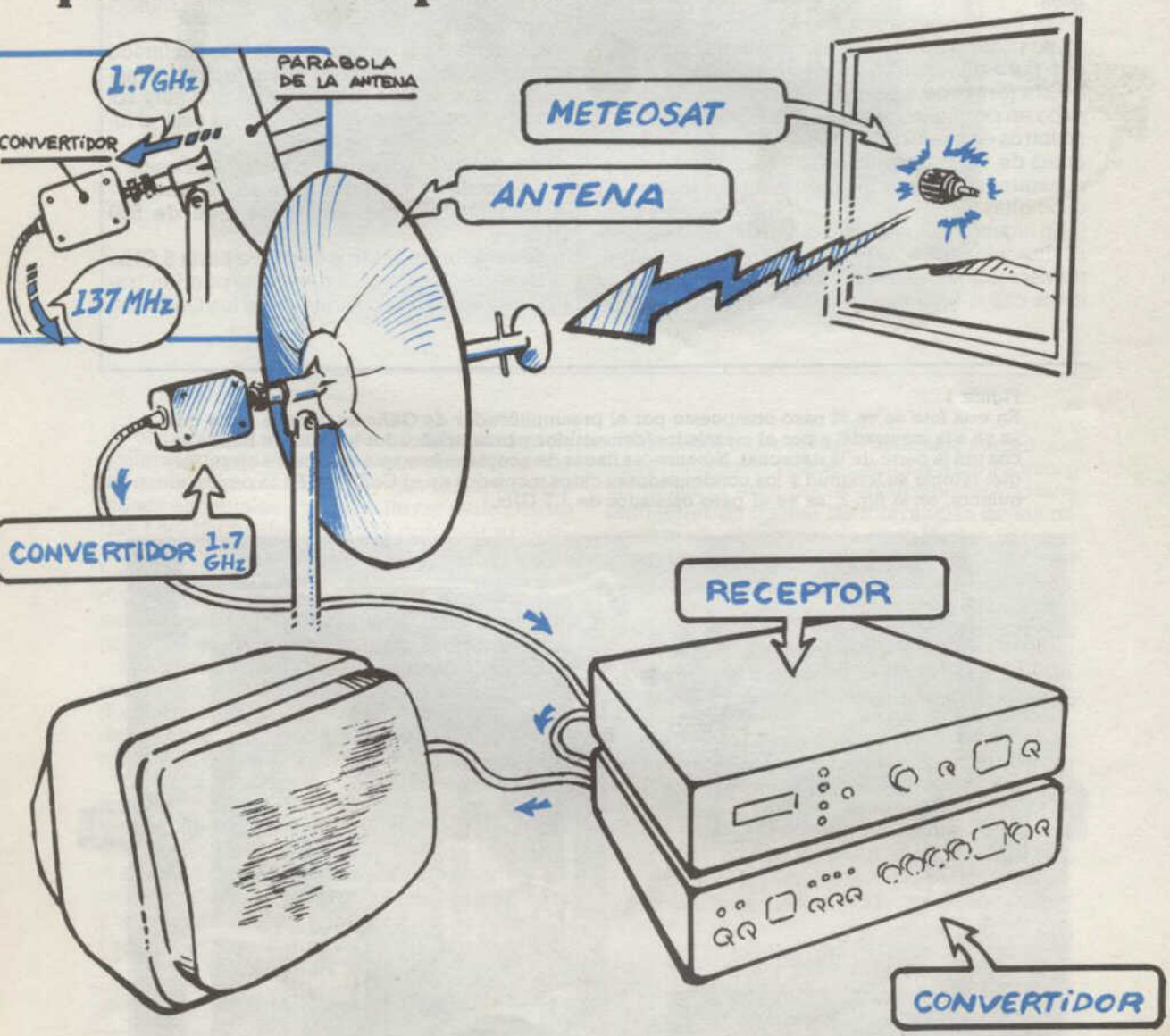
Esperamos que nuestras explicaciones y las ilustraciones que las acompañan sirvan para conseguir un perfecto montaje y también correcto ajuste para obtener un óptimo rendimiento.

Puede que sea ésta la característica más destacada de NUEVA ELECTRONICA y la que la distingue de otras publicaciones, porque además de publicar proyectos interesantes, nos preocupamos sobre todo de explicar los más mínimos detalles, para que los lectores puedan realizarlos con un 99 por 100 de probabilidades de tener un éxito inmediato.

Precios de Kits y circuitos de este n.° en pág. 76.

Amplificador Convertidor

1'7 GHz-137 MHz para antena parabolica



Este convertidor, por motivos que exponemos a lo largo del artículo, se proporciona ajustado y montado. De todas formas os interesará saber cómo se ha realizado, qué problemas ha habido que resolver y qué soluciones hemos adoptado; de esta forma podréis comparar nuestro convertidor con otros y valorar su precio.

ES siempre nuestro objetivo publicar proyectos que se puedan realizar sin demasiada dificultad, incluso los menos introducidos en el tema de la electrónica, con características de funcionamiento totalmente fiables.

Por este motivo, antes de publicar un proyecto, se prueba en el laboratorio docenas de veces para eliminar posibles anomalías.

Esta forma de elaborar los proyectos determina en ocasiones algunos retrasos, pero para nosotros es preferible hacer esperar al lector, antes de estar absolutamente seguros de que el esquema publicado no presenta defectos ni anomalías.

En algunos casos se presentan dificultades de realización, que sólo los más expertos, con instrumentos adecuados, podrían llevar a cabo. En estos casos tenemos únicamente dos posibilidades: descartar el proyecto o proporcionarlo montado y probado.

En el caso del convertidor de 1,7 GHz, hemos optado por la segunda alternativa, puesto que es indispensable para el funcionamiento de todo el sistema de recepción de satélites meteorológicos.

Otro motivo por el que nos hemos inclinado por esta solución es que la instrumentación necesaria para ajustar el convertidor es muy sofisticada y costosa y, por lo tanto no está al alcance de todos los lectores.

