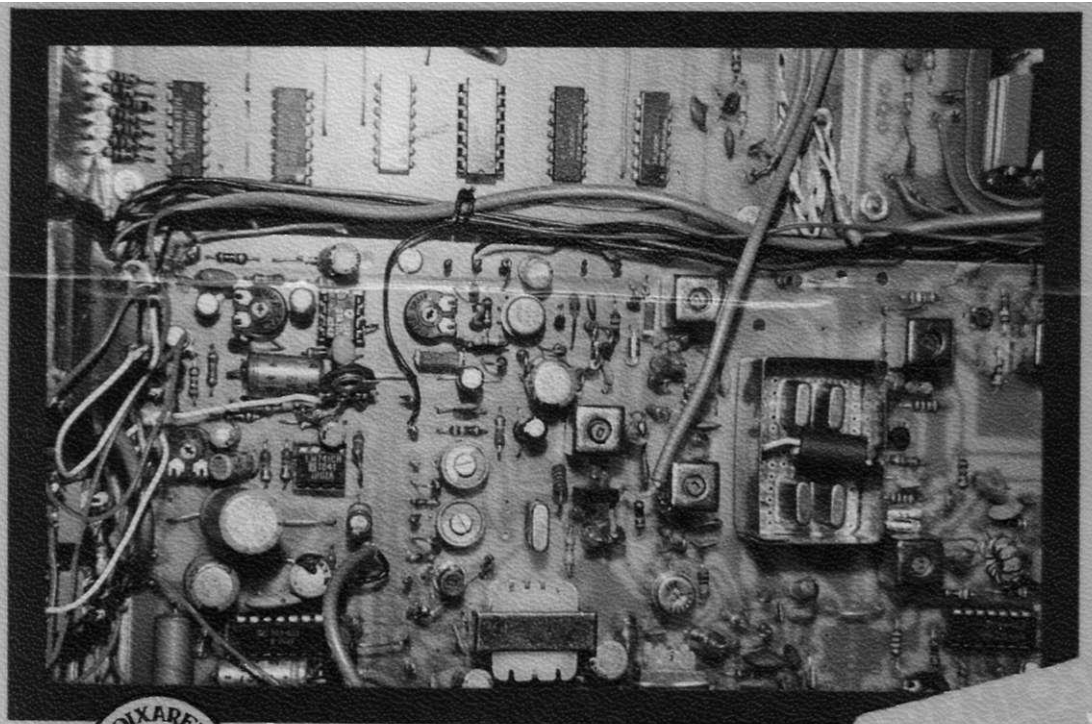


RECEPTORES Y TRANSCCEPTORES DE BLU Y CW

RICARDO LLAURADO, EA3PD



marcombo
BOIXAREU EDITORES

**mundo
electrónico**
de pasatiempos y cultura

índice

Prólogo

Capítulo 1. Instrumentación	1
Generalidades	
Nivel de radiofrecuencia	
Capacidad	6
Valor de las inductancias	8
Medida de frecuencia	10
Montaje del frecuencímetro dial digital	11
Calibrador patrón	18
Generador de RF	
Medida de la relación de ondas estacionarias	23
Medida de potencia	24
Capítulo 2. Equipos y circuitos auxiliares	29
Fuentes de alimentación	29
Reguladores de tensión	31
Baterías recargables	33
Amplificadores de audio	37
Capítulo 3. Receptores	42
Receptor de onda corta	46
Receptores para banda lateral	49
Aplicaciones especiales de los receptores de conversión directa	63
Receptor superheterodino	66
Capítulo 4. Filtros	72
Filtros cerámicos	74
Filtros de cuarzo	76
Construcción de filtros de cuarzo	80
Filtro de telegrafía	85
Filtros de banda lateral	87
Sistema económico para la selección de cristales	96

VI índice

Capítulo 5. Filtros para telegrafía (CW).	.101
Filtros pasivos.	.102
Filtros activos.	.103
Filtro selectivo.	.106
Filtros regenerativos.	.108
Capítulo 6. Sección frontal del receptor.	.111
Sintonía de banda.	.111
Circuito sintonizado con arrastre.	.111
Trampas de sintonía frontal.	.114
Modulación cruzada.	.115
Remedio para la modulación cruzada.	.117
Preamplificadores de RF.	.118
Descargas de electricidad estática.	.122
Capítulo 7. Receptores de comunicación.	.124
Receptor monobanda.	.124
Diales.	.139
Receptor multibanda.	.142
Receptor de dos bandas.	.143
Conversores.	.149
Consideraciones varias.	.152
Capítulo 8. Emisores de telegrafía (CW).	.157
Emisor de CW a cristal de cuarzo.	.157
Monitor de CW.	.161
Emisión de telegrafía con o sin interrupción.	.162
Capítulo 9. Transceptores de CW.	.166
Oscilador controlado a cristal de cuarzo (VXO).	.174
Capítulo 10. Emisión en banda lateral.	.177
Supresión de portadora.	.180
Emisión en banda lateral única (BLU).	.185
Moduladores equilibrados.	.190
Amplificadores lineales de salida.	.192
Amplificadores de banda ancha.	.197
Potencia de una emisión en banda lateral.	.198
Capítulo 11. Transceptores de BLU.	.203
Introducción.	.203
Transceptores monobanda.	.205
Transceptor de BLU y CW.	.210
Inversión de banda lateral.	.210
Capítulo 12. Equipos QRP.	
Introducción.	
Comparación de potencias.	
Interferencias.	
Equipos QRP comercializados.	

MI	Capítulo 13. Mejoras en la estación.	231
	Antena.	231
	Antenas monobanda tipo Yagi.	231
	Procesadores de voz.	231
	Amplificadores lineales de potencia.	231
<i>i</i>	Capítulo 14. Tecnología de construcción.	236
	Circuitos impresos.	236
	Bobinas.	236
	Caja.	236
	Mecanización.	236
III t	Tecnología de componentes activos.	236
	Apéndice. Experiencias del autor en la construcción de equipos de HF.	248

M
24

MU

r

Prólogo

Antes de 1970 la mayoría de radioaficionados construían sus propios equipos, con válvulas generalmente, y la modalidad empleada era la amplitud modulada. Los componentes, esquemas y conocimientos —tecnología— estaban al alcance del radioaficionado medio.

A partir de la fecha citada se generaliza la modalidad de banda lateral única por debajo de los 30 MHz, en las llamadas bandas decamétricas. Las exigencias de estabilidad y precisión de los componentes y de las señales requeridas por esta modalidad resultan nuevas para los radioaficionados. El cambio aún es más brusco si se considera que la tendencia de los montajes es la de utilizar circuitos impresos en lugar del cableado punto a punto, así como el empleo de componentes de estado sólido en vez de válvulas.

A partir de esta fecha clave, si bien empiezan a aparecer algunos esquemas en las revistas de divulgación y de radioaficionados, también aparecen los equipos comerciales multibanda y con diversas modalidades de emisión como banda lateral única y telegrafía; su adquisición es una gran tentación, pues los precios son razonables por ser fabricados en grandes series por los americanos.

La construcción de equipos por los radioaficionados va quedando relegada cuando aparecen las producciones japonesas, que en la actualidad casi monopolizan de hecho la fabricación de equipos para radioafición.

Sin embargo, y de forma solapada, se ha ido produciendo un hecho: los precios de los equipos comerciales, sean japoneses o americanos, ha ido ascendiendo paulatinamente, hasta el punto de que, en la actualidad, no existe equipo transceptor multibanda con banda lateral única, que tenga un precio razonablemente moderado.

Si a esto se añaden los costes de la fuente de alimentación, la antena, cable de bajada, medidor de estacionarias, micrófono y otros posibles accesorios, el resultado es que el precio ya no es interesante para el radioaficionado medio y aún menos para los principiantes, en especial si se trata de jóvenes y estudiantes, con medios económicos reducidos.

Para el radioaficionado recién llegado, el conflicto es aún mayor ante la multitud de posibles facetas a desarrollar en su afición: telegrafía o fonía, bandas decamétricas o VHF. rebote lunar, dispersión meteórica. televisión amateur, televisión por barrido lento, radioteletipo, microondas, etc. Todo ello cons-

X Receptores y transceptores de BLU y CW

tituye más bien una serie de posibles etapas, algunas de ellas sólo reservadas a algunos privilegiados ya que, por ejemplo, para efectuar rebote lunar, es preciso disponer de complejos sistemas de antenas direccionales o parabólicas, difícilmente situables si no es en un amplio jardín.

A través de este cúmulo de dificultades se ha ido haciendo patente que el radioaficionado no necesita forzosamente un equipo comercial, que pueden efectuarse comunicados con equipos muy sencillos y de coste muy moderado y que la construcción de los mismos es uno de los verdaderos incentivos del radioaficionado.

He tenido la oportunidad de colaborar en diversas revistas y publicaciones de divulgación de electrónica y radioafición y, a través de las consultas y cartas de los lectores, he podido apreciar el interés generalizado que despiertan los artículos relativos al montaje de equipos y en particular los de banda lateral, siendo probablemente la causa de ello el vacío que existe sobre este punto en la literatura en castellano y que este libro pretende paliar.

Otra pretensión del autor es la de facilitar la comprensión de los circuitos y los conocimientos necesarios para los radioaficionados, muchos de los cuales no son profesionales de la electrónica, tratando de huir de los montajes tipo «kit» con los que se puede montar un equipo sin saber cómo funciona.

El radioaficionado que emprende el montaje de su propia estación debe saber cómo funciona cada circuito; esto le capacitará para efectuar los ajustes necesarios, localizar los componentes defectuosos, y practicar con éxito todas las interesantes actividades de la radioafición.

En el Apéndice relato alguna de mis experiencias personales en el campo de la radioafición, y que pueden interesar como ejemplos ilustrativos.

EI, AUTOR

Capítulo 1

Instrumentación

GENERALIDADES

El radioaficionado que desee montar sus propios equipos deberá disponer de los instrumentos de medida necesarios. El instrumento indispensable es el polímetro o «tester» que debe tener diversas escalas para medir tensiones continuas, resistencias eléctricas, intensidades, y tensiones alternas.

Existen algunos parámetros cuya medición resulta indispensable, como son: tensiones y frecuencias de señales de radiofrecuencia (RF); tensiones continuas de muy bajo valor; capacidades inferiores a un microfaradio; inductancias de las bobinas, y forma de las señales de RF.

El pequeño laboratorio de toda estación debe estar provisto de los instrumentos especializados para medir estos parámetros. El osciloscopio permite

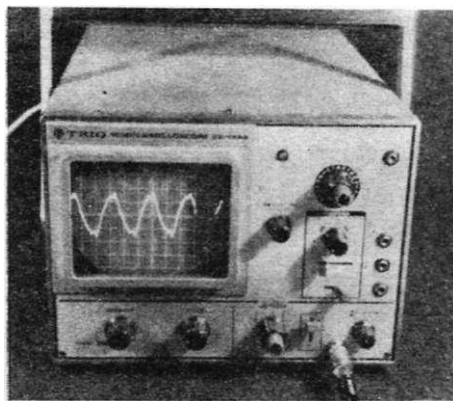


Fig. 1.1 El osciloscopio permite visualizar las señales y es un instrumento muy útil. Es interesante disponer de un osciloscopio capaz de trabajar con señales alternas de 10 MHz o de mayores frecuencias, pues permiten estudiar las señales del OFV, FI, etc.

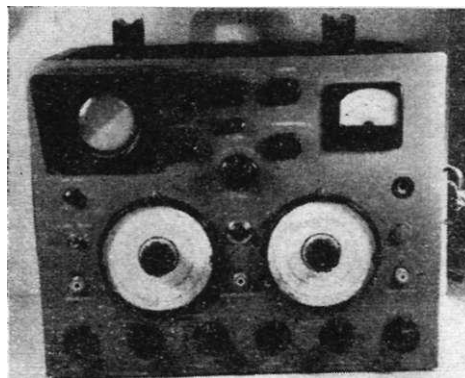


Fig. 1.2 El vobulador permite apreciar el comportamiento de los filtros de cristal de cuarzo, filtros de paso de banda, etc. Aunque sería conveniente su empleo por parte del radioaficionado, su precio lo hace sólo asequible al campo profesional, para formar parte de los equipos de análisis de los laboratorios electrónicos.

2 Receptores y transceptores de BLU y CW

visualizar sobre su pantalla las señales de RF y determinar su forma y nivel. Para la medida de inductancias y capacidades resultan adecuados los llamados puentes LRC y, finalmente, para medir frecuencias resulta imprescindible el frecuencímetro digital. Cuando el radioaficionado intente adquirir estos equipos, probablemente se encuentre con que el precio total de los mismos supere sus posibilidades, o bien supere el precio del equipo comercial que quiere evitar comprar construyéndose uno mucho más económico.

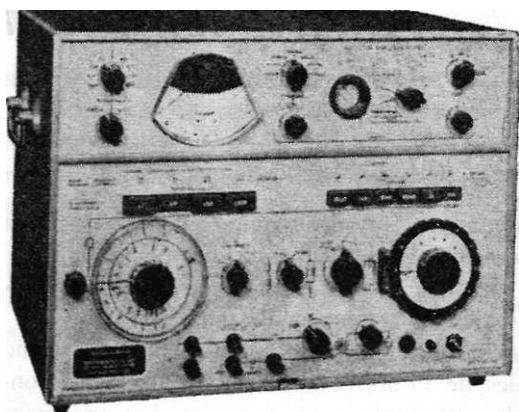


Fig. 13 Medidor de inductancia. Muy útil, pero prohibitivo para el radioaficionado por razón de su coste.



Fig. 14 Generador de radiofrecuencia Hewlett Packard 3200B de 10 a 500 MHz con atenuador incorporado de hasta - 120 dB.

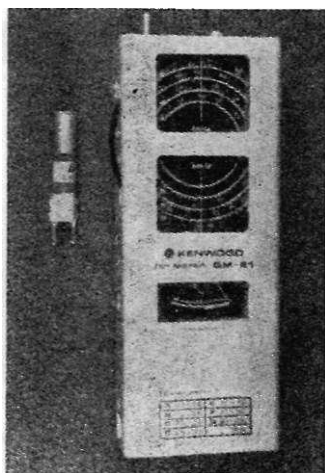


Fig. 15 «Dipmeter», que puede utilizarse como generador de señal y es de gran ayuda para la construcción de bobinas. Su precio permite que sea muy utilizado por los radioaficionados.

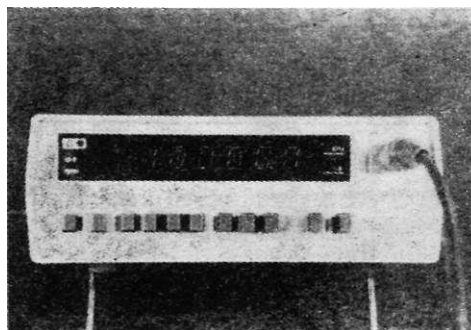


Fig. 16 Frecuencímetro comercial Soar (japonés) hasta 50 MHz. Para HF se encuentran frecuencímetros de precios muy asequibles.

Algunos de estos instrumentos pueden ser sustituidos por otros más sencillos, por métodos indirectos de medida, o incluso abordando la construcción de los mismos.

NIVEL DE RADIOFRECUENCIA

El sistema más sencillo consiste en montar una sonda de RF que incorpore la detección de la señal y entregue una tensión continua a un instrumento indicador.

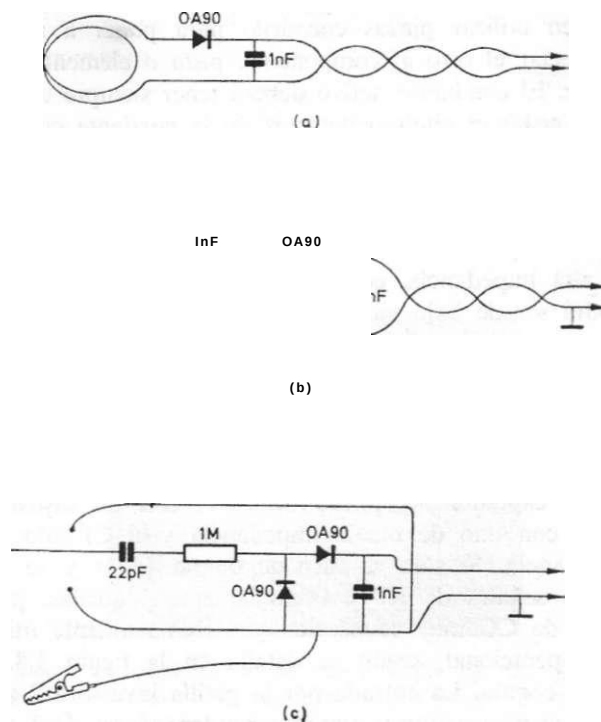


Fig. 1.7 Sonda de RF: A) sonda con captador inductivo; B) sonda con pinzas; C) sonda para osciloscopio.

Si se desea captar RF de una bobina puede hacerse un acoplo de 2 o 3 espiras (figura 1.7 A). Un diodo de germanio sólo dejará pasar los impulsos positivos y el condensador de 1 nF los filtrará, obteniéndose a la salida una tensión continua. La tensión o nivel de RF que existe entre los extremos de la bobina resultará casi imposible de medir con precisión absoluta. En efecto, la tensión de RF captada dependerá del número de espiras que tengan la bobina y el acoplo, y del espacio entre ambos elementos. Finalmente la medida de tensión dependerá del instrumento utilizado. Como se sabe, el error de medida es menor cuanto más alta sea la impedancia de entrada que presenta el instru-

4 Receptores y transceptores de BLU y CW

mentó de medida. Un voltímetro a válvula (o bien FET) o la entrada vertical de un osciloscopio serán de una gran fidelidad y sensibilidad. Cuando no se dispone de ambos instrumentos, puede utilizarse la escala en voltios CC del tester y para señales de RF muy pequeñas servirá la escala de 50 microamperios o similar. La medida de tensión de RF es sólo relativa. La lectura obtenida únicamente nos indicará si existe RF o si no la hay, y en caso de que exista RF permitirá efectuar ajustes para obtener lecturas del máximo valor así como comparar niveles de RF entre diversas etapas, debiéndose encontrar mayor señal en la salida del amplificador que en la entrada.

Cuando se desee medir la señal de RF en puntos determinados del circuito, las sondas captadoras podrán obedecer al circuito de la figura 1.7 B o 1.7 C. Se pueden utilizar pinzas cocodrilo para poner a masa un terminal del circuito y conectar el otro al componente, pista o elemento cuya tensión de RF se desea medir. El conductor activo deberá tener siempre un condensador en serie al objeto de aislar el circuito detector de la corriente continua del circuito que se está midiendo. El captador puede adoptar la forma de punta de prueba, utilizando un cilindro metálico que se unirá a la masa del circuito en análisis por medio de una pinza cocodrilo, disponiendo una punta aislada que servirá para tocar el punto deseado a medir. Si el instrumento de medida es de alta o muy alta impedancia, como puede ser un osciloscopio, el condensador de paso podrá ser de bajo valor y, además, podrá añadirse una resistencia de valor alto; esto es muy interesante pues así no se modifican las condiciones en que trabaja el circuito de RF. Así pues, si utilizamos el captador de la figura 1.7 A con un simple tester, el ajuste que obtengamos del circuito podrá ser luego optimizado al efectuar la medida en la etapa siguiente, debido a que nuestro captador ha modificado el mismo circuito que debíamos medir.

En general el captador A) puede utilizarse con un instrumento de baja impedancia, el B) con uno de media impedancia y el C) sólo con instrumentos de alta impedancia. Si sólo se dispone de un tester y se desean obtener buenas lecturas de señales de RF extremadamente pequeñas, puede construirse el amplificador de CC muy económico y extremadamente útil, con un simple amplificador operacional, según se detalla en la figura 1.8. Se utiliza un integrado 741 muy común. La entrada por la patilla inversora 2 se realiza a través de una célula en pi constituida por dos condensadores de 1 nF y una resistencia de 1 k Ω (1 K); esto proporciona un filtrado adicional, de forma que, excepto las tensiones de CC, las demás se deriven a masa a través del condensador de 100 nF, que también mantiene a este nivel la patilla 3 del integrado —es decir, a potencial cero posibles señales de RF—, pero permite aplicar una tensión continua de 4,5 voltios que se obtiene por medio de un divisor resistivo formado por dos resistencias de 1 K. Dicho divisor es necesario para que trabaje el amplificador operacional; de lo contrario deberíamos disponer de dos pilas separadas de 4,5 voltios. El potenciómetro de ajuste entre las patillas 2 y 6 introduce la realimentación negativa, lo que se traduce en modificar el factor de amplificación. Los potenciómetros de ajuste de 100 K y 10 K sirven para adecuar la corriente de salida al tipo de instrumento utilizado, que puede ser un instrumento de bobina móvil de 25 microamperios a 1 miliampe-

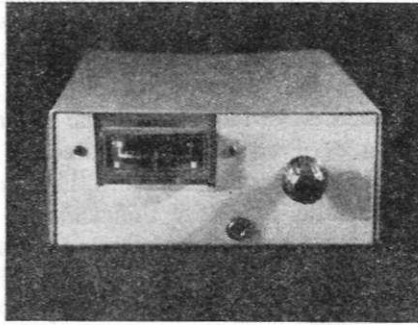


Fig. 18 A) esquema de amplificador de CC y sonda de RF; B) amplificador de corriente continua; la conexión a la sonda se efectúa con un conector miniatura de forma que pueden utilizarse diferentes tipos de sondas.

rio, pudiendo utilizarse perfectamente el mismo instrumento del tester para mayor economía. Como el consumo es muy reducido, una pila de 9 voltios miniatura proporcionará muchas horas de trabajo. El potenciómetro de ajuste ubicado entre las patillas 5 y 1 del integrado permite efectuar un ajuste eléctrico de cero o de posicionamiento correcto del índice del instrumento en el inicio de la escala. En el caso de las sondas de las figuras 1.7 B y 1.7 C la lectura de tensión que obtengamos en el osciloscopio o en un voltímetro a válvula será muy próxima a su valor real, y podrá servirnos para deducir si un circuito funciona correctamente. Si la sonda y el instrumento de medida son de alta impedancia, la lectura obtenida es la llamada tensión de pico que corresponde al valor máximo de la señal de RF ahora convertida en CC. Si

6 Receptores y transceptores de BLU y CW

la medida se efectúa con sonda y equipo medidor de baja impedancia, como puede ser un voltímetro de bobina móvil o el tester, entonces la tensión leída se aproximará a la tensión eficaz, que viene a ser un 70 % de la de pico. Esto es debido a que los instrumentos de baja impedancia descargan el condensador de filtro situado después del diodo. Este mismo fenómeno se presenta en las fuentes de alimentación sin estabilizar. La tensión sin carga puede llegar a valer 1,4 veces el valor de la fuente con carga. Es decir, sin carga la tensión de la fuente se iguala a la tensión de pico. La relación es evidente:

$$\text{Tensión de pico} = \frac{\text{tensión nominal}}{0,7} = 1,4 \text{ tensión nominal}$$

En los montajes prácticos que estudiaremos, raramente tendremos necesidad de realizar medidas con precisión absoluta; los resultados casi siempre serán medidas comparativas, para lo cual servirán perfectamente los modelos de sondas y equipos de medida descritos.

CAPACIDAD

Este es un parámetro que presenta una cierta dificultad de medida. Las capacidades, en un circuito de emisión o recepción, intervienen tanto como las resistencias, siendo estas últimas de muy fácil medida utilizando simplemente un tester sencillo.

Si se trata de condensadores variables, se puede tener idea de su capacidad considerando que la misma es directamente proporcional a la superficie de las placas e inversamente a la distancia entre ellas. Los condensadores variables con separación de las placas de 1 mm, y utilizando el aire como dieléctrico, tienen una capacidad de 0,884 pF por centímetro cuadrado de área. Este tipo de condensadores queda relegado a amplificadores de RF de potencia elevada, como son los amplificadores lineales de salida en equipos transceptores a válvulas o con paso final a válvula.

La mayoría de condensadores fijos llevan su valor o código claramente indicado, pero en el caso de un posible fallo de componente se evidencia la necesidad de medición y comprobación de la tolerancia, especialmente en los condensadores de ajuste o trimers cerámicos.

Se puede montar un sencillo capacímetro siguiendo el esquema de puente Wheatstone modificado. Las relaciones de los brazos de resistencia y de capacidad son inversas (fig. 1.9 A). Se requiere un generador de frecuencia de algunos kilohercios. Puede utilizarse el popular integrado 555. La señal de salida es detectada y aplicada a un tester. Si disponemos de un microamperímetro, éste se podría graduar en pF o sus múltiplos directamente. La mayor precisión se obtiene por detección de cero, graduando la escala del potenciómetro R₁ directamente en pF o sus múltiplos. El brazo del condensador de referencia puede ser sustituido por un conmutador con varias capacidades, 10- 100- 1.000- 10.000 pF, al objeto de escoger diferentes escalas. Si el valor del potencióme-

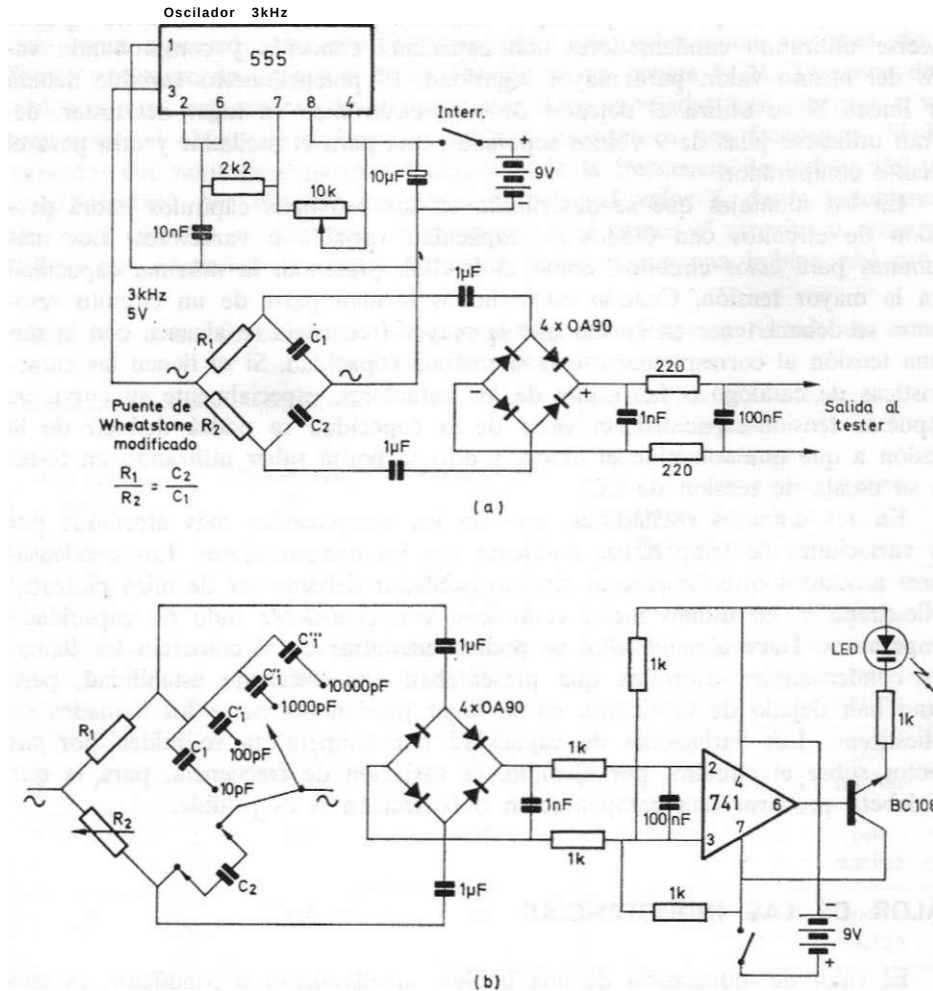


Fig. 1.9 Capacímetro: A) circuito básico; B) circuito práctico con detector de cero.

tro ajustable R_2 , se hace 10 o 100 veces mayor que el de R_1 , se podrán obtener valores 10 o 100 veces mayores que las capacidades de referencia seleccionadas. En lugar de utilizar el tester como detector de cero, se puede utilizar un comparador con lo que se obtiene una mayor sensibilidad y exactitud (fig. 1.9 B). Un operacional 741 hace las funciones de comparador cuando no se introduce realimentación alguna entre las patillas 2 y 6. En estas condiciones, la patilla 6 sólo tiene dos estados posibles (+9 voltios o -9 voltios) dependiendo de que la tensión de la patilla 2 sea superior o inferior a la de la patilla 3, para lo cual bastan unos pocos milivoltios. En estas condiciones, al mover el potenciómetro R_2 , existirá un punto en el que se produce el cambio de estado del LED indicador, pasando de encendido a apagado o viceversa. El punto en que se produzca este cambio puede graduarse sobre el recorrido del potenciómetro en

8 Receptores y transceptores de BLU y CW

pF o múltiplos de pF (100 pF, kpF, etc.). La graduación del recorrido puede hacerse utilizando condensadores con capacidad conocida y comprobando varios del mismo valor, para mayor seguridad. El potenciómetro variable deberá ser lineal. Si se utiliza el detector de cero electrónico en lugar del tester, deberán utilizarse pilas de 9 voltios separadas, una para el oscilador y otra para el circuito comparador.

En los montajes que se describirán en los próximos capítulos habrá profusión de circuitos con diodos de capacidad variable o varactores. Los más comunes para estos circuitos, como el BA102, presentan la máxima capacidad con la mayor tensión. Cuando estos diodos forman parte de un circuito resonante, se deberá tener en cuenta que la mayor frecuencia se alcanza con la mínima tensión al corresponderse con la mínima capacidad. Si se tienen las características de catálogo o fabricante de los varactores, especialmente su curva de respuesta tensión-capacidad, el valor de la capacidad se podrá deducir de la tensión a que esté sometido el diodo, y esto se podrá saber utilizando un tester en su escala de tensión de CC.

En los circuitos osciladores, uno de los componentes más afectados por las variaciones de temperatura ambiente son los condensadores. Los condensadores asociados directamente al circuito oscilador deberán ser de mica plateada, poliestireno y, en último lugar, cerámicos, con coeficiente nulo de capacidad-temperatura. Hace algunos años se podían encontrar en el comercio los llamados condensadores estiroflex que presentaban una excelente estabilidad, pero como han dejado de fabricarse, en su lugar pueden obtenerse los llamados de poliestireno. Las variaciones de capacidad por temperatura se miden por sus efectos sobre el circuito; por ejemplo, la variación de frecuencia, para la que se deberá procurar una compensación o corrección si es posible.

VALOR DE LAS INDUCTANCIAS

El valor de inductancia de una bobina, arrollamiento o conductor, es uno de los parámetros verdaderamente difíciles de medir cuando no se dispone de un puente LRC especialmente concebido para este fin. En la mayoría de montajes que se detallan en el presente manual, se dan valores e indicaciones sobre la forma constructiva de las bobinas, tipo de hilo, número de espiras, diámetro de la forma, etc., que llevarán a la consecución de la inductancia requerida. Algunas de las formas indirectas de averiguar la inductancia es sustituir en un «dipmeter» la bobina osciladora por la que se desea medir, y encontrar la frecuencia de oscilación para una posición del condensador variable conocida; con estos datos será posible despejar el valor de inductancia L de la fórmula:

$$\text{Frecuencia en Hz} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

(estando expresado L en henrios y C en faradios).

En los esquemas de equipos profesionales los valores de inductancia pueden venir expresados en microhenrios, pero este valor poco nos dirá de la forma y número de espiras si no se dispone de un puente LCR. Tampoco debe olvidarse que, en general, las inductancias están asociadas casi siempre a una capacidad, al objeto de obtener un circuito resonante a una frecuencia. Si disponemos del valor de capacidad asociada y de la frecuencia de trabajo del circuito, también por fórmula podremos despejar el valor L de la inductancia. En estos cálculos se desprecia la resistencia que ofrece el circuito y otras variables que dependen de condiciones tales como el que una bobina esté próxi-

TABLA 1.1. Relación orientativa entre capacidad, inductancia, y número de espiras en función de la frecuencia.

<i>Frecuencia</i> MHz	<i>Capacidad</i> pF	<i>Inductancia</i> pH	<i>Número espiras</i> hilo esmaltado 0,2 mm en forma 6 mm 0	<i>Ajuste</i>
0.5	1.000	100	120	por núcleo
1.8	180	58	80	por núcleo
2,3	150	41	75	por núcleo
3,5	150	24	60	por núcleo
5	150	10	40	por núcleo
7	100	7	35	por núcleo
9	100	5	25	por núcleo
14	47	2	17	por núcleo
21	33	0,7	11	por núcleo
30	10-40	0,5	9	por capacidad
50	10-40	0,4	7	por capacidad

10 Receptores y transceptores de BLU y CW

ma a un blindaje metálico, etc., condiciones que afectarán en un cierto porcentaje al resultado. Lo más usual es que las bobinas tengan un núcleo ajustable o bien asociado con un condensador de ajuste o trimer. En estos casos es admisible una gran tolerancia. La tabla 1.1 nos dará una primera aproximación cuando se trate de construir bobinas para circuitos resonantes (u oscilantes) poco cargados, es decir, los que trabajan en etapas con transistores de pequeña señal. En los pasos finales donde la potencia es más elevada, suelen utilizarse circuitos resonantes más cargados, es decir, con capacidades mayores y menor inductancia (menos vueltas o espiras) que resultan adecuados para un mayor ancho de banda pasante sin necesidad de ajuste, y corrientes intensas, con tensiones no muy altas.

MEDIDA DE FRECUENCIA

Con el advenimiento del frecuencímetro digital han caído en desuso otros sistemas de medición de frecuencia como, por ejemplo, los ondámetros de absorción. Se encuentran frecuencímetros por precios razonables y margen de hasta 250 MHz. Cuando se utilice un frecuencímetro deben tenerse diversas precauciones a seguir. La señal de RF a medir deberá ser superior al umbral mínimo de sensibilidad del frecuencímetro. Cuando una señal de RF venga acompañada de señales armónicas, si éstas tienen suficiente sensibilidad, serán medidas por el frecuencímetro. La lectura aparece, pues, como un múltiplo de la frecuencia que debería esperarse medir. Si la señal de RF tiene cierta amplitud, puede crear en el amplificador de banda ancha del frecuencímetro una señal armónica, normalmente por saturación del par de diodos de protección ubicados en la entrada del mismo, lo que provoca el ya mencionado fenómeno de multiplicación de frecuencia.

Actualmente la construcción de un frecuencímetro digital es relativamente sencilla pues se disponen de integrados que realizan prácticamente todas las funciones, necesitándose sólo un preescalímetro para la medida de frecuencias elevadas, un cristal de cuarzo para la base de tiempos y los displays o visualizadores electroluminiscentes o de cristal líquido. El integrado que realiza todas estas funciones tiene un precio elevado, a veces quedan limitados a 10 MHz y requieren preescalímetros externos y un cristal de cuarzo de 1 o 10 MHz. Estos componentes no siempre son fáciles de encontrar.

Para quienes deseen trabajar sólo en las bandas decamétricas y montar sus propios equipos, ofrecemos la descripción de un frecuencímetro/dial digital, que permite obtener lectura de frecuencias de hasta 30 MHz o bien ser utilizado como dial digital de un emisor o transceptor. El coste total se cifra en unos 30 dólares y todos los componentes son fáciles de encontrar por utilizar tecnología TTL. La sensibilidad es del orden de los 100 milivoltios. Para quien no posea un frecuencímetro digital, este montaje le permitirá efectuar la calibración de los transceptores cuya construcción se detallará más adelante.

MONTAJE DEL FRECUENCÍMETRO/DIAL DIGITAL

Un frecuencímetro es un dispositivo electrónico que cuenta los impulsos o ciclos de una señal, durante una fracción de tiempo muy determinada. El número de impulsos los visualiza después en un display. El circuito que genera la fracción de tiempo, o mejor dicho, unos impulsos de duración de esta fracción, se llama circuito de base de tiempos (BT) o reloj. Típicamente se parte de un oscilador a cristal de cuarzo que oscila a 10 MHz y del cual, por sucesivas divisiones, se obtienen impulsos que son una fracción submúltiplo de esta frecuencia. También es muy común hacerlo con un cristal de 1 MHz, con lo que ya se ahorra una división por 10. El circuito que proponemos se detalla en la figura 1.10. El oscilador consta de un cristal de 9 MHz, que puede ser perfec-

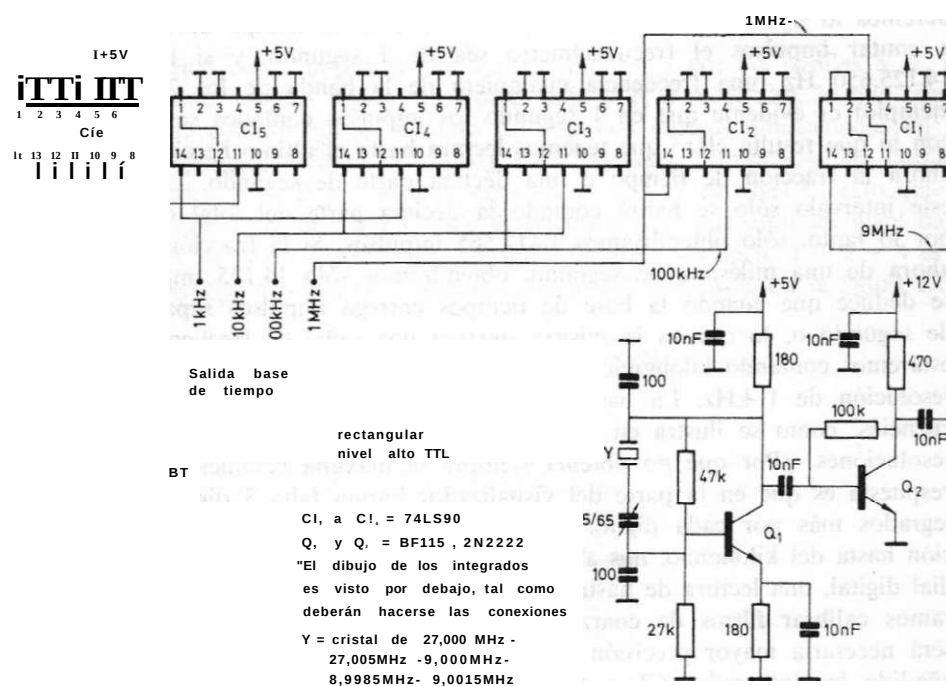


Fig. 1.10 Circuito de la «base de tiempos» para frecuencímetro digital

tamente de 27,000 MHz o bien 27,005 MHz ya que fundamentalmente su frecuencia de oscilación será próxima a 9 o 9,0015 MHz. La ventaja de estos cristales es que se encuentran muy fácilmente por utilizarse en los walkie-talkies de 27 MHz y resultan muy bien de precio.

En caso de que se destine a formar parte del dial de un emisor, receptor o transceptor de banda lateral, el cristal podrá ser el de generación de portadora o detector de producto, que ya no hará falta montar otra vez, y la señal de 9 MHz o próxima a ella podrá ser tomada en el colector de Q₁ a través de

12 Receptores y transceptores de BLU y CW

un condensador de 100 pF. El transistor oscilador entrega a la base de Q_2 una tensión de RF inferior al medio voltio. Este transistor amplifica a saturación, obteniéndose una señal rectangular o casi rectangular de amplitud suficiente para un integrado TTL. Aquí sigue una cadena de divisores de frecuencia de CI_j a CL . El primero de ellos, CI_0 , está diseñado para dividir por 9. Ello se consigue con el conexionado de las patillas 1, 2 y 12 entre sí, mientras que la señal de salida por la patilla 11 también se aplica a la patilla 3. La señal de salida es, pues, de 1 MHz. Esta señal se aplica en la patilla 14 de CI_1 , en donde se efectúa una división por 10. En este caso las patillas 2 y 3 van a masa, y el único conexionado entre patillas libres es el 1 y el 12. La salida por la patilla 11 corresponde a una señal rectangular de 100 kHz de frecuencia. Los demás integrados CI_2 , CI_3 , etc., tienen la misma disposición que CL , pues siguen cada uno dividiendo por 10.

Al objeto de aclarar al máximo cómo funciona un frecuencímetro, consideremos lo siguiente: Si hacemos que la fracción de tiempo durante la que va a contar impulsos el frecuencímetro sea de 1 segundo, y si la señal es de 14.125.650 Hz (una frecuencia cualquiera de la banda de los 20 metros, por ejemplo) es evidente que en 1 segundo los impulsos contados serán 14.125.650, con lo que resulta claro que tenemos lectura hasta el último hercio. Reduzcamos ahora la fracción de tiempo a una décima parte de segundo. Lógicamente en este intervalo sólo se habrá contado la décima parte del total de impulsos y, por lo tanto, sólo obtendríamos 1.412.565 impulsos. Si la fracción de tiempo es ahora de una milésima de segundo, obtendremos sólo 14.125 impulsos. De ahí se deduce que cuando la base de tiempos entrega impulsos separados 1/1.000 de segundo o, lo que es lo mismo, entrega una señal de frecuencia de 1 kHz, estaremos contando kilohercios y, dicho de otra forma, obtendremos lectura con resolución de 1 kHz. La base de tiempos (BT) puede entregar diferentes frecuencias, como se ilustra en la figura 1.10, lo que permitirá obtener diferentes resoluciones. ¿Por qué no obtener siempre la máxima resolución de 1 Hz? La respuesta es que en la parte del visualizador harían falta 3 dígitos más y 3 integrados más por cada dígito. Si nos conformamos con una lectura o resolución hasta del kilohercio, nos ahorraremos 3 visualizadores y 9 integrados. Como dial digital, una lectura de hasta el kilohercio es más que suficiente. Cuando queramos calibrar filtros de cuarzo y generadores de portadora en banda lateral será necesaria mayor precisión (lectura de hasta 100 Hz); de ahí que se hayan añadido los integrados CI_5 y CI_6 , que no serían realmente necesarios para la lectura del kilohercio, por lo que quien desee construir un frecuencímetro con esta resolución puede prescindir de ellos.

Sigamos razonando para comprender cómo funciona el frecuencímetro digital. La señal de frecuencia a medir se introduce en un integrado denominado década contadora. Cada unidad es capaz de contar hasta 10 y al llegar a este valor entrega un impulso a la siguiente década, quedando la misma a cero, para seguir otra vez contando hasta 10 y enviar otro impulso y así sucesivamente. Por otra parte, en cualquier momento, la década contadora dispone de 4 patillas, por las cuales la lógica BCD da el valor de los impulsos contados. Así en la figura 1.11 se representa una década contadora, con la patilla 14 como en-

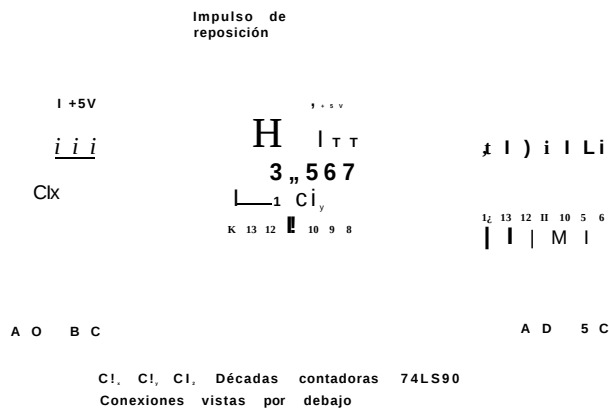


Fig. 111 Décadas contadoras.

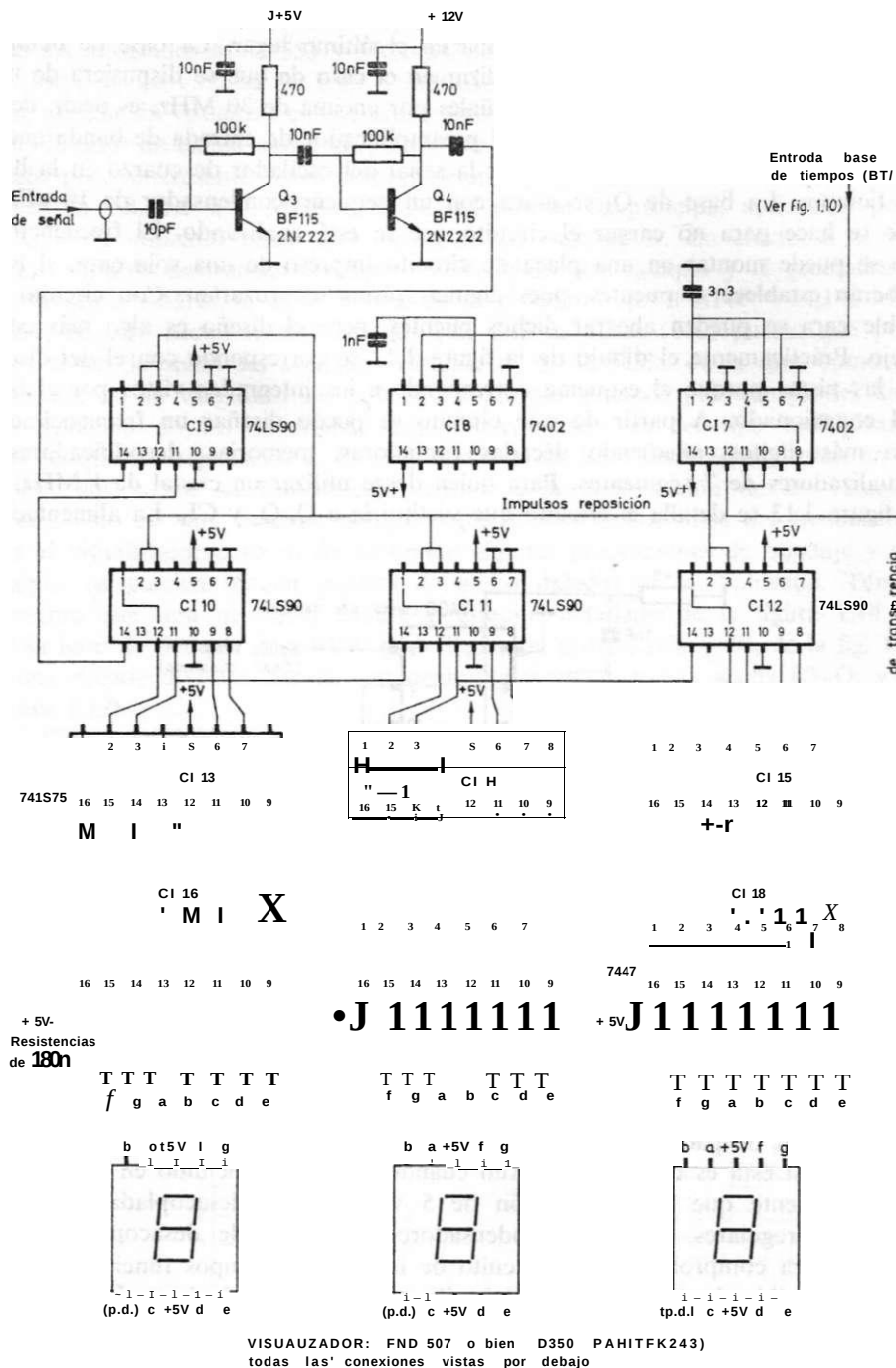
trada de la señal cuyos impulsos van a ser contados, y por las patillas 8, 9, 11 y 12 se presentan estados lógicos L o nivel bajo y H o nivel alto, lo que según el código BCD corresponde al número de impulsos enteros almacenados en la década. Por ejemplo, cuando la década haya contado 7 impulsos, las patillas que corresponden a A, B y C estarán en nivel H y la D en nivel L; esto quiere decir que A vale 1, B vale 2 y C vale 4, mientras que, por estar en nivel bajo L, D, en lugar de valer 8, vale cero. La suma de ABC, es decir, 1 + 2 + 4 es 7 (tabla 1.2). Supongamos que en 1 segundo entran 237 impulsos. En la figura 1.11,

TABLA 1.2. Conversión BCD a decimal.

	A	B	C	D
	1	2	4	8
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H

14 Receptores y transceptores de BLU y CW

Cf. contaría 2 impulsos, CI_v contaría 3 y CI_x contaría 7. Un visualizador conectado a las patillas ABCD en este momento nos indicaría 237. ¿Qué pasaría en el siguiente segundo? Pues que las décadas seguirían contando: 238, 239, 240..., para llegar al final del siguiente segundo. Si la frecuencia de la señal analizada es de 237 impulsos por segundo o hercios, es necesario que, cuando las décadas totalicen los 237 impulsos (lo que coincidirá con el fin del intervalo de un segundo) reciban un impulso que vuelva a poner las décadas a cero. Este impulso se llama impulso de reposición y se genera con un pequeño circuito denominado «lógica de control», que viene gobernado por los impulsos rectangulares de la base de tiempos. Siguiendo con el mismo ejemplo de los 237 impulsos por segundo, también podemos inferir que desde el inicio del intervalo de conteo de un segundo hasta el final, los visualizadores irán indicando el valor que en cada instante entregan las patillas A, B, C y D y, por lo tanto, estarán cambiando continuamente de valor, es decir, pasarán de 0, en el momento del impulso de reposición, a 237, en el siguiente impulso de reposición. Para evitar esto, lo que se hace es enviar los valores de conteo a una memoria, constituida por integrados 74LS75 y mantener constante el valor 237 almacenado después de la reposición, el cual se mantiene en memoria en código BCD (valores 1, 2, 4 y 8) por lo que 4 de sus patillas van a un convertidor de BCD a visualizador digital de 7 segmentos. Los convertidores pueden ser integrados 7447. Las memorias 74LS75 deben variar su valor si al final de cada segundo no se contabiliza 237, sino 245 u otro valor por haber cambiado la frecuencia. Por ello el circuito de «lógica de control» también genera un impulso inmediatamente antes del impulso de reposición, que se denomina impulso de transferencia, y es entonces cuando realmente se almacena en memoria el valor acumulado durante el segundo en las décadas de conteo. La figura 1.12 detalla el conjunto completo de frecuencímetro/dial digital. En todos estos dibujos los integrados aparecen dibujados en la parte inferior correspondiente a las pistas de cobre del circuito impreso, ya que esto ayudará a la realización del mismo. En esta figura los CI_1 y CI_2 son la «lógica de control» y están constituidos por sendos integrados 7402, que a partir de la señal de BT (base de tiempos en el circuito de fig. 1.10) generan los impulsos de reposición (patilla 13 CI_1) y de transferencia (patilla 12 de CI_2). Las décadas contadoras son CI_3 , CI_{10} , CI_4 y CI_{11} . Se han puesto 4 décadas de conteo, pero, como puede verse, sólo se visualizan las tres últimas. ¿Por qué? La respuesta es que la última cifra visualizada siempre parpadea y salta entre dos valores. La solución es poner la década contadora y no visualizarla. Si visualizáramos CI_3 , con la base de tiempos en 10 Hz, visualizaríamos los 100 Hz de la señal a analizar. Esto nos interesará para cuando estudiemos los filtros de cuarzo. Si la base de tiempos es 100 Hz, visualizaremos el kilohercio. Como para que el frecuencímetro fuera económico hemos puesto sólo tres dígitos, aparecerán lecturas como 125, 278, etc. Cuando lo utilicemos como dial digital de un transceptor, ya sabremos que estamos leyendo en realidad 14.125 o bien 14.278 kilohercios, aunque no veamos las dos primeras cifras. Pero cuando deseemos ver la frecuencia de un oscilador o de otro circuito, deberemos poner el selector de la base de tiempos en 10 kHz para que, si leemos 142, sepamos que el 14 corresponde a megahercios; pasando luego a la base de



16 Receptores y transceptores de BLU y CW

tiempos de 100 leeríamos 278, que serían kilohercios. apareciendo ahora en primer lugar el 2, cuando antes estaba en el último lugar. La base de tiempos superior a 10 kHz sólo se podría utilizar en el caso de que se dispusiera de una década contadora capaz de dividir señales por encima de 30 MHz, es decir, de lo que se llama un «preescalímetro». El preamplificador de entrada de banda ancha es similar al utilizado para amplificar la señal del oscilador de cuarzo en la base de tiempos. La base de Q_1 se ataca con un pequeño condensador de 10 pF, lo que se hace para no cargar el circuito que se está analizando. El frecuencímetro se puede montar en una placa de circuito impreso de una sola cara, si bien deberán establecerse puentes, pues algunas pistas se cruzarían. Con circuito de doble cara se pueden ahorrar dichos puentes, pero el diseño es algo más complejo. Prácticamente el dibujo de la figura 1.12 se corresponde con el del diseño de las pistas porque el esquema corresponde a los integrados vistos por el lado del conexionado. A partir de este circuito se puede diseñar un frecuencímetro con más dígitos, añadiendo décadas contadoras, memorias, decodificadores y visualizadores de 7 segmentos. Para quien desee utilizar un cristal de 1 MHz, en la figura 1.13 se detalla el circuito que sustituiría a **Q1-Q2** y CL. La alimentación

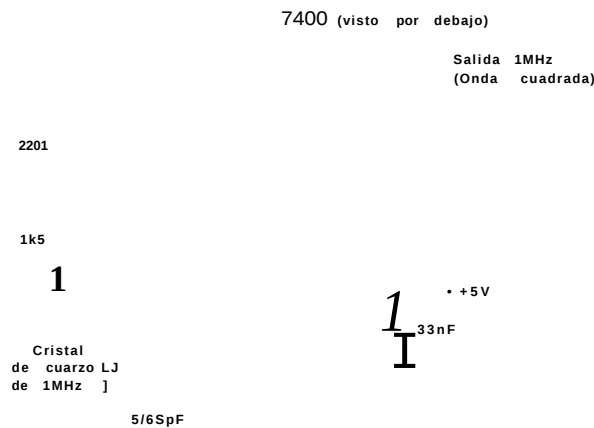


Fig. 1.13 Oscilador con cristal de cuarzo de 1 MHz.

Se hará a partir de un regulador de 5 voltios como el 7805 con la cápsula atornillada a un disipador, que podría ser la misma caja del frecuencímetro, especialmente si ésta es de aluminio. Aun cuando no se han incluido en el esquema, es conveniente que la alimentación de 5 voltios vaya desacoplada a masa a intervalos regulares, mediante condensadores cerámicos de desacoplo de 10 a 47 nF. Para comprobar que el circuito de la base de tiempos funciona, bastará tomar la salida de 100 Hz o 1 kHz y llevarla a unos auriculares de unos 1000 ohmios, para que se escuche el sonido de audio correspondiente a esta frecuencia. La lógica de control podrá comprobarse mediante un osciloscopio, al ver que genera impulsos verticales desplazados de las verticales de las señales rectangulares provenientes del circuito de base de tiempos.

Otro de los frecuencímetros que puede ser interesante realizar, si se localizan los integrados MCI4553 y MCI4543, es el que describimos en la figura 1.14. Se trata de un circuito de conteo industrial hasta sólo 1 MHz pero, colocando una década sin visualizar exactamente como el CL de la figura 1.12— con su preamplificador de banda ancha Q, y Q,— se podrán obtener lecturas hasta 10 MHz. Sería poco interesante como frecuencímetro, a menos que sólo se deseara trabajar en 1,8, 3,5 o 7 MHz, si no fuera porque su principal aplicación puede radicar en utilizarlo como dial digital de un transceptor. En efecto, si el oscilador variable del mismo trabaja a 5,140 MHz por ejemplo y el generador de portadora a 9 MHz, la señal de emisión se producirá en $9 + 5,140 = 14,140$ MHz. Nosotros sólo necesitaremos leer las tres últimas cifras (140) puesto que podemos tomar la señal del oscilador variable de 5,140 MHz. de la que, como está previsto, no se visualizan los 5 MHz. y además estamos por debajo del límite de medición de los 10 MHz. Este frecuencímetro es del tipo multiplexado, por lo que los segmentos a, b, c, d, e, f y g de los visualizadores están en paralelo, enviándose secuencialmente tensión a la alimentación de los visualizadores. Esto es muy práctico porque requiere muy pocos hilos del frecuencímetro al visualizador pero, si no se toman algunas precauciones de blindaje y desacoplo, se pueden inducir señales de audio debidas al multiplexado. Téngase presente que será necesario añadir al circuito detallado de la figura 1.14, los de la base de tiempos (fig. 1.10). el de lógica de control (CI₁ y CI₂ de la fig. 1.12) y una década divisora por 10 con preamplificador de banda ancha (Q₁-Q₂ y CI₃ de la fig. 1.12).

Con estos frecuencímetros se obtendrá tanta precisión como la que propor-

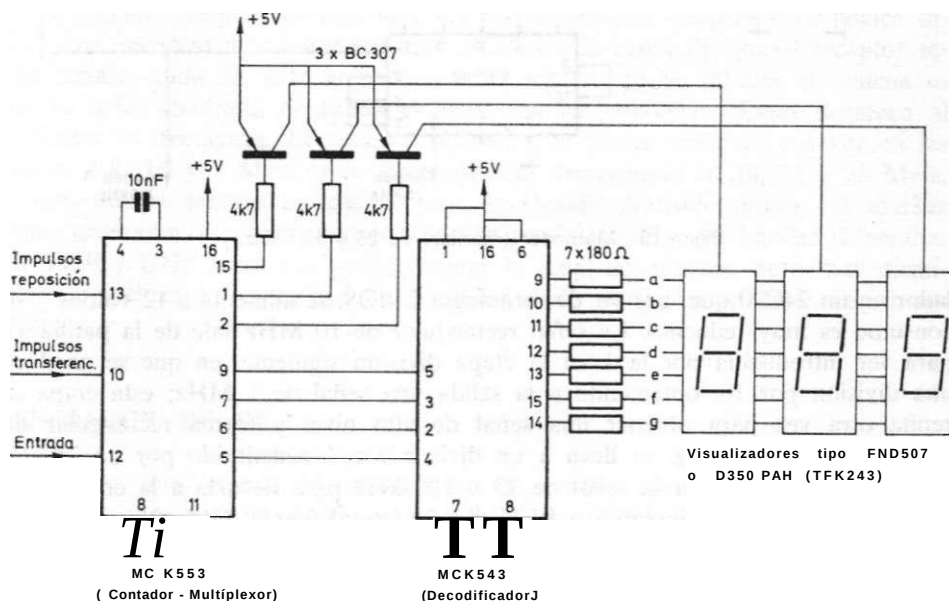


Fig. 1.14 Esquema de frecuencímetro con multiplexado.

18 Receptores y transceptores de BLU y CW

cione el cristal de cuarzo utilizado. Aunque en la base de tiempos se utilice un cristal de 27 MHz o de 9 MHz de generación de portadora, el error absoluto de medida estará por debajo del cuarto de kilohertzio. Si se desean mayores precisiones se deberá regular la temperatura del cristal, y efectuar ajustes a batido cero con otros frecuencímetros o generadores, calibrando el instrumento por medio del primer ajuste del cristal de cuarzo.

CALIBRADOR PATRÓN

Cuando se desea realmente disponer de señales para la calibración exacta de frecuencímetros, transceptores, etc., con un valor absoluto muy elevado, se puede utilizar el circuito de la figura 1.15. El cristal de cuarzo deberá ser de 10 MHz con un trimer de ajuste por capacidad. El componente activo del osci-

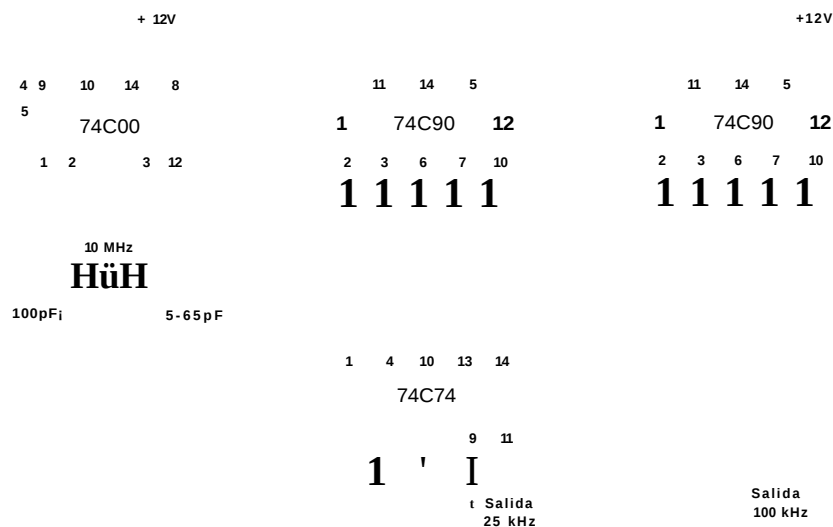


Fig. 1.15 Marcador (marker) de 25 y 100 kHz.

lador en un 74C00 que, por ser de tecnología CMOS, se alimenta a 12 voltios y su consumo es muy reducido. La señal rectangular de 10 MHz sale de la patilla 11 para ser introducida por la 1 en la etapa divisora siguiente, en que se produce una división por 10, obteniendo a la salida una señal de 1 MHz; esta etapa se repite otra vez para obtener una señal de alto nivel y forma rectangular de 100 kHz que, a su vez, se lleva a un divisor por 4 constituido por un 74C74. Ahora podemos escoger la señal de 25 o 100 kHz para llevarla a la entrada de un receptor de CW (telegrafía) o BLU (banda lateral única). Cada 25 o 100 kHz se recibirá una señal que servirá para calibrar el dial del receptor. A este generador de señal de calibración se le denomina «marker». El marker puede, a su vez, ser contrastado con la emisión patrón que efectúan algunas estaciones especiales en 5, 10 y 15 MHz entre otras muchas frecuencias; a batido cero, el

receptor debe escuchar exactamente ambas señales, la del marker y la de la estación patrón de frecuencia. Este marker no sirve para receptores de amplitud modulada y frecuencia modulada, pues necesitaría disponer de un oscilador y modulador de audio.

Como se verá, tanto en la descripción del frecuencímetro, como en la del marker, hemos insistido más en detalles de montaje, conexionado, forma de señales, etc., que en detallar cómo funcionan los integrados. Aquí cabría un capítulo entero sobre tecnología TTL (Transistor Transistor Logic), puertas NO-Y, NO-O, biestables, etc., y, en definitiva, sobre una parte de la electrónica denominada lógica; por ello, a quien desee profundizar en estos conocimientos, le remitimos a libros especializados sobre este tema.

Un punto que es preciso detallar es que en lógica se utilizan integrados con diferente tecnología, pero funciones similares, no siempre reemplazables patilla a patilla. Los integrados de familia TTL como los 7400, 7447, 7490, etc., se alimentan a 5 voltios, y tienen un consumo elevado, que puede llegar a los 200 mA por unidad. Estos componentes son los más económicos y localizables del mercado.

Muy parecida a la familia TTL es la LS (Low Schottky) que tiene las mismas prestaciones que la TTL, pero con la ventaja de un consumo muy inferior. Pueden cambiarse unos por otros y en un frecuencímetro pueden haber integrados TTL y LS indistintamente; la única variación reside en el consumo.

La familia CMOS es más moderna y no es equivalente patilla a patilla con las anteriores. La alimentación se efectúa a 12 voltios, el consumo es muy reducido y presenta una gran inmunidad a parásitos en la alimentación, por lo que se les aprecia mucho en aplicaciones industriales.

Volviendo después de este inciso a las familias de integrados de lógica digital, con respecto al marker hay que decir que la causa de que el receptor reciba señales cada 25 kHz al conectarle el marker en la entrada de antena es que la señal cuadrada de salida es muy rica en armónicos. Estos decrecen al aumentar la frecuencia. El receptor acusará una fuerte señal del marker en las bandas 1,8, 3,5 y 7 MHz, y su intensidad irá decreciendo en 14, 21 y 28 MHz, lo que deberá tenerse en cuenta pues si alguien pretende utilizar el marker como generador de señal constante, no le resultará útil para bandas diferentes. En VHF y UHF sería aún posible captar la señal del marker, pero muy disminuida o incluso en el umbral de sensibilidad de recepción, es decir, casi inaudible.

GENERADOR DE RF

No es propiamente un instrumento de medida, pero su utilidad es muy grande ya que permite ajustar para máxima sensibilidad receptores completos, pudiendo determinar el valor de sensibilidad y selectividad de un equipo. Un generador de RF tiene tres características fundamentales: el margen útil de frecuencias, el cual, para los equipos que describiremos en próximos capítulos, bastaría que alcanzara hasta 30 MHz; la segunda es la estabilidad de frecuencia (es

20 Receptores y transceptores de BLU y CW

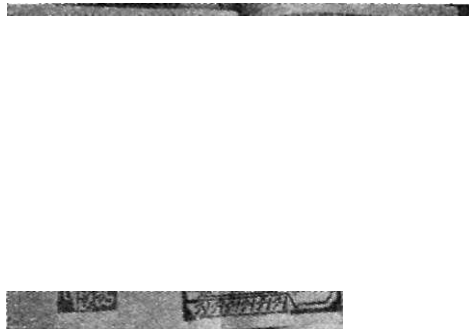


Fig. 1.16 Fotografías de circuitos impresos que se diseñaron para la construcción completa de un transceptor de HF para BLU. El impreso de la derecha corresponde a la circuitería del frecuencímetro, el del centro inferior al del visualizados. Los otros circuitos impresos corresponden a la circuitería de RF.

difícil efectuar ajustes correctos si la señal posee una deriva) y, finalmente, la última característica es que incorpore un atenuador calibrado, al objeto de poder efectuar medidas de ganancia en dB. La mayoría de generadores de poco precio llevan un dial analógico, compuesto de un disco graduado, o de una escala sobre la que se desliza un índice, similar a los tradicionales diales de receptores de radio. La unión del frecuencímetro con el generador de RF permite disponer de

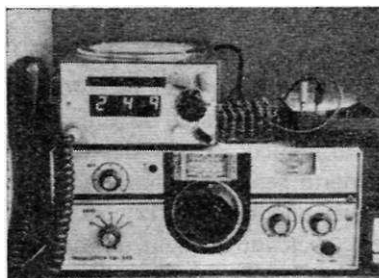


Fig. 1.17 Aspecto de construcción de un moderno transceptor digital de fabricación propia.

una lectura muy precisa de la señal que debe inyectarse en un circuito. En general, los generadores de RF de bajo costo presentan características pobres de estabilidad cuando deben utilizarse en equipos de CW y BLU. Pero si se recurre a los generadores de RF profesionales o de laboratorio de comunicación, encontraremos que los modelos actuales incorporan indicador digital de frecuencia por un lado y sintetizador o circuito de enclavamiento de fase (PLL: Phase Loop Lock), siendo su precio muy alto.

Sugerimos el montaje de un generador muy sencillo pero que puede ser de mucha utilidad. Se trata de un oscilador variable con FET (Field Effect Transistor: transistor de efecto de campo) que servirá además como instrumento adecuado para la construcción práctica de bobinas. La figura 1.18 A detalla el esquema general. Se requiere un condensador variable de aire doble. Para una

22 Receptores y transceptores de BLU y CW

El generador que se ensayó para pruebas cubría con una sola bobina de 6 a 28 MHz. La figura 1.18 B nos indica la forma práctica de efectuar lo que se denomina un ensanche de banda. Consiste en sustituir parte de la capacidad de los condensadores variables por condensadores fijos Q y C_2 . A los condensadores variables se les conecta en serie una pequeña capacidad C_3 y C_4 . Cuanto menor sea la capacidad mayor será el ensanche de banda. Si estos condensadores son de tan sólo 1 pF, sería posible recorrer muy pocos kilohercios al mover el condensador variable desde la posición cerrada a la totalmente abierta. Cuando deseemos estudiar la selectividad de un filtro de cuarzo de un ancho de 2,4 kHz, por ejemplo, nos será útil, si el filtro está en la gama de frecuencias de los 9 MHz, poder generar una señal que varíe de 8.997 a 9.003 kHz al efecto de medir la selectividad. Finalmente, en la figura 1.18 C se detalla una posibilidad de incorporar un conmutador y diversas inductancias, para poder seleccionar diferentes gamas de frecuencias, sin necesidad de desenchufar las bobinas. El generador deberá montarse en una caja sólida. Los cambios de temperatura, golpes, vibraciones, deformaciones mecánicas y variaciones de tensión afectan a la estabilidad de la frecuencia. La salida de Q_i da una señal de RF senoidal y prácticamente exenta de armónicos. Al introducir Q_2 se produce una amplificación a saturación y se pierde esta cualidad. En parte no deja de tener una cierta utilidad, ya que podremos encontrar armónicos a múltiplos de 2, 3, 4, etc., veces la señal fundamental; esto se entiende con un receptor sensible. En principio los armónicos están suficientemente atenuados sobre la señal fundamental de salida de Q_1 para que el frecuencímetro no dé indicaciones de 2, 3 o más veces el valor de la frecuencia principal. De esta forma el generador podría ser útil en VHF.

Una de las aplicaciones que encontrará este generador será en el diseño de bobinas. En efecto, en un circuito oscilante o resonante poco cargado, es decir, que trabaje con señales pequeñas y no se le exija que entregue más que una mínima fracción de potencia, la frecuencia de resonancia viene determinada por los valores de L y C (inductancia y capacidad). Si con el capacímetro o por cálculo sabemos la capacidad que en cada posición tienen los condensadores variables, al colocar una determinada bobina el frecuencímetro nos indicará la frecuencia que determina la bobina ensayada con la capacidad conocida del condensador variable. En realidad, el valor de C a insertar después en el circuito en que irá la bobina que se está ensayando, deberá ser la mitad del valor de cada condensador variable.

Un ejemplo para facilitar la comprensión. Los variables están cerrados, es decir, cada uno ofrece la capacidad conocida de 450 pF, mientras que el frecuencímetro conectado al generador nos indica, por ejemplo, 7 MHz para la bobina que se ensaya. Cuando deseemos utilizar esta bobina en un paso oscilador o amplificador de 7 MHz, deberemos ponerle en paralelo un condensador de $450/2 = 225$ pF. La aproximación dependerá de la adaptación al circuito, de los blindajes y partes metálicas en la proximidad, pero usualmente deberá tener suficiente aproximación para corregir las desviaciones por ajuste del núcleo.

MEDIDA DE LA RELACIÓN DE ONDAS ESTACIONARIAS

Esta es una medida importante en el campo de la emisión, pues nos indica si nuestra antena está bien o mal adaptada. Se puede averiguar el valor de la relación de ondas estacionarias (ROE) midiendo la tensión de RF directa V_d y la tensión reflejada V_r , siendo V_d la tensión de RF generada en el emisor y V_r la tensión reflejada por desadaptación en la antena. La ROE obedece a la siguiente fórmula:

$$ROE = \frac{V_d + V_r}{V_d - V_r}$$

Como tal relación, la ROE es adimensional y sólo indica el porcentaje de desadaptación de la antena. Medir las tensiones V_d y V_r podría ser algo dificultoso, pero puede construirse un sencillo medidor de ROE mediante la captación de las tensiones reflejada y directa por un circuito tal como el detallado en la figura 1.19. Aunque los medidores de ROE son ciertamente económicos, quien desee fabricarse uno de muy bajo costo puede construir un circuito impreso como el dibujado. Se requieren dos bases coaxiales S0239, un potenciómetro doble de 47 K, un par de diodos de germanio, dos resistencias de 150 ohmios y otros dos condensadores de desacoplo. Es necesario realizar el montaje en una caja

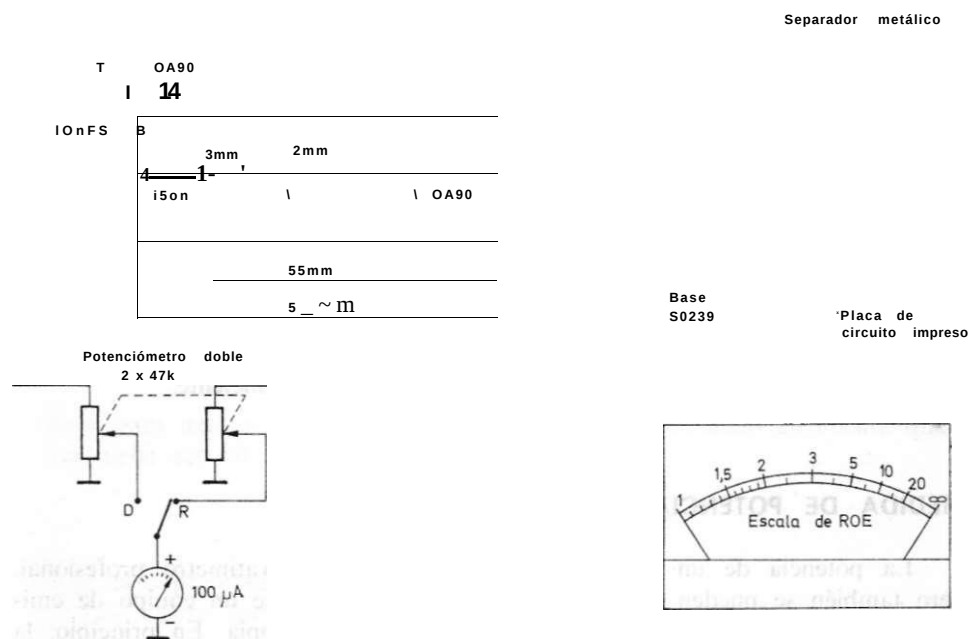


Fig. 1.19 Medidor de ROE. Circuito impreso a reañazar, detalle del conexionado y graduación del instrumento indicador.

MEDIDA DE LA RELACIÓN DE ONDAS ESTACIONARIAS

Esta es una medida importante en el campo de la emisión, pues nos indica si nuestra antena está bien o mal adaptada. Se puede averiguar el valor de la relación de ondas estacionarias (ROE) midiendo la tensión de RF directa V_d y la tensión reflejada V_r , siendo V_e la tensión de RF generada en el emisor y V_r la tensión reflejada por desadaptación en la antena. La ROE obedece a la siguiente fórmula:

$$ROE = \frac{V_d + V_r}{V_d - V_r}$$

Como tal relación, la ROE es adimensional y sólo indica el porcentaje de desadaptación de la antena. Medir las tensiones V_d y V_r podría ser algo dificultoso, pero puede construirse un sencillo medidor de ROE mediante la captación de las tensiones reflejada y directa por un circuito tal como el detallado en la figura 1.19. Aunque los medidores de ROE son ciertamente económicos, quien desee fabricarse uno de muy bajo costo puede construir un circuito impreso como el dibujado. Se requieren dos bases coaxiales S0239, un potenciómetro doble de 47 K, un par de diodos de germanio, dos resistencias de 150 ohmios y otros dos condensadores de desacoplo. Es necesario realizar el montaje en una caja

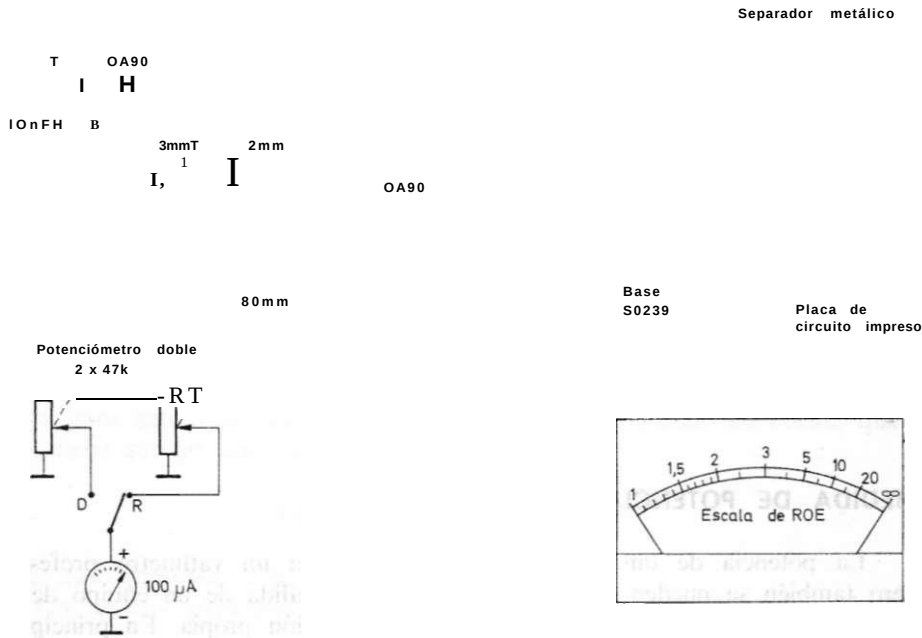


Fig. 1.19 Medidor de ROE. Circuito impreso a realizar, detalle del conexionado y graduación del instrumento indicador.

24 Receptores y transceptores de BLU y CW

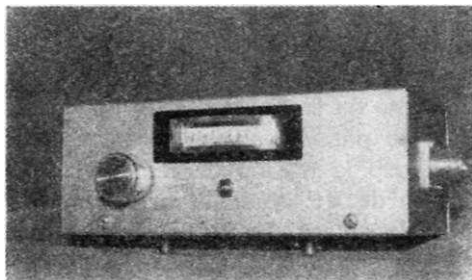


Fig. 1.20 Aspecto del medidor de ROE para HF. Acepta potencias hasta 1.000 vatios. La escala no está graduada en ROE.

o placa de aluminio en la que se fijarán las bases S0239. La placa, o mejor caja, de aluminio servirá de masa común. Los contactos centrales de las bases S0239 quedarán separados 80 mm, mientras sendos tornillos y separadores proporcionarán conexión a masa de las pistas M y N a la vez que servirán para fijación mecánica del circuito impreso. El microamperímetro podrá graduarse logarítmicamente. En el centro de la escala figurará el 3, en el extremo izquierdo o principio el 1, y en el derecho o final de escala el signo infinito. Para su manejo se conectará el emisor mediante cable coaxial provisto de conectores PL259 en sus extremos a una de las bases del medidor de ROE, la otra base se conectará a la antena también mediante cable coaxial. Se emitirá una señal de CW o portadora continua con potencia reducida; con el selector en D (directa) se ajustará el potenciómetro doble hasta lograr que el índice del instrumento alcance el final de la escala, pero no más; en este momento bastará pasar el selector a R (reflejada) para leer en el instrumento el valor de la ROE. En caso de invertir las conexiones de entrada (emisor por antena) el selector funcionaría invertido; donde dice directa, mediríamos la ROE y donde dice R o reflejada debemos hacer el ajuste. Con una carga artificial de impedancia igual a 50 ohmios, el medidor deberá marcar el valor 1 de ROE. Con la antena desconectada, el valor de ROE deberá ser infinito. Cuando se desea medir la ROE de un equipo emisor de muy baja potencia, especialmente en las bandas más bajas de 1,8 y 3,5 MHz, se pueden presentar problemas, ya que en 1,8 MHz pueden ser precisos hasta 25 vatios para llevar el índice del instrumento hasta el extremo superior, ajuste necesario previo a la lectura de ROE. En 3,5 MHz pueden precisarse 10 o más vatios. En 7 MHz unos 6 vatios, en 14 MHz unos 4 vatios y en 28 MHz es posible que un solo vatio sea suficiente.

MEDIDA DE POTENCIA

La potencia de un emisor puede medirse con un vatímetro profesional, pero también se pueden determinar los vatios de salida de un equipo de emisión de forma sencilla o con equipos de construcción propia. En principio, la potencia que entrega un equipo debería medirse sobre una carga artificial o una antena, cuyo valor de ROE fuera 1:1. En estas condiciones resulta fácil

hallar la potencia midiendo la tensión V de radiofrecuencia y aplicando la fórmula:

$$P = \frac{V^2}{R}$$

Estando expresadas P en vatios y V en voltios y siendo $R = 50$ ohmios. La tensión V de radiofrecuencia puede medirse con un osciloscopio que llegue a esta frecuencia de emisión, observando el nivel de la señal sobre la pantalla graduada y viendo cuántos voltios representa la altura de la señal. Si leemos 20 voltios, la potencia será:

$$P = \frac{20^2}{50} = 8 \text{ vatios.}$$

Si la lectura se efectúa sobre una antena con ROE superior a 1:1, se producirá error, ya que sobre la tensión directa tenemos la reflejada, lo que puede llevarnos a la ilusión de que el equipo entrega mayor potencia de lo que cabía esperar.

Para comprobar los equipos, ajustar pasos finales de emisión, medir potencias, etc., es recomendable la utilización de cargas artificiales también llamadas antenas fantasmas. Deben presentar una resistencia o impedancia de 50 ohmios y ser capaces de disipar la potencia que les entrega el emisor. Una forma sencilla de obtener una carga artificial es colocar en paralelo resistencias de carbón o grafito.

El número de resistencias N se obtiene así:

$$N = \frac{\text{Potencia a disipar}}{\text{Vataje de cada resistencia}}$$

Un ejemplo: Si hay que disipar 10 vatios, y fijamos el vataje de las resistencias en 2 vatios, resulta:

$$\frac{10}{2} = 5 \text{ resistencias.}$$

Ahora para determinar el valor de cada resistencia, teniendo en cuenta que la suma debe ser 50 ohmios:

$$\text{Valor de resistencia} = 50 \times N$$

En el caso presente sería: $50 \times 5 = 250$ ohmios.

Los valores próximos a 250 ohmios normalizados son 220 ohmios y 270 ohmios. Tomaremos el superior y obtendremos $\frac{270}{50} = 5.4$ ohmios. Este valor

26 Receptores y transceptores de BLU y CW

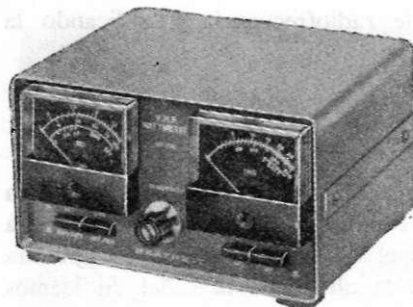


Fig. 121 Vatímetro y medidor de ROE. Corresponde al modelo HM-2141 de Heathkit, que se entrega desmontado.

es perfectamente utilizable, pero si se quieren obtener los 50 ohmios exactos, entonces por cálculo de sumas de resistencias se puede hallar el valor de la resistencia que puesta en paralelo con las otras o con su equivalente de 54 ohmios, darían 50 ohmios. El cálculo nos indica que la resistencia debería ser de 675 ohmios, y el valor más próximo resultaría 680 ohmios. Es fácil obtener el resultado por tanteo, simplemente midiendo la resistencia resultante con un tester, y añadiendo en paralelo la resistencia o resistencias que conduzcan al valor de 50 ohmios. En ningún caso las resistencias serán bobinadas, como ocurre con las vitrificadas, pues el arrollamiento del hilo resistivo tendría una auto-inducción, resultando que con el tester se obtendrían 50 ohmios, pero con señal de RF la impedancia podría tener cualquier valor (fig. 1.22).

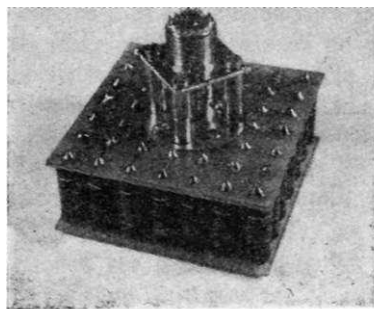


Fig. 122 Carga artificial realizada con circuito impreso cuya ROE es inferior a 1 : 1,3 incluso en la gama de VHF siendo la capacidad de disipación en continuidad de 80 vatios. Admite 250 vatios durante 20 segundos. Si el conjunto está sumergido en aceite mineral, la disipación puede alcanzar 1 kilovatio durante igual período de 20 segundos, que es el tiempo de ajuste de un amplificador lineal de alta potencia.

Se puede construir un sencillo vatímetro, como el que corresponde al circuito de la figura 1.23. Se toma una pequeña muestra de la señal de RF y se la detecta o rectifica mediante un par de diodos. La tensión continua obtenida se lleva a un instrumento de bobina móvil que se podrá graduar en vatios. Si la potencia que usualmente se mida es pequeña, la resistencia de 1 K, que es de protección para limitar la corriente que pudiera destruir el instrumento, puede disminuirse de valor, a la vez que puede aumentarse el valor de capacidad del condensador de 10 pF. Por el contrario, si las potencias a medir son siempre altas, deberá hacerse lo contrario, aumentar la resistencia de 1 K y disminuir la capacidad del condensador de paso citado. La graduación de la escala del

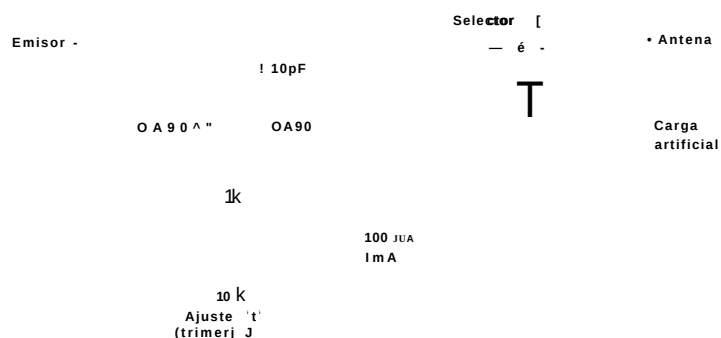


Fig. 1.23 Esquema de un vatímetro de RF.

instrumento puede hacerse por comparación con otro vatímetro que nos puedan prestar, o bien por cálculo midiendo la tensión de RF con un osciloscopio o voltímetro de RF, según se indicó al principio de este apartado. Si no se dispone de ningún medio para calibración, se puede hacer un supuesto aproximado, que es el siguiente: se mira el consumo de corriente del paso final del equipo y se multiplica el valor de la corriente por el de la tensión, con lo que obtenemos la potencia que entra en el paso final. Ahora debemos suponer que el paso final se comporta normalmente, ya sea transistorizado o a válvulas, y, por lo tanto, el rendimiento es del 50 %, lo que quiere decir que la mitad de potencia de entrada se disipa en calor en el paso final, y la otra mitad se transforma en la potencia de RF que deseamos medir.

Un ejemplo: el paso final consume 800 miliamperios y va alimentado a 13 voltios. La potencia es

$$V \times I, \quad 13 \times 0,8 = 10,4 \text{ vatios.}$$

La mitad será potencia de RF, por tanto,

$$10,4 \quad 5,4 \text{ vatios.}$$

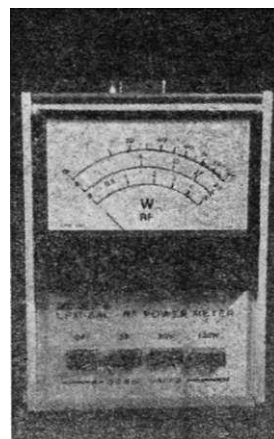


Fig. 1.24 Vatímetro de RF Leader LPM-880 capaz de medir potencias de 120 vatios hasta 500 MHz.

28 Receptores y transceptores de BLU y CW

El valor de 5,4 vatios nos serviría de referencia para graduar la escala de nuestro vatímetro. Si el equipo tiene regulación de potencia, podremos calcular varios consumos y obtener varias graduaciones en la escala del instrumento indicador. El trimer de ajuste deberá colocarse en el punto en que la máxima potencia que podamos medir quede próxima al extremo superior de la escala del instrumento. Naturalmente, estas pruebas deben hacerse con carga artificial, o antena de ROE 1 : 1 a ser posible.

Capítulo 2

Equipos y circuitos auxiliares

FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Los componentes de estado sólido, transistores e integrados, requieren una tensión de alimentación del orden de 12 voltios, por lo general. Esta tensión debe estar estabilizada y exenta de componentes alternas. En los equipos móviles, la alimentación se toma de la batería del automóvil. Pero en una instalación fija, la batería sólo estaría justificada para disponer de la emisora como servicio de emergencia, aun cuando el suministro eléctrico de la red de distribución fallara.

Por lo tanto, es conveniente disponer de una fuente de alimentación que a partir de la red de 220 V de CA (corriente alterna) nos entregue estos 12 voltios de CC. Para la mayoría de montajes que describiremos bastará una fuente de 3 amperios, que es la que pasamos a detallar. La figura 2.1 da el esquema correspondiente. Se utiliza un integrado 723 (dual in line de 14 patillas). El potenciómetro P_1 sirve para regular el límite de corriente, y P_2 para regular la tensión que se desee obtener, que podrá variar entre 3 y 14 voltios. La resistencia de 0,33 ohmios 3 vatios, protege la fuente contra cortocircuitos en la salida. Si se deseara obtener más de 3 amperios, esta resistencia deberá tener un valor inferior, por ejemplo 0,22 ohmios o menos, y el transformador, puente de 4 diodos y transistor Q_1 deben ser de mayor amperaje. Para quien desee lecturas de tensión y corriente, se podrá incluir un amperímetro en serie con la salida, y un voltímetro en paralelo, es decir, entre positivo y negativo. El choque VK consiste en un pequeño cilindro de ferrita con unas pocas espiras de hilo conductor arrolladas sobre el mismo. Este choque, junto con los dos condensadores de desacoplo, constituyen una célula pi de filtrado de las posibles señales de RF. Esta es una precaución que deberá tomarse siempre, pues cuando se emite puede existir un cierto nivel de RF disperso, que captado por los cables de alimentación se podría introducir en la fuente de alimentación. Las señales de RF alteran el comportamiento de los semiconductores e integrados, pudiendo producir bloqueos, polarizaciones incorrectas, etc., lo que se traduce en un mal funcionamiento de la fuente de alimentación, cuyo peor efecto, y ocurre algunas veces, es que aunque la fuente esté ajustada para dar 12 voltios, pueda entregar la máxima tensión que aparece en el puente recti-

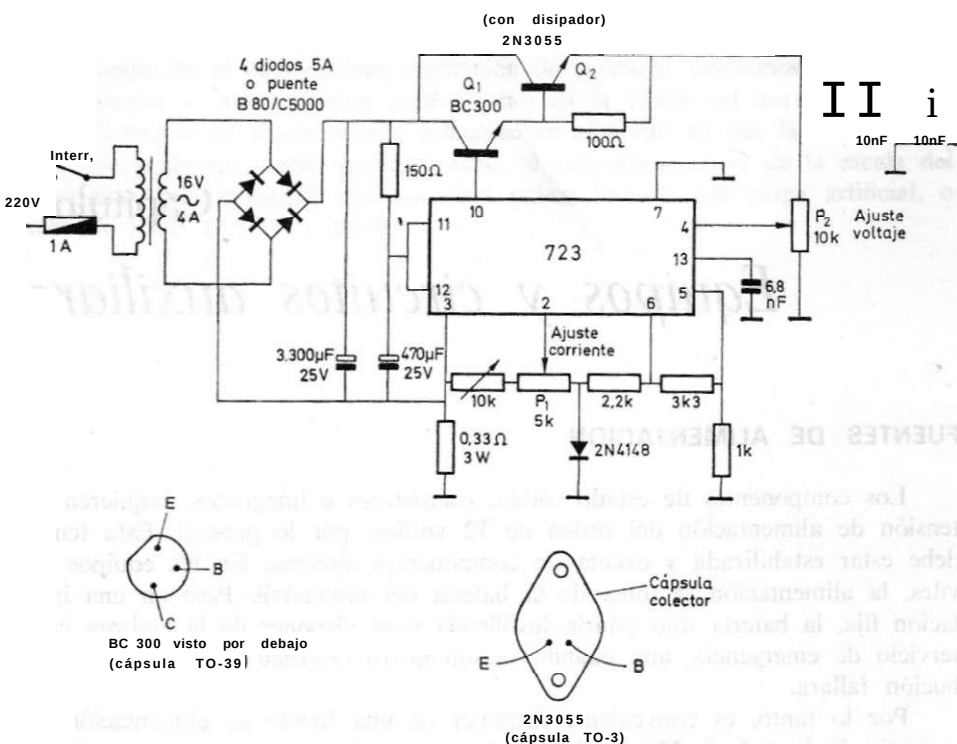


Fig. 2.1 Fuente de alimentación de 3 amperios

ficador y que puede estar próxima a los 16 o más voltios, con el riesgo de destrucción de algún componente del equipo emisor o transceptor.

Tanto el puente rectificador como el transistor Q, deberán ir atornillados a un disipador. Q, deberá no obstante estar aislado del chasis por una lámina de mica o disipador por estar la cápsula a potencial positivo.

El funcionamiento de la fuente es el siguiente: El transformador consta de un secundario que suministra unos 16 voltios de corriente alterna y un amperaje de 3 amperios, que son rectificadas en el puente de 4 diodos, que puede ser compacto con 4 patillas, o bien ser realizado con 4 diodos de capacidad de corriente de unos 5 amperios. La tensión rectificada es filtrada por un condensador electrolítico. Esta tensión es aplicada por el lado positivo a través de Q_1 , que es el regulador, al borne positivo de salida y a través de una resistencia de 150 ohmios alimenta al integrado 723 por la parte negativa de la salida del puente y condensador electrolítico. Puede apreciarse que la tensión no se aplica directamente al borne de salida negativo o a masa, sino que existe una resistencia de 0,33 ohmios. Cuando la fuente entrega alguna corriente existe una tensión entre la patilla 3 y 7 del integrado. Si esta tensión supera la prefijada por el potenciómetro P_1 , se produce un bloqueo y la fuente reduce la tensión de salida a un mínimo nivel o tensión residual, del orden de medio voltio, pero suficiente para seguir detectando un posible cortocircuito y evitar

que la fuente o el emisor se destruyan. Si el cortocircuito externo a la fuente desaparece, la fuente recupera su tensión normal, la cual es fijada por el potenciómetro P_1 , que toma una muestra de la tensión de salida y la introduce por la patilla 4, produciéndose una comparación interna de tensión y obteniéndose como resultado una tensión de salida de regulación que, amplificada por el transistor Q_1 , ataca la base del transistor regulador Q_2 . Entrar en detalles de funcionamiento del integrado 723 sería demasiado extenso, pues el 723 contiene unos 15 transistores, un FET, 3 zeners, 12 resistencias, e incluso una capacidad.

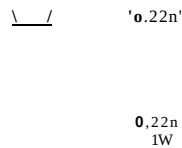


Fig. 2.2 Disposición de transistores en paralelo para obtener mayor intensidad de corriente.

Cuando se realice el montaje de esta fuente y se desee aumentar el amperaje al doble, se podrán poner 2 transistores 2N3055 o equivalentes en paralelo, según figura 2.2, incluyendo pequeñas resistencias en serie con los emisores para igual repartimiento de intensidad en cada uno de ellos.

REGULADORES DE TENSIÓN

Son circuitos que entregan una tensión altamente estabilizada. Su uso es imprescindible para alimentar osciladores variables, amplificadores de FI (frecuencia intermedia) y otros cuyo comportamiento puede ser crítico si existen variaciones en la tensión de alimentación. Durante muchos años, obtener una tensión muy estable para alimentar algunos de los mencionados circuitos obligaba al diseño y montaje de complicados circuitos de regulación. En la actualidad estos complejos circuitos se fabrican ya en un solo chip o integrado, presentando características excelentes. La conocida familia de la serie 7800 es la más popular. Ofrece diversos tipos, cada uno para una tensión: 7802 para 2 voltios, 7805, 7806, 7808, 7812, 7815, 7818, 7820, 7824 para 5, 6, 8, 12, 15, 18, 20 y 24 voltios respectivamente. La tensión altamente estabilizada de salida tiene un rechazo de rizado o componente alterna del orden de 80 dB, que es una cifra extraordinariamente buena, por lo que no se requieren capacidades altas de filtrado en los condensadores electrolíticos; no obstante, es recomendable poner en la entrada y salida condensadores de desacoplo para derivar a masa posibles componentes de RF, especialmente cuando se utilizan en la circuitería de un emisor. La serie 7800 se presenta en varias versiones, cápsula

32 Receptores y transceptores de BLU y CW

metálica en formato T03 que permite salidas reguladas de hasta 1.500 mA. La cápsula de plástico es la más utilizada. Se puede atornillar al chasis o a un disipador cuando el consumo de salida sea importante y alcanza valores de más de 500 mA. Toda esta serie es cortocircuitable. La figura 2.3 A representa la

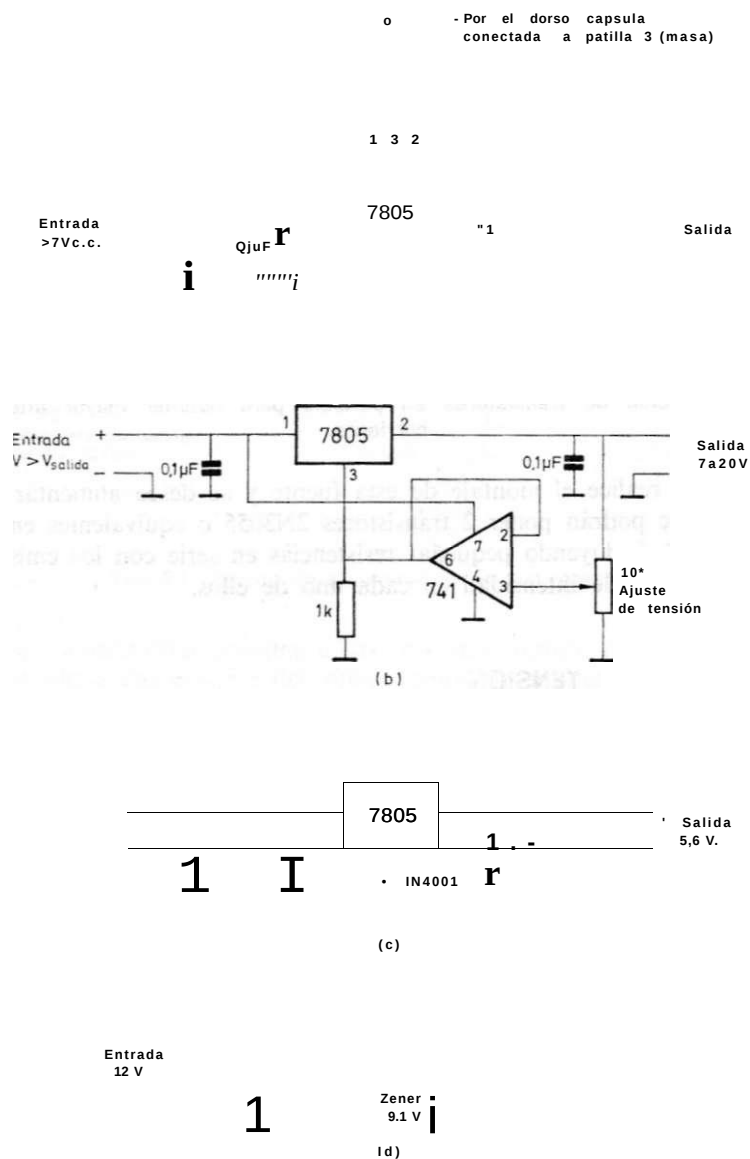


Fig. 2.3 A) obtención de una tensión fija con regulador 7800; B) obtención de una tensión ajustable; C) obtención de tensiones especiales; D) obtención de tensiones estabilizadas con zener.

aplicación típica. Cuando se deseen obtener las mismas características de estabilidad y poder variar la tensión, se les puede adicionar un amplificador operacional 741, según montaje de la figura 2.3 B. Las patillas 2 y 6 del operacional son la entrada inversora y la salida, respectivamente; entre ellas se establece la realimentación negativa que determina la ganancia como amplificador. Al unir las patillas 2 y 6 directamente, la ganancia del amplificador se hace igual a la unidad, por lo que la entrada por la patilla 2 es ahora de alta impedancia; así se tendrá lo que se denomina un seguidor común. La tensión de la patilla 3 aparece ahora en la 6. Esta tensión, que depende de la posición del potenciómetro, se suma a los 5 voltios del regulador 7805 que además amplifica la corriente total. El 7805 contiene 17 transistores, 2 zeners y un buen número de resistencias. Cuando hace falta disponer de una tensión especial, que no se incluya dentro de los valores normalizados de la serie 7800, es posible conectar externamente un diodo directamente polarizado entre la patilla 3 del 7805 y masa, según la figura 2.3 C. Por cada diodo de silicio en serie, la tensión del regulador aumentará en 0,6 voltios. No obstante, hay que tener en cuenta que la tensión de referencia dada por el diodo no es de precisión, y variará ligeramente con la temperatura, por lo que no deberá utilizarse en circuitos altamente afectados por mínimas variaciones de tensión, como son los correspondientes a los OFV (osciladores de frecuencia variable). La tensión de alimentación de los reguladores de la serie 7800 debe ser por lo menos 2 voltios superior a la tensión de salida. Así, para el regulador 7808, la tensión mínima de entrada debe ser de 10 voltios y la máxima puede alcanzar los 25 a 30 voltios.

En los casos en que la tensión regulada no requiera una elevada precisión y los consumos sean pequeños, puede utilizarse el circuito con resistencia y zener de la figura 2.3 D. Los valores de la resistencia y el vataje del zener dependerán del consumo máximo que se precise (fig. 2.4).

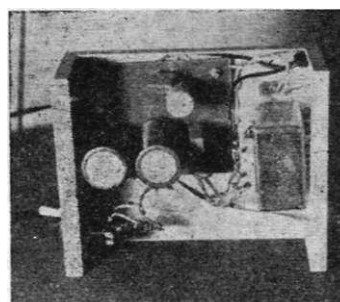


Fig. 2.4 Fuente de alimentación de construcción casera que utiliza componentes usados.

BATERÍAS RECARGABLES

Algunos de los equipos que describiremos en este volumen podrán ser utilizados como portátiles, por lo que la alimentación deberá efectuarse por pilas o baterías recargables. Mientras que las baterías de plomo quedan relegadas por su peso a ser utilizadas en el automóvil o en servicio fijo como suministro de

34 Receptores y transceptores de BLU y CW

tensión de emergencia, se han popularizado las baterías recargables de níquel-cadmio (Ni-Cd). Posiblemente esto sea debido a que su presentación o formato ha sido compatible con los tamaños usuales de las pilas normales o alcalinas. La diferencia es una mayor capacidad de corriente y su desventaja es que entregan 1,2 voltios en lugar de 1,5 voltios, por cada célula o elemento suelto. Esta diferencia de tensión es lo que obliga en algunos casos a colocar algún elemento más y no sólo a sustituir los elementos que tienen cabida en el portapilas. Así, si tenemos un equipo que funciona con 6 pilas de 1,5 voltios, que puestas en serie dan 9 voltios, con pilas de Ni-Cd sólo llegaremos a 7,2 voltios. Será preciso añadir un elemento extra, que sumará 1,2 voltios más, dando 8,4 voltios, y, si ello no es suficiente, otro elemento más en serie sumará 1,2 voltios, dando 9,6 voltios en total, lo que posiblemente no perjudique al equipo diseñado para 9 voltios.

La primera precaución que hay que tener con las baterías de Ni-Cd es evitar un cortocircuito franco, por las consecuencias que puede tener: toda la capacidad acumulada se convertirá en calor en muy pocos segundos y, si las pistas o conductores antes del punto de cortocircuito no son gruesos, se fundirán por la intensa corriente que los atraviesa. Si no se funden, es posible que se pongan al rojo vivo y puedan provocar un incendio si los materiales próximos son combustibles. Si el cortocircuito no desaparece, el calor puede elevar la temperatura a más de 150 °C, fundiéndose el plástico del portapilas y los conductores o componentes próximos; todo ello va generalmente acompañado de humo. Es pues aconsejable (y así lo hacen todos los equipos comerciales) intercalar un fusible en la conexión a las baterías de Ni-Cd. La figura 2.5 nos



Fig. 2.5 Tipos de pilas no recargables que se utilizan en equipos portátiles. Todas ellas tienen equivalencia en baterías recargables de níquel-cadmio.

muestra los tamaños más usuales de pilas; todas ellas tienen su réplica en Ni-Cd y las capacidades de corriente son: para la de 9 voltios miniatura, 100 mA/hora; para la de 1,2 voltios pequeña, 500 mA/hora, y para la de 1,2 voltios más gruesa, 1.500 mA/hora. Por tanto, con 10 pilas de 1,2 voltios, 1.500 mA/hora, se dispondría de una fuente capaz de entregar 12 voltios y 1,5 amperios durante 1 hora, lo que equivale a unos 18 vatios continuos durante 1 hora. Si la emisora tuviera un rendimiento del 50 % podría mantener la emisión continua de 9 vatios durante este tiempo, y si se utiliza en un transceptor de radioaficionado, en el que hay períodos de escucha y de emisión por un igual y el consumo en recepción es muy pequeño, entonces el período

se puede extender a casi 2 horas, y si reducimos la potencia a la mitad, la duración se multiplica por 4. Si además se efectúa la transmisión en CW o en banda lateral, en la que el consumo efectivo es del orden de $1/3$ de la potencia máxima de salida, la duración se multiplica por 3, hasta llegar a las 24 horas. Una reducción de potencia a la mitad multiplicaría esta cifra otra vez por 4, con lo que obtendríamos algo así como unas 100 horas, con un transceptor de 2 vatios en antena. Reducir la potencia para favorecer sólo la duración de la carga de las baterías puede parecer una precaución excesiva, pero la reducción de potencia se justifica paralelamente por otras motivaciones, como son el menor costo de los equipos, mayor sencillez de construcción, mayor facilidad para evitar interferencias sobre aparatos de TV (televisión), receptores u otros aparatos de los vecinos y, finalmente, porque se demuestra que, al reducir potencia, las posibilidades de comunicación no disminuyen de modo directamente proporcional. Todo ello ha conducido a desarrollar una de las modalidades de la radioafición que consiste en emitir con potencias limitadas: es la llamada modalidad de baja potencia o, en código abreviado, QRP. Otra precaución que requiere el uso de las baterías de Ni-Cd, es efectuar una carga lenta. Usualmente hay que limitar la corriente de carga a una décima parte de la capacidad de la batería. Si ésta es de 500 mA/hora, por ejemplo, la intensidad de carga deberá ser de 50 mA. La figura 2.6 nos muestra un típico cargador que

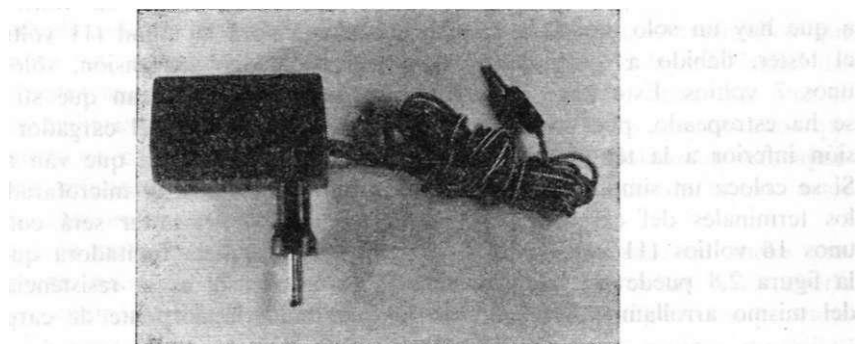


Fig. 2.6 Cargador lento de baterías de níquel-cadmio.

limita la corriente a unos 40 mA. Hay que distinguir los cargadores de los alimentadores. Los alimentadores (figura 2.7) son de mayor tamaño que los cargadores y sustituyen a las fuentes de alimentación cuando se trata de pequeños equipos de bajo consumo; entregan, por tanto, tensiones de 6, 9, 12 u otros voltajes, generalmente sin grandes requisitos de estabilidad, pero sí con capacidad de 200, 500 mA o más. Si, por equivocación, se utiliza un alimentador en lugar de un cargador, probablemente la corriente de carga será inadecuada. Si el alimentador es de 12 voltios y se desea cargar un grupo de 10 baterías de Ni-Cd de 1,2 voltios cada elemento, lo que da 12 voltios por el grupo o paquete, la corriente de carga será nula.

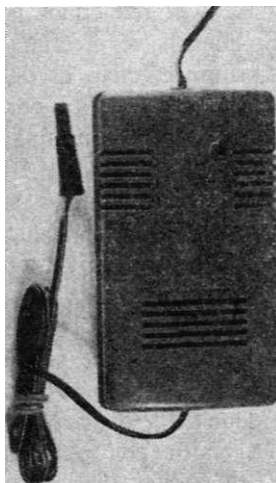


Fig. 2.7 Alimentador de equipos portátiles.

Los cargadores de Ni-Cd más comunes constan solamente de un transformador y un diodo (fig. 2.8). La tensión alterna es varios voltios superior a la necesaria. Así, por ejemplo, si el transformador entrega 22 voltios, debido a que hay un solo diodo, la tensión continua valdrá la mitad (11 voltios), pero el tester, debido a que sólo es capaz de promediar la tensión, sólo indicará unos 7 voltios. Esto hace que muchos radioaficionados creen que su cargador se ha estropeado, pues con el tester miden en la salida del cargador una tensión inferior a la tensión del paquete de baterías de Ni-Cd que van a utilizar. Si se coloca un simple condensador electrolítico de unos 10 microfaradios entre los terminales del cargador, la tensión medida por el tester será entonces de unos 16 voltios ($11 \times 1,4 = 15,4$ voltios). La resistencia limitadora que hay en la figura 2.8 puede no estar incluida y, en este caso, es la resistencia elevada del mismo arrollamiento secundario lo que limita la corriente de carga.

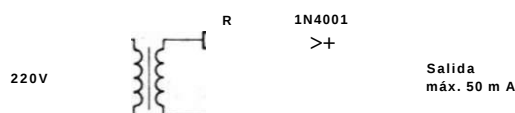


Fig. 2.8 Esquema de un cargador lento de baterías de níquel-cadmio.

Si no se dispone de cargador, y deseamos cargar baterías de níquel cadmio, lo podemos hacer mediante una fuente de alimentación que dé una tensión bastante superior a la de las baterías a cargar. Bastará intercalar la resistencia limitadora de corriente.

Así pues, supongamos que nuestra fuente de alimentación es regulable y que podemos obtener como máximo 15 voltios, mientras que deseamos cargar un

paquete de Ni-Cd de 8.4 voltios. La diferencia de tensión es $15 - 8.4 = 6.6$ voltios. La resistencia limitadora será para 50 miliamperios:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{6,6}{0,05} = 132 \text{ ohmios.}$$

Podemos lograr este valor con una resistencia de 100 ohmios y otra de 33 ohmios en serie. En estas condiciones de carga, es decir, a una décima parte de su capacidad, las baterías de Ni-Cd tardan unas 14 horas para completar su carga, suponiendo que estuvieran totalmente descargadas. Para conservar las baterías de Ni-Cd conviene que estén por lo menos algo cargadas y mantengan lo que se llama tensión de polarización. Si se deja un equipo alimentado con baterías de Ni-Cd con el interruptor de puesta en marcha abierto, una vez agotada la carga, el Ni-Cd se descargará totalmente y, si permanece así mucho tiempo, es posible que no recupere su tensión de polarización debido a un proceso químico interno irreversible, y los elementos afectados deberán sustituirse por otros en buen estado.

AMPLIFICADORES DE AUDIO

Los amplificadores de baja frecuencia (BF) o de audio, son circuitos que se utilizan en los receptores y transceptores para, a partir de la débil señal detectada, obtener una amplificación en tensión y corriente, de forma que puedan excitar convenientemente un altavoz o auriculares. Como estos son circuitos que encontraremos en cada receptor o transceptor, han sido incluidos en este apartado, y nos referiremos a él, cuando sea necesario, en lugar de repetir estos mismos circuitos en cada montaje.

Aunque la creencia generalizada es de que un amplificador de audio queda actualmente relegado a un simple circuito integrado, al revisar la circuitería de diversos equipos profesionales se observa que muchos tienen componentes discretos. En general, existe para ello alguna razón. En los equipos portátiles, uno de los motivos es la reducción de consumo; los integrados presentan una corriente de reposo ya apreciable, y con componentes discretos es posible controlarla, aunque a veces sea a costa de una pequeña distorsión.

La figura 2.9 representa un amplificador discreto, que consta de cuatro transistores de pequeña potencia. El primer transistor, Q_1 , constituye una etapa amplificadora que proporciona una ganancia adicional, y que si no es necesaria puede suprimirse. La polarización de Q_1 es ajustable, lo que regula la corriente de reposo, la cual puede dejarse por debajo de 4 mA, si se acepta una pequeña distorsión. Esta polarización se obtiene por el divisor resistivo que está constituido por la resistencia de 33 K y el trimmer de ajuste de 50 K. La tensión de polarización se aplica a la base del transistor a través de una resistencia de 220 K. Este es un valor poco usual, pero confiere a este paso una entrada de impedancia relativamente alta, y por estar conectado el emisor directamente a

38 Receptores y transceptores de BLU y CW

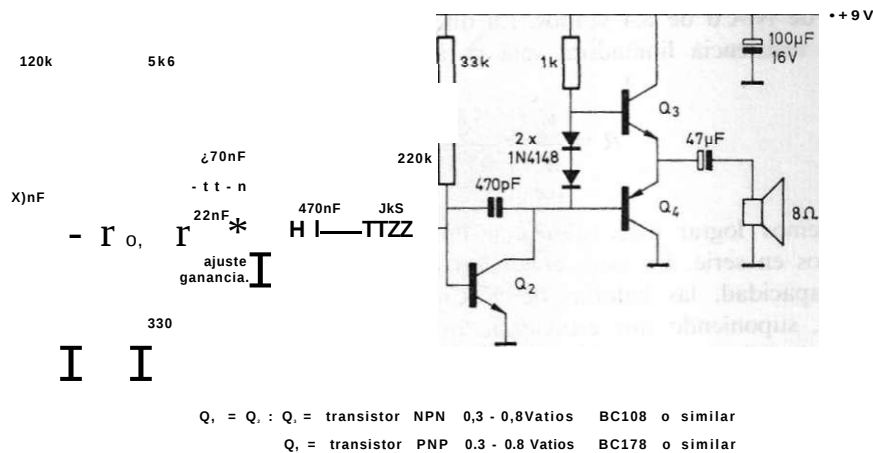


Fig. 2.9 Amplificador de audio con componentes discretos. La corriente de reposo es inferior a 4 mA. La salida es tan sólo de 300 mW, suficiente para pequeños equipos portátiles.

masa, el factor de amplificación es el mayor que puede dar el transistor. Entre base y colector de Q_2 hay un condensador de 470 pF que produce realimentación negativa y evita que el transistor presente oscilaciones de señales de tonos audibles altos. El colector de Q_2 se alimenta a través de una resistencia de 1 K y dos diodos de silicio de pequeña señal, los 1N4148. Esto se hace para adecuar las tensiones a las bases de los transistores complementarios Q_3 y Q_4 de salida. Los diodos limitan la tensión entre las dos bases a $0,6 \times 2 = 1,2$ voltios, pues cada diodo en conducción directa tiene una caída de 0,6 voltios, igual a la que existe entre la base y el emisor de estos transistores. La potencia obtenida con los transistores especificados en el esquema es de unos 300 mW. Si se utilizan transistores de mayor potencia, también se tendrá mayor salida de audio, pero se aumenta el consumo. Hay que vigilar la temperatura de las cápsulas de Q_3 y Q_4 , puesto que una polarización elevada de Q_2 podría producir una corriente de reposo elevada en los transistores Q_3 y Q_4 , que provocaría su embalamiento térmico y su destrucción. Si se utilizaran transistores mayores podrían atornillarse a un disipador o al chasis para su refrigeración. Cuando la potencia extraída es del orden de los 300 mW, en general no se colocan radiadores. Si las resistencias y condensadores de este circuito se colocan en posición vertical, el circuito impreso puede tener unas dimensiones tan pequeñas como 25 x 50 milímetros.

Se puede realizar un amplificador de dimensiones aún más reducidas con el integrado 741 y un transistor NPN de baja o media potencia (fig. 2.10). La ganancia del operacional se gradúa con un potenciómetro de ajuste de 1 M (1 M) entre las patillas 2 y 6 del integrado, que, como es lógico, se ajustará para máxima ganancia hasta el límite en que aparezca distorsión o autooscilación. Puede ser conveniente la utilización de un potenciómetro de mando como se ilustra en la figura. La patilla 6 entrega la señal de salida en tensión, pero

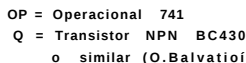


Fig. 2.10 Amplificador de audio. Combina un amplificador operacional como previo, y un transistor como amplificador de corriente. La resistencia **R** limita la corriente de reposo.

sólo es capaz de entregar unos pocos miliamperios, por lo que se incorpora un transistor de baja o media potencia para activar un altavoz. La base del transistor, además de recibir la señal de audio amplificada, está a una tensión de CC igual a la mitad de la tensión de alimentación, y si ésta es de 12 voltios, entonces en la base hay 6 voltios. Por lo tanto, en la resistencia R aparecerán 5,4 voltios en sus extremos (0,6 voltios quedan en la unión base-emisor del transistor), por lo que si hacemos esta resistencia de 220 ohmios, la intensidad de reposo será de unos 25 mA. En caso de utilizar auriculares de alta impedancia (1.000 ohmios) también se puede elevar el valor de esa resistencia.

Uno de los más modernos integrados de audio es el TDA 2002; tiene sólo 5 patillas; su salida es cortocircuitable; no puede ser destruido por exceso de temperatura pues su limitador interno hace que, si la temperatura alcanza un límite, se produzca una desconexión interna hasta que la temperatura recupere sus valores normales; puede atornillarse la cápsula metálica, si se desea, al chasis o a un disipador; puede entregar una potencia de 10 vatios a cargas de 2 ohmios y unos 2 vatios a un altavoz de 8 ohmios; entre sus patillas 2 y 4 se debe establecer una realimentación negativa pues, de lo contrario, la ganancia es extraordinariamente alta y se producen silbidos y ruidos de tonos agudos; su consumo en reposo es algo elevado, llega a casi 80 mA para una tensión de alimentación de 12 voltios, que además puede variar entre unos 8 y 14 voltios; finalmente, con menos de 7,5 voltios, el integrado deja de funcionar (fig. 2.11).

Los amplificadores de BF requieren la adopción de algunas precauciones. La alimentación debe estar bien filtrada, pues de lo contrario se produciría un molesto zumbido. En algunos receptores, los denominados de conversión directa, el amplificador de audio juega un importante papel ya que en él se realiza casi la totalidad de la amplificación de la señal recibida. En estos casos el rizado o componente alterna de la tensión de alimentación, debe ser prácticamente nulo. Para ello, en lugar de fuente de alimentación, pueden utilizarse pilas o baterías. Cuando esto no sea posible, el uso de reguladores de la serie 7800

40 Receptores y transceptores de BLU y CW

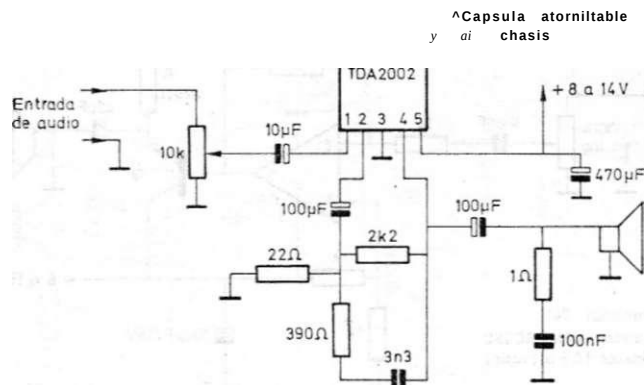


Fig. 2.11 Amplificador de audio con circuito integrado.

proporciona un alto rechazo al zumbido, pero aún es aconsejable utilizar condensadores electrolíticos de alta capacidad en la fuente de alimentación. A veces el zumbido se introduce en el amplificador de BF por capacidad o inducción. Por ello puede convenir que sean blindados los cables de BF que van del amplificador al potenciómetro de volumen, así como el uso de una caja metálica que contenga al amplificador o receptor, y una buena toma de tierra que contribuya a anular estos zumbidos.

Cuando los amplificadores de BF son de alta ganancia, se pueden producir silbidos por las autooscilaciones producidas por acoplos o realimentaciones positivas, lo que suele ocurrir a frecuencias elevadas. Una de las formas de evitarlo es conectar condensadores entre el camino de la señal y masa, por ejemplo entre la base o colector de un transistor y masa; sus capacidades pueden ser de 1 nF hasta 22 nF o más. La elección dependerá de la impedancia del componente activo. Con transistores de silicio, estos condensadores pueden ser de 10 nF o de más capacidad. Con FET, las capacidades deberán ser pequeñas.

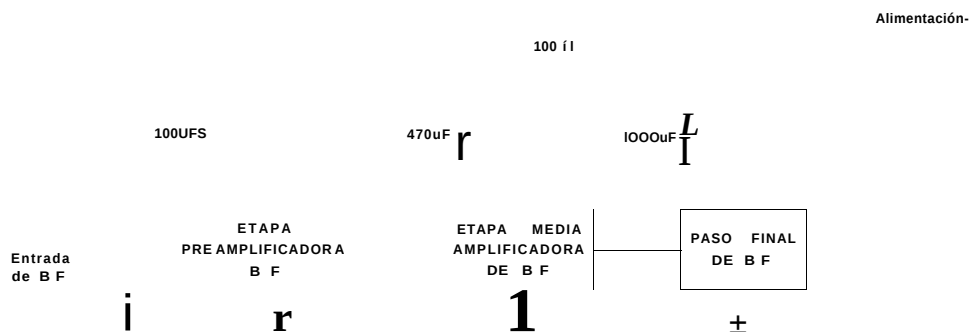


Fig. 2.12 Diagrama de un amplificador de BF de varias etapas y disposición de la alimentación para evitar el efecto de «motor boating» o autooscilación.

Otra de las precauciones a tener con los amplificadores de BF es el llamado efecto «Motor Boating» que se produce cuando la tensión de alimentación es modulada por la corriente en el paso de potencia del amplificador. La tensión de alimentación así modulada, modula a su vez a los pasos preamplificadores de BF, produciéndose realimentación positiva o, lo que es lo mismo, autooscilación de ruidos graves que distorsionan la señal amplificada. La solución reside en o bien disponer de una fuente de alimentación mejor estabilizada, o bien añadir mayores capacidades en los varios puntos de alimentación del amplificador. La figura 2.12 ilustra algunas posibles soluciones; colocando diversos electrolíticos en serie con resistencias se obtienen filtros efectivos contra las variaciones bruscas de la tensión de alimentación por efecto de modulación.

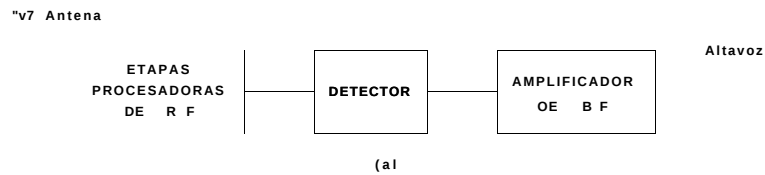
Capítulo 3

Receptores

El receptor es un aparato destinado a recibir señales de RF y convertirlas en sonido. Consta de una o más etapas en donde se procesa la señal de RF captada por la antena, un detector que transforma la señal de RF en señal de BF y un amplificador de BF que activará el altavoz. Naturalmente nos estamos refiriendo siempre a un receptor de voz y de señales telegráficas. La figura 3.1 A ilustra el diagrama básico de un receptor.

La forma más simple, pero que realmente funciona, en que se nos puede presentar un receptor y su antena, es la del esquema de la figura 3.1 B. Un trozo de hilo conductor algo largo tendido en el exterior, azotea, jardín, etc., para hacer la función de antena y captar señales de RF. Otro conductor enterrado en el suelo, o conectado a una cañería metálica del agua servirá de tierra. Un diodo de germanio rectificará la señal de RF alterna dejando pasar sólo los impulsos positivos, los cuales actuarán en los auriculares, haciendo que la membrana metálica sea atraída con más o menos fuerza por el electroimán allí contenido. Las formas de la señal de RF que entra por la antena y la de baja frecuencia que activa el auricular se representan en la figura 3.1 C. Este receptor no requiere tensión alguna de alimentación, pues la energía que mueve la membrana del auricular es la recibida por la propia antena.

Si realmente construyésemos este receptor tan simple, recibiríamos varias estaciones de onda media mezcladas entre sí. Las estaciones se escucharían con mayor o menor fuerza y claridad según fuesen su proximidad y potencia. No se captarían estaciones lejanas o débiles, ni se podría seleccionar. Es decir, la sensibilidad y la selectividad del receptor serían casi nulas debido a que las señales de RF no estarían sometidas a ningún tipo de proceso. Es obvio que para mejorar el receptor deberá introducirse alguna etapa de procesamiento. Efectivamente, bastará incorporar un circuito de sintonía compuesto por una bobina y un condensador variable. Los valores de inductancia y capacidad determinarán la frecuencia de resonancia, que es la que el receptor admitirá con mayor intensidad; ahora el diodo rectificará la señal y entregará la corriente de baja frecuencia al auricular. El tipo de señales así captadas corresponderán al tipo de amplitud modulada o AM, única capaz de detectar el diodo de germanio, recibándose posibles señales ininteligibles de banda lateral si se sintoniza el circuito LC en una estación de esta modalidad, para lo cual debería estar



Antena

Diodo OA 90'

i_0^*

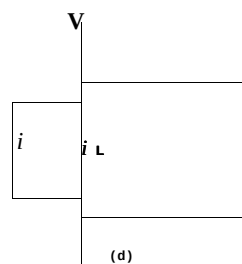
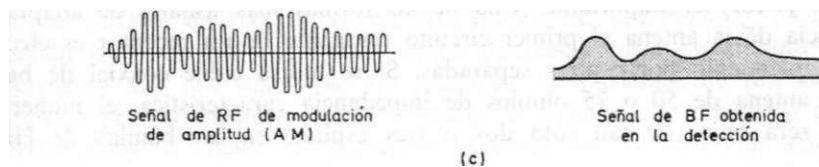


Fig. 3.1 A) diagrama de bloques general de un receptor; B) esquema de un receptor muy simple; C) forma de las señales del receptor de la figura anterior; D) receptor con circuito de sintonía.

conmutada en el receptor la gama de onda corta, y tratarse de una estación lo suficientemente próxima; aún así la audición resultaría incomprensible, debido a la falta de una señal de portadora que las emisoras de banda lateral suprimen y que es necesario incorporar en el receptor; esto es lo que se denomina inyección de portadora o batido, y con ella el detector se transforma en detector de producto, ya que la señal de BF obtenida es el producto de la señal de banda lateral captada por la antena y la señal de inyección de portadora. Insistiremos sobre estos puntos más adelante. Volvamos a nuestro receptor sencillo

44 Receptores y transceptores de BLU y CW

de AM (fig. 3.1 D). Si disponemos de un osciloscopio o voltímetro de RF y tomamos lectura de la tensión de RF entre las diversas espiras de L, veremos que la tensión es máxima entre los extremos de la bobina (fig. 3.2 A). La señal de RF será solamente del orden de algunos milivoltios, dependiendo de la longitud y elevación de la antena y de la proximidad de la estación sintonizada por los valores de L y C.

Desconectemos ahora la antena del extremo de la bobina y conectémosla a alguna de las tomas intermedias de la bobina (fig. 3.2 B). Dependiendo de las características de longitud, grueso y posición del hilo de antena, descubriremos que posiblemente la conexión de la antena a una de las tomas intermedias nos proporciona mayor señal de RF que cuando estaba conectada en el extremo superior. Ello es debido a que la antena presenta una impedancia característica. La impedancia de un circuito es la resistencia que presenta al paso de una señal de RF. A mayores impedancias obedecen mayores tensiones y corrientes o intensidades débiles, mientras que a bajas impedancias las corrientes son más altas y las tensiones más pequeñas. Cuando varios circuitos de diferentes impedancias se conectan entre sí, sin adaptar la impedancia, se produce una pérdida de energía que puede ser importante. Una de las formas más usuales de adaptar la impedancia de la antena al primer circuito resonante de un receptor es efectuar un acoplamiento por espiras separadas. Si se utiliza cable coaxial de bajada en la antena de 50 o 75 ohmios de impedancia característica, el número de espiras será bajo, de tan sólo dos o tres espiras, en las bandas de HF (fig. 3.2 Q).

Puede ocurrir que el circuito que siga a la primera etapa de sintonía LC,

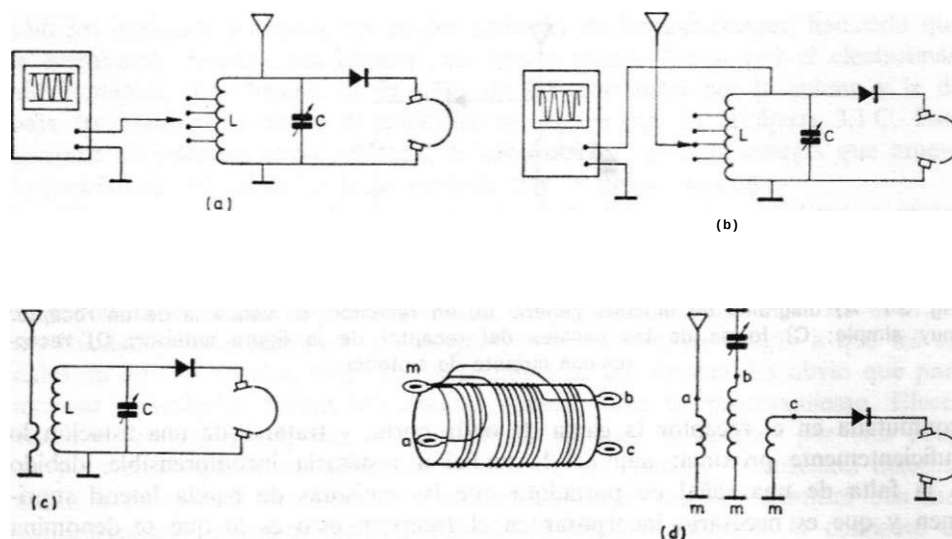
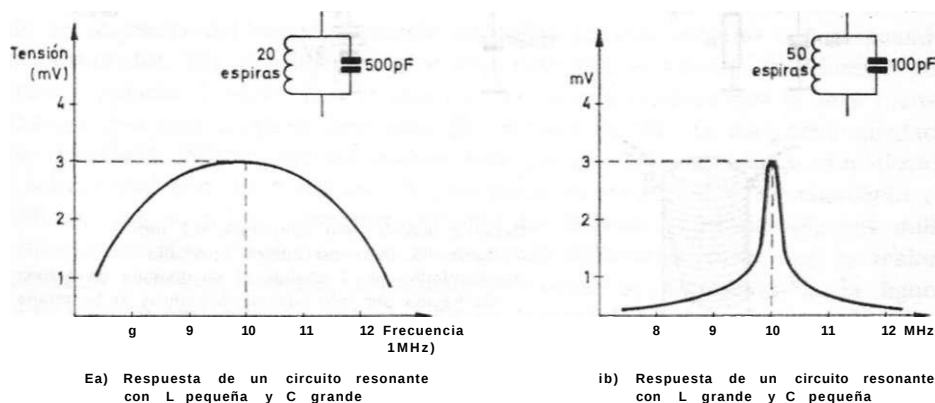


Fig. 3.2 A) medida de la tensión de una señal de RF; B) determinación de la impedancia óptima de la antena; C) acoplamiento de la antena al circuito de entrada del receptor; D) acoplamiento entre antena, circuito resonante y etapa detectora, en un receptor simple.

como puede ser el detector, presente una impedancia más baja que la que ofrece el extremo superior de la bobina. Entonces podrá tomarse una toma intermedia, o bien hacerse un acoplamiento por espiras separadas. El esquema de la figura 3.2 C pasaría a ser el de 3.2 D, con una bobina compuesta de tres arrollamientos con un extremo común *m* o masa, y los otros extremos *a*, *b* y *c* de utilización. Podríamos realizar este montaje para escuchar estaciones de AM. El arrollamiento *am* podría tener unas pocas espiras, si la bajada de antena se hace con cable coaxial; de lo contrario deberá tener más por ser de alta impedancia. El arrollamiento de salida *cm* deberá tener dos o tres espiras si se conecta a un auricular de 8 ohmios, pero deberá tener algunas más si el auricular es de 1.000 ohmios. Finalmente, el arrollamiento *bm*, junto con la capacidad del condensador variable, determinarán la frecuencia de sintonía.

$$\text{La fórmula } f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \text{ (} f \text{ en hercios, } L \text{ en henrios y } C \text{ en faradios)}$$

relaciona frecuencia, capacidad e inductancia. Obsérvese que el producto LC puede ser el mismo para diferentes valores de L y C . Esto quiere decir que se puede sintonizar la misma estación con una bobina de 50 espiras y un condensador variable de 100 pF, o con otra bobina de, por ejemplo, 20 espiras y un condensador de 500 pF. ¿Hay alguna diferencia entre un circuito y otro? La respuesta hay que matizarla. En principio, la frecuencia de resonancia será la misma, pero a medida que aumentemos la inductancia o número de espiras y reduzcamos la capacidad, el circuito presenta una sintonía más aguda. Esto se refleja en las curvas A y B de la figura 3.3. Digamos que en A la respuesta es más ancha y, por lo tanto, es posible que puedan incluso mezclarse varias estaciones próximas. En B la sintonía es mejor, y pueden separarse bien las estaciones. El factor de calidad, Q , de un circuito resonante es más alto en el caso B que en el A. Aun cuando casi siempre se buscan los valores más altos de Q , existen algunas razones para no hacerlo siempre así. En primer lugar, cuando se trata de una bobina y un condensador, el factor Q tiene un límite alcanzable. A partir de un punto en que la bobina tiene muchas espiras y la capacidad



unos pocos picofaradios, las variaciones de temperatura, humedad, etc., harán que varíen los valores y se produzcan deslizamientos de sintonía, derivas, etc. Si este circuito se aplica a una etapa de emisión en donde haya alguna potencia, al ser el Q muy alto la tensión de RF alcanzará valores muy altos, lo que conllevará pérdidas a través del aislamiento del circuito impreso, dispersiones, capacidades parásitas, etc. Otro caso en que es conveniente tener un Q bajo es si se desea que puedan pasar diferentes frecuencias por una etapa sin tener que sintonizar, por ejemplo, todas las frecuencias de la banda de radioaficionado de la banda de 15 metros, que se extiende de 21,000 a 21,450 MHz. Un circuito resonante con esta configuración se dice que es de banda ancha. Algunos circuitos, como los que utilizan algunos equipos en su etapa de salida de potencia son de banda tan ancha que abarcan toda la gama de 1,8 a 30 MHz.

RECEPTOR DE ONDA CORTA

Se trata de un receptor cuyo coste es muy reducido; las únicas piezas que pueden ser de coste algo elevado son el condensador variable y el altavoz, que pueden obtenerse de alguna radio vieja o estropeada apta para el desguace. El esquema es el de la figura 3.4. Se aprovecha el amplificador de audio del esquema (fig. 2.10). El funcionamiento es el siguiente: El circuito sintonizado recibe

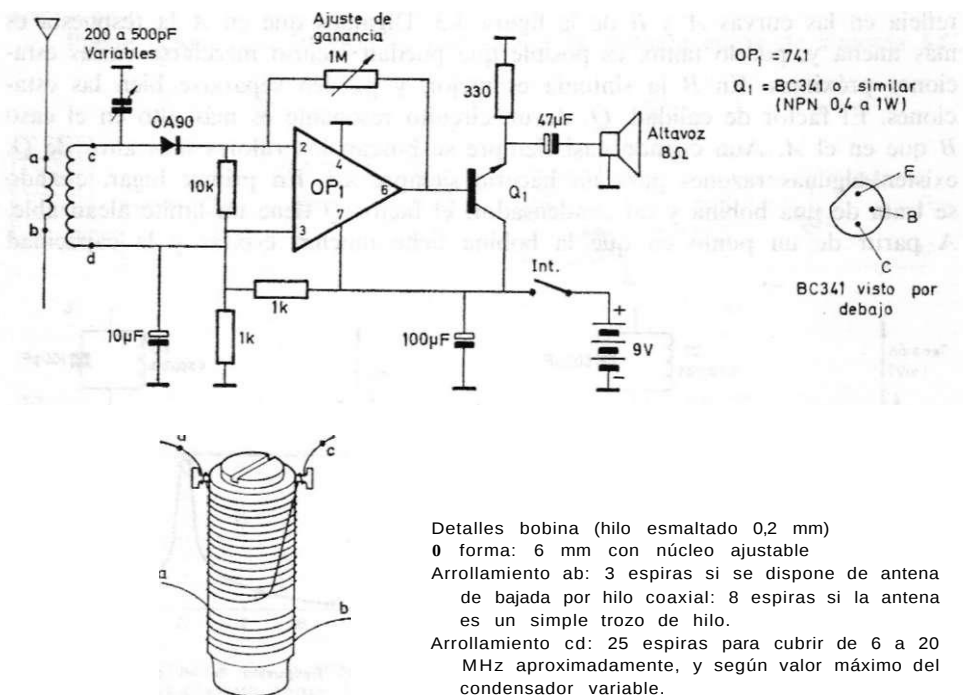


Fig. 3.4 Receptor de onda corta de amplitud modulada.

la señal de la antena a través de un acoplamiento de unas espiras. El amplificador operacional 741 tiene una alta impedancia de entrada, por lo que no desadapta mucho al circuito resonante formado por la bobina y condensador de sintonía. El detector es un diodo de germanio. Con una antena constituida por un conductor de algunos metros, y especialmente a partir de media tarde en adelante, con el condensador variable se podrán sintonizar multitud de estaciones como la BBC de Londres, Radio France International de París, La Voz de América, Radio Israel, Radio Nacional de España, Radio Praga, etc., todas ellas, naturalmente, en modalidad de amplitud modulada. Conectando el emisor de Q, a un auricular de 1.000 ohmios cuyo otro extremo se conectará a masa, y suprimiendo la resistencia de 330 ohmios, el electrolítico de 47 microfaradios y el altavoz, el consumo sería de unos pocos miliamperios y podría utilizarse una pila de 9 voltios para muchas horas de recepción. Entonces el receptor será de un tamaño muy reducido. Para reducir aún más el tamaño se puede dejar un condensador de poliestireno fijo en lugar del condensador variable. El valor de esta capacidad determinará el punto de sintonía, que podrá variarse en un porcentaje reducido ajustando el núcleo de la bobina. De esta forma se puede construir un pequeño receptor que quede sintonizado a una estación fija. La experiencia de montar este equipo aporta diversos conocimientos: se descubre en primer lugar que la intensidad de las estaciones seleccionadas varía continuamente. Esto recibe el nombre de desvanecimiento («fading» en inglés) y es debido a que la recepción en onda corta a largas distancias se efectúa mediante rebote de las señales en la ionosfera, capa que rodea a la Tierra a una altura que es variable y cuyo grado de ionización también varía, siendo estos cambios los causantes del desvanecimiento.

Otro hecho que descubriremos es que algunas estaciones, particularmente potentes, en algunos momentos cubren buena parte del recorrido del condensador variable, mezclándose con otras. Aun con un circuito resonante LC cuyo factor de calidad Q sea elevado, la sintonía no es suficientemente aguda y para mejorarla sería necesario mejorar el Q , no aumentando el propio circuito LC que se volvería crítico, sino poniendo más circuitos resonantes LC, con lo que los factores Q se suman y aumenta la selectividad. La figura 3.5 ilustra las curvas de respuesta del receptor cuando se utiliza un solo circuito o bien cuando se utilizan dos. En el primer caso se presentan tres estaciones de diferente potencia separadas 1 MHz. En A) una de ellas queda anulada por la más fuerte, mientras que otra quedará mezclada. En el caso B) sólo la más débil quedará algo mezclada. Nótese que las señales han quedado algo atenuadas. En efecto, la selectividad con un doble circuito resonante se mejora si el acoplamiento es débil, lo que se puede conseguir situando las bobinas separadas algunos milímetros entre ellas, de forma que se induzcan débilmente o, lo que es mejor, acopladas por una pequeña capacidad, tal como se representa en la figura 3.5 B. Cuanto más pequeño sea el valor de la capacidad, más mejorará la selectividad, pero las señales quedarán más atenuadas, de forma que, o se aumenta la ganancia del amplificador de audio introduciendo alguna etapa más, o algunas estaciones resultarán inaudibles. Los receptores que durante muchos años, y en la primera época de la radio, resultaron prácticos y se comercializaron.

48 Receptores y transceptores de BLU y CW

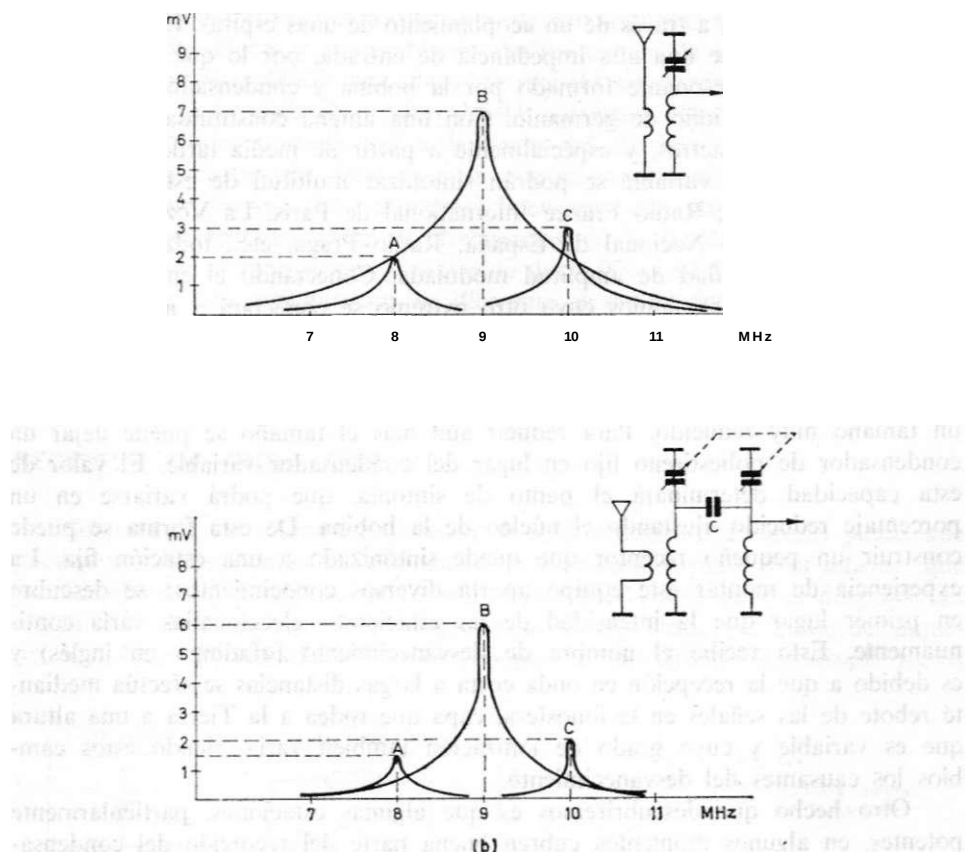


Fig. 3.5 A) selectividad obtenida con un solo circuito LC; B) selectividad obtenida con dos circuitos LC.

fueron los llamados receptores de radiofrecuencia sintonizada. Al objeto de conseguir una selectividad útil para separar bien las estaciones, se disponían varios circuitos LC con acoplo débil. Como se producía atenuación importante era preciso adicionar amplificadores de RF también sintonizados. El arrastre de sintonía de los circuitos se hacía por medio de un condensador variable de múltiples secciones, tantas como circuitos sintonizados hubieran; tres era el mínimo llegándose fácilmente a 5 o 6. La figura 3.6 ilustra uno de estos receptores, en los que se han cambiado las válvulas por transistores y, para mayor sencillez, se ha dejado sin CAG (control automático de ganancia), por lo que las señales recibidas podrían variar de intensidad continuamente. La falta de condensadores de múltiples secciones hace impracticable este sencillo receptor. En la gama de la onda media y larga se podían conseguir selectividades de unos 15 kHz en el mejor de los casos, lo que permitía que si dos estaciones estaban reparadas este valor, podían sintonizarse por separado. A medida que la frecuencia aumenta, la selectividad alcanzable disminuye por pérdidas en el die-

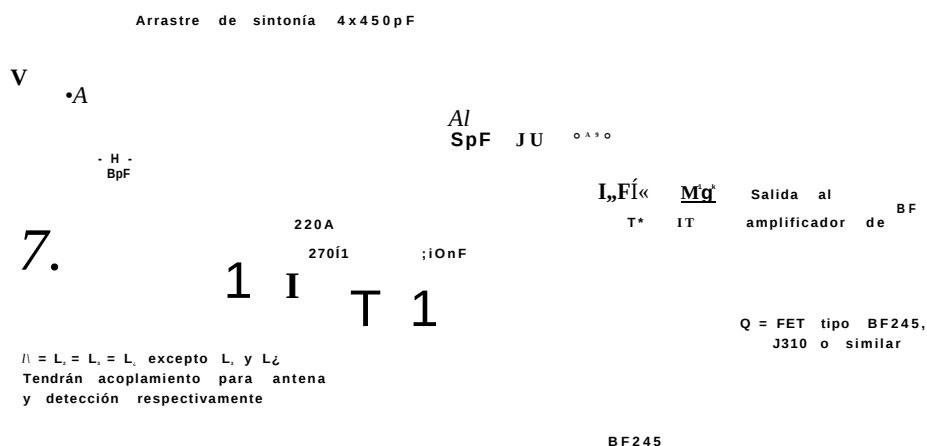


Fig. 3.6 Receptor de RF sintonizada.

l eléctrico de los condensadores y por la resistencia asociada a los circuitos resonantes, entre las causas principales.

RECEPTORES PARA BANDA LATERAL

Lo expuesto hasta aquí es sólo un preludio para el montaje de equipos de nuestro especial interés como son los receptores capaces de recibir señales de telegrafía y banda lateral. De alguna forma nos ha servido para introducir algunos conceptos sobre factor de calidad o factor Q , selectividad, circuitos resonantes, etc.

Las señales de banda lateral (única o doble) son parecidas a las producidas por una emisora de amplitud modulada, pero en las primeras ha sido suprimida la portadora. En el caso de la banda lateral única, además de la portadora se ha suprimido una de las bandas laterales que acompañan a las señales de AM, ya que es suficiente recibir una banda lateral para poder reconstruir la voz o sonido original.

Por tanto, un receptor para banda lateral deberá añadir una señal de portadora a la señal de banda lateral captada, con lo cual se reconstruye la señal de audio original; en nuestro caso la voz del radioaficionado que está emitiendo.

La señal de banda lateral captada por la antena se mezcla con una señal de RF que se genera en el receptor, obteniéndose como resultado la voz original. El mezclador de señales recibe el nombre de detector de producto y puede tener multitud de diseños. Los primeros receptores para banda lateral obedecían al diagrama de bloques de la figura 3.7. Estos receptores recibieron el nombre de receptores «heterodinos», palabra que significa mezclar señales de frecuencias diferentes. Debido a que también podían recibir señales de telegrafía modulada o sin modular, se utilizaron profusamente en barcos y después en aviones tanto comerciales como de guerra hasta prácticamente la Segunda Guerra Mundial. Hoy día estos receptores reciben el nombre de receptores de con-

50 Receptores y transceptores de BLU y CW

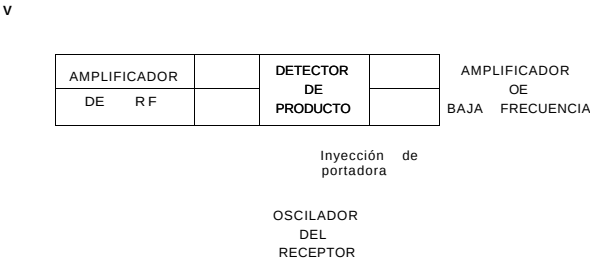


Fig. 3.7 Diagrama de bloques de un receptor heterodino.

versión directa y aún son muy útiles, pues tienen una buena sensibilidad, un coste muy bajo, su tamaño puede reducirse en extremo por lo que pueden incorporarse en transceptores ultraportátiles y, además, son muy sencillos de realizar y ajustar.

Uno de los receptores más sencillos de conversión directa aparece en la figura 3.8. El mezclador o detector de producto se compone de cuatro sencillos diodos de silicio. Las bobinas y condensadores tanto del receptor, L_1 y Q_1 , como del oscilador, L_2 y C_2 , se elegirán a partir de los datos de la tabla 1.1. La frecuencia del oscilador variable se podrá comprobar con un frecuencímetro. La frecuencia de resonancia de L_1 i Q_1 se podría comprobar con un generador y ajustando el núcleo para máxima señal; si el núcleo debe introducirse mucho o poco en la bobina es que se precisarán más o menos espiras. L_1 deberá tener una toma media. Debido a la respuesta poco aguda de L_1 i Q_1 , el cir-

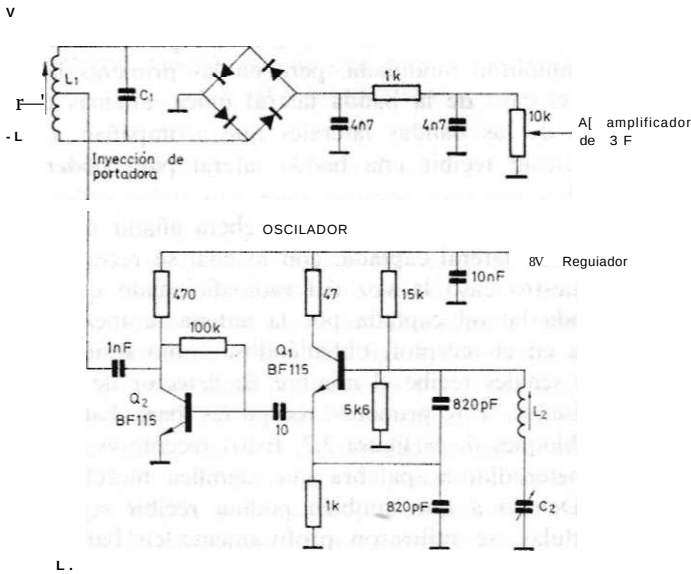


Fig. 3.8 Receptor elemental de conversión directa.

cuito resonante nos será útil sin ajustes posteriores para una banda completa de radioaficionados; para recibir las diferentes estaciones bastará variar la frecuencia del oscilador variable (OFV = oscilador de frecuencia variable). Analicemos el funcionamiento paso por paso.

El oscilador variable consta del transistor Q_1 , montado en un circuito oscilador. El condensador C_2 y la bobina L_2 determinan la frecuencia de oscilación. El transistor Q_1 tiene su base polarizada por dos resistencias que constituyen un divisor resistivo a partir de los 8 voltios regulados con alta precisión; esta tensión puede obtenerse de un regulador 7808. La base de Q_1 tiene además un divisor capacitivo. Parte de la señal amplificada en corriente por el transistor y que sale por el emisor es introducida de nuevo en la base a través de este divisor capacitivo, de forma que se produce una realimentación positiva y, por tanto, se mantiene la oscilación de forma permanente. El divisor capacitivo deberá estar formado por dos condensadores de poliestireno, estiroflex, o mica plateada. En caso de no disponer de ellos, pueden utilizarse condensadores cerámicos con coeficiente nulo de variación de capacidad con la temperatura; si este coeficiente no fuera cero, pequeños cambios de temperatura ambiente producirían grandes variaciones de frecuencia. El valor de los condensadores del divisor capacitivo variará según el valor de la frecuencia generada. Así, para 3,5 MHz puede tener unos 2.000 pF; para 7 MHz, unos 1.000 pF; para 10 MHz, unos 820 pF; para 14 MHz, unos 470 pF; para 21 MHz, unos 330 pF; y para 28 MHz, unos 220 pF. En el emisor de Q_1 deberemos tener una tensión de 0,3 voltios de RF y en el colector de Q_1 la tensión será del orden de 1 voltio de RF. La frecuencia se deberá comprobar con un frecuencímetro; de lo contrario será bastante difícil encontrar la gama de sintonía o cobertura deseada. Es posible que a partir de una cierta posición de apertura de C_2 deje de oscilar el OFV. Si se desea se puede conectar un condensador fijo en paralelo con el variable para incrementar la capacidad total, de forma que cuando el variable esté abierto, la capacidad fija mantenga aún oscilando el OFV. La señal de RF del OFV se acopla al circuito resonante L_1Q del receptor, por medio de una toma central de L_1 . La señal captada por la antena es llevada también al circuito resonante por medio de un acoplamiento. La señal de antena y la del OFV se mezclarán en el puente de cuatro diodos en configuración circular. El puente tiene una salida a través de un filtro en π , que atenúa las señales superiores a 10 kHz y, por tanto, sólo deja que pasen al amplificador de baja frecuencia las señales audibles.

Para que en el mezclador se obtenga una señal de baja frecuencia deben estar presentes dos señales cuya diferencia esté dentro de la gama de frecuencias audibles, lo cual limita esta separación a unos 15 kHz como mucho.

La antena capta todas las señales, en especial aquellas para las cuales presenta resonancia, como ocurre con aquellas frecuencias cuya longitud de onda es múltiplo de la longitud física de la antena (dipolos de media onda, verticales de un cuarto de onda, etc.). Estas señales pasan al circuito resonante L_1Q quedando atenuadas las que son de frecuencia distinta a la de resonancia de dicho circuito. Las de frecuencia próxima a la de resonancia, se encontrarán allí presentes y pueden ser todas las señales de una de las bandas de aficionado,

52 Receptores y transceptores de BLU y CW

por ejemplo la de 7 MHz, que comprende de 7,000 a 7,100 MHz. Al desplazar la señal de RF del OFV de 7,000 a 7,100 MHz, aparecerán señales de audio solamente en aquellos puntos del dial en que la frecuencia del OFV esté suficientemente próxima a la frecuencia portadora no modulada de entrada para que la mezcla de ambas dé una frecuencia de señal audible. Hay que resaltar que en $L^{\wedge}i$ pueden haber muchas señales procedentes de la antena; de hecho, las de todas aquellas estaciones que emitan en la banda de 7 MHz y sean captadas por la antena, pero sólo será audible la señal que mezclada con la del VFO dé una frecuencia audible.

A este tipo de detector por producto de señales se le llama «detector de nota de batido». Las señales diferentes se mezclan obedeciendo a una ley física, encontrándose a la salida del mezclador toda una serie de señales como resultado de la mezcla. Si estas señales son A y B , en la salida tendríamos:

$$\begin{aligned}A + B &= C \\A - B &= D \\A + C &= E \\B + C &= F \\C + D &= G\end{aligned}$$

En la salida del mezclador también aparecerían estas señales y sus armónicos simples y compuestos: $2A$, IB , $3A$, $3C$, etc. Matemáticamente obedece a las llamadas series de Fourier, pero en la práctica estas señales se anulan según el tipo de filtros o circuitos resonantes que existen a la salida del mezclador. En este caso existe un filtro de audio, constituido por una célula en π , compuesta de un par de condensadores y una resistencia. Solamente las señales audibles pasan a través de este filtro y son sintonizadas.

Las señales de telegrafía (CW) con emisión de portadora, se reciben con un tono de audio (fig. 3.9 A). Si la señal de telegrafía es de 7.005 kHz y la inyección de portadora del OFV es de 7.004 kHz, la diferencia es: $7.005 - 7.004 = 1$ kHz. Si en lugar de recibirse la señal en 7.005 kHz (N), se recibiera en 7.003 kHz (L) la diferencia también sería: $7.004 - 7.003 = 1$ kHz. Por lo tanto, con la misma frecuencia del oscilador variable pueden recibirse dos señales distintas, lo cual es un pequeño inconveniente que pueden tener los receptores de conversión directa.

Otro inconveniente es que cada señal de telegrafía será captada dos veces, es decir, en dos puntos diferentes del dial. En efecto, con referencia a la misma figura 3.9 A. supongamos que la señal de telegrafía recibida es de 7.004 kHz (punto M). Veremos que si el OFV tiene una frecuencia de 7.003 kHz (punto L) o bien 7.005 kHz (punto N), la diferencia es la misma, y se escuchará un tono de 1 kHz. Esto podría mejorarse con la adición de filtros de cuarzo pero, por su complejidad, lo abordaremos más adelante.

Para escuchar una señal de banda lateral (fig. 3.9 B), la señal recibida ocupará un ancho de banda continuamente variable, debido a la modulación. Para doble banda lateral puede ser de 6 kHz (punto L a N) mientras que para BLI (banda lateral inferior) será sólo un ancho de 3 kHz (punto L a M) y para

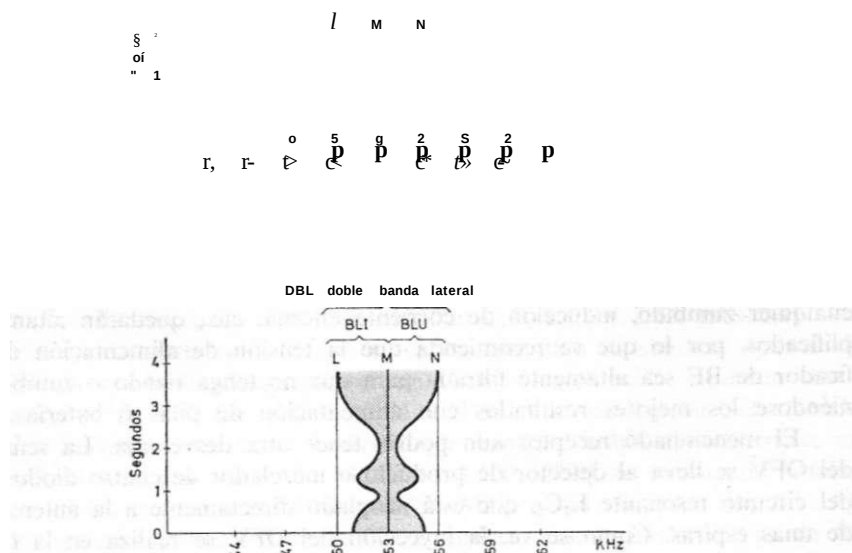


Fig. 3.9 A) recepción de una señal de telegrafía con receptor de conversión directa.
B) recepción de una señal de banda lateral con receptor de conversión directa.

BLS (banda lateral superior) también de 3 kHz (punto *M* a *N*). La diferencia de frecuencias de la envolvente de RF y la señal de inyección de portadora (punto *M*) dan en cada momento una frecuencia que corresponde a la voz original que se ha emitido. Por ejemplo, si el tono en un momento determinado es de 2 kHz, la señal en BLS sería de $7.053 + 2 = 7.055$ kHz y su diferencia con la portadora (que en el caso del receptor de conversión directa es la señal misma del OFV, punto *M* = 7.053 kHz) resulta:

$$7.055 - 7.053 = 2 \text{ kHz}$$

Por ejemplo, una señal de BLS podrá variar continuamente entre 7.053 y 7.056 obteniéndose una detección de 0 a 3 kHz, cuando esté debidamente sintonizada, es decir, cuando el OFV esté en 7.053 kHz. Si el OFV estuviera en 7.056 la detección no daría diferencias de 0 a 3 kHz, sino de 3 a 0 kHz, por lo que la reproducción de la voz quedaría invertida y cuando el tono del emisor tuviera una frecuencia de 3 kHz, el receptor entregaría una señal de 0 kHz, y viceversa. Por tanto, el receptor de conversión directa precisará que la sintonía del OFV coincida exactamente con el origen de la señal de banda lateral. Un pequeño desplazamiento de 100 Hz hará que la voz aparezca más aguda o más grave. Un desplazamiento algo mayor hará que la voz sea irreconocible. Por tanto, hay que cuidar en extremo la estabilidad del OFV. Si el lector se ha montado el receptor de la figura 3.8, en el caso de que disponga de una antena

54 Receptores y transceptores de BLU y CW

exterior y de un buen amplificador de audio o BF, siempre que haya propagación, podrá sintonizar algunas estaciones de radioaficionados de telegrafía y banda lateral, pero probablemente con cierta dificultad. El problema existente es el del nivel de señal de RF que llega por la antenna y es sintonizado por el circuito resonante LC para pasar a un puente de diodos o detector de producto, en el que sufre una atenuación de algunos decibelios, lo que es propio de toda conversión de frecuencias obtenida con componentes pasivos, es decir, sin amplificación.

En estas condiciones, toda la amplificación de la señal recibida corre a cargo del amplificador de BF el cual deberá efectuar amplificaciones superiores a los 60 dB (un millón de veces) para las señales más débiles; por tanto, cualquier zumbido, inducción de corriente alterna, etc., quedarán altamente amplificados, por lo que se recomienda que la tensión de alimentación del amplificador de BF sea altamente filtrada para que no tenga rizado o zumbido, obteniéndose los mejores resultados con alimentación de pilas o baterías.

El mencionado receptor aun podría tener otra desventaja. La señal de RF del OFV se lleva al detector de producto o mezclador de cuatro diodos a través del circuito resonante L,C., que está acoplado directamente a la antenna a través de unas espiras. Como se ve, la inyección del OFV se realiza en la toma central de la bobina. Si el circuito es eléctricamente simétrico, no aparece señal del OFV en el acoplamiento de la antenna pero este requisito es muy difícil de cumplir por lo que una pequeña fracción de la señal de RF aparecerá en la antenna, siendo radiada por la antenna, aunque a bajo nivel, lo que podría producir alguna pequeña interferencia en receptores próximos.

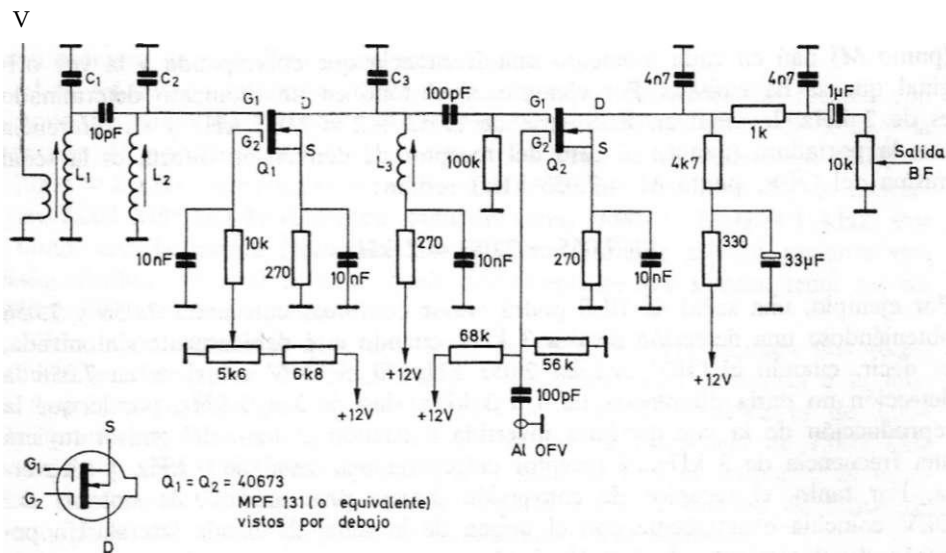


Fig. 3.10 Receptor de conversión directa con MOSFET. El OFV puede ser el mismo que el de la figura 3.8 y el amplificador de audio igual al de la 2.9, 2.10 o 2.11; las bobinas según banda (tabla 1.1); $L_1 = L_2 = L_3$; L_1 tendrá un acoplo de varias espiras para conexión a la antenna.

La figura 3.10 es el esquema de un receptor de conversión directa que utiliza un MOSFET como preamplificador de la señal de antena y otro MOSFET como mezclador o detector de producto. Es en la puerta 2 (G_2) de este último donde hay que inyectar la señal del OFV. Como esta puerta regula también la ganancia del MOSFET según su nivel de tensión continua, en el primero se ha dispuesto un potenciómetro de mando con el que se puede variar este nivel de 0 a 5 voltios obteniéndose un control manual de ganancia para evitar que las estaciones próximas o muy fuertes saturen el receptor.

En el paso mezclador la puerta 2 se mantiene al nivel de 5 voltios de tensión continua mediante un divisor resistivo de valores algo altos, para no atenuar la señal del OFV que se aplica a esta puerta. Como los MOSFET trabajan con impedancias muy altas, los circuitos **L1C1-L2C2** y L_3C_3 presentan una respuesta bastante aguda, por lo que si se ajustan para la sintonía óptima de una frecuencia quedarán desajustados para otra. Cuando sólo se desea sintonizar una banda de CW (de, por ejemplo, 100 kHz) es posible que, efectuando un ajuste a máxima señal en el centro de la banda deseada (por ejemplo, en 14,050 MHz si se desea recibir de 14,000 a 14,100 MHz) no exista una notable atenuación en los extremos (14,000 y 14,100 MHz en el ejemplo) (fig. 3.11 A). Cuando deseemos sintonizar una banda completa, como puede ser la de 20

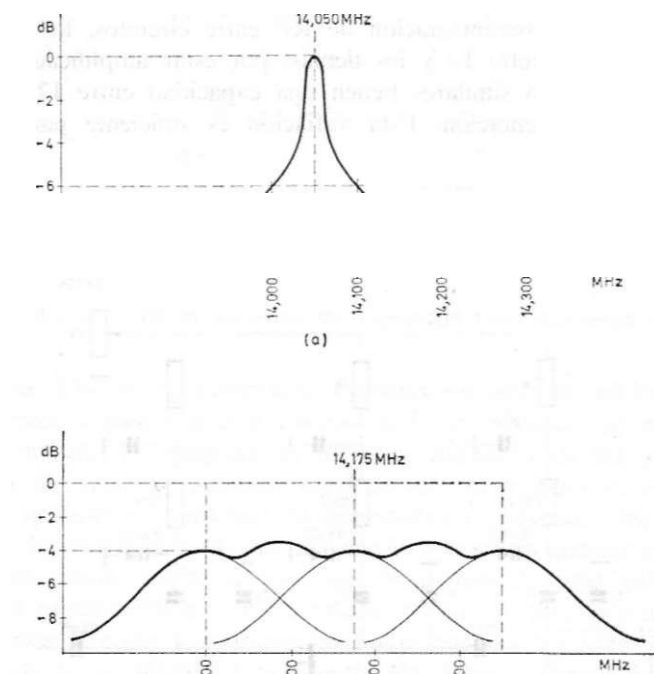


Fig. 3.11 A) circuitos sintonizados a máxima señal en una sola frecuencia; B) obtención de respuesta plana.

metros que comprende de 14,000 a 14,350 MHz, entonces puede resultar más apropiado sintonizar a máxima señal en el principio de banda (por ejemplo. 14,000 MHz) el circuito L,C,, a centro de banda (14,175 MHz) el circuito L,C, y. finalmente, en el extremo superior de la banda (14,350 MHz) el circuito resonante L_3C_3 . De esta forma se obtiene una respuesta más uniforme en la sintonía de toda la banda, como puede observarse en la figura 3.11 B, en que la línea gruesa representa la resultante, que se denomina respuesta «plana». Si deseamos no perder los decibelios que se atenúan por el procedimiento de ajuste del receptor con respuesta plana* deberemos resintonizar cada circuito resonante, por ejemplo moviendo su núcleo de ajuste para la máxima señal. Esto resultaría muy incómodo, y sería más práctico utilizar un condensador variable de múltiples secciones tal como el utilizado en el receptor de RF sintonizada de la figura 3.6f16 malo es que como mucho se pueden encontrar condensadores variables de dos secciones. Una solución es utilizar diodos varactores o «varicaps» que son diodos cuya capacidad varía inversamente con la tensión. A cero voltios tienen la máxima capacidad y a 12 voltios (o máxima tensión especificada por el fabricante) tienen la capacidad mínima.

En la figura 3.12 se detalla el esquema de la figura 3.10 modificado para obtener arrastre de sintonía por diodo varactor. Los extremos de las tres resistencias de 100 K que alimentan los diodos varactores se unen a través de desacoplos realizados por condensadores a masa de 10 nF y resistencias de 1 K, al objeto de que no haya realimentación de RF entre circuitos, lo que se podría producir especialmente entre L_2 y los demás, por estar amplificada la señal en L_3 . Los diodos BA102 o similares tienen una capacidad entre 12 y 24 pF, según la tensión de alimentación. Esta variación es suficiente para efectuar la

-Hh

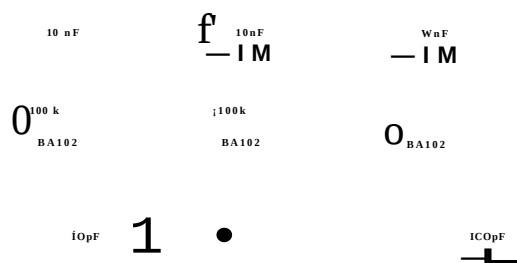


Fig. 3.12 Arrastre de sintonía por varactor.

litar más
ejemplo,
uito L_2C_2
[circuito re-
: en la sín-
cn que la
«piaña». Si
ento de
circuito
señal,
ador va-
RF sinto-
«trar con-
^aractores
Sí tensión,
tensión

io para
tres resis-
i «i; desaco-
e 1 K, al
se podría
.nal en
í 34 pF, se-
«fcetuar la

sintonía de las bandas de radioaficionados en 7, 14, 21 y 28 MHz, pero no en 1,8 ni 3,5 MHz, en donde se precisaría más variación de capacidad. Para ello pueden colocarse varios diodos en paralelo, tal como señala la figura 3.13. Los condensadores C_1 , C_2 y C_3 deberán tener valores que, en serie con los diodos varactores, determinen la banda a cubrir. Puede ocurrir que se necesite una capacidad residual mayor, en cuyo caso se añadirán trimers de ajuste T_1 , T_2 y T_3 . Siempre que se pueda se aumentará el número de espiras de L_1 , L_2 y L_3 de forma que con la sola capacidad de los varactores se obtenga la frecuencia de resonancia. De esta forma se obtiene un Q muy elevado y como el arrastre de sintonía se obtiene por mando exterior, siempre se podrá retocar, si variase por cambio de temperatura u otras condiciones. Las asimetrías de L_1 , L_2 y L_3 se corregirán por el ajuste de sus núcleos.

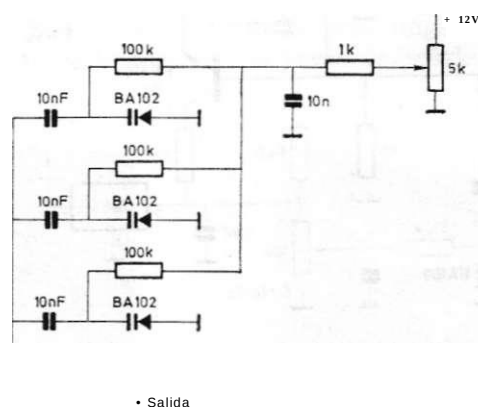
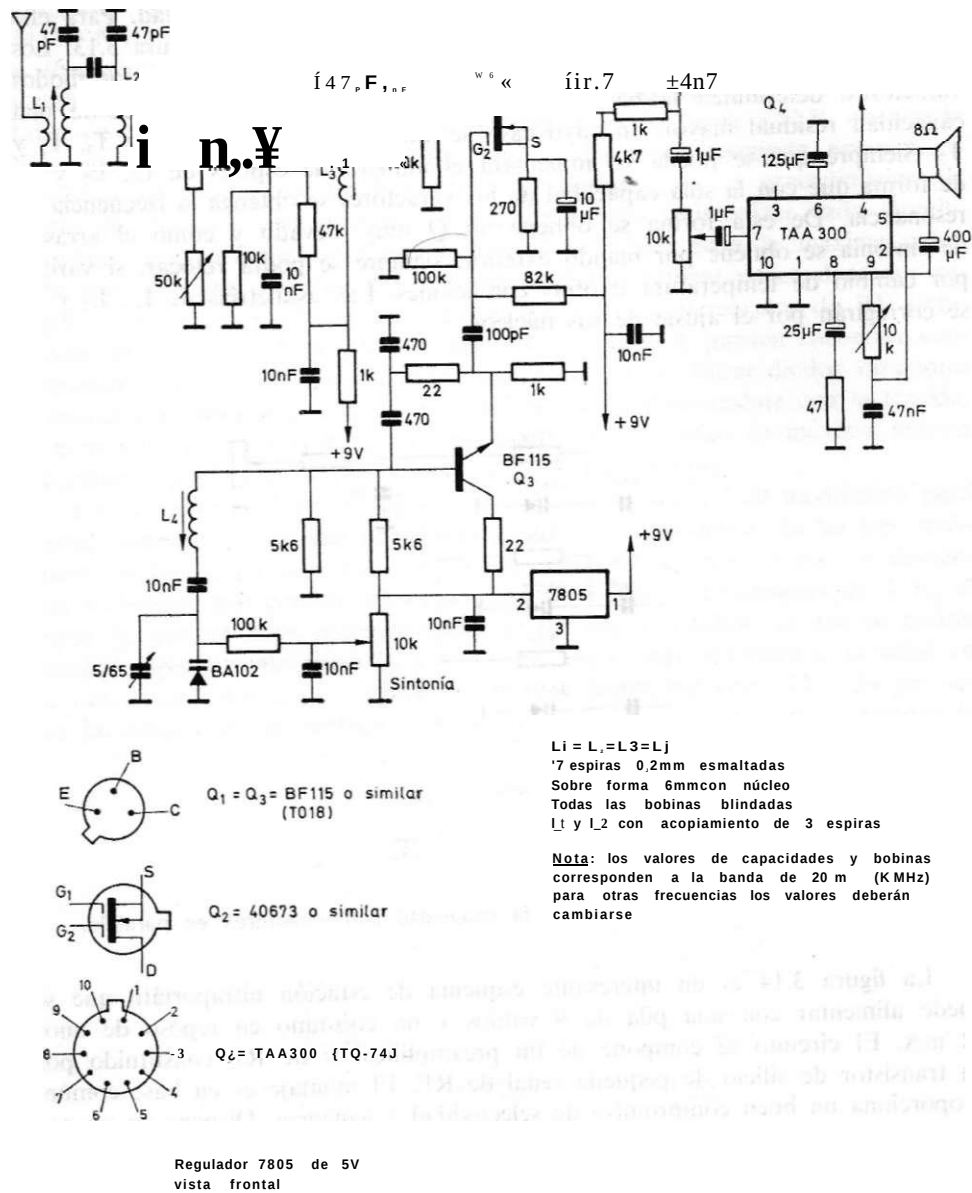


Fig. 3.13 Aumento de la variación de capacidad con varactores en paralelo.

La figura 3.14 es un interesante esquema de estación ultraportátil que se puede alimentar con una pila de 9 voltios y un consumo en reposo de unos 12 mA. El circuito se compone de un preamplificador de RF constituido por un transistor de silicio de pequeña señal de RF. El montaje es en base común. Proporciona un buen compromiso de selectividad y ganancia. Dispone de un potenciómetro de ajuste por el que se puede ajustar la ganancia de RF. Este potenciómetro puede sustituirse por una resistencia de bajo valor, el mínimo en el cual el preamplificador no autooscila, lo que se nota por no poderse sintonizar ninguna estación y aparecer un fuerte soplo. La señal amplificada de RF es llevada a un MOSFET que actúa de detector de producto. Recibe la inyección del OFV a un nivel inferior a 0,5 voltios, pero por medio del divisor resistivo de 100 K + 82 K la puerta 2 se mantiene a un nivel de tensión continua de 5 voltios. En el drenador aparecen los productos de la detección pero son derivados a masa por medio del filtro en π que deja pasar solamente las



m

Fig. 3.14 Receptor completo de conversión directa.

señales de BF al amplificador de audio. Aquí se puede utilizar el amplificador de la figura 2.10 o bien un viejo integrado, el TAA300, que requiere pocos componentes externos y es capaz de entregar 1 vatio sobre un altavoz de 8 ohmios a partir de una señal de entrada de 8,5 milivoltios con una impedancia de 15.000 ohmios. La resistencia ajustable de 10 K entre las patillas 9 y 2 del integrado sirve para ajustar la corriente de reposo a unos 8 mA.

El oscilador variable está constituido por un único transistor. La realimentación positiva se efectúa entre base y emisor a través de un divisor capacitivo. La estabilidad del OFV es extraordinaria, habida cuenta de que se alimenta a 5 voltios regulados por un 7805. La señal del OFV es inferior a 0,5 voltios, pero como el MOSFET tiene una alta impedancia de entrada, no tiene caída de tensión, y además presenta un total aislamiento entre las puertas, por lo que se evita que el OFV sufra modulaciones por la señal amplificada de antena que se aplica al MOSFET por su otra puerta y que produciría, con otros componentes, un deslizamiento del OFV, lo cual originaría lloqueos o reproducciones de audio distorsionadas en presencia de señales fuertes en la antena.

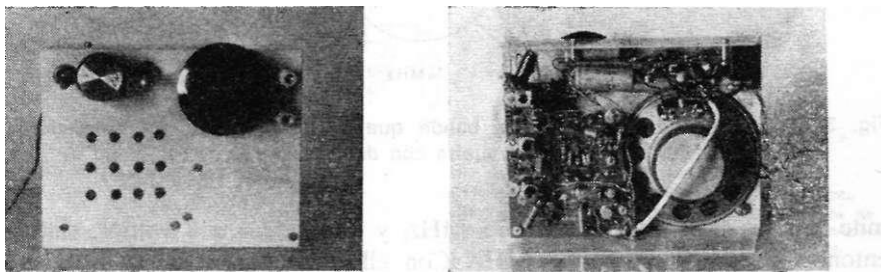


Fig. 3.15 Izquierda: aspecto del receptor de conversión directa de la figura 3.14; derecha: aspecto de la circuitería del receptor.

Una de las precauciones a seguir es blindar todas las bobinas. Las del preamplificador de RF para que no se induzcan entre sí y se pongan a autooscilar y además para que no capten directamente la señal de RF del OFV, ya que esto disminuiría la sensibilidad del receptor. El OFV se sintoniza por diodo varactor; esto resulta muy cómodo, pues en lugar de condensador variable se utiliza un potenciómetro normal. Hay que asegurarse de que el eje del potenciómetro no tiene juego con el contacto deslizante interior ya que ello se traduciría en una gran dificultad para sintonizar. Si esto sucede, hay que abrir el potenciómetro y asegurar su eje y el contacto deslizante con una gotita de pegamento, resina epóxica, etc.