Para efectuar esta operación se necesita:
Un analizador de espectro de 18 Gigahertz.
Un osciloscopio con banda pasante de 500 MHz.
Un generador de ruido que cubra hasta 5 GHz.
y además no son muchos los que pueden trabajar con estas frecuencias y con los GaAs-fet.

Figura 1
En esta foto se ve el paso compuesto por el preamplificador de GaAs-fet (toda la parte que se ve a la izquierda) y por el mezclador/convertidor y preamplificador híbrido de banda ancha (en la parte de la derecha). Nótense las líneas de acoplamiento que en fase de ajuste hay que retocar su longitud y los condensadores chips montados en el GaAs-fet. En la página siguiente, en la fig. 2, se ve el paso oscilador de 1,7 GHz.

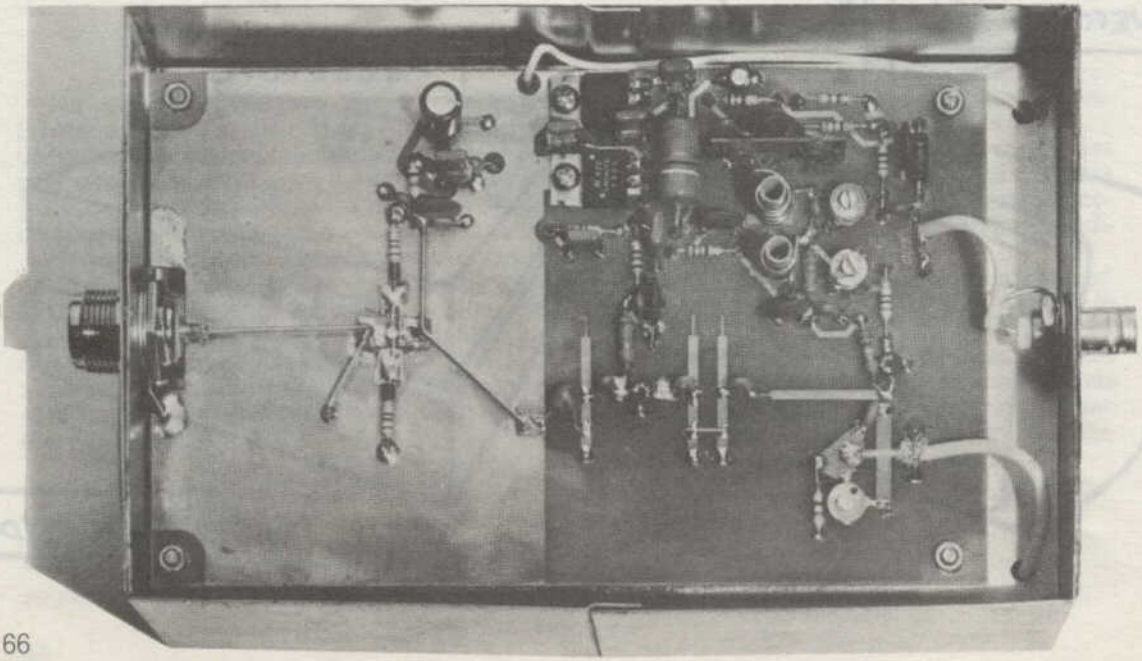
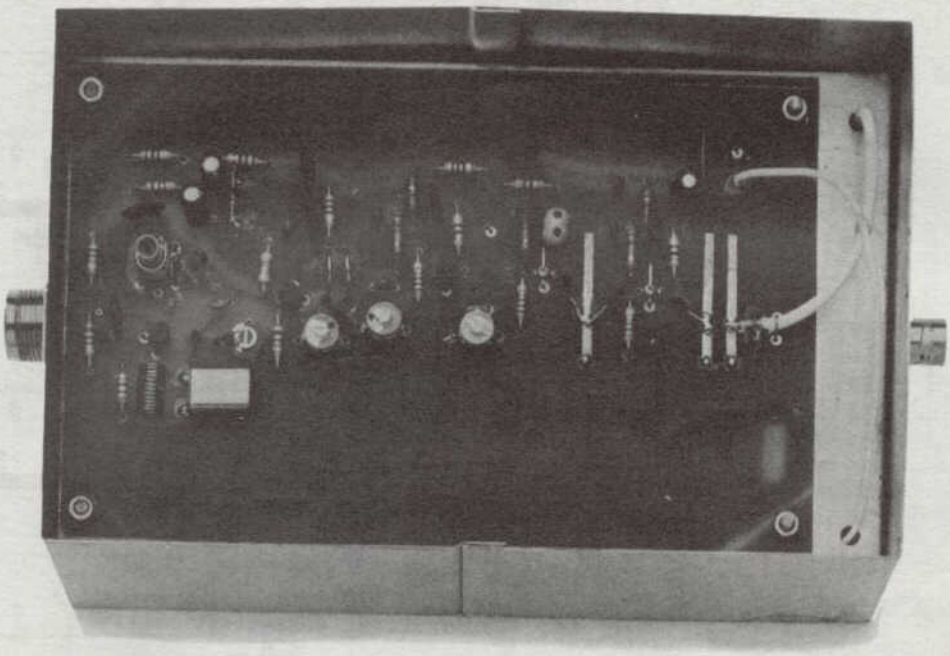


Figura 2
En el otro lado de la caja, separado por una pantalla metálica, está el paso oscilador. Véase, a la izquierda, el cuarzo de 86,5 MHz, la bobina L9 (bobina vertical) y hacia la derecha todos los pasos que triplican y duplican, necesarios para obtener en la salida una frecuencia de 1,557 GHz.



Por poner un ejemplo de las dificultades de realización, podemos decir que para soldar estos minúsculos GaAs-fet hay que tomar precauciones especiales, como no llevar nada puesto que esté hecho de fibra, hay que usar exclusivamente soldadores que no sean eléctricos, hay que calentarlos en llama de gas. La punta del soldador tiene que estar eléctricamente conectada a «tierra», como también el circuito impreso y las manos del realizador.