En la figura 3.15 aparece el aspecto del receptor así construido. Los cables de salida se dirigen a la tapa posterior donde se fijó la pila de 9 voltios y el regulador de 5 voltios. El mando de sintonía es el mayor, ya que ello produce una fácil desmultiplicación. La figura 3.16 representa un sistema muy sencillo para conseguir una desmultiplicación eléctrica. Gracias al conmutador el potenciómetro de sintonía recibe primero una tensión de 0 a 4 voltios, lo que per-

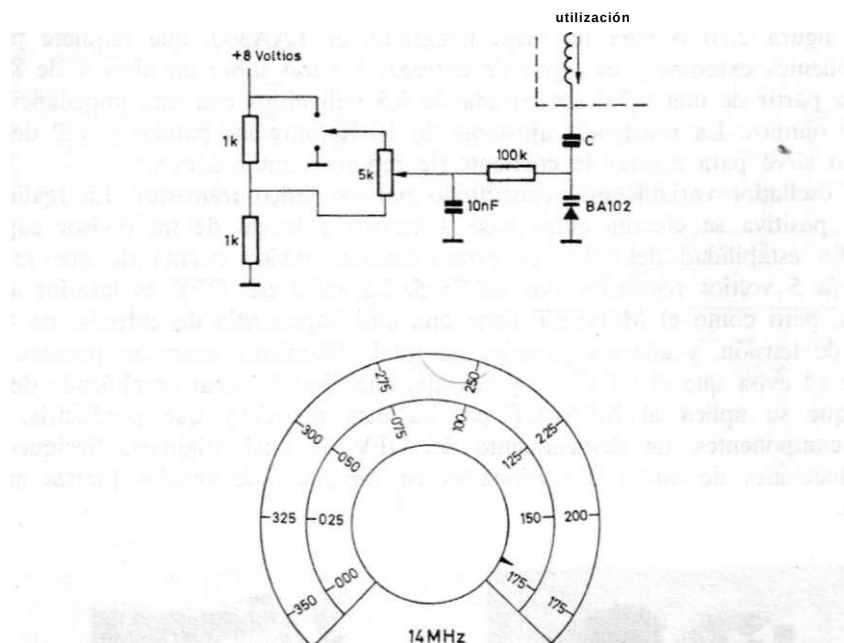
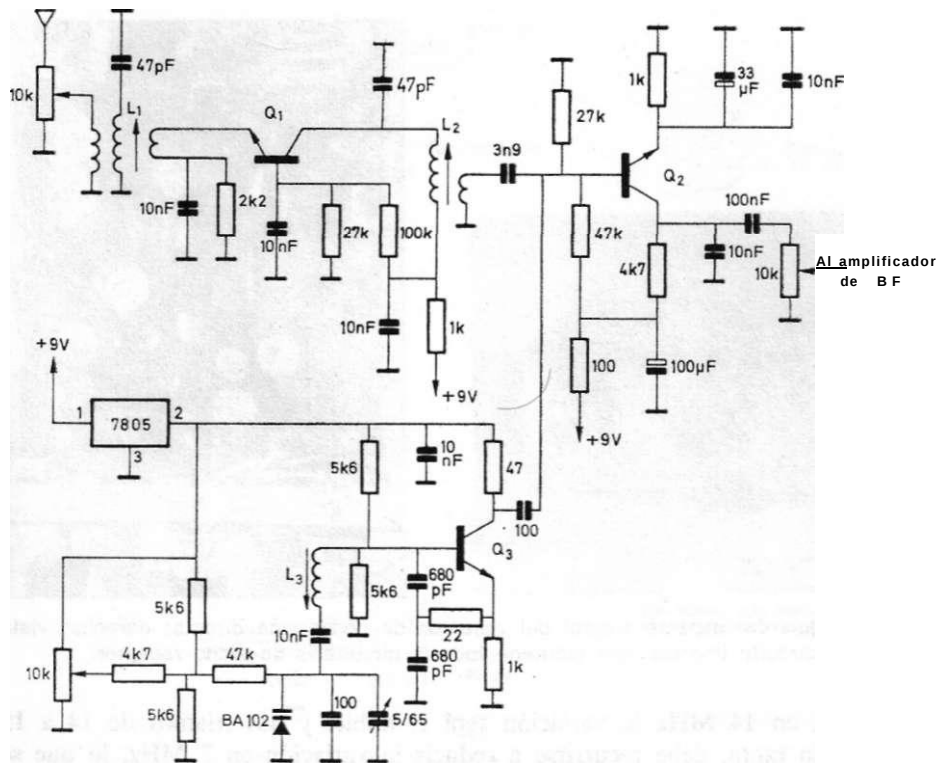


Fig. 3.16 Circuito de ensanche de banda que permite utilizar un potenciómetro de una sola vuelta con doble lectura.

mite sintonizar de 14,350 a 14,175 MHz, y luego de 4 a 8 voltios, sintonizando entonces de 14,175 a 14,000 MHz. Con ello se logra transformar el recorrido simple del potenciómetro en un recorrido útil doble. Obsérvese que la graduación del dial queda en dirección invertida, lo cual conviene para no tener que volver a la posición de origen si se desea revisar la banda en forma continua de 14,000 a 14,350 MHz, es decir, la banda completa.

Otro receptor de conversión directa es el detallado en el esquema de la figura 3.17. Aquí se utiliza un preamplificador en base común, igual que el del montaje descrito anteriormente, pero el mezclador es un transistor de silicio que proporciona una buena ganancia de conversión. Quizás lo más nuevo es que el OFV trabaja a la mitad de frecuencia de la que se desea recibir. En efecto, radioaficionados rusos trabajaron sobre este punto, descubriendo que se obtenían resultados mucho mejores. En efecto, concurren varias razones. La primera es que al ser la frecuencia del OFV distinta de la que se recibe, el paso de radiofrecuencia no queda afectado y sólo amplifica señal de RF de la antena. En los demás casos siempre existe una cierta captación de la señal del OFV por el preamplificador de RF. Parece que en estas condiciones el detector de producto no debiera funcionar, pero sí lo hace, pues si, por ejemplo, se trata de recibir la banda de 14 MHz, se produce una inyección de 7 MHz, pero la base de Q_1 , por ser componente de silicio produce, por efecto varactor, una multiplicación de frecuencia. El efecto varactor es inherente a todas



L1 : Hespíras con acoplamiento de 2 espíras tanto para entrada como salida. Los acoplamientos se dispondrán a los extremos de la bobina principal*
Hilo esmaltado 0,2mm sobre formo 6mm con núcleo

^ T ^ ^ _ _ C a = Q₁ = Q₂ = BF115 o similar

L₁ : Igual que L_j pero un solo acoplamiento

L₃ : 27 espíras, sin acoplamiento.

Las 3 bobinas con blindaje

Nota : Datos para la banda de los 20 metros
Para otras bandas ver tabla 11.

780B

Fig. 3.17 Receptor de conversión directa. Utiliza transistores de silicio de pequeña señal.

las uniones de silicio y se produce también en los diodos. La señal de 7 MHz del OFV tiene un cierto nivel de tensión de RF, por ejemplo 0,3 voltios, y su armónico tendrá mucho menos (en 14 MHz aparecerán sólo milivoltios) y precisamente este nivel bajo impide que el preamplificador de entrada capte esta señal, y, por otra parte, este pequeño nivel es suficiente para obtener una mezcla con las señales de antena, teniendo en cuenta además que es un componente activo que proporciona una cierta ganancia. Otra ventaja de que el OFV trabaje a la mitad de frecuencia es la de obtener mucha mayor estabilidad. Ahora bien, si la variación de frecuencia que obtenemos en el OFV es ele 7,000 a

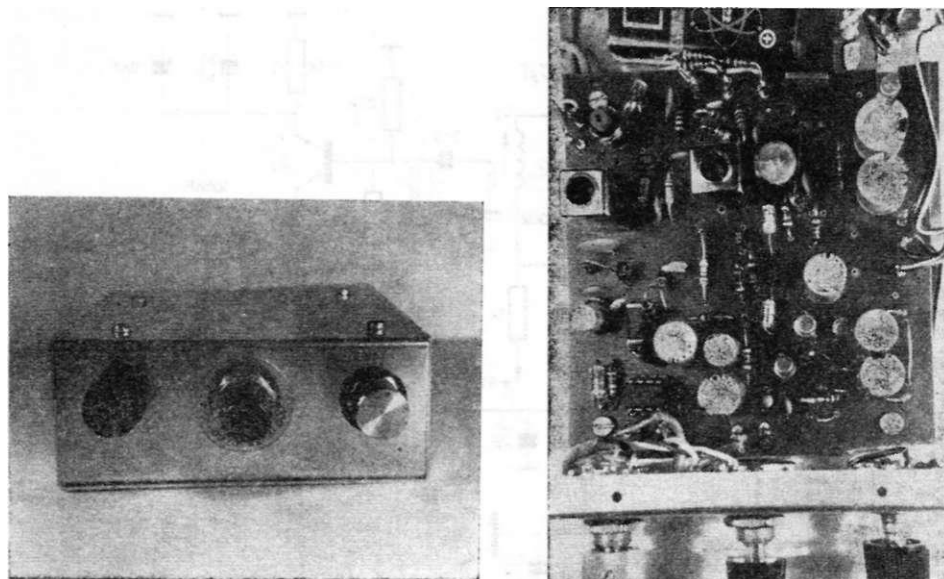
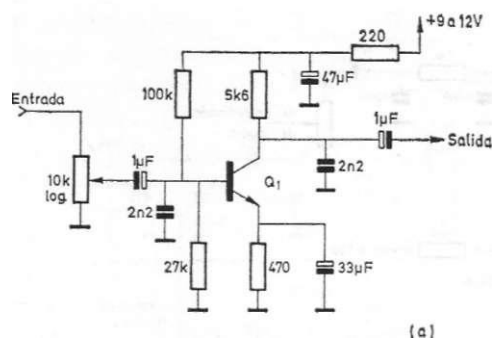


Fig. 3.18 Izquierda: aspecto frontal del receptor de conversión directa; derecha: vista del circuito impreso que contiene toda la circuitería de dicho receptor.

7,500 MHz, en 14 MHz la variación será el doble, y nos iríamos de 14 a 15 MHz. Por lo tanto, debe recurrirse a reducir la variación en 7 MHz, lo que se logra mediante el divisor resistivo incorporado al circuito del potenciómetro de sintonía. La figura 3.18, ilustra el equipo terminado, y la circuitería contenida en una sola placa de circuito impreso. Para la amplificación de audio se utilizó un integrado 741 como preamplificador y un amplificador convencional de tres transistores para atacar el altavoz o auriculares. Este amplificador era el resultado de utilizar el esquema de la figura 2.9, sustituyendo el primer transistor Q_1 por el integrado OP (operacional) de la figura 2.10. Se observará que en las fotografías de la figura 3.18 aparecen tres mandos. Uno es el de volumen de audio, el central es el de sintonía y, finalmente, el tercero es ganancia manual de RF de antena. El mando actúa sobre un potenciómetro conectado entre antena y masa, y la salida va al acoplamiento de L^A . En el esquema (figura 3.17) se puede apreciar claramente. Aunque este sistema es una forma de atenuar señales, no se mantiene la impedancia de la línea de antena de 50 ohmios, pero en estas gamas de frecuencias y nivel de señales su comportamiento es suficiente.

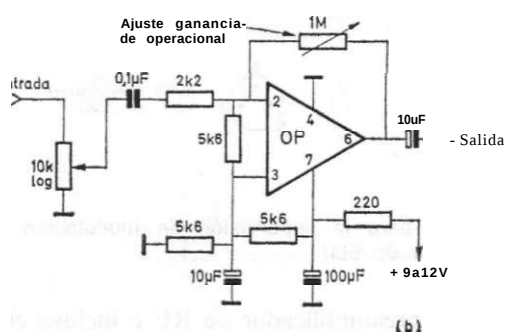
Como en los receptores de conversión directa la ganancia del preamplificador de RF de antena y del mezclador es inferior a 20 dB, el resto de ganancia deberá ser aportado por el amplificador de BF. Cuando éste es un integrado, algunas veces es posible añadir un preamplificador que aporte una ganancia adicional. Este preamplificador se puede realizar con un transistor o un integrado. La figura 3.19 representa estas dos opciones. En teoría sería posible colocar los dos en cascada, pero cuando el factor de amplificación es muy elevado se producen fenómenos de autooscilación, zumbidos y «motor-boat».



Capsula viste
por debajo

OJ i BC10B o similar
NPN pequeña señal audio
y ganancia alta

(a)



OP = operacional
Integrado 741
1 2 3 1
n n n n

Visto por
debajo

D n • n~
8 7 6 5

Por encima a ta patilla 1
le corresponde una señal

(b)

Fig. 3.19 A) preamplificador de audio con transistor (10 dB); B) preamplificador de audio con integrado (25 dB).

ing». No siempre es posible subsanar estos defectos por medio de la adición de condensadores electrolíticos en los puntos de alimentación, bajando los valores de la capacidad de acoplamiento interetapa y conectando condensadores entre masa y las entradas y salidas de los diferentes pasos de amplificación. Cuando no haya más remedio deberá suprimirse alguna etapa, o bien rebajar el factor de ganancia de algunos amplificadores. Si se trata de un amplificador operacional se disminuye la resistencia de realimentación negativa. Si se trata de amplificadores a transistores en configuración de emisor común, con limitación de corriente por resistencia y condensador, se aumenta el valor de la resistencia conectada entre emisor y masa.

APLICACIONES ESPECIALES DE LOS RECEPTORES DE CONVERSIÓN DIRECTA

El uso más generalizado es la escucha de estaciones de CW y BLU. Su sencillez permite hacer equipos o, mejor dicho, transceptores ultraportátiles de muy reducidas dimensiones. Una aplicación especial es la de supervisar la calidad de emisión de un transceptor de banda lateral. En este caso el receptor

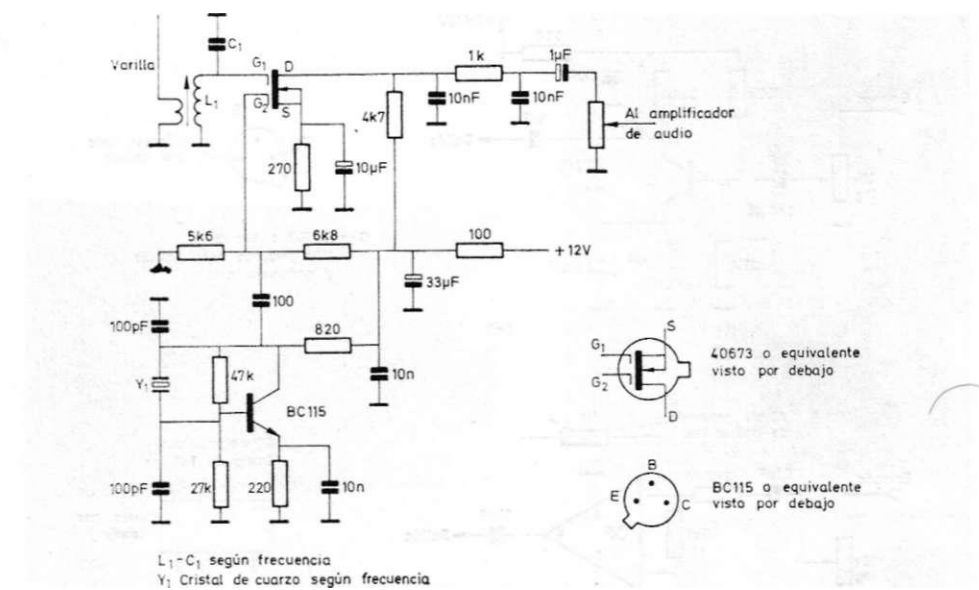
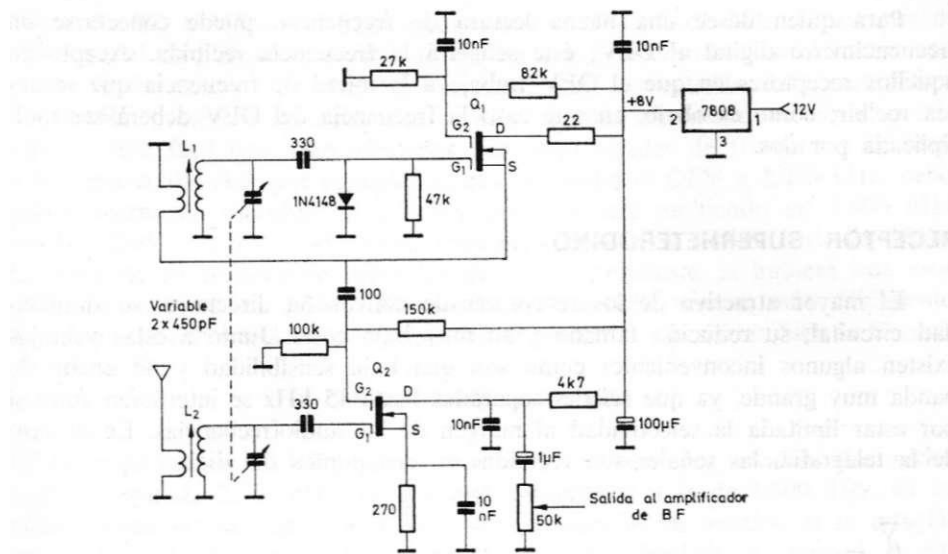


Fig. 3.20 Receptor de conversión directa para la supervisión de modulación de un transceptor de BLU.

de conversión directa puede carecer de preamplificador de RF e incluso el OFV podría ser reemplazado por un oscilador a cristal de cuarzo, ya que el transceptor puede ajustarse a la frecuencia de recepción del cristal. La figura 3.20 es un esquema que utiliza una sola bobina, un cristal de cuarzo y muy pocos componentes. Si en lugar de un MOSFET se utiliza un transistor bipolar de silicio como detector de producto, entonces el cristal de cuarzo puede escogerse de un valor igual a la mitad de la frecuencia a supervisar. Un cristal de 7 MHz, proporcionaría así supervisión en la frecuencia de 7,000 MHz, 14,000 MHz y probablemente sobre el tercer armónico en 21,000 MHz. Para hacer pruebas de modulación conviene conectar el transceptor a una carga artificial. El receptor de conversión, debido a la proximidad, requerirá una simple varilla como antena, que podría ser telescópica al objeto de extenderla más o menos, según que la señal captada tenga o no suficiente nivel.

El receptor de conversión directa permitirá recibir indistintamente BLI o BLS. Podrá comprobarse si existe demasiada preamplificación de micrófono, o si se producen resonancias acústicas en la habitación donde se modula, o se producen distorsiones por realimentación de la señal de emisión sobre partes del equipo, como puede ser el micrófono, fuente de alimentación etc.

Actualmente algunas estaciones de radiodifusión en onda corta empiezan a efectuar emisiones en banda lateral, por una serie de motivos de economía y mejor alcance. Con el receptor de conversión directa es posible captar estas emisiones. También es posible captar las emisiones normales de amplitud modulada, pero se debe tener que hacer coincidir la portadora de la estación con la frecuencia del OFV. Una ligera desviación de ésta se traduce en una mo-



$Q_1 = Q_2 = 40673$ o similar

$L_1 = 1-2$ Según rango de frecuencias a captar
El acoplamiento de L_1 debe invertirse
en caso de no oscilar

Fig. 3.21 Receptor heterodino o de conversión directa de amplia cobertura.

Esta variación del tono de audio, que corresponde a la diferencia de frecuencias. Es preciso, por lo tanto, que el OFV sea especialmente estable si se desean sintonizar estas estaciones. Como los detectores de producto tienen mejor rendimiento que los detectores de simple suma o integración, hay muchos amantes de la escucha de la onda corta que utilizan equipos receptores con la modalidad de banda lateral única para recibir estaciones de amplitud modulada, especialmente cuando éstas son muy débiles. Se habla de que el detector de producto aporta una inteligibilidad, respecto al detector de amplitud modulada, equivalente a 6 dB.

Para quien desee escuchar un margen de muchos megahercios, resulta adecuado el receptor de conversión directa de la figura 3.21. Un condensador variable de dos secciones sirve para efectuar el arrastre de sintonía de la bobina de entrada de antena y, por otra parte, controla la frecuencia del oscilador variable. Las dos únicas bobinas pueden ser iguales. El margen cubierto depende del valor de capacidad de los condensadores variables. Fácilmente puede llegar de 6 a 20 MHz o más. En caso de que el OFV no oscile, deberá invertirse el acoplamiento de L_1 , que será de unas pocas espiras al igual que el acoplamiento de L_2 . Se podrían cambiar las bobinas mediante un conmutador para obtener un receptor de conversión directa de cobertura general.

66 Receptores y transceptores de BLU y CW

Para quien desee una buena lectura de frecuencia, puede conectarse un frecuencímetro digital al OFV; éste señalará la frecuencia recibida, excepto en aquellos receptores en que el OFV trabaje a la mitad de frecuencia que se desea recibir; como es obvio, en este caso la frecuencia del OFV deberá ser multiplicada por dos.

RECEPTOR SUPERHETERODINO

El mayor atractivo de los receptores de conversión directa es su simplicidad circuital, su reducido tamaño y su muy bajo coste. Junto a estas ventajas existen algunos inconvenientes como son una baja sensibilidad y un ancho de banda muy grande, ya que señales separadas hasta 15 kHz se interfieren entre sí por estar limitada la selectividad al margen de las audiofrecuencias. En el caso de la telegrafía, las señales son recibidas en dos puntos del dial.

Amplificador
de RF

Amplificador
de FI

Amplificador
de BF

Fig. 3.22 Diagrama básico del receptor superheterodino para recepción de señales de AM.

El receptor que mejora al de conversión directa o heterodino es el superheterodino. La figura 3.22 muestra el diagrama de bloques del mismo, cuando se utiliza para amplitud modulada. Respecto a los anteriores receptores estudiados encontramos algunos circuitos comunes como los del amplificador de RF, el OFV y el amplificador de BF. Aquí, en lugar de detector de producto, el mezclador no entrega una señal de audio sino una señal de RF cuya frecuencia es siempre la misma y recibe el nombre de frecuencia intermedia o FI y dicha señal es amplificada por una o varias etapas más en el amplificador de frecuencia intermedia. La señal de FI es rectificada en el detector constituido generalmente por un diodo de germanio y la señal de baja frecuencia obtenida es amplificada en el amplificador de BF, para después activar el altavoz o los auriculares.

En los receptores superheterodinos, la FI es la diferencia entre la frecuencia de la señal de antena y la del oscilador variable. La frecuencia del OFV puede estar por encima o por debajo de la frecuencia de la señal de antena, que es la que se desea captar, y a la que el amplificador de RF estará sintonizado. Si bien se pueden elegir infinidad de valores para la FI algunos se han normalizado. En receptores de AM la más popular es la FI de 455 kHz. Si la cobertura de un receptor de AM es de 500 kHz a 1.600 kHz, el OFV deberá

cubrir de $500 + 455 = 955$ kHz, hasta $1.600 + 455 = 2.055$ kHz. El arrastre de sintonía del amplificador de RF se realiza por condensador variable. En esta gama de frecuencias los circuitos resonantes LC de entrada del preamplificador de RF presentan un alto valor de Q y resultan altamente selectivos, por lo que no será fácil que sean afectados por otras señales de frecuencia diferente a la sintonizada. Así, por ejemplo, cuando funciona el OFV a 2.055 kHz, deberemos solamente escuchar la estación que estuviera emitiendo en 1.600 kHz, ya que $2.055 - 1.600 = 455$ kHz, frecuencia que es la única que amplificará la etapa de FI rechazando todas las demás. No obstante, si hubiera una estación que emitiera en 2.510 kHz podría ser captada aunque más débilmente. En efecto, la diferencia de esta señal con la del OFV nos da también la frecuencia de la FI

$$2.510 - 2.055 = 455 \text{ kHz}$$

El preamplificador de RF con el arrastre de sintonía por condensador rechazará la señal de 2.510 kHz, ya que está sintonizado a la de 1.600 kHz. El rechazo puede ser tan alto como 30 o 40 dB, pero si las señales de la estación que emite a 2.510 kHz son muy fuertes, el receptor también las captará. A esta señal que aparece aunque más débilmente (a igualdad de potencias emitidas) se le llama señal imagen o señal fantasma. Es evidente que las señales imágenes aparecen con diferencias de frecuencia iguales al doble del valor de la FI que en el caso de 455 kHz es $2 \times 455 = 910$ kHz.

Cuando el receptor se utiliza en la gama de la onda corta, el rechazo o atenuación de la señal imagen por el preamplificador de RF es más pobre. Así, por ejemplo, si el preamplificador está ajustado para 21,000 MHz, la atenuación en 21,900 MHz es de unos pocos decibelios. La forma más usual es elevar el valor de la frecuencia intermedia a 9 o 10,7 u otros valores que hacen que la señal imagen se sitúe a unos $9 \times 2 = 18$ MHz de la señal que se desea recibir. Entonces el preamplificador de RF puede presentar una buena ganancia para la señal deseada y una buena atenuación de la señal imagen.

Se plantea aquí un problema; con frecuencias intermedias bajas, como 455 kHz, es posible obtener elevados valores de amplificación. La razón es que cuanto más baja es la frecuencia, existe menos dispersión de radiofrecuencia por los circuitos próximos. Esto evita que la señal amplificada pueda ser captada por la entrada del amplificador y que se produzca una autooscilación; la posibilidad de que ésta ocurra es la única limitación práctica del valor de ganancia o factor de amplificación. Si ahora elevásemos la frecuencia de la FI a 9 o 10,7 MHz para mejorar la señal imagen, la ganancia sería menor, por ser mayor la dispersión de RF y porque se produciría autooscilación con menor ganancia. Por ello es posible construir un receptor superheterodino con dos FI. La primera se utiliza para evitar la señal imagen y la segunda para obtener un elevado factor de amplificación. Así se obtiene el receptor de doble conversión.

Durante muchos años la técnica tradicional de los grandes receptores seguía estos pasos, añadiendo aun una tercera conversión a una frecuencia tan baja como 100 kHz en donde se obtenían una serie de características especiales

68 Receptores y transceptores de BLU y CW

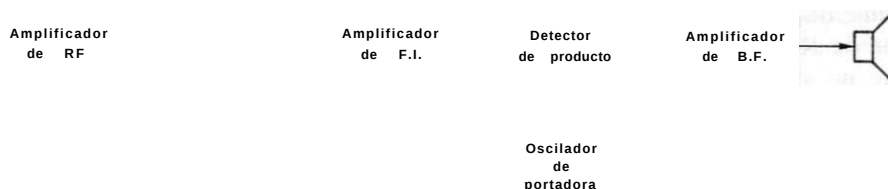


Fig. 3.23 Diagrama de bloques del receptor superheterodino para la recepción de señales de CW y BLU.

tales como elevada selectividad, filtro del tipo de hendidura desplazable (notch), etcétera.

En la actualidad la tecnología ha variado ligeramente, situando el valor de la FI para rechace de la señal imagen a más de 40 o incluso 100 MHz.

En el caso de tratarse de un receptor para recibir señales de banda lateral y telegrafía, el detector no podría ser el mismo de AM, sino que debería ser un detector de producto, para lo cual es preciso disponer también de un oscilador que suministre una inyección de RF de frecuencia igual a la última FI. El diagrama de bloques de la figura 3.23 muestra la adición del detector de producto y del oscilador de portadora que permiten recibir con el superheterodino señales de CW y BLU. Obsérvese que la parte del diagrama encerrada en el recuadro de trazos es idéntica a un receptor de conversión directa que trabaja a una frecuencia fija, en cuyo caso el amplificador de RF sería ahora el amplificador de FI y el OFV inyectaría una frecuencia fija y, por lo tanto, se cambiaría por un oscilador con cristal de cuarzo, denominado oscilador de portadora.

La figura 3.24 es el esquema de un superheterodino para escuchar telegrafía y banda lateral en la banda de los 20 metros. Se ha prescindido del preamplificador de RF que, si se desea, puede incorporarse. Valdría cualquiera de los descritos en los esquemas de los receptores de conversión directa.

Después de pasar por un atenuador manual, la señal de antena pasa al circuito resonante, que en este caso está sintonizado a 14 MHz, y de ahí a la puerta 1 del MOSFET Q_i. Por la puerta 2 se recibe la señal del OFV que va de 5 a 5.350 MHz. El drenador del MOSFET tiene un circuito resonante sintonizado a 9 MHz y todas las señales que no cumplan con el requisito de que la diferencia entre su portadora y la frecuencia del OFV sea 9 MHz serán rechazadas por este circuito. Así, si existe una señal de 14.220 MHz en la antena y el OFV está sintonizado a 5.220 MHz, la diferencia es:

$$14.220 - 5.220 = 9 \text{ MHz}$$

Esta señal es amplificada por el siguiente transistor o amplificador de Ff. Usualmente existen dos o tres etapas de amplificación de FI cuando se utilizan tran-

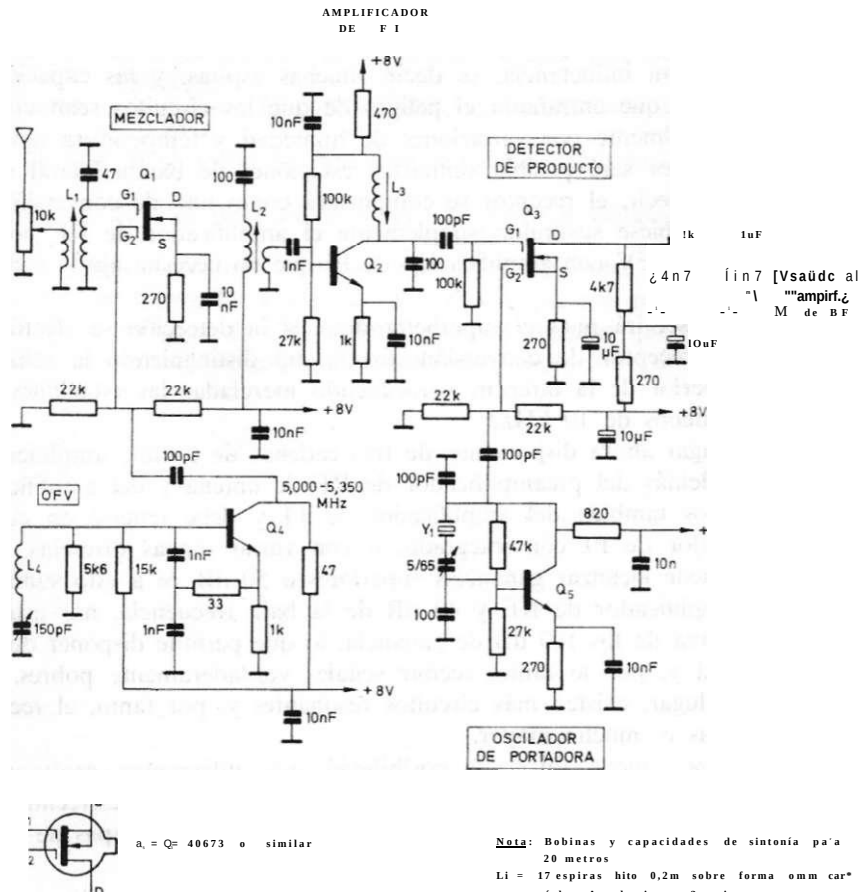


Fig. 3.24 Receptor superheterodino para CW y BLU.

¿stores. Existen diversos integrados especialmente diseñados para efectuar la función de amplificador de FI. Algunos son muy costosos, otros son difíciles de adquirir, pero para quien desea montar sus propios equipos siempre queda la solución de hacerlo con transistores. La señal amplificada de FI va al detector de producto, donde recibe la señal de RF de frecuencia portadora constante e igual a la de la FI, produciéndose un tono de 1 kHz aproximadamente si hay una señal de CW, o escuchándose la voz de quien esté emitiendo, si se trata de banda lateral.

Quien desee montar este esquema debe utilizar un cristal de cuarzo de cualquier canal de 27 MHz que, oscilando en la fundamental, daría una frecuencia próxima a 9 MHz. Deberán sintonizarse las bobinas L_1 y L_3 , exacta-

ción de

(notch),

ét valor de
[MU/

- íatera!

•feria ser un

•c ecuador

FI. El dia-

de produc-

beterodino

ida en el

trába-

la ahora el

k> tanto, se

¡Jador de

ir telegra-

pri pream-

icra de los

pasa al cir-

le ahí a la

FV que va

anante sin-

ito de que

VfHz serán

en la an-

I. Usual-

ran tran-

70 Receptores y transceptores de BLU y CW

mente a esta frecuencia. El ancho de banda obtenido con circuitos resonantes simples es bastante grande, y difícilmente bajará de 10 kHz, a menos que las bobinas tuvieran gran inductancia, es decir, muchas espiras, y las capacidades fueran pequeñas, lo que entrañaría el peligro de que los circuitos sean críticos y se desajusten fácilmente por variaciones de humedad y temperatura ambiental. Con este receptor será posible sintonizar estaciones de banda lateral superior o inferior; es decir, el receptor se comportará como uno de conversión directa en que se hubiese sustituido simplemente el amplificador de RF por un conjunto mezclador-OFV con amplificación de FI que no necesite ajuste o arrastre de sintonía.

¿De qué nos servirá pues el superheterodino, si la detección se efectúa de forma similar al receptor de conversión directa, no distinguiendo la señal de banda lateral superior de la inferior, y recibiendo mezcladas las estaciones que estén separadas menos de 10 kHz?

En primer lugar ahora disponemos de tres cadenas de posible amplificación de señal, pues además del preamplificador de RF de antena y del amplificador de BF disponemos también del amplificador de FI y debe tenerse en cuenta que un amplificador de FI con integrado, o con varias etapas discretas, pero bien diseñado, puede alcanzar ganancias superiores a 50 dB. Si a esto sumamos 12 dB del preamplificador de RF y 40 dB de la baja frecuencia, nos estamos situando por encima de los 100 dB de ganancia, lo que permite disponer de una buena sensibilidad y, por lo tanto, recibir señales verdaderamente pobres.

En segundo lugar, existen más circuitos resonantes y, por tanto, el rechazo a señales próximas es mucho mayor.

En tercer lugar, queda abierta la posibilidad, que utilizaremos profusamente, de aumentar la selectividad del receptor utilizando filtros muy estrechos que, por trabajar a frecuencias fijas, sólo sería posible utilizar en las etapas de la FI.

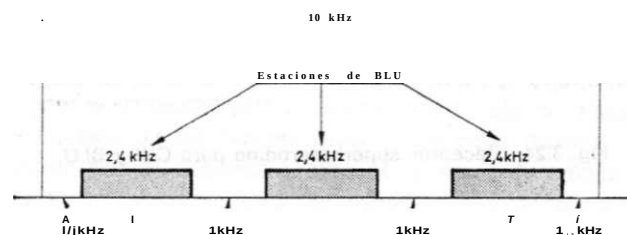


Fig. 3.25 Ancho de banda ocupado por una emisión de BLU.

Si bien cuando estudiemos la emisión de banda lateral única descubriremos importantes ventajas de ahorro de potencia, mayor alcance, etc., la razón primordial es la de ocupar menos anchura de banda. En la figura 3.25 se muestra el ancho de banda de 10 kHz ocupado por tres estaciones de BLU separadas 1 kHz entre ellas, sin ninguna interferencia entre las mismas.

En efecto, el número de radioaficionados ha crecido notablemente y el ancho de banda ocupado por las estaciones de AM es de unos 10 kHz, por lo que

..antes
I que las
.racidades
in críticos
i ambien-
eral supe-
lp«%ersión di-
RF por un
••te o arras-

tfectúa de
b señal de
. nes que

amplificación
I amplificador
se en cuenta
fccretas, pero
esto sumamos
nos estamos
(poner de una
i pobres,
el rechazo

profusamen-
istrechos que,
pas de la FI.

en la banda de los 14 MHz, en fonía 14,100 a 14,350 MHz, en donde hay disponible 250 kHz, el número de comunicados que podrían existir simultánea-

mente sería: $\frac{250 \text{ kHz}}{10 \text{ kHz}} = 25$ comunicados, lo que equivale a disponer de 25 ca-

nales de AM. Si el ancho de banda de la señal de emisión se reduce a 2,4 kHz, entonces los canales disponibles serán: $\frac{250}{2.4} = 104$ canales de BLU.

Los componentes que permiten emitir y recibir una banda mucho más estrecha son los filtros, los cuales serán pues los que nos permitirán construir los receptores y emisores de CW y BLU, y puede decirse que son el corazón del equipo y determinan la calidad de emisión y recepción en un porcentaje muy elevado.

e BLU.

•nica descubririre. etc., la razón
•ra 3.25 se mues-
fc BLU separadas

Uemente y el an-
> kHz, por lo que

Capítulo 4

Filtros

Filtro es todo dispositivo destinado a limitar un ancho de banda. Si este ancho de banda es de tan sólo 2,4 kHz y el filtro se coloca en la entrada del amplificador de FI, solamente podrá pasar el ancho ocupado por una estación de banda lateral y las estaciones que estén próximas serán rechazadas. La figura 4.1 muestra algunas de las señales que aparecen en el mezclador como resultado de sumar o restar las señales de entrada al receptor, captadas por la antena, con la señal del OFV. Algunas estaciones en las bandas de radioaficionado pueden estar muy próximas, pero si hay un filtro muy selectivo, es decir, que sólo deje pasar las señales de, por ejemplo, 9,000 MHz a 9,0024 MHz, las otras quedarán rechazadas. En efecto, de las señales *M*, *N*, *O* y *P* solamente la *V* coincide con las frecuencias del filtro, y es la que será amplificada por el amplificador de FI.

En una primera aproximación un filtro viene a ser como una puerta o ventana que sólo deja pasar señales que tengan el mismo ancho. Esto sería el filtro ideal, pero en la práctica el filtro no se comporta exactamente como una puerta.

Para comprender esto, estudiemos las curvas obtenidas con diferentes componentes o circuitos. La figura 4.2 A es la respuesta de un filtro constituido por un circuito resonante LC, es decir, una bobina y un condensador. Se puede observar que no existe un corte brusco del ancho de banda, sino que la atenuación va aumentando hacia los dos extremos de la curva.

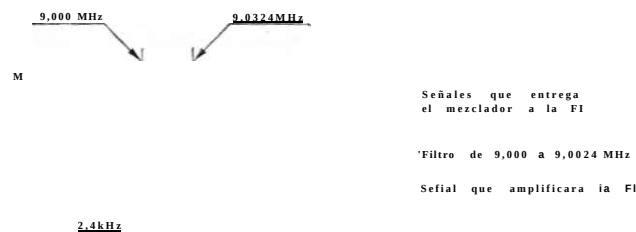


Fig. 4.1 Efecto del filtro de cristal de cuarzo; su comportamiento es análogo al de una puerta o ventana.

tulo 4

Filtros

ida. Si este
entrada del
ina estación
La figu-
?r como re-
por la an-
f radioaficionado
decir, que
MHz. las otras
«lamente la ¿V
ida por el am-

puerta o ven-
usto sería el
ite como una

diferentes com-
constituido por
Se puede ob-
que la atenúa-

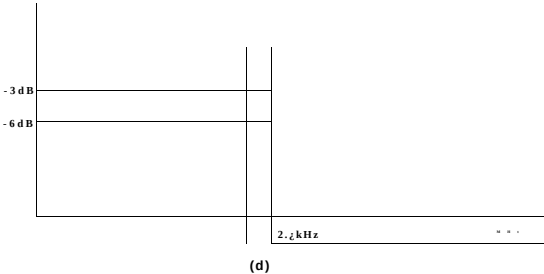
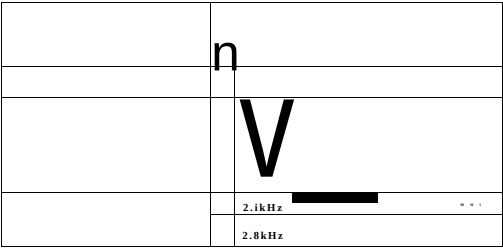
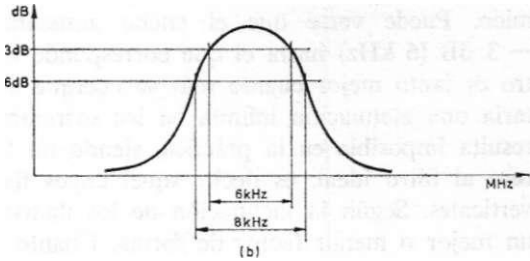
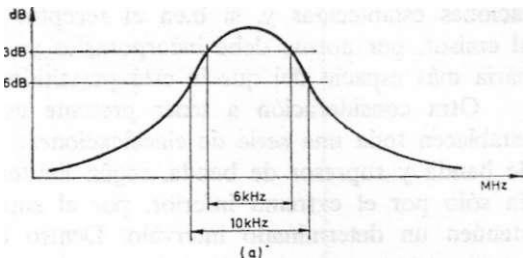


Fig. 4.2 A) curva de un filtro resonante LC; B) curva de un filtro cerámico; C) respuesta de un filtro de cuarzo; D) respuesta de un filtro teórico ideal; su forma es exactamente la de una puerta.

Aunque los filtros constituidos por elementos LC se emplean profusamente en los receptores normalmente comercializados para el público en general y, debido a que su ancho de banda difícilmente baja de 10 kHz, resultan adecuados para estaciones de amplitud modulada, no lo son para escuchar estaciones de banda lateral o telegrafía, puesto que se podrían recibir varias de ellas a la vez.

Debe tenerse presente que los filtros serán necesarios también en emisión al objeto de salir con el ancho de banda limitado por las normas y reglamen-

es análogo al de

74 Receptores y transceptores de BLU y CW

taciones establecidas y, si bien el receptor puede carecer de filtros adecuados al emisor, por norma debe incorporarlos ya que de lo contrario su emisión ocuparía más espacio del que le está permitido.

Otra consideración a tener presente es que cuando se trata de filtros se establecen toda una serie de clasificaciones: de paso alto, de paso bajo, de paso de banda y supresor de banda, según limiten respectivamente un ancho de banda sólo por el extremo inferior, por el superior, por los dos extremos, o sólo atenúen un determinado intervalo. Dentro de esta clasificación, los filtros que estudiamos en este capítulo ocuparían la categoría de filtros de paso de banda.

En la figura 4.2 B está dibujada la curva de respuesta de un filtro cerámico. Puede verse que el ancho aumenta poco desde el correspondiente a -3 dB (6 kHz) hasta el que corresponde a -6 dB (8 kHz). Por tanto, un filtro es tanto mejor cuanto más se acerque al filtro ideal (fig. 4.2 D) que presentaría una atenuación infinita en los extremos del ancho de banda elegido. Esto resulta imposible en la práctica, siendo un filtro tanto mejor cuanto más se parece al filtro ideal, es decir, aquel cuyos flancos son dos rectas completamente verticales. Según la inclinación de los flancos de la curva del filtro se habla de un mejor o menor factor de forma. Cuanto más alto es el factor de forma más se parece al filtro ideal.

FILTROS CERÁMICOS

Los filtros cerámicos (fig. 4.3) son económicos y se utilizan principalmente en receptores, incluso de equipos comerciales como el Kenwood (modelos R-600, R-1000 y R-2000), pero su factor de forma no llega a igualar al de los filtros de cristal de cuarzo.

Una de las firmas que ha desarrollado filtros cerámicos es la Murata del Japón. De dicha firma incluimos la tabla de filtros cerámicos para trabajar en frecuencias intermedias de 455 kHz, con anchos de banda nominales desde 15 kHz para trabajar en FM (modalidad de frecuencia modulada), pasando por anchos de 10, 7,5, 6 e incluso 4,5 kHz, útiles en recepción de señales de AM y finalmente con filtros de tan sólo 3 o bien 2 kHz, adecuados para telegrafía y banda lateral. Como se puede apreciar, existen dos calidades, los CFU y los

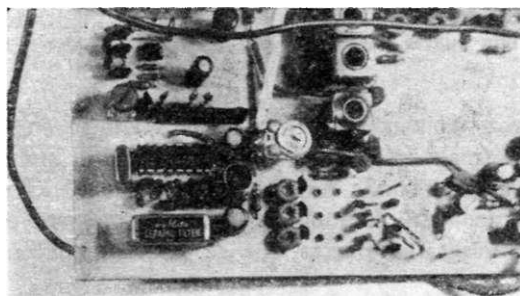


Fig. 4.3 Pletina receptora que utiliza un filtro cerámico de 10,7 MHz.

los filtros adecuados para su emisión ocu-
 rren de filtros se
 de paso bajo, de paso
 de un ancho de ban-
 dos extremos, o sólo
 en los filtros que
 de paso de banda.
 de un filtro cerá-
 correspondiente a
 En. Por tanto, un fil-
 (4.2D) que presen-
 banda elegido. Esto
 cuando más se pa-
 ras completamente
 el filtro se habla de
 factor de forma más

principalmen-
 Karwood (modelos
 a igualar al de los
 es la Murata del
 para trabajar en
 terminales desde 15
 (banda), pasando por
 de señales de AM y
 para telegrafía y
 los CFU y los

de 10,7 MHz.

TABLA 4.1. Filtros cerámicos do la firma Mura ta para transeptores.

Canal		6 dB Ancho de banda (kHz) min	Atenua- ción del ancho de banda (kHz) máx	Atenuación del paso banda (dB) min		Atenua- ción de inserción (dB) máx	Impe- dancia de salida kΩ
Número				CFU	CFW		
CFU	CFW						
CFU455B2	CFW455B	± 15	+ 30	27	35	4	1,5
CFU455C2	CFW455C	± 12,5	± 24	27	35	4	1,5
CFU455D2	CFW455D	± 10	± 20	27	35	4	1,5
CFU455E2	CFW455E	± 7,5	± 15	27	35	6	1,5
CFU455F2	CFW455F	± 6	± 12,5	27	35	6	2
CFU455G2	CFW455G	± 4,5	± 10	25	35	6	2
CFU455H2	CFW455H	± 3	± 9	25	35	6	2
CFU455I2	CFW455I	± 2	± 7,5	25	35	5	2
CFU455HT	CFW455HT	± 3	± 9	35	60	6	2
CFU455IT	CFW455IT	± 2	± 7,5	35	60	6	2

76 Receptores y transceptores de BLU y CW

CFW. La diferencia esencial estriba precisamente en su factor de calidad, denominado también factor de forma, pudiendo apreciarse que el filtro CFU455IT que es nominalmente de 2 kHz, se atenúa 35 dB para un ancho de 7,5 kHz, mientras que el CFW455IT presenta similares características a excepción de una atenuación de 60 dB para un ancho de 7,5 kHz (ver tabla 4.1).

Los filtros cerámicos se utilizan en recepción y también en transceptores de FM. Para CW y BLU es más usual utilizar filtros de cuarzo por su mejor factor de forma. La figura 4.4 ilustra diversos tipos de filtros cerámicos y de

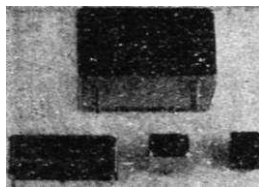


Fig. 4.4 Diversos tipos de filtros. Arriba, filtro de cuarzo de 9 MHz y 6 polos; en el centro, filtros cerámicos de 455 kHz; abajo a la izquierda, filtro monolítico de cuarzo de 10,7 MHz, y a la derecha, filtro cerámico de igual frecuencia.

cuarzo comerciales. La impedancia de los filtros cerámicos varía, por lo común, entre 1,5 y 2 k Ω , por lo que en su incorporación a los circuitos prácticos deberá respetarse su impedancia. Puede realizarse una adaptación de impedancias mediante un transformador de FI (fig. 4.5 A). Aunque de inferior rendimiento, la adaptación por resistencia resulta perfectamente útil. Los transistores de silicio de baja señal pueden tener una impedancia de salida próxima a la del filtro cerámico (fig. 4.5 B). Además de los filtros propiamente cerámicos, existen los llamados resonadores cerámicos contenidos en encapsulados muy pequeños y con sólo dos patillas. Permiten la máxima circulación de corriente para la frecuencia de resonancia, porque pueden utilizarse según el esquema de la figura 4.5 C en el que, conectado el resonador entre emisor y masa, el transistor da la máxima ganancia en la frecuencia de resonancia. Como filtros, estos resonadores suelen tener una respuesta de unos 10 kHz.

FILTROS DE CUARZO

La combinación de cristales de cuarzo y algunos componentes auxiliares permite desarrollar filtros de paso de banda con muy buenos factores de forma. Los cristales de cuarzo se utilizaron durante muchos años en circuitos osciladores, ya que presentaban unas características de estabilidad de frecuencia muy altas. En sí, los cristales de cuarzo son reemplazables por un circuito resonante LC, pero con la diferencia de que el factor de calidad o factor «Q» de estos últimos es muchísimo más bajo.

idad, de-
TU455IT
7.5 kHz,
n de una

nsceptores
su mejor
icos y de

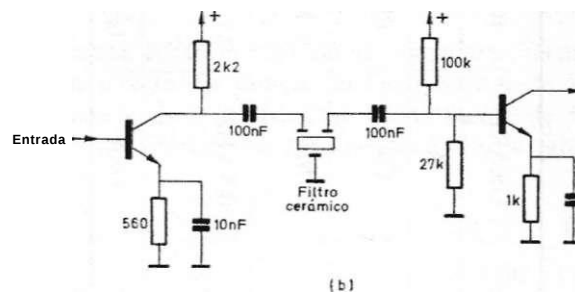
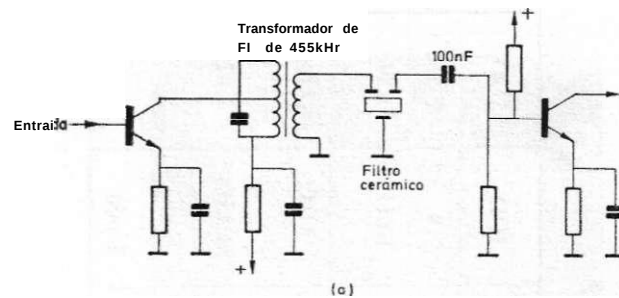


Fig. 4.5 A) filtro cerámico adaptado con transformador; B) filtro cerámico en un circuito aperiódico; C) disposición de un resonador cerámico.

Como se ha expuesto anteriormente, los circuitos LC pueden tener un factor Q elevado a expensas de ser críticos y resultar inestables, lo que los hace inadecuados para desarrollar filtros de paso de banda de buenas características.

Los filtros de cuarzo tienen tantos polos como cristales de cuarzo contengan. Cuantos más polos, mejor es su factor de forma.

Hasta hace pocos años era difícil que el radioaficionado tuviera equipos de medición y análisis como osciloscopio, frecuencímetro, etc., con los que pudo realizar sus propios filtros de cuarzo, por lo que generalmente éstos debían adquirirse de firmas comerciales, a precios bastante elevados.

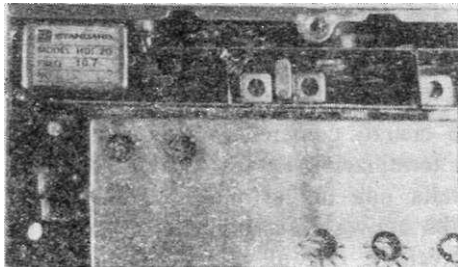
irriba. filtro de
srrtro, filtros ce-
^•werda. filtro mo-
; a derecha, fil-
scuencia.

por lo común,
s prácticos de-
de impedancias
>r rendimiento,
«nnsistores de si-
a la del filtro
*cos, existen los
muy pequeños y
diente para la fre-
ma de la figura
transistor da la
estos resonado-

ponentes auxiliares
'factores de forma.
circuitos oscilado-
de frecuencia muy
hm. circuito resonan-
rfactor «(?)» de estos

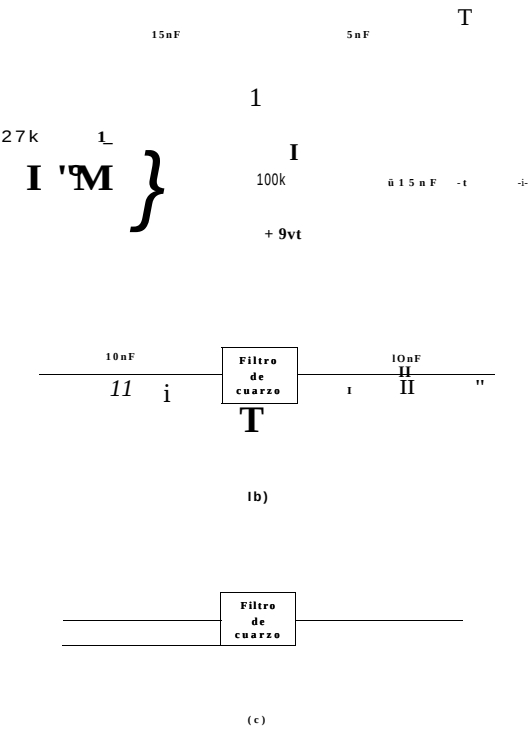
TABLA 4.2. Filtros de cuarzo comerciales más comunes.

<i>Marca o modelo</i>	KVG XF-9A	KVG XF-9B	KVG XF-9NB	DRAKE	DRAKE	1QD	1QD	1QD
<i>Polos</i>	5	8	8	6	8	6	8	5
<i>Aplicación</i>	BLU emisión	BLU recepción	CW	BLU	CW	BLU	BLU	CW
<i>Frecuencia nominal</i>	9 MHz	9 MHz	9 MHz	5 MHz	5 MHz	9 MHz	9 MHz	9 MHz
<i>Ancho de banda a - 6 dB</i>	2,5 kHz	2,4 kHz	0,5 kHz	2,4 kHz	0,5 kHz	2,5 kHz	2,4 kHz	0,5 kHz
<i>Procedencia</i>	Alemania	Alemania	Alemania	USA	USA	Japón	Japón	Japón



Fig; 4.S Futro de cuarzo de 10,7 MHz en un transceptor comercial.

La firma alemana KVG es una de las populares fuentes de suministro de filtros de cristal de cuarzo. Es famoso su filtro XF9-A de 2,5 kHz de ancho de banda, a la frecuencia de 9 MHz. Con mejor factor de forma se presenta el filtro XF9-B. Pero sus precios son algo elevados. En la tabla 4.2 se detallan al- : nos de ellos.



. 4.7 A) adaptación de un filtro por impedancia de circuitos; B) adaptación de un filtro por adición de resistencias; C) adaptación del filtro por transformadores toroidales.

80 Receptores y transceptores de BLU y CW

El radioaficionado podrá adquirir alguno de estos filtros y ahorrar un buen número de horas que puede invertir en la construcción de los mismos, pero no hay duda de que para muchos la construcción del mismo es en sí una verdadera investigación y experiencia que ayuda a una profunda comprensión de lo que es la banda lateral (fig. 4.6).

Los filtros de cuarzo comerciales se pueden adaptar en diversas formas. La impedancia de terminación de los filtros KVG es de 500 ohmios. En la figura 4.7 A se detalla una de las posibles formas de adaptación. Consiste en adaptar los circuitos activos a la impedancia de terminación del filtro de 500 ohmios. Puede apreciarse que el transistor Q₁ tiene el colector conectado al polo positivo a través de una resistencia de 470 ohmios, mientras que en la salida del filtro, la base de Q₂ está conectada a masa a través de una resistencia de 470 ohmios, si bien un condensador permite que su polarización se obtenga a través de un divisor resistivo formado por resistencias de 100 K y 27 K.

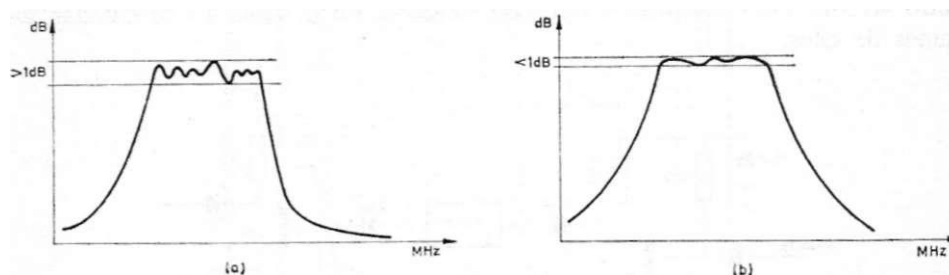


Fig. 4.8 A) curva de respuesta de un filtro sin resistencia de terminación; B) Curva del mismo con resistencia de terminación.

La forma de adaptación más simple es cargar directamente los terminales del filtro con resistencias de valor próximo a su impedancia característica (figura 4.7 B) ya que, de no existir estas resistencias, podría haber un rizado en la parte plana del filtro (figura 4.8 A). Si el rizado es superior a 1 dB, los tonos de la voz resultarán desagradables, ya que se reforzarán algunas frecuencias, atenuándose otras, lo que desfigura la voz.

CONSTRUCCIÓN DE FILTROS DE CUARZO

Un cristal de cuarzo, cuando se utiliza en un circuito oscilador, entrega una señal de RF a una frecuencia F_o . Esta frecuencia, que dependerá en parte de las capacidades del circuito, es la llamada frecuencia de oscilación. Ahora bien, si se hace pasar una señal de RF a través del mismo cristal por un circuito tal como el de la figura 4.9, el voltímetro de RF indicará la máxima señal para una frecuencia F_r . Tratándose del mismo cristal parece que en ambos casos F_o y F_r deberían ser iguales, pero la práctica demuestra que esto no ocurre; cuando los cristales son del orden de 9 MHz, la diferencia entre ellos

un buen
os. pero
una ver-
dión de

formas.
En la fi-
siste en
de 500
ctado al
;n la sa-
íMstencia
obtenga
1 K.

- erminales
erística (figu-
rizado en la
IB. los tonos
frecuencias.

ilador. entrega
iderá en parte
rilación. Ahora
stal por un cir-
hcará la máxima
zc que en am-
ra que esto no
icia entre ellos

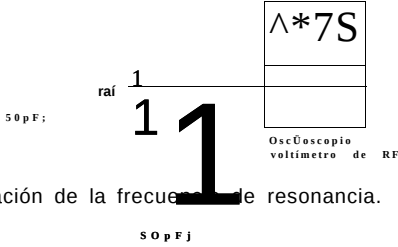


Fig. 4.9 Determinación de la frecuencia de resonancia.

es de 1 a 2 kHz aproximadamente, estando siempre F_2 por debajo de F_s de forma que podemos escribir

$$F_j - F_2 = 1,5 \text{ kHz (aproximadamente)}$$

Lo que hemos hecho en el circuito de la figura 4.9 para probar el cristal es insertar unos pequeños condensadores entre ambos extremos del cristal de cuarzo y masa, ai objeto de derivar a masa la capacidad parásita interna. En efecto, un cristal de cuarzo, además de presentar las características de un circuito LC de alto Q, presenta una capacidad residual, que puede variar entre 3 y 7 pF para cristales de cápsula pequeña como la HC-25. Por esta capacidad pasaría la señal de RF cualquiera que ésta fuera, y la lectura de la señal de RF que realmente resonara en el cuarzo sería dificultosa. La primera consecuencia es que existen dos frecuencias para un mismo cristal: la frecuencia de oscilación,

IA BLA 4.3. Frecuencias de los cristales de banda ciudadana. Las frecuencias se corresponden con los cristales de emisión. Los de recepción son 455 kHz inferiores.

B) Curva

Canal	Frecuencia	Canal	Frecuencia
1.	.26.965	21.	.27.215
2.	.26.975	22.	.27.225
3.	.26.985	23.	.27.255
4.	.27.005	24.	.27.235
5.	.27.015	25.	.27.245
6.	.27.025	26.	.27.265
7.	.27.035	27.	.27.275
8.	.27.055	28.	.27.285
9.	.27.065	29.	.27.295
10.	.27.075	30.	.27.305
11.	.27.085	31.	.27.315
12.	.27.105	32.	.27.325
13.	.27.115	33.	.27.335
14.	.27.125	34.	.27.345
15.	.27.135	35.	.27.355
16.	.27.155	36.	.27.365
17.	.27.165	37.	.27.375
18.	.27.175	38.	.27.385
19.	.27.185	39.	.27.395
20.	.27.205	40.	.27.405

82 Receptores y transceptores de BLU y CW

F_0 , que se obtiene cuando el cristal está en un circuito activo, con realimentación positiva y, por tanto, oscilando y entregando una señal de RF, para lo que necesita un aporte de energía mediante la tensión continua de alimentación de dicho circuito; y la frecuencia de resonancia, F_r , que es la que pasa a través del cristal de cuarzo cuando éste se encuentra en un circuito pasivo en el que se producen pérdidas de señal o atenuación, aun para la frecuencia de resonancia, que reciben el nombre de pérdidas de inserción y pueden variar entre 1 y 8 dB.

Por tanto, para construir un filtro de cuarzo no bastará atenerse al esquema para unir los diferentes cristales y componentes, ya que habrá que saber cuál es la frecuencia de resonancia exacta de cada cristal y no la de oscilación. No es acertado probar los cristales en un circuito oscilante para determinar su frecuencia con un frecuencímetro; lo que se debe hacer es probarlos en un circuito como el de la figura 4.9 para averiguar la frecuencia de resonancia.

Al objeto de conseguir cristales de cuarzo económicos y fáciles de localizar partiremos de la CB o banda ciudadana, que en la actualidad pueden encontrarse en la mayoría de países por menos de medio dólar la unidad.

Estos cristales se utilizan generalmente en los walkie-talkies, y los más nor-

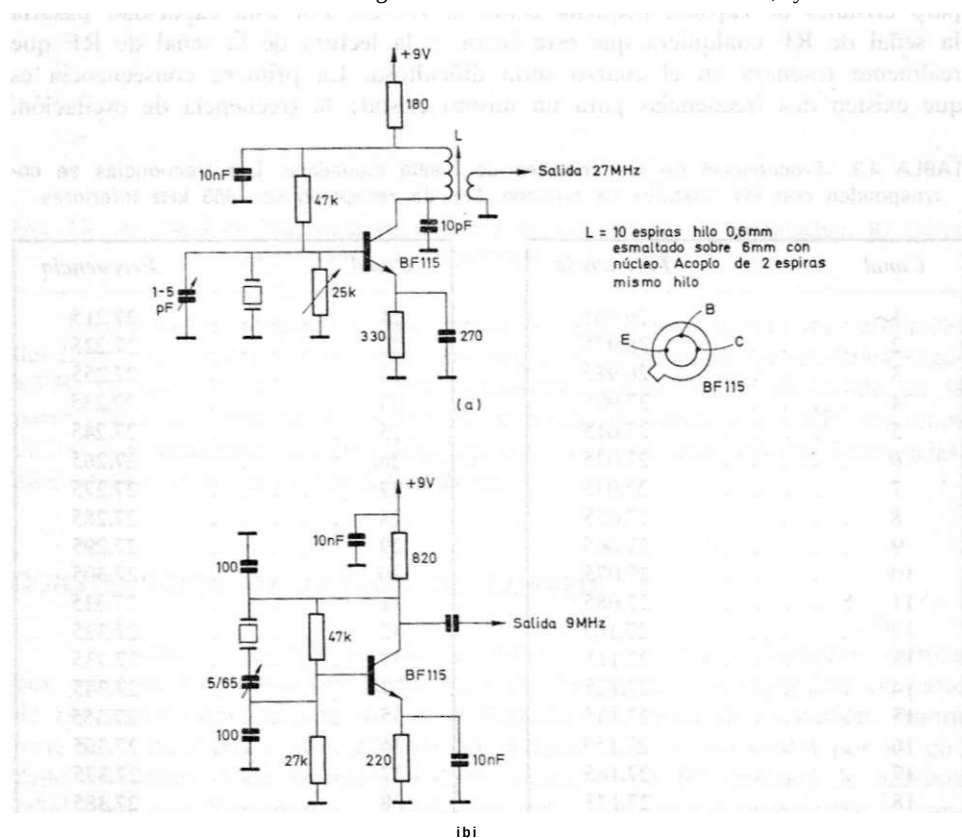


Fig. 4.10 A) oscilador de tercer sobretono; B) oscilador en modo fundamental.

malizados corresponden a los primeros 40 canales. Existen los cristales para el oscilador del receptor y para el del emisor. Entre ellos existe una separación de 455 kHz determinada por el valor de FI comúnmente utilizado. En la tabla 4.3 se detallan las frecuencias de los primeros 40 canales de emisión.

Estos cristales están cortados para oscilar en su tercer sobretono, por lo que su frecuencia fundamental es aproximadamente igual a $1/3$ de la indicada en la citada tabla, aunque no exactamente igual porque ni la frecuencia de oscilación ni la de resonancia en modo fundamental son exactamente la tercera parte de su frecuencia en 27 MHz.

Veamos algunas experiencias que muestran cómo se comportan los cristales de CB o 27 MHz. Si montamos el circuito oscilador de la figura 4.10 A y ponemos en él un cristal de, por ejemplo 27.015 kHz, en la salida obtendremos esta misma frecuencia, lo que es posible comprobar con un frecuencímetro. Un condensador de poca capacidad entre las patillas del cristal de cuarzo hará bajar ligeramente la frecuencia, pero bastarán unos pocos picofaradios para que el cristal deje de oscilar. Tomemos ahora el mismo cristal y pongámoslo en el oscilador de la figura 4.10 B. En teoría, y debido a que es un circuito que oscila en fundamental, por ser un cristal del tercer sobretono, debería oscilar a: 27.015

—• = 9.005 kHz, pero lo más probable es que obtengamos una lectura tan dispar como de 9.002 a 9.009 kHz con cualquiera de los valores intermedios, por lo que obtener 9.005 kHz sería una verdadera casualidad. Si ponemos 10 cristales de 27.015 kHz en dicho oscilador obtendremos lecturas de este tipo:

uno ...	9.002
dos ...	9.003,5
dos ...	9.004
uno ...	9.005,5
dos ...	9.006
uno ...	9.007
uno ...	9.007,5

es decir, descubrimos con asombro que la mayoría de cristales son diferentes.

Para desanimarnos un poco más pongamos sucesivamente varios cristales de 27.005 kHz en el oscilador de modo fundamental (fig. 4.10 B). Teóricamente deberíamos obtener

$$\frac{27.005}{3} = 9.001,6666 \text{ kHz}$$

pero el frecuencímetro nos marcará valores tales como

9.000
9.001
9.003
8.998
9.006

Fig. 4.11 Banco de pruebas para determinar la frecuencia de resonancia de los cristales de cuarzo.

OA90, los cuales entregarán una pequeña tensión continua cuya medida no excederá la escala de microvoltios del tester. Cuando el índice del tester alcance el máximo valor, se leerá la frecuencia del indicador digital o frecuencímetro, y ésta será la frecuencia de resonancia del cristal. Se guardará cada cristal consignando en su envoltura la frecuencia de oscilación y la de resonancia, anotadas mediante una etiqueta por ejemplo.

Ahora vamos a construir nuestro primer filtro de cuarzo para banda lateral.

En la figura 4.12 se representa la respuesta de un filtro de cuarzo que da paso a la banda lateral superior, con una anchura de 2,4 kHz, limitada en el extremo inferior a 9.000 kHz y en el superior a 9.002,4 kHz.

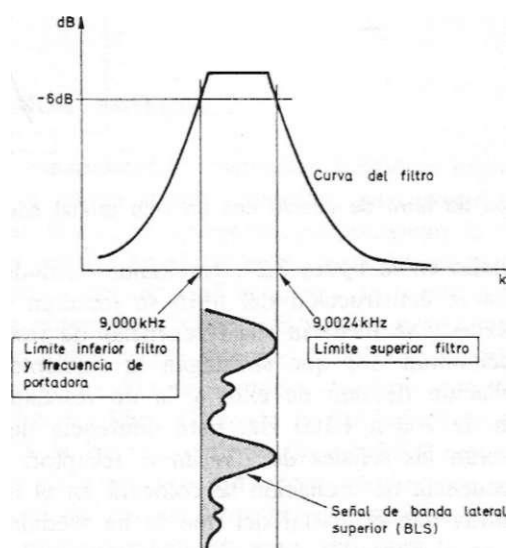


Fig. 4.12 Curva de respuesta de un filtro de cuarzo y señales de banda lateral superior y de portadora.

Además de los cristales necesarios para construir este filtro, será necesario un cristal más para generar la señal de RF denominada portadora y que se inyecta en el detector de producto (figuras 3.9 A y B, 3.20, 3.23 y 3.24). La señal de portadora para banda lateral deberá tener una frecuencia igual a la del límite inferior del filtro: en este caso 9.000 kHz; en el caso de banda lateral inferior (BLI) la portadora deberá estar centrada en 9.002,4 kHz.

FILTRO DE TELEGRAFÍA

Este es uno de los filtros más sencillos de obtener y muy eficaz, pero sólo es utilizable para CW, pues para BLU resultaría demasiado estrecho. En la figura 4.13 se detalla el esquema. Para su aplicación sólo requiere una bobina, un condensador o trimmer y una resistencia. Este circuito se puede adaptar al

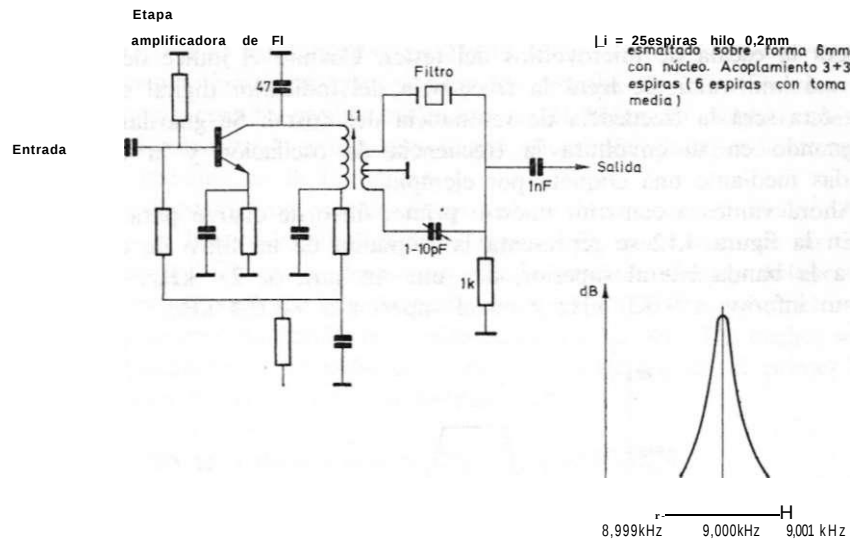


Fig. 4.13 Disposición de filtro de cuarzo con un solo cristal adecuado para CW.

superheterodino detallado en la figura 3.24, resultando verdaderamente útil para practicar la CW. Para la construcción del filtro se tomarán varios cristales de cuarzo de CB (27 MHz) y se medirán sus frecuencias de resonancia y de oscilación. Sólo se seleccionarán dos que satisfagan la siguiente condición: entre la frecuencia de oscilación de uno de ellos y la de resonancia del otro debe haber una separación de 700 a 1.100 Hz. Esta diferencia de frecuencias es el tono con que aparecerán las señales de CW en el receptor. El cristal del que hemos medido su frecuencia de oscilación se colocará en el oscilador de portadora (fig. 3.24), mientras que el cristal del que se ha medido su frecuencia de resonancia se situará en el filtro (fig. 4.13). No importa que la frecuencia de oscilación esté por encima o por debajo de la de resonancia. El tono de audio obtenido al recibir una señal de CW podrá modificarse en parte al mover el trimer del oscilador de portadora. El ajuste del filtro es relativamente sencillo si se dispone de instrumentos; el único ajuste posible aquí es el del trimer, el cual deberá ajustarse para máximo rechazo de señales próximas, pero no iguales, a la de frecuencia de resonancia del cristal del filtro.

Estudiemos el funcionamiento. La señal de FI llega a la bobina L_1 , cuyo secundario consiste en un arrollamiento con toma central a masa. En cada lado del arrollamiento habrá tensiones idénticas, pero de signo contrario. Si unimos estos dos extremos, la tensión se anulará y esto lo hacemos a través del cuarzo y del trimer. Si tenemos en cuenta que debemos ajustar la capacidad del trimer al mismo valor que la capacidad residual del cristal de cuarzo, entonces en el punto de unión del trimer y cristal de cuarzo, que constituye la salida que va «shuntada» a masa a través de una resistencia de terminación, la señal también deberá ser nula. Y de hecho lo es a excepción de cuando una de las señales que llegan a la FI corresponde a la frecuencia de resonancia. Cuando esto sucede, el cristal de cuarzo se comporta como si fuera un conductor y, por lo

tanto, sólo una pequeña fracción de señal pasa por el trimmer y resta tensión a la señal de salida. El filtro presenta, pues, una pequeña pérdida en la señal de salida, respecto a la de entrada. Todo filtro presenta una pérdida denominada de inserción y es más acusada cuanto más estrecha es su banda de paso.

El ajuste completo del transceptor se haría escuchando una señal de CW y ajustando las bobinas del preamplificador de RF y de la FI para obtener la máxima señal de salida de audio. Después desplazaríamos ligeramente la sintonía principal y moveríamos el trimmer del filtro, hasta obtener anulación o rechazo de esta señal de CW, que sintonizamos con cierta desviación (1 kHz). Cuando el filtro está bien sintonizado, el ruido de fondo disminuye porque sólo puede atravesar el filtro el ruido cuya frecuencia sea igual a la de resonancia del cristal.

FILTROS DE BANDA LATERAL

Los filtros de banda lateral tienen unas funciones específicas a cumplir. En emisión suprimen la banda lateral indeseada, para pasar de doble banda lateral a banda lateral única; en recepción proporcionan la selectividad necesaria para el rechazo de señales próximas a la que se desea sintonizar.

El primer punto a decidir será el ancho de banda del filtro. Durante muchos años la firma comercial Collins (USA) hizo prestigiosos equipos de banda lateral, en los que utilizaba un «truco». Empleaba un filtro tan ancho como 3,5 o 4 kHz para la sección de emisión, mientras que el filtro de recepción era del orden de los 2,3 kHz. Con ello la calidad de emisión era indiscutible, pues era próxima a la de una emisión de amplitud modulada, conteniendo la señal buen número de timbres y armónicos vocales que dan más calidad a la voz. En recepción, al utilizar un filtro estrecho se obtenía una selectividad muy acusada, pudiendo separar estaciones muy próximas.

La mayoría de transceptores utilizan un solo filtro para simplificación circuital y ahorro. Entonces el filtro representa un compromiso entre calidad de emisión y selectividad en recepción. Cuanto más estrecho es el filtro más disminuye la inteligibilidad. La mayoría de filtros suelen situarse entre 2,4 y 2,7 kHz, pero los hay más estrechos, pudiendo llegar a 2,1 kHz. Cuando la voz se recorta por debajo de este umbral, pierde timbre y matices, resultando menos natural y más difícil de reconocer. Se llegan a utilizar filtros de hasta 1,8 kHz, generalmente conmutables con otros más anchos, para utilizarlos en períodos de mucha actividad o propagación (expediciones, «pile-ups», concursos, etc.).

Un filtro de banda lateral fácil de construir es el llamado filtro de media celosía. Se corresponde con el filtro de telegrafía que hemos estudiado, pero cambiando el trimmer por otro cristal. Dado que las capacidades residuales de los dos cristales serán similares, las señales de RF que aparecerán a la salida serán de polaridad opuesta y se anularán, a excepción de las frecuencias de resonancia de Y_1 e Y_2 . Dichas frecuencias de resonancia deberán estar separadas unos 1,5 kHz para obtener un ancho de filtro efectivo de unos 2,4 kHz a — 6 dB. Las figuras 4.14 A, B y C ilustran lo explicado. Además de estos dos

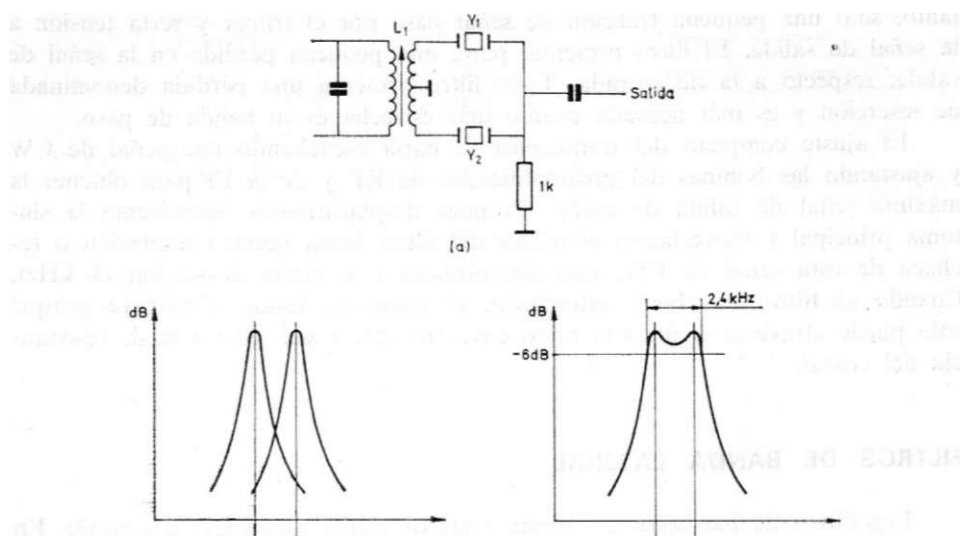


Fig. 4.14 A) filtro de cuarzo de media celosía; B) curva de respuesta de cristales Y_1 e Y_2 ; C) curva de respuesta del filtro de media celosía.

cristales deberá seleccionarse otro cristal para el oscilador de portadora, que deberá tener una frecuencia de oscilación igual a la de resonancia de uno de los dos cristales. En el caso de ser el filtro para banda lateral superior, la frecuencia de oscilación deberá ser igual a la de resonancia del cristal más bajo. Si se desea obtener un filtro para trabajar en banda lateral inferior, entonces la frecuencia del cristal oscilador de portadora debe ser igual a la frecuencia de resonancia del cristal de más alta frecuencia.

Naturalmente, si el filtro debe trabajar en un receptor con diferentes bandas, en que pueda necesitarse algunas veces trabajar en banda lateral superior y otras en banda lateral inferior, entonces deberán escogerse dos cristales osciladores y conmutarlos según la banda lateral elegida, superior o inferior.

Veamos un ejemplo. Disponemos de varios cristales con sus frecuencias de resonancia y oscilación etiquetados y los denominamos A, B, C, etc. Supongamos que obtenemos los valores del cuadro de la tabla 4.4. Si deseamos obtener un filtro para banda lateral de unos 2,4 kHz, deberemos escoger dos cristales que tengan una separación próxima a 1,5 kHz; por ejemplo, el D y el C tienen una separación de:

$$9.003.8 - 9.002.1 = 1.7 \text{ kHz}$$

Para el oscilador de portadora podrá servir el cristal A que oscilará inicialmente a 9.001,4, pero que moviendo el trimmer asociado al circuito oscilador podrá alcanzar los 9.002,1 kHz del cristal C en resonancia.

Hay que jugar con estas posibilidades, pues de lo contrario puede resultar

TABLA 4.4. Ejemplo ilustrativo de frecuencias de resonancia y de oscilación de un grupo de cristales de CB (27 MHz) trabajando en fundamental, y escogidos al azar.

<i>Cristales</i>	<i>Frecuencia resonancia</i>	<i>Frecuencia oscilación</i>
A	8.998,5 kHz	9.001,4 kHz
B	9.001.9 kHz	9.003.5 kHz
C	9.002.1 kHz	9.003.8 kHz
D	9.003,8 kHz	9.004.6 kHz
E	9.004.4 kHz	9.005,9 kHz
F	9.005,2 kHz	9.007.3 kHz
G	9.006.8 kHz	9.008.2 kHz
H	9.007.2 kHz	9.009,5 kHz
I	9.008.6 kHz	9.010.2 kHz
J	9.009,2 kHz	9.001,3 kHz

más difícil encontrar cristales que coincidan exactamente con los valores prefijados. Si no se tuviera ningún cristal cuya frecuencia de oscilación fuese tan baja como la de resonancia del filtro, puede rebajarse su frecuencia cambiando el trimmer asociado al cristal por una bobina de 25 espiras de hilo esmaltado sobre forma de 6 mm con núcleo. Si el cristal no oscila se suprimen algunas espiras de la bobina. El núcleo proporciona un ajuste fino de frecuencia; con él puede rebajarse unos 700 Hz la frecuencia.

Otro punto a tener en cuenta es la actividad de los cristales. Los cristales de cuarzo presentan una discontinuidad en su calidad de suministro, posiblemente por razón de su precio. Al analizar los cristales en el banco de pruebas de la figura 4.11, podremos descubrir en su frecuencia de resonancia que los cristales presentan diferentes desviaciones del instrumento indicador o tester. Alguno no presentará desviación alguna debido a que está roto internamente, pero otros presentarán muy poca desviación. Cuanta menos desviación presenten los cristales más pérdidas de inserción presentará el filtro. No obstante, puede obtenerse un buen filtro incluso con cristales de media actividad, siempre que ésta sea la misma para todos. El mejor filtro se obtendrá con los cristales que presenten la máxima actividad y siempre que ésta sea igual para todos los cristales del filtro.

La resistencia de terminación permite atenuar el rizado que se obtiene en la cima plana de la curva de respuesta del filtro. Su valor es de compromiso. Si es un valor muy bajo, el rizado quedará aplanado, pero la señal del filtro se derivará a masa, por lo que la pérdida de inserción del filtro será grande. Si,

por el contrario, el valor de esta resistencia es alto, o no se incluye dicha resistencia, las pérdidas serán menores, pero habrá algo de rizado. Aunque este rizado no tiene una importancia excesiva, conviene aplanarlo, si se persigue la máxima calidad.

Otro punto importante a considerar es que, si bien se habla de bobinas en los filtros, tanto en el de la figura 4.13 como en el de la figura 4.14 A, se pueden utilizar toroides de bancha ancha, con la ventaja de que no requieren sintonía alguna.

El filtro que hemos detallado de media celosía es realmente ya un filtro efectivo, con supresión efectiva de la banda lateral indeseada, pues puede superar los 25 dB si los cristales tienen idéntica actividad y capacidad. Pueden ser utilizados en equipos sencillos QRP de bajas potencias. No obstante, si se dispone de los conocimientos y medios para llegar a construir un filtro de media celosía, costará ya poco esfuerzo obtener un filtro muchísimo mejor.

En efecto, el filtro de celosía completa, o simplemente de celosía, no es más que el doble del filtro de media celosía. El criterio de elección de los cristales es exactamente el mismo, pero ahora deberemos escoger cuatro cristales, dos para la frecuencia límite superior del cristal, y dos para la frecuencia límite inferior del mismo. La figura 4.15 muestra el esquema completo. En la misma rama del filtro se colocarán cristales diferentes, de forma que la señal tiene que pasar forzosamente por la bobina o transformador toroidal. Esto mejora mucho el comportamiento del filtro en cuanto a que las capacidades de los cristales sean algo diferentes y también quedan paliados los defectos por diferencia de actividad. El resultado es un filtro con atenuación de la banda lateral

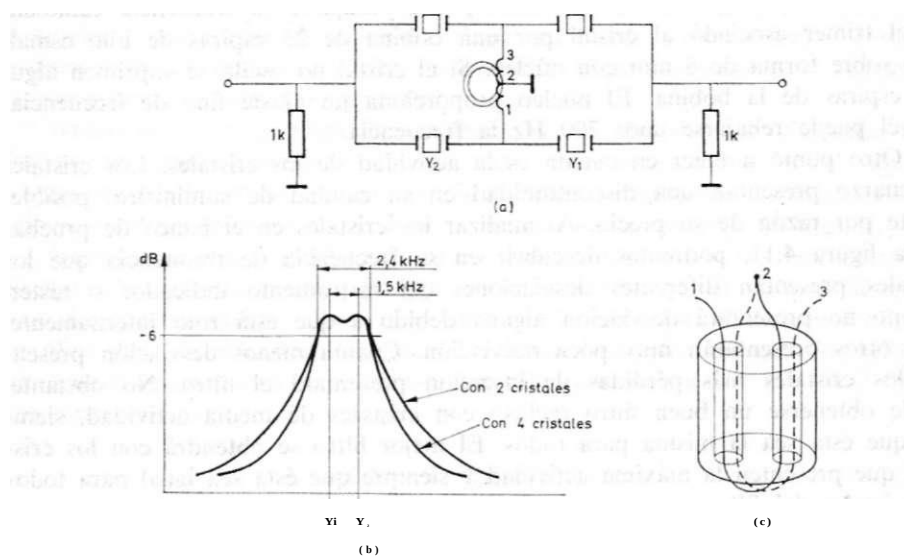


Fig. 4.15 A) filtro de celosía completa; B) respuesta comparativa de un filtro de media celosía con dos cristales y de otro de celosía completa con cuatro cristales; C) disposición del bobinado con un balun de UHF.

indeseada mejor de 40 dB. El arrollamiento central tiene toma media. Puede realizarse con una bobina, en cuyo caso será preciso añadir un condensador para que presente resonancia a la frecuencia media del filtro, o bien, lo que es más cómodo, podrá ser un transformador toroidal, que se comporta en banda ancha y no precisa sintonía. Si no se dispone de toroides, puede utilizarse un balun de UHF tal como se dibuja en la figura 4.15 C. Se utilizará hilo esmaltado o aislado con plástico. Las pérdidas por inserción no deben sobrepasar los 6 dB. Cuanto más estrecho sea el filtro, más pérdida de inserción se obtendrá. Con el filtro de celosía, y separando las frecuencias de resonancia de Y_1 e Y_2 , sólo unos pocos centenares de hercios, se pueden obtener excelentes filtros de CW, pero si se desean filtros tan estrechos como 100 Hz, entonces las pérdidas por inserción del filtro son muy grandes y, por tanto, el receptor se hace insensible, es decir, «sordo». Existe otra técnica para obtener una buena selectividad de CW, que consiste en trabajar con filtros de BLU y después con filtros activos de audio.

Aunque entraremos en detalles sobre este punto más adelante, debe hacerse notar aquí lo siguiente: Con los receptores de conversión directa recibíamos una estación de CW en dos puntos del dial. Esto es lo que recibe el nombre de recepción con efecto doble tono, o doble señal. Al poner un filtro de cuarzo desaparece este efecto y las estaciones se reciben en un solo punto del dial, lo que recibirá el nombre de recepción monótono o efecto monoseñal.

Si construimos un receptor para CW no tendrá mucha importancia que recibamos las señales en dos puntos del dial próximos entre sí. Pero si construimos un transceptor de CW, ¿a qué frecuencia deberemos transmitir cuando captemos una señal, si la captamos en dos puntos diferentes? De ahí la importancia de los filtros de cuarzo para obtener efecto monoseñal en la recepción de CW.

Veamos un ejemplo de construcción de un filtro completo de celosía a partir de los supuestos cristales disponibles de la tabla 4.4. Deseamos obtener el máximo de filtros de banda lateral, sin muchas exigencias, para el montaje de diversos equipos entre varios amigos. Suponiendo que el filtro se desea para banda lateral superior se necesitarían:

$$\begin{aligned} Y_1 &= B \text{ y } C \\ Y_2 &= D \text{ y } E \\ \text{Cristal de portadora} &= A \end{aligned}$$

Si todos los cristales Y_1 fueran igual al B, es decir, 9.001,9 y los Y_2 al D = 9.003,8, la diferencia de frecuencias haría prever un filtro con un ancho de unos $9.003,8 - 9.001,9 = 1,9$ kHz que se transformarían, según lo explicado, en unos 0,9 kHz más, es decir, $1,9 + 0,9 = 2,8$ kHz, pero como no tenemos estos cristales, hemos utilizado los C y los E. El C está desplazado 0,2 kHz del B, mientras que el E está 0,6 kHz más separado, por lo que este último tenderá a ensanchar la banda de paso del cristal, resultando unos 3,4 kHz. Si quisiéramos un cristal de portadora para banda lateral inferior, debería tener unos 9.004 kHz, y no disponemos de él, pues el C y el D los hemos utilizado para

92 Receptores y transceptores de BLU y CW

el filtro. Sería necesario disponer de más cristales. También obtendríamos otro filtro a partir de:

$$\begin{aligned}Y_1 &= G \text{ y } H \\Y_2 &= I \text{ y } J \\ \text{Cristal portadora} &= F\end{aligned}$$

Puesto que la máxima diferencia entre Y_1 e Y_2 , es decir, 9.006,8 y 9.009,2, es de 2,4 kHz, el filtro previsto sería de unos 3,3 kHz, pero su factor de forma resultará mejorado por ser los cristales $H = 9.007,2$ e $I = 9.008,6$ con menor diferencia (1,4 kHz).

En este último filtro, el cristal de portadora queda ligeramente por encima de la frecuencia inferior del filtro. Puede ensayarse poner en paralelo con el trimer del oscilador un condensador mayor de, por ejemplo, 100 pF. Si la frecuencia no descendiera más, entonces puede sacarse el trimer y colocar en su lugar una bobina, según se explicó, para rebajar la frecuencia del cristal.

Si a partir de los cristales supuestos de la tabla 4.4. hubiéramos deseado un filtro más estrecho, entonces hubiéramos podido hacer:

$$\begin{aligned}Y_1 &= D \text{ y } E \\Y_2 &= F \text{ y } G \\ \text{Cristal portadora} &= C\end{aligned}$$

Con lo que hubiéramos obtenido un ancho de banda de aproximadamente: $9.005,2 - 9.004,4 = 0,8$ kHz lo que sería verdad para los cristales E y F, mientras que para los D y G sería $9.006,8 - 9.003,8 = 3$ kHz + 0,9 kHz = 3,9 kHz, lo que nos entregaría un filtro promedio de unos 3 kHz.