A pesar de emplear todas las precauciones, nos ha ocurrido que algunos de estos delicados y minúsculos GaAs-fet ha saltado, y considerando su alto precio hemos preferido evitaros todos estos riesgos.

Además, trabajando en estas frecuencias, existe el problema del material de fibra de vidrio, que se utiliza en la realización del circuito impreso. Si se cambia ligeramente la calidad, el espesor de la fibra de vidrio o del cobre, es necesario volver a hacer de nuevo a lo largo y a lo ancho, TODAS LAS LINEAS DE ACOPLAMIENTO.

Por este motivo, por cada partida de lámina de cobre que nos llega, tenemos que realizar un prototipo; entonces acortamos o alargamos las pistas para acortar el circuito y sólo después pasamos a la producción.

Resueltos todos estos problemas, puesto que cada transmisor puede cambiar algo en más o en menos el valor declarado (es necesario también tener en cuenta las tolerancias de las resistencias), es necesario controlarlos uno por uno y buscar la condición ideal para obtener una ganancia óptima en relación a la variación. En consecuencia, los valores que se incluyen en el esquema eléctrico pueden incluso variar ligeramente de un montaje a otro.

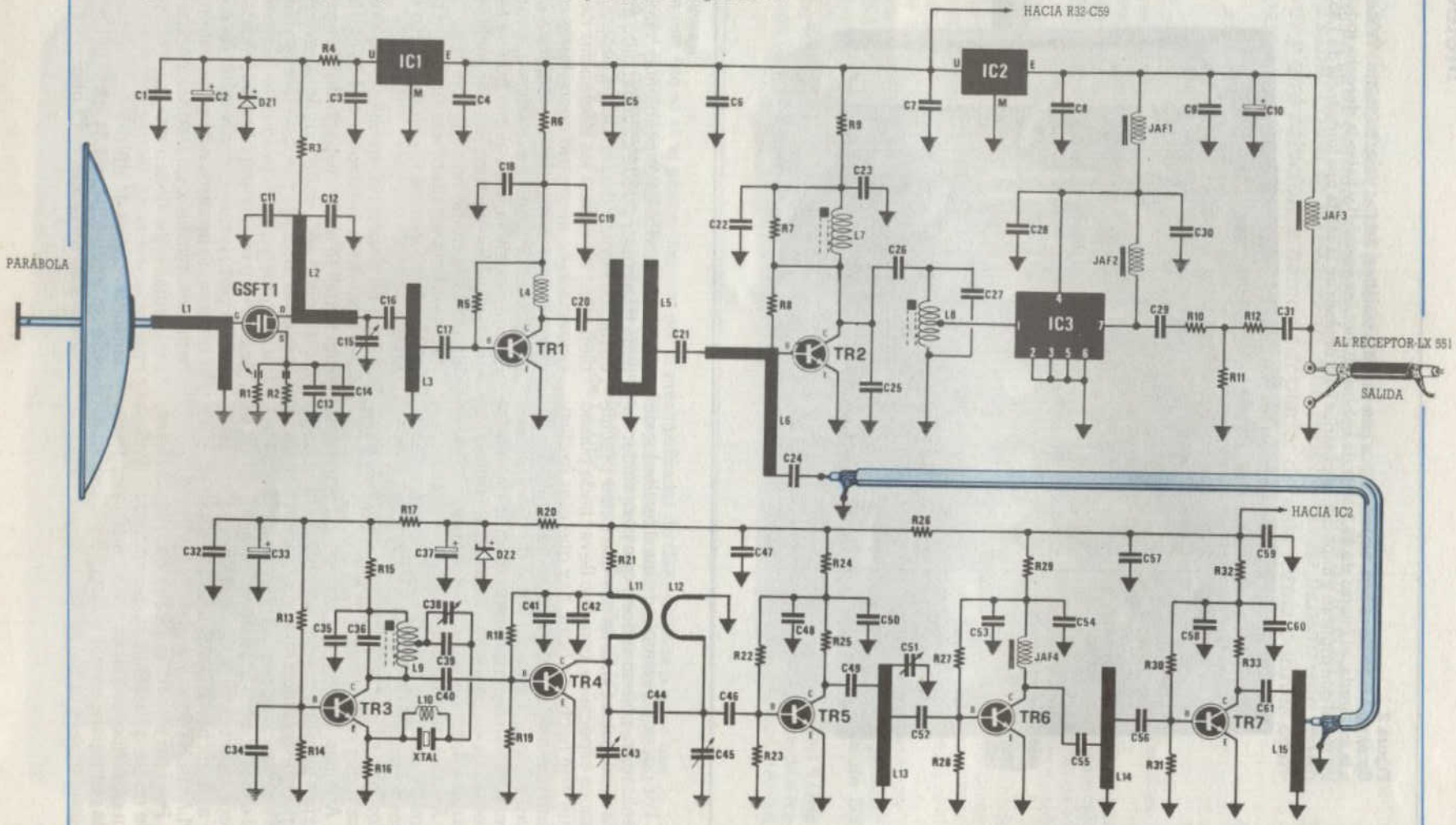
Existen también problemas unidos al paso oscilador local, realizado con un cuarzo de 86,5 MHz.

Aquí es necesario, mediante multiplicaciones, alcanzar la frecuencia de 1.557 MHz (1,557 gigahertz). Si no se dispone de un analizador de espectro adecuado, puede suceder que se ajusten los distintos pasos en frecuencias armónicas, o bien que se produzcan autooscilaciones en el paso preamplificador; lógicamente, esto impediría que el convertidor funcionase.

Realizando nosotros este paso, sabemos con certeza matemática, que todos los aparatos que proporcionamos tienen exactamente las mismas características, es decir:

ganancia total = 34 dB
cifra de ruido total = 1,34 dB
impedancia de salida = 75 ohm.

Figura 3
Esquema eléctrico del preamplificador/convertidor, que tiene la sigla LX550.



COMPONENTES

R1 = 100 ohm. ¼ watt.
R2 = 100 ohm. ¼ watt.
R3 = 47 ohm. ¼ watt.
R4 = 33 ohm. ¼ watt.
R5 = 68.000 ohm. ¼ watt.
R6 = 150 ohm. ¼ watt.
R7 = 1.200 ohm. ¼ watt.
R8 = 120.000 ohm. ¼ watt.
R9 = 180 ohm ¼ watt.
R10 = 22 ohm. ¼ watt.
R11 = 47 ohm. ¼ watt.
R12 = 22 ohm ¼ watt.
R13 = 10.000 ohm ¼ watt.
R14 = 2.700 ohm. ¼ watt.
R15 = 100 ohm. ¼ watt.
R16 = 560 ohm. ¼ watt.
R17 = 100 ohm. ¼ watt.
R18 = 33.000 ohm. ¼ watt.
R19 = 2.700 ohm. ¼ watt.
R20 = 270 ohm. ¼ watt.
R21 = 100 ohm. ¼ watt.
R22 = 27.000 ohm. ¼ watt.
R23 = 2.200 ohm. ¼ watt.
R24 = 33 ohm. ¼ watt.
R25 = 470 ohm. ¼ watt.
R26 = 10 ohm. ¼ watt.
R27 = 27.000 ohm. ¼ watt.
R28 = 2.200 ohm. ¼ watt.
R29 = 470 ohm. ¼ watt.
R30 = 27.000 ohm. ¼ watt.
R31 = 2.200 ohm. ¼ watt.
R32 = 33 ohm. ¼ watt.
R33 = 470 ohm. ¼ watt.
C1 = 100.000 pF a disco
C2 = 100 mF electt. 25 volt.
C3 = 100.000 pF a disco
C4 = 100.000 pF a disco
C5 = 100.000 pF a disco
C6 = 100.000 pF a disco
C7 = 100.000 pF a disco
C8 = 100.000 pF a disco
C9 = 100.000 pF a disco
C10 = 1 mF elect. 25 V.
C11 = chip cerámico 1.000 pF
C12 = chip cerámico 10.000 pF
C13 = chip cerámico 1.000 pF
C14 = chip cerámico 1.000 pF
C15 = 0,6-3 pF compensador
C16 = 470 pF a disco
C17 = 3,3 pF a disco
C18 = 1.000 pF a disco
C19 = 10.000 pF a disco
C20 = 5,6 pF a disco
C21 = 8,2 pF a disco
C22 = 10.000 pF a disco
C23 = 100.000 pF a disco
C24 = 470 pF a disco
C25 = 8,2 pF a disco
C26 = 4,5 pF a disco
C27 = 8,2 pF a disco
C28 = 10.000 pF a disco
C29 = 1.000 pF a disco
C30 = 1.000 pF a disco
C31 = 1.000 pF a disco
C32 = 100.000 pF a disco
C33 = 1 mF elect. 25 V.
C34 = 10.000 pF a disco
C35 = 10.000 pF a disco
C36 = 8,2 pF a disco
C37 = 10 mF elect. 25 V.
C38 = 4,5-20 pF compensador
C39 = 10 pF a disco
C40 = 8,2 pF a disco
C41 = 1.000 pF a disco
C42 = 10.000 pF a disco
C43 = 3-10 pF compensador
C44 = 2,2 pF a disco
C45 = 3-10 pF compensador
C46 = 3,3 pF a disco
C47 = 10.000 pF a disco
C48 = 1.000 pF a disco
C49 = 1,5 pF a disco
C50 = 10.000 pF a disco
C51 = 2,5-6 pF compensador
C52 = 4,7 pF a disco
C53 = 1.000 pF a disco
C54 = 10.000 pF a disco
C55 = 2,2 pF a disco
C56 = 5,6 pF a disco
C57 = 10.000 pF a disco
C58 = 1.000 pF a disco
C59 = 100.000 pF a disco
C60 = 10.000 pF a disco
C61 = 2,2 pF a disco
L1-L15 = ver texto
JAF1 = impedancia 27 microhenrio
JAF2 = impedancia 1 microhenrio
JAF3 = impedancia 22 microhenrio
JAF4 = impedancia 1 microhenrio
DZ1 = diodo zener 5,6 volt. 2 watt.
DZ2 = diodo zener 8,2 volt. ½ watt
TR1 = transistor NPN tipo BFR34A
TR2 = transistor NPN tipo BFR34A
TR3 = transistor NPN tipo BF224
TR4 = transistor NPN tipo BFR96
TR5 = transistor NPN tipo BFR96
TR6 = transistor NPN tipo BFQ88A
TR7 = transistor NPN tipo BFQ88A
GSFT1 = GaAs-fet tipo MFG1405
IC1 = uA 7805
IC2 = uA 7812
IC3 = SH221
XTAL = cuarzo 86,5 MHz

Esquema eléctrico

El paso preamplificador, como se ve en la fig. 1, está formado por dos pasos muy diferentes, montados cada uno en su propio circuito impreso, y concretamente:

Paso preamplificador 1,7 GHz
Convertidor/preamplificador 137 MHz
Paso oscilador local con cuarzo de 86,5 MHz

Iniciamos la descripción del esquema eléctrico, empezando por el paso preamplificador de 1,7 GHz. Conectando el PL a la parábola, la señal de 1,7 GHz mediante una línea, alcanza el gate del Ga-As-fet (tipo MFG.1405 u otros equivalentes de la Mitsubishi, capaz de trabajar a un máximo de 4 GHz, por ejemplo: MFG.1200MFG.1402-2SK 274, etc.), cuyas características pueden resumirse de la siguiente manera:

GaAs-fet: canal N
Max. tensión alimentación: 8 volt.
Max. corriente Drain: 100 mA.
Max. ganancia a 2 GHz: 14 dB.
Noise/Figure: 1 dB a 2 GHz
Max. frecuencia oscilación: 50 GHz.