Si el número de cristales disponible es algo mayor, las posibilidades de combinación de cristales para obtener filtros mejores aumenta rápidamente. Por ello, en este punto, es muy interesante el que al construirse los filtros no se realice sólo uno, sino que haya interés en hacer varios a la vez. Con unos 20 cristales de cuarzo se pueden obtener unos tres filtros bien alineados. El coste de los cristales es realmente reducido. El coste de tres filtros comerciales podría suponer unas diez veces más por lo menos. Además la ventaja de montar uno mismo el filtro es la de que se pueden fijar los anchos de banda deseados.

Se pueden realizar filtros de más de cuatro polos según puede verse en la figura 4.16 A que ilustra uno de seis polos. Puede deducirse que sería posible realizar un filtro de cualquier número de polos. En caso de que todos los cristales Y_i fueran iguales y los Y_2 también, se obtendría un filtro con un factor de forma cada vez mejor, si se dispusiera de más pares de cristales. Sólo hay un factor limitativo: la pérdida de inserción, que lógicamente aumentaría con el número de los mismos. Otra forma de hacer filtros es disponerlos en grupos de dos celosías encadenadas, según la figura 4.16 B.

Es conveniente que las cápsulas de los cristales de cuarzo se conecten a masa, para evitar captación de señal de RF por capacidad. Puesto que en el filtro se producen rechaces de señales indeseadas del orden de hasta 50 dB o

amos otro

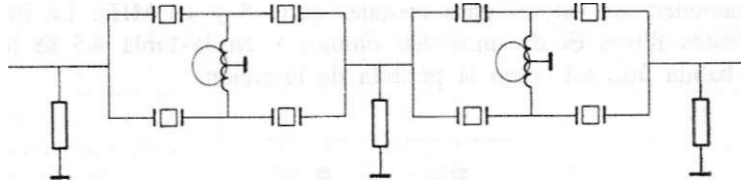
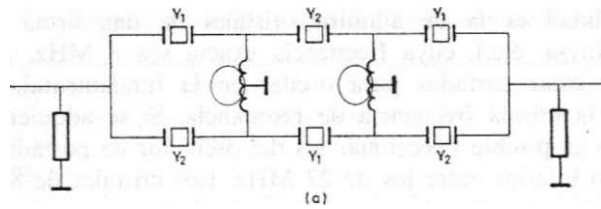


Fig. 4.16 A) filtro de seis cristales o seis polos; B) filtro de ocho cristales u ocho polos.

más, según el tipo de filtro, dichas señales indeseadas podrían reintroducirse en el filtro por inducción, capacidad y, en general, por el efecto de dispersión de la RF. Si se trata de un emisor, los altos niveles de RF pueden producir realimentaciones positivas y, por tanto, autooscilaciones y distorsiones que pueden evitarse con un buen blindaje y puesta a masa de la sección del filtro. No es otro el motivo de que los filtros comerciales se presenten encapsulados con envoltura metálica, patillas de conexión a masa y sólo dos patillas de acceso al filtro, la de entrada y la de salida, situadas ambas en extremos opuestos.

Existe un procedimiento completamente diferente del expuesto hasta aquí, en que hemos explicado los filtros de celosía clásicos en la literatura técnica. En efecto, en mayo de 1976 en la revista «Radio REF», el radioaficionado J. Pochet (F6BQP) publicaba un artículo sobre filtros para banda lateral muy revolucionario, reproducido íntegramente al año siguiente en el «Wireless World», y que fue el punto de partida de experimentación para muchos radioaficionados. Este tipo de filtro recibe el nombre de filtro de «escalera» por la forma de su representación diagramática.

La realización de estos filtros exige que todos los cristales del filtro sean rigurosamente exactos. Las desviaciones de frecuencia deformarán la respuesta del filtro posiblemente a niveles de utilización no aceptables. Si se utilizan cristales iguales en un margen de 8 a 10 MHz, la impedancia obtenida es de unos 900 ohmios y el ancho de banda útil es de 2,1 kHz. Estos filtros son en general bastante estrechos, y la adición de más o menos filtros sólo modifica el factor de forma que, en general, y para el mismo número de cristales de cuarzo es inferior al de los filtros de celosía.

Como los cristales de cuarzo deben ser lo más exactos posibles, debe procederse a un riguroso estudio de selección de cristales de 27 MHz para obtener unos pocos que tengan prácticamente la misma frecuencia de resonancia.

9.009,2, es de
forma resul-
menor dife-

te por encima
mielo con el
00 pF. Si la
y colocar en
leí cristal,
amos deseado

ximadamente:
a los cristales
• 3 kHz + 0,9
, 3 kHz.

oibilidades de
rápidamente,
los filtros no
vez. Con unos
eados. El coste
jerciales podría
de montar uno
deseados,
de verse en la
s sería posible
todos los cris-
n un factor de
Sólo hay un
-ntaría con el
en grupos de

se conecten a
esto que en el
hasta 50 dB o

94 Receptores y transceptores de BLU y CW

Otra posibilidad es la de adquirir cristales de una firma fabricante (en España, Piher, Inysa, etc.), cuya frecuencia exacta sea 8 MHz, o bien 9 MHz o 10 MHz. Por estar cortados para oscilar en la fundamental, estos cristales presentan todos la misma frecuencia de resonancia. Si se adquieren cristales de 9 MHz, entonces es posible seleccionar los del oscilador de portadora para banda lateral superior o inferior entre los de 27 MHz. Los cristales de 8, 9 y 10 MHz, pueden comprarse generalmente a precios más bajos por estar normalizados.

En la figura 4.17 aparecen filtros de escalera con uno, dos, tres y cuatro cristales. Las capacidades se han calculado para cristales de 9 MHz, pero se pueden mantener sus valores para cristales entre 8 y 10 MHz. La impedancia de todos estos filtros es de unos 900 ohmios y en la tabla 4.5 se indican el ancho de banda útil, así como la pérdida de inserción.

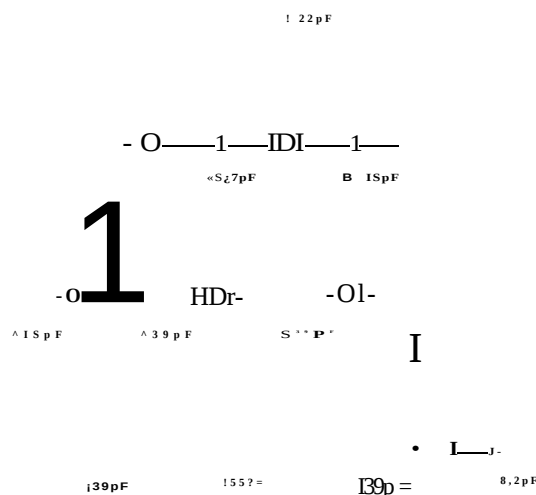


Fig. 4.17 Disposición y valores de los cristales de cuarzo en configuración de filtro en escalera.

Debe tenerse presente que la frecuencia marcada en los cristales es la de oscilación, por lo que deberá analizarse su frecuencia de resonancia. Si se utilizan cristales exactamente iguales, por ejemplo, cinco cristales de 9 MHz cortados en fundamental para esta frecuencia, cuatro de ellos para el filtro y uno para el oscilador de portadora, obtendremos un conjunto que trabajará en BLI (banda lateral inferior), pues la frecuencia de resonancia de los cuatro cristales del filtro será aproximadamente 8.998 kHz mientras que la del cristal oscilador será 9.000 kHz o algo más alta. Cuando todos los cristales que se utilizan para el filtro y el oscilador de portadora son *iguales*, el conjunto recibe señal en banda lateral inferior. La figura 4.18 es la curva de un filtro tipo escalera.

La explicación del comportamiento del filtro en escalera es la siguiente. Cuando se anula la capacidad residual de un cristal de cuarzo, utilizado como

TABLA 4.5. Características de los cristales correspondientes a la figura 4.17.

N.º cristales	1	2	3	4
Pérdida de inserción dB	0,7	0,9	1,1	1,4
Ancho de banda a — 6dB en kHz	2,200	2,150	2,050	2,050
Ancho a — 30dB en kHz	13	8,900	5,050	3,900
Última atenuación de banda dB	30	50	75	95

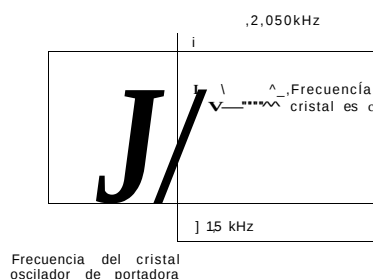


Fig. 4.18 Curva de respuesta de un filtro de cuarzo tipo escalera.

filtro, presenta una respuesta muy aguda. Una de las aplicaciones es el filtro monocristal de la figura 4.13 y cuya curva reproducimos en la figura 4.19 A. Un filtro de tales características sólo sería aplicable a CW. Cuando no sea nula la capacidad residual de los cristales, tendremos un filtro en paralelo con una capacidad de unos pocos picofaradios. A medida que la frecuencia aumenta, la pérdida de inserción disminuye, ya que el nivel de RF que pasa por una pequeña capacidad aumenta con la frecuencia; esto se refleja en la figura 4.19 B en la que se ve este aumento interrumpido en su parte central por el efecto de resonancia del cristal. Cuando la capacidad residual de los cristales se deriva a masa a través de otras capacidades mucho mayores, la respuesta de la figura B se transforma en la de la C, pues desaparece el nivel generado por el efecto de capacidad. Ahora bien, esta capacidad que «shunta» los cristales a masa rebaja el factor de calidad del cristal, el llamado factor «2», por lo que la respuesta ya no presenta una curva muy estrecha para ser utilizada exclusivamente por CW, sino que el ancho que presenta a — 6 dB puede ser perfectamente utilizado para BLU, algo reducido, como a 2,150 kHz. Este esquema resulta

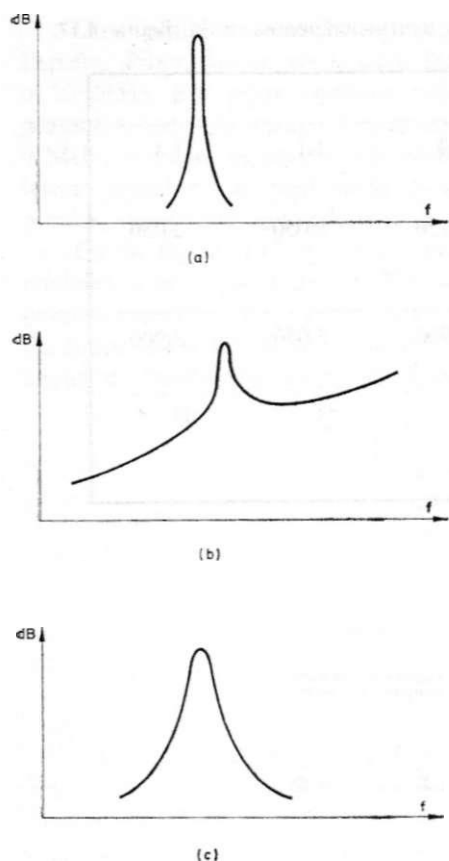


Fig. 4.19 Curvas de respuesta de los filtros en escalera: A) respuesta por resonancia pura; B) respuesta por resonancia y capacidad residual de los cristales; C) respuesta por resonancia con capacidades que «shuntan» la capacidad residual a masa, obteniendo una resonancia de cristal con Q más bajo.

ideal en recepción, pues presenta una excelente selectividad, pero en emisión la calidad es algo limitada por el recorte de frecuencia, cuando se compara con un filtro de celosía de 2,4 kHz, por ejemplo; no obstante, ambos filtros son utilizables.

SISTEMA ECONÓMICO PARA LA SELECCIÓN DE CRISTALES

Si se dispone de muchos y buenos equipos de medición, será fácil y rápida la selección de los cristales para el filtro y el generador de portadora. Supongamos que no tenemos ningún equipo de medida, pero sí bastante tiempo disponible. En este caso podemos realizar un sistema indirecto de medida de filtros y cristales. El método será muy preciso en valor absoluto si se dispone de un frecuencímetro pero, aun sin él, podemos hacer una buena selección con relativa precisión. En primer lugar deberemos realizar el montaje de la figura 4.20 que consta de sólo tres transistores bipolares y un MOSFET. Los transistores Q_1 y Q_2 constituyen la parte activa de un oscilador variable de 9 MHz. El tran-

Frecuencímetro opcional

9.00154

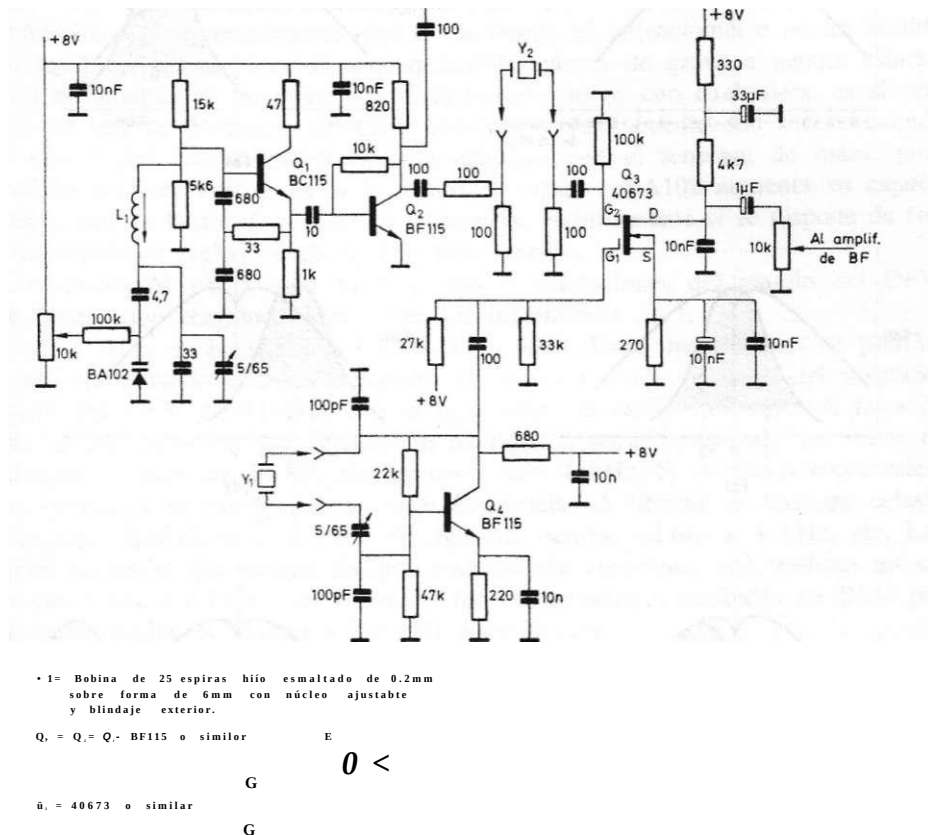


Fig. 4.20 Banco para selección de cristales.

sistor Q_4 forma parte de un circuito oscilador de portadora y, finalmente, el Q_5 es un detector de producto. Es necesario disponer de un amplificador de audio para conectarla a la salida de este dispositivo. Ahora coloquemos en el oscilador de portadora Y_1 un cristal cualquiera de 27 MHz, y en el lugar de selección de cristales Y_2 , para el filtro colocaremos un condensador de 10 pF o de valor próximo. A continuación podremos alimentar el conjunto a 8 voltios, a partir de un regulador 7808 y mover el cursor del potenciómetro de 10 K, hasta que aparezca un tono de audio que varíe según la posición de dicho mando. Ajustaremos el trimer asociado al circuito oscilador, para que su posición media coincida con el punto en que se anula el tono de audio (curva A de figura 4.21). Al mover el cursor del potenciómetro desde un extremo de éste hasta el opuesto obtendremos una curva que indicará el nivel de audio y su frecuencia. En un extremo no oiremos nada, luego oiremos un tono muy agudo y débil que va haciéndose más grave y más intenso hasta llegar a un tono de 0 Hz en el

98 Receptores y transceptores de BLU y CW

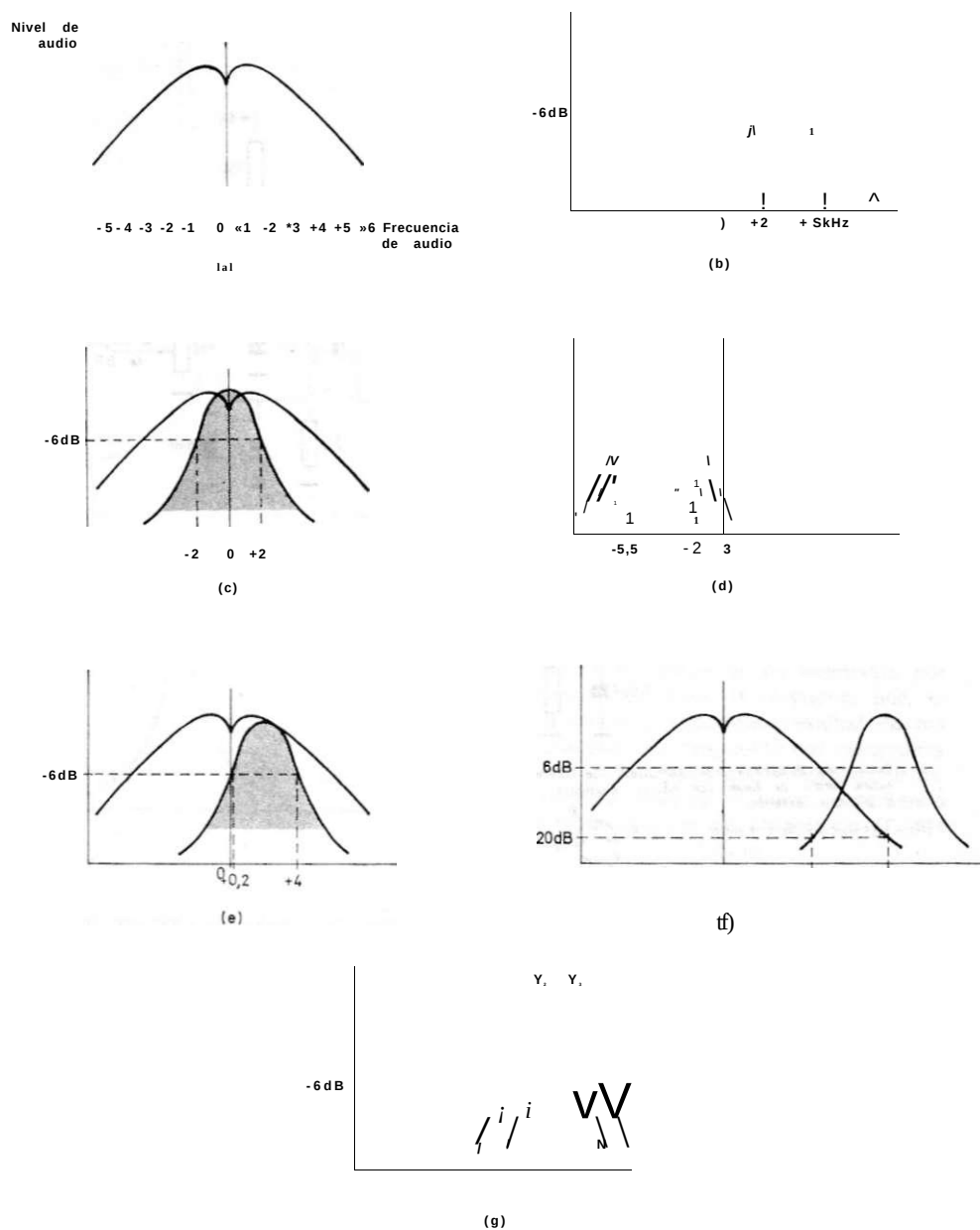


Fig. 4.21 Estudio del comportamiento de los filtros de cuarzo (ver texto).

que no se escuchará nada y si seguimos moviendo el cursor del potenciómetro, el tono comenzará siendo grave e intenso para convertirse en más agudo y débil, cada vez más, hasta resultar finalmente inaudible. En el eje de abscisas de la curva A) hemos puesto las diferencias de frecuencia con respecto a la resonancia - 5, - 4, - 3, - 2, - 1, 0, + 1, + 2, + 3, 4-4, + 5 kHz, y las fre-

cuencias diferencia serán los tonos de batido que se oirán por debajo y por encima de la resonancia. Los tonos correspondientes a las frecuencias diferencia de -3 y de $+3$ suenan exactamente igual, pero cuando obtenemos el correspondiente a -3 descubrimos que es moviendo el potenciómetro en un sentido de agudo a grave; si en el mismo sentido pasara de grave a agudo, estaríamos escuchando el tono en $+3$. Este sentido no es uno cualquiera, es el sentido en que la frecuencia del OFV aumenta; concretamente ello sucede cuando el cursor del potenciómetro está en contacto con el terminal de masa, pues cuando contacte con el de $+8$ voltios el varactor BA102 aumenta su capacidad y , por lo tanto, disminuye su frecuencia. Naturalmente si se dispone de frecuencímetro el trabajo sería mucho más sencillo.

Deberemos hacer unas graduaciones o marcaciones del mando del OFV, de forma que tengamos lectura de los incrementos $-7, -6, \dots -3, -2, -1, 0, +1, +2, +3 \dots +7, +8 \dots$ kHz. Estas marcaciones se podrían hacer comparando el tono de audio obtenido en cada posición del potenciómetro del OFV de 9 MHz con un generador de audio calibrado. A falta de ello, puede servirnos una orientación de nuestro sentido musical. Los tonos de telegrafía suelen ser de 850 Hz; es decir, casi 1 kHz. Si se tienen conocimientos musicales se sabrá que, a doble frecuencia, se obtiene la llamada octava, que aquí equivaldría a 2 kHz; la siguiente octava, estaría a 4 kHz, etc. Los tonos máximos que existen en una conversación escuchada por teléfono no sobrepasan los 3,4 kHz. Los tonos de las conversaciones recibidas en BLU por radioaficionados se limitan a 2,7 kHz como mucho.

Una vez graduado nuestro OFV, sacaremos el condensador colocado en el sitio donde debería ir el cristal de cuarzo Y_2 , y colocaremos otro cristal de cuarzo de 27 MHz en este punto. La frecuencia de este cristal deberá ser próxima a la del Y_1 , por lo que deberán ser cristales del mismo canal o de canales contiguos. A continuación moveremos el cursor del OFV de punta a punta lentamente. Descubriremos que la curva de audio obtenida es diferente de la A. Si la frecuencia de resonancia del cristal Y_2 es 3,5 kHz más alta que la de oscilación del Y_1 , obtendremos la curva de la figura B. El tono de audio fuerte será perceptible de $+2$ a $+5$ kHz. A $+1$ kHz tendrá una fuerte atenuación por lo que apenas se oirá. Si la frecuencia de resonancia de Y_2 coincidiera con la de oscilación del Y_1 , tendríamos la figura C, y nos haría recordar la curva A), solamente que se produciría una atenuación para los tonos agudos, a ambos lados del eje de simetría de la curva o tono de 0 Hz (nulo), debido al efecto limitador propio del cristal. Si la frecuencia de resonancia del cristal Y_2 es inferior a la de oscilación del cristal Y_1 , la señal de audio se percibirá a la izquierda del tono nulo o central, como representa la curva D). ¿Cuál es el cristal que deberemos seleccionar para el montaje del filtro? Si se trata de realizar un filtro para banda lateral superior a partir del cristal de portadora Y_1 que hemos fijado ya en el oscilador, los cristales deberán ser los adecuados para obtener una curva del tipo E. La señal de audio será fuertemente perceptible a partir del tono central hacia la derecha o, como mucho, a partir de unos 300 Hz hacia la derecha. Señales diferencia de $-1, -2$ kHz, etc., deben aparecer fuertemente atenuadas; de no ser así, el filtro resultante no tendría rechazo

100 Receptores y transceptores de BLU y CW

de la banda lateral indeseada. En caso de no escucharse ningún batido, es decir, ningún tono de audio, es que o el montaje es defectuoso, o el OFV está lejos de estar en los 9 MHz. Se ajustará el núcleo hasta obtener el batido con el cristal Y_i en su sitio y un condensador en el lugar de Y_j . También puede ser que el cristal Y_j sea defectuoso y no oscile; deberán probarse otros cristales. Si las frecuencias de los cristales Y_i e Y_j están muy separadas, también podría ser que no se escuchara sonido alguno. En la figura F existe una separación exagerada de frecuencias por lo que aparece una señal de audio centrada en + 7 kHz y muy atenuada.

Para elegir cristales de filtros del tipo escalera bastará seleccionar cristales cuya frecuencia de resonancia de Y_i esté entre 1.5 y 2 kHz por encima de la frecuencia de oscilación de Y_i , lo que correspondería a la curva C antes mencionada. Cuanto más iguales sean los cristales Y_i , mejor respuesta dará el filtro. No hay que olvidar que la frecuencia de Y_i es ajustable por el trimer de 5/65 pF con respecto a todos los cristales del filtro, pero no con cada uno de ellos por separado; por esto una vez fijada la posición de este trimer, no se le deberá mover hasta que, por ejemplo, se haya comprobado que con esta frecuencia de oscilación no se encuentran suficientes cristales adecuados.

En caso de diseñar filtros de celosía será preciso escoger un segundo cristal Y_j de frecuencia algo superior al Y_i , por ejemplo 1.5 kHz por encima de Y_j , como puede apreciarse en la curva de la figura 4.21 G. Con ello se consigue aumentar el ancho de banda, mejorando en BLU los más estrechos obtenidos con filtros de escalera.

Una vez obtenido el filtro, se le puede probar igualmente en el circuito, poniéndolo completo en lugar del cristal Y_i , y cambiando las resistencias de 100 ohmios por las indicadas en la configuración, de 500 ohmios o algo más para los de celosía, y de unos 900 a 1.000 ohmios para los del tipo escalera.

Si aplicáramos la salida de audio de Q_i a un osciloscopio, podríamos obtener los niveles de salida de audio para comparar atenuaciones. De otra forma, esto ha de hacerse a oído y el filtro no se obtendrá con un procedimiento riguroso, pero con un poco de práctica se obtendrá la destreza suficiente para realizar filtros económicos y utilizables.

Capítulo 5

Filtros para telegrafía (CW)

Como es sabido, la telegrafía presenta mejores características en cuanto a inmunidad al ruido, inteligibilidad, alcance, etc.. respecto a otras modalidades como puedan ser la AM o incluso la BLU.

Por esta razón hay muchos radioaficionados que tienen un gran interés en esta modalidad, ya que con pequeñas potencias se consiguen espectaculares contactos con países muy alejados. Para ello una parte muy importante la desempeña el receptor.

En efecto, la emisión de CW consta de impulsos de RF que no requieren pasar a través de filtros pues, por tratarse de señales puras, su ancho de banda es inferior a 50 Hz.

Como consecuencia, si el receptor dispusiera de un filtro de cristal de cuarzo tan estrecho como el ancho indicado, podría, por una parte, separar estaciones de CW muy próximas entre sí y, por otra parte, no captaría el ruido de banda como ocurre cuando se utilizan filtros con anchos mayores.

Es indispensable el uso de un filtro de cuarzo para escuchar CW ya que, sin él, las estaciones de CW serían captadas en dos puntos del dial por el llamado efecto doble tono. La recepción monoseñal se obtiene con un filtro de cuarzo, aunque sea tan ancho como 2,4 kHz o más. No es demasiado recomendable el uso de filtros de cuarzo muy estrechos, del orden de 500 Hz o menos, pues la pérdida de inserción aumenta rápidamente. Así, los filtros para BLU de tipo comercial tienen unas pérdidas de inserción del orden de los 3 dB, mientras que para 500 Hz las pérdidas de inserción alcanzan los 6 dB. A partir de ahí, anchos de 100 Hz podrían superar los 12 dB y aún más, por lo que no se recomiendan en absoluto dado que uno de sus efectos sería que el receptor perdiera buena parte de su sensibilidad.

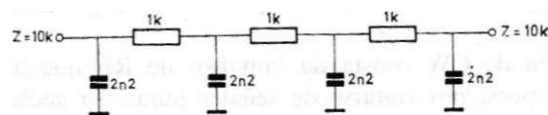
La tendencia actual es solventar esta dificultad proveyendo en el receptor un filtro de cuarzo de banda ancha de unos 2,4 kHz, útil para BLU y para suprimir el efecto doble señal en CW, y después efectuar un filtrado selectivo con la señal de audio obtenida.

Los filtros de audio son mucho más fáciles de construir y más económicos que los de cuarzo, pero su gran ventaja es que no introducen pérdida sino, por el contrario, ganancia selectiva para una señal deseada.

FILTROS PASIVOS

Los más elementales se componen de resistencias shuntadas a masa por varios condensadores. A medida que la frecuencia aumenta, las capacidades atenúan la señal. Los filtros realizados de esta forma son llamados RC y son utilizados en equipos muy sencillos como pueden ser los de conversión directa. Al no presentar una frecuencia de resonancia selectiva, sólo atenúan las señales más agudas, por lo que estos filtros resultan pobres (fig. 5.1 A).

Cuando un filtro pasivo está constituido por una inductancia y una capacidad, presenta una frecuencia de resonancia como todo circuito resonante o sintonizado. Al objeto de conseguir resonancia en una frecuencia tan baja como de 850 Hz o 1 kHz se necesita una inductancia y una capacidad de valores muy altos. Las inductancias suelen ser núcleos toroidales de hierro o de ferrita. La cantidad de cobre es tanta que el hilo debe ser algo grueso, de lo contrario se introduciría atenuación debido a la resistencia del hilo de cobre; las capacidades también son de valores muy altos. Son típicos los valores de 50 milihenrios para los bobinados, y de cientos de nanofaradios para las capa-



de i

la)

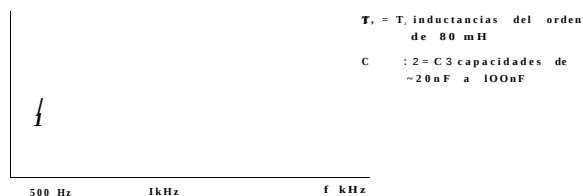
Ti

Bcja Z-

• Baja Z

: C₂

I



tbi

Fig. 5.1 A) respuesta de un filtro pasivo RC; B) respuesta de un filtro pasivo LC.

ciudades. Debido a estos valores, los circuitos sólo trabajan en baja impedancia, pero presentan una resonancia efectiva y utilizable, con pérdidas de inserción pequeñas si se adaptan bien las impedancias de entrada y salida (fig. 5.1 B).

FILTROS ACTIVOS

Tienen componentes activos para atenuar o amplificar unas determinadas frecuencias. Un ejemplo práctico es el de la figura 5.2 en el que la señal de audio pasa por transistores en montaje de colector común. Esto hace que la ganancia sea como mucho igual a la unidad. Las frecuencias elevadas de audio pasan por los condensadores de valor reducido sin dificultad y son amplificadas en corriente por el transistor, saliendo por el emisor. Parte de la señal de salida del emisor se aplica nuevamente a la base a través del potenciómetro y de la red de condensadores. Como la ganancia no excede de la unidad, el circuito no autooscila, pero origina una pequeña pérdida para las frecuencias elevadas que circulan varias veces por el transistor, mientras que las frecuencias bajas serán atenuadas dependiendo de la posición del cursor del potenciómetro. El resultado es un filtro de paso alto. La curva obtenida tiene un corte de frecuencias bajas más pronunciado cuantos más pasos iguales se repitan.

Un circuito similar, que puede conectarse después del filtro de paso alto, es el de la figura 5.3. Aquí la señal es aplicada a los transistores, también en montaje colector común, pero una capacidad deriva a masa desde la base las

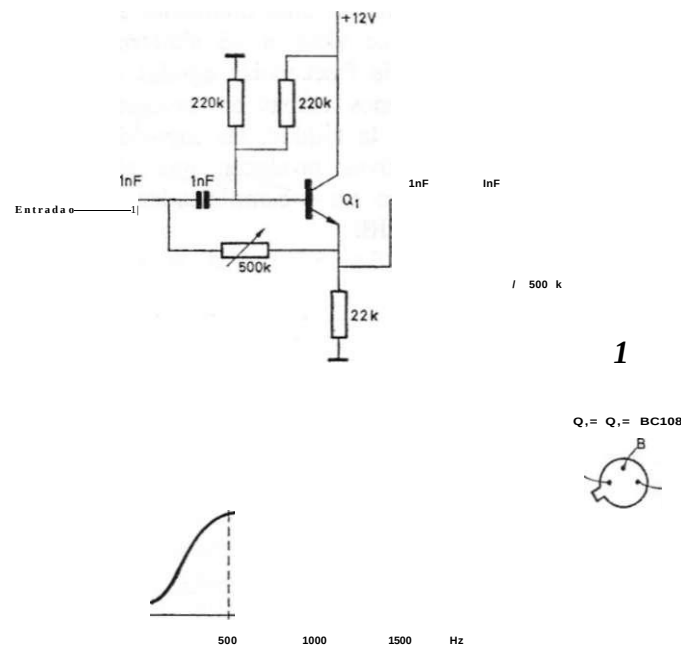


Fig. 5.2 Filtro activo de paso alto y su curva de respuesta.

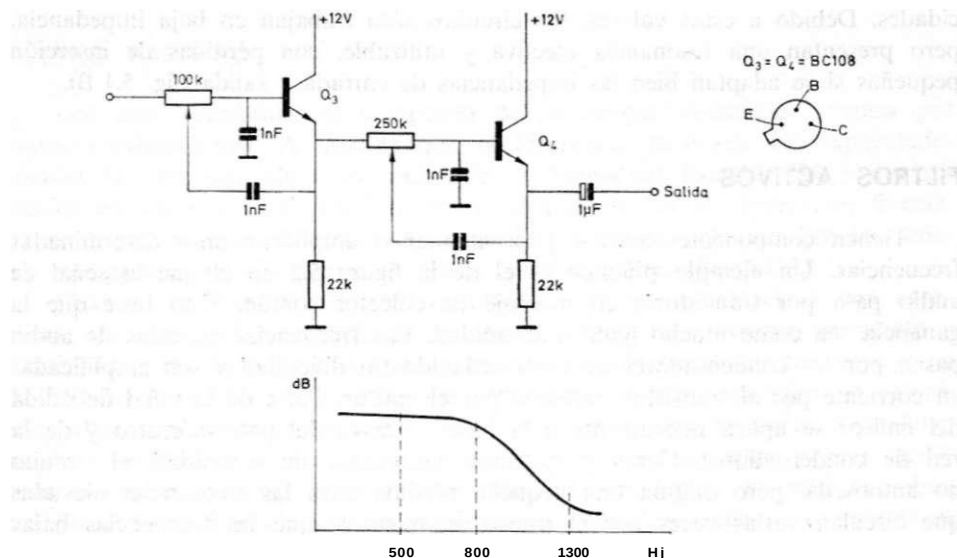


Fig. 5.3 Filtro activo de paso bajo y su curva de respuesta.

señales de frecuencias más altas. La realimentación de señal de audio se efectúa entre emisor y base a través de un condensador; las señales agudas son las que pasarán más fácilmente por este condensador de valor más bien reducido, y cuantas más veces se realimente, más veces serán atenuadas las señales de tono agudo. Obsérvese la curva obtenida, que viene a ser simétricamente opuesta a la de la figura 5.2; también el corte de frecuencias agudas será más o menos pronunciado, según existan más o menos etapas en cascada. Aun cuando la ganancia de cada paso en sí es igual a la unidad, las capacidades y resistencias conectadas entre los componentes activos producen una atenuación bastante grande, que deberá ser compensada con un preamplificador de baja frecuencia de ganancia media, tal como unos 30 dB.

Si se realiza el circuito completo (figs. 5.2 y 5.3), el resultado es un filtro

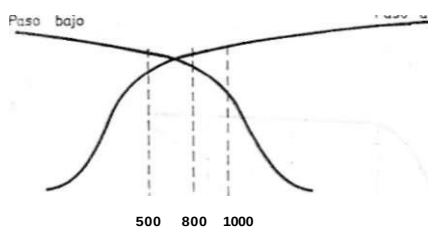
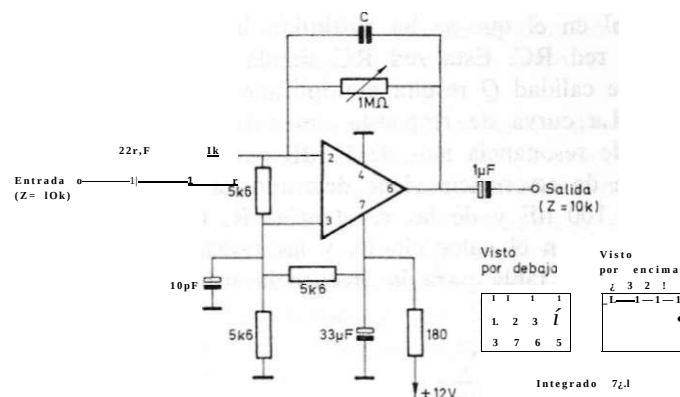


Fig. 5.4 Respuesta de un filtro de audio ajustable obtenido con filtros de paso bajo y de paso alto.

el audio con los límites ajustables, es decir, configurable; se puede construir, por ejemplo, el filtro cuya curva aparece en la figura 5.4 para 500 Hz o menos, según la posición de los potenciómetros.

Uno de los filtros activos más simples que pueden hacerse y que suministran una ganancia de audio adicional, son los que utilizan el integrado operacional 741 o equivalente. El amplificador detallado en la figura 5.5 proporcio-



Capacidad C	OFF	100pF	220 pF	470 pF	680 pF	1nF	4n7
Frecuencia kHz	100kHz	10kHz	5 kHz	3 kHz	2 kHz	1-5	0.2

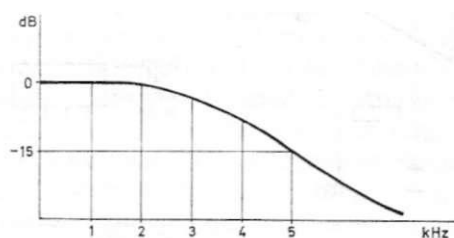


Fig. 5.5 Filtro activo de audio.

na una ganancia de más de 30 dB de la señal de audio, por lo que es un circuito muy recomendable en equipos que necesiten una amplificación muy grande de esta señal, como son los receptores de conversión directa. Entre las patillas 2 y 6 de realimentación negativa y en paralelo con la resistencia ajustable que controla la ganancia de amplificación, se coloca un condensador C que determina una atenuación de las frecuencias más altas. Se ha detallado una tabla orientativa de las capacidades y frecuencias atenuadas unos 15 dB.

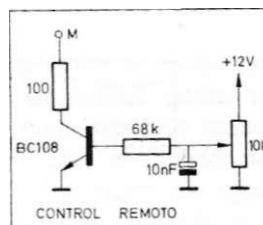
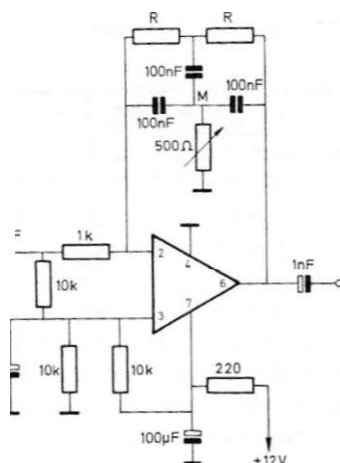
- los valores de C, el filtro puede utilizarse en CW o en BLU. Podrían

montarse diferentes condensadores y conmutarlos con un selector, con lo que se tendría selectividad variable.

FILTRO SELECTIVO

En la figura 5.6 aparece el esquema de un filtro activo muy selectivo, utilizable exclusivamente en CW, pues es realmente agudo. Se trata de un amplificador operacional en el que se ha sustituido la resistencia de realimentación negativa por una red RC. Esta red RC simula un circuito resonante LC, en el que el factor de calidad Q resulta multiplicado por la ganancia del amplificador operacional. La curva de respuesta obtenida atenúa las señales separadas de la frecuencia de resonancia más de 10 dB para 100 Hz de separación.

La frecuencia de resonancia viene determinada por los valores de los tres condensadores de 100 nF y de las resistencias R . Generalmente los condensadores se dejan fijos con el valor citado, y las resistencias se eligen de acuerdo con los valores de la tabla para la frecuencia más idónea, que suele ser de 800 Hz.



Integrado r-----
741
visto por
arriba I * j

BC115
por debajo

Frecuencia i resonancia	1.000Hz	800Hz
Valor de R	1.800 n 2 20C11	3600 / 1

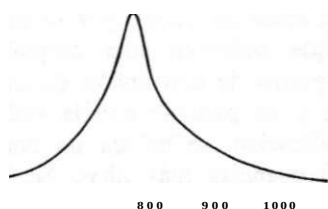


Fig. 5.6 Filtro activo selectivo.

La ganancia del filtro se regula ahora por el ajuste del potenciómetro de 500 ohmios. El punto óptimo suele encontrarse hacia los 180 ohmios; si la ganancia es alta, el circuito puede oscilar en la frecuencia de resonancia. Esto puede aprovecharse para disponer de un monitor de CW.

Resulta más cómodo disponer de un control remoto de la ganancia del filtro, lo que puede hacerse siguiendo el esquema incluido. De esta forma el potenciómetro de 10 K puede fijarse en el frontal. La ganancia se ajustará en el punto inmediatamente anterior a aquél en que el circuito empieza a oscilar, ya que es el punto de máxima resonancia y, por lo tanto, el que nos dará mayor selectividad.

Obsérvese que para obtener las características de un filtro de este tipo que está realizado con cristales de cuarzo, el costo de construcción, material, etc., no puede compararse con éste, y, a excepción del efecto de anulación de la doble señal de CW, los filtros de cuarzo introducen pérdida de inserción, mientras que este filtro activo suministra una ganancia mínima de 30 dB.

Si aún se desea mejorar el filtro, es posible poner dos de ellos en cascada. No obstante, es bastante difícil conseguir que los dos resuenen exactamente en la misma frecuencia y, si no se consigue, el resultado puede ser peor que el obtenido utilizando un solo circuito.

En general, los filtros de audio pueden montarse en el exterior del receptor, mientras que los filtros de cuarzo se montan en el interior. En realidad, en el diseño del receptor o transceptor ya debe haberse previsto el tipo de filtro de cuarzo, por lo que será difícil poder modificar un transceptor para añadirle un filtro de cuarzo. Esto sólo ocurre en los equipos comerciales especializados para los radioaficionados, en los que el equipo incluye una serie de filtros, pero existe la opción de cambiar o añadir filtros especiales, generalmente de precio elevado.

Existe la posibilidad de añadir un filtro de cuarzo en la salida de audio. Para ello la señal de audio que iría a los auriculares o altavoz exterior es acoplada a un modulador (fig. 5.7); la señal se introduce por una de las puertas del MOSFET Q, mientras que por la otra se inyecta señal de RF de un oscilador de portadora constituido por el transistor Q₁ y el cristal oscilador Y₁ que puede ser de 27 MHz oscilando a 9 MHz. A la salida de Q₁ existe una señal de AM de doble banda lateral, que puede pasar por cualquier filtro de cuarzo que esté en concordancia con la señal de portadora. Lo lógico sería hacerlo con un filtro sencillo como el dibujado en el esquema, muy útil para CW. El filtro de corte agudo deja pasar la señal de RF modulada hasta la base del transistor Q₂, en donde se inyecta señal del mismo oscilador de portadora. De esta forma Q₂ es un detector de producto y reconstituye la señal de entrada de baja frecuencia, con la salvedad de quedar parte de los tonos o frecuencias agudas totalmente recortados debido a la presencia del filtro de cuarzo. Debido a que el oscilador de portadora es el mismo tanto en el proceso de modulación como en el de demodulación o detección, las señales siempre están en fase y no se produce ningún silbido o tono molesto.

Este amplificador puede ser bastante efectivo, dependiendo del filtro de cuarzo utilizado; sin embargo, es incapaz de anular el efecto doble señal si el

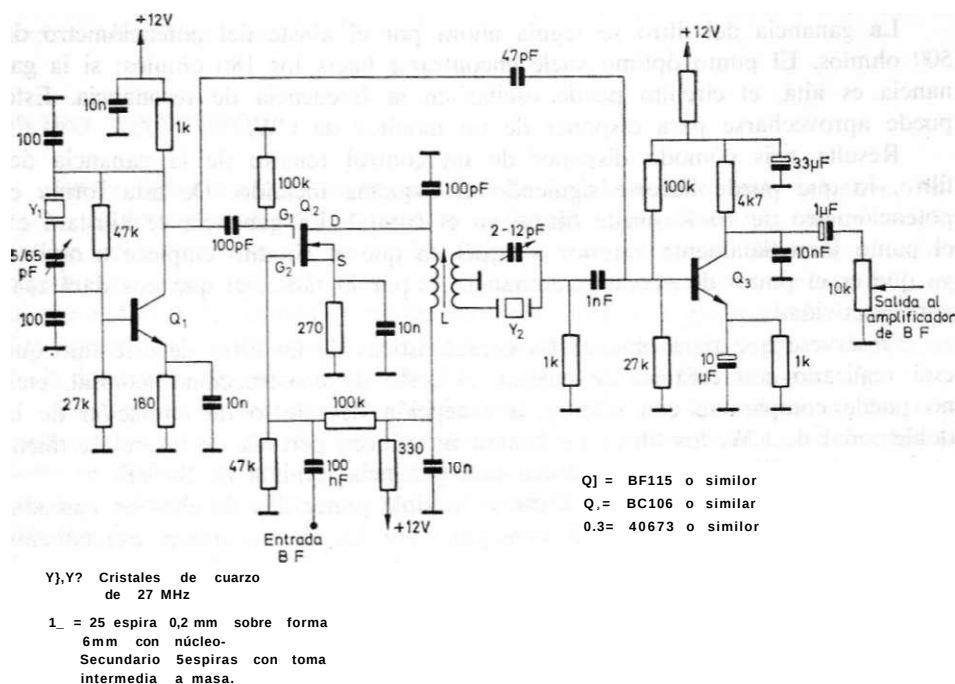


Fig. 5.7 Filtro de RF en la salida de audio.

receptor que le precede no lo hace de por sí, por lo cual la mejora es discutible.

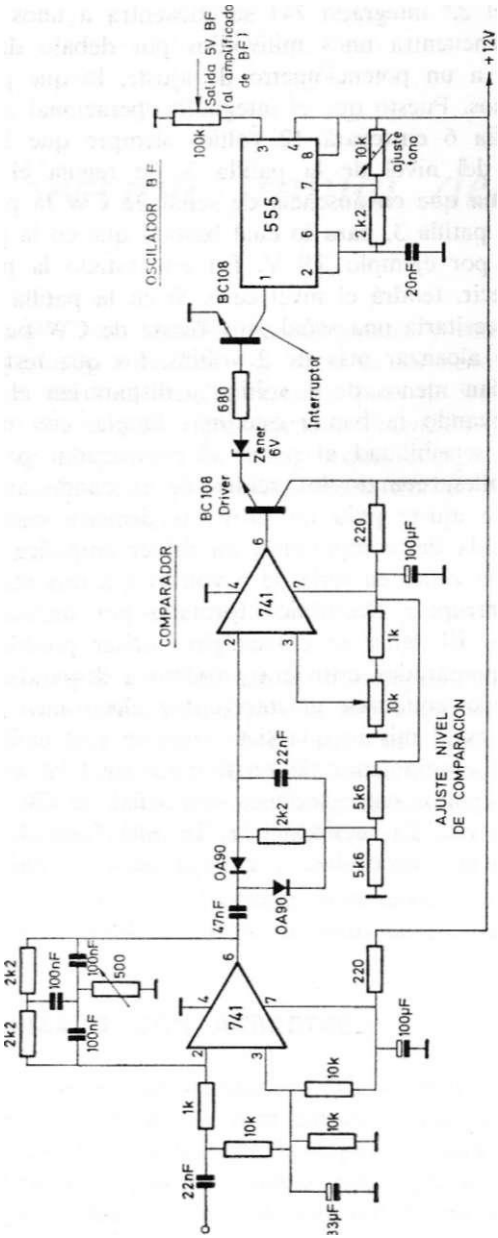
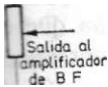
FILTROS REGENERATIVOS

Las señales de CW son del tipo digital, es decir, presentan sólo dos posibles estados: hay señal, o no hay señal. Al estado de señal se le puede dar el valor digital 1, y al estado de ausencia de señal se le puede dar el valor 0. La diferencia entre un punto y una raya en CW es que el punto podría considerarse un uno, y la raya un valor múltiplo del punto, por ejemplo de cuatro unos.

Aparte de estos estados digitales de ceros y unos, las demás señales que pueden recibirse son ruidos que enmascaran la nitidez de la recepción.

Existen circuitos complejos que permiten regenerar la señal original. Dado que es una señal digital, es posible convertir fácilmente las señales de audio en señales rectangulares e introducirlas en un ordenador, en el que pueden existir programas de filtrado, de corrección de errores e incluso de decodificación para que aparezca, el texto recibido en CW, en caracteres alfanuméricos sobre una pantalla visualizadora.

Hecho este preámbulo nos limitaremos a describir el circuito regenerador analógico de la figura 5.8 de tres etapas o pasos. El primero es un filtro activo (igual al de fig. 5.6). Sólo amplifica las señales de 1 kHz. En su salida se en-



o b o

cjora es dis-

sólo dos posi-
le puede dar el
d valor 0. La
podría conside-
ck cuatro unos,
señales que
pción.

zinal. Dado
señales de audio
e pueden exis-
decodificación
éricos sobre

^ regenerador
un filtro activo
•ü salida se en-

110 Receptores y transceptores de BLU y CW

cuentran dos diodos que rectifican la señal de audio obteniéndose así una tensión continua que se resta de los 6 voltios que aparecen en el centro del divisor resistivo formado por dos resistencias de 5K6, de forma que en ausencia de señal la patilla 2 del 2.º integrado 741 se encuentra a unos 6 voltios; en presencia de señal se encuentra unos milivoltios por debajo de esta tensión. La patilla número 3 va a un potenciómetro de ajuste, lo que permite que esté a 6 voltios o algo menos. Puesto que el integrado operacional está montado como comparador, la patilla 6 entregará 12 voltios siempre que la patilla 2 se encuentre por debajo del nivel de la patilla 3. Se regula el potenciómetro de comparación, de forma que en ausencia de señal de CW la patilla 2 se encuentre por encima de la patilla 3, para lo cual bastará que en la patilla 3 haya algo menos de 6 voltios, por ejemplo 5.9 V. En este estado la patilla 6 no tendrá tensión alguna, es decir, tendrá el nivel cero. Si en la patilla 3 hubieran 4 voltios solamente, se necesitaría una señal muy fuerte de CW para que al salir del filtro fuera capaz de alcanzar más de 2 voltios, los que restados de los 6 del divisor resistivo, darían menos de 4 voltios y dispararían el circuito comparador. Por lo tanto, cuando la banda esté más limpia, con menos ruidos, será posible obtener más sensibilidad al poner el comparador para que se dispare con señales más débiles; cuando los ruidos de la banda aumentaran, debería variarse el umbral de ajuste para no provocar disparos casuales que introducirían error. A la salida del comparador, un driver amplifica la señal de salida que es conducida a un zener en serie de 6 voltios y a una resistencia limitadora para disparar el interruptor electrónico formado por un simple transistor en configuración a masa. El zener se coloca para evitar posibles disparos intempestivos cuando el comparador estuviera próximo a dispararse por ruidos aleatorios rápidos. Cuando conduzca el interruptor electrónico al recibir tensión en la base, el efecto es el mismo que si el colector y el emisor estuvieran unidos. Ello sustituye al manipulador de un monitor de CW, el cual oscila en el tono de audio que elijamos entregándonos una señal de CW de tono puro, sin ruidos, interferencias, etc. El oscilador de BF está formado por el integrado 555 con sus componentes asociados, y entrega unos 5 voltios de audio, pero con baja potencia.

La *ad* una ten-
 fLro del divisor
 es *¿* ;::cia de
 H p K : en pre-
 st -i in. La
 Hpc que esté a
 ^ H n t a d o como
 2 se en-
 metro de
 encuen-
 da algo
 6 no tendrá
 •eran 4 vol-
 al salir del
 : los 6 del
 compara-
 rados, será
 se dispare
 debería
 que introdu-
 •al de salida
 limitadora
 transistor en
 aros intem-
 ruidos alea-
 abir tensión
 vieran uni-
 oscila en el
 do puro, sin
 el integrado
 audio, pero

Capítulo 6

Sección frontal del receptor

Las señales de RF son captadas por la antena y conducidas al receptor. A los primeros circuitos que reciben esta señal se les denomina sección frontal del receptor y tienen una importancia extrema, pues de las características y calidad de esta sección dependerá en gran parte la obtención de una buena o mala recepción. Téngase en cuenta que los defectos que se capten o se originen aquí serán después amplificados por valores del orden de los 100 dB, lo que equivale a muchos millones de veces.

SINTONÍA de banda

En receptor, o la parte receptora de un transceptor, no se diseña casi nunca para recibir una sola frecuencia, sino una banda de un determinado ancho; así. por ejemplo, la banda de los 7 MHz tiene una anchura de 100 kHz, la de 14 MHz de 350 kHz. la de 21 MHz de 450 kHz y la de 28 MHz de 2 MHz.

quiere decir que el receptor deberá ser capaz de recibir las estaciones que emitan dentro de los límites de las bandas y rechazar las señales que estén fuera de los mismos.

Existen tres diseños básicos: el circuito sintonizado con arrastre, el circuito de paso de banda, y la combinación de circuitos de paso alto y de paso bajo.

CIRCUITO SINTONIZADO CON ARRASTRE

La sintonía o producto de resonancia LC, se obtiene en cada momento variando únicamente la capacidad y para conseguir una sintonía más aguda se utilizan varios circuitos LC, en los que la capacidad está constituida por secciones de un condensador variable múltiple cuyas placas móviles giran arrastradas por un eje común. Esta es una solución muy buena que sólo requiere una construcción mecánica muy igual de cada sección del condensador y de las partes, al objeto de que al efectuar el arrastre de frecuencias no se produzcan variaciones de sintonía. La problemática es que los condensadores múltiples son voluminosos. requieren mecanización de la caja para su fijación, el tamaño es grande

112 Receptores y transceptores de BLU y CW

y su montaje es difícil. En equipos comerciales el arrastre por capacidad es sustituido por el arrastre inductivo, lo que se hace utilizando condensadores fijos e introduciendo en las bobinas sendos núcleos de ferrita, que están fijados a una placa y se introducen en las respectivas bobinas al mismo tiempo; esto se denomina ajuste de sintonía por permeabilidad. Esta última versión resulta difícil de construir por uno mismo, ya que no existen en el comercio bobinas múltiples con dispositivos de ajuste por permeabilidad y habría que proceder a su diseño y mecanización completa. Cuando las bandas no son muy amplias (como las asignadas a los radioaficionados), puede efectuarse ajuste múltiple por varicaps o varactores (fig. 6.1 B).

Los diodos se colocan junto a las bobinas, mientras que la variación de

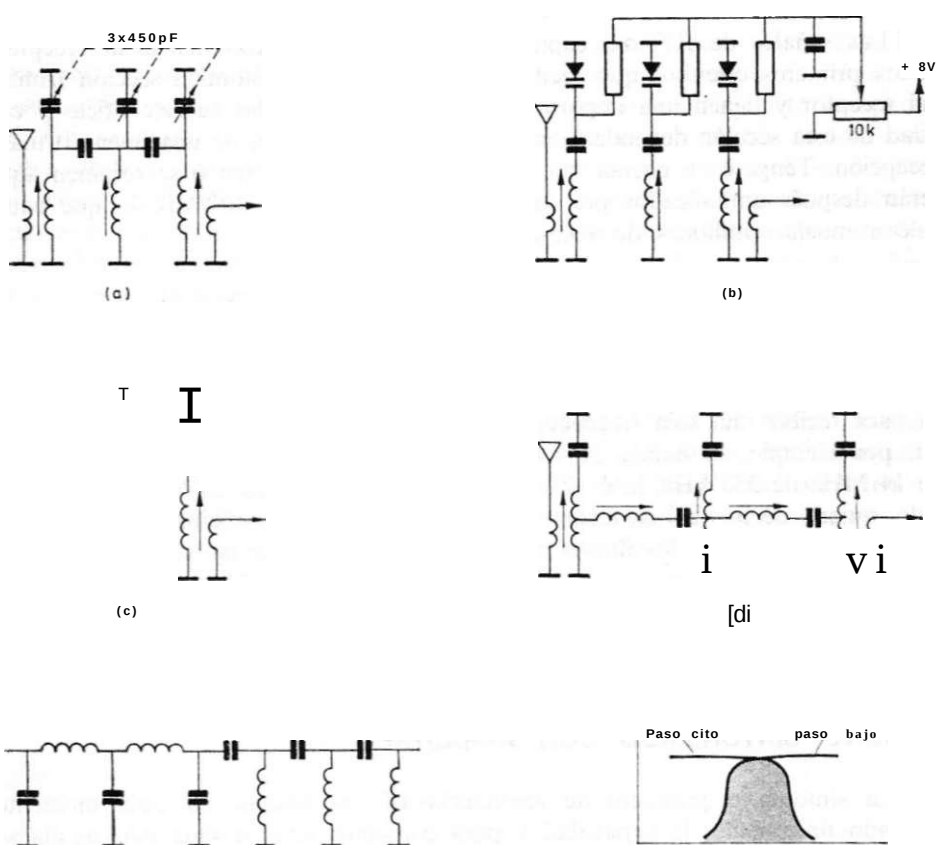


Fig. 6.1 Circuitos sintonizados en la sección frontal del receptor: A) con arrastre mecánico; B) con arrastre por varactores; C) circuito de paso de banda LC en paralelo; D) circuito de paso de banda con combinación LC serie y paralelo, muy utilizados en los transceptores japoneses; E) circuito combinado de paso bajo y paso alto, muy utilizado en receptores; F) curva resultante de un circuito de paso alto y un circuito de paso bajo.

tensión de mando se obtiene por un cursor del potenciómetro, lo que es muy cómodo ya que la mecanización de la caja del receptor sólo requiere un taladro para fijar el potenciómetro.

Uno de los graves inconvenientes que tienen los sistemas de sintonía con arrastre es que, cuando se sintoniza una señal con el oscilador variable, se puede olvidar efectuar el ajuste de la sintonía frontal del receptor, lo que se denomina frecuentemente presintonía. Si bien en teoría es conveniente disponer de presintonía, en la práctica resulta engorroso realizar el ajuste manual de esta presintonía cada vez que se cambia de frecuencia dentro de la misma banda, por lo que los equipos que incorporan este sistema suelen quedar en condiciones de recepción muy pobres, por olvido de presintonizar.

En el circuito 6.1 C. el ajuste exacto de los circuitos LC a la misma frecuencia nos daría un filtrado muy agudo en esta frecuencia, y las demás frecuencias de la misma banda serían atenuadas o rechazadas. Para paliar este inconveniente lo que se hace es ajustar cada circuito LC a una frecuencia diferente, por ejemplo, al principio de la banda, a la mitad y al final de la banda, al objeto de conseguir una respuesta plana. Los equipos comerciales disponen de circuitos LC acoplados en serie y paralelo (fig. 6.1 D); éstos son difícilmente reproducibles por el radioaficionado, pues los cálculos son complejos. También existe otro sistema de proveer sintonía frontal, que consiste en acoplar un filtro de paso bajo con uno de paso alto (fig. 6.1 E). La zona solapada será la banda cubierta, como puede apreciarse en la figura 6.1 F. También estos tipos de sintonía son difíciles de realizar por el aficionado, pero se están utilizando profusamente en receptores comerciales en los que las inductancias están materializadas en forma pequeña con dos patillas, y pueden ser insertadas en el circuito impreso por sistemas automáticos como un componente más. Al no requerir un ajuste ulterior abaratan mucho los costos, sin que ello merme calidad al producto (a este tipo pertenece el ICOM IC-71R y más anteriormente el Atlas 110 con inductancias realizadas sobre toroides).

En general, los montajes del radioaficionado se limitarán, por sencillez y suficiente calidad, a las versiones de la figura 6.1 B y C. En general, bastan dos circuitos sintonizados LC para obtener un buen rechazo de señales fuera de banda, aunque sean próximas, lo que recibe el nombre de rechace de banda adyacente. La mayoría de receptores utilizan, aunque no necesariamente, un preamplificador de la señal captada por la antena; se denomina preamplificador de RF y usualmente tiene un tercer circuito LC sintonizado en su salida.

Los circuitos sintonizados de entrada tienen una misión análoga a la de los filtros de cuarzo, con la diferencia de que un filtro de cuarzo puede tener un ancho de banda de unos 2,4 kHz, mientras que el del circuito sintonizado de entrada deberá ser de unos 350 kHz para la banda de los 20 metros, por ejemplo.

El rechace del circuito sintonizado frontal puede tener un valor moderado para las frecuencias próximas a la banda, es decir, la llamada banda adyacente, pero debe presentar una atenuación elevada para señales coincidentes con la frecuencia que se utilice en la FI puesto que, de no ser así, estas señales serían muy amplificadas en las etapas de FI y producirían interferencia. Tam-

114 Receptores y transceptores de BLU y CW

bien debe presentarse un rechace particularmente grande a las llamadas frecuencias imágenes. Así, se debe poder variar la frecuencia del OFV en el margen de **5** a **5,5** MHz para sintonizar de **14** a **14,5** MHz siendo la FI de **9** MHz, puesto que la suma de la FI y la frecuencia del oscilador nos dará la señal sintonizada:

$$5 + 9 = 14 \text{ MHz}$$

También nos da la diferencia entre la FI y la frecuencia del OFV:

$$9 - 5 = 4 \text{ MHz}$$

y en este caso, al sintonizar en el margen de **14** a **14,5** MHz, también podrían captarse las señales de **4** a **3,5** MHz, que pudieran atravesar el circuito de entrada del receptor. Algunas veces, un circuito de entrada bien cuidado puede presentar atenuación de bandas imágenes de más de **60** dB puesto que las frecuencias son muy diferentes, como es el caso de **4** y **14** MHz. Pero si, por ejemplo, disponemos de un OFV de **2** MHz y una FI de **9** MHz obtendremos: **9 - 2 = 7** MHz. o sea, la banda de **40** metros y también **9 + 2 = 11** MHz, que no corresponde a ninguna banda de aficionado, pero sí se encuentran muchas estaciones comerciales o de «broadcasting» como generalmente se denomina a las emisoras de radiodifusión en onda corta. Y de **7** a **11** MHz el rechace será pobre por haber poca diferencia.

La solución a estos problemas es la utilización de las llamadas *trampas*.

TRAMPAS DE SINTONÍA FRONTAL

Las trampas son circuitos resonantes, es decir, sintonizados a la frecuencia que se quiere anular, y su inserción en el circuito produce este efecto. Algunas trampas, como las de rechace de señales de frecuencia igual a la **FI**, se colocarán en el punto mismo de entrada de la señal de antena; si el receptor fuera multibanda, se pondría sólo una trampa común a todas las bandas. La figura **6.2 A** representa una trampa resonante paralelo, situada entre la antena y los circuitos de sintonía frontal. Cuando la entrada de antena no es de baja impedancia (**50** ohmios o valor próximo) se puede utilizar un toroide, o balun para adaptar la alta impedancia de antena a la baja impedancia requerida para trabajar con estos circuitos. Sólo las señales que resuenen a la frecuencia determinada por la combinación LC serán atenuadas. También se puede realizar una trampa con un circuito resonante serie LC. como el de la figura **6.2 C**. Este podría ser el caso de un circuito frontal sintonizado para **7** MHz y del que se quisiera atenuar al máximo la zona de **11** MHz que, en el caso del párrafo anterior, era una señal imagen.

También pueden efectuarse combinaciones de trampas serie y trampas paralelo (fig. **6.2 D**).

Al añadir una trampa a un circuito de sintonía frontal se produce una interacción y deberá procederse a un reajuste.

frecuen-
d. margen
lie 9 MHz,
la señal

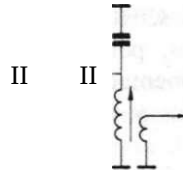
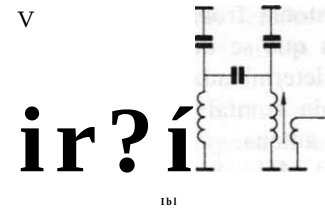
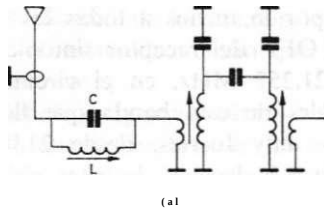


Fig. 6.2 Diversos tipos de filtros utilizados en recepción: A) trampa paralelo en la entrada; B) adaptación de la trampa con un toroide; C) trampa serie; D) trampa serie paralelo.

Las trampas son particularmente útiles a los radioaficionados que tienen su estación ubicada en las proximidades de una estación de onda media u onda corta. No queda más remedio que hacer un estudio muy riguroso de la frecuencia de emisión y del valor de sus armónicos. Algunas veces las trampas son insuficientes para contrarrestar un defecto real de la estación emisora. Si existe una interferencia en 21,400 MHz, que es una frecuencia de aficionado, y descubrimos que la estación próxima está operando a 10,700 MHz, podríamos poner trampas a la entrada de nuestro receptor, para que sea rechazada la potente señal de 10,7 MHz captada por nuestra antena ya que, por tratarse de una señal de alto nivel, podría producir armónicos dentro del receptor. Si hecho esto no desaparece la interferencia en 21,400 MHz es que probablemente esta estación emite realmente armónico en esta frecuencia. Las reglamentaciones de comunicación no pueden prohibir que esto suceda, ya que técnicamente es imposible evitarlo por debajo de ciertos valores; sólo establecen límites extremos. Así, si la estación emite a 10,700 MHz con una potencia de 100 kilovatios, su segundo armónico podrá estar atenuado 60 dB, lo que en potencia quiere decir una atenuación de un millón de veces, con lo que resulta que la potencia emitida será de $100.000/1.000.000 = 0,1$ vatio, lo cual carece de importancia a distancias grandes, pero no a distancias de unos pocos kilómetros o de una fracción de kilómetro en donde el armónico será captado intensamente.

MODULACIÓN CRUZADA

La antena no capta una sola señal, sino muchas, por lo menos todas las de la banda para la cual está diseñada. Estas señales son conducidas al circuito



de sintonía frontal, que admite a todas ellas o por lo menos a todas las de la banda que se desea recibir. Aun cuando con el OFV del receptor sintonicemos una determinada estación, por ejemplo la de 21,257 MHz, en el circuito de sintonía frontal estarán presentes todas las señales de esta banda que lleguen a la antena, y pueden haber muchas, algunas muy fuertes, desde 21,000 a 21,450 MHz. Si colocamos un preamplificador de RF después de estos circuitos sintonizados, el preamplificador amplificará todas a la vez. Supongamos que este amplificador sea capaz de preamplificar 20 veces. Si una señal llega con 1 microvoltio, el preamplificador entregará a la salida 20 microvoltios, ya que se trata de una amplificación lineal. Pero si existe una señal tan fuerte como de 1 voltio, el preamplificador deberá entregar 20 voltios, pero como sólo puede entregar 12 voltios, suponiendo que la tensión de alimentación sea de este valor, la señal en la salida quedará limitada a 12 voltios y el transistor quedará saturado.

En la figura 6.3 se detalla la curva de amplificación de un transistor. En él se representan dos señales de entrada de diferente amplitud, y las señales amplificadas a la salida. La de mayor amplitud queda limitada en la salida por sobrepasar la curva de amplificación del transistor. Cuando esto ocurre, es decir, cuando el amplificador se satura, la ganancia se modifica para todas las señales presentes. Por ello si en el preamplificador hay varias señales y una de ellas lo satura, las demás quedarán moduladas al ritmo de esta señal fuerte, y la señal débil aparecerá interferida por unos crujidos, lo que a veces se conoce como «barbas». Muchos radioaficionados creen que esta interferencia es producida por una emisión defectuosa de un radioaficionado próximo a su estación. Esto puede ocurrir algunas veces, pero casi siempre se debe simplemente al efecto de la modulación cruzada, que no la produce el transmisor que emite.

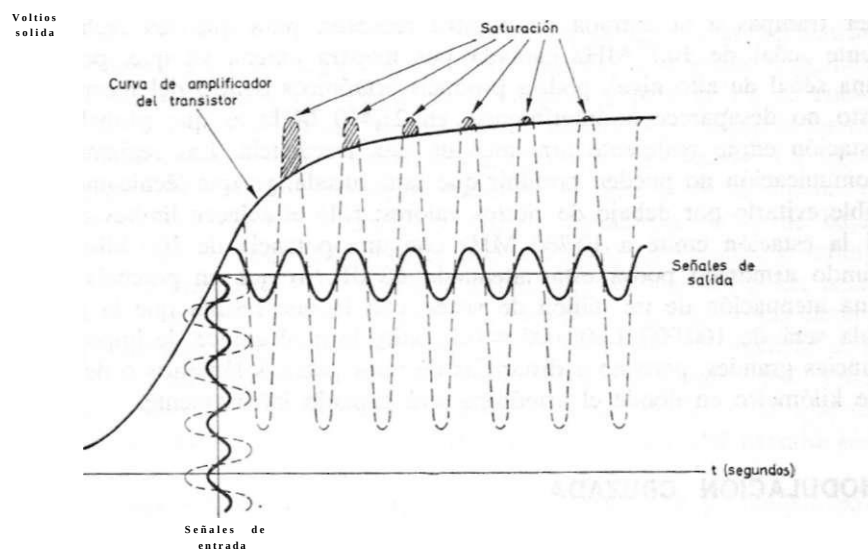


Fig. 6.3 Diagrama de modulación cruzada.

las de la
 ionicemos
 l circuito de
 w-e lleguen
 21,000 a
 i circuitos
 ios que
 llega con
 >. ya que
 como de
 sólo puede
 de este va-
 - : t quedará

•ransistor. En
 las señales
 k salida por
 •curre, es de-
 todas las se-
 y una de
 fuerte, y
 xes se co-
 ferencia es
 o a su es-
 ñimplemente
 r que emite.

sino el receptor de la estación receptora, que no es capaz de recibir señales fuertes de la misma banda sin que interfieran las señales débiles que también están en él presentes.

Debido a que actualmente la radioafición se ha extendido en muchos países y a que la mayoría de las estaciones de radioaficionados se concentra en las ciudades, la modulación cruzada es uno de los fenómenos adversos que deberemos afrontar diseñando el equipo de forma que anule o minimice sus efectos.

REMEDIO PARA LA MODULACIÓN CRUZADA

El remedio más sencillo y eficaz es acoplar un atenuador en la entrada de antena, tal como el potenciómetro de 10 K utilizado en el receptor de conversión directa de la figura 3.17. El atenuador se ajustará para el valor en que la señal potente deje de producir modulación cruzada. Es cierto que las señales débiles serán también atenuadas, pero siempre será mejor escuchar claramente una señal débil que escuchar una señal fuerte de manera ininteligible a causa de la modulación cruzada.

Habría que ajustar continuamente este atenuador según se hicieran presentes las señales posibles causantes de modulación cruzada. Esto es algo engorroso ya que nos obligaría a estar ajustando permanentemente el atenuador con una mano. La solución, en parte, es el uso de control automático de ganancia. El lector que haya montado algún receptor habrá descubierto que, tanto las estaciones de radioaficionado como otras de onda corta que haya podido captar, están continuamente variando en intensidad de señal a consecuencia de la variación de las condiciones de propagación. Estas raramente permanecen constantes por largo tiempo, y es normal que presenten variaciones continuas, más o menos rápidas, con lo que es necesario retocar el mando de volumen de vez en cuando. Al objeto de compensar estas variaciones se incorpora en los receptores el llamado control automático de ganancia o CAG. Al objeto de conseguir una compensación óptima se regula la ganancia de algunas etapas como la preamplificadora de RF y las etapas de FI. Naturalmente, si reducimos la ganancia del preamplificador será más difícil que las señales fuertes puedan producir modulación cruzada; de ahí la importancia de controlar la etapa preamplificadora de RF más que otras etapas posteriores.

Otra manera de reducir la modulación cruzada es simplemente no utilizar preamplificador de RF. En este caso, después de unos circuitos resonantes y trampas, la señal de antena es conducida directamente a un mezclador y, para evitar que este circuito se sature, puede construirse con componentes pasivos tales como diodos, con lo cual, al no existir amplificación, difícilmente se produce saturación. La solución radical será añadir aquí un filtro de cuarzo, con lo que únicamente pasará al amplificador de FI la señal seleccionada por el OFV y ninguna más. Esta disposición «ideal» aparece en la figura 6.4. En la práctica, las soluciones buenas para remediar un mal, a veces producen otro. En este caso, si el mezclador es pasivo, la señal del OFV podría alcanzar la antena y ser radiada por la misma. La reglamentación de comunicaciones es-

118 Receptores y transceptores de BLU y CW

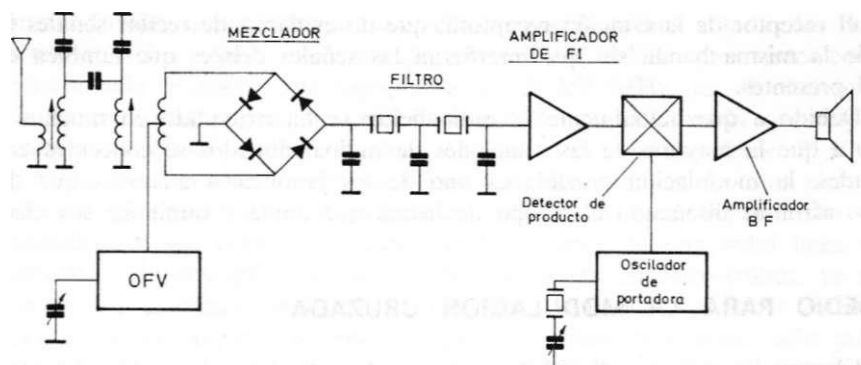


Fig. 6.4 Disposición ideal de la circuitería para evitar modulación cruzada.

tatuye que el valor máximo tolerado de radiación debe ser inferior a unos pocos nanovatios, lo que dicha solución ideal no asegura. Como el mezclador pasivo y el filtro de cuarzo producen pérdidas de inserción, la señal captada por la antena queda reducida varios decibelios, por lo que ahora toda la amplificación deberá ser llevada a cabo por la etapa de FI y ésta deberá tener valores de amplificación del orden de los 100 dB. Este valor es muy alto, y deberían tomarse muchas precauciones, blindajes, desacoplos, etc., para que no se produzca autooscilación. Uno de los equipos transceptores comerciales que se basan en este sistema es el Atlas 110. Si bien este tipo de equipo ofrece un excelente comportamiento frente a la modulación cruzada, su sensibilidad queda reducida. Parece que la tendencia actual de los fabricantes de equipos es la de incluir un preamplificador de RF con ciertas precauciones para disponer de este paso con un buen control automático de ganancia y además de un excelente rechazo de modulación cruzada.

PREAMPLIFICADORES DE RF

Si los componentes activos que forman parte del circuito preamplificador de RF no tienen un «factor de ruido» muy bajo, como la amplificación que sigue a este paso es de unos 100 dB o más, el ruido quedará amplificado varios miles de millones de veces. Esto induce a buscar FET o MOSFET de características especiales, que son caros y difíciles de adquirir. Pero ello es más bien pertinente sólo para las bandas de VHF y UHF en donde estos requisitos sí son imprescindibles, porque en HF ocurre un fenómeno muy sencillo, y es que, debido a la propagación, cuando precisamente las comunicaciones pueden ser de largo alcance existe un nivel de ruido ya importante, lo que hace que raramente sirva de algo el que el ruido interno del preamplificador de RF sea verdaderamente bajo.

Existe un dilema al escoger el componente activo: los transistores bipolares de silicio presentan buenos factores de amplificación, pero se saturan fácilmente y por ello presentan modulación cruzada; los MOSFET no presentan

'uzada.

or a unos
mezclador
«señal captada
i toda la ampli-
tener valo-
y deberían
I no se pro-
i que se ba-
ece un exce-
flidad queda
quipos es la
disponer de
de un exce-

preamplificador
ficación que
amplificado va-
5FET de ca-
ello es más
: estos requisitos
r-cillo, y es
telones pueden
: hace que rara-

RF sea ver-
stores bipola-
saturan fácil-
no presentan

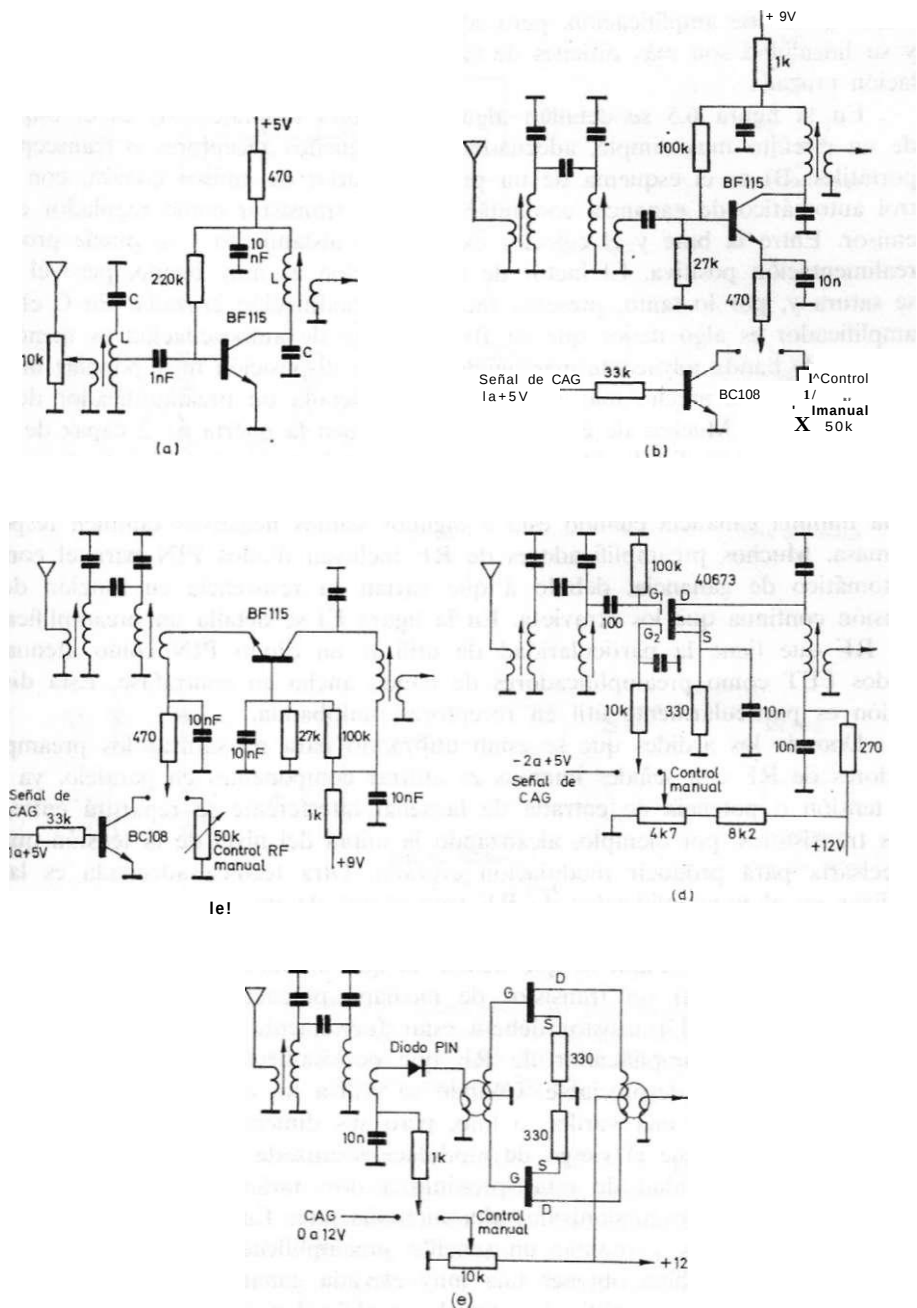


Fig. 6.5 Diversas configuraciones de preamplificador de RF: A) preamplificador de RF muy simple; B) preamplificador de RF con control manual o automático de ganancia RF; C) preamplificador de RF con disposición de base común y control manual o automático de RF; D) preamplificador de RF con MOSFET; E) preamplificador de RF de banda ancha con control de RF por diodos PIN.

estos valores de amplificación, pero son dispositivos que por su alta impedancia y su linealidad son más difíciles de saturar y, por ello, presentan menor modulación cruzada.

En la figura 6.5 se detallan algunos posibles montajes. A) es el esquema de un circuito muy simple, adecuado para pequeños receptores o transceptores portátiles. B) es el esquema de un preamplificador de emisor común, con control automático de ganancia conmutable y otro transistor como regulador en su emisor. Entre la base y el colector existe poco aislamiento y se puede producir realimentación positiva. El factor de amplificación es muy bueno, pero el paso se satura y, por lo tanto, presenta fácilmente modulación cruzada. En C el preamplificador es algo mejor que en B). El riesgo de autooscilación es menor, el rechazo de banda adyacente más agudo. Es una disposición muy popular incluso para frecuencias mucho más altas. En D) se detalla un preamplificador de RF con MOSFET. Muchos de estos dispositivos tienen la puerta n.º 2 capaz de controlar la ganancia. En los 40673 y equivalentes, la ganancia máxima se presenta cuando la puerta G_2 está a potencial de 5 voltios positivos respecto a masa, y la mínima ganancia cuando está a algunos voltios negativos también respecto a masa. Muchos preamplificadores de RF incluyen diodos PIN para el control automático de ganancia, debido a que varían su resistencia en función de la tensión continua que los atraviesa. En la figura E) se detalla un preamplificador de RF que tiene la particularidad de utilizar un diodo PIN como atenuador y dos FET como preamplificadores de banda ancha en contrafase. Esta disposición es particularmente útil en receptores multibanda.

Uno de los ardides que se están utilizando para no saturar los preamplificadores de RF con señales intensas es utilizar componentes en paralelo, ya que la tensión o potencia de entrada de la señal interferente se repartirá entre los dos transistores, por ejemplo, alcanzando la mitad del nivel de la tensión que se precisaría para producir modulación cruzada. Otra técnica adecuada es la de utilizar en el preamplificador de RF transistores de potencia, como el 2N3866, que son más bien de emisión para VHF, entregando 1 vatio o algo más en aquellas frecuencias. Aquí lo que ocurre es que difícilmente una señal de antena llegará a saturar un transistor de mediana potencia, y precisamente para que no se sature el transistor deberá estar fuertemente polarizado, con lo que se obtiene un preamplificador de RF que curiosamente requiere disipador, y su consumo no es despreciable. Cuando se utiliza un equipo portátil, o móvil, la antena suele ser una varilla, o hilo, pero sus dimensiones son siempre muy reducidas, por lo que el riesgo de modulación cruzada es menor; también disminuye la probabilidad de estar próximo a otro radioaficionado si el equipo está pensado para excursionismo, alta montaña, etc. Entonces es posible reducir las precauciones y montar un sencillo preamplificador de RF como el de la figura 6.5 A, o bien obtener una muy elevada ganancia en este paso, utilizando un integrado amplificador lineal, amplificador diferencial, etc., aunque sea aprovechando integrados pensados para amplificación de FI de otros equipos, como, por ejemplo, el MCI350 que es un amplificador de FT de televisión. En la figura 6.6 se detallan algunos de estos integrados. Quizás lo más interesante es el elevado margen dinámico que se obtiene, es decir, que gracias al CAG

klí impedancia
i menor modu-

∴ esquema
0 transceptores
• él con con-
• sjudador en su
paede producir
1 pero el paso
a. En C el pre-
• es menor, el
popular incluso
lacador de RF
E capaz de con-
fias se presen-
tspecto a masa^
• riñen respecto
Ln el control
l fondón de la
preanplificador
jatr ? atenuador
Be Esta dispo-

• ks preamplifi-
Bjalelo. ya que
• nini entre los
t tensión que se
osada es la de
el 2N3866,
i algo más en
Wk señal de ante-
vt. -.-ente para
. con lo que
iisipador, y
'til, o móvil,
siempre muy
. también dis-
si el equipo
es posible redu-
orno el de
teste paso, utili-
etc, aunque
[de otros equi-
r FI de televisión.
? más interese
se ir-acias al CAG

V

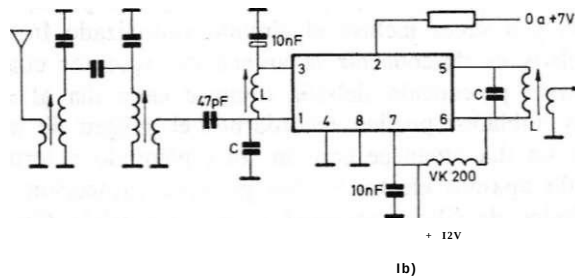
lí K

-||—Salida

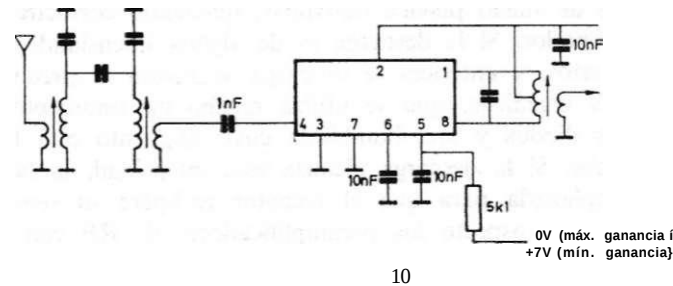
100 nFJ

CAG +1,8 a +4,5V

(a)



(b)



10

Fig. 6.6 Preamplificadores de RF con integrados: A) con SL610 de Plessey, ganancia unos 20 dB y margen dinámico 50 dB; B) con MC1590 de Motorola, ganancia hasta 50 dB, margen dinámico 60 dB; C) con integrado MC1350 de Motorola, ganancia 55 dB margen dinámico 60 dB.

amplifican las señales débiles hasta su máximo valor de ganancia según diseño y montaje, mientras que no amplifican las señales fuertes, sino que incluso las atenúan, resultando que en la salida de baja frecuencia apenas existen variaciones de nivel de señal, debido precisamente a esta regulación automática. La mayoría de amplificadores integrados de tipo lineal utilizan la llamada amplificación diferencial; con ella se consiguen factores de amplificación muy altos y deberá tenerse la precaución de separar los circuitos de entrada y salida, así como desacoplar la alimentación, puesto que el riesgo de autooscilación es elevado.

Otro integrado utilizable como preamplificador de RF es el CA3028A de

Integrado
SL 610
de PLESSEY

0

Visto por debajo

Integrado
MC1590
de MOTOROLA

Visto por debajo

MC1350
de MOTOROLA

Visto por arriba

RCA. Algunos de estos integrados pueden resultar difíciles de adquirir; en cambio los MOSFET y los transistores bipolares de silicio de RF de pequeña o media señal se encuentran más fácilmente.