La principal característica que hay que considerar no es la ganancia, aunque es muy elevada para esta frecuencia, sino la Noise Figure (NF), es decir, la cifra de ruido, que es en **2 GHz** de **1 solo dB**, esto nos permite preamplificar incluso señales muy débiles. Considerado el costo y la delicadeza de cada Ga-As-fet, hemos intentado utilizar un transistor preamplificador SHF con un Noise-Figure de 2 dB, pero una vez comparados los resultados, hemos decidido que no merecía la pena esta solución.

Al GaAs-fet le sigue un segundo preamplificador (ver TR1), que se obtiene con un BFR34A. La señal de 1,7 GHz alcanzará la base de un segundo BFR34A (ver TR2), que se utiliza como paso mezclador.

Aplicando en la entrada la señal SHF en la frecuencia de 1.694,5 MHz captada por el satélite y preamplificada, teniendo una frecuencia del oscilador local igual a 1.577 MHz, se re-

cibe en el colector de TR2 una señal en la frecuencia de:
1.694,5 — 1.557 = 137,5 MHz
que ahora se preamplifica por el circuito híbrido SH.221, que en el esquema eléctrico tiene la sigla IC3, y de aquí se envía al receptor que hemos realizado.

Como ganancia total, tenemos 34 dB, igual a un aumento en potencia de 2.500 veces y en tensión de 50 veces, con un NF total de unos 1,34-1,36 dB. Estos valores son propios de un aparato de elevada calidad, con características «excepcionales».

Nótese que el cable coaxial de 75 ohm. que se utiliza para llevar la señal UHF a 137,5 MHz al receptor, se utiliza también para llevar al convertidor/preamplificador la tensión de alimentación continua de 24 volt.

El circuito híbrido SH.221 se alimenta directamente con 24 volt., después, mediante un integrado estabilizador uA.7812 (ver IC2), obtendremos los 12 volt. necesarios para alimentar todos los transistores y, finalmente, con un uA.7805 (ver IC1) obtendremos los 5 volt. necesarios para alimentar el GaAs-fet.

El diodo zener, indicado en el esquema con la sigla DZ1, tiene la función de proteger el GaAs-fet, en el caso de que el uA.7805 saltase.

Del paso preamplificador/convertidor, pasamos al del oscilador local, en la parte inferior de la fig. 1.

El transistor TR3, un BF.224, se usa como oscilador AF. Utilizando un cuarzo de 86,5 MHz (ver XTAL1) en el colector de este transistor, se genera una señal a la frecuencia de **86,5 MHz** que, obtenida por el condensador C40, se aplica a la base del transistor TR4, un BFR.96, que la triplica, después, en el colector de este último transistor habrá una frecuencia de 86,5 × 3 = **259,5 MHz.**

Por capacidad (ver C44), la señal en esta frecuencia alcanzará un circuito sintonizado, aplicado en la base del transistor TR5, un BFR96, que la duplica, obteniendo en la salida:
259,5 × 2 = **519 MHz**

El sexto transistor TR6 (un BFQ88) procede a tripicarla posteriormente, obteniendo una frecuencia de:
519 × 3 = **1.557 MHz,** es decir, 1,557 Gigahertz.

Puesto que esta señal no tiene una amplitud suficiente para poder ser mezclada por el convertidor TR2, la preamplifica el transistor TR7 (otro BFQ88).

De este último transistor podemos ahora obtener, mediante un cable coaxial de 52 ohm., la frecuencia de **1.557 MHz,** para aplicarla después a la base del transistor TR2.

Cuando deseéis captar el CANAL 1 del Meteosat, que transmite en **1.694,5 MHz,** hay que sintonizar mediante los conmutadores binarios, la frecuencia de:
1.694,5 — 1.557 = 137,5 MHz
si, en cambio, queréis sintonizar el CANAL 2, que transmite en **1.691 MHz,** tenéis que sintonizar el receptor en una frecuencia de:
1.691 — 1.557 = 134 MHz
es decir, se incluyen sencillamente con los conmutadores estos dos números:
137.500 para recibir el canal 1
134.000 para recibir el canal 2.

Como ya se ha mencionado, en un circuito impreso se colocará únicamente el paso preamplificador/convertidor y en un segundo circuito impreso, únicamente el paso oscilador.

Para evitar que el paso oscilador influya el preamplificador, el contenedor dispone interiormente de una pantalla metálica, para obtener dos huecos, donde se incluyen los circuitos impresos correspondientes a los dos circuitos citados.



Figura 4
Si el primer paso preamplificador tiene una cifra de ruido bastante elevada, las señales de AF, que no pueden superar el valor de ese umbral, no podrán preamplificarse. Como se ve en la figura, las señales A-B-C-D quedan sumergidas en el «ruido» y sólo las señales E-F-G se preamplifican.

Figura 5
Utilizando como primer paso preamplificador un GaAs-fet con una cifra de ruido muy baja (1 dB en 2 GHz), se consiguen ampliar incluso las señales más débiles. Si no se hubiese empleado un componente con estas características, se tendría que haber aumentado considerablemente el diámetro de la parábola.



Al disponer del esquema eléctrico, se puede constatar su complejidad y estaréis de acuerdo en que, el proporcionaros este paso montado y puesto a punto, ha sido la mejor solución que os podíamos proponer.

Dejando a un lado la delicadeza del GaAs-fet, de la que ya hemos hablado, sucede, que en fase de ajuste, a menudo han de ser corregidos también algunos valores de polarización de los distintos transistores, para poder obtener de cada paso la misma idéntica amplitud de señal; es para obtener una cifra de ruido «total» con valores inferiores a **1,34 dB.**

Controlando las características de un preamplificador, lo normal es detenerse más en la característica GANANCIA, en vez de en la CIFRA DE RUIDO; en cambio, cuanto más alta es la cifra de ruido del PRIMER PASO PREAMPLIFICADOR, más difícil es poder preamplificar señales débiles.

El «ruido» está causado por electrones en movimiento en el interior del transistor o del GaAs-fet, y es también proporcional a la temperatura de trabajo.

Con un preamplificador caracterizado por una cifra de ruido bastante elevada (por tanto, de calidad mediocre) se conseguirán amplificar únicamente las señales bastante fuertes como para superar el umbral del ruido (como se ve en la fig. 4) y los pasos preamplificadores siguientes, amplificarán sólo la señal que ha conseguido superar el umbral del primer preamplificador.

Si, en cambio, el primer paso preamplificador presenta una cifra de ruido inferior a 2 dB, incluso la señal más débil se preamplificaría (ver fig. 5), y ésta, lógicamente, es la condición ideal.

Por lo tanto, es mucho más válido un preamplificador que gane poco pero que tenga un NF lo más cercano posible al valor de 1 dB, que otro que disponga de una elevada ganancia pero con un NF, por ejemplo, mayor de 2 dB.

Ultimas recomendaciones

El preamplificador/convertidor se proporciona introducido en un contenedor metálico con dos tapas.

En un lado hay un PL, que se enchufa al iluminador mediante un PL doble macho. En el lado opuesto hay, en cambio, un conector BNC, y a éste se conecta la hembra conectada al cable coaxial de 75 ohm. (cable para TV), que llegará hasta el receptor.

Recordar que en el interior de este cable pasa también la tensión continua de 24 volt., por lo tanto, antes de conectarlo al receptor, **controlad** que el cable interior esté aislado por una malla metálica externa.

Cuando se fija el cable coaxial al BNC, hay que tener mucho cuidado de que un hilo de la malla metálica incidentalmente conecte con el central del mismo cable.

Cuando se haya conectado el preamplificador a la parábola y lo hayáis alimentado, NO TOCAR NUNCA con las manos el dipolo AISLADO, situado en el tubo del iluminador, porque el GaAs-fet puede quemarse.

Puesto que el contenedor queda constantemente a la intemperie, el agua y la nieve podrán introducirse por las dos tapas. Es aconsejable, por lo tanto, tapar los bordes de las tapas con dos o tres vueltas de cinta aislante, o bien cubrir toda la caja con hojas de nylón, para evitar filtraciones de cualquier tipo por las fisuras.

En el interior se aplica silicona, como protección anticorrosiva.

A quien le interese

Alguien podría preguntarse por qué NUEVA ELECTRONICA utiliza para la recepción del Meteosat una parábola de 1 solo m. de diámetro, cuando en otros casos, para obtener una señal satisfactoria, necesitan instalar parábolas de 1,5 m. e incluso de 2 m.

La respuesta es ésta: podemos utilizar una parábola de este diámetro, sólo porque hemos empleado, como primer paso preamplificador, un GaAs-fet, si no nuestras parábolas también tendrían que ser de un diámetro superior a 1 m.

Porque aunque un GaAs-fet cuesta mucho más que un transistor preamplificador SHF, considerando el aumento de precio de la parábola y añadiendo las dificultades de instalación, no habríamos logrado ninguna ventaja; por el contrario, el costo hubiera sido superior y las características del preamplificador/convertidor noatablemente inferiores.

Es interesante conocer cómo hemos podido establecer las características que posee nuestro amplificador SHF, para poder utilizar una parábola de 1 m.

El cálculo que ahora presentamos nos ha permitido determinar la cifra de ruido TOTAL del receptor, que no se podía superar para poder operar con un amplio margen de seguridad.

Las características de la señal disponible transmitida por el satélite Meteosat, como ya sabemos, son las siguientes:

Frecuencia canal 1	**1.694,5 MHz**
Frecuencia canal 2	**1.691,0 MHz**
Potencia canal 1	**18,3 dBW**
Potencia canal 2	**18,1 dBW**
Distancia Tierra-Meteosat	**36.000 Km.**

Controlando estas características notaréis en seguida que la potencia del transmisor no se ha expresado en Watt, como siempre, sino con una nueva expresión dBW (DBWatt).

Los dBW, que en las práctica son los equivalentes de los dB, se calculan según la conocida fórmula aplicada a una relación de potencia referida a una unidad, tal y como explicamos a continuación:

dBW = 10 × Log (Watt)

Conociendo los dBW se puede obtener la potencia en Watt EIRP (es decir, la potencia de transmisión, incluida la ganancia de la antena irradiante) con la fórmula inversa:

Watt = 10 (dBW : 10)

Quien disponga de una calculadora científica que realice la elevación de potencia, puede saber en seguida que:

18,3 dBW corresponde a 67,6 watt (canal 1)
18,1 dBW corresponde a 64,5 watt (canal 2).

Conociendo los watt EIRP conviene convertirlos en dBm (dB miliwatt), utilizando la siguiente fórmula:

dBm = 10 × Log (watt × 1.000)

Puesto que el Meteosat transmite por el canal 1 con 67,6 watt y por el canal 2 con 64,5 watt, efectuaremos el cálculo utilizando la potencia menor del canal 2, porque si conseguimos recibir esta señal, mucho mejor recibiremos la del canal 1, que transmite con una potencia superior.

Por lo tanto, convirtiendo los 64,5 watt en dBm, obtendremos:

10 × Log (64,5 × 1.000) = 48,09 dBm

Por curiosidad, podemos añadir que los dBm del canal 1 serían igual a 48,9 dBm.

Es lógico que al estar el Meteosat a 36.000 Km. de la Tierra, la señal sufra una atenuación, es decir, al recorrer esta distancia, la señal se atenúa y por lo tanto a la antena no llegan los 48,09 dBm, sino una señal mucho más débil, que se calcula con la fórmula:

$A = 10 \times \text{Log} [(4 \times 3{,}14 \times d : m)^2]$

donde:
d = distancia del satélite y la Tierra en m.
m = longitud de onda de la frecuencia expresada en m.

Con los datos en nuestro poder, podemos saber que una señal SHF para recorrer una distancia de 36.000 Km., sufre una ATENUACION de 188,19 dBm.