DESCARGAS DE ELECTRICIDAD ESTÁTICA

Uno de los problemas que se presentan con harta frecuencia es la destrucción del preamplificador de RF por causa de descargas de electricidad estática en la antena. Sin necesidad de que haya una fuerte descarga en la antena, en tiempos tormentosos se producen pequeñas descargas capaces de destruir el componente activo, y a veces incluso el circuito sintonizado frontal del receptor. La precaución obvia es desconectar la antena del receptor cuando se abandona el hogar. Pero esta precaución debería tomarse cada día al salir de casa, y solamente los días nublados pueden recordarnos el peligro de una tormenta, pero cuántas veces un día amanece con un sol espléndido y termina en una tormenta con tremendo aparato eléctrico. Una pequeña protección la pueden ofrecer un par de diodos de silicio conectados en antiparalelo (fig. 6.7 A) delante la sección receptora, es decir, después del relé de conmutación de antena entre las secciones receptora y emisora. Una descarga estática puede tener una tensión muy alta, pero su intensidad puede ser del orden de miliamperios. En este caso los diodos de silicio pueden destruirse, quedando cortocircuitados. Habrá después que reponerlos. Si la descarga es de alguna intensidad, los diodos pueden quedar abiertos, y entonces la descarga alcanzará al preamplificador de RF. Un sistema ingenioso, que se utiliza mucho en transceptores comerciales, es incluir los diodos y una bombillita cuyo filamento está limitado a unos 100 mA o menos. Si la descarga alcanza esta intensidad, la lamparita se funde. Bastará reemplazarla para que el receptor recupere su sensibilidad perdida (fig. 6.7 B). En este aspecto los preamplificadores de RF con válvula resultan difíciles de destruir, a menos que la descarga estática sea realmente poderosa; esto es algo que puede contemplarse, incluso como solución de disponer de un preamplificador de RF a válvula, exterior al equipo, para utilizar

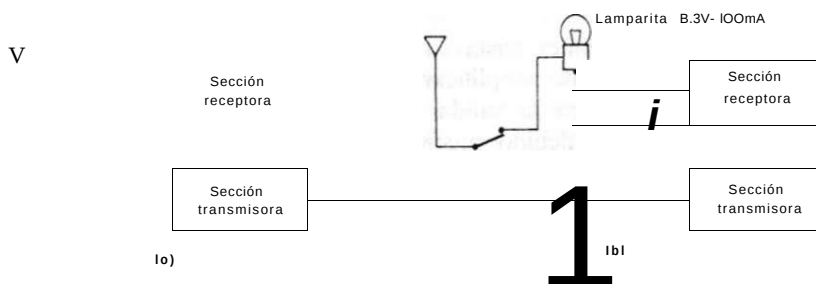


Fig. 6.7 A) protección contra descargas estáticas por diodos de silicio; B) protección contra descargas estáticas por lamparita piloto y diodos.

en cam-
quefia o

en tiempo tormentoso o en zonas de alta montaña y con mucho riesgo de descargas atmosféricas. Las válvulas van quedando cada día más relegadas a funciones muy especiales, ofreciendo algunas características diferentes que los componentes de estado sólido. Si la protección contra las descargas estáticas llega a ser una condición importante, se podrá considerar esta opción. Muchos equipos modernos de protección cívica o social se equipan con válvula en su paso preamplificador, puesto que la seguridad de comunicación es el factor más importante.

es la des-
rtricidad es-
en la ante-
ees de des-
i frontal del
: cuando se
al salir de
de una tor-
termina en
:ión la pue-
elo (fig. 6.7 A)
tacion de ante-
ca puede tener
miliamperios.
•rtocircuitados.
«dad. los dio-
[preamplifica-
nseeptores co-
está limitado
L la lamparita
su sensibilidad
F con válvula
sea realmente
lución de dis-
. para utilizar

sección
'e zeptorQ

sección
c-smisora

B) protección

Capítulo 7

Receptores de comunicación

Si deseamos obtener un receptor de buenas características, deberemos partir del receptor superheterodino cuya explicación se inició al final del capítulo 3.

Un receptor de conversión directa o simplemente heterodino no podrá alcanzar la selectividad y sensibilidad de uno superheterodino, y su justificación es la sencillez y el bajo costo.

Es posible realizar un receptor de comunicaciones de una o varias bandas, con características buenas, a partir de material no demasiado caro ni difícil de localizar.

Si se tienen algunas precauciones en el mecanizado y un poco de buen gusto en la disposición de los componentes del frontal, se pueden obtener equipos con acabados muy aceptables. En la figura 7.1 puede apreciarse un transceptor para 20 metros de BLU, diseñado y construido por EA3AYA.



Fig. 7.1 Enrique Bonada, EA3AYA muestra su transceptor para 20 metros, diseñado y construido por él.

RECEPTOR MONOBANDA

Un receptor de bajo costo, con componentes comunes y de fácil montaje y calibración es el que hemos bautizado como *Berenice*. Se trata de un super-

Capítulo 7

cación

deberemos par-
dal capítulo 3.
no podrá al-
Hp justificación

varias bandas,
ni difícil de

oco de buen
obtener equi-
se un trans-
5AYA.

metros, diseñado

de fácil montaje
113. de un super-

heterodino preparado para recibir CW y BLU. El esquema se detalla en la feúra 7.2 y los detalles constructivos en la tabla 7.1. Las capacidades y vueltas o espiras de las bobinas se han calculado para la banda de los 20 metros; si lo desea para otra banda, el lector puede buscar datos en la tabla 1.1. En el esquema no se ha detallado el amplificador de audio, que puede ser un TDA2002, ni el regulador de 8 voltios que puede ser el famoso 7808, alimentado a 12 voltios a partir de una fuente de alimentación estabilizada, o sin estabilizar, o ?en de una batería de automóvil. Pasemos a los detalles constructivos.

La señal llega por la antena al circuito frontal de sintonía del receptor constituido por un par de bobinas sintonizadas a la banda que se desea recibir. Sigue un preamplificador en montaje de base común. El emisor recibe la señal del circuito de sintonía, que es amplificada y conducida al circuito sintonizado L.. La ganancia del transistor preamplificador de RF es controlada por el transis-

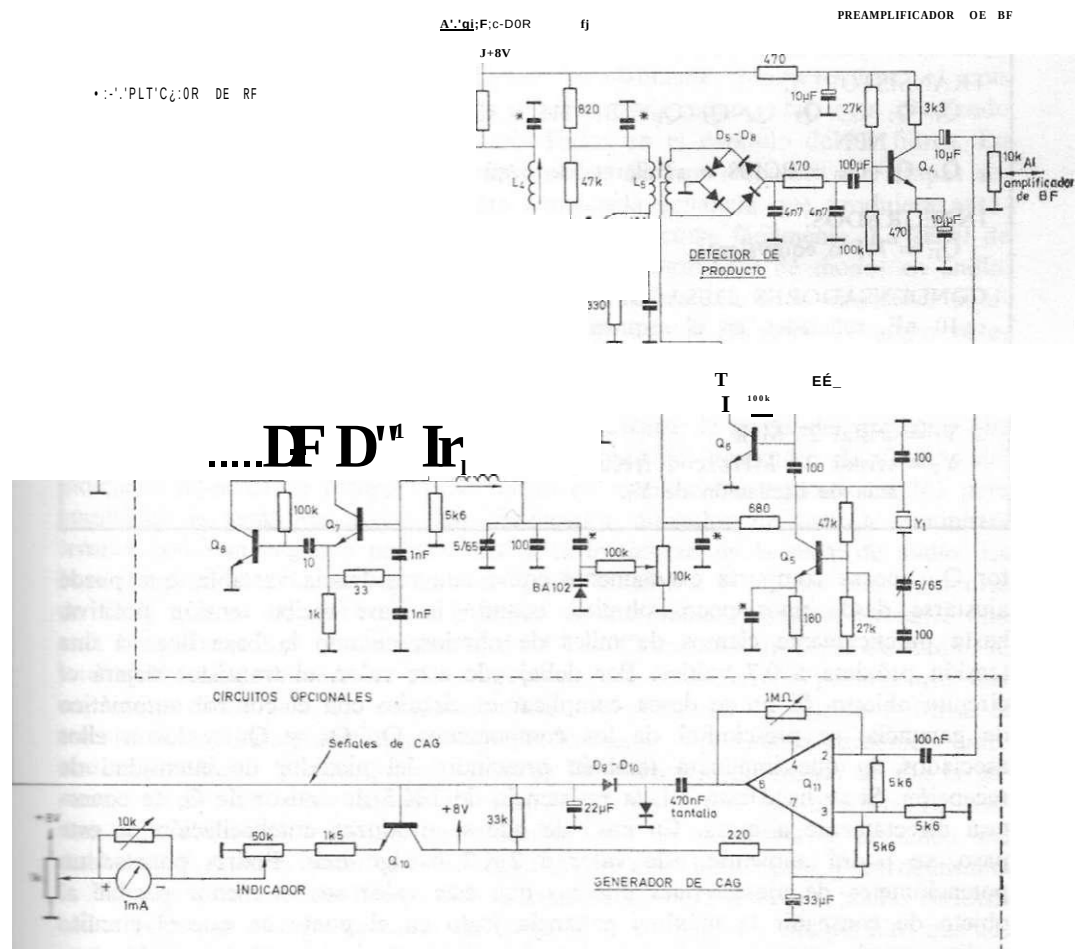


Fig. 7.2 Receptor monobanda Berenice.

126 Receptores y transceptores de BLU y CW

TABLA 7.1. Tabla de datos constructivos del receptor *Berenice*.

BOBINAS (para 20 metros):

- $L_i = L_1 = 17$ espiras hilo 0,2 mm esmaltado sobre forma 0 6 mm con núcleo ajustable. Acoplamiento 3 espiras. Con blindaje.
- $L_j = 17$ espiras igual L_i excepto acoplamiento 6 espiras con toma intermedia. Con blindaje.
- $L_4 = 25$ espiras hilo 0,2 mm sobre forma 0 6 mm con núcleo ajustable. Con blindaje. Frecuencia resonancia 9 MHz.
- $L_5 = L_4$ pero con acoplamiento de 6 espiras con toma intermedia. Con blindaje. Frecuencia resonancia 9 MHz.
- $L_6 = 38$ espiras hilo 0,2 mm esmaltado sobre forma 0 6 mm con núcleo ajustable. Con blindaje.

DIODOS:

- D_i a D_s de silicio 1N4148 o equivalentes.
- D_9 - Dio de germanio OA90 o similar.

TRANSISTORES:

- $Q_i - Q_2 - Q_j - Q_5 - Q_6 - Q_7 - Q_8 =$ BF 115 o similares, de pequeña señal RF, tipo NPN.
- $Q_4 - Q_9 - Q_{10} =$ BC108 o similares, de pequeña señal BF, tipo NPN.

INTEGRADOS:

- $Q_{11} = 741$ o equivalente.

CONDENSADORES DESACOPLO:

- 10 nF, señalados en el esquema con un asterisco. Serán cerámicos de 16 voltios.

CRISTALES:

- Y_1 = cristal 27 MHz.
- Y_2 = cristal 27 MHz con frecuencia de resonancia superior en unos 2 kHz a la de oscilación de Y_1 .

tor Q_9 , que se comporta exactamente como una resistencia variable, que puede ajustarse desde unos pocos ohmios, cuando la base recibe tensión positiva, hasta prácticamente cientos de miles de ohmios, cuando la base llega a una tensión próxima a 0,7 voltios. Por debajo de este valor, el transistor dejará el circuito abierto. Si no se desea complicar el circuito con el control automático de ganancia, se prescindirá de los componentes Q_9 , Q_{10} y Q_7 y los a ellos asociados, lo que implicará también prescindir del medidor de intensidad de recepción. Si se hace esto así, la resistencia de 1 K 5 de emisor de Q_i se conectará directamente a masa. En caso de que se produzca autooscilación de este paso, se podrá aumentar este valor a 2 K 2 o algo más. Podría ponerse un potenciómetro de ajuste, pues interesa que este valor sea el menor posible al objeto de conseguir la máxima ganancia justo en el punto en que el circuito pudiera oscilar por ganancia excesiva. La etapa siguiente está constituida por cuatro diodos en anillo cerrado. Esto constituye un mezclador equilibrado; ob-

sérvese que la señal del OFV se introduce por una toma intermedia; por tanto, se anula en la salida del mezclador. La señal del OFV puede ir de 23 a 23,350' MHz, puesto que restándole la frecuencia de 9 MHz de la FI nos daría una banda de recepción de 14 a 14,350 MHz. No obstante, un OFV de 23 a 23,350 MHz sería poco estable si se hiciera oscilar en fundamental. El truco consiste en hacer un oscilador de 5 a 5,350 MHz. La suma de la FI y del OFV nos dará también 14 a 14,350 MHz. Después del mezclador sigue un filtro de cuarzo de un solo cristal. Este filtro es del tipo escalera, en el que se han cambiado las capacidades por resistencias de bajo valor. En su lugar puede ponerse un filtro más eficaz, de 2, 3 o más cristales. Alinear el cristal de portadora con el del filtro cuando sólo hay uno es relativamente fácil y puede hacerse incluso por tanteo, hasta que se pueda sintonizar una estación con suficiente claridad. El único inconveniente es que la atenuación de la banda lateral indeseada puede ser de sólo unos 20 dB, pero esto se traduce en que las estaciones que se reciben ocupan algo más del ancho que les correspondería. Si no hay muchas estaciones próximas entre sí, no hay mayor problema. Si las estaciones están muy próximas, entonces pueden interferirse parcialmente produciéndose algunas «barbas». Puede empezarse con este sencillo filtro monocristal, e ir añadiendo más cristales en las configuraciones estudiadas en el capítulo de los filtros. La etapa siguiente es la de frecuencia intermedia. Se han dispuesto dos etapas solamente al objeto de que no existiera demasiada ganancia que produjera auto-oscilación. Con tres etapas de FI a 9 MHz esto ocurre fácilmente. La señal de FI se amplifica unos 30 dB y se entrega a otro mezclador de diodos en anillo, en donde se produce el batido con la señal de portadora. Este mezclador equilibrado hace aquí las veces de detector de producto. La señal de audio obtenida es amplificada por un paso de baja frecuencia y de ahí la señal se pasa a un integrado de potencia para salida por altavoz o auriculares de baja impedancia. Opcionalmente, si se desea, puede realizarse la parte del esquema que está encerrada en el recuadro de trazos. Se trata del generador de CAG y del indicador de señal de recepción. Se utiliza un amplificador operacional 741 para amplificar la señal de audio. Un rectificador doblador de tensión suministra tensión continua negativa proporcional a la intensidad de la señal de audio. La base del transistor Q_2 está polarizada positivamente a través de una resistencia de 33 K que va al positivo y a la salida de los diodos dobladores y entre ésta y la base citada hay una resistencia de 47 K. Cuando existe señal de audio, la tensión negativa obtenida es más alta y se resta de la tensión positiva que hay en reposo en la base del citado transistor. Al disminuir la tensión positiva, el transistor Q_2 conduce menos o, lo que es lo mismo, aumenta la resistencia entre emisor y colector, por lo que al aumentar la resistencia de emisor de Q_2 , la ganancia disminuye, obteniéndose de esta forma un control automático. El condensador electrolítico de 22 microfaradios que se encuentra a la salida del doblador de tensión negativa tiene una función muy importante, pues determina la llamada constante de tiempo del sistema de CAG. Puesto que dicho condensador tarda un tiempo pequeño en cargarse o descargarse, no permite que las variaciones de la señal de CAG sean muy rápidas. Esto conviene, pues de lo contrario, cuando se recibiera una estación entre dos palabras, es decir, en las

mm con nu-

toma inter-

lmuc'.to ajustable.

ietermedia. Con

€ mm con nú-

señal RF, tipo

errármeos de 16

unos 2 kHz

ble, que puede
nsión positiva,
se llega a una
sistor dejará el
trol automático
, y los a ellos
le intensidad de
de Q_1 se conec-
ilación de este
Iría ponerse un
menor posible al
que el circuito
constituida por
equilibrado; ob-

128 Receptores y transceptores de BLU y CW

pausas normales que se producen al hablar. Q, recuperaría toda la ganancia, y entonces el receptor captaría ruido de fondo, lo cual es altamente molesto. Algunos receptores comerciales tienen dos condensadores electrolíticos con un selector, de forma que al ser ambos de diferente capacidad, puede escogerse un CAG rápido o un CAG lento, lo que sea más adecuado para BLU y CW.

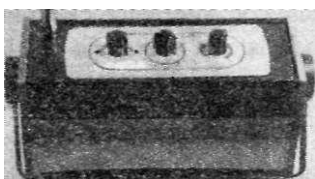


Fig. 7.3 Aspecto del receptor *Berenice* montado en una caja, que ya se venoe mecanizada con asa y compartimiento para pilas.

Como la señal de CAG refleja en todo instante el nivel de la señal de recepción, basta llevarla a un indicador para que nos dé una idea de la fuerza de la señal. Para ello el transistor Q_{10} amplifica la corriente de CAG y, mediante un divisor resistivo ajustable, se aplica la señal a un instrumento de 1 mA. Mediante ajustes del divisor resistivo y del trimer en paralelo con el instrumento, se lograrán obtener resultados razonables. También el trimer del amplificador operacional tiene su importancia. Un excesivo valor de amplificación impediría momentáneamente la recepción; entonces la señal de CAG volvería a ser positiva y se restablecería la recepción con lo que la tensión de CAG volvería a ser incorrecta y el receptor volvería a quedar mudo unos instantes, de forma que se produciría una especie de autooscilación o ciclos de recepción - mudez - recepción - mudez, etc., con una velocidad determinada por la constante de tiempo del condensador de la línea de CAG.

Las indicaciones del instrumento indicador de señal de recepción se tendrían que calibrar con un generador de señal conectado en la entrada de antena. Con 50 microvoltios, la señal correspondería a 9 unidades «S» lo que aproximadamente debería ser el centro de la escala. No obstante, cualesquiera que sean los valores, lo que sí se obtendrá es un resultado repetitivo que nos dará idea de qué estaciones llegan más fuertes, si una determinada estación mejora su señal al dirigir su antena hacia nuestra dirección, o si se recibe la misma estación con señales diferentes en días sucesivos por cambios de propagación. El ajuste de cero del instrumento indicador se hace con el potenciómetro de 1 K.

Si se dispone de instrumentos, el ajuste del receptor no presentará problema alguno. El margen del OFV deberá ser de 5 a 5,350 MHz (para los 20 me-

l ganancia, y molesto. Alcen un sel-cogerse un BLU y CW.

Berenice mon- vende mecani-
•ento para pilas.

la señal de re- de la fuerza de CAG y, me- instrumento de paralelo con el én el trimmer del de amplifica- nal de CAG vol- [ia tensión de CAG io unos instantes, » ciclos de recep- terminada por la

recepción se ten- la entrada de an- lades «S» lo que tante, cualesquiera repetitivo que nos inada estación me- i se recibe la mis- mbios de propaga- »n el potencióme-

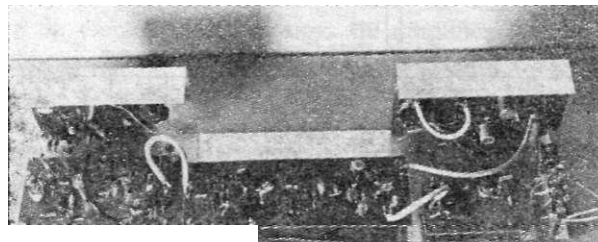
presentará proble- z (para los 20 me-

tros). Si se introduce más núcleo en la bobina o se añaden espiras, la frecuencia disminuirá. Por el contrario, disminuyendo la capacidad del trimmer de ajuste, la frecuencia aumentará. Problemas que puedan presentarse: que logremos ajustar la frecuencia a 5,000 MHz en el extremo inferior, pero que en el extremo superior sea de 5,420 MHz, es decir, que nos sobre margen. Esto quiere decir que la bobina tiene demasiada inductancia. Habrá que sacar parte del núcleo y compensar con el trimmer. Al sacar el núcleo la frecuencia inferior de 5,000 MHz subirá, por ejemplo, a 5,200 MHz; por ello hay que bajar con la capacidad nuevamente a 5,000 MHz. Ahora habrá que mover el potenciómetro de sintonía para buscar el límite alto. Si éste ha quedado hacia 5,350 MHz, y no K puede sacar más núcleo, entonces deberán suprimirse algunas espiras de la bobina.

El problema inverso es de que el margen nos quedara, por ejemplo, de 5.000 MHz a 5.260 MHz. Para disponer de más margen debería introducirse más el núcleo y compensar la variación de frecuencia con el trimmer. Si no es suficiente el entrar más el núcleo, proceder a añadir algunas espiras. Disponiendo de un frecuencímetro, mediante algunos tanteos, se logra disponer del margen deseado. Deberá también comprobarse la estabilidad del OFV, y proceder a su envejecimiento artificial si es necesario.

Cuando se tiene poca experiencia en montajes, puede ser preferible realin- ni varios circuitos separados, y probarlos sobre una placa metálica, que a la vez que sirve de soporte, proporciona el blindaje equivalente al que encontrarían las placas de circuito impreso al montarlas dentro de la caja metálica definitiva. En primer lugar permite experimentar placa por placa, hasta subsanar ledos los errores. Si un circuito se ha diseñado mal, sólo hará falta repetir una placa. La figura 7.4 ilustra uno de estos montajes, en que se experimentaba un receptor similar al *Berenice*.

Existe un campo muy dilatado para la experimentación en el diseño de receptores. En efecto, como preamplificadores de RF y amplificadores de FI pueden utilizarse simples transistores bipolares de silicio, FET. MOSFET o in-



Rg_ 7.4 Ensayo de los circuitos del receptor *Berenice* en un chasis para pruebas.

130 Receptores y transceptores de BLU y CW

tegrados con altas ganancias y como detectores de producto y mezcladores, desde anillos de diodos, pasando por componentes activos desde transistores bipolares de silicio a integrados especializados. En las figuras 7.5 y 7.6 se ilustran diversas configuraciones de detectores de producto. Algunos son muy sencillos, como el de la 7.5 A ya que no requiere ni siquiera tensión de alimentación por tratarse de un circuito pasivo. No obstante, precisa una tensión de portadora del orden de 1 voltio o superior, y la señal de audio obtenida es muy inferior a los niveles de señal de entrada, por lo que un mezclador o detector de este tipo introduce una pérdida de conversión. Con componentes activos se logran algunas ganancias interesantes, y con los integrados aún más. Concretamente el integrado 1596 es muy popular, se encuentra muy fácilmente, su pre-

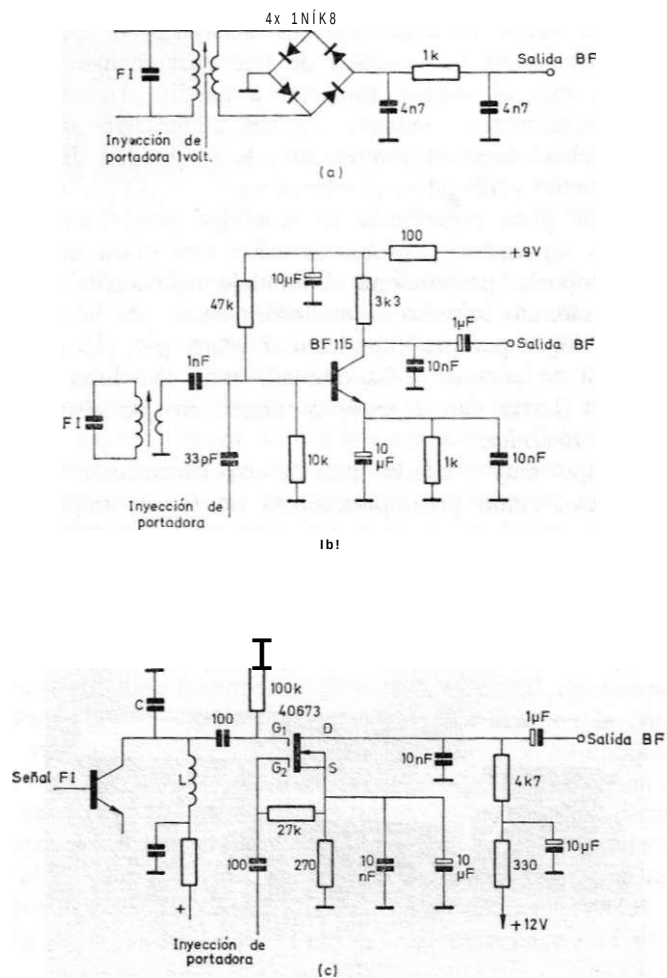


Fig. 7.5 Detectores de producto: A) detector de producto con anillo de diodos; B) detector de producto con transistores de silicio; C) detectores de producto con MOSFET.

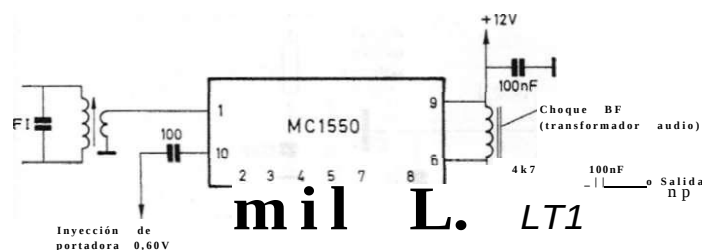
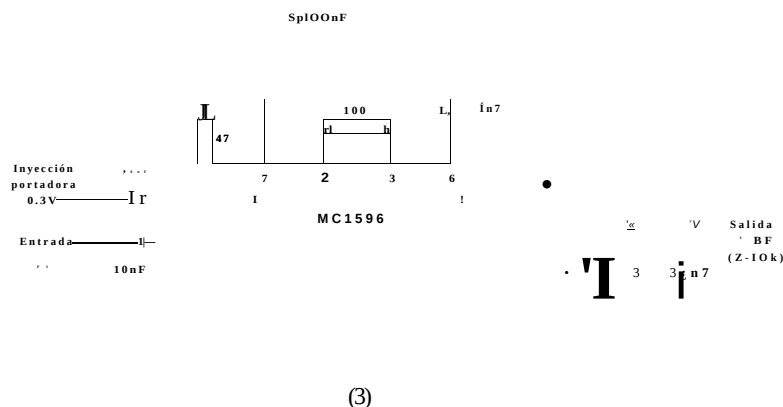


Fig. 7.6 A) detector de producto con integrado MC1596; B) detector de producto con integrado MC1550.

ció es bajo y su resultado es excelente. El único inconveniente es que requiere bastantes resistencias asociadas.

Una observación a tener en cuenta es que los integrados utilizados como preamplificadores de RF podrán utilizarse también como amplificadores de FI; por ello disponen de un acceso a la línea de CAG.

Tanto los mezcladores como los detectores de producto, no deben tener control automático de ganancia (CAG). Cuando se utiliza como mezclador un Integrado capaz de efectuar las funciones de amplificación o de mezcla (según se efectúe su conexionado), la patilla que se conecta al CAG deberá conectarse a una tensión fija. Esto es debido a que, como mezclador, una variación de ganancia podría alterar el resultado de la mezcla, distorsionándolo.

El OFV puede montarse de acuerdo con los diferentes esquemas que contiene este tratado, o con los esquemas de la figura 7.7. A y B, en los que se detalla un oscilador con MOSFET y otro con FET. Siendo el equipo mono-banda, el OFV sólo deberá entregar un margen de frecuencias determinado. Existen muchas combinaciones posibles, pero sólo algunas son efectivas. Lo real sería que la frecuencia del OFV estuviera por encima de la FI y de la frecuencia de la banda a recibir. Si la FI es 9 MHz, entonces las frecuencias deberían ser:

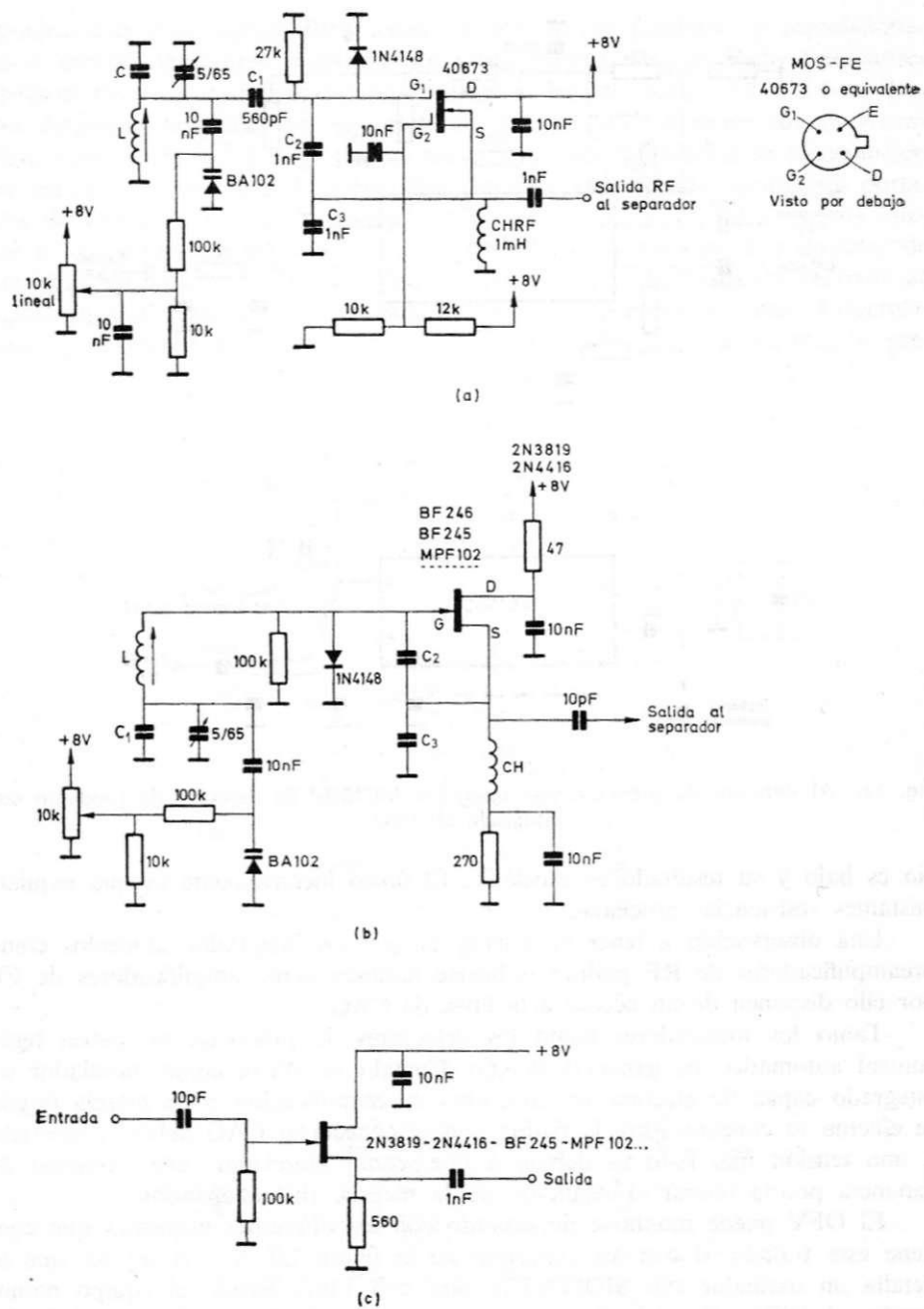


Fig. 7.7 Osciladores variables: A) oscilador variable con MOSFET y datos de capacidades; B) oscilador variable utilizando FET; C) separador con FET, salida de baja impedancia, utilizable con los circuitos A y B.

$$\begin{aligned}
3,5 \text{ MHz} + 9 \text{ MHz} &= 12,5 \text{ MHz} \\
7 \text{ MHz} + 9 \text{ MHz} &= 16 \text{ MHz} \\
14 \text{ MHz} + 9 \text{ MHz} &= 23 \text{ MHz} \\
21 \text{ MHz} + 9 \text{ MHz} &= 30 \text{ MHz} \\
28 \text{ MHz} + 9 \text{ MHz} &= 37 \text{ MHz}
\end{aligned}$$

de esta forma ningún armónico del OFV caería dentro del margen de la FI o de la banda a recibir.

TABLA 7.2. Valores de capacidades según frecuencia de los OFV de las figuras 7.7 A y B.

Margen frecuencia MHz	C,	C,	C _i
	en pF		
2	1.000	2.200	2.200
3 - 5	560	1.000	1.000
5 - 7	470	680	680
7 - 11	270	470	470
11 - 15	120	270	270
15 - 25	82	220	220

En la práctica estas frecuencias resultan muy altas y serán poco estables, presentando deriva por pequeñas variaciones de temperatura. Por supuesto que la tensión de alimentación estará altamente estabilizada como pueda estarlo utilizando un regulador 7808 o equivalente *. Deberá recurrirse, pues, a buscar frecuencias más bajas, o bien a realizar osciladores heterodinos.

Para disponer de frecuencias más bajas, lo que se hará es que la frecuencia del OFV sumada a la de la banda a recibir nos den la frecuencia de la FL. Supuesta ésta de 9 MHz, tendremos:

$$\begin{aligned}
3,5 \text{ MHz} + 5,5 \text{ MHz} &= 9 \text{ MHz} \\
7 \text{ MHz} + 2 \text{ MHz} &= 9 \text{ MHz}
\end{aligned}$$

Para las bandas superiores, restaremos de la frecuencia de banda la del OFV:

$$\begin{aligned}
14 \text{ MHz} - 5 \text{ MHz} &= 9 \text{ MHz} \\
21 \text{ MHz} - 12 \text{ MHz} &= 9 \text{ MHz}
\end{aligned}$$

* Quien desee profundizar en el diseño de osciladores puede leer el artículo *Diseño de osciladores de frecuencia variable* de José Antonio Gázquez. EA7ETA. publicado en la revista «CQ Radio Amateur», núm. 9, junio 1984, Boixareu Editores.

OSCILADOR A
CRISTAL (tF₀)

Los condensadores marcados con asterisco (*) son cerámicos 10nF
L1 C1 determinan frecuencia del OFV
Los valores de C2yC3 dependerán de la frecuencia
L2 C2 y L1 C1 resonará a la frecuencia de salida del OFV
heterodino, que es suma o diferencia del OFV y
el oscilador a cristal

100

1.

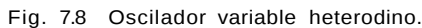


Fig. 7.8 Oscilador variable heterodino.

TABLA 7.3. Tabla de cristales para OFV heterodino.

<i>Frecuencia banda (MHz)</i>		<i>Frecuencia FI</i>		<i>Frecuencia heterodino</i>	<i>OFV</i>	<i>Frecuencia 5 MHz</i>	<i>OFV</i>	<i>Frecuencia cristal (MHz)</i>
3,5	+	9	=	12,5		5		7,5
7	+	9		16		5		11
14	+	9	=	23	-	5		18
21	+	9	=	30		5	=	25
28	+	9	=	37		5	=	32
28,5	+	9	=	37,5		5	=	32,5
29	+	9	=	38		5		33
29,5	+	9	=	38,5		5		33,5

bobina alguna, y otros para trabajar en tercer sobretono (B y C) que requieren el uso de inductancias.

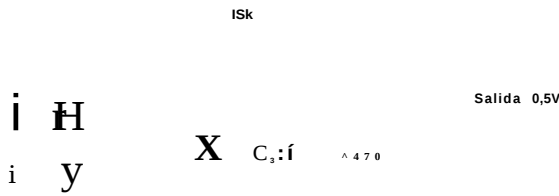
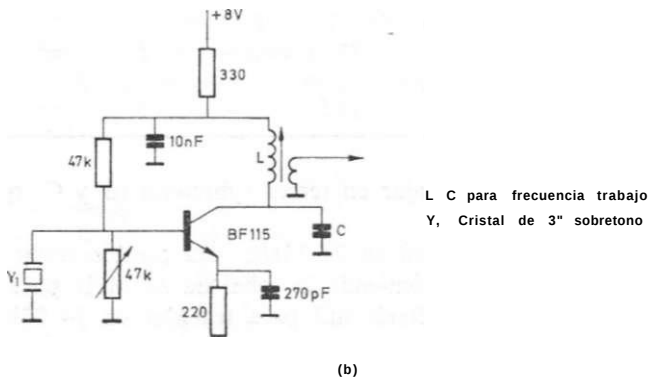
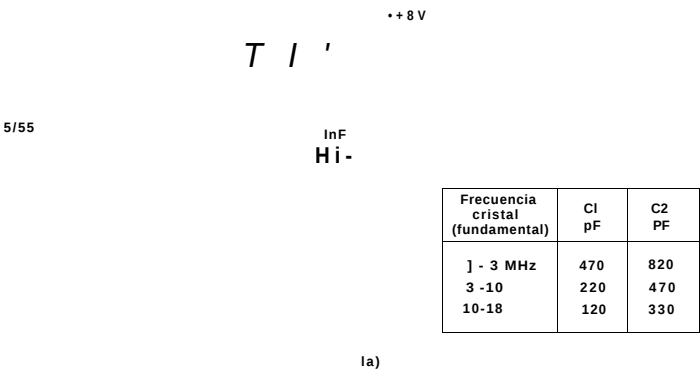
Así haciendo oscilar un cristal en 27 MHz, será posible restar de esta frecuencia los 4 MHz del OFV, obteniendo la señal de 23 MHz para el oscilador variable heterodino, lo cual resultaría útil para trabajar en 14 MHz de forma muy limpia.

Si bien los cristales de cuarzo se pueden encargar a los fabricantes de los mismos, existen algunos que están normalizados y pueden encontrarse más fácilmente en los comercios de radio. Se encuentran cristales de 1MHz y 10 MHz para la base de tiempos de frecuencímetros digitales; de 1 MHz, 2 MHz, 2,5 MHz, 4 MHz, 5 MHz, 6 MHz y 11 MHz para MPU y miniordenadores; de 4,032 MHz para sincronismo TV USA; de 4,433619 MHz para sincronismo color PAL (los incorporan todos los televisores en color sistema PAL); de 17,5 MHz a 17,6 MHz para radiocontrol; de 10,240 a 10,250 MHz para sintetizador (equipos de banda ciudadana); y de 10,7 MHz y 455 kHz marcadores para Kf (equipo profesional).

Cuando el OFV, sea o no heterodino, se gobierne por diodo varactor, podrá estar encerrado en una cajita metálica al objeto de aislarlo eléctricamente de los otros circuitos, y en caso de estar en un transceptor, aislarlo del campo de RF que se pueda crear, a la vez que del ambiente, haciendo que los cambios bruscos de temperatura ambiental sean mucho más lentos para que se minimice la deriva de frecuencia debida a los cambios ambientales.

La figura 7.10 muestra un OFV heterodino encerrado en una caja metálica, efectuándose el conexionado en los cables de alimentación mediante taldros y condensadores pasantes.

Para que la recepción resulte exenta de silbidos y gorjeos o «pajaritos»



Cristal frecuencia 3'' sobretono	PF	C ₁ PF	C ₂ PF	C4 PF	L Forma 6 mm 0 Hilo esmoltado de 0.2mm con núcleo ajustable
15 - 25 MHz	100	100	68	33	13 espiras juntas
25 - 50 MHz	100	68	47	33	9 espiras juntas

Fig. 7.9 Osciladores a cristal de cuarzo: A) oscilador a cristal de 1 a 18 MHz; B) oscilador a cristal de 20 a 35 MHz (en tercer sobretono); C) oscilador a cristal de 15 a 45 MHz (tercer sobretono).

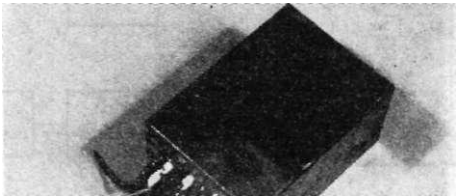
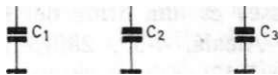


Fig. 7.10 El OFV puede estar encerrado en una caja metálica, efectuándose la alimentación y demás conexionado por medio de condensadores pasantes.



(del inglés «bird» = pájaro) después del OFV, heterodino o no, es recomendable el uso de filtros de paso bajo que impidan el paso de armónicos. Se detallan filtros en pi de este tipo en la figura 7.11 con diversos valores de frecuencia. En general los OFV utilizarán valores intermedios, por lo que el lector deberá interpolar, pero la tabla ya da una orientación de partida.



<i>Frecuencia máxima utilizable MHz</i>	<i>C₁ = C₂; pF</i>	<i>C₃ pF</i>	<i>L₁ = L₂ hilo 0,2 mm sobre forma 0 6 mm con núcleo</i>
30	120	220	6 espiras juntas
21	180	270	7 espiras juntas
14	270	430	9 espiras juntas
	470	820	14 espiras juntas
3,5	1.000	1.500	19 espiras juntas

- : 7.11 Filtro de paso bajo de dos secciones y tabla de valores para las cinco bandas más utilizadas de HF.

Se insiste en que la posibilidad de diseño de un receptor es muy amplia. Vamos a dar solamente unos ejemplos sugerentes:

Plessey es un fabricante de integrados que dispone de toda una línea de **¡Eos** especialmente concebidos para el diseño de un receptor de comunicaciones, .i.c. una ganancia total superior a 100 dB y un buen margen dinámico de CAG. Es la figura 7.12 se detalla el diagrama de bloques; bastan siete integrados para

138 Receptores y transceptores de BLU y CW

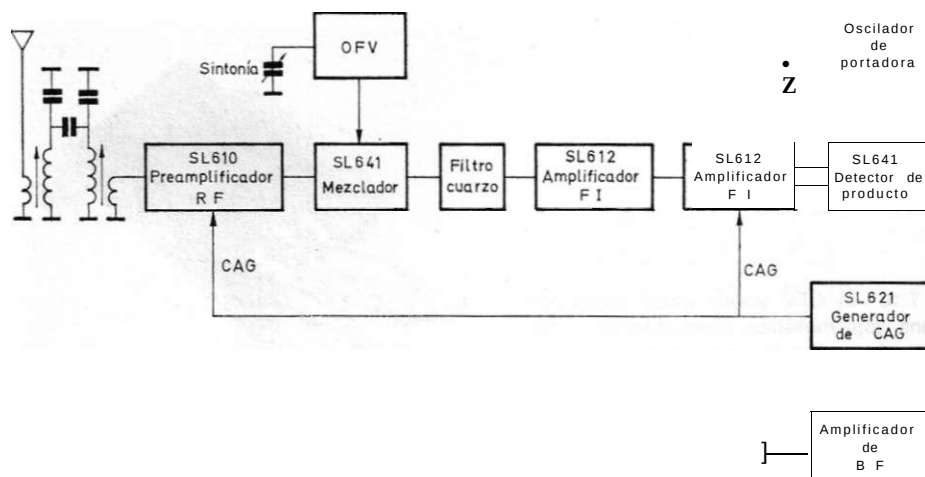


Fig. 7.12 Diagrama de bloques correspondiente a un receptor de comunicaciones con integrados Plessey.

obtener casi el receptor; la única circuitería a realizar son el OFV y el oscilador de portadora. Plessey facilita información sobre sus integrados en diversas notas de aplicación. Plessey es una firma del Reino Unido. Su dirección en España es c/. Mártires de Alcalá, 4-3.º, 28015 Madrid, tel. (91) 248 38 32 *.

El receptor de la figura 7.13 se basa en pocos integrados. El amplificador

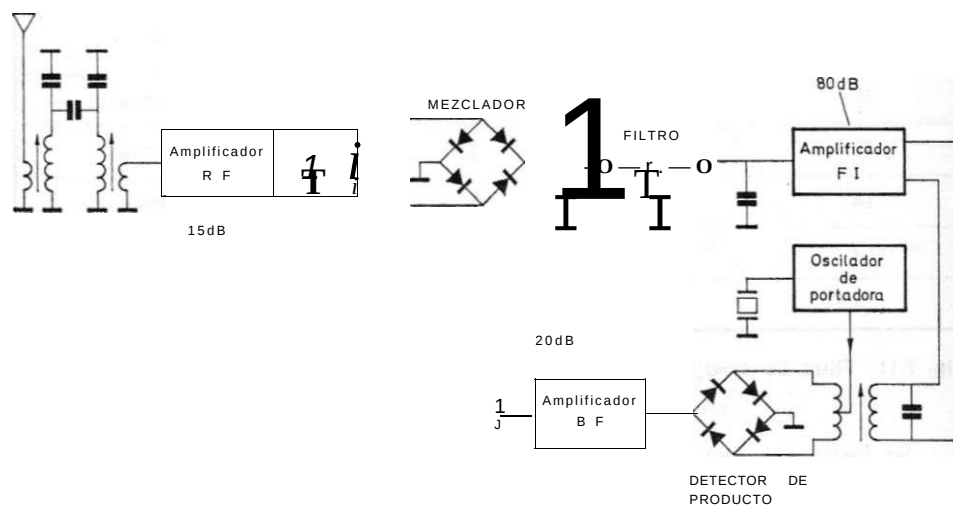


Fig. 7.13 Receptor con integrados y componentes discretos.

* Quien desee profundizar más en estos integrados puede adquirir el libro *Circuitos integrados para el radioaficionado* del Dip. Ing. Reinhard Birchel, editorial Marcombo.

oscilador
de
catadora

51641
j detector de
producto

SL621
2-enerador
de CAS

Hppitíf icador
de
B F

nicaciones con

FV y el osci-
idos en diver-
i dirección en
248 38 32 *.
amplificador

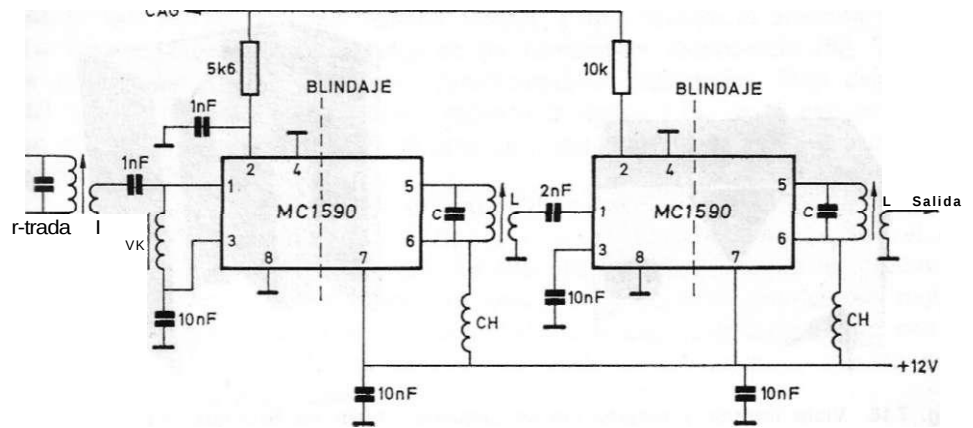


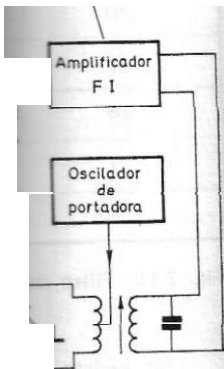
Fig. 7.14 Amplificador de FI de 80 dB de ganancia. En caso de no utilizar CAG, la patilla 2 de cada integrado debe ir a masa para obtener la máxima ganancia.

de FI (fig. 7.14) tiene más de 80 dB de ganancia, pero se deben tomar precauciones para que no oscile. Se realiza con dos integrados MC1590. En cada integrado y uniendo las patillas 4 y 8 a masa se podrá poner un pequeño blindaje que aisle la entrada de la salida, de forma que no pueda existir realimentación. Si, no obstante, el circuito autooscilara, a las patillas 2 se les aplicará una tensión positiva, para que se atenúe el factor de amplificación. Esta tensión se puede conseguir mediante un simple divisor resistivo o un trimmer. No deberán aplicarse más de 7 voltios positivos a la patilla 2.

DIALES

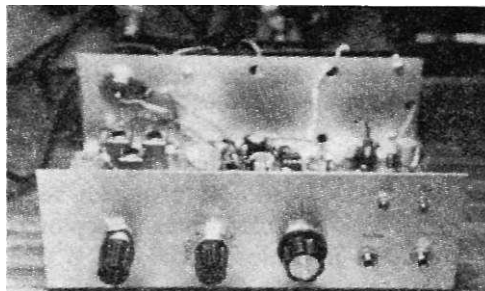
La mejor lectura de frecuencia se puede conseguir con un dial digital, como se ilustró en la figura 1.17.

Si se desea abaratar el equipo y no se precisa una indicación extraordinariamente precisa, puede recurrirse a diales simplificados. Mediante el uso de un



3.

el libro *Circuitos*
itorial Marcombo.



7.15 Transceptor *Miniper* de CW con sintonía por potenciómetro de una sola vuelta. Se ha dispuesto de un mando graduado para servir de orientación.

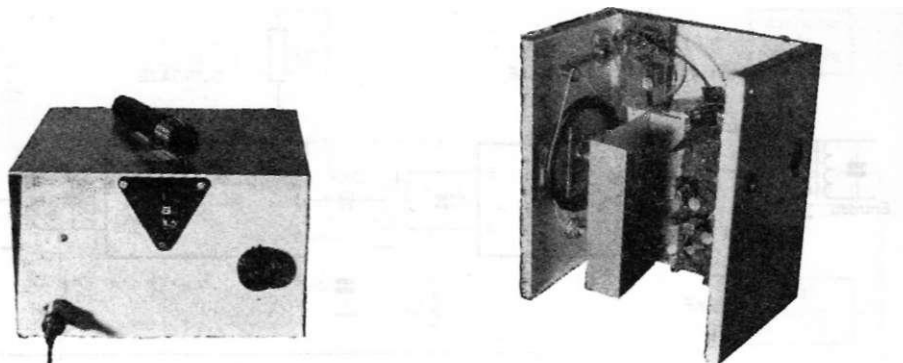


Fig. 7.16 Vista interior y exterior de un pequeño emisor de BLU que utiliza un potenciómetro simple con desmultiplicación por tambor.

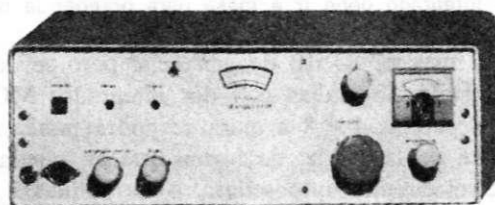


Fig. 7.17 Transceptor monobanda con desmultiplicación por tambor.

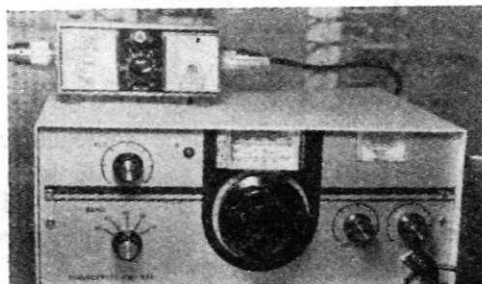


Fig. 7.18 Transceptor multibanda con sintonía por potenciómetro de una sola vuelta y desmultiplicación por tambor.

potenciómetro de una sola vuelta es posible disponer de un mando graduado directamente en frecuencia. Esto es útil en pequeños receptores, especialmente de conversión directa (figs. 3.15 a 3.18); para receptores más sensibles, será mejor disponer de un reductor mecánico epicicloidal o usar poleas y tambores. La figura 7.15 muestra un transceptor de CW con mando de sintonía por potenciómetro de una sola vuelta y mando graduado para orientación. En la figura 7.16 se muestra un emisor de BLU también con potenciómetro de una sola vuelta, pero aquí ya se ha incluido reducción por tambor con un disco gra-

duado que asoma por una ventana frontal, y que mejora el acabado externo. La misma realización se muestra en un transceptor monobanda (fig. 7.17) en la que se ha graduado el disco directamente en kilohercios. Otra disposición del tambor es la horizontal, como muestra la figura 7.18, en la que se aprecia •fe transceptor multibanda en el que se precisaba un pequeño espacio para graduación de cada banda.

La figura 7.19 muestra los dos tipos de potenciómetros utilizables para la -intonía del OFV cuando éste incorpora varactor. El potenciómetro con el eje rto es de 10 vueltas, por lo que no necesita reductor. Uno de los trucos es acoplarle un lector digital mecánico, como aparece en el transceptor mono- banda de la figura 7.20. Las divisiones del lector digital, no coincidirán con la becuencia, por lo que deberá hacerse una tabla de equivalencia. Resulta muy práctico y ocupa poco espacio.

-g. 7.19 Para la sintonía se pueden utilizar diferentes xreenciómetros: el de la izquierda es de diez vueltas; el de la derecha es de una sólo.

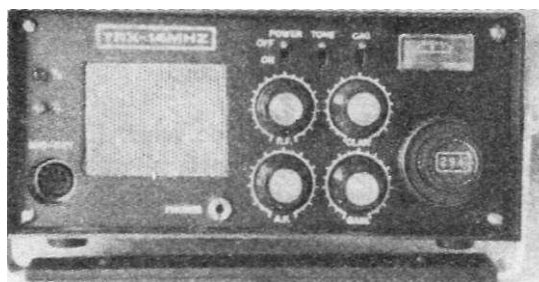


fig. 7.20 Al desmultiplicador se le ha añadido un contador multivuelta. Con dedica- : :n y buen gusto, el radioaficionado puede construir transceptores que poco tienen que envidiar a los equipos comerciales.

Otra solución cuando se dispone de un potenciómetro multivuelta es apli- car la tensión de mando de sintonía a un instrumento de bobina móvil. La ñgura 7.21 ilustra un pequeño equipo en que se adoptó esta disposición. Un roqueño doble inversor permite utilizar el instrumento como indicador de in- . ~:dad de señal recibida y como indicador de frecuencia. Deberá medirse la . -encia del miliamperímetro y ajustar un trimer a este valor, para sustituirle

142 Receptores y transceptores de BLU y CW

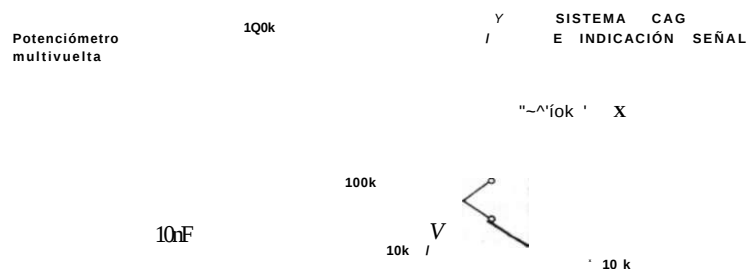
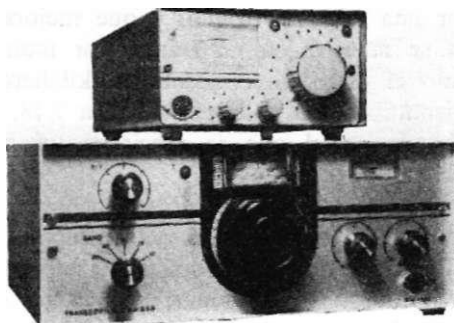


Fig. 7.21 Sistema combinado de indicación de frecuencia y «S» meter. El transceptor más pequeño de la fotografía tiene un instrumento de bobina móvil de 1 mA, con graduación en señales «S» de recepción y en frecuencia (MHz). Se requiere un doble inversor.

cuando se esté en selección de intensidad de señal. El motivo es que la variación de carga afectaría la tensión que se envía al varactor, por lo que al sintonizar una estación desaparecería ésta al pasar el indicador de lectura de intensidad de señal a lectura de frecuencia.

RECEPTOR MULTIBANDA

El lector habrá observado que, a pesar de los acuerdos de la WARC, en los que se aprobaron hasta 10 bandas en la HF para uso de los radioaficionados, generalmente sólo hacemos referencia a las bandas de 80, 40, 20, 15 y 10 metros. Esto obedece a un sentido práctico que es el siguiente: Para recibir la banda de los 160 metros sería conveniente disponer de un dipolo de media onda y, por tanto, de una longitud de 80 metros. Esto en la práctica es muy difícil; sólo algunos afortunados disponen de jardín o terreno donde instalar tal antena. Otras bandas como las de los 12, 17 y 24 metros no tienen aún la apro-

bación de los respectivos departamentos de telecomunicación de cada país, y parece que esto puede durar muchos años. Por el momento la única banda nueva que está aprobada en algunos países es la de los 30 metros o 10 megahercios; sin embargo, la Unión Internacional de Telecomunicación (UIT) recomienda que esta banda se utilice exclusivamente para telegrafía y radioteletipo de aficionados, pero en sistema automático, es decir, por ordenador, por lo que también su interés es relativo.

RECEPTOR DE DOS BANDAS

La figura 7.22 es el diagrama de bloques de un receptor de dos bandas. Es necesario disponer de conjuntos de bobinas separados para las bandas de 20' y 40 metros, conmutables mediante un conmutador. Si la salida del preamplificador de RF es sintonizada, también será preciso disponer de conmutación de bobinas. Suponiendo que el amplificador de FI sea de 9 MHz, se precisarán dos osciladores variables, uno para el margen de 5 a 5,350 MHz en la banda de 14 MHz, y otro de 1,9 a 2 MHz en la de 7 MHz. También aquí se precisa de un conmutador.

Además, al pasar de 20 a 40 metros deberá variarse el oscilador de portadora, puesto que en 20 metros se recibe en banda lateral superior, mientras que en 40 metros esto se hace en inferior. Por todo ello será necesario disponer de un conmutador de dos posiciones, cinco circuitos. Si el receptor fuera de cinco bandas, el conmutador debería ser de cinco posiciones, cinco circuitos. Es difí-

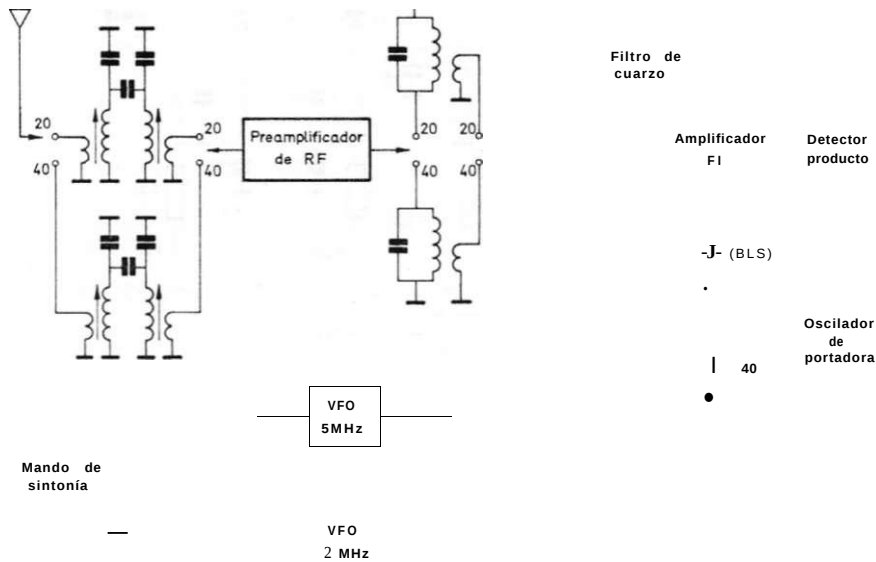


Fig. 7.22 Diagrama de bloques de un receptor de dos bandas.

cil conseguir conmutadores de varias posiciones y diversas galletas. Además hay que efectuar largos cableados del conmutador al circuito impreso, bobinas, osciladores, etc.. por lo que se produce dispersión de RF y el comportamiento puede degradarse por la producción de autooscilaciones, distorsiones, etc. La forma de evitarlo es incorporar la llamada conmutación electrónica. Con ella sólo es preciso disponer de un conmutador muy simple, de tantas posiciones como bandas tenga el equipo, pero un solo circuito. La tensión seleccionada se envía a los diferentes puntos del equipo para activar los componentes que actúan de interruptores locales, no circulando ninguna señal de RF por los conductores de conmutación que vienen del conmutador.

La más común de las conmutaciones electrónicas se lleva a cabo mediante diodos de silicio. Aunque existen diodos muy especializados para la conmutación RF de señales dentro de la HF, los diodos de silicio de pequeña señal como los 1N914 o 1N4148 se comportan suficientemente bien y son muy económicos. La figura 7.23 ilustra un preamplificador de un equipo para 20 y 40 metros, realizado con conmutación por diodos.

Otro enfoque es conmutar bloques completos, sea por diodos o por transistores. La figura 7.24 muestra la conmutación de tres preamplificadores para un equipo de tres bandas. Los transistores son de bajo costo, y permiten conmutación de baja impedancia introduciendo muy pequeña pérdida y no exis-

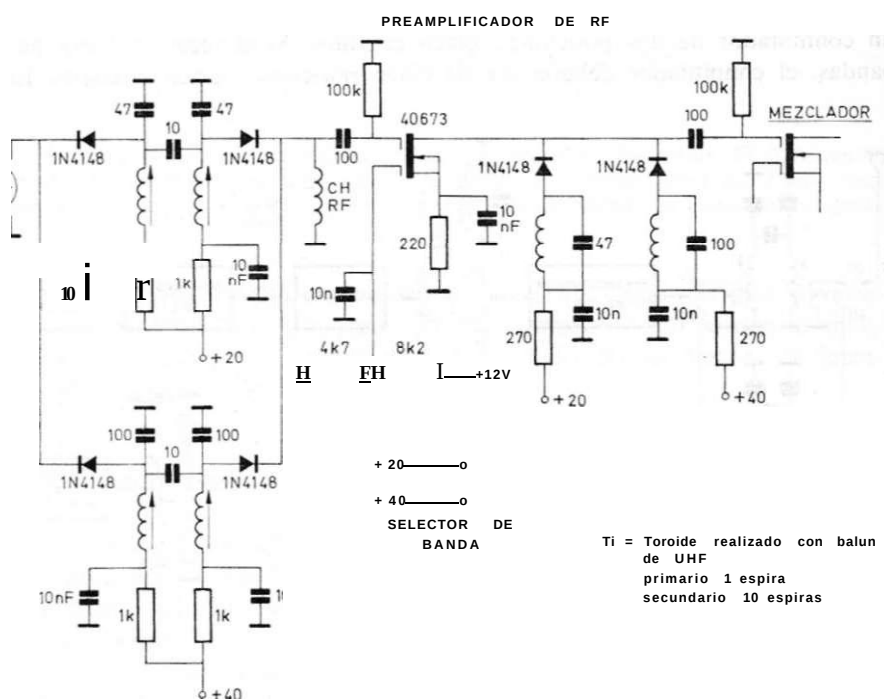
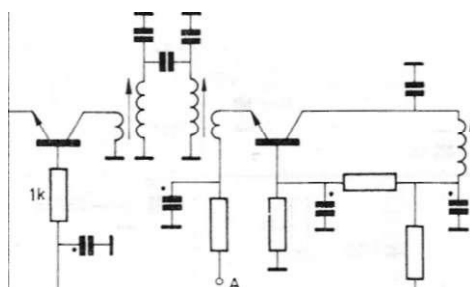
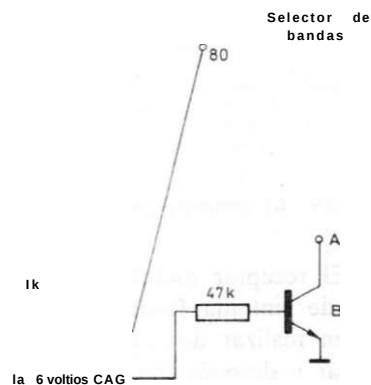


Fig. 7.23 Conmutación electrónica de bandas en el preamplificador de RF por medio de diodos.



"vil Irv



La figura 7.25 A es el esquema de un selector de cristal oscilador que permite seleccionar banda lateral superior o banda lateral inferior, mediante un selector remoto. La conmutación es electrónica y se efectúa por diodos. Este circuito puede realizarse en una pequeña placa de circuito impreso y montarse al lado mismo del selector, por lo que en este caso los cables con nivel de RF serían muy cortos y no existiría dispersión de RF. El esquema podría corresponder al de la figura 7.25 B.

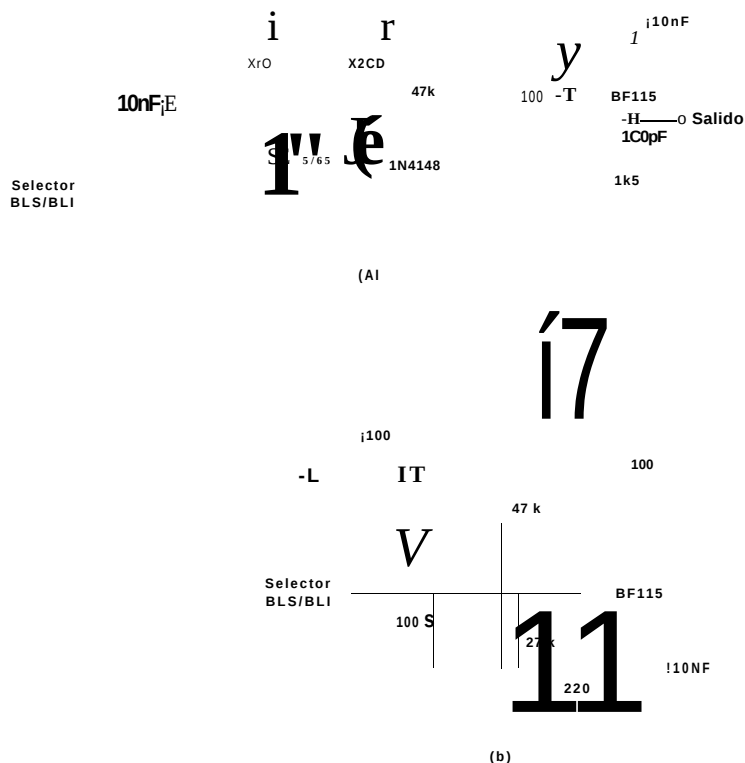


Fig. 7.25 A) conmutación electrónica BLS/BLI; B) conmutación local o manual BLS/BLI.

El receptor multibanda presenta dos circuitos complejos: el juego de bloques de sintonía frontal y el juego de osciladores variables o heterodinos. Se pueden realizar dos opciones, la primera consiste en hacer un diseño adecuado o ideal y después tratar de conseguir los componentes. El juego de osciladores requerirá encargar cristales para ser cortados a las frecuencias de diseño. Veamos un ejemplo. Supongamos que deseamos un receptor para cubrir las bandas de 3.5, 7, 14, 21 y 28 MHz, disponiendo de una FI de 9 MHz. La tabla 7.3 da la relación de bandas, cristales y frecuencia del OFV, que fijaremos de 5 a 5,5 MHz. Debe cumplirse que la frecuencia de banda menos la FI nos dé la frecuencia del OFV heterodino. Como la frecuencia del OFV heterodino será la suma de la frecuencia de 5 a 5,5 MHz del OFV más la del cristal, podremos deducir la frecuencia de los cristales. Obsérvese que son necesarios cuatro cristales para cubrir la banda de 28 a 30 MHz, pues cada cristal sólo cubrirá medio megahercio al heterodinar con el OFV de 5 a 5,5 MHz. Los cristales de 7, 11 y 18 MHz se pueden montar oscilando en la fundamental y los de 25 MHz y superiores deben trabajar en tercer armónico; así el de 25 MHz en la fundamental sería de 8,3333 MHz, pero tallado para oscilar en su tercer armónico.

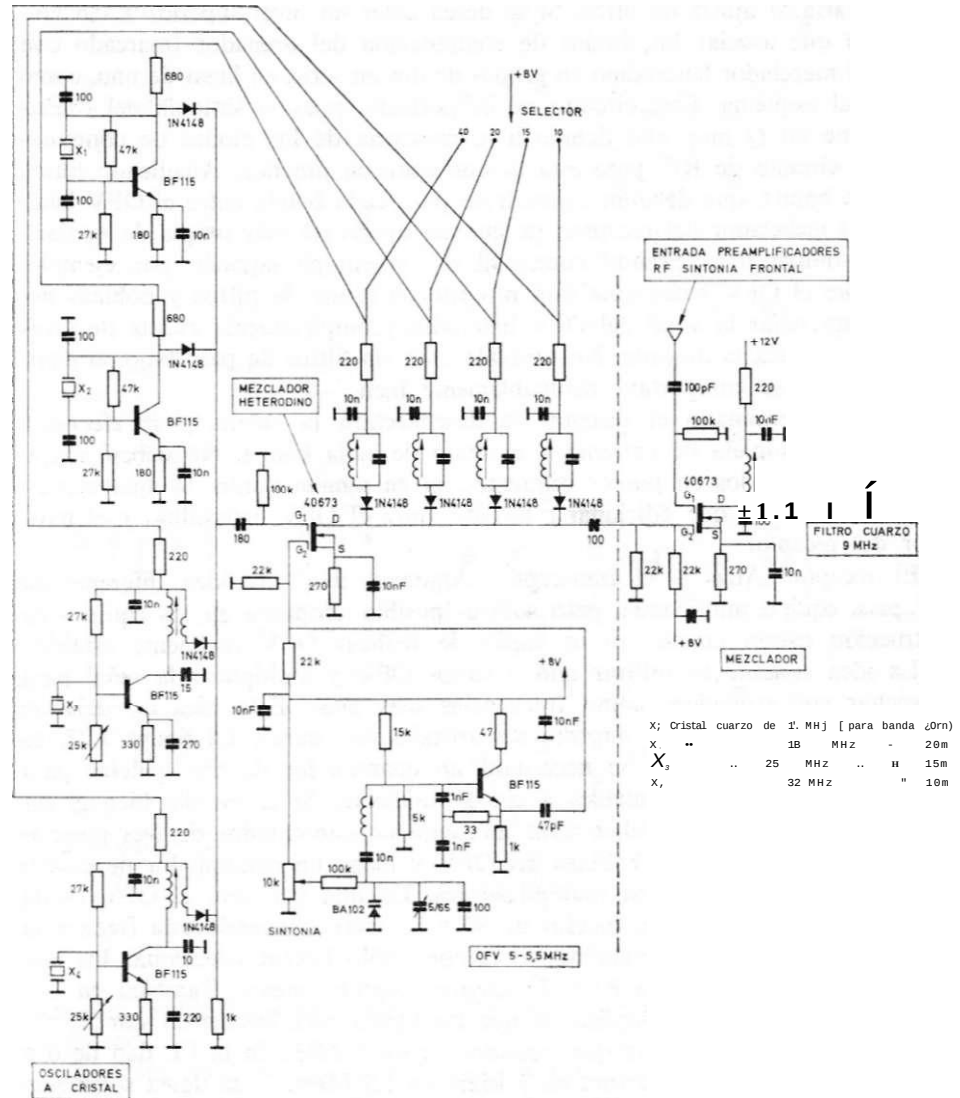


Fig. 7.26 Sección multibanda del receptor/transceptor de BLU/CW.

El de 18 MHz podría incluso ser de 6 MHz en fundamental para oscilar en su tercer armónico.

El esquema utilizable sería el de la figura 7.26 en el que se detalla un equipo multibanda para 40, 20, 15 y 10 metros. Sólo se ha representado la parte del VFO heterodino y su conexión al mezclador del receptor. Los preamplificadores podrían diseñarse basándose en las figuras 7.23 o 7.24. La tensión de RF no debe ser superior a 0,6 voltios en el drenador del MOSFET que sirve de mezclador heterodino, puesto que entonces la sintonía de un circuito reso-

ual BLS/BLI.

go de blo-
rodinos. Se

• adecuado
osciladores
iseño. Ve-

rir las bandas

La tabla 7.3

iremos de 5 a

a FI nos dé la

heterodino será

cristal, podremos

os cuatro cris-

cubrirá medio

stales de 7, 11 y

; de 25 MHz y

Hz en la funda-

tercer armónico.

sante afectaría al ajuste de otros. Si se desea tener un nivel superior a 0,6 voltios, habrá que asociar los diodos de conmutación del drenador (marcado con una D) del mezclador heterodino en grupos de dos en serie, en lugar de uno, como figura en el esquema. Este circuito no es perfecto, pues la sintonía del drenador no tiene un Q muy alto debido a la presencia de los diodos de conmutación en el circuito de RF, pero esta es una solución práctica. Añadiendo filtros de paso de banda, que deberán conmutarse para cada banda entre el OFV heterodino y el mezclador del receptor, la sintonía aparecerá más limpia de «pajaritos». Si estudiamos el circuito comercial de un equipo japonés, por ejemplo, veremos que el OFV heterodino está provisto de todos los filtros y bobinas necesarios para dejar la señal del OFV heterodino completamente exenta de otras señales que no sea la deseada. No obstante, aun sin filtros de paso bajo, el equipo multibanda se comportará razonablemente bien.

Una vez terminado el receptor se desconectará la antena y se efectuará una sintonía completa de extremo a extremo de cada banda. No deben aparecer pitidos o soplos en puntos diferentes, ni en ningún punto. Si aparecen en alguna banda habrá que adicionarse filtrado entre el OFV heterodino y el mezclador del receptor.

El receptor Atlas y el transceptor Argonaut dan una idea diferente de OFV para equipo multibanda, pero sólo es posible adoptarla en los equipos de construcción casera cuando se es capaz de realizar OFV realmente estables.

La idea consiste en utilizar uno o varios OFV y multiplicar la señal para aprovechar sus armónicos como frecuencias más altas. Esta idea no deja de ser muy tentadora, pues se ahorran los cristales de cuarzo. La figura 7.27, es una de estas posibilidades. Se necesitará un conmutador de dos galletas para obtener dos circuitos conmutables a cinco posiciones. Si se estudia bien el oscilador se verá que en realidad sería suficiente un conmutador de tres posiciones para conmutar las tres bobinas del OFV y luego un conmutador de cuatro posiciones para conmutar los multiplicadores. En una posición, el OFV oscila de 5 a 5,5 MHz y cubre las bandas de 80 y 20 metros; cuando esta frecuencia se lleva directamente al mezclador del receptor sólo faltará seleccionar los juegos de sintonía frontal para 80 o 20 metros respectivamente. También en 5 a 5,5 MHz pero con un multiplicador que multiplica esta frecuencia por 3, obtendremos de 15 a 16,5 MHz que, restados de los 9 MHz de la FI, dan de 6 a 7,5 MHz, es decir, una cobertura en 7 MHz de 1,5 MHz. Si se desea solamente cubrir de 7 a 7,1 MHz, será necesaria otra bobina osciladora de 5,333 a 5,366 MHz, lo que complica algo las cosas. Ahora la segunda bobina del OFV cubre de 6 a 6,250 MHz, que multiplicados por 2 nos da de 12 a 12,5 MHz, y sumando los 9 MHz de la FI obtenemos la banda de 21 a 21,5 MHz. Finalmente, para los 10 metros tenemos la bobina osciladora de 6,333 a 7 MHz que multiplicados por 3 da de 19 a 21 MHz, y que sumados a los 9 MHz de la FI nos da de 28 a 30 MHz. Todas las salidas tienen un filtro en π de paso bajo. Las señales de salida de los multiplicadores tienen conmutación electrónica, además de seleccionar el multiplicador de tensión por medio de un conmutador de banda, que envía 8 voltios al circuito seleccionado.

Los datos que se consignan en el esquema constituyen una primera apro-

150 Receptores y transceptores de BLU y CW

mite utilizar un receptor económico en una banda (o más) de radioaficionados y escuchar CW y BLU. Se encuentran en la actualidad receptores a transistores de onda media y amplitud modulada, por precios muy bajos. Si son muy baratos, podrían ser receptores regenerativos y no nos servirían. En principio, si abrimos el radiotransistor, encontraremos una antena de ferrita y cuatro bobinas blindadas. Una de ellas es la del oscilador local, y las otras tres son de FI. Si encontramos algo parecido a esto, es que tenemos un superheterodino, sencillo pero completo, incluyendo su circuito de audio y su altavoz. Debemos sacar la ferrita y conectar en su lugar el conversor. La salida del conversor sustituiría al bobinado pequeño. El oscilador local del radiotransistor, es decir, su OFV, deberá quedar para recibir 1.600 kHz. Esto se logra en la posición en que el condensador variable está en su posición más abierta. Si hay alguna identificación de frecuencia en el receptor se podrá leer 1.600 kHz. Esta frecuencia es la más alta del receptor y, por tanto, queda en un extremo del dial. El conversor consta de un preamplificador de RF para la banda o bandas elegidas y un mezclador, así como un OFV. Si deseamos captar la frecuencia de 14 MHz, las bobinas L_1 , L_2 y L_3 del preamplificador estarán sintonizadas a esta frecuencia. El OFV deberá oscilar a 1,6 MHz por debajo o por encima de esta frecuencia, por ejemplo a 15,6 MHz, y el mezclador tendrá su salida sintonizada a 1,6 MHz. Conviene que el filtro sea de banda un poco estrecha, por lo que puede realizarse con dos bobinas acopladas por pequeña capacidad. La salida de 1,600 MHz se podría acoplar con un par de espiras a la antena de ferrita del receptor, por lo que no haría falta modificación alguna; lo que ocurre es que durante la noche la propagación en 1.600 kHz es muy alta, por ser de onda media, y se producirían interferencias. Cabría la solución de respetar la ferrita, y poner todo el conjunto en una caja blindada (bastaría que fuera metálica) para alojar el radiotransistor, el conversor, el oscilador de portadora e incluso las pilas, si se desea hacer un conjunto portátil.

El oscilador de portadora puede hacerse con un MOSFET u otro transistor. Se puede utilizar una bobina de transformador de FI de 455 kHz. Si no oscila, hay que invertir las conexiones de uno de los bobinados. Los transformadores de FI para esta frecuencia ya suelen tener la capacidad incorporada. La señal de 455 kHz se llevará al diodo detector de AM que, aunque no sea de producto, efectuará un batido de frecuencias y permitirá escuchar la BLU. Deberá ajustarse el núcleo de la bobina de FI para escuchar con claridad banda lateral superior si es la de 14 MHz o inferior si fuera la de 40 u 80 metros. No obstante, el ajuste no es muy crítico, debido a la falta de filtro de cuarzo de banda estrecha.

El oscilador de portadora puede hacerse perfectamente a 1,600 MHz, y llevar la señal a la misma salida del conversor. La frecuencia de portadora de 1,600 MHz y la de salida del conversor, de 1,600 MHz también, son amplificadas y convertidas paralelamente dentro del receptor, para acabar haciendo en el diodo detector de AM batido entre ellas, y resultando una señal de BF.

Si se dispone de un receptor o transceptor de CB (banda ciudadana de 27 MHz), es posible construir un sencillo conversor para recibir señales con las prestaciones del equipo de CB. Si éste dispone de AM, FM, BLU y CW, se

152 Receptores y transceptores de BLU y CW

tal, bastará el multiplicador correspondiente para escuchar la banda en CW y BLU. Recuérdese que no es necesario obtener la frecuencia de banda en el OFV; se puede hacer trabajar al OFV a la mitad de su frecuencia, por lo que bastará que inyectemos de 14 a 16 MHz en lugar de 28 a 32 MHz para escuchar esta banda de 28 a 32 MHz. No obstante, si se hace trabajar al OFV a mitad de frecuencia, el mezclador o detector de producto (lo mismo que en un receptor de conversión directa), deberá ser un transistor bipolar de silicio para que en la unión interna de la base (por efecto varactor, es decir, por variación de capacidad) se generen armónicos que den lugar al batido y detección de producto.

CONSIDERACIONES VARIAS

Reciben el nombre de generadores de CAG los circuitos destinados a obtener tensión de control automática de ganancia en el equipo receptor. En el receptor monobanda *Berenice* se detallaba un generador de CAG sencillo y eficiente, que además suministraba indicación de la intensidad de recepción o «S» meter. Si se desea algo más fidedigno, el circuito se complica algo más. En la figura 7.29 está representado un generador de CAG estudiado para actuar sobre un diodo PIN. La señal de audio del receptor, sin haber pasado por el potenciómetro de volumen de audio, es aplicada a un transistor amplificador de corriente cuyo umbral de sensibilidad es ajustable. Por debajo de cierto valor de señal débil, no se activa el CAG ni el medidor de intensidad de señal, puesto que con señales bajas las indicaciones son erráticas, debido a las tolerancias de componentes, variaciones con la temperatura, forma del ruido, etc.

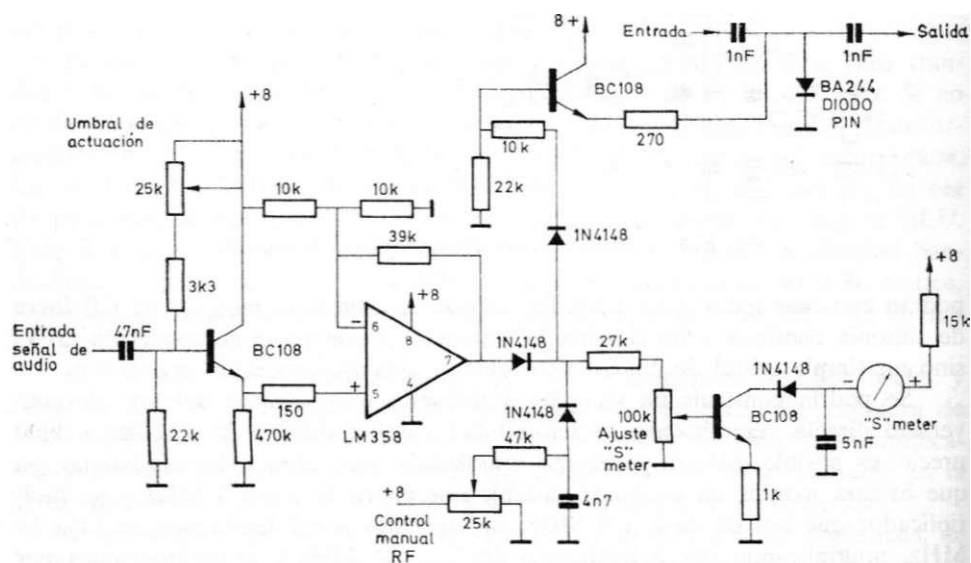
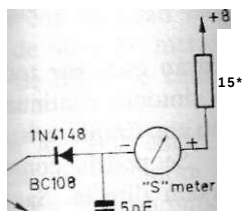


Fig. 7.29 Generador de CAG y señal de «S» meter con integrado LM358.

banda en CW y de banda en el alicia, por lo que ;: MHz para escu- i trabajar al OFV a mismo que en un de silicio para [decir, por variación y detección de

destinados a ob- receptor. En el ^ CAG sencillo y ¿dad de recepción o complica algo más. tudiado para actuar haber pasado por el ransistor amplificador debajo de cierto va- intensidad de señal, debido a las tole- forma del ruido, etc.



t - equipos comerciales, incluso de precio elevado, no dan indicación correcta -- -eñal de intensidad de recepción hasta sobrepasar el umbral de «S» 3. Sigue al amplificador de corriente un amplificador operacional LM358. Quien tuviera dificultad de encontrarlo, podría utilizar el popular 741 haciendo las pertinentes variaciones de patillas. La tensión amplificada es aplicada a otro am- rñador de corriente que actúa sobre un diodo PIN, que puede ser el BA244, --cuito muy adecuado pues puede colocarse en cualquier punto del receptor r^ra efectuar una atenuación de señal de RF, pero lógicamente deberá colo- :-¿r>e en la entrada de antena. Si la impedancia del circuito de RF fuera algo -'d. la resistencia de 270 ohmios conectada al diodo PIN deberá ponerse en ;c;e con un choque de RF para que no exista atenuación en reposo. Sobre el - T.:rol automático se tiene acceso manual, a través de un potenciómetro de ando. Finalmente, la tensión de CAG es amplificada por un transistor y apli- cada al miliamperímetro indicador provisto de un ajuste de nivel de indicación rer el potenciómetro de 100 K. Según sea el instrumento utilizado es posible :_e sea necesario variar el valor 15 K de la resistencia intercalada entre el ins- trumento y el positivo.

La realimentación negativa del amplificador operacional se realiza entre patillas 6 y 7. La resistencia de 39 K proporciona una ganancia moderada. Podría sustituirse por un potenciómetro de 250 K o incluso de valor más alto, rara ajustar el nivel óptimo de CAG. Ello dependerá en parte del nivel de señal <e audio de que se disponga en la entrada.

Existen incluso integrados destinados a efectuar la función de CAG. Uno los especialmente diseñado para obtener tensión de CAG para receptores BLU y CW, es el SL621 de Plessey. La señal de salida varía de 1,8 a 5 vol- tios. Este circuito proporciona una regulación muy estudiada del CAG y dis- pone de la patilla 6, en la que el valor de diferentes capacidades determinarán CAG rápido o lento. El único inconveniente es que su señal de CAG no es ¿¿ecuada para activar un instrumento indicador de la intensidad de señal re- dfoida. En la figura 7.30 se muestra el citado integrado con la disposición del - re-donado.

Debe tenerse presente que en presencia de una señal de BLU, el generador AG debe entregar una tensión para corregir la ganancia, pero dicha ten-

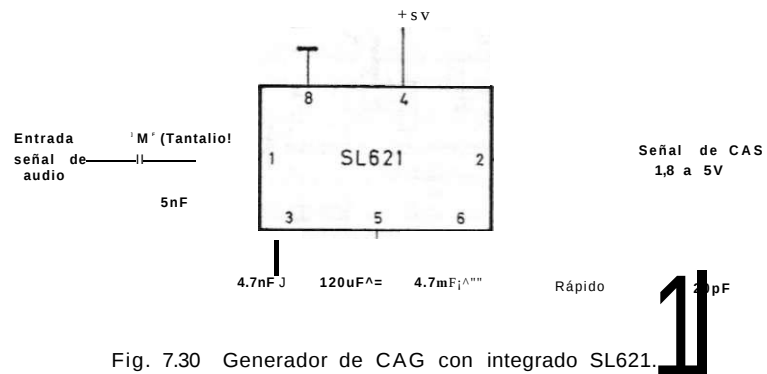


Fig. 7.30 Generador de CAG con integrado SL621.

sión no debe desaparecer en ausencia de señal. Esto es debido a que, de lo contrario, en las pausas entre las palabras, o entre pequeños espacios que quedan entre varios emisoristas al pasar el cambio, si la tensión de CAG recupera instantáneamente su valor de reposo, el receptor alcanza su máxima ganancia, y aparece un fuerte soplo, que volvería a desaparecer al iniciarse la señal de BLU, es decir, acabada la pausa por pequeña que sea. Por ello hay que disponer de una constante de tiempo, una especie de temporización la cual hace que, una vez que el CAG entregue una tensión correctora de ganancia de un valor acorde con la intensidad de la señal de BLU que se recibe, dicha tensión correctora se mantenga durante unos instantes para luego descender paulatinamente. Es decir, la señal de CAG tendrá una subida muy rápida y, después de desaparecer la señal de recepción, se mantendrá unos instantes, iniciando un descenso lento. Cuando el medidor de la intensidad de la señal recibida se conecta a la tensión de CAG, las indicaciones siguen también este comportamiento.

El indicador de intensidad de la señal recibida puede ser un instrumento de bobina móvil. Estos pueden estropearse al recibir un golpe, lo cual no los hace aconsejables para equipos pequeños y portátiles. Una forma de obtener indicación es por medio de LED. La figura 7.31 detalla el circuito práctico. Un operacional amplifica la tensión de audio y un par de diodos la detectan. Se establece una constante de tiempo mediante un electrolítico y un trimer de 500 K. Esto permite que los LED se iluminen de golpe, pero tarden un poco en apagarse; de esta forma la lectura es más cómoda. Mediante un potenciómetro de ajuste de 5 K la tensión de reposo es la obtenida con la rectificación de la señal de audio para los dos diodos. Esto es conveniente, pues para que los transistores que sirven de interruptores a los LED se disparen son necesarios unos 0,6 voltios de caída de tensión entre base y emisor, y otros 0,6 voltios también de caída entre base y emisor del transistor amplificador de corriente, lo que suma unos 1,2 voltios. Ajustando los trimers de 25 K se logrará que cada LED se encienda en el punto adecuado. Se pueden poner tantos LED como se de-

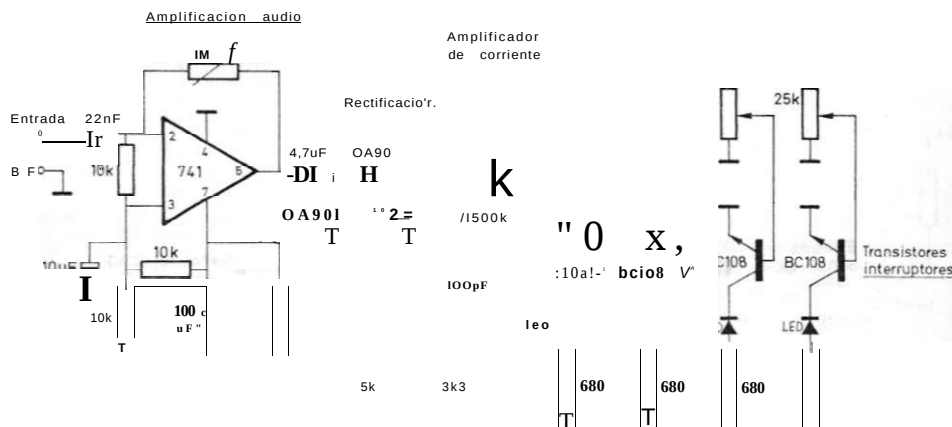


Fig. 7.31 «S» meter de estado sólido.

ue, de lo
que que-
\\G recupe-
n xima ga-
iniciarse la
or ello hay
:ión la cual
ganancia de
?cibe, dicha
> descender
y rápida y,
istantes, ini-
de la señal
ambi n este

•truniento de
no los hace
:ener indica-
. Un opera-
Se estable-
de 500 K.
κ κ o en apa-
ici metro de
cación de la
que los tran-
esarios unos
ltios también
lente, lo que
 e cada LED
como se de-

see para obtener mayor precisión de lectura. El ajuste de los trimers de 25 K podría hacerse con un generador de RF calibrado en microvoltios y puesto en la entrada del receptor, sintonizando el mismo para recepción de señal de audio de 1 kHz. Esto es complicado. Si se tiene algún amigo que disponga de un receptor comercial de confianza, entonces podría hacerse un ajuste por comparación. Conectar los dos receptores a la misma antena y sintonizar la misma señal, retocando el trimer para que se enciendan los LED hasta llegar al de la señal coincidente con el receptor utilizado como patrón. Todos los LED se encienden, hasta el que indica la señal. En ausencia de señal todos est n apagados. Existen LED de cabeza rectangular. Si se ponen juntos, producen la sensación de una línea luminiscente cuya longitud aumenta según aumente la intensidad de la señal. Además pueden colocarse LED de distintos colores, por ejemplo verdes, amarillos y rojos, con lo que el color ya indica si las señales son flojas, medianas o fuertes.

La figura 7.32 muestra un transceptor monobanda que utiliza LED en el indicador de estado sólido.



Fig. 7.32 Transceptor de estado sólido con indicador de Intensidad de la señal recibida. Pueden verse los 6 LED sobresaliendo del frontal.

Otras consideraciones a tener en cuenta son que todo diseño es un reto a la imaginación, a los conocimientos y al material disponible. Es posible desarrollar equipos para una aplicación muy particular que puede interesarle a un radioaficionado muy concreto, y que pudiera carecer de interés para otros. Por ejemplo, construir dos equipos de transceptores, de frecuencia única para una expedición en coche todo terreno, en moto, etc. Interesaría que resultaran equipos altamente estables, y en los que la frecuencia fuera siempre la misma. En este caso no haría falta indicador de frecuencia, OFV, etc.; resultarían equipos con los que se recibe o no se recibe. El  nico mando ajustable sería el del volumen del altavoz. Tal tipo de equipo tendría algunas ventajas constructivas y algunas dificultades. Como debe recibir una única frecuencia, pueden sustituirse las bobinas de entrada por un filtro de cuarzo. En estas condiciones no habría posibilidad de modulación cruzada, por lo que el amplificador de RF po-

156 Receptores y transceptores de BLU y CW

drá estar constituido por un integrado que proporcione, por ejemplo, 40 dB de ganancia. El OFV quedaría sustituido por un cristal de cuarzo cuyo trimer asociado, una vez ajustado, haría que no fuera necesario sintonizar sino simplemente accionar el interruptor de puesta en marcha. Un equipo de estas características, podría ser muy compacto. Debido a que puede tener interés particular, pero no general, las firmas comerciales nunca lo fabricarán por no ser rentable su producción. Pero un equipo con filtro de cuarzo frontal jamás podrá compararse con un receptor o transceptor comercial, en el que simplemente se sustituye el OFV por un cristal de cuarzo, ya que seguirá sufriendo la misma modulación cruzada que antes. La figura 7.33 es un esquema de este diseño.

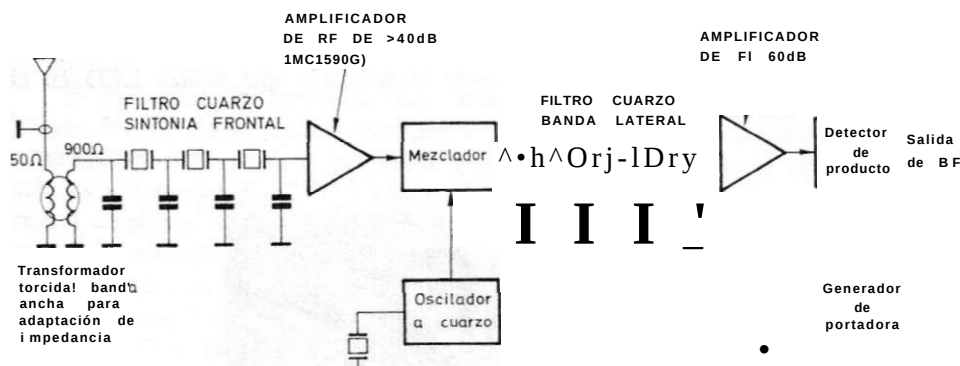


Fig. 7.33 Receptor de diseño especial «monofrecuencia».

En general, el radioaficionado, instigado por su apasionada afición, emprende a veces difíciles diseños sin haber pasado por etapas previas. Montar un transceptor multibanda sin haber construido un pequeño receptor monobanda y haberse familiarizado con el desarrollo de circuitos impresos, problemática de funcionamiento, ajuste y localización de errores o fallos, puede ser un poco aventurado.

Por ello puede ser aconsejable realizar pequeños circuitos impresos y no uno sólo, comenzando por esquemas sencillos para ir avanzando progresivamente hasta lograr el montaje de transceptores. La construcción de receptores sólo constituye una práctica previa y, en general, sus circuitos se montarán formando parte de un transceptor, ya que en definitiva la meta final de todo radioaficionado es la emisión.

40 dB
i cuyo trimer
sino sim-
de estas
tener interés
án por no
ontal jamás
que simple-
sufriendo
ama de este

Detector Solida
de de B F
roducto

Generador
de
portadora

afición, em-
svias. Montar
receptor mono-
impresos, proble-
fallos, puede ser

impresos y no
ido progresiva-
aón de receptores
se montarán for-
de todo radio-

Capítulo 8

Emisores de telegrafía (CW)

Si bien el uso de la CW requiere el aprendizaje del código Morse, el diseño y construcción de equipos de CW es algo realmente sencillo y económico. Si a esto unimos el proverbial alcance de esta modalidad, podemos comenzar a intuir los comentarios de muchos veteranos radioaficionados cuando hablan de la satisfacción que han tenido con equipos de poco precio en la modalidad de CW.

EMISOR DE CW A CRISTAL DE CUARZO

Un simple cristal de cuarzo oscilando al compás de un manipulador, es suficiente para conseguir grandes alcances siempre que se disponga de un receptor adecuado, como puede ser un receptor de comunicaciones, aunque sea viejo, pero que conserve sensibilidad y selectividad.

El emisor más sencillo que podría construirse es el de la figura 8.1. Se trata de un cristal de cuarzo oscilando en fundamental; esto sería adecuado

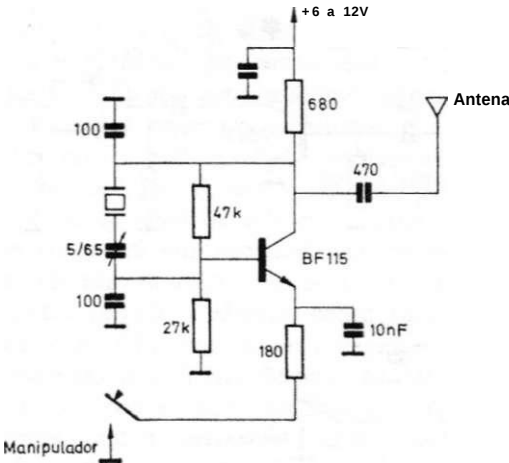


Fig. 8.1 Emisor simple de CW a cristal de cuarzo.

para las bandas de 3,5, 7, 10 y 14 MHz. El circuito sólo oscilaría cuando el manipulador estuviera pulsado, ya que cierra el circuito a masa del emisor. Con el trimer de 5/65 pF se podría variar la frecuencia en medio o un kilohercio. La antena se acoplaría al colector del transistor. Esto funcionaría, y disponiendo de un receptor podríamos sintonizarnos por el mismo y efectuar comunicados. La potencia emitida sería del orden de 50 milivatios, que es suficiente para hacer contactos intercontinentales en condiciones de propagación favorables. Sin embargo, este diseño, que puede ser útil en caso de montaje para un equipo ultraportátil de bolsillo para excursionismo con antena reducida y utilización esporádica, no cumpliría las normas en utilización normal y presentaría algunos problemas. En primer lugar, la antena conectada directamente al colector del transistor emitiría todos los armónicos que se produjeran en el transistor. En segundo lugar, sólo sería radiada una fracción de la potencia útil, pues no es correcta la adaptación de impedancia. Otro problema sería el de la conmutación de antena del emisor al receptor ya que, cada vez que se dejara de emitir, se tendría que sacar la antena del emisor y enchufarla al receptor, lo cual presupone que se utilice una sola antena. También podrían utilizarse dos antenas, una para el emisor y otra para el receptor, pero esto complica las cosas. La solución de tener el receptor y el emisor conectados con la misma antena en paralelo, sin ningún dispositivo de conmutación, haría que la señal del emisor pudiera destruir el preamplificador del receptor, en especial si se tratara de un emisor con mayor potencia que el hasta aquí descrito.

En el esquema de la figura 8.2 tratamos de solucionar algunos de estos inconvenientes. El cristal oscila en la fundamental, que es amplificada aperiódicamente en una segunda etapa; la tensión obtenida es suficiente para llevar a la saturación al tercer transistor o etapa final, que sería capaz de entregar

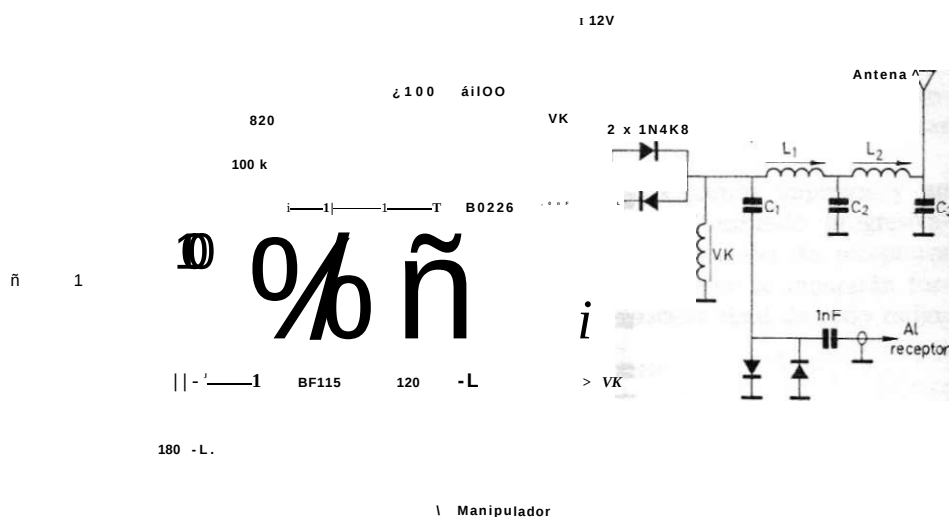


Fig. 8.2 Emisor de CW.

I i cuando el
emisor. Con
: kilohercio.
| disponien-
t comunica-
ficiente para
i favorables,
ira un equi-
ia y utiliza-
re-sentaría ál-
ate al colec-
n el transis-
:ia útil, pues
i de la conse-
se dejara de
receptor, lo
Balizarse dos
complica las
con la misma
que la señal
recial si se

de estos
icada aperió-
í para llevar
! de entregar

Antena V

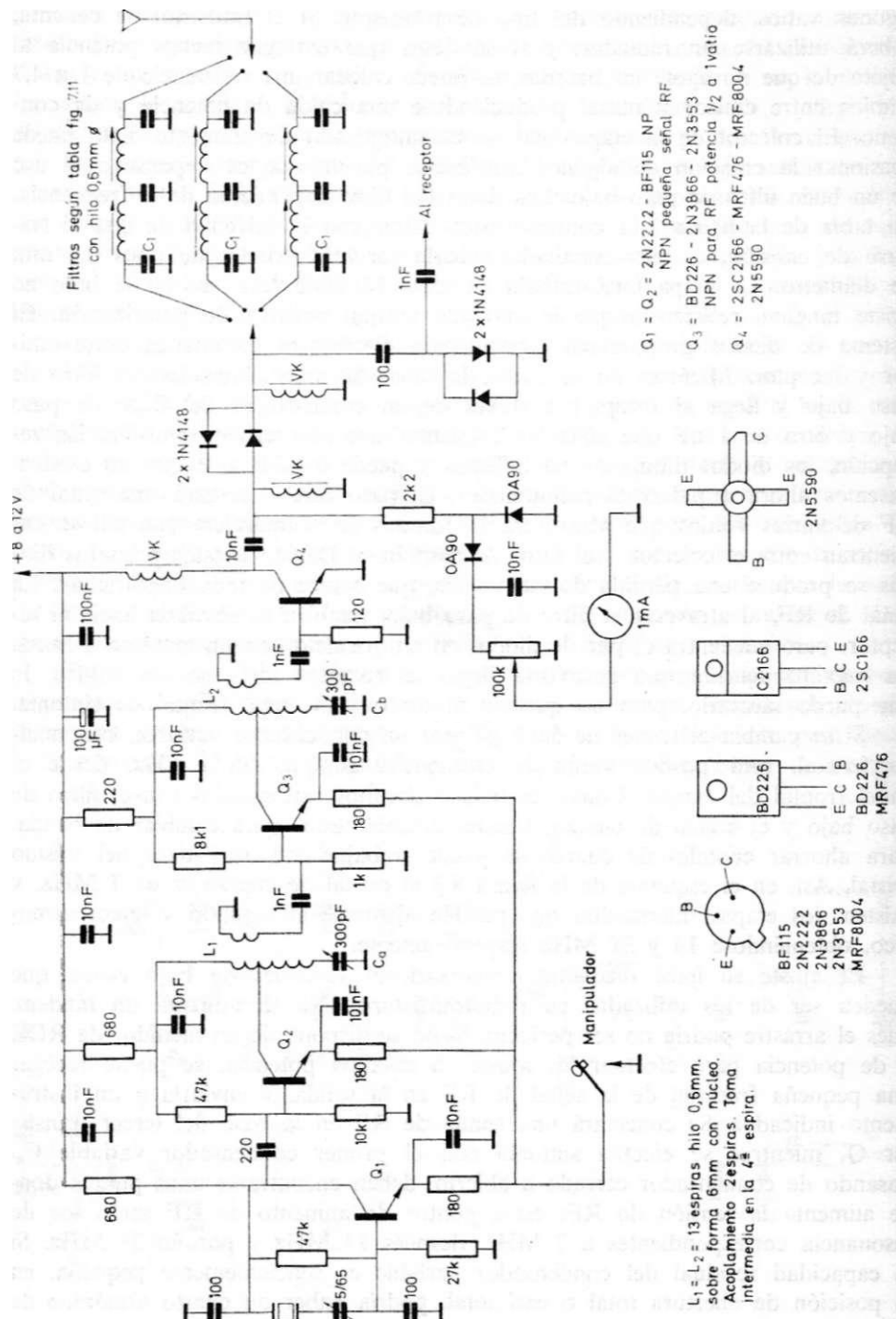
Q

I Q » Al
" T receptor

algunos vatios, dependiendo del tipo de transistor. Si el transistor se calienta, deberá utilizarse un radiador, y si se desea que entregue menos potencia al objeto de que no agote las baterías, se puede colocar una resistencia de 1 a 4,7 ohmios entre emisor y masa, produciéndose una caída de potencia y de consumo. El colector de la etapa final no es sintonizado directamente. Esto puede ocasionar la creación de algunos armónicos, por lo que es imperativo el uso de un buen filtro de paso bajo. Los datos del filtro dependerán de la frecuencia. La tabla de la figura 7.11 contiene estos datos, con la salvedad de que al tratarse de emisión, el hilo esmaltado debería ser más grueso, de unos 0,6 mm de diámetro. La etapa final trabaja en clase C. Obsérvese que en la base no existe ninguna resistencia que le entregue tensión positiva de polarización. El sistema de diodos proporciona conmutación electrónica automática entre emisor y receptor. Mientras no se emite, la señal de antena atraviesa el filtro de paso bajo y llega al receptor a través de un condensador del filtro de paso bajo y otro de 1 nF que aísla las corrientes que se crean en emisión. En recepción, los diodos dibujados no influyen y puede considerarse que no existen. Pasemos ahora a pulsar el manipulador. El paso final entregará una señal de RF de varios voltios que atravesará los diodos en antiparalelo que allí se encuentran entre el colector y el filtro de paso bajo. Debido a estos primeros diodos se produce una pérdida de 0,6 voltios, que carece de toda importancia. La señal de RF, al atravesar el filtro de paso bajo, también es desviada hacia el receptor, pero encuentra el par de diodos en antiparalelo con un extremo a masa. La máxima tensión que permitida llegar al receptor sería de 0,6 voltios, lo que puede saturarlo, pero no quemar ni destruir la etapa frontal de sintonía.

Si se cambia el trimer de 5/65 pF por un condensador variable, con mando frontal, será posible variar la frecuencia, aunque sea 1 kHz, desde el panel frontal del emisor. Como los únicos circuitos sintonizados son el filtro de paso bajo y el cristal de cuarzo, bastará cambiar éstos para cambiar de banda. Para ahorrar cristales de cuarzo se puede trabajar con armónicos del mismo cristal. Así, en el esquema de la figura 8.3 el cristal de cuarzo es de 7 MHz, y existen dos etapas intermedias que pueden ajustarse al segundo y tercer armónico, obteniéndose 14 y 21 MHz respectivamente.

El ajuste se hace mediante condensadores variables de bajo costo, que pueden ser de los utilizados en radiotransistores. No se utilizará un tándem, pues el arrastre podría no ser perfecto. Si no se dispone de un medidor de ROE y de potencia para efectuar los ajustes a máxima potencia, se puede recoger una pequeña fracción de la señal de RF en la salida, y enviarla a un instrumento indicador. Se conectará una sonda de RF en la base del tercer transistor Q₃ mientras se efectúa sintonía con el primer condensador variable C₁. Pasando de condensador cerrado a abierto, deben encontrarse unos puntos donde aumenta la tensión de RF; estos puntos de aumento de RF serán los de resonancia correspondientes a 7 MHz, después 14 MHz y por fin 21 MHz. Si la capacidad residual del condensador variable es suficientemente pequeña, en la posición de abertura total o casi total, podría haber un cuarto armónico de 28 MHz; probablemente bastante más débil que los anteriores. Ahora deberán marcarse estos puntos sobre el frontal del equipo, de forma que pueda situarse



el variable en las posiciones deseadas sin necesidad de utilizar la sonda. Volveremos a colocar la sonda de RF en la base del paso final Q_1 y en cada posición marcada del variable C_1 buscaremos una posición del otro variable C_2 en la que obtengamos un aumento de RF, por lo que volveremos a rotular las posiciones del segundo variable. Con un vatímetro podríamos efectuar ajustes para obtener la máxima potencia en cada posición de banda de 7, 14 y 21 MHz, así como el ajuste de los correspondientes filtros de paso bajo, obteniendo desde una fracción hasta más de 5 vatios, según el transistor utilizado en el paso final y la tensión de alimentación. En caso de sobrepasar los 10 vatios de salida, debería duplicarse la cantidad de diodos en antiparalelo, es decir, poner cuatro, dos en un sentido y dos en el contrario. Si no se utilizan transistores de potencia o se desea que el emisor sólo trabaje en baja potencia, Q_1 puede ser un BF115 y Q_2 un BD226 o un 2N3866, con lo cual se obtendrán unos 500 milivatios de salida, o quizás algo más de potencia si Q_2 es también un BD226 o un 2N3866, que son transistores fáciles de adquirir y de precio módico. La mayor potencia se logrará en 7 MHz, para ir disminuyendo con los armónicos; si resulta utilizable la de 28 MHz, lo será con potencia reducida.

MONITOR DE CW

También llamado monitor de tono lateral («side tone»), es el dispositivo que sirve para escucharse uno mismo cuando se manipula. Consta de un oscilador de audio, que se activa con el manipulador. Un circuito muy sencillo es el de la figura 8.4 que utiliza un integrado 555. Dispone de un ajuste de tono, que

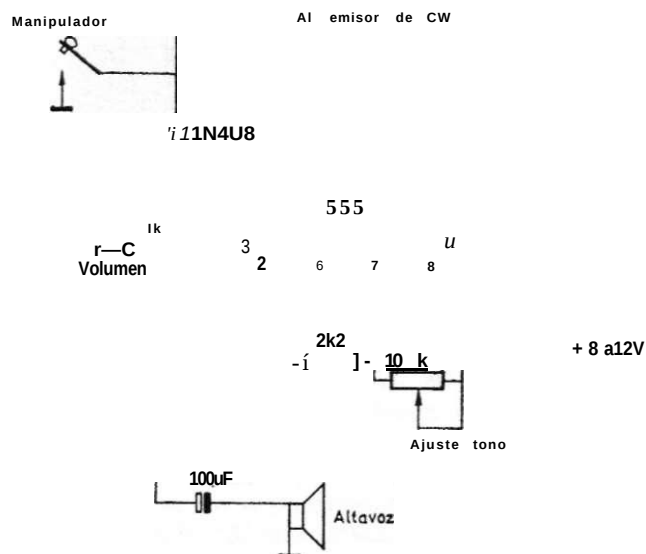


Fig. 8.4 Monitor de CW, también llamado de tono lateral.

No siempre es necesario el uso del monitor, pues en equipos ultraportátiles se deja en marcha el receptor en el cual deberá escucharse el emisor. En equipos con cierta potencia no es posible esto porque durante la emisión queda tan saturado el receptor que la recepción se anula, por lo cual se enmudece o se desconecta el receptor durante los períodos de emisión.

EMISIÓN DE TELEGRAFÍA CON O SIN INTERRUPCIÓN

Existe la posibilidad de trabajar en telegrafía de dos formas: la primera es la llamada con interrupción («full break-in») y consiste en que el receptor permanece activo durante los momentos en que no existe emisión propia en la antena. Por lo tanto, podríamos escuchar al corresponsal entre nuestros puntos y rayas de emisión; por una parte esto podría ser ventajoso, pues en caso de que el corresponsal pierda algunas palabras de nuestra transmisión, puede interrumpirnos en aquel preciso momento para pedirnos que repitamos nuestro mensaje. El inconveniente es que el receptor hace mucho ruido porque además de escuchar nuestro propio monitor, entre puntos y rayas se oye el ruido de

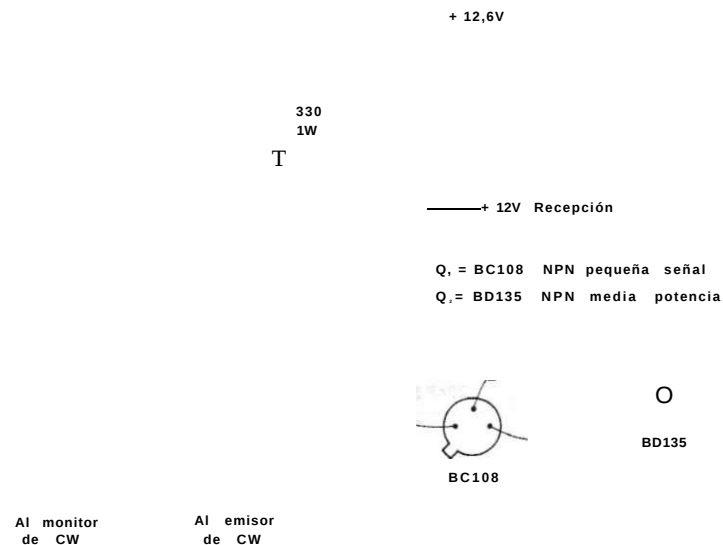


Fig. 8.5 Conmutador electrónico que impide alimentar al receptor durante el período de emisión de CW.

se de vo-
se oirá urt
: un ampli-
nips auxi-
• utiliza un
, ya que

nirraportáti-
a! emisor. En
misión que-
se enmude-

ia primera es
receptor per-
propia en la
os puntos y
caso de que
puede Me-
tamos nuestro
porque además
«ve el ruido de

fondo del receptor, lo cual, sin una práctica habitual, es bastante molesto. El control automático debe ser muy rápido y el enmudecimiento del receptor durante nuestra emisión puede hacerse a partir del propio manipulador, de forma que, al pulsar el manipulador, el receptor enmudezca. Sólo es posible conmutar la antena mediante el sistema de diodos, que proporcionan conmutación automática. Para que el receptor enmudezca se puede incorporar un conmutador automático de tensión que sólo dé 12 voltios al receptor durante los períodos de recepción; tal conmutador puede ser el representado en la figura 8.5. El transistor Q_2 sólo entregará 12 voltios al receptor mientras el manipulador esté levantado. Si el consumo de la parte del receptor que así se alimenta es elevado, entonces el transistor Q_2 deberá estar provisto de un radiador, o bien ser atornillado al chasis o caja metálica con la precaución de intercalar una hoja de mica y untar silicona para mejorar la transmisión térmica, puesto que no es posible atornillarlo directamente, por tener la cápsula del transistor unida al colector.

La otra forma de emisión de telegrafía sin interrupción (fig. 8.6) es más popular, más cómoda y, de hecho, la más utilizada por los principiantes, que en algunos países pueden tener cualquier edad si aprueban los exámenes (en USA hay radiotelegrafistas con menos de 12 años). En España la edad mínima para obtener la licencia es de 15 años.



fig. 8.6 Joven radioaficionado practicando la escucha en CW, con equipo de construcción propia.

En esta modalidad, al pulsar el manipulador para emitir punto o raya, enmudece el receptor y, en caso de no existir conmutación electrónica por diodos, la antena es transferida, por relé, del receptor al emisor. Después de unos instantes, si no se vuelve a pulsar el manipulador, un temporizador se desactiva y vuelve a transferirse la antena al receptor, así como la tensión de alimentación.

Es preciso disponer de un temporizador que realice estas funciones. Para ello sirve el mismo integrado 555 que utilizamos como monitor de tono lateral, pero con pequeñas variaciones de conexionado. En la figura 8.7 se ha detallado el circuito del temporizador y se le ha asociado un conmutador T_x-R_x para

i \

c b

;_rante el período

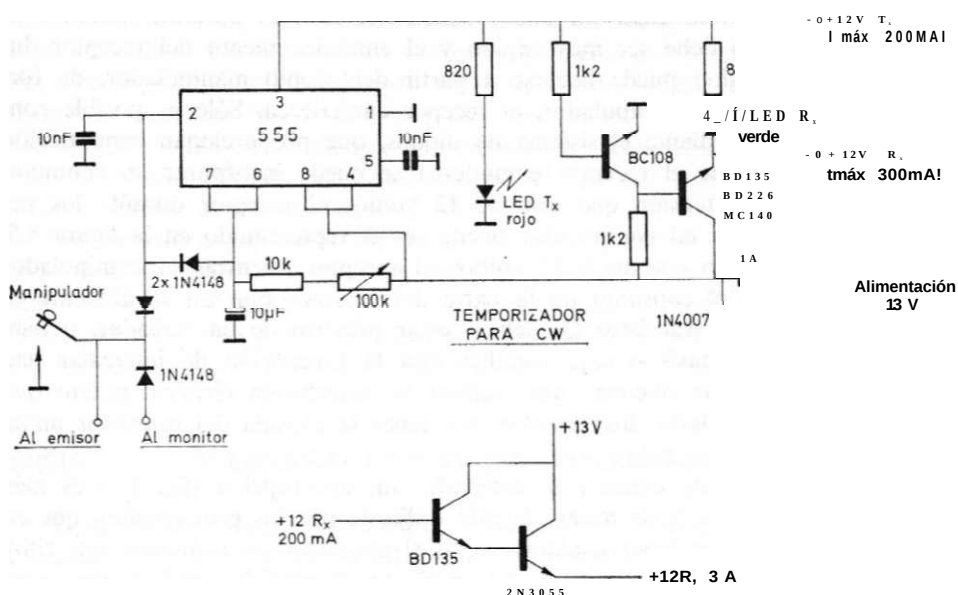


Fig. 8.7 Temporizador para CW y disposición Darlington para amplificar corriente.

unos 200 mA. Si se precisara mayor corriente se podrían utilizar Darlingtons, tal como muestra el mismo esquema. Pueden conectarse un LED rojo y un LED verde a las tensiones de 12 V T₊ y 12 V R, respectivamente, limitando la corriente con resistencias de 820 ohmios, de forma que los LED indiquen en todo momento el estado del equipo, además de mejorar el aspecto frontal del mismo.

Existen dispositivos auxiliares de llamada automática. Algunos manipuladores electrónicos incorporan memorias. Algunos de ellos son caros y sus componentes no siempre son asequibles. Durante muchos años el radiotelegrafista recurrió a dispositivos curiosos de llamada automática como discos acoplados a motores con reductor, y cuya periferia se recortaba de acuerdo con los impulsos que se deseaban emitir: llamada, indicativo, etc., pero para variar el mensaje era preciso volver a recortar. Recientemente se emplean dispositivos con un fotodiodo, de forma que basta dibujar los puntos y rayas en un disco transparente para que los emita de forma automática. Quizá dentro de los dispositivos analógicos, el más adecuado sea el grabador por cinta magnética o cassette. Actualmente un equipo sencillo es muy económico. Se pueden adquirir cintas sin fin de 3 minutos de duración en las que el final de la cinta está unido al comienzo, por lo que los mensajes se emitirán sin interrupción. Sea con cinta continua o normal, es preciso un dispositivo para pasar de los impulsos grabados en la cinta, por ejemplo, por medio del monitor de CW, a impulsos de corriente que sirvan para excitar el emisor de CW, o sea, para eliminar o sustituir el manipulador. La figura 8.8 es el esquema de este dispositivo convertidor. Consta de un amplificador operacional que amplifica la señal

de audio; después es rectificadora y convertida en continua, actuando sobre un comparador, cuya salida entregará 0 o 12 voltios y con la duración de los impulsos de la cinta. Ahora tenemos dos opciones: obtener una corriente para atacar el emisor en un punto intermedio, o bien para activar un transistor que actúe como el manipulador. Si es esto lo que deseamos, podremos prescindir del transistor de potencia BD135 o equivalente. Un LED nos indicará que el dispositivo funciona correctamente al encenderse y apagarse siguiendo los impulsos recibidos. Al principio será necesario ajustar los dos potenciómetros, el de ganancia de amplificación del primer operacional y el de umbral de disparo del comparador. Si se ajusta una excesiva ganancia y un umbral muy crítico, podrán ser erráticos los disparos debido al ruido de fondo de la cinta.

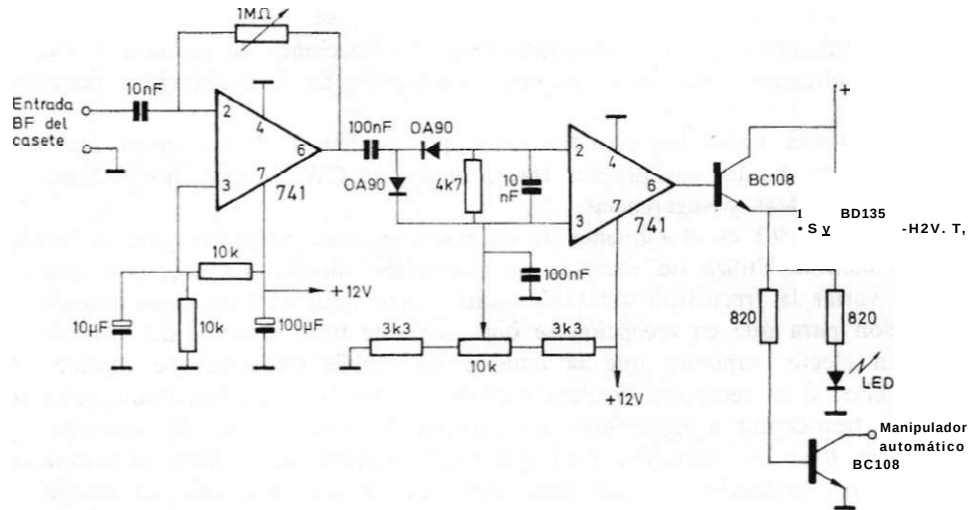


Fig. 8.8 Convertidor de impulsos modulados en impulsos rectangulares para activar un emisor de CW.

Este convertidor de impulsos de sonido en impulsos rectangulares recibe el nombre de VOX. En realidad VOX, que viene de voz, se aplica a los transceptores provistos de un dispositivo que pone en marcha automáticamente el equipo cuando habla el operador y además activa a un temporizador que no permite pasar a emisión en las breves pausas de la voz cuando se habla normalmente. En realidad, si conectamos un micrófono en lugar del cassette, con el esquema descrito obtendríamos la misma función en el equipo emisor. En fonía, un VOX es la unión del esquema de la figura 8.8 con el temporizador de la figura 8.7.

Capítulo 9

Transceptores de CW

El transceptor es la unidad que reúne las secciones de emisión y recepción con circuitos comunes y constituye un equipo de fácil manejo y pequeño tamaño.

Reuniendo todos los conocimientos que se han expuesto hasta aquí, el lector podría diseñar sus propios transceptores de CW. Vamos, no obstante, a dar algunas ideas y sugerencias.

La figura 9.1 es el esquema de un transceptor de telegrafía para la banda de 40 metros. Utiliza un receptor de conversión directa. Es necesario que se pueda variar la frecuencia del OFV exactamente unos 850 Hz entre emisión y recepción para que en recepción se oiga con este tono la señal del correspondiente. En efecto, supuesto que la emisión de ambas estaciones se efectúe en 7.005 kHz, si en recepción siguiera oscilando el oscilador de frecuencia variable de este transceptor a 7.005 kHz, no existiría diferencia y, por lo tanto, no se originaría tono de recepción. Para que esta variación sea posible, se introduce el RIT o *clarificador*, el cual hace que una tensión varíe sólo en recepción actuando sobre un diodo varactor. Para activar el RIT es necesario disponer de una tensión en recepción y de una tensión en emisión, lo que se consigue mediante un sistema de conmutación derivado del manipulador.

Dado que este equipo es muy sencillo, no se ha incluido CAG, ni indicador de señal. Cuando el transceptor pasa a emisión, el preamplificador de audio que sigue al mezclador o detector de producto deja de funcionar ya que la base no recibe tensión de polarización; de esta forma se evita el oír ruidos durante la emisión, es decir, el receptor queda mudo. Cada vez que se pulsa el manipulador se enciende un diodo LED que toma una pequeña fracción de RF. Así se sabe si hay RF en antena aunque no haya vatímetro o medidor de ROE en la salida.

Este transceptor emite con una potencia reducida de alrededor de medio vatio, su consumo es reducido y puede llevarse en forma portable con baterías o pilas en excursiones al monte, campo, etc.

Podría ser conveniente la adición de un monitor de tono lateral como el de la figura 8.4.

Un equipo de cierta calidad es el esquematizado en la figura 9.2. El receptor es un superheterodino con un filtro de tipo de escalera, con lo que se

Ka para la banda
pecesario que se
sitre emisión y
del correspon-
se efectúe en
uencia variable
lo tanto, no se
i se introduce
en recepción
ario disponer
se consigue me-

figura 9.2. El re-
con lo que se

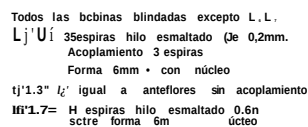


Fig. 9.1 Transceptor completo de CW. Utiliza recepción de conversión directa; la conmutación de antena es automática y se realiza por diodos.

obtiene efecto monoseñal, lo que permite una sintonía cómoda y agradable. Cuando este equipo se prevé para la banda de 7 MHz, como aquí se ha hecho, se obtienen resultados muy buenos. Por ejemplo, el oscilador de frecuencia variable trabaja solamente en el margen de 1,9 a 2 MHz. En esta frecuencia tan baja la estabilidad es altísima. Como es obligado en todos los equipos de CW, está provisto de RIT, también de monitor de tono lateral. Veamos cómo funciona. La señal entra por antena, atraviesa el filtro de paso bajo y es acoplada a la sintonía frontal, que incluye una trampa de 9 MHz; sigue un preamplificador de RF y un mezclador equilibrado a diodos, en el que se inyecta la señal de 2 MHz del OFV. Sumada la señal de 7 MHz a la del OFV de 2 MHz nos da una señal resultante de 9 MHz que deja pasar un filtro, el cual puede ser de 2, 3, 4 o más cristales, pero a partir de dos la selectividad es buena y el efecto monocanal es suficiente. Sigue un amplificador de FI de dos etapas, y a continuación un detector de producto con MOSFET. Ahí debe incorporarse

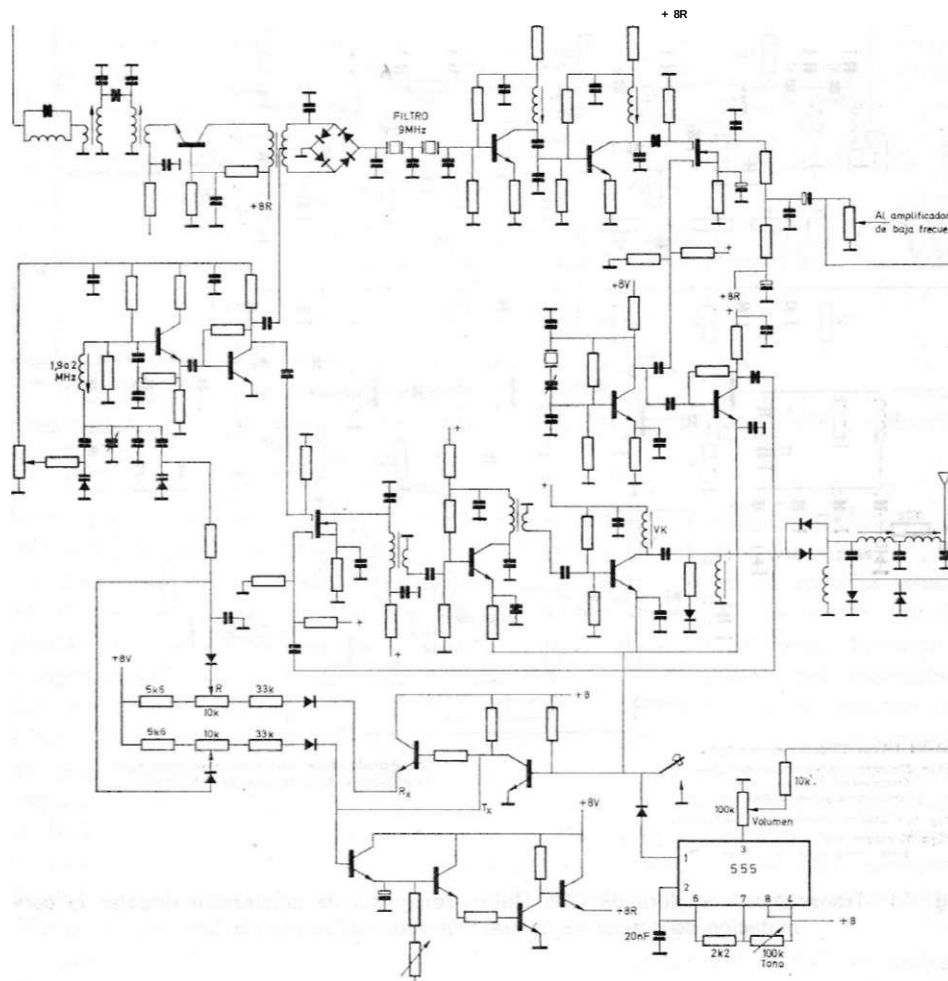


Fig. 9.2 Transceptor completo de CW con receptor superheterodino, temporizador y monitor de audio.

un amplificador de BF al que también se conectará el monitor de tono lateral. En la sección del emisor, la señal del OFV de 2 MHz y la del oscilador de portadora de 9 MHz activan un MOSFET que actúa de mezclador, obteniéndose la frecuencia diferencia de 7 MHz. Dicha frecuencia es amplificada por un paso intermedio y luego acoplada al paso final. Debido a que el mezclador entrega una señal muy pequeña, la excitación del paso final no es suficiente para que trabaje en clase C, por lo que necesita una polarización. Si se deseara mayor potencia, sería preciso prever una etapa intermedia más. En estas condiciones se obtendrán unos 5 voltios de RF en la salida del paso final, equivalente a unos 500 milivatios en antena, lo que en CW es suficiente para llegar

muy lejos. El manipulador está combinado con un conmutador para obtener la tensión T_1-R_1 en el sistema de RIT. La tensión de R_1 es aplicada a la base de un amplificador de corriente, en el que la constante de tiempo de dicha base es ajustable por trimer, con lo que se consigue una temporización. Al emitir, la tensión $+8 R$ pasa a cero, y el preamplificador de RF, el amplificador de FI y el detector de producto se desactivan. Esto permite trabajar en telegrafía sin interrupción («half break-in»), lo que es muy cómodo, especialmente para los no muy veteranos o profesionales de la CW.

A quienes deseen un transceptor ultraportátil podemos recomendarles un emisor de CW a cristal y un receptor de conversión directa con oscilador variable. En este caso no hace falta RIT. Prácticamente se trata de dos equipos separados. Durante muchos años los americanos vienen utilizando osciladores de cristal de un simple circuito, en donde el manipulador se conecta en serie con las pilas. El receptor es uno sencillo de conversión directa. Se utilizan dos antenas, o bien una antena en paralelo con los dos equipos, aunque esto acarrea pérdida de potencia en emisión y disminución de sensibilidad en recepción, a menos que se provea de un circuito electrónico como el de conmutación de antena por diodos.

En la figura 9.3 se detalla un transceptor basado en esta idea. El OFV puede ser bastante estable si trabaja a mitad de su frecuencia nominal. Si diseñamos el equipo para 14 MHz, entonces el OFV del receptor trabajará a 7 MHz. En el esquema se ha incluido una etapa de audio mediante un operacional y se prevé salida por auriculares de 1.000 ohmios, pero el amplificador de BF puede cambiarse por otro. La potencia obtenida es del orden de los 250 milivatios aunque puede aumentarse alimentando el equipo a 12 voltios en lugar de 8. No obstante, el OFV del receptor deberá seguir alimentándose a 8 voltios estabilizados, lo que se puede conseguir con un regulador 7808. No es necesario disponer de RIT, puesto que el OFV del receptor es independiente del oscilador a cristal de cuarzo del emisor. El consumo en emisión sólo ocurre mientras se pulsa el manipulador, pues no circula corriente por los transistores del oscilador ni los del amplificador de salida, por estar los emisores abiertos a través del manipulador. Este equipo no necesita monitor de tono lateral porque éste se genera automáticamente; en efecto, como el OFV del receptor está trabajando siempre, la señal de nuestro transmisor se confundirá con la del transmisor que estamos escuchando. Decimos se confundirá porque aparecerá en la misma frecuencia y con el mismo tono, si los dos emisores están bien alineados aunque, naturalmente, oiremos nuestra propia señal mucho más intensamente. Al objeto de que no se produzca distorsión ni quedemos ensordados por nuestra propia emisión, se pueden colocar dos interruptores que deriven a masa parte de la señal. La salida del preamplificador se deriva a masa directamente. El detector de producto recibirá señal del emisor por simple dispersión de RF y porque el interruptor, formado por un transistor, no anula completamente la señal. En la salida del detector de producto se coloca otro interruptor similar, pero con un trimer en serie, lo que permite ajustar el nivel de audio, cuando al emitir deseemos escuchar nuestra propia emisión, es decir, «monitorearnos». Estos dos interruptores son activados por un conmu-

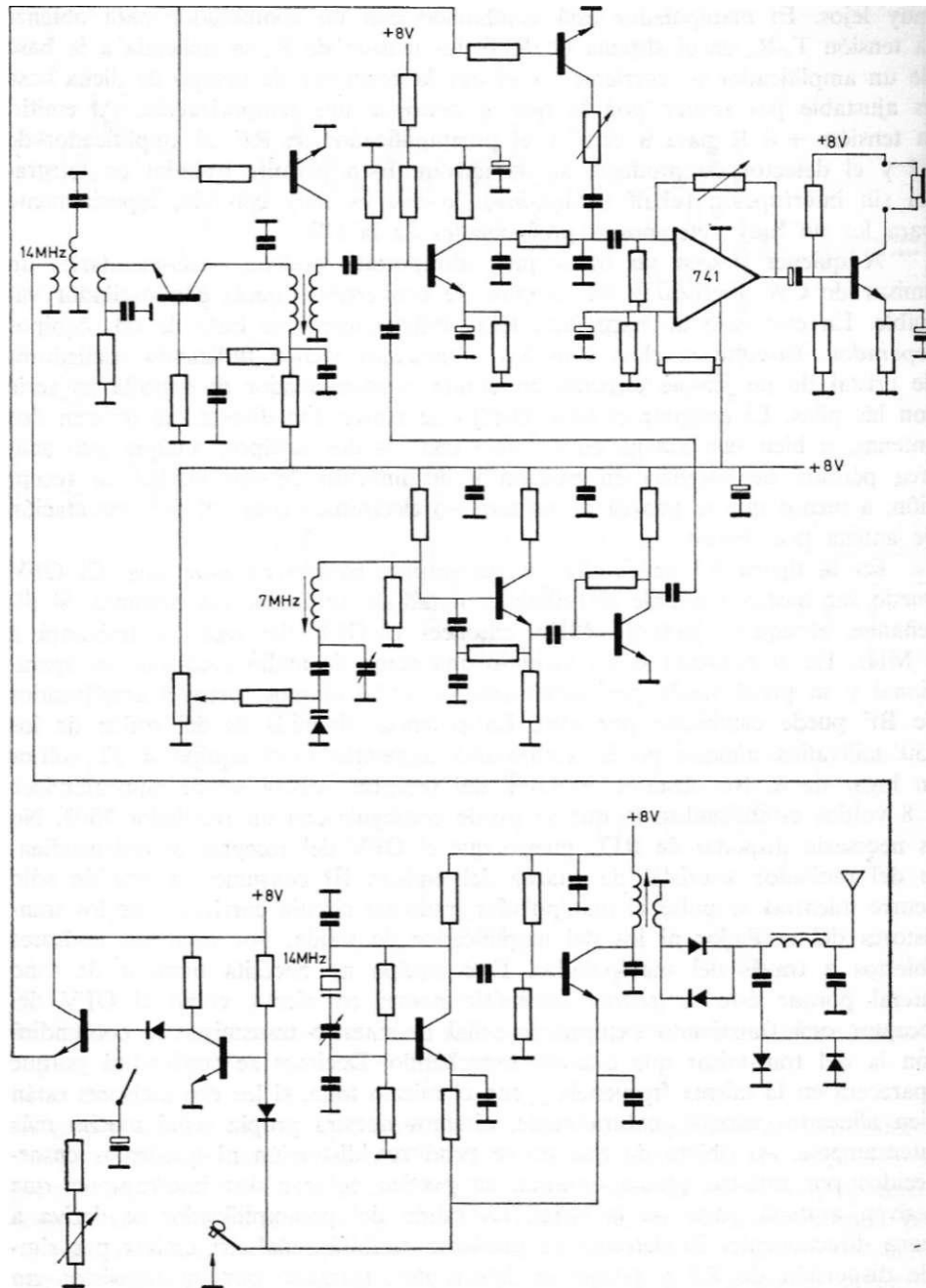


Fig. 9.3 Minitransceptor de CW.

Transceptores de CW 171

tador de tensión desde el manipulador. Si se añade un ajuste de la constante de tiempo a este circuito, se puede trabajar en la modalidad CW sin interrupción («half break-in»). Si no se conecta el electrolítico y el trimmer de ajuste, entonces se puede operar en CW con interrupción («full break-in»), es decir, el corresponsal puede interrumpirnos entre nuestros puntos y rayas de emisión.*

El transceptor *Miniper* estaba diseñado con receptor de conversión directa y OFV común a la sección de emisión y recepción. En las figuras 9.4, 9.5 y 9.6 se ofrecen algunas vistas del mismo. En la primera se aprecia el sencillo frontal con los mandos de volumen, sintonía y RIT. En la segunda aparece el interior del transceptor, con los circuitos repartidos en pequeñas placas. Todas las bobinas van blindadas para evitar acoplamiento indeseables. Finalmente, en

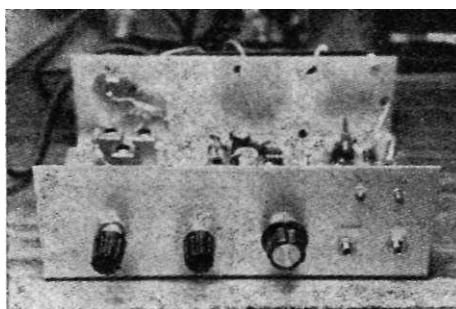


Fig. 9.4 Transceptor de CW *Miniper*. Vista frontal; los mandos de izquierda a derecha son los de volumen, sintonía y RIT.

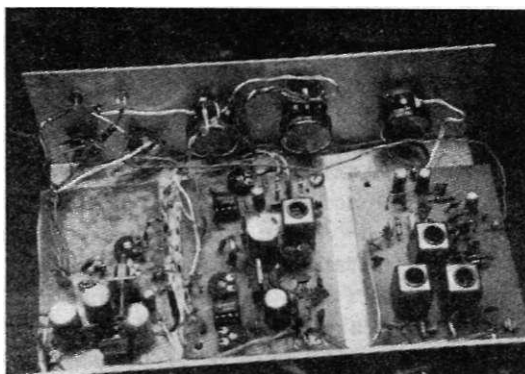


Fig. 9.5 Vista interior del transceptor. Se han realizado pequeñas placas de circuito impreso. De izquierda a derecha: amplificador de BF y RIT. La placa central contiene el OFV, el monitor y el temporizador. En la placa de la derecha se ubica el receptor de conversión directa.

* La descripción de un transceptor completo de CW fue detallada en la revista «CQ Radio Amateur», núms. 8, 9 y 10, de mayo, junio y julio, respectivamente, de 1984. Boixareu Editores.

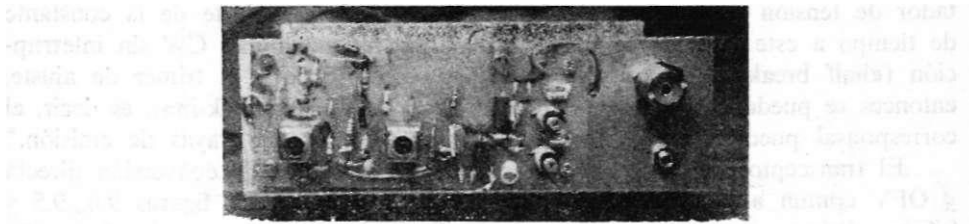


Fig. 9.6 El paso final excitador y el filtro de paso bajo se montan en la parte posterior del equipo, lo que evita posibles acoplamientos por el alto nivel de RF del paso final.

En la figura 9.6 se ve el panel posterior del equipo, en el que se ha fijado una placa de circuito impreso con la etapa excitadora y el paso final. Pueden apreciarse los choques VK, los diodos de conmutación y las dos bobinas que constituyen el filtro de paso bajo, que no incorporan blindaje alguno. En el extremo derecho se aprecian las bases de conexión: S0239 para la antena, y la base miniatura para un jack de alimentación a 13 voltios (11 a 13.8 voltios).

Cuando se trate de diseñar un equipo transceptor fijo, en el que el consumo y tamaño no tengan demasiada importancia pero sí la calidad, será preferente la elección del receptor superheterodino, provisto de filtro de CW (un cristal), a ser posible de media celosía con dos cristales, de celosía completa con cuatro, o de escalera con dos cristales. Con todos los filtros citados, el efecto monoseñal que ofrecen los filtros de cuarzo permite trabajar la CW con mucha mayor comodidad, ya que las señales sólo aparecen en un punto del dial.

En los receptores superheterodinos, la señal de emisión se genera sumando o restando la frecuencia del cristal de portadora con el del OFV. Si los osciladores OFV y el generador de portadora funcionaran a la misma frecuencia en emisión y en recepción, no se apreciaría señal alguna de recepción, puesto que se recibiría a batido cero, y la diferencia de dos señales de igual frecuencia es nula. Por tanto, debe efectuarse un pequeño desplazamiento de alguno de los osciladores. Esto se consigue con el RIT, que es muy conveniente en todos los equipos de CW, sean de conversión directa o superheterodinos, pues muchos operadores transmiten en frecuencias poco ajustadas a la frecuencia de llamada de otra estación, y si se efectúa la resintonización por el mando principal, al emitir se desplazará su emisión respecto a la recepción del correspondiente, el cual a su vez se verá obligado a resintonizar, lo que originará que, a cada cambio, se busquen y se desplacen las dos estaciones, efectuando una especie de recorrido a saltitos dentro de la banda. Quizás existan explicaciones justificables de que esto ocurra. Por ejemplo, si se empieza a trabajar con el RIT desplazado sin darse cuenta y se resintoniza por el mando de sintonía principal, es decir, por el OFV, o bien si el correspondiente trabaja con receptor y emisor separados.

La figura 9.7 explica gráficamente lo que ocurre en el detector de producto de un transceptor de CW. Si la frecuencia de portadora es de 9,000 MHz, podremos recibir la señal de una estación que llegue al detector de producto con una frecuencia próxima a 9,001 kHz, puesto que se producirá un batido

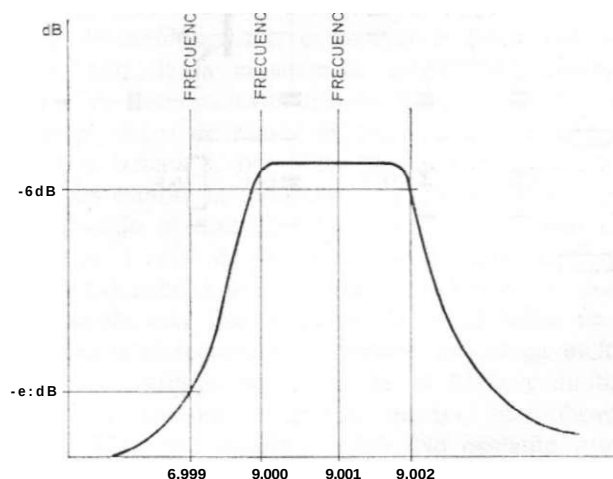


Fig. 9.7 Comportamiento del cristal de cuarzo frente al efecto doble señal de los equipos sin filtro de cuarzo.

y obtendremos un tono de 1 kHz (o bien 850 Hz que parece es un tono más agradable). Si, por el contrario, la señal aparece después del filtro de cuarzo a 9,000 MHz, habrá batido cero con la frecuencia de portadora, y la señal de audio será nula. Finalmente todas las señales que caigan por debajo de 9,000 MHz serán atenuadas; así, la de 8,999 MHz, sufrirá una atenuación de 60 dB, lo que la hace prácticamente inaudible. De ahí el efecto monoseñal tan buscado.

Hay una manera de obtener un desplazamiento automático en recepción: consiste en variar la frecuencia de portadora. Existen dos formas de hacerlo, la primera es conmutar electrónicamente una capacidad asociada al cristal que oscila como generador de portadora, de modo que en recepción la frecuencia sea 850 Hz más alta aproximadamente (fig. 9.8 A). Si el circuito oscilador no permite esta variación, entonces puede conseguirse con otro cristal que oscile a esta frecuencia (fig. 9.8 B). Los transceptores comerciales suelen tener conmutación de tres cristales, uno para BLS, otro para BLI y, finalmente, un tercero para recepción de CW. Si se utilizan cristales de CB de 27 MHz oscilando en fundamental, será muy fácil conseguir cristales separados 850 Hz, pues aunque sus frecuencias no guarden exactamente esta separación, el tono de audio se escucha perfectamente y, además, mediante los trimers en serie con los cristales se pueden variar por lo menos medio kilohercio.

posterior
paso final.

fijado una
ien apre-
que cons-
el extre-
y la base
os),
que el con-
será pre-
CW (un

completa con
los, el

mucha

del dial.
tra suman-
OFV. Si los

-NÍA frecuen-
ta :pción, pues-

de igual fre-
L: m i de al-

Y conveniente
ñi.perheterodinos,

k a < a la frecuen-
boón por el man-

"..c-pción del co-
K. lo que originará

|fe>. res. efectuando

istan explica-
ba a trabajar
mando de sin-
l trabaja con

ctor de produc-
de 9,000 MHz,
:tor de producto
ducirá un batido

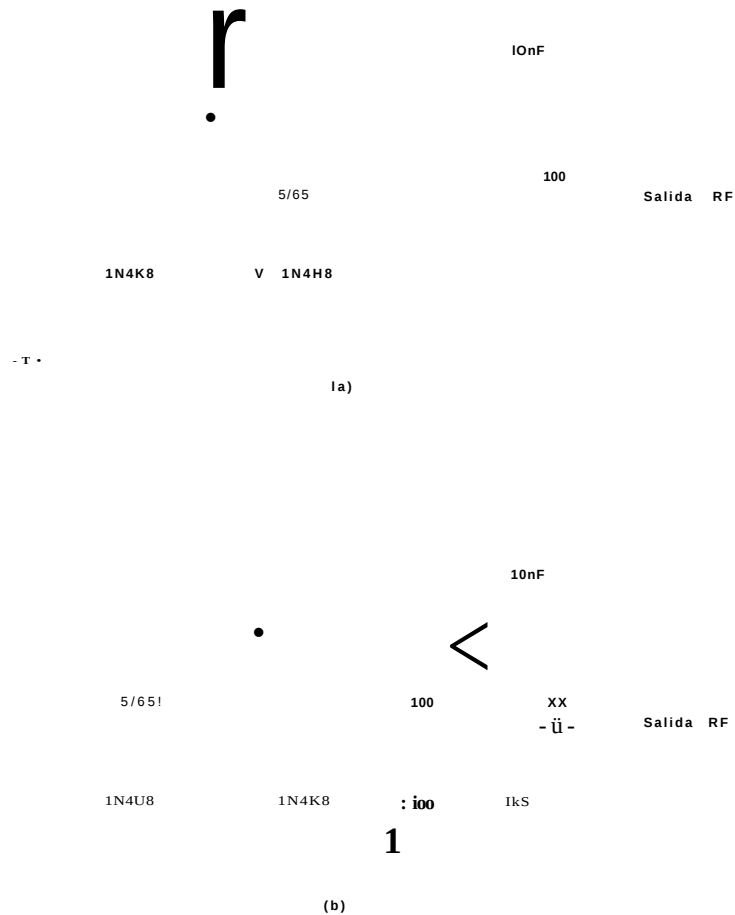


Fig. 9.8 A) desplazamiento automático de frecuencia con un solo cristal de cuarzo;
B) desplazamiento automático de frecuencia por conmutación de cristales.

OSCILADOR CONTROLADO A CRISTAL DE CUARZO (VXO)

Si se utiliza un transceptor o emisor de CW, que tenga como oscilador de emisión un cristal de cuarzo, es posible desplazar su frecuencia ligeramente mediante el ajuste del trimer asociado. Las variaciones típicas son, en el margen de los 9 MHz. de 1 o 2 kHz y dependen especialmente de la actividad del cristal. Cuando la capacidad serie asociada al cristal es muy pequeña, se logra el máximo desplazamiento interrumpiéndose la oscilación a partir de un valor mínimo de capacidad del trimer. Pero es posible realizar circuitos especialmente concebidos para obtener el máximo desplazamiento del cristal. Estos circuitos reciben el nombre de VXO («Variable Crystal Oscillators») y pueden

ser muy interesantes para obtener un desplazamiento de frecuencia importante estando el cristal oscilando, y con una estabilidad muy alta.

La figura 9.9 es el esquema de uno de estos VXO en el que se usa un condensador variable de capacidad apreciable. Se añade una inductancia en serie con el cristal. Cuanto más alta sea la frecuencia del cristal, menos inductancia admitirá. El efecto de la inductancia es rebajar la frecuencia del cristal; si es demasiado alto el valor de la inductancia, actúa como choque de RF y el circuito no oscila. Las reactancias inductiva y capacitiva se cancelan mutuamente, por lo que el efecto de mover el condensador variable es como el de suprimir espiras de la bobina y, por tanto, la frecuencia del cristal aumentaría. Suprimiendo todas las espiras la inductancia queda anulada, pero la frecuencia del cristal sigue subiendo al disminuir la capacidad. En total se puede conseguir una reducción de 1 : 500 de la frecuencia de corte fundamental del cristal. En 7 MHz el VXO cubrirá unos 14 kHz; en 14 MHz. el doble, o sea, unos 28 kHz; por encima de esta frecuencia no se podrá tallar un cristal para la fundamental, pero queda el recurso de introducir una etapa multiplicadora. Así, para 28 MHz se puede utilizar un cristal de 14 MHz y multiplicar por dos; además, la excursión de frecuencias también quedará multiplicada, lo que dará una variación de 56 kHz, que es considerable. No obstante, esto es algo teórico y en la práctica, y según la actividad de los cristales, se obtendrá un desplazamiento mayor o menor.

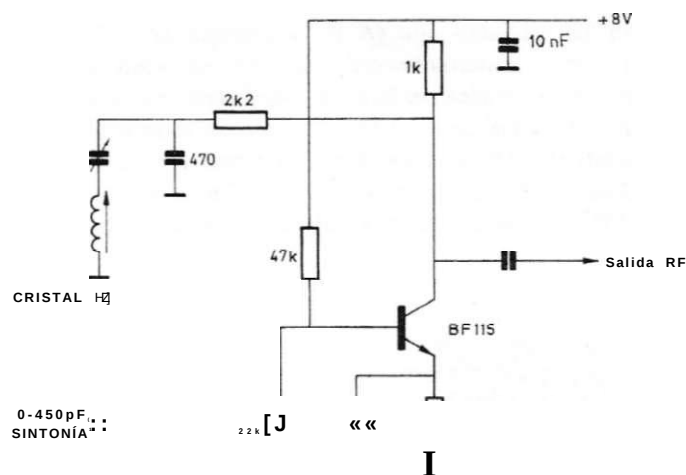


Fig. 9.9 Oscilador «variable» de cuarzo.

En general bastan unos pocos vatios en emisión para lograr en CW comunicados a nivel mundial. Algunos radioaficionados prefieren la modalidad de QRP, que es la de emitir con menos de 10 vatios, y algunos prefieren aun limitar la potencia por debajo del vatio, en los llamados equipos QRPP.

Es conocido por los veteranos de la CW el que con potencias muy pequeñas se pueden lograr contactos espectaculares. Un radioaficionado conectó simplemente un oscilador a la antena, y estableció contactos con todo el mundo.

176 Receptores y transceptores de BLU y CW

La potencia no sobrepasaba los 50 milivatios; probablemente la propagación sería buena, pero hazañas como esta se oyen con cierta frecuencia.

Debido a ello, con un poco de imaginación, el lector puede diseñar equipos realmente reducidos, si descubre que el mundo de las pequeñas potencias le atrae.*' También a muchos les gusta combinar esta afición con el montañismo, con lo que la satisfacción es doble, pues a mayor altura mejores comunicados.

* Hace algunos años, en *The Radio Amateur Handhook*, de la ARRL, aparecía la descripción de un emisor de telegrafía montado dentro de una lata de sardinas («The sardine sender»).

Capítulo 10

Emisión en banda lateral

Para comprender la circuitería que genera la banda lateral es preciso entender los fundamentos de esta modalidad de emisión.

La emisión en banda lateral no es un descubrimiento reciente ni de hace sólo algunos años. La banda lateral es conocida desde hace tiempo, prácticamente desde algunos años después de haberse utilizado el primer sistema de fonía, que fue la amplitud modulada o AM. En realidad, la banda lateral, ya sea doble (DBL) o única (BLU) no es otra cosa que modificaciones de la modalidad de la AM, por lo que vamos a partir de este tipo de señal para explicar la banda lateral.

En la figura 10.1 se representa en A) una señal de BF muy simple. En B) aparece una señal pura de RF que denominaremos portadora. Un emisor de AM no es más que un mezclador de ambas señales para obtener la señal C) que es la suma de ambas señales. Cuando no se habla por el micrófono de la emisora, en antena sólo aparece la señal pura de RF, es decir, sin modular. Si ahora restásemos de la señal Q de AM la señal de portadora, o sea, la señal B), nos quedaría una señal de doble banda lateral o DBL cuya forma podría ser la D).

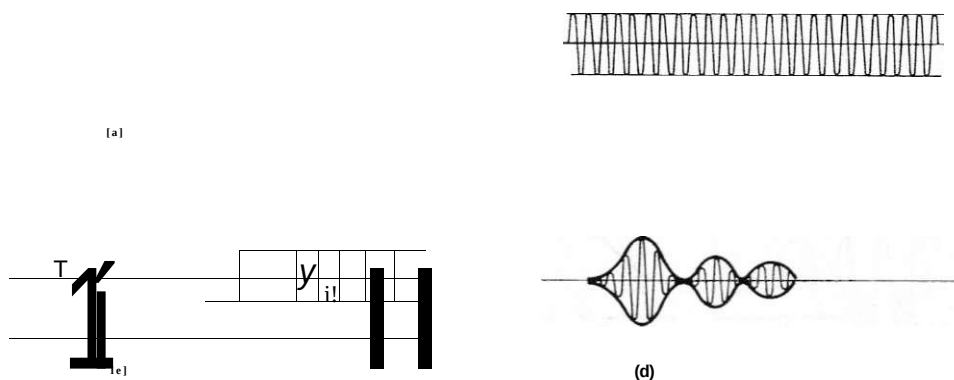


Fig. 10.1 Generación de AM y DBL: A) señal de BF; B) portadora de RF; C) señal suma de las dos anteriores, obteniendo una señal de AM; D) señal de DBL.

178 Receptores y transceptores de BLU y CW

Las señales de AM se generan en un mezclador simple, resultando a la salida la suma de señal de BF y la de RF, pero un emisor de DBL utiliza para su generación un modulador equilibrado. El espectro de frecuencias que abarca la voz puede reducirse a algo menos de 3 kHz, con perfecta inteligibilidad. Esto es un hecho conocido en telecomunicación, en donde a los canales telefónicos se les asigna un ancho de hasta 3,4 kHz. Cuando tomamos un amplificador de baja frecuencia al que conectamos un micrófono, limitamos dicho espectro a 3 kHz y conducimos esta señal a un emisor de AM. Obtenemos una señal de AM que tiene un ancho de banda comprendido entre la frecuencia de la portadora, o señal de RF, menos la señal de BF (en este caso 3 kHz) y el límite superior, que será la suma de esta portadora y la señal de BF de 3 kHz. Esto nos da un ancho total de 6 kHz.

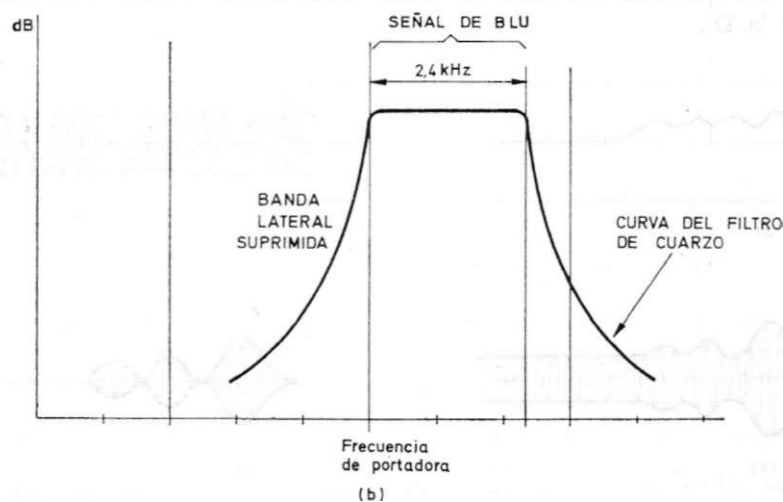
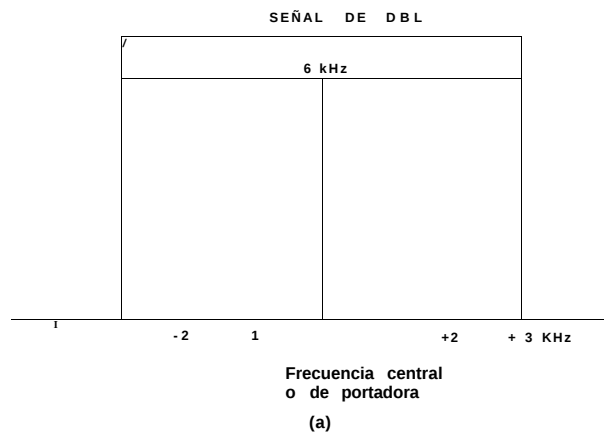


Fig. 10.2 A) ancho de una señal DBL; B) ancho de una señal BLU.

En una señal de DBL ocurre exactamente lo mismo, pues el hecho de restarle la señal de portadora no disminuye el ancho de banda, que sigue siendo de 6 kHz, como puede apreciarse en la figura 10.2 A. Si hacemos pasar una señal de 6 kHz de DBL por un filtro de cuarzo de 2,4 kHz, teniendo la precaución de hacer coincidir la frecuencia central de la DBL con uno de los límites del filtro de cuarzo, entonces obtendremos la supresión de una de las bandas laterales, según se haga coincidir la portadora con el extremo inferior o superior del filtro y, además, según lo estrecho que sea el filtro, un recorte adicional de la banda lateral que subsiste y a la que, en consecuencia, llamaremos única (fig. 10.2 B). El circuito que se ha utilizado durante mucho tiempo, y que por su simplicidad puede seguir utilizándose para generar doble banda lateral, es el modulador de diodos en anillo, que es un modulador doblemente equilibrado.

La figura 10.3 es el esquema de un circuito práctico. La señal de RF

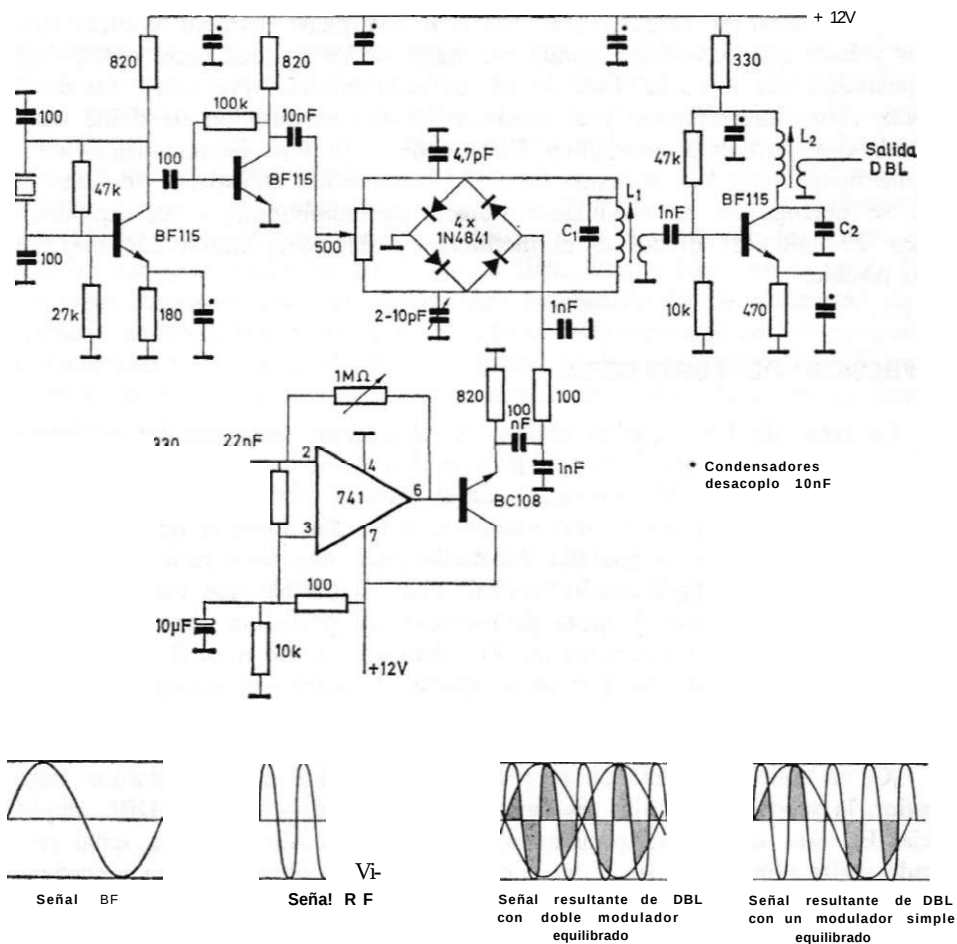


Fig. 10.3 Generación de una señal de DBL. Circuito práctico y diagrama de señales.

se genera con un oscilador a cristal de cuarzo, y un paso amplificador entrega una señal de unos 2 voltios al anillo de diodos mediante un potenciómetro de ajuste. El anillo de diodos constituye el corazón del modulador equilibrado. Las características de conducción de los diodos deben ser lo más iguales posibles, lo que se puede comprobar con un simple tester provisto de una escala baja de ohmios. Deberían seleccionarse así, pues este circuito debe tener la mayor simetría posible. La señal de RF se aplica al modulador equilibrado por el potenciómetro de 500 ohmios, fraccionándose la señal en dos mitades iguales, cada una de las cuales circula por los diodos y llega hasta la bobina del otro extremo. Si el cursor del potenciómetro de 500 ohmios está en su punto medio, el condensador de ajuste de 10 pF iguala a los 4,7 pF fijos entre masa y los diodos; entonces, a la bobina y al condensador, es decir, al circuito resonante, llegarán dos señales idénticas de RF que se anularán, pero esto sólo ocurre mientras no exista señal de BF. Cuando se habla delante del micrófono, su señal amplificada por un integrado operacional ataca al modulador equilibrado, pero dicha señal es irregularmente senoidal con picos positivos y otros negativos y hace que unas veces conduzcan unos diodos y otras veces otros, según la polaridad que tenga la señal de BF en cada instante. Por tanto, los diodos actúan como interruptores, y el resultado es una modulación de doble banda lateral, con portadora suprimida. Estas señales se han esquematizado en la misma figura 10.3. La resultante de DBL puede tener el aspecto diferente, según se obtenga en un modulador doblemente equilibrado, o de equilibrado único. El anillo de diodos es el modulador doblemente equilibrado más sencillo posible.

SUPRESIÓN DE PORTADORA

La señal de DBL que se obtiene en el circuito resonante del modulador equilibrado tiene un nivel muy bajo y podría visualizarse y medirse con un osciloscopio adecuado. Si disponemos de él, bastará tomar una sonda de RF y conectarla a la salida del circuito resonante L1Q. En ausencia de señal de BF sólo debe aparecer en la pantalla del osciloscopio una línea recta, aunque con un gran factor de amplificación vertical. Pero es posible que esto no suceda; entonces deberá hacerse el ajuste de supresión de portadora por medio de sucesivos ajustes del potenciómetro de 500 ohmios y el trimer de 2-10 pF. Existe interacción entre los ajustes porque al ajustar al máximo el potenciómetro para mínima salida de RF se desajusta parcialmente el trimer de 2-10 pF que anteriormente habíamos ajustado para lo mismo. Si la señal del circuito resonante L1Q se aplica mediante un acoplamiento a la base de un transistor amplificador, la salida del circuito resonante L2C2 entregará la señal de DBL amplificada. En esta salida será posible colocar una sonda de RF cuya señal rectificada podrá alimentar a un tester con escala de microamperios para proceder al ajuste de supresión de portadora. Como la supresión de portadora puede requerir una atenuación de 50 dB respecto a la señal de salida de DBL, no será fácil lograr la supresión total. Si se conectara la salida a un receptor, bastaría

dor en-
 «encióme-
 ?r equili-
 r» más igua-
 I de una
 debe tener
 equilibrado
 dos mitades
 u la bobina
 en su punto
 I entre masa
 zrcuito reso-
 D sólo ocurre
 ícrófono, su
 • equilibrado,
 ' otros nega-
 otros, según
 o, los diodos
 doble banda
 atizado en la
 i diferente, se-
 de equilibrado
 rado más sen-

del modulador
 medirse con un
 i sonda de RF y
 i de señal de BF
 -ecta, aunque con
 | e<to no suceda;
 por medio de su-
 le 2-10 pF. Existe
 enciómetro para
 -10 pF que an-
 circuito resonan-
 transistor ampli-
 de DBL amplifi-
 cuya señal recti-
 i para proceder al
 tadora puede re-
 de DBL, no será
 receptor, bastaría

sintonizar la frecuencia del cristal y poner el receptor en modalidad de BLU o CW, para escuchar un batido, debido a la portadora aún no suprimida. Con ajustes cuidadosos se logrará una supresión adecuada de estos 50 dB o valor próximo, en cuyo momento, incluso estando la salida del generador de DBL conectada a la antena del receptor, será imposible detectar señal alguna. El paso preamplificador de señal de DBL que hemos incluido trabaja en clase A; esto quiere decir que la señal de salida es igual que la señal de entrada, aunque de mayor nivel de tensión.

Un amplificador de estas características se denomina amplificador lineal. La amplificación de señales en banda lateral exige que los amplificadores sean siempre lineales.

La mezcla de dos señales diferentes origina toda una serie de señales resultantes. Es un fenómeno físico que se estudia matemáticamente con las llamadas series de Fourier. En un modulador equilibrado tenemos una señal de RF y una señal de BF. La suma y diferencia de ambas producirá la señal fundamental de DBL; ésta, a su vez, se sumará y restará con la de BF, y se encontrarán más bandas laterales separadas unos kilohercios, según el valor de BF. Todas estas señales se combinan entre sí, resultando una gama de señales que se extienden a izquierda y derecha de la señal fundamental de DBL, teóricamente en un ancho infinito y en la práctica unos centenares de kilohercios, hasta que la atenuación confunde estos productos con el ruido de fondo. El resultado podría tener gráficamente el aspecto de la figura 10.4. La atenuación de las bandas laterales no fundamentales correría a cargo de los filtros que se incorporan a la salida del generador de DBL. Por ejemplo, en la figura 10.3 el circuito resonante L_jC , ya atenúa algo las bandas laterales alejadas de la frecuencia de portadora. Si en lugar de este circuito resonante se hubiera puesto un transformador toroidal, el ancho de banda hubiera sido más alto. El circuito resonante L_2C_2 también ayudará a atenuar las bandas laterales no funda-

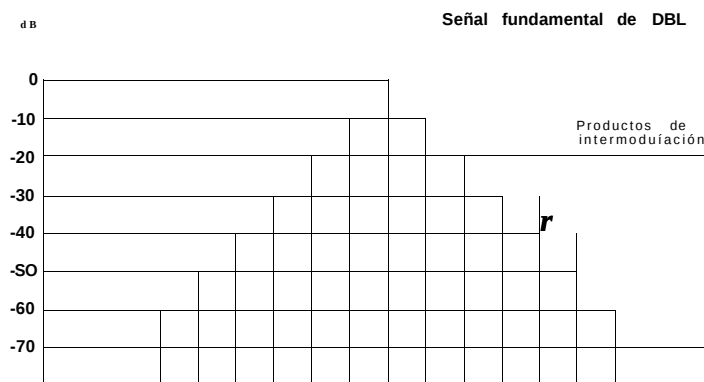


Fig. 10.4 Señales obtenidas en un generador de DBL.

mentales, pero la salida no podría conectarse a la antena, pues el ancho ocupado sería de unos 50 kHz o más, y los radioaficionados presentes en las proximidades de estas frecuencias se encontrarían interferidos por estas «barbas» o espurias. Quien desee realmente emitir con un equipo como éste deberá prever un filtro muy agudo. Esto puede conseguirse con un par o más de bobinas sintonizadas débilmente acopladas. La potencia transferida será pequeña, por lo que será necesario añadir algunos preamplificadores de RF en clase A, hasta conseguir una potencia suficiente. Como mucho se podrá reducir el ancho de banda a unos 10 kHz pero, aunque atenuados, los productos de intermodulación estarán presentes. Realizar un equipo emisor de este tipo, con salida de medio vatio o algo más, puede ser interesante por su tamaño, bajo precio, facilidad de montaje y de adquisición de los componentes, y es una experiencia que puede animar a realizar después montajes más completos con salida de BLU, transceptores, etc.

El motivo de que no se pueda emitir o, mejor dicho, no se deba trabajar con una salida superior al medio vatio, es doble. En primer lugar, porque los productos de intermodulación, aunque atenuados, estarían presentes; por tanto, si bien un radioaficionado captaría nuestra emisión en DBL de una forma espléndida, cuando intentara sintonizar una estación lejana que estuviera desplazada quizá 15 kHz de nuestra emisión, seguiría captando nuestros productos indeseables atenuados por los filtros resonantes solamente 30 dB con respecto a nuestra señal. El segundo motivo es que en la salida del generador de DBL la señal es de un nivel muy bajo, del orden de los milivatios y, si efectuéramos una amplificación que la elevara a los 10 vatios o más de potencia, el factor de amplificación sería próximo a las diez mil veces; esto no es demasiado en decibelios, pero lo grave es que el generador de DBL captaría fácilmente la RF radiada por la antena y se produciría realimentación positiva, es decir, autooscilación.

La figura 10.5 es el esquema de un preamplificador o excitador lineal que entrega una fracción de vatio. Dos FET con puerta a masa producen el má-

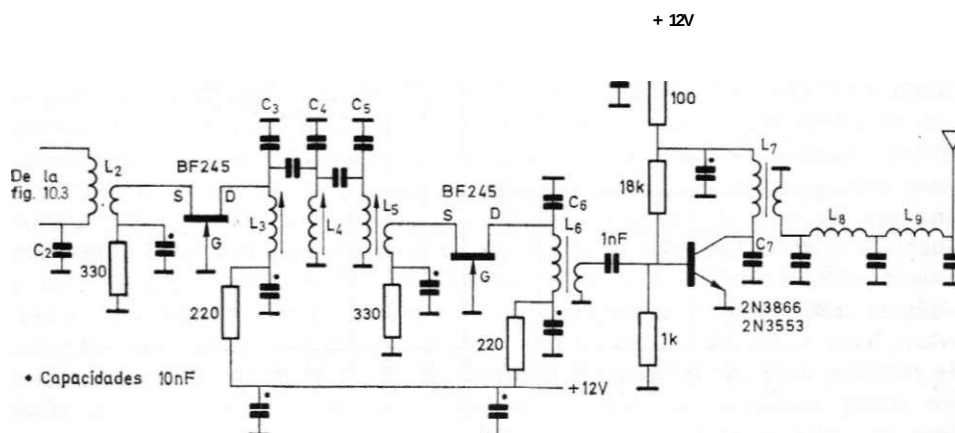


Fig. 10.5 Amplificador lineal para señales DBL del generador de la figura 10.3.

ancho ocu-
en las pro-
eñ «barbas»
este deberá
d más de bo-
rra pequeña,
en clase A,
scir el ancho
át intermodu-
con salida de
jo precio, fa-
a experiencia
Q salida de

deba trabajar
K porque los
ies; por tan-
de una forma
estuviera des-
stros produc-
dB con res-
generador de
jos y, si efec-
de potencia,
sto no es de-
captaría fácil-
positiva, es

r lineal que
ucen el má-

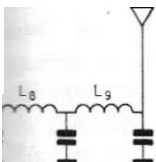


figura 10.3.

ximo aislamiento entre entrada y salida. Un triple circuito sintonizado como el formado por L_1C_1 , L_2C_2 , L_3C_3 será lo bastante agudo para reducir el ancho de banda y utilizar el equipo en baja potencia. Un filtro de paso bajo en la salida reducirá los posibles armónicos que se generan en toda amplificación. Una precaución a tomar será la de poner blindaje en todas las bobinas, al objeto de evitar autooscilaciones.

El esquema de la figura 10.3 se ha previsto con un cristal de cuarzo. En realidad se podría utilizar un OFV, puesto que resultaría más barato que el cristal de cuarzo y permitiría desplazarse por la banda. Sin embargo, esto tiene dos inconvenientes: el primero es que, al variar la frecuencia, se degrada la supresión de portadora, de forma que si el desplazamiento es de algunas decenas de kilohercios (y dependiendo de muchos factores, entre ellos la simetría del modulador equilibrado), sería necesario volver a ajustar la supresión de portadora y, si no se hiciera así, se estaría emitiendo una señal de DBL con una señal de portadora, o sea, una señal de AM; el segundo inconveniente es que la variación de unos pocos kilohercios obligaría a resintonizar los filtros de resonancia aguda, uno por uno.

Una emisión en DBL es captada igualmente por receptores que estén en modalidad de banda lateral superior o en banda lateral inferior indistintamente. Igualmente, una emisión de este tipo será captada también por un receptor de conversión directa.

El ancho ocupado por las bandas laterales fundamentales se puede reducir algo utilizando amplificadores de BF con limitación de agudos, de forma que se atenúen las frecuencias a partir de 2 kHz o poco más. En el esquema de la figura 10.3, para obtener este efecto de atenuación de los tonos agudos, bastaría colocar una capacidad de unos 220 pF en paralelo con el trimmer de 1 megaohmio de ajuste de ganancia del operacional 741 del amplificador de micrófono.

Pero a pesar de una buena sintonía aguda de frecuencia, el principal defecto de los equipos de DBL es la cantidad de kilohercios que ocupan las bandas laterales no fundamentales o espurias, que con filtros resonantes sólo se logran atenuar unas pocas decenas de decibelios.

Existe un campo muy interesante para el radioaficionado que, por las circunstancias que sean, no desea trabajar en CW y prefiere usar la fonía. Si se conforma con emitir con baja potencia, puede construir un transceptor DBL que, con buena propagación, puede conseguir comunicados interesantes, incluso utilizando un receptor de conversión directa en la sección de recepción. Para el receptor sirve el mismo oscilador que para el emisor, pues aquí no hay que efectuar un desplazamiento de frecuencia al pasar de emisión a recepción. La frecuencia debe ser exactamente la misma. Si se utiliza un cristal de cuarzo con un condensador variable en lugar de trimmer, se podrá variar ligeramente la frecuencia, por lo menos 1 kHz, para adaptarse a otra emisión ligeramente desplazada. Un pequeño desplazamiento no variaría la supresión de portadora ni sería preciso retocar los filtros resonantes agudos.

La figura 10.6 es el diagrama de bloques de un transceptor de DBL. Algunas partes son comunes a recepción y emisión: el filtro de paso bajo en la

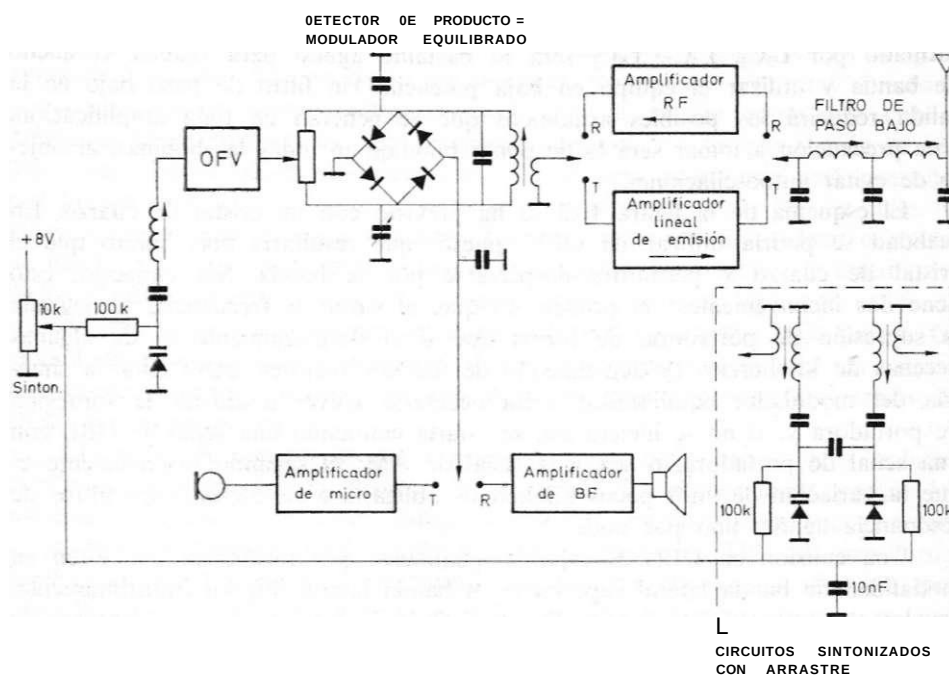


Fig. 10.6 Diagrama de bloques de un transceptor de DBL.

entrada de antena, el detector de producto que en emisión hace de modulador equilibrado y el OFV trabajan exactamente igual en emisión que en recepción. Es necesario disponer de tres pequeños relés para conmutar algunos módulos. Así, en recepción la salida del detector de producto debe conectarse al amplificador de BF, mientras que en emisión es necesario que sea el amplificador de micrófono el que se conecte al que ahora será modulador equilibrado. También hay que conmutar el amplificador de RF y el amplificador lineal de emisión. Por todo lo comentado en el párrafo anterior, no debería utilizarse OFV sino oscilador a cristal, al objeto de disponer de una sintonía crítica. No obstante, si se utilizan circuitos resonantes con arrastre por varactor, el resultado puede ser aceptable. Tal como muestra el diagrama, los circuitos resonantes con este arrastre pueden ser gobernados por el mismo mando de sintonía del OFV, con lo que el manejo y la construcción se simplifican en gran manera. El arrastre de los circuitos resonantes será tanto mejor cuanto más iguales sean todos ellos incluyendo el del OFV. El pequeño amplificador lineal puede ser igual al de la figura 10.5 y los diodos varactores podrían colocarse en paralelo con los condensadores C?, C., C- y Q, lo que representaría para los BA102 unos 20 pF de capacidad añadida. Los citados condensadores pueden elegirse de menor valor, o bien puede sacarse algo el núcleo de las bobinas y, si esto no es suficiente, se suprimen algunas espiras.

El transceptor de la figura 10.6 puede resultar de muy bajo costo, y los componentes son todos asequibles. No obstante hay que insistir en la necesidad

absoluta de emitir con baja potencia, y comprobar que el nivel de espurias y ancho de banda es tolerable; para ello se puede utilizar un receptor de calidad provisto de filtro de cuarzo, o bien rogar a los radioaficionados de la vecindad que pasen control del ancho que ocupamos. Si uno de ellos nos indica que a un kilómetro nos escucha con un ancho de unos 10 kHz, y a partir de ahí nuestra señal disminuye rápidamente, entonces el equipo es bastante tolerable, pero no deberemos utilizarlo si la banda está muy poblada, pues estamos ocupando un ancho mucho mayor del que ocupa una estación de BLU.*

EMISIÓN EN BANDA LATERAL ÚNICA (BLU)

Tanto en AM como en DBL existen las dos bandas laterales simultáneamente, la superior y la inferior. La información, en este caso la voz, resulta duplicada, pues basta que sea emitida una sola banda lateral para que un receptor provisto de detector de producto sea capaz de reproducirla. Esto quiere decir que en AM y en DBL hay un derroche de energía. Como la potencia de emisión en una señal de AM se reparte entre las bandas laterales y la portadora, toda la energía se concentra en señal útil al pasar a BLU. Así una emisión de 100 vatios en AM equivale a una de 30 vatios en BLU, suponiendo que las bandas laterales y la portadora ocupan cada una la tercera parte de la señal emitida.