Transmitiendo el Meteosat con una potencia de 48,09 dBm a tierra, recibiremos esta señal atenuada:

48,09 — 188,19 = 140,1 dBm

que, convertidos en tensión, corresponderían a unos 0,022 microvolt., con una impedancia de 50 ohm.

Ahora calcularemos, tomando como referencia un receptor IDEAL, con una sensibilidad igual a — 174 dBm/Hz, cuya ganancia debe dotarse a la parábola para captar esta señal.

Hay que precisar que un receptor con estas características en la práctica no existe, por lo tanto, los — 174 dBm/Hz, representa la mínima señal referida a 1 Hz de «banda pasante», que en teoría se podría recibir.

Supongamos que se utiliza un receptor que dispone de una banda pasante de 50 KHz y con una cifra de ruido «total» de 3 dB (valores normales para muchos receptores, que se usan para la recepción del satélite Meteosat) y calculamos la señal «mínima» que este receptor podría garantizar, refiriéndonos siempre a uno IDEAL con — 174 dBm/Hz; la Relación de Banda del receptor es igual a:

B = 10 + Log (KHz × 1.000) = 46,98 dBm/Hz

KHz = banda pasante del receptor.

Puesto que la cifra de ruido TOTAL de este receptor es de 3 dB, la sensibilidad empeorará porque al valor calculado anteriormente hay que añadir también los dB de la cifra de ruido, por lo tanto tendremos:

46,98 + 3 = 49,98 dBm/Hz

La mínima señal que podremos captar será igual a:

— 174 + 49,98 = 124 dBm/Hz

NOTA: Por efecto del número negativo (— 174), cuanto más alto es el número, más pequeña resulta la señal.

Para comprender por qué el número se ha-

ce más pequeño, en vez de aumentar, se puede establecer una comparación con la temperatura. Si tenemos 10 grados bajo cero y la temperatura aumenta 6 grados, el termómetro marcará 4 grados bajo cero y todo el mundo sabe que — 4 grados es una temperatura más alta que — 10 grados.

Sabiendo que el receptor del ejemplo anterior es capaz de asegurar la receptación de una señal cualquiera que sea de — 124 dBm y sabiendo que la señal de Meteosat llega a la Tierra con una atenuación de — 140 dBm, de la frecuencia de estos dos números se obtiene la GANANCIA mínima que la parábola debe asegurar:

Ganancia parábola = — 140 + 124 = 16 dB

Puesto que una parábola de 1 m. asegura una ganancia de unos 23 dB, podría pensarse que utilizando incluso un diámetro menor se podría también captar la señal sin ninguna dificultad; pero pasando de la teoría a la práctica, hay que tener presente otros muchos detalles; por ejemplo, si no se usa como discriminador FM un PLL, hay que considerar que la sensibilidad empeora debido al umbral del discriminador, que conviene valorar en unos 10 dB, tenemos también que tener en cuenta que en el receptor no hay un filtro de cuarzo, la banda pasante de 50 KHz por un ajuste equivocado de los pasos de MF, puede alcanzar los 60 e incluso los 70 KHz, además de la cifra de ruido total, calculada en unos 3 dB, puede alcanzar por una polarización equivocada de los transistores, 3,5 dB.

Así que suponiendo que el receptor tiene una banda pasante de 50 KHz y la cifra de ruido no supera los 3 dB, necesariamente hay que añadir los 10 dB del umbral del discriminador FM, por lo tanto, la parábola debería asegurar una ganancia mínima de:

16 + 10 = 26 dB

Esta ganancia la puede asegurar una parábola de por lo menos 1,5 m. de diámetro.

En cada proyecto, como se sabe, es necesario un buen «margen» de seguridad, para cualquier posible pérdida, que se puede producir por un motivo o por otro; por ejemplo, la nieve y la lluvia podrían incluir alguna leve atenuación de la señal SHF, además hay que contar con que el iluminador en algunas ocasiones se ha dispuesto de forma incorrecta, así que hay que tener siempre la posibilidad de disponer de una señal de amplitud más que suficiente para poder siempre conseguir una imagen nítida en el TV.

Para lograr todo esto, queriendo reducir las dimensiones de la parábola, hay que mejorar las características del preamplificador SHF y del receptor.

Sustituyendo en el preamplificador el transistor normal por un GaAs-fet, que como ya se sabe tiene una cifra de ruido de 1 dB en 2 GHz, con una ganancia de 14 dB, reduciendo la banda pasante del receptor de 28 KHz, utilizando un filtro de cuarzo de 8 polos, es posible con estos datos volver a hacer los cálculos para saber si utilizando una parábola de 1 m. se asegura una ganancia de 23 dB y se tiene así el margen de seguridad necesario.

La nueva relación de banda, utilizando un filtro de cuarzo de 28 KHz será igual a:

10 × Log (428 × 1.000) = 44,47 dBm

Sabiendo que la cifra de ruido TOTAL de nuestro preamplificador es igual a 1,34 dB, sumando este valor al anterior, tendremos:

44,47 + 1,34 = 45,81 dB

la sensibilidad que este receptor es capaz de garantizar, refiriéndonos a la sensibilidad de receptor supuesto IDEAL, es decir de — 174 dBm, será:

— 174 + 45,81 = 128,19 dBm

sabiendo que la señal del satélite que llega a la Tierra atenuada es de — 139,9 dBm, haciendo la diferencia se obtiene el valor absoluto que la parábola tendría que ganar, para garantizar una recepción perfecta:

— 139 + 128,19 = 11,71 dBm

A este valor hay que añadir el empeoramiento de sensibilidad introducido por el umbral del discriminador FM que, como en el caso anterior, hemos valorado en unos 10 dB, así que tendremos:

11,71 + 10 = 21,71 dBm

De este cálculo ya se deduce que una parábola de 1 m., utilizando un discriminador normal FM es más que suficiente para recibir la señal del Meteosat; de todas formas, para tener un buen margen de seguridad en nuestro receptor, en vez de utilizar un discriminador normal FM hemos utilizado uno PLL, para el que son suficientes sólo 4 dB en vez de 10, por lo que nos sería suficiente una parábola que asegurase una ganancia de sólo:

11,71 + 4 = 15.71 dBm

Utilizando, en cambio, una parábola de 1 m., con una ganancia de 23 dB, se puede afirmar que se tiene un amplio margen de ganancia: una relación mejor que 5.

Para mayor seguridad, antes de emprender la realización del amplificador convertidor, hemos hecho una contra-prueba para establecer qué cifra de ruido TOTAL podíamos alcanzar, utilizando una parábola de 1 m. para poder recibir perfectamente la señal del Meteosat.

Los datos en nuestro poder, como ya sabéis, son los siguientes:

Señal disponible en Tierra	**— 139,9 dBm**
Ganancia parábola de 1 m.	**23 dB**
Banda ancha del receptor	**28 KHz**
Umbral del discriminador FM de PLL	**4 dB**
Cifra de ruido máxima	**hay que buscarla**

En primer lugar, hay que establecer la señal mínima que el receptor es capaz de captar, sabiendo que la antena tiene una ganancia de 23 dB, pero el discriminador PLL lo empeora 4 dB, por lo tanto, se tiene una ganancia real:

23 — 4 = 18 dB

Puesto que la señal que llega a la Tierra desde el Meteosat es igual a — 139,9 dBm, el receptor será capaz de captar señales de:

— 139,9 + 18 = 121,9 dBm

La recepción de banda, respecto a un receptor IDEAL, en nuestro caso, es equivalente a:

— 174 + 121,9 = 52,1 dBm

Restando a este valor la banda de nuestro receptor, que es de 28 KHz, es decir, igual a 44,47 db/Hz, tendremos:

NF = 52,1 — 44,47 = 7,63 dB

En teoría, podíamos realizar un receptor que dispusiese de una CIFRA DE RUIDO TOTAL igual a 7,63 dB, y en este punto, el uso de un GaAs-fet sería del todo inútil; de todas formas, hay que valorar posibles tolerancias en cada proyecto; por ejemplo, es cierto que el discriminador PLL tiene un umbral de intervención igual a 4 dB, pero para estar seguro es mejor doblar ese valor, por lo tanto, elegir 8 dB en vez de 4, así que si se quitan otros 4, tendremos:

NF = ,63 — 4 = 3,63 dB

Este margen nos proporciona una garantía posterior en la parábola de 1 m. de diámetro, que nosotros utilizamos.

Cómo se calcula la cifra de ruido total

Un GaAs-fet con una cifra de ruido muy baja, que se utiliza como primer paso preamplificador, reduce notablemente la cifra de ruido TOTAL del receptor, y esto se demuestra con un sencillo cálculo.

En nuestro preamplificador convertidor hay tres pasos de amplificación en cascada, que disponen de las siguientes características:

1. Paso (GaAs-fet) ganancia = 14 dB NF = 1 dB
2. Paso (transistor) ganancia = 10 dB NF = 2 dB
3. Paso (transistor) ganancia = 10 dB NF = 3 dB
NOTA: NF es CIFRA DE RUIDO.

Disponiendo de estos datos, la primera operación que hay que hacer es convertir los datos expresados en dB en relación de potencia, utilizando la fórmula que ya conocemos, pero para simplificar damos todos estos valores ya modificados:

1 dB = 1,258
2 dB = 1,584
3 dB = 1,995
10 dB = 10
14 dB = 25,118

Así se puede obtener la cifra de ruido TOTAL, utilizando la siguiente fórmula:

NF TOTAL = NF 1.° paso + (NF 2.° paso : ganancia 1.° paso) + (NF 3.° paso : ganancia 1.° paso × ganancia 2.° paso)

en nuestro caso tendremos:

NF TOTAL = 1,258 + (1,584 : 25,118) + + (3 : 25,118 × 10)1,133

este dato se reconvierte en dB utilizando la fórmula normal:

10 × Log (1,337) = 1,248 dB

Nuestro preamplificador/convertidor dispone de una NF TOTAL de 1,248, que hemos redondeado a un valor mayor de 1,34 dB.

Como es fácil de suponer, son todas las características del primer paso preamplificador que influyen en la NF TOTAL de todo el receptor, ya el segundo paso le influye de forma no determinante, y el tercero y posibles pasos sucesivos, no modifican en forma alguna este valor.

Por ejemplo, si en vez de emplear como primer paso un GaAs-fet, hubiéramos utilizado un transistor idéntico al que hemos utilizado para el segundo paso, es decir, con una cifra de ruido de 2 dB y una ganancia de 10 dB, volviendo a hacer los cálculos, descubriríamos que la NF TOTAL aumenta considerablemente, es decir:

NF TOTAL = 1,548 + (1,584 : 10) + (3 : 10 × 107) × 1,772

al reconvertir este número en dB se obtiene una cifra de ruido igual a:

10 × Log (1,772) = 2,48 dB

que conviene redondear en 2,50 dB.

Con esta cifra de ruido, para poder recibir perfectamente la señal del Meteosat es absolutamente necesario aumentar el diámetro de la parábola.

Estabilidad del oscilador

Hay personas que nos han manifestado su perplejidad en cuanto a la estabilidad de frecuencia del oscilador de cuarzo, lógicamente para este circuito nos hemos hecho construir cuarzos de calidad:

Estabilidad = 5 partes de 1.000.000
Campo de temperatura = — 55 + 105 grados.

Por lo tanto, la variación de frecuencia en el cuarzo de 1,7 GHz se reduce a pocos Kilohertz, fluctuación que automáticamente se compensa con los componentes que se emplean en la realización de este oscilador. Las posibles variaciones presentes, limitadas a pocos Kilohertz, las corrige automáticamente el discriminador PLL, por lo tanto, podemos asegurar que la estabilidad es total.

Precios de Kits y circuitos de este n.° en pág. 76.