Pero además, una señal de AM se emite en unos 6 kHz de ancho de banda o más, mientras que una emisión de BLU ocupará entre 2,4 y 2,7 kHz normalmente. Esto quiere decir que la potencia se concentra en menos ancho de banda y, por tanto, el receptor podrá utilizar un filtro más estrecho, con lo cual tendrá menos ruido y la señal será más inteligible. Por diversas razones técnicas, el aumento de alcance al pasar de una señal de AM a una señal de BLU equivale a aumentar la potencia entre 4 y 6 veces.

La única dificultad para emitir en BLU estriba prácticamente en disponer del filtro de cuarzo. Durante muchos años, los cristales de cuarzo han resultado poco asequibles por su baja fabricación y alto precio. Actualmente se pueden conseguir filtros de cuarzo comercializados por precios moderados, pero adoptando las debidas precauciones, todo radioaficionado puede construir sus propios filtros de cuarzo utilizando, por ejemplo, cristales de 27 MHz. Los filtros de cuarzo, su funcionamiento y construcción, se explicaron con detalle en el capítulo 4.

Si montamos el emisor de DBL de la figura 10.3 y le añadimos un filtro de cuarzo como el correspondiente a la curva de la figura 10.2 B, el ancho de banda de emisión quedará reducido a 2,4 kHz, y todas las demás espurias o productos de intermodulación quedarán atenuados según el factor de forma del

* En la revista inglesa de aficionados «Ham Radio Today» dos autores británicos describen con todo lujo de detalles un transceptor de DSB (DBL) para 80 metros, provisto de receptor de conversión directa. El montaje es relativamente sencillo y la potencia de salida tan alta como 4 vatios, por lo que al emitir se deberá comprobar muy bien el ancho que ocupa nuestra señal de salida.

V

DE
BAJO

QX

SINTONIZADOS
ESTRE

e de modulador
que en recepción,
akunos módulos,
darse al ampli-
el amplificador
iilibrado. Tam-
j'r lineal de emi-
utilizarse OFV
crítica. No obs-
ctor, el resultado
cuitos resonantes
de sintonía del
en gran manera,
más iguales sean
lineal puede ser
carse en paralelo
para los BA102
pueden elegirse
bobinas y, si esto

bajo costo, y los
tir en la necesidad

filtro, pero la atenuación podrá ser mayor de 60 dB para unos kilohercios a ambos lados del ancho nominal del filtro, que en el caso citado es de unos 2,4 kHz.

Si montásemos este equipo, la frecuencia del cristal oscilador debería ser igual a la frecuencia de emisión, por ejemplo 14.120 kHz, y el filtro de cuarzo de 2,4 kHz, debería dejar pasar de 14.120 a 14.122,4 kHz. Solamente se podría trabajar en esta frecuencia fija. Como la emisión sería limpia y sin espurias debido al filtro de cuarzo, se podría efectuar una fuerte amplificación para emitir con 10 vatios o 100 vatios, por ejemplo. La consecuencia es que al pasar de unos milivatios del modulador equilibrado a varios vatios en antena, es posible que se produzca realimentación positiva, es decir, autooscilación y, por tanto, que la emisión sea distorsionada y con adición de espurias.

La solución es heterodinar la señal de BLU obtenida a partir de una frecuencia fija de 9 MHz, con otra señal de RF de un OFV, cuya suma o diferencia nos dé la frecuencia de trabajo. Así, para 14 MHz, si el cristal de portadora es de 9 MHz, el OFV podrá ser de 23 o 5 MHz ya que restando o su-

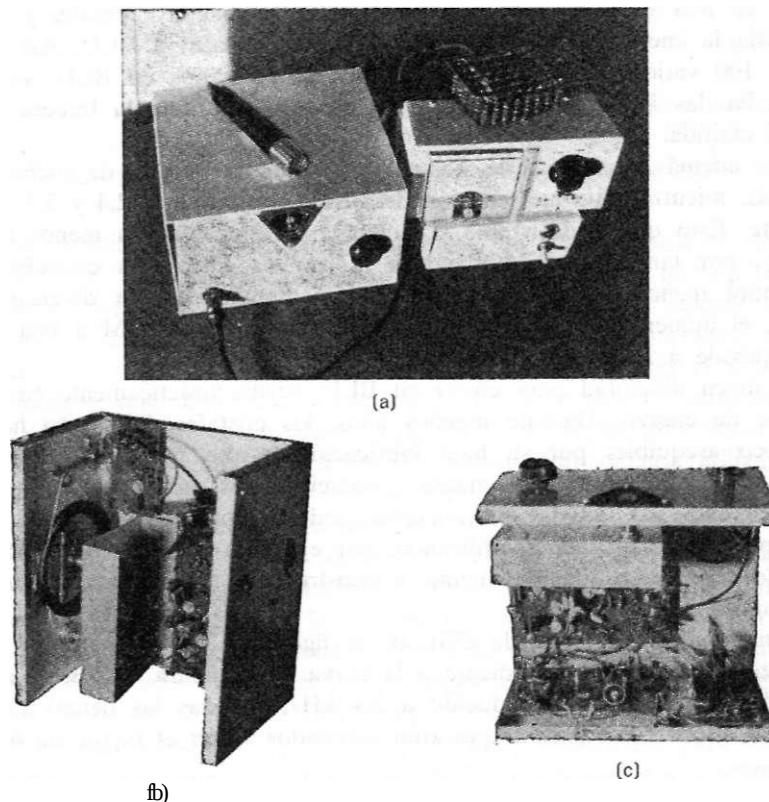


Fig. 10.7 Equipo emisor de BLU de 10 vatios: A) aspecto del emisor, de la fuente de alimentación y del medidor de ROE y carga artificial; B) detalle del OFV con desmultiplicador por tambor; C) puede apreciarse el filtro de cuarzo realizado con cuatro cristales de 27 MHz resonando en la fundamental.

kilohercios a
t es de unos

- i ebería ser
Pfo de cuarzo
He se podría
>in espurias
:ión para
que al pa-
i antena, es
ción y, por

de una fre-
o diferen-
al de porta-
restando o su-

mando, respectivamente, obtenemos los 14 MHz. Por razones de estabilidad, se elige en este caso la frecuencia de 5 MHz, ya que preferiblemente sería de de- sear la frecuencia alta del OFV porque de esta forma los armónicos del OFV no están comprendidos en la banda a emitir y a recibir.

La figura 10.7 ilustra un emisor de BLU para 20 metros con filtro de cuarzo de celosía realizado con cristales de 27 MHz. Se trata de una versión mejorada del *Sueño del novicio*. La potencia de salida puede ser próxima a los 10 vatios si se utiliza el transistor 2N5590 en el paso final, o un transistor equivalente. Si se suprime éste, el excitador entregará algo más de 1 vatio lo que podría ser suficiente para un equipo con poco consumo alimentado, por ejemplo, por pilas o baterías. Es necesario disponer de un relé activado por el PTT («push to talk») o pulsador incorporado al micrófono para pasar de recep- ción a emisión, de forma que se conmute la antena del emisor al receptor, y se aplique tensión +12 V T_x a determinados circuitos del emisor, según se apre- cia en el esquema. Debería también cortarse la tensión de alimentación de al- gunos circuitos del receptor durante la emisión, al objeto de que éste permane- ciera mudo. El funcionamiento del emisor es el siguiente (figs. 10.8 y 10.9):

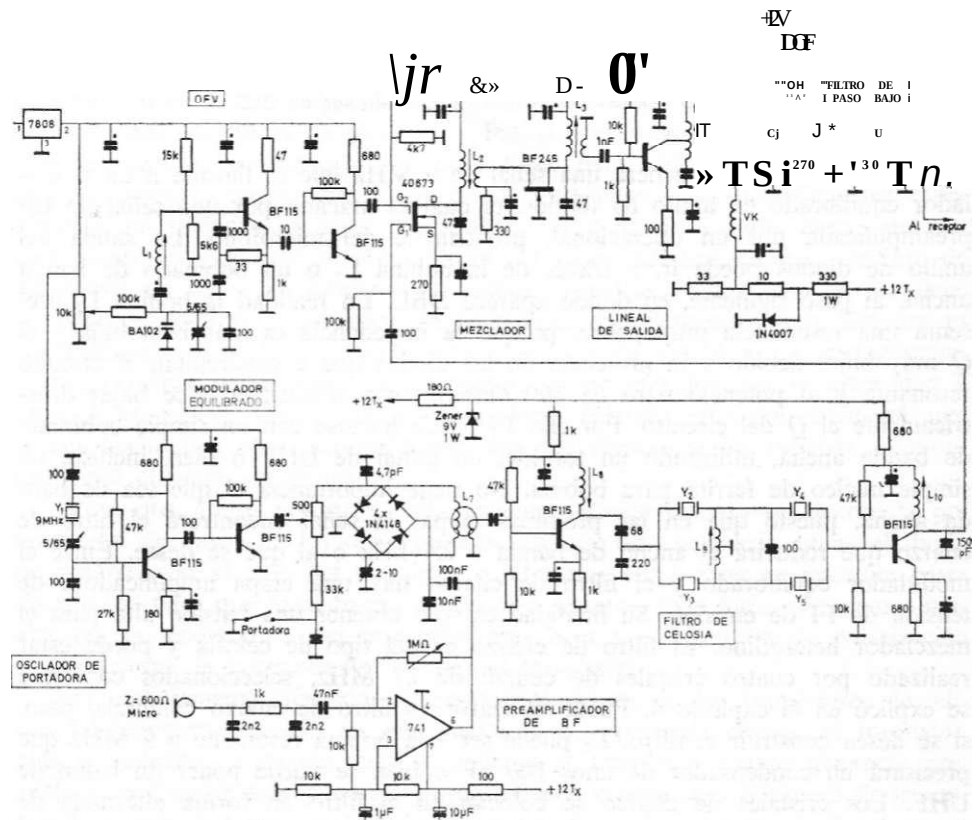
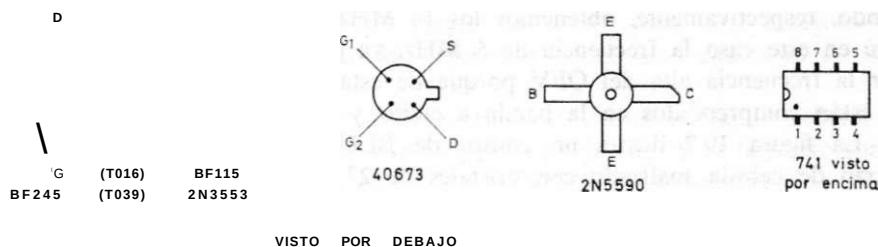


Fig. 10.8 Emisor de BLU.

188 Receptores y transceptores de BLU y CW



BOBINAS:

- L_1 = 38 espiras hilo esmaltado 0,2 mm sobre forma 0 6 mm con núcleo. Blindaje exterior. Frecuencia 5,1 a 5,35 MHz.
- $L_2 = L_3$ = 16 espiras y acoplamiento 3 espiras, hilo 0,2 mm esmaltado sobre forma 0 6 mm con núcleo. Blindaje exterior. Frecuencia 14,1 a 14,35 MHz.
- L_4 = Igual que L_2 y L_3 , excepto toma a la 3.ª espira.
- $L_5 = L_6$ = 9 espiras juntas hilo esmaltado de 0,6 mm, o de conexión rígido de 0,6 mm forrado plástico. Sobre forma 0 6 mm con núcleo. Sin blindaje.
- L_7 = 3 espiras primario y 3 espiras secundario, hilo esmaltado 0,2 mm en balun de UHF. Si no se dispone del mismo arrollar dichas espiras directamente sobre un núcleo de ferrita de bobina.
- $L_8 = L_9 - L_{10}$ = 25 espiras hilo 0,2 mm esmaltado sobre forma 0 6 mm con núcleo y blindaje exterior. Frecuencia resonancia 9 MHz.

Fig. 10.9 Datos constructivos del emisor de BLU.

El cristal de portadora genera una señal de 9 MHz que es llevada a un modulador equilibrado en anillo de diodos, el cual es atacado por una señal de BF preamplificada por un operacional, proveniente del micrófono. La salida del anillo de diodos puede ir, a través de la bobina L_7 o un bobinado de banda ancha, al paso siguiente, en donde aparece DBL. En realidad la bobina L_7 presenta una resonancia muy pobre, porque la impedancia es más bien baja y el Q muy bajo, debido a la presencia de los diodos que cortocircuitan el circuito resonante y al potenciómetro de 500 ohmios cuya resistencia hace bajar drásticamente el Q del circuito. Por ello L_7 puede hacerse con un simple bobinado de banda ancha, utilizando un toroide, un balun de UHF o bien, incluso, un simple núcleo de ferrita para bobina. No tiene importancia el que sea de banda ancha, puesto que en las próximas etapas la señal encontrará el filtro de cuarzo que reducirá el ancho de banda a 2,4 kHz o al que se desee. Entre el modulador equilibrado y el filtro de cuarzo hay una etapa amplificadora de tensión de FI de emisión. Su finalidad es sólo obtener una tensión alta para el mezclador heterodino. El filtro de cuarzo es del tipo de celosía y puede estar realizado por cuatro cristales de cuarzo de 27 MHz, seleccionados conforme se explicó en el capítulo 4. Puede utilizarse un filtro de cuarzo comercial pero, si se desea construir el filtro, L_9 puede ser una bobina resonante a 9 MHz que precisará un condensador de unos 100 pF o bien se puede poner un balun de UHF. Los cristales de cuarzo se colocan en el filtro en forma alternada de forma que Y_2 e Y_5 sean idénticos, e Y_3 sea igual que Y_4 ; con esto se consigue el mejor rendimiento del filtro. Al filtro de cuarzo sigue otra amplificación de

9 MHz, pero la señal es ya de BLU y para la banda de los 14 MHz se trataría de una señal de BLI de 9 MHz. Para poder emitir esta señal en la banda de 14 MHz será necesario sumar a esta frecuencia la del OFV de 5,1 a 5,35 MHz, 10 que se realiza en el MOSFET que actúa de mezclador. El drenador del MOSFET está sintonizado a 14 MHz, por lo que son rechazados los otros productos de intermodulación. Sigue un paso amplificador con FET, el cual ya entrega unos 50 milivatios al excitador de potencia. El transistor aquí utilizado es un 2N3553 que tiene un buen factor de ganancia y puede entregar 1 vatio de potencia efectiva en la salida, que podría ser la antena si se deseara un equipo de bajo consumo. Un transistor como el 2N5590 es muy robusto y difícil de destruir. Sus aletas se soldarán al circuito impreso, el cual se atornilla al chasis mediante separadores cortos o a un disipador para radiar el calor generado. La polarización del excitador 2N3553 se hace con un simple divisor resistivo, pero la base del 2N5590 debe tener una tensión muy constante para obtener una tensión fija mediante un diodo en conducción directa. Esta tensión es del orden de los 0,6 voltios y puede rebajarse mediante un divisor resistivo como el indicado en el esquema. Si el paso final queda muy polarizado, es decir, la tensión de la base es alta, del orden de más de 0,6 voltios, la corriente de reposo del transistor será muy alta y puede destruir al transistor o ser causa de que el exceso de corriente se consuma en generar calor. Si, por el contrario, la polarización es pobre, el paso final trabajará parcialmente en clase C, pudiendo generar todo tipo de espurias y armónicos que sólo serán evitados en parte con los filtros de paso bajo. Por ello es conveniente experimentar individualmente la polarización del paso final, para obtener el mejor resultado con un consumo moderado. Al objeto de que, cuando se efectúen estas experiencias, no podamos destruir el transistor de potencia, es una buena precaución poner en serie con la alimentación del paso final una lámpara de faro de automóvil de unos 50 vatios a 12 voltios. Mientras el consumo se mantiene por debajo de 1 o 2 amperios, la resistencia del filamento de la lámpara es prácticamente nula. Si se efectúa una manipulación indebida, un cortocircuito, o una excesiva polarización del transistor, la lámpara limitará la intensidad a unos 4 amperios, puesto que se encenderá. Además esto nos advertirá que hemos hecho mal algo. Naturalmente, una vez efectuadas las pruebas, el montaje final quedará sin lámpara.

Para que no se produzca embalamiento térmico cuando se efectúe la polarización de pasos finales con potencias importantes, se puede situar el diodo de polarización al lado del transistor e intercalar entre ellos un poco de pasta de silicona para que haya buena conducción térmica. Esto hace que cuanto más alta sea la temperatura del transistor, más baja sea la tensión de polarización y se equilibre la corriente de reposo del transistor.

El embalamiento térmico del paso final ocurre en los transistores de silicio. El fenómeno consiste en que cuanto mayor potencia entrega el transistor, más se calienta; y cuanto más se calienta el transistor, mayor ganancia presenta y, por tanto, más potencia entrega. Puede ocurrir que el exceso de ganancia haga que el transistor trabaje en saturación, fuera del tramo lineal de su curva de trabajo. En este caso la potencia disminuirá, pero la corriente aumen-

- Blindaje

2 6 mm

: 0.6 mm to-

en balun de

sobre un

blindaje

m un modu-
señal de BF
a salida del
do de banda
alñna L7 pre-
im baja y el
un el circuito
c bajar drás-
(>le bobinado
incluso, un
sea de ban-

Ipá el nitro de
Idesee. Entre el
••plificadora de
ipea alta para el
y puede estar
dos conforme
omercial pero,
a 9 MHz que
un balun de
alternada de
i esto se consigue
amplificación de

tara y también el calor. La emisión puede estar acompañada de espurias y distorsión. Si no se detecta este defecto a tiempo, el transistor se destruirá por exceso de temperatura, aunque el efecto puede no ser inmediato. Simplemente se destruyen algunas de las capas o estratos que constituyen su estructura interna, y sólo es posible detectar este indicio incipiente analizando la conductividad inversa del transistor, que será alta; a partir de entonces, el consumo del transistor en reposo será mayor y, en cuestión de horas "o días, el transistor irá degenerando, es decir, perdiendo potencia y calentándose cada vez más.

MODULADORES EQUILIBRADOS

La señal de DBL se genera en el llamado modulador equilibrado, del que hemos estudiado con algún detalle el anillo de diodos por ser uno de los más económicos y eficientes moduladores utilizados en la práctica desde hace años. No obstante existen otros tipos de moduladores equilibrados de los que describiremos algunos. La figura 10.10 es un esquema de modulador equilibrado con varactores muy simple. La señal de baja frecuencia modula la capacidad de los varactores, lo cual produce una desigualdad en el paso de RF hacia la bobina o inducido de banda ancha. La supresión de portadora es muy alta y se efectúa por medio de dos potenciómetros de ajuste.

En la figura 10.10 B aparece un modulador equilibrado con integrado especializado. En realidad es el mismo que se utiliza como detector de producto de alta eficiencia. La supresión de portadora es excelente y se realiza con un simple potenciómetro por lo que el ajuste se hace muy rápidamente. La señal de salida de DBL se consigue con amplificación, ya que se trata de un circuito activo, lo que mejora mucho el modulador de anillo de diodos. Quizá su único inconveniente sea la cantidad de componentes asociados, que obligan a emplear bastante tiempo en el diseño del circuito impreso.

Existen algunos moduladores equilibrados que entregan una salida de alto nivel de DBL. El esquema de la figura 10.10 C consta de un par de transistores en los que la RF de portadora se introduce en paralelo por los emisores, mientras que la BF se introduce por las bases y en contrafase. En la salida de los transistores se anula la BF, pues la bobina L representa un cortocircuito para esta señal y se anula la RF porque llega a la bobina L bifurcada por cada brazo con el mismo valor, a menos que exista modulación de BF en cuyo caso la conducción de RF es diferente apareciendo en la bobina L la DBL. La señal obtenida no es sólo suma de las tensiones de entrada, sino que queda amplificada por el factor de amplificación o ganancia de los transistores. El ajuste de supresión de portadora se efectúa por tres potenciómetros: uno que iguala la ganancia de los transistores y que es el que une los emisores con toma central a masa, y otros dos que realizan la polarización individual de cada transistor. Las variaciones de polarización o de ganancia de cada transistor se traducirían en anulación de la supresión de portadora. Este modulador requiere el uso de un pequeño transformador para desfasear la señal de BF que va a la base de

. punas y
fcstruirá por
í Simplemente
Imtriictura in-
h conduc-
i consumo
I transistor
vez más.

fcado, del que
•ec de los más
hace años.
te los que des-
idcr equilibrado
da la capacidad
de RF hacia la
i es muy alta y

ncc integrado es-
tator de producto
le realiza con un
•mente. La señal
•fc de un circuito
k. Quizá su único
pe obligan a em-
baa salida de alto
~ai de transistores
b emisores, mien-
• la salida de los
cortocircuito para
furcada por cada
BF en cuyo caso
la DBL. La señal
que queda ampli-
Bistores. El ajuste
uno que iguala la
, con toma central
de cada transistor.
Mor se traducirían
requiere el uso de
e va a la base de

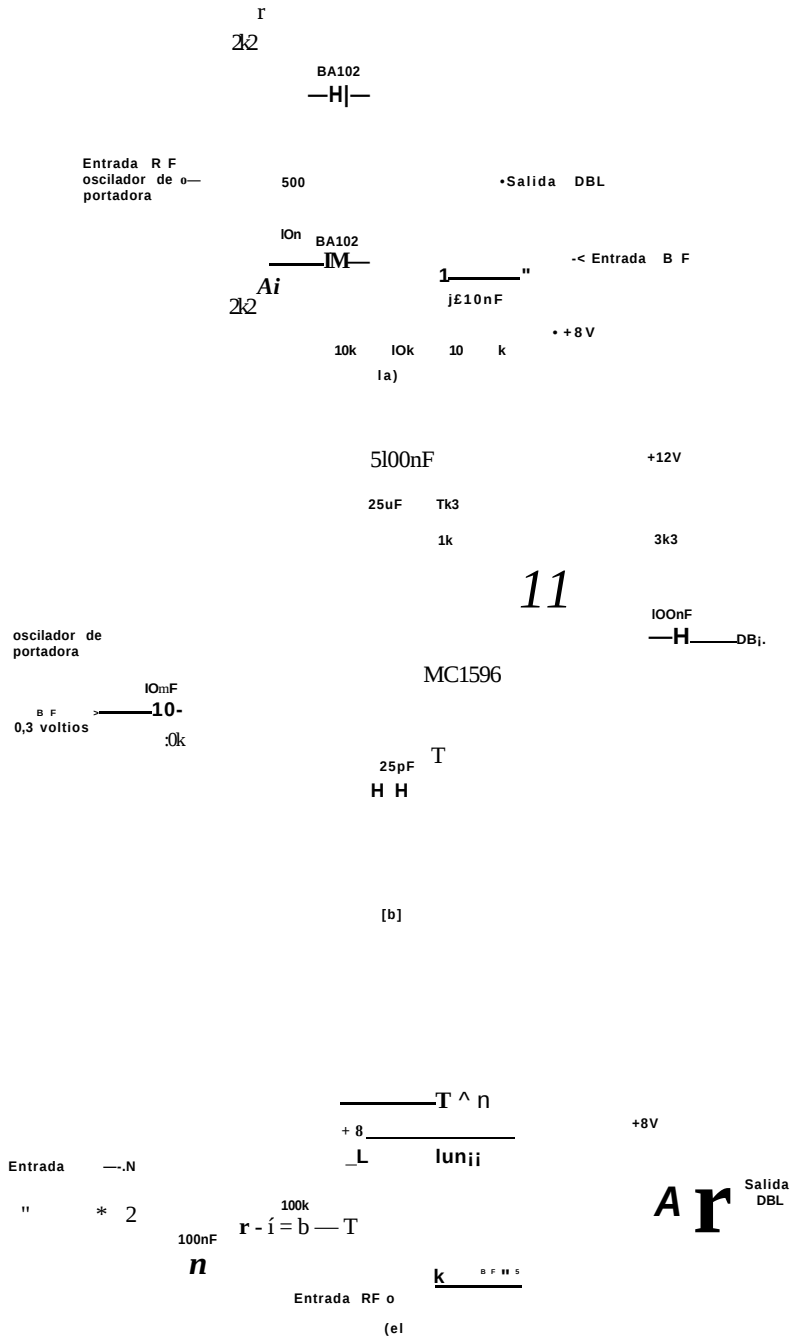


Fig. 10.10 Moduladores equilibrados: A) con varactores; B) con integrado MC1596;; C) con transistores.

los transistores, transformador que puede ser difícil adquirir ya que se utilizaron durante muchos años entre etapas de amplificación de BF en los amplificadores discretos con transistores, hasta quedar relegados por los circuitos integrados de audio, que no los precisan.

AMPLIFICADORES LINEALES DE SALIDA

En el esquema de la figura 10.10, después del paso mezclador MOSFET en que se obtiene una señal de BLU en 14 MHz, sólo es necesaria una ampli-ficación para obtener la potencia necesaria que se desea radiar en antena. Las etapas de este amplificador constituyen el amplificador lineal de salida de emi-sión y podrán ser, según se desee, para bajas potencias como fracciones de va-tio, o para potencias tan altas como 100 vatios o más.

Un amplificador transistorizado de muy bajo costo es el del esquema de

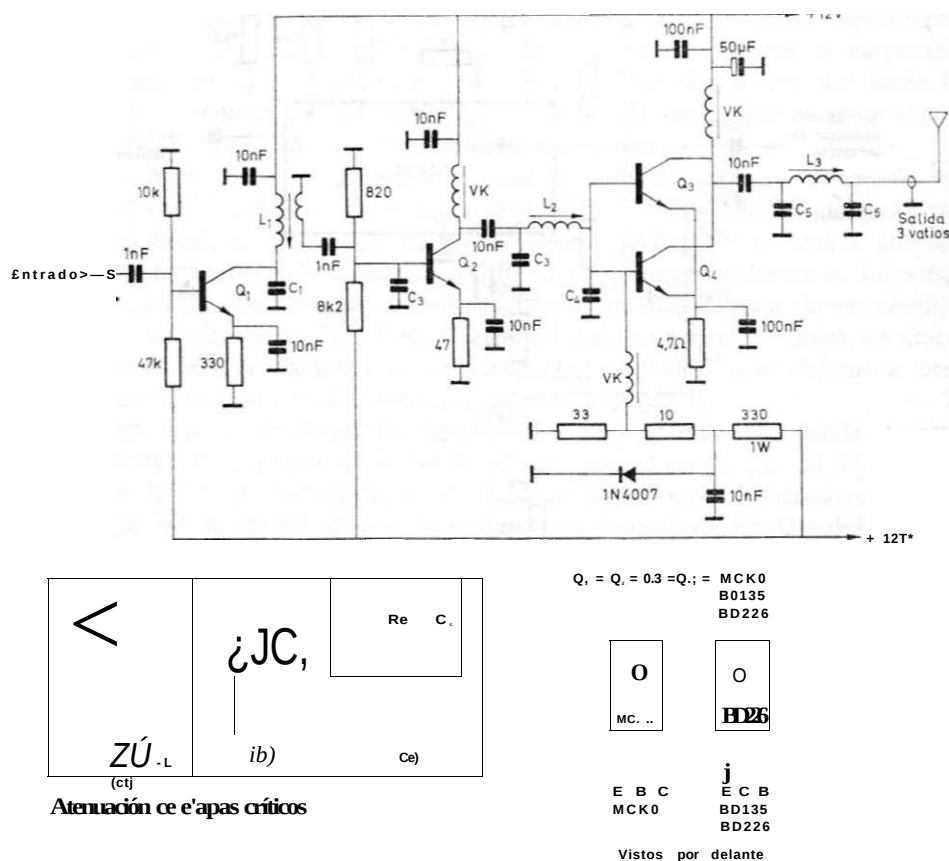


Fig. 10.11 Amplificador lineal de bajo costo y salida de 5 vatios.

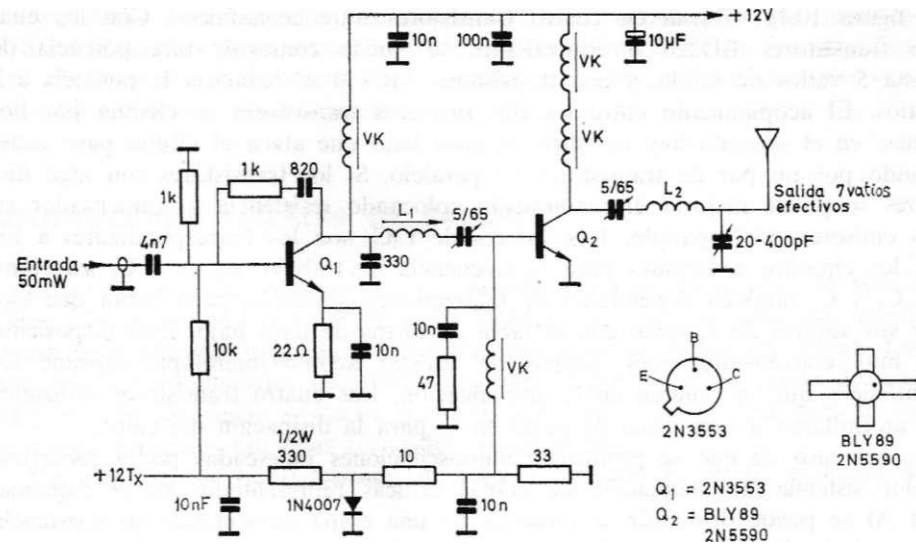
la figura 10.11. Consta de cuatro transistores muy económicos. Con los cuatro transistores BD226 o equivalentes se puede conseguir una potencia de hasta 5 vatios de salida, y con transistores MC140 se reduciría la potencia a 2 vatios. El acoplamiento entre los dos primeros transistores se efectúa por bobinas; en el segundo hay un filtro de paso bajo que ataca el último paso constituido por un par de transistores en paralelo. Si los transistores son algo dispares se puede mejorar el rendimiento colocando resistencia y condensador en los emisores por separado. Los valores de $L_i C_i$ son los correspondientes a los de los circuitos resonantes para la frecuencia de trabajo. L_2 , C_3 y C_4 así como L_3 , C_5 y C_6 también dependerán de la frecuencia utilizada, pero habrá que elegir sus valores de acuerdo con la tabla de filtros de paso bajo. Esta disposición es muy conveniente, pues además de realizar acoplo interetapa, suprime los armónicos que se generan en la amplificación. Los cuatro transistores utilizados se atornillarán a una placa de perfil en L para la disipación del calor.

En caso de que se produzcan autooscilaciones indeseadas podrá recurrirse a los sistemas de atenuación de etapas críticas representados en el esquema. En A) se puede disminuir la ganancia de una etapa aumentando su resistencia R_A , o bajando el valor de la capacidad de C_A . Es preferible lo segundo, pues en general las realimentaciones suelen producirse a frecuencias más altas debido a que es mayor la facilidad de dispersión de la RF cuanto mayor es la frecuencia. En B) se shunta la base a masa mediante una resistencia de un valor bajo, por ejemplo, 100 ohmios, y una capacidad alta de 10 nF. La capacidad permite respetar la polarización de tensión continua de la base, mientras que la resistencia presenta un camino de cortocircuito a las señales de alta impedancia que suelen ser las causantes de la autooscilación, en especial del paso final en que, a mayor potencia de salida, menor impedancia tanto de entrada como de salida. Finalmente, en C) se introduce una realimentación negativa por medio de una resistencia R_f y una capacidad C_f entre colector y base. La capacidad puede ser de 10 nF y la resistencia de 1K5, pero suelen utilizarse otros valores dependientes de la frecuencia y la potencia, por ejemplo, 180 ohmios y 68 pF.

La figura 10.12 ilustra el amplificador lineal transistorizado de bajo costo. Los dos transistores de la derecha constituyen el paso final, y se añadió una placa de aluminio pintada de negro para favorecer la disipación del calor porque el perfil en ángulo era corto y se calentaba demasiado.



Fig. 10.12 Aspecto del amplificador lineal transistorizado de bajo coste.



DATOS PARA U MHz

Li = 20 espiras hilo 0,2mm esmaltado sobre forma 6mm con núcleo. Blindaje exterior

1-2 = 20 espiras hilo 1mm esmaltado al aire : 12 mm.

Fig. 10.13 Amplificador lineal sintonizado, con salida de 7 vatios eficaces.

Cuando se desea una cierta potencia, y el coste no es una condición primordial, pueden elegirse transistores especiales de emisión. El circuito de la figura 10.13 proporciona unos 7 vatios eficaces para una entrada de tan sólo 50 milivatios. El transistor 2N3553 tiene un elevado factor de amplificación, y puede resultar algo crítico, por lo que debe aplicarse una realimentación negativa entre colector y base. Si la autooscilación persistiera habría que aumentar el valor de la capacidad e ir disminuyendo el de la resistencia, hasta que se consiguiera una salida estable y sin oscilaciones. El acoplamiento entre etapas y entre el paso final y antena es muy fuerte. Esto permite obtener una emisión

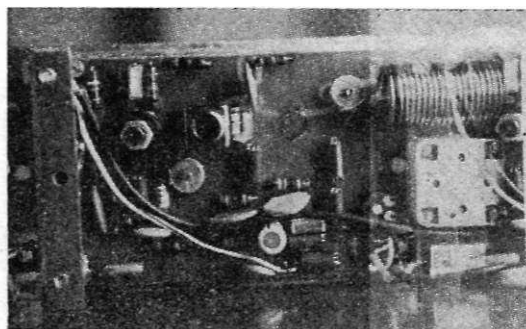


Fig. 10.14 Amplificador lineal monobanda.

muy limpia pero únicamente en una sola banda. Los datos que se dan en el esquema son los correspondientes a la banda de 14 MHz. La figura 10.14 es el aspecto de este amplificador. El amplificador puede encerrarse en una caja para que no radie ni produzca autooscilaciones (fig. 10.15).

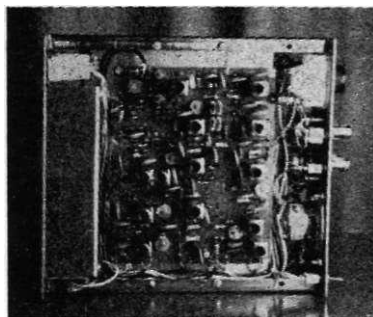


Fig. 10.15 El amplificador lineal puede apreciarse blindado y ubicado al fondo del transceptor para evitar acopiamientos por dispersión de RF.

Si se dispone de material sobrante como transformadores de alta tensión, válvulas, etc., puede resultar atractivo el montaje de un amplificador lineal a válvulas. Las válvulas presentan una curva de trabajo lineal muy amplia y hay que cometer errores serios para destruirlas. El inconveniente es que precisan tensión de caldeo de filamentos y tensiones próximas a los 300 voltios, que las hacen muy peligrosas. Cuando se tiene conocimiento de causa puede evitarse el peligro, pero una simple distracción puede ser mortal.

La figura 10.16 es el esquema de un lineal con un par de válvulas. Con una entrada de menos de 50 milivatios es capaz de entregar más de 12 vatios en la salida. Se ha incorporado neutralización para evitar autooscilaciones. La

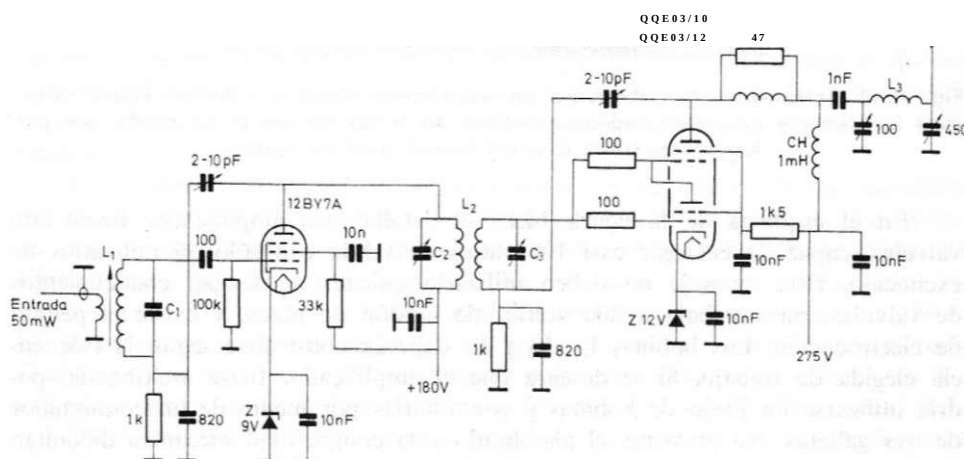


Fig. 10.16 Amplificador lineal a válvulas de 12 vatios eficaces.

neutralización se obtiene con el condensador ajustable intercalado entre placa y el lado frío de la bobina de entrada de la rejilla. La figura 10.17 ilustra dicho amplificador montado en un circuito impreso, y en la figura 10.18 aparece dentro de un transceptor, pudiendo verse la bobina de la disposición en pi de salida, con los dos condensadores variables accesibles desde el panel frontal del equipo mediante prolongadores. Si bien este amplificador se montó con válvulas QQE03/12, pueden ensayarse otros tipos de válvulas similares.

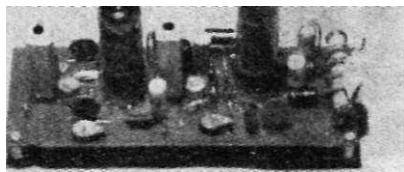


Fig. 10.17 Amplificador lineal a válvulas montado en un circuito impreso.

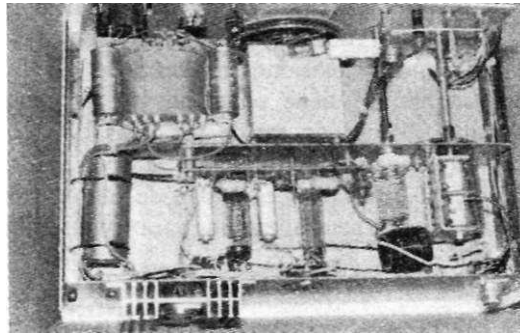


Fig. 10.18 Transceptor que incorpora un amplificador lineal a válvulas. Puede observarse la bobina y los condensadores variables de la sección en pi de salida, con prolongadores hasta el panel frontal, para los ajustes.

En el esquema de la figura 10.19 se detalla otro amplificador lineal con válvulas, capaz de entregar casi 100 vatios de salida con sólo 50 milivatios de excitación. Este montaje no deben utilizarlo quienes no tengan conocimientos de válvulas, pues trabaja a 800 voltios de tensión de placa, y existe el peligro de electrocución. Las bobinas L_1 , L_2 y L_3 deberán construirse según la frecuencia elegida de trabajo. Si se deseara que el amplificador fuese multibanda, podría utilizarse un juego de bobinas y conmutarlas por medio de un conmutador de tres galletas. No obstante, el alambrado y la complejidad mecánica dificultan el diseño y montaje en versión multibanda.

entre placa
ilustra dicho
^aparece den-
en pi de sa-
frontal del
con válvu-

H a válvulas
impreso.

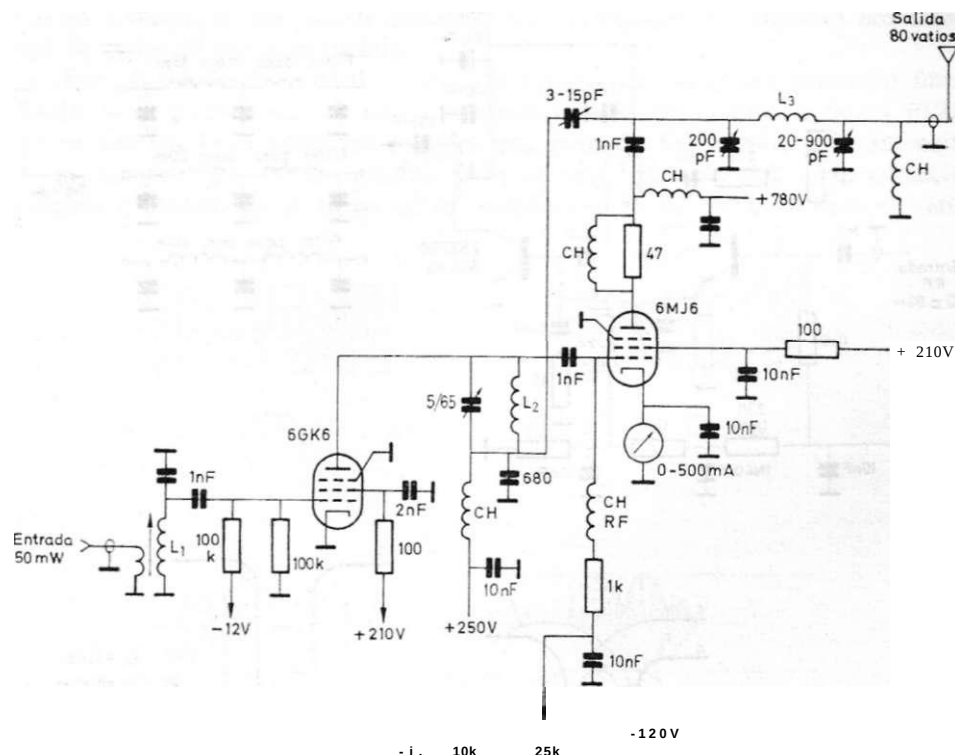


Fig. 10.19 Amplificador con válvulas. Salida de 80 vatios.

AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA

Permiten amplificar todas las bandas, pero requieren filtros de paso de banda o de paso bajo en la salida para emitir una señal limpia. Su particular interés reside en los equipos multibanda, en que se simplifica mucho el diseño. Con los mismos componentes de la figura 10.13 se puede construir un amplificador de banda ancha de potencia media, para su utilización en equipos multibanda.

Para estos amplificadores resultan idóneos los núcleos de ferrita toroidales que firmas como Amidon fabrican en USA, pero su adquisición es algo incierta fuera de aquel país, por lo que se ha partido de la utilización de baluns de UHF que, en potencias por debajo de los 20 vatios eficaces y frecuencias inferiores a 30 MHz, se comportan razonablemente y son fácilmente asequibles. Un amplificador de banda ancha genera gran cantidad de armónicos. Si el paso final tiene dos transistores en serie (push-pull) prácticamente se cancelarán los armónicos pares, pero lo impares sólo se pueden atenuar 30 dB respecto a la señal fundamental. Así, por ejemplo, si somos recibidos por una estación con una fuerza de señal $9 + 40$ dB en la banda de 7 MHz, también se nos recibirá con $9 + 10$ dB en la banda de los 21 MHz. Aunque esto se toleró duran-

Puede obser-
sa'ida, con pro-

jor lineal con
milivatos de
conocimientos
tiste el peligro
_in la frecuen-
multibanda, po-
conmutador
ífica dificultan

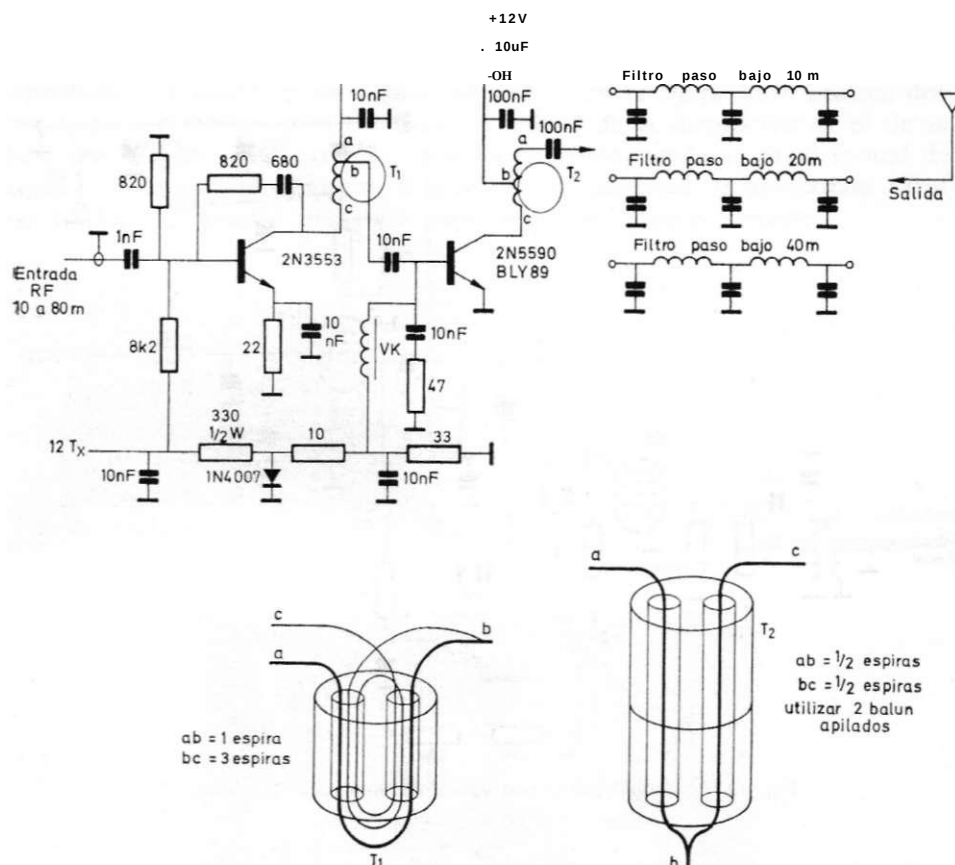


Fig. 10.20 Amplificador lineal de banda ancha con filtros conmutables.

te algunos años por algunas administraciones, la mayoría tienen prohibido el uso de amplificadores de banda ancha conectados directamente a la antena. Por esta razón y por la necesidad de salir correctamente, en la salida del amplificador lineal de banda ancha se colocan filtros de paso bajo conmutables. La conmutación puede hacerse por conmutador mecánico con varias galletas, o bien por relés, como hacen muchos equipos japoneses de fabricación en serie. La figura 10.20 da el esquema de un amplificador lineal de banda ancha de estado sólido con filtros de paso bajo conmutados. Se han utilizado baluns, que se comportan razonablemente bien hasta potencias de 20 vatios, pero a partir de aquí las pérdidas por calentamiento son elevadas.

POTENCIA DE UNA EMISIÓN EN BANDA LATERAL

Si conectamos un vatímetro a la salida de un transmisor, y emitimos en AM, la indicación que obtendremos será la suma de potencias de la portadora

más la potencia de las bandas laterales. Sin modulación, el vatímetro nos indicará la potencia de la portadora.

Pero si emitimos en DBL o BLU la aguja o el índice del vatímetro fluctuarán, y no podremos decir qué potencia indica. Si observamos la figura 10.21 vemos que en A) el vatímetro indicará una potencia fija, debido a la ausencia de modulación. En B) la señal de AM es una señal de RF cuya potencia aumenta y disminuye al ritmo de la modulación de la voz y, si bien el vatí-

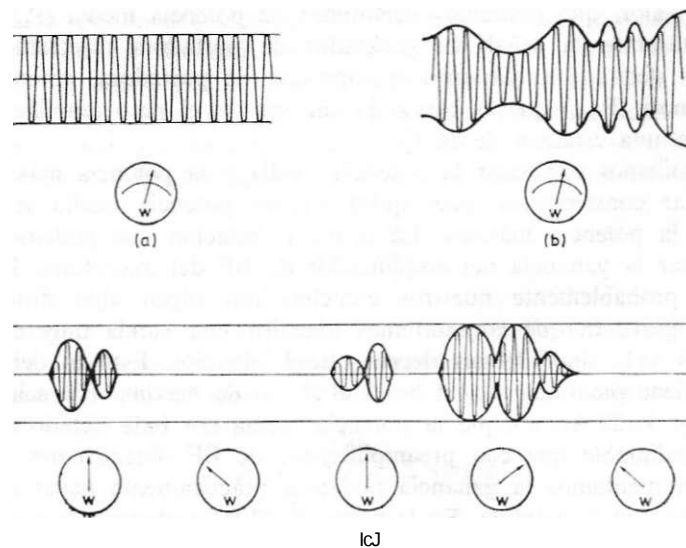


Fig. 10.21 Indicación de potencia: A) portadora pura; B) modulación en AM; C) banda lateral doble o única.

metro tendrá un pequeño bailoteo, éste se producirá alrededor de la potencia media emitida o, lo que es lo mismo, de la potencia de la estación de AM cuando no existe modulación. En C) tenemos conectado el vatímetro a la salida de antena de una emisora de DBL o BLU. Habrá momentos que nos indicará cero, en otros un máximo, y en otros valores medios. ¿Cuál es el valor válido de la potencia? En realidad todos son válidos, pues la potencia en DBL o BLU es continuamente variable y directamente proporcional a la amplitud de la voz moduladora. Cuando no se modula, es decir, si no se habla delante del micrófono, aunque se esté con el pulsador de emisión en la posición de marcha, la potencia de salida es nula. Si gritamos o silbamos delante del micrófono, podemos conseguir la máxima potencia de salida modulada. Pero cuando hablemos normalmente, a no ser que se utilicen preamplificadores especiales, la potencia queda por debajo del tercio o la mitad de potencia máxima. Como la forma de salida de BLU es reflejo de la forma de la voz, la potencia de salida dependerá de esta forma de señal y, por tanto, las potencias obtenidas con el mismo emisor son diferentes cuando cambian locutores u operadores. En general, las personas con voces graves y roncadas obtienen poten-

cías muy bajas, mientras que las personas con una voz clara y algo aguda pueden obtener potencias elevadas. Si la voz es muy aguda y su espectro de frecuencias excede el del filtro, entonces la potencia vuelve a ser baja. Si se modula con equipos comerciales de filtros estrechos, queda recortada la voz muy aguda que poseen algunas mujeres, y se recibe como el lloriqueo de un bebé, a veces difícil de descifrar.

Si hablamos con voz normal y continuada delante del micrófono de la estación de BLU, la aguja indicadora del vatímetro tenderá a oscilar alrededor de un cierto valor, que podremos denominar de potencia media (P_{md}).

Si inyectáramos la señal del generador de portadora directamente en el mezclador, es decir, si anuláramos la supresión de portadora, obtendríamos la máxima potencia (P_{max}) que es capaz de entregarnos el paso amplificador lineal incorporado a una estación de BLU.

Ahora podemos comparar la potencia media y la potencia máxima, y podremos quedar consternados, pues quizá nuestra potencia media sea tan sólo un 15 % de la potencia máxima. La primera tentación que podemos tener es la de aumentar la ganancia del amplificador de BF del micrófono. Pero si hacemos esto, probablemente nuestros escuchas nos oigan algo distorsionados, pero lo más grave es que empezaremos a emitir una banda muy ancha, ocupando no 2,4 kHz sino algunas decenas de kilohercios. Esto es debido a que nuestra voz tiene picos que llegan hasta el punto de máxima potencia de salida del lineal (fig. 10.22 A), aunque la potencia media sea baja debido a la forma de voz. Es indudable que con preamplificador de BF obtendremos mayor potencia, y si aumentamos la ganancia podemos prácticamente hacer coincidir la potencia media con la máxima. En la figura 10.22 B se observa lo que pasaría si hiciéramos esto.

Muchos picos de la señal de salida quedarían recortados porque el amplificador no puede dar más potencia que la máxima nominal y, a partir de un

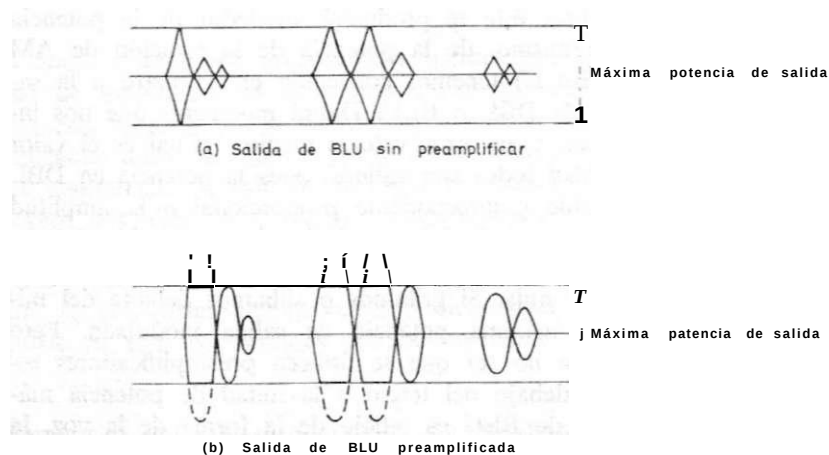


Fig. 10.22 A) salida de BLU sin preamplificar; B) salida de señal de BLU preamplificada.

punto, recorta la salida. A esto se le llama saturación del paso final, y es una de las peores contingencias que puedan suceder, pues la señal emitida contendrá espurias, será de banda muy ancha, y el correspondiente podrá detectar desde simple distorsión hasta ininteligibilidad total. Existen dos sistemas para mejorar la potencia media, que son la compresión y el recorte, y que generalmente el radioaficionado incorpora de forma separada en el equipo. En general, estos dispositivos reciben el nombre de procesadores de voz, y de ellos trataremos más adelante.

Debido a que en una emisión de BLU está variando constantemente la potencia, un indicador de aguja o bobina móvil no es capaz de seguir las variaciones de potencia, por lo que su indicación no reflejará la verdadera potencia. Para medir ésta debería utilizarse un osciloscopio con el que puede medirse la tensión que alcanza la señal de salida cuando se utiliza una carga resistiva de 50 ohmios. De acuerdo con la fórmula de potencia

$$P = \frac{V^2}{R}$$

bastará elevar la tensión al cuadrado y dividir por 50, para obtener la llamada potencia de envolvente («peak envelope power», PEP).

Así, por ejemplo, si leemos 10 voltios, la potencia sería:

$$P = \frac{10^2}{50} = 2 \text{ vatios.}$$

Algunos fabricantes ponen «interesadamente» en las características de sus equipos «Power Input = 10 watts PEP» que significa Potencia de Entrada = 10 vatios PEP. Estas cifras representan aparentemente un valor muy alto, pero hay que entender que cuando se trata de potencia de entrada se refiere a la potencia total consumida por el paso final, que es muy diferente de la potencia que entrega el paso final a la antena.

En todo sistema donde se transforme la energía de una a otra forma, existe el factor rendimiento; en los pasos finales en donde la corriente continua se transforma en señal de RF el rendimiento es sólo del 50 %. Esto quiere decir que por cada 2 vatios consumidos en el paso final, sólo 1 vatio llegará a la antena. Por tanto, y volviendo al caso de los 180 vatios de potencia de entrada en el paso final, la potencia alcanzable en antena será de unos 80 o 90 vatios PEP. En esta consideración de potencias entra un factor tan importante como es la fuente de alimentación. Para obtener 10 vatios de salida a partir

$$\text{de 12 voltios, el consumo del paso final será } \frac{10 \times 2 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 1,66 \text{ amperios,}$$

para lo que bastaría una pequeña fuente de alimentación. Si la potencia de emisión ha de ser de 100 vatios entonces la intensidad a 12 voltios será:

$$\frac{100 \times 2 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 16,6 \text{ amperios}$$

\ algo aguda
. oectro de
kt baja. Si se
aortada la voz
boqueo de un

no de la es-
lar alrededor
0-
clámente en el
:ndríamos la
Bcador lineal

j Máxima, y po-
sea tan sólo
nos tener es
>. Pero si ha-
distorsionados,
ny ancha, ocu-
ievido a que
cncia de salida
a la forma
mayor po-
:r coincidir la
que pasaría si

rque el ampli-
partir de un

añal de BLU

202 Receptores y transceptores de BLU y CW

lo que obliga a pensar en una fuente de más potencia, pues las fuentes de alimentación para uso en BLU deben estar bien estabilizadas por ser variable el consumo.

Capítulo 11

Transceptores de BLU

INTRODUCCIÓN

Una de las metas para algunos radioaficionados es llegar a poseer, o incluso montar, su propio transceptor de HF. Buscando soluciones a los componentes difíciles de adquirir, experimentando con bobinas, filtros de cuarzo, etc., de acuerdo con los detalles constructivos y las precauciones que deben tomarse, se puede llegar a la conclusión de que no es imposible diseñar y montar el propio transceptor de BLU, sino algo que puede realizarse cuando se aunan esfuerzo, voluntad, paciencia y tiempo.

En las figuras 11.1, 11.2, 11.3 y 11.4 se presentan varios transceptores de BLU, contruidos por los propios radioaficionados. En general, representan la culminación de una etapa de experimentación en la que primero se montó un receptor, después un pequeño emisor separado de baja potencia, y poco a poco se fue progresando adquiriendo experiencia.

No es recomendable que el principiante monte un transceptor sin haber efectuado experimentación de los montajes que anteceden a este capítulo, como preparación previa. Para todos los esquemas aquí incluidos es preciso una fase

Fig. 11.1 Enrique Bonada, EA3AYA, muestra su primer transceptor de BLU de diseño y montaje propios. El equipo suministra unos 10 vatios.

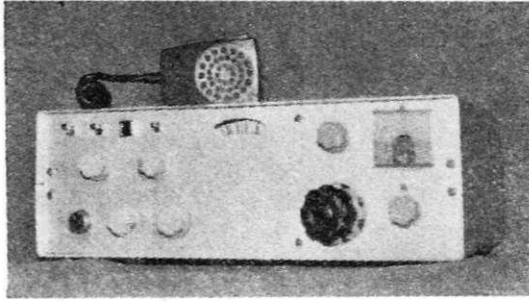


Fig. 11.2 Este transceptor es obra de Julio de No, EA3ADO; el paso final a válvulas entrega unos 25 vatios.

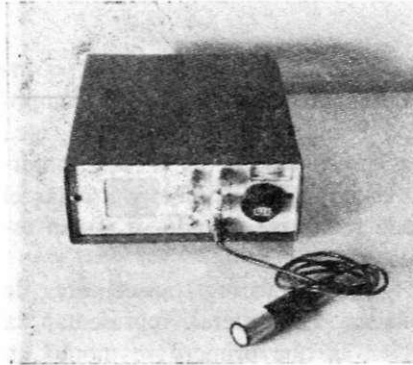


Fig. 11.3 Transceptor de bajo coste para BLU. Incluye OFV, «S» meter, RIT y ganancia de RF.

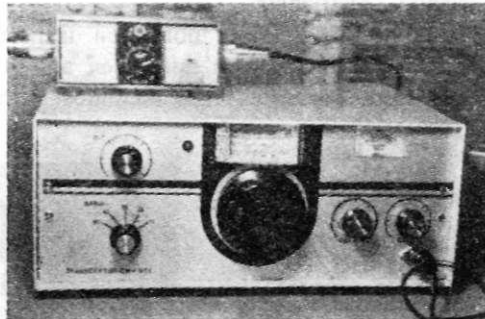


Fig. 11.4 Transceptor multibanda de bajo coste. Un tambor graduado sirve de dial para las diferentes bandas. Incluye los mandos básicos para efectuar excelentes comunicados.

de experimentación y de diseño de circuito impreso, atenuación de autooscilaciones, desacoplos, adecuación de bobinas, prueba de transistores diferentes de los indicados, intentos de reducción de etapas por sustitución de algunas de ellas por integrados y es, en general, en todas las modificaciones y mejoras de un esquema en lo que el radioaficionado montador encuentra la mayor y más

íntima satisfacción, por haber diseñado algo de forma personal. Por el contrario, no es nada recomendable montar kits, limitándose a seguir estrictamente los esquemas sin comprender exactamente el porqué del funcionamiento. Quien así procediera se encontraría con que no entendería cómo debe ajustarse el transceptor y, en caso de fallo, no sabría localizar el componente, pista o soldadura defectuosos.

Es pues necesario que el radioaficionado posea los conocimientos básicos del funcionamiento y de diseño de transceptores de BLU para comunicar con ellos de modo racional y consciente.

El transceptor de BLU tiene diferentes circuitos, algunos de los cuales son comunes a emisión y a recepción. Los circuitos comunes son el OFV, el filtro de cuarzo, el oscilador de portadora y, en algunos casos, pueden serlo mezcladores pasivos, filtro de paso bajo y algunos filtros de paso de banda.

En la figura 11.5 aparece el diagrama de bloques de un transceptor monobanda para BLU. Algunos bloques deben conmutarse según se emita o reciba. En algunos transceptores la conmutación es electrónica, pero en la mayoría suele combinarse conmutación electrónica para circuitos de señales pequeñas y relés para circuitos de alimentación y conexión de antena.



Fig. 11.5 Diagrama de bloques de un transceptor de BLU.

TRANSCEPTORES MONOBANDA

La figura 11.6 es un esquema completo de transceptor monobanda. Se utiliza conmutación electrónica para conmutar el filtro de cuarzo, pero se necesita un relé doble inversor para conmutar antena y tensión de alimentación, o, si se prefiere, dos relés de un solo inversor.

El funcionamiento es el siguiente: En recepción la señal de antena pasa por el filtro de paso bajo y es seleccionada por el relé de antena hacia la sección receptora. Aquí encuentra una trampa de FI, usualmente de 9 MHz, y a continuación encuentra la sintonía frontal del receptor constituido por un juego de bobinas y un MOSFET como preamplificador con control automático de ganancia en la patilla 2, donde hay una tensión que usualmente es de unos 5 voltios, pero que en caso de sintonizarse señales más fuertes la tensión descendería proporcionalmente a la intensidad de señal. A este paso le precede una etapa mezcladora también con MOSFET. La señal de antena preampli-

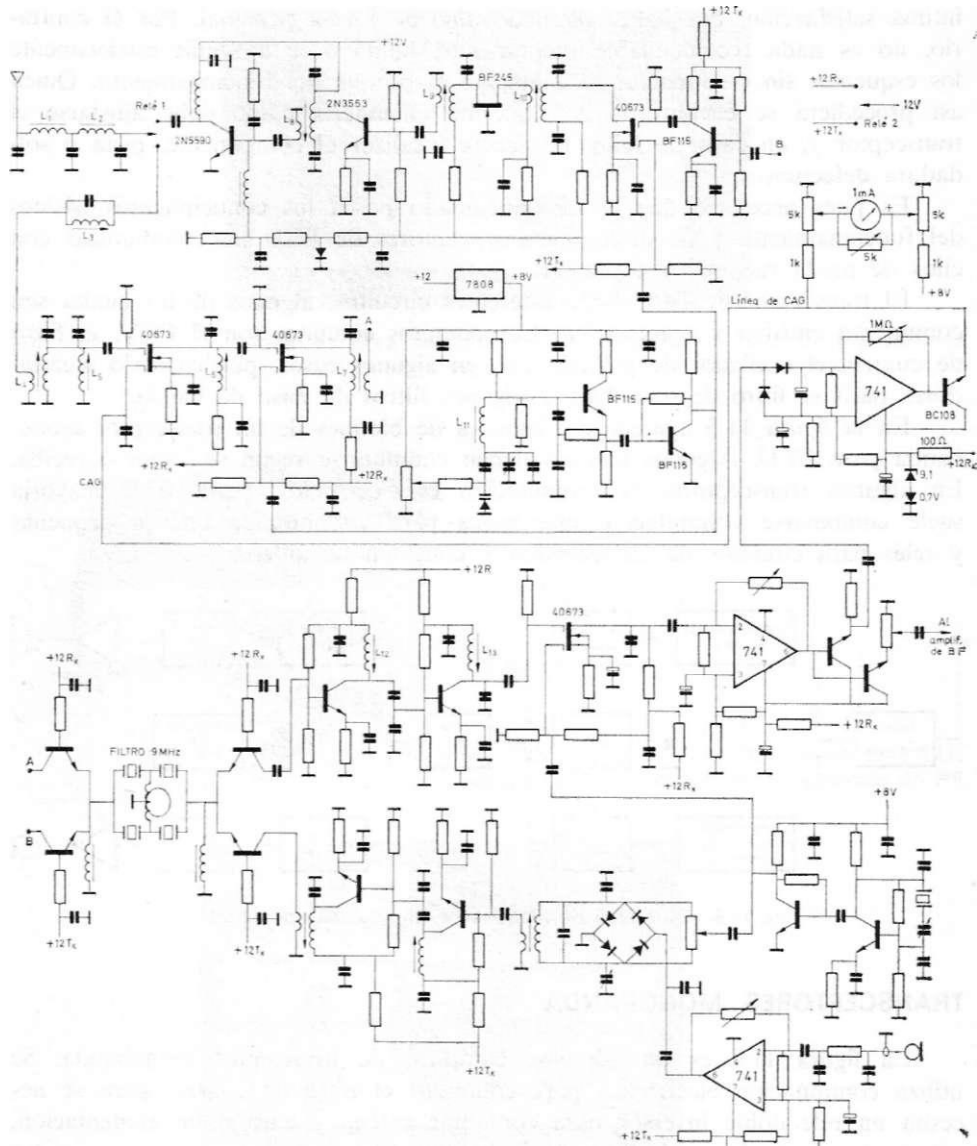


Fig. 11.6 Transceptor completo monobanda de BLU.

ficada se mezcla con la del OFV, resultando la señal de FI que, mediante un transistor que actúa como conmutador, es aplicada al filtro de cuarzo, que puede ser un filtro de celosía construido por el propio radioaficionado a partir de cristales de 27 MHz. Sigue otro transistor conmutador a través del cual es aplicada la señal filtrada al amplificador de FI de recepción. Hay dos pasos de amplificación: hubiesen podido ser tres pero con riesgo de autooscilación, es

decir, de circuitos críticos que necesitan amortiguación, por lo que se prefirieron sólo dos. La señal de FI ataca un MOSFET que recibe también la señal de portadora, y detecta el producto de la mezcla, es decir, la señal de BF que es amplificada por el integrado 741 y de ahí llevada al amplificador de BF que no se ha incluido. A través de un transistor separador se extrae del 741 la señal de BF que detectan dos diodos de germanio y es amplificada por otro 741. Cuando la tensión de los diodos es cero, la tensión de salida del 741 es la mitad de la tensión de alimentación, que es aproximadamente 10 voltios y, por tanto, la de salida será algo inferior a 5 voltios. Esta tensión es la que proporciona máxima ganancia al preamplificador de RF. Cuando se recibe una señal aparece tensión en los diodos y al entregar una tensión positiva en la entrada inversora del operacional, la salida de 5 voltios disminuye de valor, pudiendo llegar a valores próximos a 0 voltios, con lo que la ganancia del preamplificador disminuye con un margen dinámico aceptable. La resistencia y electrolítico que están alimentados por los dos diodos de germanio, determinan la constante de tiempo, que para BLU debe ser más bien grande. De la misma tensión de CAG puede extraerse tensión para el indicador de intensidad o «S» meter.

En la posición de emisión, el oscilador de portadora entrega una señal de RF de unos 2 voltios al modulador equilibrado de diodos en anillo, el cual es desequilibrado por la señal procedente del preamplificador de micrófono que está constituido por un simple integrado 741. La salida del modulador equilibrado es aplicada al amplificador de FI de emisión pasando a continuación al filtro de cuarzo, a través de un par de transistores conmutadores para luego ser ligeramente amplificada en un transistor, cuya finalidad es adaptar la impedancia del filtro al mezclador MOSFET. Este mezclador recibe la señal de OFV y en el drenador aparece la señal suma o diferencia según se elija la bobina, de acuerdo con la banda de emisión. Un FET amplifica la señal, que es llevada a un excitador de alta ganancia como puede ser un 2N3553, para atacar al paso final, que según el transistor elegido entregará 3, 5, o más vatios.. Para estas potencias reducidas y aceptando una pequeña pérdida por desadaptación de impedancias, se ha optado por eliminar toroides en el paso final; un simple choque alimenta la tensión de colector y la sintonía queda reducida al filtro de paso bajo de salida.

El amplificador de FI de emisión y recepción puede ser sustituido por integrados, con lo que pueden ahorrarse algunas bobinas. Se puede prescindir del indicador de señal de recepción, y sustituir el CAG por un control manual.

En el caso de un transceptor multibanda deberá haber un OFV y un preamplificador de RF para cada banda, conmutables. En la parte de mezcla de emisión, el drenador o el colector del mezclador se deberán sintonizar a la banda seleccionada; podrá seguir un amplificador de banda ancha, para terminar en un filtro de paso bajo seleccionado para cada banda.

En la figura 11.7 se ilustra un transceptor monobanda cuyo esquema corresponde al de la figura 11.6; puede observarse que todas las bobinas varas blindadas y los operacionales 741 son de cápsula metálica. El cableado se hace alrededor de las placas de circuito impreso, procurando que no salgara

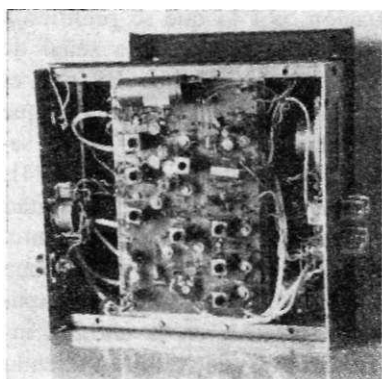


Fig. 11.7 Transceptor correspondiente al esquema de la figura 11.6. Se puede apreciar el filtro de cuarzo compuesto de cuatro cristales de 27 MHz.

cables del centro de la placa. La placa del circuito impreso que queda a la vista contiene la mayor parte de las circuiterías de recepción y de emisión con señales bajas de RF. En el otro lado, otra placa, separada de la anterior por una plancha metálica que actúa de blindaje, contiene la parte de amplificación lineal de potencia. La figura 11.8 ilustra la mayor parte de circuitería de un transceptor monobanda, que muchos radioaficionados han montado a partir de la información publicada en la revista alemana «UKW». El circuito oscilador de portadora está encerrado en una cajita metálica, al objeto de que la cadena amplificadora de FI de tres etapas no capte esta señal por proximidad o dispersión.

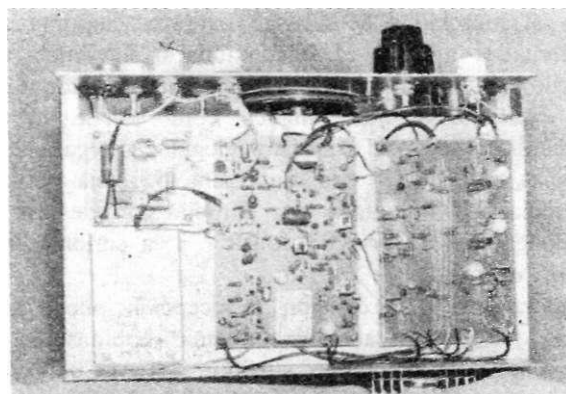


Fig. 11.8 Transceptor basado en la circuitería de la revista alemana «UKW». El filtro de cuarzo es el XF9A de la KVG.

El circuito de la figura 11.6, puede resultar complicado para algunos principiantes. Es posible simplificar estos esquemas aunque a veces sea con algún detrimento de la sensibilidad o de la nitidez de emisión, pero así se consiguen equipos perfectamente utilizables y que cumplen las normas de comunicación.

La sencillez del esquema de la figura 11.9 puede sugerir que no se trata

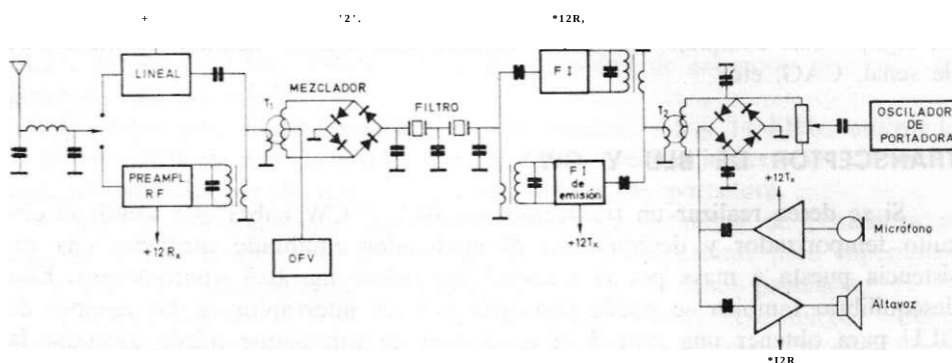


Fig. 11.9 Diagrama simplificado de un transceptor monobanda. T_1 y T_2 son toroides de banda ancha; puede utilizarse balun con primario y secundario de 2 espiras, hilo esmaltado; en T_1 habrá toma intermedia en el secundario.

de un transceptor. En realidad es una combinación de diagrama de bloques y esquema, para dar una idea más clara y rápida del transceptor a diseñar.

Partiendo de la antena encontramos el filtro de paso bajo, y el relé de conmutación de antena. A continuación, los bloques del amplificador lineal de emisión y el preamplificador de RF que puede incluir una trampa para la frecuencia de FI; siguen a estos dos bloques un mezclador único a diodos seguido del filtro de cuarzo. Ambos circuitos, por ser pasivos, actúan tanto en emisión como en recepción por cuanto no necesitan conmutación; además, la conexión del OFV es fija. Esto simplifica enormemente el diseño. Sigue a continuación un amplificador de FI de recepción y otro bloque en sentido inverso de amplificación en emisión. Aquí se podría construir un solo amplificador de FI e invertir su sentido mediante un par de relés inversores. No obstante, la complicación de los relés y su precio aconsejan duplicar este circuito. Sigue a estos pasos de FI un anillo de diodos que actúa como detector de producto en recepción y como modulador equilibrado en emisión. Para ello basta conectar la tensión de amplificación al integrado correspondiente (al preamplificador de micrófono para emisión y al amplificador de BF para recepción). La conmutación de los dos bloques de FI y los amplificadores de micrófono y audio puede efectuarse simplemente conectándolos en paralelo y aplicando la tensión de alimentación al bloque elegido. Puede mejorarse la sensibilidad mediante la adición de transistores o diodos de conmutación o bien relés para la selección de los bloques, pero esto encarece y dificulta el diseño.

Los bloques de FI pueden ser realizados con un integrado de alta ganancia como un MC1590G, pero también pueden realizarse con amplificación discreta en dos etapas a transistores, en cuyo caso será preciso utilizar dos bobinas en vez de una por cada bloque amplificador, lo cual puede ser decisivo para algunos radioaficionados que no quieran confeccionar sus bobinas. Los integrados, por sus altas ganancias, permiten sustituir las bobinas por choques o resistencias.

Llegado a este punto, el lector dispone de suficiente información para rea-

210 Receptores y transceptores de BLU y CW

lizar su propio diseño y optar por transceptor monobanda para excursiones, o un equipo más complejo con varias bandas, dial digital, medidor de intensidad de señal, CAG, etc.

TRANSCCEPTOR DE BLU Y CW

Si se desea realizar un transceptor de BLU y CW habrá que añadir el circuito temporizador y desequilibrar el modulador equilibrado mediante una resistencia puesta a masa por el manipulador (véase fig. 10.8 «portadora»). Este desequilibrio también se puede conseguir con un interruptor en los equipos de BLU para obtener una portadora en antena de forma que pueda ajustarse la misma con una señal de emisión constante que también sea útil para el ajuste de los pasos riel amplificador y del filtro de paso bajo que dé máximo nivel de salida. En CW no es preciso que la señal de emisión pase por el filtro, el cual podría atenuar la señal. En realidad el filtro de cuarzo puede recortar la voz unos 200 Hz, puesto que los tonos muy graves no contienen inteligibilidad a larga distancia sino que sólo mejoran la calidad de voz, y en BLU no se pretende calidad sino alcance dentro de un límite razonable de comprensión de voz. Lo que se acostumbra a hacer es conmutar el cristal de portadora para que en CW la frecuencia de portadora caiga dentro de la banda del filtro en que no se produce otra atenuación que la producida por pérdida de inserción.

INVERSIÓN DE BANDA LATERAL

Una consideración importante a tener en cuenta en el diseño de equipos es la llamada inversión de banda lateral. Cuando se utiliza un cristal de 8,9985 MHz con un filtro de 9 MHz, genera una banda lateral superior; si al objeto de emitir en 14 MHz se le suma una señal de 5 MHz procedente de un OFV, la señal emitida en 14 MHz seguirá siendo de BLS.

Ahora bien, la señal de emisión en 14 MHz también es posible obtenerla partiendo de un OFV de 23 MHz, de cuya señal se le resta la señal de 9 MHz de BLS. En este caso particular, la señal obtenida de 14 MHz se ha transformado en BLI, es decir, se ha producido inversión de banda lateral. En efecto, debido a que la señal de 9 MHz está restando de la del OFV de 23 MHz, a mayor frecuencia de la señal de 9 MHz (dentro del ancho del filtro de cuarzo), menor frecuencia de la señal emitida de 14 MHz.

Lo expuesto no es exclusivo de la banda de 14 MHz, sino que ocurre en cualquier banda cuando a la señal del OFV se le restan los 9 MHz de la FI; estas frecuencias del OFV para las bandas de 3,5, 7, 14, 21 y 28 MHz son, respectivamente, 12,5, 16, 23, 30 y 37 MHz.

Como estas frecuencias son algo altas puede preferirse, por criterios de estabilidad del OFV, escoger frecuencias más bajas sin sacar partido de la inversión de banda lateral. En este caso para las bandas antes mencionadas y en el mismo orden las frecuencias del OFV serían: —4.5. —2, 5. 12 y 19 MHz.

Hay que recordar que las bandas de 1.8, 3,5 y 7 MHz operan en BLI.

mes, o
intensidad

ir el cir-
una re-
i»). Este
uipos de
ajustarse la
Ba el ajuste
c nivel de
ro, el cual
jsur la VOZ
feibilidad a
lmo se pre-
tensión de
lado ra para
fc". filtro en
inserción.

de equipos
de 8,9985
i al objeto
de un OFV,

obtenerla
de 9 MHz
ia transfor-
En efecto.
1 MHz, a
de cuarzo).

ocurre en
de la FI;
I MHz son,

criterios de
de la ai-
nadas y en
1 19 MHz.
en BLI.

mientras las de 14 MHz y superiores en BLS; por tanto, de utilizar un VFO de 12 a 13 MHz, podríamos obtener la señal de emisión de 3,5 a 4 MHz en BLI y de 21 a 21,500 MHz en BLS, sin necesidad de conmutar el cristal del generador de portadora.

Es típico construirse un equipo de dos bandas: 3,5 y 14 MHz, utilizando el mismo OFV de 5 a 5.5 MHz, pero al no aprovechar la inversión de banda será preciso disponer de dos cristales generadores de portadora.

Para el radioaficionado experimentador existen infinidad de posibilidades, algunas parcial o totalmente inéditas. Quizá lo más importante para experimentar y crear circuitos válidos sea disponer de tiempo y tener paciencia.

Los cristales de 27 MHz utilizados en CB son muy económicos. Utilizados en su frecuencia fundamental de 9 MHz se pueden obtener con ellos filtros del ancho de banda deseado en la configuración de celosía, y de banda bastante estrecha en la configuración en escalera. Probados los cristales de CB en 27 MHz, se obtienen resultados apreciables. No se acostumbra a utilizar una FI tan alta porque el factor de dispersión de RF aumenta y, por tanto, sería difícil lograr grandes factores de amplificación en esta frecuencia sin que se provoque autooscilación. No obstante, un filtro de FI en 27 MHz puede tener sus ventajas. En primer lugar la frecuencia de resonancia será de 1 a 2 kHz inferior a su frecuencia de oscilación de sobretono. Escogiendo cristales de 27 MHz de canales contiguos separados 10 kHz se logrará un filtro que no requerirá selección alguna de cristales; el único requisito es que los cristales sean activos, es decir, que oscilen fácilmente. Algunos cristales baratos no pasan control de calidad en su fabricación y se venden sin estar acondicionados.

Podremos realizar un filtro de cuarzo con dos cristales de 27.015 kHz y otros dos de 27.025 kHz que resuenen, por ejemplo, en 27.013 y 27.023 kHz aproximadamente.

Para BLS podríamos utilizar un cristal de 27.015 kHz, que oscilaría en esta frecuencia y se emitiría dentro de una banda de 10 kHz que contendría 2 kHz de banda lateral inferior y 8 kHz de banda lateral superior. Fuera de estos 10 kHz las espurias, armónicos, etc., serían suprimidos. Esto es muy importante, pues una cosa es ocupar 10 kHz, y otra muy distinta es ocupar cientos de kilohercios, lo que puede ocurrir cuando no se utiliza filtro de cuarzo. El trimmer capacitivo asociado al cristal de portadora puede sustituirse por una bobina, al objeto de rebajar su frecuencia de oscilación y obtener menos de 2 kHz de banda lateral indeseada, en este caso inferior. Si, por el contrario, se desea obtener banda lateral inferior con los valores citados, debe escogerse como cristal de portadora uno de 27.025 kHz, frecuencia superior a la del filtro, y, por tanto, también debe intentarse bajar su frecuencia con una bobina en serie.

Se construyó un transceptor con esta técnica para la banda de los 20 metros. El OFV trabajaba en 12,9 MHz para que la diferencia con la FI de 27 MHz diera 14,1 MHz. Puede ser recomendable una trampa de 27 MHz en la entrada de recepción, para que las intensas señales de CB no puedan «pasar» a la FI.

Quizá el filtro de 27 MHz sea especialmente aprovechable para equipos de 28 a 30 MHz, en donde se precisaría un oscilador de unos pocos megaher-

cios para que, sumados a los 27 MHz, dieran el fragmento de banda de 10 metros utilizable en BLU.

A propósito del filtro de 27 MHz otra sugerencia sería realizar las bobinas de FI sobre circuito impreso directamente, ya que en 27 MHz se requieren muy pocas espiras. Si el equipo se realiza para 29 MHz, por ejemplo, también las bobinas de sintonía y de emisión podrían confeccionarse perfectamente dibujándolas sobre el circuito impreso. Esto facilitaría la labor para el montaje de algunas de estas unidades.*

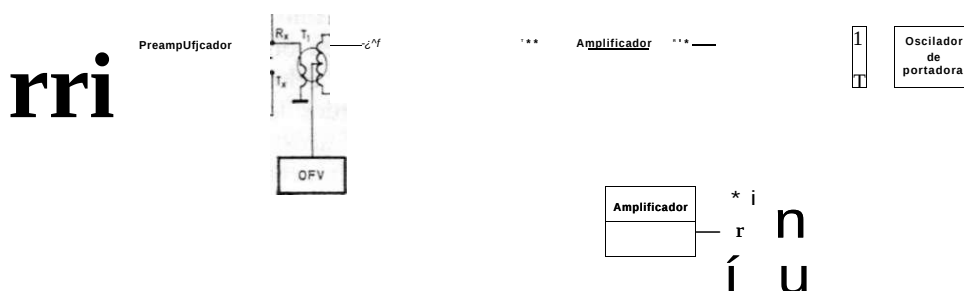


Fig. 11.10 Diagrama del transceptor *Sueño del perezoso*.

Para los radioaficionados muy perezosos existen diseños que, aunque limitan sus características, permiten realizar con el mínimo esfuerzo un transceptor de BLU. Basándose en el esquema de la figura 11.10 y disponiendo de algunos relés, puede efectuarse la inversión de función de cada bloque. El preamplificador de BF del micrófono podrá servir para alimentar unos auriculares de 1.000 ohmios, pero sería recomendable una amplificación adicional de BF y excitación de auriculares de 8 ohmios o un altavoz. El preamplificador de RF deberá hacerse por lo menos de dos etapas, conteniendo transistores de alta ganancia, por ejemplo, un BF115 de previo y un 2N3553 de potencia; la salida puede quedar limitada a una pequeña fracción de vatio (100 milivatios, por ejemplo). Esto no es del todo despreciable, pues con 32 milivatios en BLU se consiguió Nueva York - Melbourne hace algunos años, y el mayor mérito dependerá de la propagación y el tipo de antena. No obstante, un preamplificador de RF de estas características será algo ruidoso y sensible a la modulación cruzada. En la figura 11.10 aparece el diagrama del «sueño del perezoso». Las flechas indican el sentido de amplificación de los bloques. El principal defecto consistirá en utilizar el amplificador de RF de antena como lineal de salida. Con un poco menos de «pereza y tacañería» valdrá la pena poner estos dos bloques por separado.

* Esto formaba parte de un proyecto que durante algún tiempo acarició el autor. El interés residía en que los radioaficionados españoles, para conseguir la licencia (clase C) debían efectuar durante cierto tiempo una serie de contactos en BLU en la banda de 28,9 a 29,1 MHz, pero al ampliarse a otras bandas se perdió el interés de la empresa que solicitaba el desarrollo.

10 me-

bobinas
ren muy
bien las
te dibu-
ntaje de

—
u

Oscilador
de
portadora

Como proyectos especiales también pueden considerarse los transceptores de frecuencia fija, para excursiones, expediciones, etc. La sustitución del OFV por un cristal simplifica bastante el diseño. Se pueden conmutar varios cristales para disponer de varias frecuencias fijas seleccionables. Si esto se hace para una frecuencia fija, las bobinas del circuito de presintonía o sección frontal de la sección receptora pueden sustituirse, con ciertas modificaciones, por cristales de cuarzo; con ello aumenta el rechazo de la modulación cruzada y mejora la respuesta en virtud del Q inherente de los cristales de cuarzo. Aunque es raro la utilización de una frecuencia fija por radioaficionados, no existe norma en contra excepto que, en caso de estar la frecuencia ocupada, habrá la opción de esperar a que quede libre o, en caso de emergencia, solicitar el hacer uso de ella. En CW es muy normal utilizar emisores con frecuencia fija controlada por cristal.

aunque li-
9 un trans-
oniendo de
jie. El pre-
auriculares
nal de BF
ificador de
res de alta
; la salida
por ejem-
BLU se con-
lérito depen-
implificador
ulación cru-
zoso». Las
ipal defecto
de salida,
r estos dos

'ció el autor,
b licencia (cla-
Tü en la banda
de la empresa

Capítulo 12

Equipos QRP

INTRODUCCIÓN

Se entiende por equipos QRP aquellos cuya potencia no excede los 10 vatios de potencia en antena. Se organizan concursos mundiales para esta modalidad de emisión.

Existe una gran facilidad para efectuar contactos con todo el mundo con potencias de 10 vatios en la modalidad de telegrafía. En fonía, aun utilizando BLU, la facilidad es algo menor, pero con propagación favorable se realizan verdaderas proezas.

La mayoría de equipos descritos hasta aquí están concebidos para entregar potencias por debajo de los 10 vatios. Los amplificadores lineales asociados al circuito de salida de los transceptores o emisores resultan muy sencillos cuando solamente se trata de lograr algunos vatios, y además son más económicos por requerir transistores de bajo costo.

En la recepción, la intensidad de las señales sigue una ley logarítmica, lo que quiere decir que un aumento muy importante de potencia en emisión no va a representar un aumento tan importante en recepción, por no ser directamente proporcional.

COMPARACIÓN DE POTENCIAS

Suponemos al lector familiarizado con la escala de intensidad de las señales recibidas o «S» meter. Dicho instrumento viene graduado en unidades «S» del 1 al 9, ocupando el 9 el centro de la escala aproximadamente. Cada unidad S representa 6 dB de ganancia. El decibelio (dB) es una unidad relativa, igual a diez veces el logaritmo vulgar de la razón o cociente entre dos potencias:

$$\text{dB} = 10 \logaritmo \frac{P_i}{P_r}$$

Por ser un cociente de dos cantidades homogéneas, el decibelio es adimensional y expresa ganancia o pérdida.

«mío 12

QRP

Resulta fácil recordar que por cada vez que se dobla la potencia se ganan 3 dB, y que por cada vez que se multiplica por 10 la potencia, se ganan 10 dB.

Siguiendo con el «S» meter, a partir de la unidad 9, la graduación se efectúa de diez en diez decibelios, llegando a 40 dB sobre «S» 9. Algunos instrumentos llegan hasta 60 dB sobre «S» 9.

Comparemos lo que ocurre con una señal de 1 kilovatio, 100 vatios, 10 vatios y 1 vatio.

Supongamos que recibimos la señal de 1 kilovatio con 40 dB, entonces resultarán los siguientes valores:

1.000	vatios.	.	.	.	.	.	.	9 + 40	dB
100	vatios.	.	.	.	.	.	.	9 + 30	dB
10	vatios.	.	.	.	.	.	.	9 + 20	dB
1	vatio	.	.	.	.	.	.	9 + 10	dB
0,1	vatio.	.	.	.	.	.	.	9	dB

Esto supone unas condiciones de propagación o de proximidad favorables. Partamos ahora de un valor menos alto, como puede ser una señal 8 para 1 kilovatio. Obtendremos el siguiente cuadro:

1.000	vatios	.	.	.	.	.	.	8
100	vatios	.	.	.	.	.	.	6
10	vatios	.	.	.	.	.	.	4
1	vatio	.	.	.	.	.	.	3
0,1	vatio	.	.	.	.	.	.	1

En el primer caso, incluso con 100 milivatios llegábamos con una señal de «S» 9. Algunos radioaficionados, incluso veteranos, están convencidos de que la mínima potencia para realizar contactos alejados es de 100 vatios, porque esta es la potencia que suelen tener muchos equipos comerciales, o es la potencia que ellos han utilizado durante muchos años con resultados medios. Les costaría trabajo creer que con 10 vatios obtendrían controles muy próximos, como es pasar de 9 + 30 dB a 9 + 20 dB en el primer caso, o de «S» 6 a «S» 4 en el segundo. Obsérvese que en el segundo caso, con 100 milivatios sólo se logra una señal de «S» 1. Aunque sea una señal baja, si no hay demasiado ruido y estaciones, se puede efectuar un contacto a la perfección.

Es indudable que el mérito de conseguir un comunicado aumenta con la disminución de potencia. Por ello muchos radioaficionados trabajan con modalidad QRPP, que es la que utiliza solamente 1 vatio o menos. Si bien el QRPP puede ser la modalidad soñada de algunos radioaficionados que deseen construir pequeñísimos transceptores, y aunar su afición con la del excursionismo, sin embargo el QRP, ya tratando de los 10 vatios, puede ser altamente aconsejable para la mayoría de radioaficionados.

excede los 10
para esta mo-

d mundo con
•m utilizando
He se realizan

para éntre-
les asociados
sencillos cuan-
económicos

logarítmica, lo
en emisión no
no ser directa-

,:dad de las se-
en unidades «S»
nente. Cada uni-
unidad relativa,
dos potencias:

io es adimensio-

INTERFERENCIAS

Las emisiones de mucha potencia producen modulación cruzada y pueden exceder del área de contacto prevista; es inútil radiar 100 vatios para hablar con un colega local, cuando bastaría una potencia de una fracción de vatio. Las potencias de 100 vatios o más crean un campo alto de RF que puede causar serios problemas de interferencias (fig. 12.1) en radios, televisores, teléfonos, magnetófonos, órganos electrónicos, tocadiscos de alta fidelidad, ordenadores

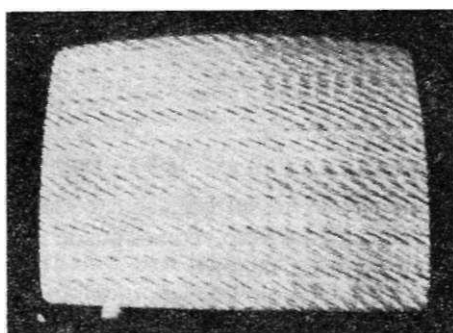


Fig. 12.1 Las emisiones con mucha potencia pueden provocar interferencias, por saturación, en televisores próximos.

personales y un gran número de equipos electrónicos que hoy día se encuentran en muchos hogares. Aun cuando la interferencia no sea causada por el equipo de radioaficionado, siempre surgen problemas con la vecindad para aclarar que la culpa es de los propios equipos electrónicos citados, y más con personas que no suelen ser técnicos.

EQUIPOS QRP COMERCIALIZADOS

Los japoneses han fabricado gran cantidad de equipos con potencias limitadas a 10 vatios. Cada vez que realizan un nuevo equipo, lo ofrecen con esta potencia, pero el mercado occidental demanda equipos de 100 vatios. El Yaesu FT-7 apareció primero con 10 vatios, para pasar después a 50 vatios. El Yaesu FT-767 pasó de 10 vatios a 100 vatios. El Kenwood aparece en versión de 10 vatios y luego de 100 vatios en la mayoría de modelos como el 520, 820, 830, 120, 130, etc. (véase fig. 12.2).

Los americanos ofrecen un kit «Heathkit modelo HW-8» (fig. 12.3) que es un transceptor desmontado de CW para 80, 40, 25 y 15 metros. La recepción es por conversión directa, con una sensibilidad de 0.2 microvoltios, y la potencia en emisión es de 3,5 vatios en 80 metros, para bajar en las bandas más altas [Heath Company International División, P.O. Box 440, St. Joseph, MI 49085 (USA) y en España: Comercial Cruz, c/ Montesa 38. Tels. 401 26 26



Fig. 12.2 Transceptor Kenwood QRP de 10 vatios para CW y BLU.

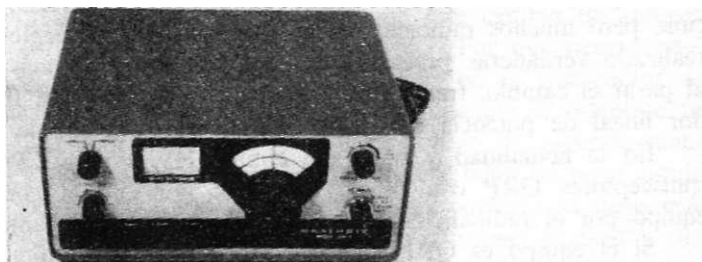


Fig. 12.3 Transceptor de CW, modelo Heathkit HW8 con 3,5 vatios de salida.

y 402 92 41, 28006 Madrid], Con este pequeño transceptor, que puede ser alimentado a pilas, muchos radioaficionados han cubierto en CW el mundo entero. El indicador de bobina móvil no sirve para señal de recepción; sólo sirve para indicar la potencia relativa en emisión, y esto es algo engañoso. Tampoco tiene clarificador exterior. Su precio en kit es alrededor de las 25.000 pesetas en España. Es una alternativa de montaje a los detallados en el capítulo de transceptores de CW. El manual de instrucciones viene en inglés y hay que soldar correctamente unas 300 piezas en el circuito impreso, además de proceder a su ajuste final.

Entre los equipos QRP comerciales es muy popular el «Ten-Tec Argonaut» (fig. 12.4) modelos 505 y 509. Estos equipos disponen de 5 bandas: 80, 40, 20, 15 y 10 metros. Son transceptores con recepción superheterodina y filtro de cuarzo de celosía con cuatro cristales. La potencia de emisión es de 5 vatios y disponen de modalidad de CW y BLU. El indicador señala la fuerza de la señal recibida y la potencia relativa en emisión. Actualmente estos modelos han dejado de fabricarse y sólo se encuentran de segunda mano, aunque a precios muy interesantes. El modelo que los sustituye es el Ten-Tec 515 que si bien introduce algunas mejoras, como es la de disponer de la banda de 28 a 30 MHz en cuatro segmentos de 500 kHz. supone un aumento muy considerable del



Fig. 12.4 Transceptor Ten-Tec Argonaut 505 de 5 vatios de salida con modalidad CW y BLU.

precio, lo que resta, en parte, su inicial interés. El Argonaut 505 (fig. 12.4) disponía de un amplificador lineal separado, modelo 405, que permitía aumentar su potencia a 50 vatios. Dicho amplificador (fig. 12.5) se vendía como opción, pero muchos radioaficionados adquirirían el transceptor únicamente. Se han realizado verdaderas proezas con estos equipos, y lo más sorprendente es que al pasar el cambio, frente a una estación con equipo de 100 vatios y amplificador lineal de potencia de 1.000 vatios, surge una simple estación de 5 vatios.

En la actualidad y fuera del equipo HW-8 para CW, es difícil encontrar transceptores QRP con precio reducido; por ello la construcción del propio equipo por el radioaficionado puede cubrir este importante vacío.

Si el equipo es QRP, también los problemas disminuyen para el radioaficionado. En efecto, el amplificador lineal asociado al propio transceptor entrega un alto nivel de RF a la antena cuando la potencia es alta. Esta RF está presente dentro del transceptor, por lo que es obligado blindar todo el circuito del amplificador lineal y tomar precauciones de desacoplo de los cables de alimentación, a pesar de lo cual la RF puede ocasionar realimentaciones indeseadas, que originan autooscilaciones, emisiones de BLU acompañadas de portadoras y autooscilaciones amortiguadas más difíciles de detectar, acompañadas de distorsión en la emisión, etc.

Cuando la antena se encuentra relativamente próxima al transceptor, el

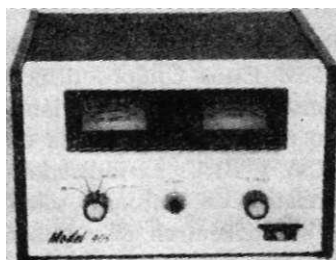


Fig. 12.5 Amplificador lineal Ten-Tec de 50 vatios

intenso campo de RF puede crear inducciones en el micrófono y en los cables de alimentación, produciéndose autooscilaciones, distorsiones e irregularidades en el comportamiento del equipo.

Cuando se pasa de 100 vatios o más a potencias de 10 vatios o menos, los problemas disminuyen o simplemente desaparecen.

Se ha puesto pues un gran énfasis en el uso de potencias reducidas, porque se conoce la problemática que rodea al radioaficionado cuando utiliza equipos con potencias altas, especialmente si vive en edificios comunitarios, donde su antena se hallará próxima a las de televisión y radio. Y también porque existe un desconocimiento de los resultados obtenidos con equipos QRP.

Esto es especialmente engañoso cuando se habla de experiencia con equipos comerciales. Supongamos que un radioaficionado compra un equipo QRP por poco dinero, y sale con 5 vatios utilizando una antena vertical. Hace contactos, pero con cierta moderación. Compra entonces un equipo mucho más caro de 100 vatios y pone una antena directiva de tres elementos. Entonces hace comunicados con cierta facilidad. Si no tiene presente este cambio de antenas, dirá que el salir con un equipo QRP es una desgracia. ¿Por qué ocurre esto? Porque, psicológicamente, cuando se gasta poco dinero en el transceptor no parece que esté justificado gastar mucho dinero en la antena. Se establece un parangón con la adquisición de un coche. Un coche viejo de segunda mano puede pernoctar en la calle. Un coche nuevo y caro deberá tener un buen garaje. Pero en nuestro caso ocurre lo contrario: cuanto menos potencia se tiene, más deberá cuidarse la antena. Pasar de un simple dipolo o antena vertical a una directiva de tres elementos supone casi pasar de 10 vatios a 100 vatios.

Se valora poco, erróneamente, la eficacia de los equipos QRP, especialmente en Europa y países tercermundistas. Se cree, en general, que un equipo debe valorarse por su potencia de salida. Frente a esta ignorancia existen asociaciones de radioaficionados dedicados al QRP. En Japón existe la asociación mayor del mundo. Sorprendentemente muchos americanos, canadienses y algunos radioaficionados de muchos otros países, tienen muy en cuenta lo que representa trabajar en QRP. Si, cuando se hace la llamada, se añaden las siglas QRP, se encontrarán entusiastas radioaficionados que contestarán con gran interés y se esforzarán en captar nuestras señales, aunque sean débiles, por el mérito y desafío que representa la baja potencia.

Capítulo 13

Mejoras en la estación

Existen tres posibilidades de aumentar básicamente el alcance de una estación de radioaficionado, que son: trabajar con una antena de mayor ganancia, lo que mejora la emisión y la recepción; utilizar un procesador de voz, lo que mejora el alcance en emisión; y utilizar un amplificador lineal de potencia, lo que proporciona mayor potencia de salida. De estos recursos el mejor es el de la antena; sigue el del procesador de voz y, finalmente, el del amplificador lineal, que sólo puede aconsejarse con ciertas limitaciones y condiciones.

ANTENA

Las antenas más simples y económicas utilizadas por los radioaficionados son las dipolo horizontales de media onda o en V invertida, y las verticales de media y cuarto de onda. Cuando se instala horizontalmente un dipolo de media onda y sus extremos centrales se conectan al conductor activo y la malla, respectivamente, de un cable coaxial, la impedancia obtenida es de unos 75 ohmios. Si bien se puede utilizar cable de 75 ohmios del tipo coaxial, lo más común es utilizar el de 50 ohmios. Los transceptores están previstos para entregar la potencia con una impedancia de 50 ohmios, de forma que se produce una desadaptación ya sea en la conexión de antena, o bien en la unión con el transceptor. A pesar de que en estos casos se recomienda el uso de baluns, el

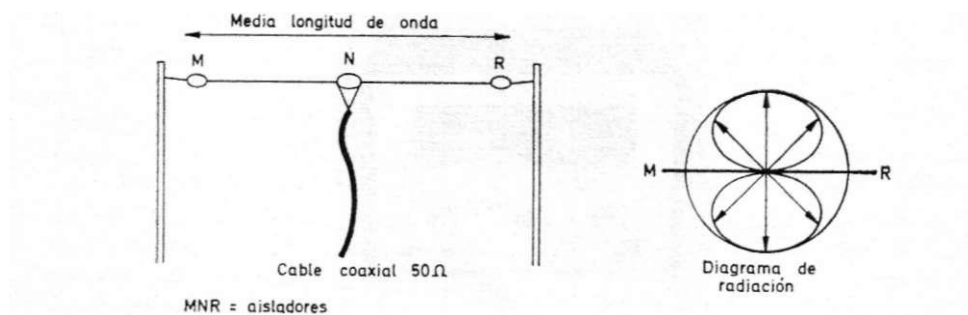


Fig. 13.1 Antena dipolo horizontal de media onda.

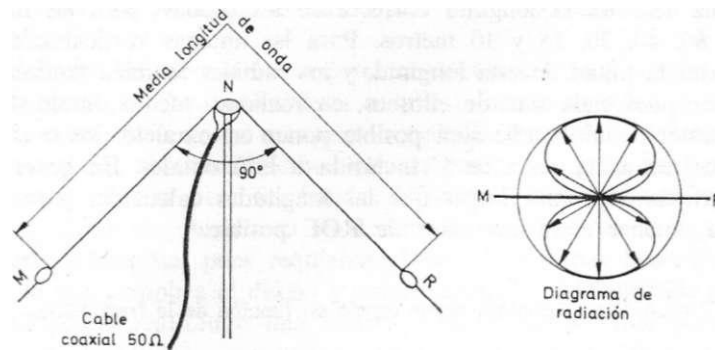


Fig. 13.2 Antena dipolo de media onda en V invertida.

consejo es muy discutible, pues aparte de la pequeña adaptación y simetrización de la señal, se producen pérdidas importantes. Aunque parezca increíble, hay diversidad de opiniones respecto a ello. Si el montaje se realiza con las secciones del dipolo en ángulo de 90 grados, se obtiene la antena en V invertida, cuyo diagrama de radiación es casi omnidireccional y que además proporciona 50 ohmios de impedancia, para poder utilizar cable del mismo valor. Finalmente, las antenas verticales no son más que dipolos de media onda, en los que una sección es vertical, y la otra es horizontal o inclinada hacia abajo, pudiendo constar de varios conductores que reciben el nombre de radiales. Su diagrama de radiación es perfectamente omnidireccional, y la impedancia suele ser inferior a 50 ohmios. En las figuras 13.1 a 13.3 se dan ejemplos de cada una de estas antenas. La longitud correcta de la antena dipolo viene dada por la fórmula:

$$\text{Longitud de antena} = \frac{143}{\text{Frecuencia en MHz}}$$

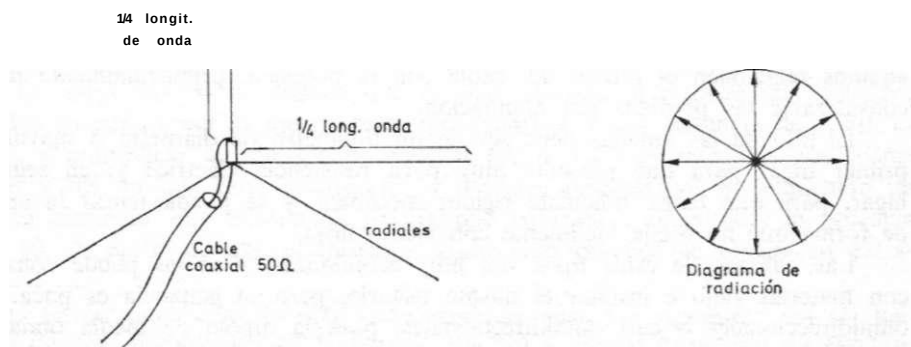


Fig. 13.3 Antena vertical de media onda o de cuarto de onda

222 Receptores y transceptores de BLU y CW

La tabla 13.1 da la longitud correcta de los dipolos para las bandas más usuales de 80, 40, 20, 15 y 10 metros. Para las antenas verticales, el radiador vertical tendrá la mitad de esta longitud, y los radiales también tendrán la mitad de este valor pues cada uno de ellos es, en realidad, medio dipolo. Cuando se desee una antena multibanda, será posible poner en paralelo dos o tres antenas de diferente frecuencia, sean en V invertida u horizontales. En general, las antenas se cortarán algo más largas que las longitudes calculadas y se irán acortando hasta obtener el menor valor de ROE posible.

TABLA 13.1. Longitud de un dipolo en función de la frecuencia.

<i>Frecuencia MHz</i>	<i>Longitud total dipolo en metros</i>
3,7	38,62
7.050	20.28
14,150	10.10
21,200	6.74
29,000	4.93

Es muy poco conocido el hecho de que en lugar de cable de 50 o 75 ohmios se puede utilizar con éxito el cable normalmente utilizado en las instalaciones domésticas, del tipo flexible, que se usa para conectar una lámpara al enchufe de la pared, etc., y cuyo aislamiento es del material plástico cloruro de polivinilo, denominado PVC. No obstante, el PVC tiene la desventaja de que absorbe humedad y se degrada su resistencia de aislamiento si está expuesto a la intemperie, con lo que se producirán pérdidas de RF.

Cuando las longitudes de cable coaxial son importantes, las pérdidas por atenuación en el mismo también pueden ser grandes. En tales casos es recomendable utilizar cable de calidad como RG-8 en lugar del RG-58. Aunque algunos relacionen el grueso del cable con la potencia, primordialmente deben considerarse las pérdidas por atenuación.

El hilo de las antenas debe ser de un milímetro de diámetro o mayor, en primer lugar para que presente muy poca resistencia eléctrica y, en segundo lugar, para que tenga suficiente rigidez mecánica, y se pueda tensar la antena de forma que no oscile fácilmente con viento flojo.

Las antenas de estos tipos son muy económicas, y se las puede construir con material viejo e instalar el mismo usuario, pero su ganancia es poca. Son omnidireccionales o casi omnidireccionales, pues la dipolo de media onda horizontal sólo tiene una atenuación acentuada por los extremos, lo que hace que se reciban indiscriminadamente señales que llegan de todas las direcciones.

224 Receptores y transceptores de BLU y CW

ordinariamente porque apenas se logra ganar 1 dB por cada elemento añadido. Quien disponga del material y el espacio suficiente podrá conseguir una ganancia de 20 dB, pero a costa de un precio o un esfuerzo extraordinariamente altos. El soporte central o «boom» será muy largo, o deberá apilar dos o más directivas y enfasarlas cuidadosamente, además de instalar un potente motor para el giro y, por otra parte, la construcción mecánica debe ser robusta para que resista el empuje del viento.

ANTENAS MONOBANDA TIPO YAGI

El sistema más simple consiste en realizar un dipolo de media onda con tubo rígido y telescópico, añadiéndole más elementos pasivos, como pueden ser un reflector o un director, que serán elementos ligeramente más largos o más cortos, respectivamente, que el elemento excitado, y que no estarán cortados en su mitad como el excitado. Las dimensiones para antenas de cuatro elementos corresponderían al siguiente cuadro:

BANDA	Director 1.º	Director 2.º	Elemento excitado	Reflector
14 MHz	9,30	9,50	10,10	10,60
21 MHz	6,30	6,40	6,75	7,65
28 MHz	4,70	4,80	5,00	5,30

La longitud está expresada en metros. El espaciado entre los elementos debe ser de 0,2 longitudes de onda, lo que equivale a algo más del 40 % de la longitud del elemento excitado. Si el espaciado quiere reducirse al 0,15 % de la longitud de onda, los elementos deberán alargarse ligeramente (fig. 13.4).

Es obvio que para 14 MHz. resultan muy largos los elementos y difíciles

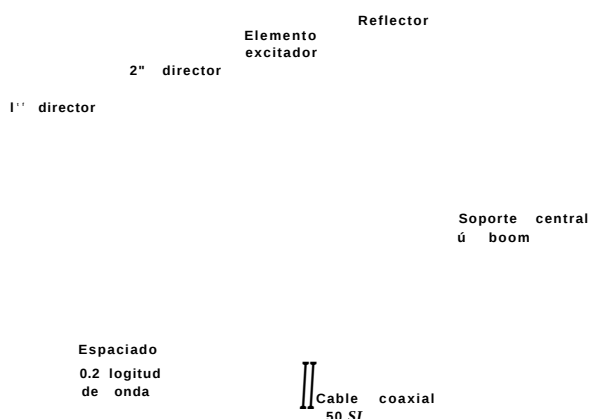


Fig. 13.4 Antena Yagi de cuatro elementos sin acortamiento eléctrico.

de realizar mecánicamente para lograr la robustez necesaria. No obstante, para 21 y para 28 MHz se obtiene la máxima ganancia con este dimensionado. La impedancia obtenida, al igual que cualquier antena dipolo de media onda, es de 75 ohmios, por lo que habrá que decidir si se utiliza balun de adaptación de impedancia y simetrizado o no. En general, las desadaptaciones por una impedancia de este valor representan poco valor de ROE, el cual se ve afectado por la resonancia de la antena en forma más crítica, por lo que hay que efectuar un ajuste cuidadoso del largo de los elementos, haciendo que éstos sean telescópicos y se fijen por abrazaderas.

En las antenas directivas Yagi, la altura sobre el suelo del edificio es importante; es recomendable que haya por lo menos media longitud de onda. En 20 metros deberá haber unos 10 metros. A partir de 7 metros de altura, la radiación es muy afectada, y se pierde la ventaja de que el ángulo de radiación sea muy bajo, lo que es muy importante para efectuar comunicados a máxima distancia (DX).

Existe una forma de efectuar antenas directivas con dimensiones más cortas. Se trata de sustituir parte de la longitud de los elementos de la antena por hilo conductor arrollado. Cuanto más se reduce la antena, más crítica es, pero puede ser conveniente reducirla a la mitad de su tamaño para tener más espacio disponible y el resultado será razonablemente bueno.

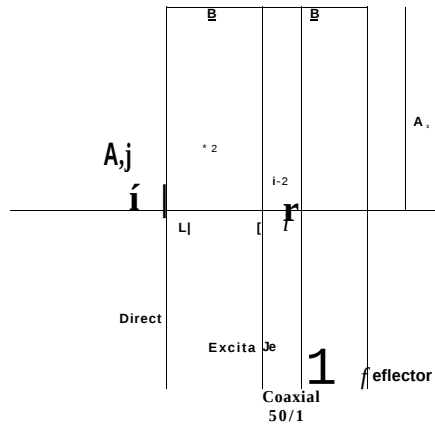


Fig. 13.5 Antena Yagi de tres elementos con acortamiento eléctrico.

La antena Yagi con acortamiento eléctrico sustituye parte del tubo por una bobina central, que será de hilo esmaltado y de, por lo menos, 1 mm de diámetro. La tabla 13.2 da una idea orientativa de algunas dimensiones y el número de espiras. El elemento excitado tiene un par de espiras de acoplamiento. Esto permite que la antena quede simetrizada y además la electricidad estática no se descargue a través del cable de bajada, ya que las dos espiras constituyen un cortocircuito para la corriente continua. En las demás antenas es interesante colocar un choque de RF que cortocircuite el conductor activo con la malla del cable coaxial de bajada al objeto de descargar la electricidad estática

226 Receptores y transceptores de BLU y CW

TABLA 13.2 Datos constructivos de la Yagi de tres elementos con acortamiento eléctrico.

Banda MHz	Longitud de los elementos en metros				N.º espiras arrollamientos		
	A_1	A_i	A_r	B	L_1	L_2	E_s
14	3	3,10	3,20	1,25	23	22	21
21	3	3,05	3,10	0,95	5	4,5	4
28	2	2,03	2,06	1,25	5	4,5	4

que pudiera inducirse en tiempo tormentoso o muy seco. Si se desea obtener mayor impedancia de bajada, se podrían utilizar tres espiras para el acoplamiento, obteniéndose del orden de los 75 ohmios. En la figura 13.6 aparece un detalle constructivo de dicha antenna. La figura 13.7 ilustra la antenna Yagi de tres elementos con acortamiento eléctrico. En principio, el diseño de esta antenna se basa en el criterio de sustituir el exceso de longitud de tubo por cable eléctrico arrollado en la bobina central. Esto no es matemáticamente exacto, pero moviendo los extremos telescópicos se puede determinar si el cable enrollado

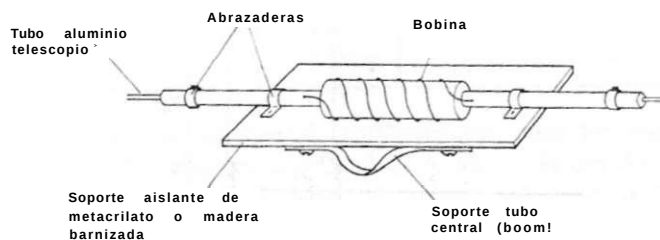


Fig. 13.6 Detalle constructivo de la antena Yagi con acortamiento eléctrico.



Fig. 13.7 Aspecto de la antena Yagi con acortamiento eléctrico.

es suficiente o es excesivo y si es correcta la ROE, Si al extender los extremos telescópicos al máximo la ROE desciende, pero no hasta un valor adecuado de 1 a 1,8 como máximo, deberá aumentarse el número de espiras. Por el contrario, si los extremos telescópicos quedan totalmente introducidos en los tubos centrales es que sobra arrollamiento. Como la impedancia en el centro es muy baja, para soporte de los brazos y de la bobina se puede utilizar una base de madera que debe estar barnizada para protegerla de la intemperie.

En los datos constructivos de la figura 13.2, se advertirá que el espaciado para la antena de 28 MHz es algo grande comparado con el de las demás bandas, y ello es debido a que en 28 MHz la separación entre los elementos puede ser grande con lo que resulta un «boom» o soporte central de sólo 2,5 metros, con mucha mayor clireccionalidad que con el espaciado corto. En las demás bandas los «booms» deben ser razonablemente cortos y, si se dispone de suficiente espacio, la separación puede ser grande en beneficio de la direccionalidad, lo que tiene una serie de ventajas en el trabajo DX.

PROCESADORES DE VOZ

Puesto que la forma de onda de emisión depende de la forma de la señal de baja frecuencia que entrega el micrófono a un equipo de BLU, interesa tratar convenientemente la señal de baja frecuencia para obtener de ella mayor potencia e inteligibilidad y suprimir las frecuencias superfluas o que sólo producen distorsión y ocupan parte del espectro de emisión sin aportar información útil.

El análisis de la voz revela que los tonos muy graves, inferiores a 200 Hz y los tonos muy altos, superiores a 2.400 Hz, sólo contribuyen a que la voz sea más agradable y más personal, es decir, a que tenga el timbre y el tono que distinguen la voz peculiar de una persona, y por cuyas características reconocemos la voz de nuestros familiares, amigos y conocidos. La mayor concentración de información está en el margen de 800 a 1.500 Hz y en él deberá concentrarse la mayor parte de la potencia emitida. La señal emitida por una persona tiene desniveles muy altos; algunos picos rebasan en mucho la potencia media de la persona al hablar. Si se emite con un valor de potencia alto y no se recortan los picos en el emisor se producirá saturación del paso final, y si se disminuye el nivel de modulación para evitar la saturación, la potencia emitida será muy baja aunque la calidad sea muy buena.

El primer procesador de voz es el limitador de BF, también llamado recortador. En su versión más simple utiliza un par de diodos de silicio en anti-paralelo que recortan los niveles de tensión a 0,65 voltios. El nivel de preamplificación se sitúa en un valor inferior al citado por lo que el recorte sólo afecta a los picos, no a toda la modulación. Un ligero filtrado ulterior eliminará el ruido agudo que se produce en el recorte. Para que el recorte no sea demasiado brusco se acostumbra a utilizar una pequeña resistencia en serie con los diodos (fig. 13.8).

Podría someterse al mismo proceso la señal de RF en la FI o en los pasos

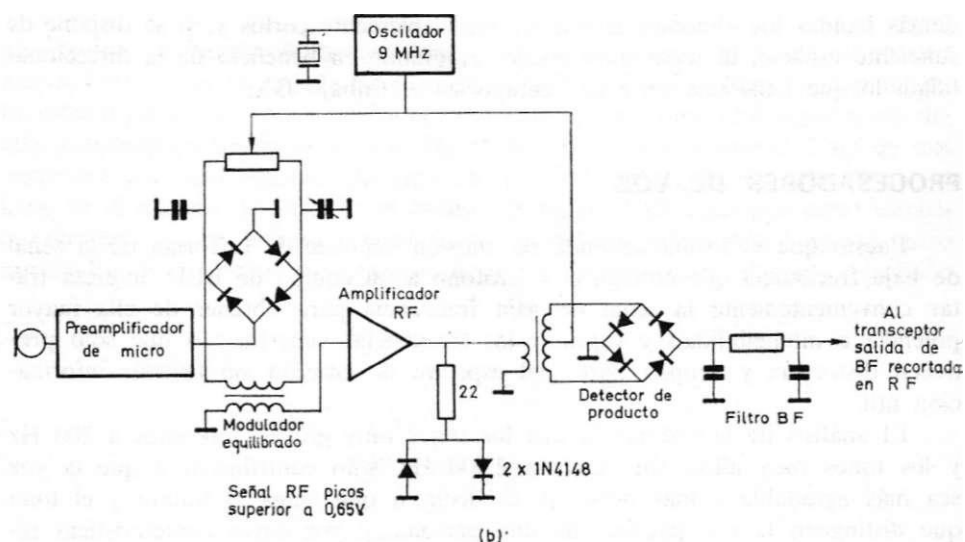
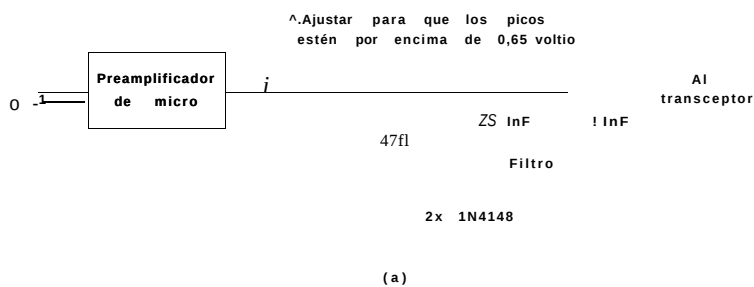


Fig. 13.8 A) recortador simple de BF para mejorar la potencia de emisión en BLU;
B) recortador de RF exterior al transceptor.

previos al paso final para obtener mejores resultados que en baja frecuencia. Existe un interesante procedimiento que permite efectuar recorte de RF, pero en la señal de baja frecuencia. Esto parece un contrasentido, pero puede explicarse fácilmente. Si observamos el esquema de la figura 5.7 encontraremos un filtro de RF en la salida de audio. Un circuito similar puede utilizarse entre el micrófono y la conexión al equipo. La señal del micrófono se amplifica y modula un modulador, en este caso equilibrado, para ser amplificada y a continuación recortada, volviéndose a obtener baja frecuencia, pero ya sin picos. En este caso no se precisa filtro de cuarzo en la sección de recorte. La figura 13.8 es el diagrama de bloques.

Efectuar el recorte de RF en el interior del equipo es más delicado porque la saturación de los diodos con los picos que recortan puede dar subproductos que sería preciso eliminar. Por ello conviene situar el recortador de RF

antes del filtro de cuarzo. Algunos equipos comerciales sitúan dos filtros de cuarzo, uno antes del limitador y otro después.

¿Qué sucede si hemos construido un preamplificador de micrófono con recortador incorporado? Pues que obtendremos la mejora de potencia en la salida del transceptor, siempre que la señal del micrófono esté próxima al nivel de recorte de los diodos. Si nos alejamos del micrófono, o hablamos con voz más baja, sería preciso aumentar el volumen de amplificación, para alcanzar un nivel próximo al de recorte. Esto nos obligaría a mirar un indicador de potencia de salida del equipo, y regular continuamente con una mano el potenciómetro de ganancia o de previo de micrófono. La solución sería incorporar un control automático de ganancia en el preamplificador de baja frecuencia. Con una constante de tiempo bastante rápida se conseguiría que la salida de potencia fuera la misma en todo momento, y podría ser ajustada, por ejemplo, al nivel de recorte. Si este CAG tiene la virtud de incluso disminuir la potencia en los picos para obtener un nivel uniforme de salida, entonces el resultado es excelente y lo que hemos hecho es un compresor. Este dispositivo permite hablar en voz baja o alta, incluso gritar o murmurar, ya que de forma automática amplifica con un nivel uniforme de salida. En la figura 13.9 se da el esquema de un compresor dinámico con componentes discretos y nivel fijo de compresión, que puede ser variado cambiando los valores del circuito. La señal amplificada de salida va a los diodos que, a su vez, controlan la puerta del FET de entrada, el cual actúa como resistencia variable y, si la tensión de la puerta es negativa, la resistencia de conducción aumenta. El valor del condensador electrolítico de 10 microfaradios asociado a los diodos determina la constante de tiempo.

La figura 13.10 es el esquema de un compresor de voz más complicado, realizado con tres integrados. Uno de ellos, el MC1590G, proporciona amplifica-

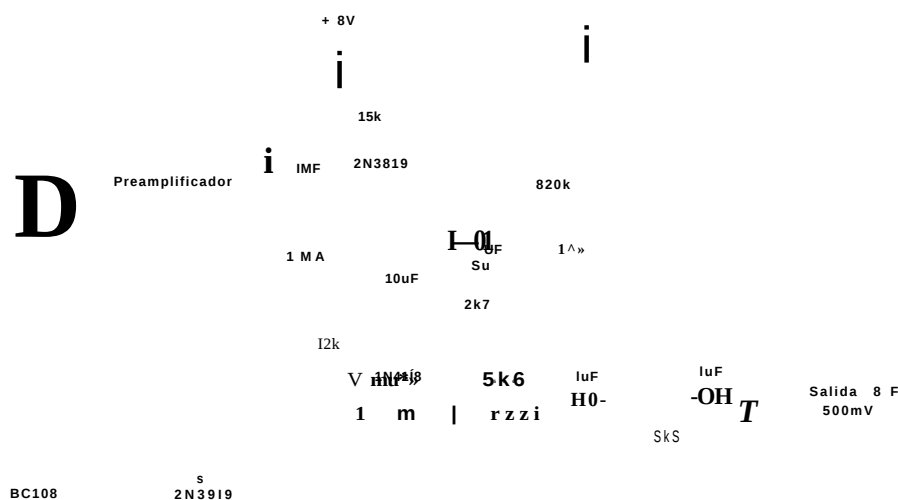


Fig. 13.9 Compresor de micrófono con elementos discretos.

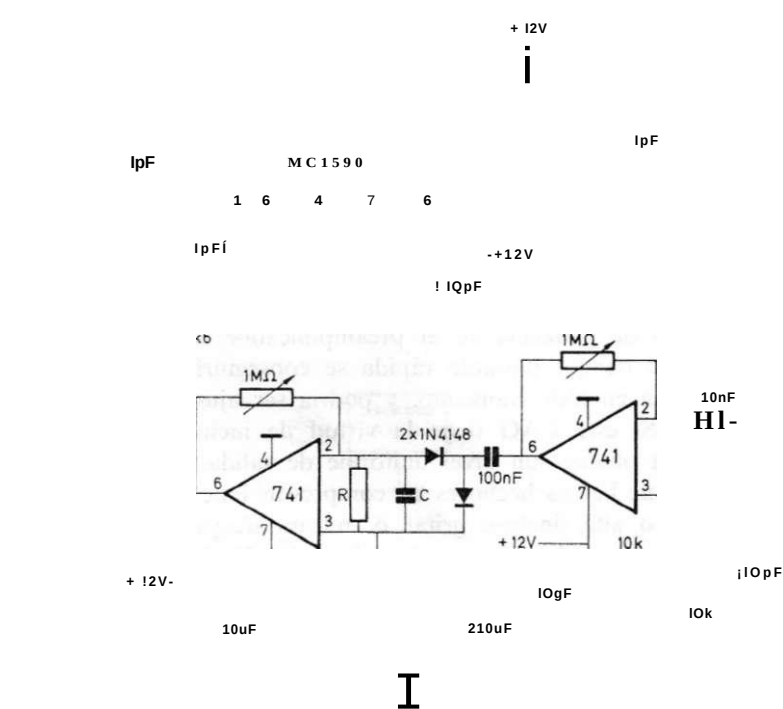


Fig. 13.10 Compresor de voz con integrados.

ción variable hasta 60 dB, porque tiene CAG que se controla por la patilla 2. En ella hay aplicada una tensión continua de unos 3 voltios, debido a que, en reposo, la patilla 6 del integrado 741 entrega 6 voltios y existe un divisor resistivo formado por dos resistencias de 5K6. Cuando se habla delante del micrófono, la señal de salida del MC1590G es amplificada por un operacional 741, después es rectificada la tensión alterna de audio y, con una constante de tiempo determinada por la resistencia R y el condensador C, es elevada la corriente continua. Al introducir tensión negativa por la patilla inversora amplificador, la salida variará desde 6 voltios en reposo hasta 12 voltios máxima señal de audio. Debido al divisor resistivo, la tensión de CAG que llega al amplificador de audio MC1590G oscilará entre 3 y 6 voltios. Para 6 voltios se produce una atenuación de casi 60 dB. Por tanto, la compresión es muy elevada, y ello se traduce en dificultad de inteligibilidad. Hay que jugar mucho con el valor de compresión y las constantes de tiempo. Si las constantes de tiempo son muy rápidas, el circuito suele autooscilar. Si la constante tiempo es muy lenta, el compresor no es eficaz. Cuando se utilice el comp bay que adoptar diversos valores tolerables de compresión. Con niveles de compresión, las estaciones próximas advertirán que la modulación recien es muy mala y rogarán que no se utilice el compresor. Por el contrario, estaciones lejanas recibirán las señales más fuertes si se utiliza compresor cuando éste no se utilice, la señal puede llegar casi a desaparecer. Por tan

no debe utilizarse indiscriminadamente el compresor. Además, si se utiliza el compresor, se obtendrá más potencia del equipo, pero esto no es necesario para establecer comunicados con vecinos o con estaciones lejanas cuando las señales llegan bien porque la propagación es suficiente.

Hay que utilizar cable blindado para todas las conexiones del compresor con el micrófono o con el equipo, ya que fácilmente se podría captar RF y aparecer distorsiones y efectos indeseados.

Un procesador de voz muy completo incluye compresión, posible recorte y además filtro de frecuencias bajas y altas. En las figuras 5.2, 5.3 y 5.4 se detallan filtros activos de paso alto y de paso bajo, que combinados pueden proporcionar una frecuencia de paso de banda de, por ejemplo, 200 a 2.000 Hz, para tener una atenuación en aumento para las demás frecuencias.

AMPLIFICADORES LINEALES DE POTENCIA

Su uso se justifica en el tráfico de mensajes de emergencia y cuando la propagación está muy baja o para conseguir enlaces directos en zonas próximas que no pueden alcanzarse por reflexión ionosférica, las cuales reciben el nombre de zonas de sombra o de salto (Skip). También está justificado en determinadas condiciones geográficas en que la estación está situada en un valle rodeado de altas montañas, etc.

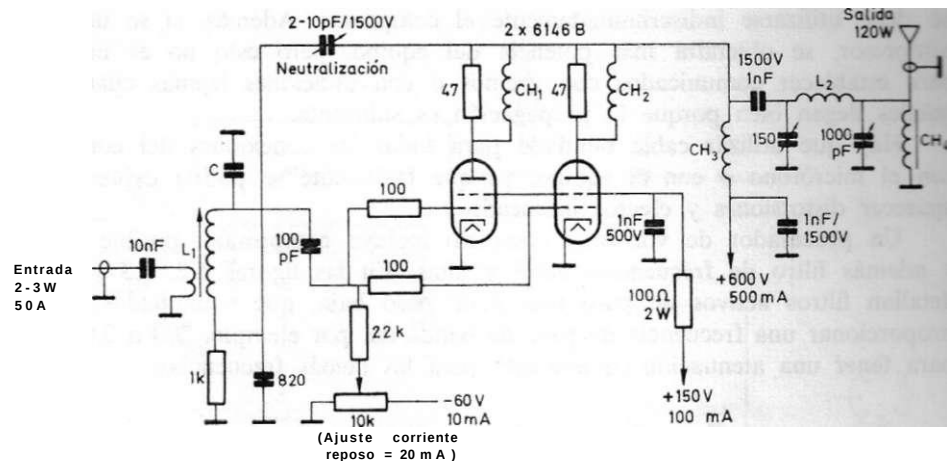
No debe olvidarse que el amplificador lineal sólo mejora las señales de emisión. Las de recepción seguirán siendo las mismas, por lo que será inútil aumentar la potencia de emisión si no podemos recibir señales débiles. La necesidad de amplificador lineal se evidenciará experimentalmente escuchando estaciones débiles, que no contestan a nuestras llamadas, cuando éstas se efectúan con bajas potencias.

Cuando se dispone de un equipo QRP cuya potencia es inferior a 5 vatios, puede resultar muy interesante utilizar un amplificador de alta ganancia, capaz de entregar 120 vatios eficaces con unos 2 vatios de potencia de excitación. Se trata de un amplificador lineal con válvulas 6146B. Estas son especiales para emisión y requieren una tensión estabilizada en rejilla pantalla de unos 150 voltios. La corriente de reposo debe ser de unos 10 mA por cada válvula. Se puede montar una sola válvula y obtener unos 60 vatios eficaces de salida. Es bastante habitual disponer dos en paralelo, tal como muestra la figura 13.11. Debido al elevado factor de amplificación, es preciso disponer de neutralización. Esta consiste en recoger una fracción de señal de RF de salida y realimentar de forma negativa el circuito de entrada. Esto se consigue mediante una pequeña capacidad entre placa y el extremo frío de la bobina de entrada, que no va directamente a masa sino a través de una resistencia y un condensador. Si se neutraliza demasiado, el amplificador entrega poca potencia. Si no se neutraliza, es posible que el amplificador lineal tenga autooscilaciones amortiguadas que afecten a la modulación y sean difíciles de detectar, porque el vatímetro de salida indicará potencia cero cuando dejemos de hablar delante del micrófono, pero mientras hablemos, la autooscilación amortiguada pro-

K1590

la patilla 2.
io a que, en
divisor re-
ndante del mi-
eracional 741,
jtante de tiem-
elevada la co-
inversora del
12 voltios con
de CAG que
voltios. Para 6
i compresión es
Hay que jugar
Si las constan-
la constante de
ce el compresor
niveles altos
lulación recibida
contrario, las
compresor y,
•per. Por tanto.

232 Receptores y transceptores de BLU y CW



L_1 = LC según banda. Para KMHz $L = 16$ espiras
0j2mm sobre forma 6mm con núcleo.
Acoplamiento 2 espiras

L_2 = PI de salida. Para K MHz = 16 espiras hilo
plateado 1,5mm. At aire o sobre tiras de
metacrilato o plástico aislante.
i bobina 35 mm

$CH_1 = CH_2 = 3$ espiras 1mm sobre resistencia
47n - 1W

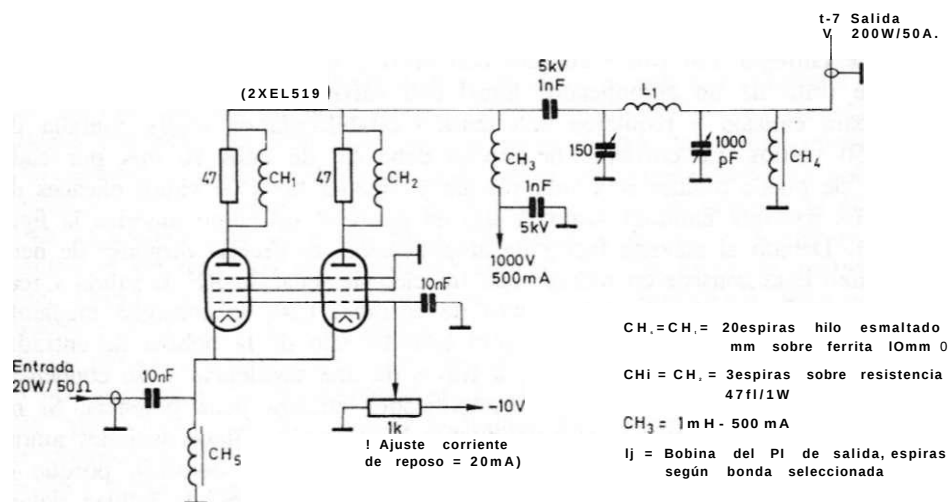
$CH_3 = 1$ mH/500 mA

CH_4 = Choque seguridad 20 espiras 1mm sobre
ferrita o bien 3 choques VK 200 en serie

Fig. 13.11 Amplificador line I con cátodo a masa.

ducirá espurias portadoras y distorsión de la señal emitida. Así pues, una neutralización pobre o nula puede degradar la modulación, aunque aparentemente un defecto de modulación debería buscarse en el micrófono y preamplificador de BF.

La figura 13.12 es el esquema de un amplificador a válvulas con rejilla a masa.



$CH_1 = CH_2 = 20$ espiras hilo esmaltado
mm sobre ferrita 10mm 0

$CH_3 = CH_4 = 3$ espiras sobre resistencia
47f/1W

$CH_5 = 1$ mH - 500 mA

L_2 = Bobina del PI de salida, espiras
según banda seleccionada

Fig. 13.12 Amplificador lineal con rejilla a masa.

masa. Se utilizan económicas válvulas de barrido de TV. La tensión de alimentación es aquí muy alta, del orden de los 1.000 voltios. Se pueden poner varias válvulas en paralelo a condición de rebajar la capacidad de sintonía de salida. Para 28 MHz la capacidad propia de las válvulas reduce la capacidad de sintonía a valores muy bajos. Existe cierta dificultad en hacer rendir bien estos lineales con este tipo particular de válvulas de barrido, en la banda de los 30 MHz; en las demás no se presentará problema alguno. Cada válvula necesita una excitación de unos 10 a 15 vatios. Con dos válvulas bien excitadas se logra el cuarto de kilovatio eficaz de salida, y con cinco de ellas valores próximos a 1 kilovatio de entrada de potencia en el paso final, siendo la salida eficaz del orden del medio kilovatio. Al comparar estos lineales con otros comerciales, también falta aclarar si éstos definen su potencia como potencia de entrada en el paso final o potencia eficaz en antena.

En las figuras 13.13 y 13.14 aparecen sendos lineales con rejilla a masa. En general, los lineales ocupan espacio y son pesados, pues deben contener un transformador voluminoso. En caso de que se desee compactar el lineal, será obligado el uso de un extractor o ventilador eléctrico para proveer la suficiente refrigeración.

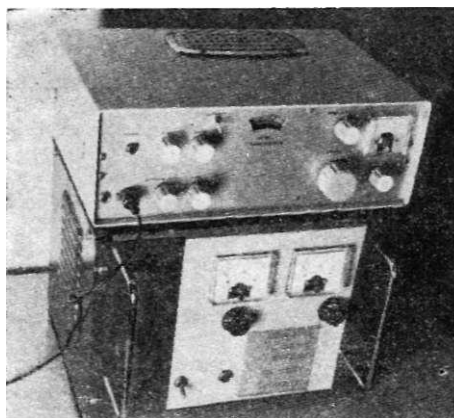


Fig. 13.13 Amplificador lineal con válvulas de barrido en configuración rejilla a masa, capaz de entregar 500 vatios, con la excitación del transceptor mostrado.

En los lineales con rejilla a masa puede obtenerse algo más de potencia si en lugar de aplicar la señal de entrada directamente a los cátodos de las válvulas, se efectúa una adaptación de impedancia por un acoplador en π , o bien con un transformador toroidal de banda ancha que adapte la impedancia del transceptor, que será usualmente de 50 ohmios, a la impedancia de varias válvulas en paralelo.

En las figuras aquí mostradas se ha dibujado el esquema de los lineales en estado de emisión, pero deben tener previsto un sistema de conmutación que permita conectar la antena directamente al transceptor en recepción, a la vez que corte la alta tensión de alimentación a las válvulas o anule la corriente

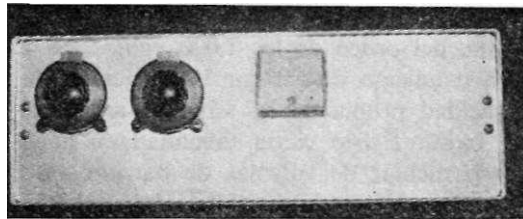


Fig. 13.14 Amplificador con rejilla a masa con dos mandos vernier e instrumento indicador de la corriente consumida para permitir los ajustes necesarios.

de reposo, lo que suele hacerse dando una tensión negativa a alguna rejilla.

La figura 13.15 muestra un sistema automático de conmutación de un lineal para recepción o emisión.

La señal de emisión del transceptor es captada por un condensador, y llevada a través de una resistencia y un potenciómetro a un rectificador doblador realizado con dos diodos. La señal rectificada es llevada a un transistor amplificador, en cuya salida se sitúa un condensador C de cuyo valor depende la constante de tiempo. Piénsese que en BLU hay muchas pausas durante la emisión y, si no hubiese temporización, el sistema pasaría a recepción cada vez que dejara de haber RF en la salida del transceptor, aunque éste estuviera en emisión. Por tanto, la capacidad de este electrolítico se escogerá a gusto del operador de la estación. Una persona de habla rápida, nerviosa e ininterrum-

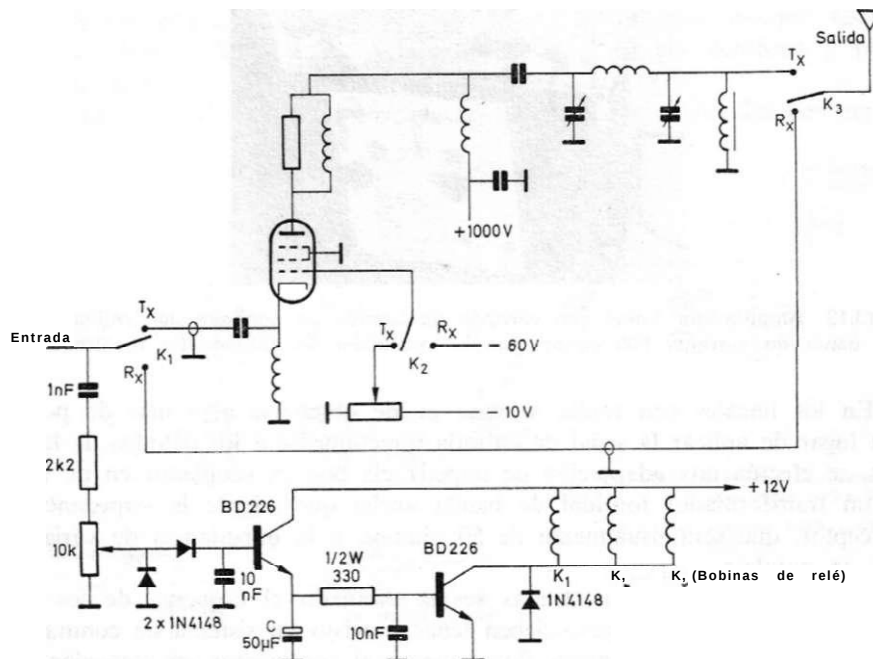


Fig. 13.15 Sistema de conmutación automático de un amplificador lineal

pida, preferirá una constante pequeña, apenas unas décimas de segundo. Una persona calmada, pausada, etc., requerirá una temporización de un segundo o más. La tensión del condensador electrolítico se descarga sobre el transistor de conmutación que mantiene los tres relés excitados durante la emisión. En recepción, la antena y el transceptor quedan conectados directamente mientras que la rejilla de la válvula pasa de estar polarizada a unos 7 voltios negativos, en que trabaja en emisión, a unos 60 voltios negativos que hacen que la válvula no conduzca y su corriente de reposo sea nula; de esta forma no se genera ruido que podría interferir la recepción.

En comunicaciones comerciales se utilizan válvulas especiales de emisión, como la 3500Z de Eimac. Se alimentan a tensiones muy elevadas, del orden de los 2.500 voltios, y su rendimiento llega a ser del 65 %, lo que supera el 50 % de rendimiento de las válvulas y transistores. Actualmente los lineales, con sus elevadas tensiones, son la causa de que anualmente mueran algunos radioaficionados. Por ello será poca toda precaución en la construcción y manejo de los lineales con altas tensiones.

Capítulo 14

Tecnología de construcción

CIRCUITOS IMPRESOS

El enfoque es muy diferente si se pretende construir un equipo o varios. Cuando se trata de un grupo de amigos que desean construir un transceptor, podría ser interesante disponer de los circuitos impresos del mismo. Alguien del grupo deberá asumir la tarea de diseñarlos. Este es el principal problema que muchos radioaficionados temen afrontar.

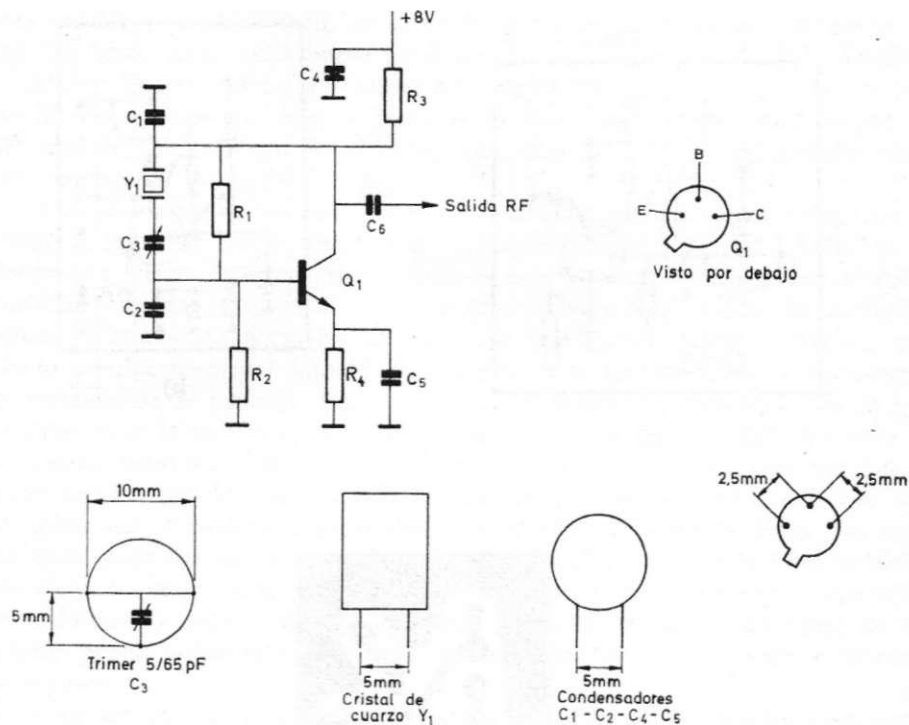
La tentación consiste en realizar el kit. Comprando la bolsa maravillosa que contiene el circuito impreso, los componentes y un manual que indicará paso a paso cómo hay que colocar los componentes, se obtendrá una placa de circuito impreso completa. Desgraciadamente, con ello el radioaficionado no llega a saber cómo funciona el circuito, ni qué frecuencias, qué tensiones y qué señales debe haber en cada patilla de transistor o integrado. Un error o un componente defectuoso harán que el kit no sirva absolutamente para nada. En general, las firmas comercializadoras de kits no aseguran ni garantizan su funcionamiento, y si en el montaje se ha invertido un diodo u otro componente o se ha efectuado una soldadura defectuosa, el coste de la reparación será grande, pues se emplean más horas revisando un circuito impreso mal montado que mentándolo de nuevo.

Cuando se monta un receptor o un transceptor es importante comprender el funcionamiento de cada circuito para que si, por ejemplo, el oscilador de frecuencia variable no oscila se pueda comprobar si hay tensión de colector, si la polarización de la base es correcta, si los hilos de la bobina están bien soldados, si las capacidades son correctas, si los valores de las resistencias son adecuados, y poder comprobar en la placa de circuito impreso la continuidad y conexionado de las pistas de circuito impreso.

En primer lugar es recomendable adquirir el llamado papel de poliéster con cuadrícula de 2,5 mm, que es la normalizada para las etapas de electrónica; también se puede hacer uso de un papel normal milimetrado. En este segundo caso las patillas de trimers, potenciómetros de ajuste, condensadores, etc., no coincidirán con la cuadrícula, por lo que deberán tomarse puntos intermedios. Cuando se dibuja en circuito impreso de una sola cara, los componentes deben ser vistos todos por debajo, porque es así como están soldadas las pa-

tillas a las pistas de cobre. Si para hacer el dibujo del circuito impreso se utiliza papel transparente de poliéster, es recomendable poner algunas letras o referencia, al objeto de no invertir después la cara del dibujo porque entonces quedarían invertidas las pistas de cobre.

Veamos un ejemplo detalladamente (fig. 14.1). Supongamos que se desea realizar el oscilador de portadora indicado en este esquema. Primero buscaremos todos los componentes necesarios y tomaremos sus medidas, tal como se indica. Obsérvese que, por ejemplo, las resistencias pueden montarse horizontalmente o bien verticalmente para que ocupen menos espacio. El trimer capacitivo tiene tres patillas, pero las dos situadas diametralmente opuestas están conectadas internamente. A continuación procederemos a dibujar los componentes sobre el papel, recordando que las patillas deben ser vistas por debajo, pues estamos dibujando por el lado de cobre del circuito impreso. Se reco-



R₁ - R₂ - R₃ - R₄

25mm

Fig. 14.1 Dimensionado de componentes.

mienda utilizar lápiz para poder borrar las equivocaciones, pues sólo a medida que se va completando el dibujo se vislumbra la forma de acortar una pista, suprimir otra, etc. Para completar el dibujo hay que proceder tanteando y probando hasta lograr un diseño en que los componentes estén relativamente compactados y las pistas sean cortas.

Un primer esbozo será el dibujo A de la figura 14.2 que se asemeja al esquema teórico. Colocando las resistencias en posición vertical, el dibujo será más compacto (el B). Ahora podemos seguir dos procedimientos. Uno es si sólo tenemos que hacer un circuito impreso, y el segundo si necesitamos un dibujo de circuito impreso para reproducción fotográfica, generalmente para obtener una cierta cantidad de circuitos iguales.

Antes de dibujar un circuito para su reproducción fotográfica es siempre recomendable ensayar un prototipo de circuito impreso. Utilizaremos pues el

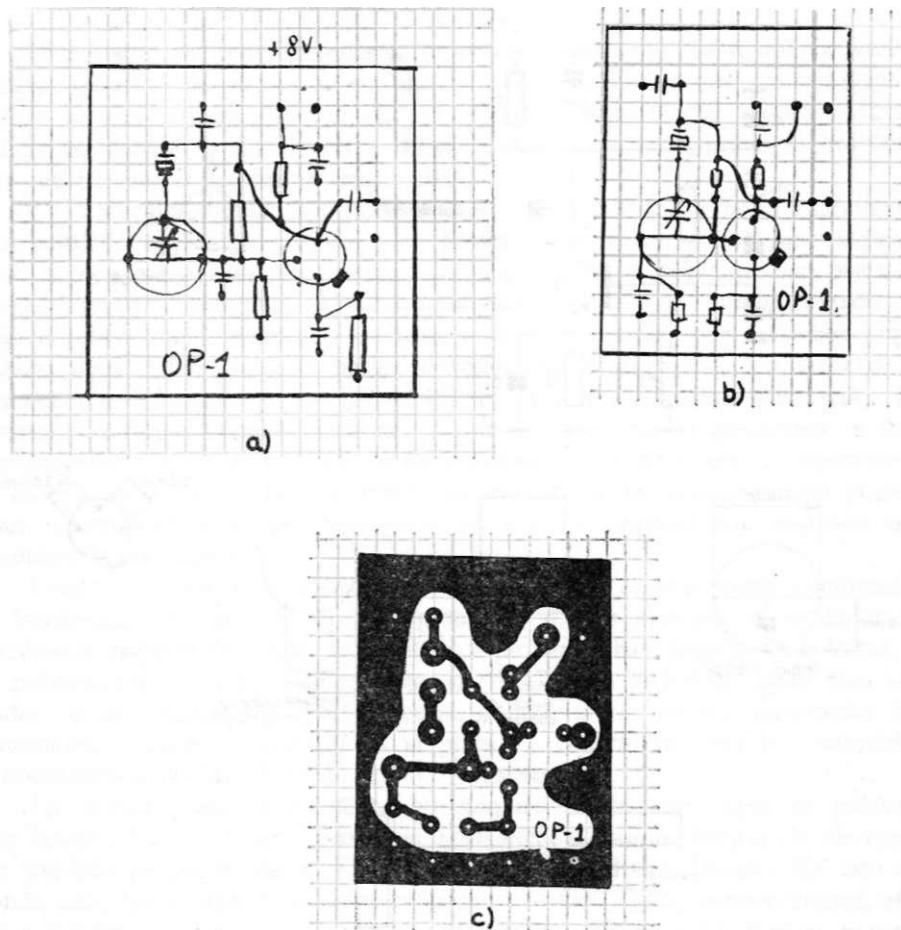


Fig. 14.2 Diseño del circuito impreso: A) dibujo del oscilador de portadora; B) dibujo reducido; C) dibujo del circuito impreso del oscilador de portadora.

primer procedimiento; del dibujo borrador sacaremos una fotocopia (figura 14.1 B) y, si no se dispone de fotocopidora, en un papel transparente o semi-transparente dibujaremos con puntos los lugares donde hay que taladrar para pasar las patillas de los diversos componentes. Ahora se pone este dibujo o la fotocopia — que debe ser a escala real — sobre la cara virgen de cobre de la placa de circuito impreso, que deberá tener el tamaño previsto. Si esta placa es mayor, puede serrarse. Se sujetará el dibujo o fotocopia con cinta autoadhesiva sobre la cara de cobre de la placa y se realizarán todos los taladros con broca de 1 o 1,2 mm.

Después se sacará la fotocopia o dibujo y se limpiará cuidadosamente el cobre; si hay huellas de dedos, suciedad, etc., pueden borrarse con alcohol, que es un buen disolvente. Una vez secada la placa, guiándose por los taladros efectuados, se dibujarán las pistas con un rotulador de tinta indeleble, tal como el Edding 3000 o bien el Decon-Dalo 33 PC Blue. Casi cualquier rotulador de tinta indeleble funciona bien. Se entiende por tinta indeleble la que no se diluye en agua pero casi siempre se diluye en alcohol etílico de 96°. También se deberá dibujar «la masa». Obsérvese que en el dibujo C de la figura 14.2 «la masa» aparece en oscuro. En los circuitos donde se procesan señales de RF se debe procurar que haya la máxima masa posible, puesto que ello evita realimentaciones indeseables.

Una vez dibujado el circuito impreso directamente sobre el cobre con el rotulador indeleble, se le someterá a la acción corrosiva de una disolución de cloruro de hierro en agua. Si se añade a esta disolución unas gotas de ácido clorhídrico y agua oxigenada, el efecto corrosivo es muy rápido. Es preferible utilizar la disolución normal y emplear una bandeja de vidrio o plástico, moviendo continuamente el líquido por la simple acción de levantar ligeramente un extremo de la bandeja. Recuérdese que el líquido es corrosivo, por lo que no debe tocar la piel ni ojos, ni debe estar al alcance de los niños. En caso de derramarse estropearía el suelo y materiales sensibles al ácido. Una vez que la disolución ha ejercido su efecto, es decir, ha desaparecido todo el cobre que no había sido recubierto con rotulador indeleble, se lavará la placa con agua del grifo, para después secarla. Si se quiere, podrá eliminarse la tinta indeleble con alcohol, pero esto no es necesario porque no suele entorpecer la operación de soldadura, y además protege el cobre contra la oxidación. En lugar de rotulador puede utilizarse una pintura de laca para uñas, que luego se disuelve en acetona.

Una vez que se ha impreso el circuito se realizarán las pruebas pertinentes antes de que se pueda considerar el circuito como definitivo; éste ya será un circuito impreso bien acabado, como el representado en la figura 14.2 C.

Si deseamos obtener una reproducción fotográfica, primero deberemos obtener el negativo y una vez obtenido el clisé se pondrá encima de una placa de circuito impreso sensible a la luz, para que ésta ataque la capa fotosensible que luego se somete al tratamiento químico de revelado y fijado.

Si bien el procedimiento fotográfico ofrece resultados óptimos, requiere el uso de algunos productos químicos y dedicar algún esfuerzo para adquirir experiencia y habilidad. Para quien desee confeccionar circuitos impresos con

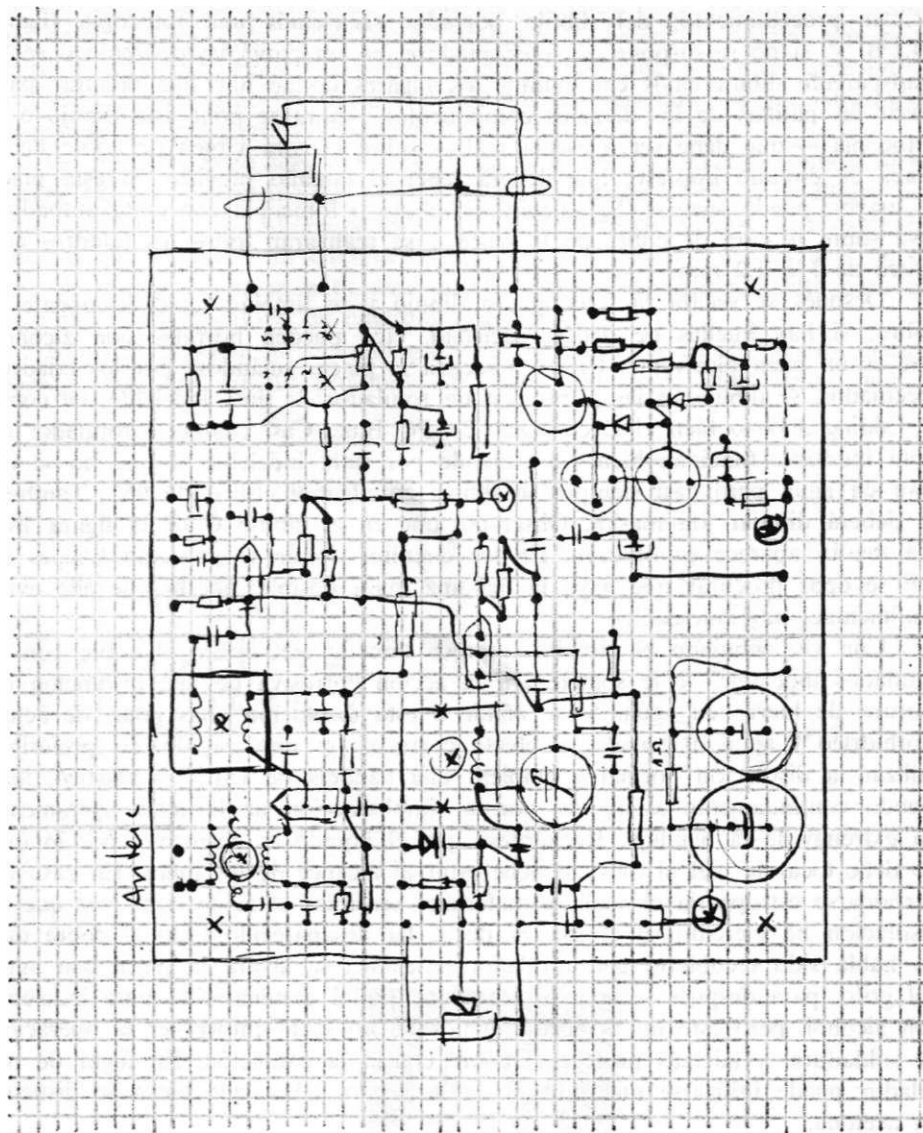


Fig. 14.3 Dibujo borrador del circuito impreso del receptor de conversión directa de la figura 3.17.

un buen acabado, el sistema de reproducción fotográfica puede ser el adecuado. A quien le agrade experimentar, el autor recomienda hacer un dibujo borrador y luego una fotocopia. Tal fue el sistema que empleó para el receptor de conversión directa de la figura 3.17. El borrador aparece en la figura 14.3.

Cuando se confeccionan circuitos impresos para señales de RF es obligado, como se dijo anteriormente, el uso de la mayor cantidad de «masas» posible.

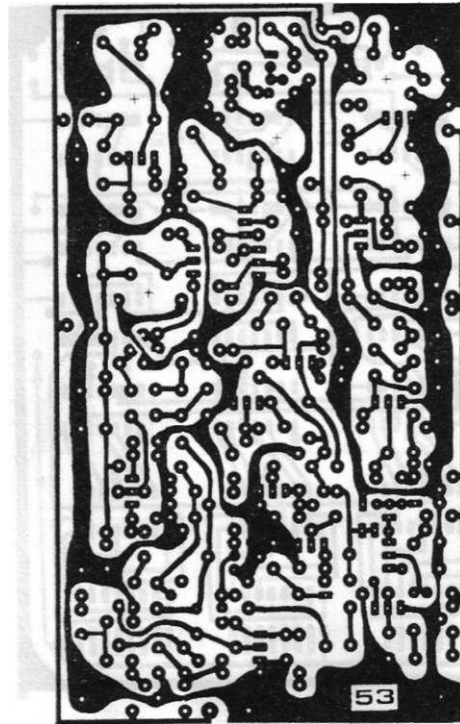


Fig. 14.4 Circuito impreso de un transceptor en que se puede ver la distribución de las conexiones a masa.

La figura 14.4 muestra el circuito impreso de un transceptor en el que puede apreciarse la distribución de la masa.

Cuando se trata de frecuencímetros, la parte de lógica, TTL, CMOS, etc., no requiere tanta superficie de masa, por lo que pueden obtenerse circuitos impresos más claros, como el de la figura 14.5 correspondiente a un dial digital para transceptor. La explicación es que en el caso de un receptor o transceptor las señales están sometidas a dispersión y la masa de cobre del circuito impreso sirve de blindaje.

BOBINAS

Esta es la segunda cuestión conflictiva en la construcción y diseño de equipos de comunicación con que se enfrenta el radioaficionado. Para los que se limitan a montar un kit, las bobinas son unos componentes que simplemente hay que insertar y soldar al circuito impreso. Pero para nuestros propios diseños no vamos a encontrar bobinas hechas. Como mucho, emplearemos las formitas o soportes de baquelita o plástico transparente. Los utilizados por el autor en sus experiencias son de 6 u 8 milímetros, pero podrían utilizarse de

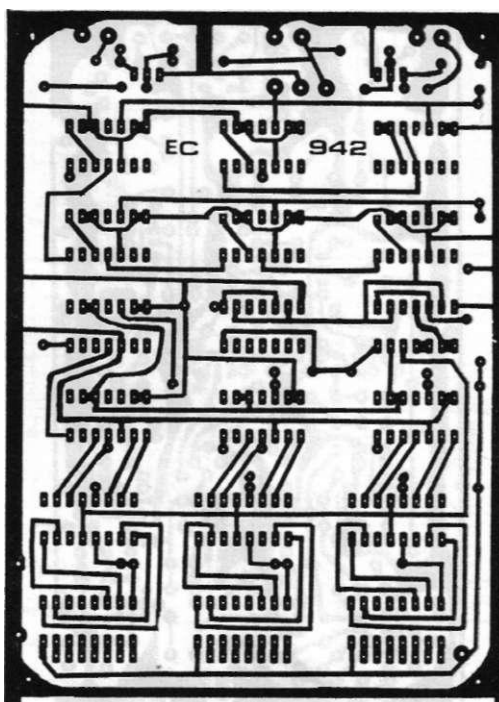
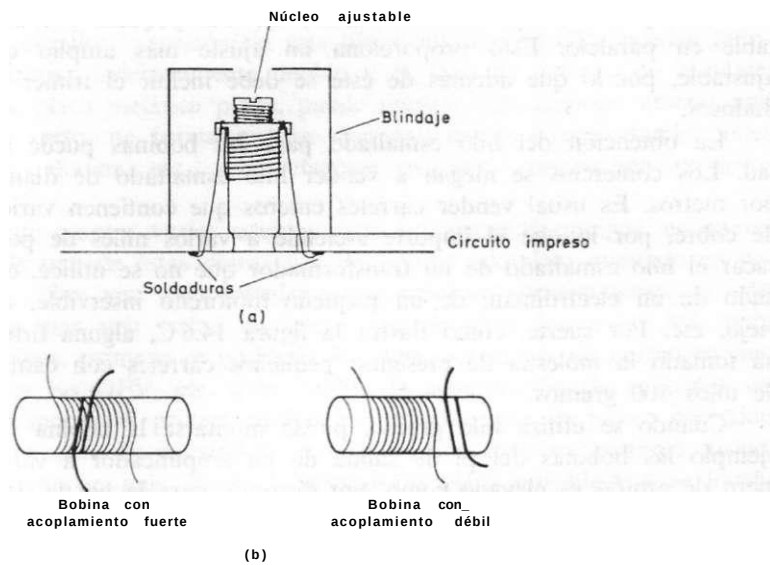


Fig. 14.5 Circuito impreso de dial digital, en el que se aprecia la claridad de diseño.

otros diámetros próximos. En general, la tolerancia de ajuste del núcleo compensa las variaciones de inductancia debido a las diferencias de diámetro. Casi siempre es recomendable utilizar blindaje para evitar realimentación, a pesar de que, como ya se explicó, se degrade algo el factor de calidad. La figura 14.6 A muestra la disposición de una bobina en el circuito impreso, el cual hay que taladrar para pasar la forma y los hilos. Si se hace el taladro con cuidado, la forma puede insertarse a presión en el circuito impreso y, si se desea, puede ponerse un poco de resina epóxica para que quede inamovible. El calor del soldador suele quemar el esmalte del hilo, especialmente en los hilos de 0,2 o 0,3 mm de diámetro, por lo que podría no ser necesario el rascar la laca, cosa que resulta difícil en los hilos delgados. En los más gruesos sí será preciso lijar o raspar el esmalte con una lima o una cuchilla para hacer una buena soldadura, porque el esmalte es aislante. Después de soldar las bobinas es aconsejable comprobar que no haya contacto entre pistas unidas por bobinas, lo que se puede hacer con el simple tester en la escala de ohmios.

Para confeccionar un arrollamiento deberá colocarse el hilo a espiras juntas en el tipo de bobinas pequeñas. Los acoplamientos de unas pocas espiras pueden ser fuertes o débiles. Cuando el acoplamiento se realiza directamente encima de otro devanado, el acoplamiento es fuerte porque permite una buena transferencia de potencia entre los dos bobinados. Esto determina una buena sensibilidad pero, debido a la fuerte carga, el circuito resonante tiene un bajo



leí

Fig. 14.6 A) disposición de la bobina en el circuito Impreso; B) tipos de acoplamiento; C) hilo esmaltado de diversos grosores para uso en bobinas.

valor de Q , por lo que será poco selectivo. Por el contrario, si el acoplamiento es débil, lo que dependerá de lo separados que estén los bobinados (fig. 14.6 B) producirá una pérdida de potencia, pero el circuito resonante presentará una buena selectividad. Así, por ejemplo, el acoplamiento de las bobinas del amplificador de FI debe ser fuerte, pues lo que se busca es una fuerte amplificación; la selectividad se obtiene por el filtro de cuarzo. En cambio, en la sección frontal del receptor puede interesar una cierta selectividad, por lo que los acoplamientos deben ser moderadamente débiles siempre que se disponga de ganancia suficiente en el preamplificador de RF y en la FI para compensar esta pérdida.

Cuando no se tiene más que una idea aproximada de los valores de la

244 Receptores y transceptores de BLU y CW

bobina se puede utilizar un condensador fijo más pequeño y con un trimer ajustable en paralelo. Esto proporciona un ajuste más amplio que con núcleo ajustable, por lo que además de éste se debe incluir el trimer en los circuitos dudosos.

La obtención del hilo esmaltado para las bobinas puede ser una dificultad. Los comercios se niegan a vender hilo esmaltado de diámetros pequeños por metros. Es usual vender carretes enteros que contienen varios kilos de hilo de cobre, por lo que el importe asciende a varios miles de pesetas. Se puede sacar el hilo esmaltado de un transformador que no se utilice, o bien del bobinado de un electroimán, de un pequeño motorcito inservible, de un auricular viejo, etc. Por suerte, como ilustra la figura 14.6 C, alguna firma comercial se ha tomado la molestia de presentar pequeños carretes con cantidades discretas de unos 100 gramos.

Cuando se utiliza hilo grueso, puede montarse la bobina sin soporte; por ejemplo las bobinas del pi de salida de un amplificador a válvulas. Si el número de espiras es elevado como, por ejemplo, para la banda de los 40 metros, podría utilizarse un soporte de metacrilato. No se utiliza soporte o forma en las bobinas cortas como, por ejemplo, las de los filtros de paso bajo utilizados externamente en los transceptores para atenuar los armónicos que podrían producir interferencias en TV.

CAJA

Puede utilizarse cualquiera de las que se venden en el comercio. Conviene no montar los circuitos impresos muy próximos a las tapas, pues los ajustes realizados sin ellas se modificarían al cerrar la caja; además, si los blindajes de las tapas quedan muy próximos a bobinas y a otros circuitos con señal de RF, pueden ofrecer un camino de realimentación de estas señales y al tapar el receptor o el transceptor se provocarían autooscilaciones en ellos.

Es conveniente dividir el esquema en varios circuitos impresos. El OFV puede encerrarse en una pequeña caja metálica, incluyendo el oscilador de portadora, al objeto de que no sea captada la señal por el amplificador de FI que trabaja en la misma frecuencia de portadora. Se aumentará el espacio disponible para los circuitos impresos dividiendo la caja mediante una placa metálica horizontal, de forma que puedan colocarse los circuitos impresos por encima y por debajo y utilizando separadores metálicos.

En un transceptor hay que separar todo lo posible el amplificador lineal de salida del resto del equipo. Incluso en un equipo QRP, el paso final entrega varios voltios de RF a la antena por lo que en dicha etapa hay un campo eléctrico de RF elevado que puede afectar a circuitos con señales de bajo nivel y fuertes factores de amplificación. Una solución para evitar este riesgo consiste en encerrar los pasos finales dentro de una caja metálica pequeña atornillada al panel posterior del transceptor propiamente dicho. Esta es la solución adoptada por la mayoría de fabricantes comerciales.

Para efectuar ensayos no es necesaria la caja; bastará disponer de una

placa metálica para montar los circuitos impresos con separadores. Si se intenta probar los circuitos impresos sin esta placa, algunos de ellos pueden auto-oscilar y comportarse indebidamente debido a la falta de masa y de blindaje. En lugar de una placa metálica plana, puede resultar más cómodo utilizar una placa en ángulo recto, de forma que se disponga de un frontal donde poner algunos mandos, altavoz, etc., para efectuar pruebas, aunque sea provisoriamente.

Si se trata de montar varios equipos para un grupo de amigos, es interesante disponer de una de estas placas con un equipo completo montado en pequeños circuitos. Una vez comprobado que funcionan correctamente, se irán sustituyendo una por una todas las placas de circuitos impresos. Así, para montar diez equipos, primero se probarán los diez osciladores de portadora uno por uno; después los OFV, etc. Esto facilita la construcción de pequeñas series. Cuando se monta el primer equipo es probable que se hayan cometido algunos errores y deberán localizarse uno por uno. Esto es bastante arduo, pero después es mucho más rápida la sustitución placa por placa y se localizan rápidamente los defectos. Si ya se dispone de una placa que funciona perfectamente pueden verificarse las tensiones de cada componente y compararlas con las de una placa que presente problemas.

MECANIZACIÓN

Es aconsejable disponer de una máquina de taladrar eléctrica y del correspondiente juego de brocas, así como limas de sendas secciones rectangular y curva para el mecanizado de las cajas, una sierra con hoja para acero y un tornillo de banco para sujetar las piezas y placas a cortar. Para los circuitos impresos puede resultar adecuado un pequeño taladro de corriente continua y alta velocidad con brocas especiales. Las patillas de los circuitos integrados y las de los transistores de pequeña señal requieren taladros de 0,8 mm. Las de los potenciómetros de ajuste y trimers capacitivos pueden ser de 1,2 mm.

Para los circuitos de RF de hasta 30 MHz pueden utilizarse indistintamente placas de circuito impreso con cuerpo de fibra de vidrio o bien fenólicos. Hace algunos años los fenólicos eran susceptibles de absorber la humedad ambiente y perder resistencia de aislamiento, pero en la actualidad su calidad es buena. La rigidez mecánica conseguida con las placas de fibra de vidrio es mejor que con las fenólicas, pero en cambio desgastan muy rápidamente los taladros por el efecto abrasivo del vidrio. La mayoría de transceptores comerciales de alto precio para bandas decamétricas utilizan placas de circuito impreso del tipo fenólico.

No deben utilizarse brocas de diámetro muy pequeño, como de 1 mm, en las máquinas de taladrar grandes, porque estas brocas se rompen fácilmente. Cuando se vive en un inmueble comunitario y sólo se dispone de horas nocturnas para efectuar estos trabajos, las máquinas de taladrar eléctricas grandes, que son muy ruidosas, pueden sustituirse por taladradoras manuales, que son algo más lentas pero silenciosas.

TECNOLOGÍA DE COMPONENTES ACTIVOS

Existen algunos criterios a seguir en la elección de los componentes activos. En general, los transistores de silicio proporcionan altas ganancias, pero obligan a realizar acoplamientos especiales en las bobinas para adaptar su impedancia. Los FET tienen una impedancia más alta y los MOSFET no requieren polarización positiva en la entrada para trabajar en régimen lineal, a diferencia de los transistores bipolares de silicio. En cuanto a salida de potencia, actualmente los mejores transistores son los de silicio, si bien se están consiguiendo transistores especiales denominados VMOS que entregan potencias interesantes; una ventaja que ofrecen con respecto al transistor de silicio, es que en ellos no se produce embalamiento térmico, ni se destruyen por exceso de ROE, por lo que recuerdan los pasos finales a válvulas en cuanto a buenas características. Se puede utilizar un MOSFET de potencia para salida QRP de 5 vatios como el 2N6657 en las bandas bajas, en especial las de 160 y 80 metros. Se fabrican MOSFET amplificadores de baja señal de RF cada vez de mayor ganancia, alcanzando valores tan altos como 22 dB, lo que puede producir realimentación positiva si no se toman precauciones especiales en la separación de circuitos de entrada y de salida, blindajes, etc. En particular los FET y MOSFET son circuitos muy lineales y por ello se prestan a ser utilizados en los preamplificadores de RF para optimizar el rechace a la modulación cruzada. Debido al aislamiento entre las puertas de entrada, pueden servir muy adecuadamente como mezcladores. Su empleo en los amplificadores de FI es inusual, ya que en general se prefiere utilizar en ellos simples transistores bipolares de silicio. Los MOSFET permiten amplificación de señales aun con intensidades muy pequeñas. Puede ser interesante aumentar la tensión de la señal de entrada mediante una bobina o un transformador toroidal para obtener más amplificación. Si se entra en las puertas de los MOSFET con señales de baja impedancia, el rendimiento es pobre.

Hasta hace algún tiempo, si queríamos disponer de un transceptor QRP de unos 10 vatios de salida, precisábamos utilizar transistores caros, adaptar transistores de VHF, etc., pero ahora, gracias a la difusión de los equipos de CB (27 MHz) existen muchos tipos de transistores que pueden entregar de 4 a 10 vatios, por lo que el uso de un par de ellos en serie permite conseguir potencias del orden de los 20 vatios. Además tienen la ventaja de ser económicos y su cápsula es plana, lo que permite atornillarlos directamente a la caja metálica del transceptor la cual actúa como disipador del calor.

Resulta interesante en todo momento el uso de integrados especialmente diseñados para comunicación. Su única limitación podría ser el precio o la dificultad de su adquisición. Los integrados presentan características muy uniformes y un alto grado de fiabilidad, mayor que la de los componentes discretos. Solamente por razones específicas, algunas veces podrá no interesarnos utilizar los integrados; por ejemplo, el MC1496 tiene características mucho mejores en todos los aspectos que un simple anillo de diodos, pero ocupa mucho más espacio debido a la gran cantidad de resistencias asociadas. También po-

dría no convenir el MC1496 cuando se desea obtener un detector de producto y modulador equilibrado reversibles, lo cual es posible conseguir con el anillo de diodos pero no con el integrado. Un amplificador de audio con componentes discretos admite variación de polarización y de consumo, y se puede ajustar un bajo consumo de reposo aunque ello comporte una cierta distorsión; los integrados de audio tienen el consumo fijo y algunos de ellos, como el TDA2002, no deberán utilizarse en equipos portátiles por su elevado consumo, que en el citado es del orden de los 80 mA. Pero esto son excepciones, y la idea general es que los integrados aportan mayores ganancias y simplifican la circuitería; por ejemplo, una FI con un MC1590 puede proporcionar unos 60 dB de ganancia y requerir una simple bobina. El mismo amplificador de FI realizado con componentes discretos necesitaría unas tres bobinas, tres transistores, una docena de resistencias, media docena de condensadores y ocuparía un espacio bastante mayor.

Es interesante disponer de los esquemas de utilización de componentes discretos e integrados para su adaptación a nuestros diseños. La mayoría de fabricantes publican extensos manuales en los que aparecen las «Notas de Aplicación» y en ellos se dan datos prácticos y ejemplos concretos de utilización, que con pocas variantes podremos incorporar a nuestros equipos.

En la actualidad, la electrónica ha evolucionado hacia dos sectores punta: los ordenadores y las comunicaciones por satélite. Por ello existen muchos catálogos que poco podrán servirnos para los equipos de HF. Por ejemplo, títulos como «Telecommunications Data Manual» o incluso «Microwave Products Data» se refieren, respectivamente, a comunicación de datos por ordenadores y a componentes para microondas, por lo que deberán buscarse siempre catálogos y manuales en donde consten las siglas RF.

Apéndice

Experiencias del autor en la construcción de equipos de HF

El montaje y diseño de equipos no es más que una de las facetas de las múltiples actividades en el campo de la radioafición.

La construcción de un equipo requiere una serie de conocimientos, materiales disponibles y colocación de antenas en lugares difíciles.

Podría parecer que el montarse el propio equipo puede resultar mucho más económico que comprar un transceptor comercial. Esto puede ser verdad hasta cierto punto. El radioaficionado que tenga verdadera afición a la experimentación y al diseño precisará componentes, herramientas y sobre todo descubrirá la necesidad de disponer de instrumentos de medida más precisos según vaya progresando en el diseño y realizando equipos más complejos y de mejores características.

Recuerdo que un buen colega a quien animé a montar sus propios equipos me decía al cabo de un año: «Ahorrar montando mis equipos no he ahorrado, pues he montado un verdadero laboratorio electrónico que me ha costado el equivalente a un buen transceptor comercial, pero ahora he aprendido mucha electrónica y he construido mi propio transceptor, lo cual no se paga con dinero.»

Quizá la dificultad radique en llegar al fondo de todo problema. Algunos aficionados comienzan montando un equipo que luego no les funciona. En vez de profundizar hasta localizar la avería o fallo, se desaniman y desisten. Entonces optan por la compra fácil —si disponen de dinero— del transceptor en serie, y se autojustifican pensando: «Estaba equivocado al querer montar mi propio equipo existiendo *fabricantes tan buenos como los japoneses o americanos*, que nadie puede superar.» Incluso esto no es absolutamente cierto. Los buenos equipos comerciales de hoy podrán ser mejorados dentro de un año, mediante la sustitución de algunos componentes en la entrada o en el amplificador lineal, debido al rápido progreso de los componentes. Si se tienen suficientes conocimientos de electrónica se podrá comprender un esquema y modificarlo, cambiar un componente, etc.; de lo contrario, se estará supeditado a los fabricantes lejanos o a los distribuidores próximos, y a los criterios de pá-

zos de reparación y cargos de los mismos, que pueden ser razonables o no tan razonables.

El primer camino que se recorre en los primeros montajes es siempre un poco penoso, pues generalmente lo primero que se aprende es lo que no debe hacerse en un circuito, experiencia algo frustrante.

De estas experiencias frustrantes voy a relatar algunas como ejemplos ilustrativos.

Hace unos 15 años deseé montar mi primer emisor de BLU. Después de revisar innumerables revistas y manuales llegué a la conclusión de que los filtros de cuarzo representaban la problemática principal. Uno de los métodos posibles para generar la BLU es el llamado rotación de fase. Consiste en desfase las señales de audio y RF unos 180 grados y luego sumarlas de forma que la banda lateral superior se refuerce y la inferior se atenúe unos 20 dB como mucho. En aquel entonces yo ignoraba que la mezcla de dos señales generaba unos productos de intermodulación tan anchos como 200 kHz, y en teoría con ancho infinito y la única atenuación es la de los filtros de paso de banda. Así es que monté mi primer equipo con una salida de fracción de vatio y efectué algunos comunicados locales con pleno éxito. Animado por esto me dije que era la hora de poner potencia y efectuar comunicados a grandes distancias creyendo, como buen principiante, que era indispensable el uso de grandes potencias para cubrir grandes distancias. La consecuencia de salir con 100 vatios y rotación de fase fue que durante las horas en que emití, ningún colega de mi ciudad pudo efectuar contacto alguno en la banda de 14 MHz. El ruido que generaba mi emisión se extendía cientos de kilohercios a cada lado de mi frecuencia fundamental de emisión. Yo era el único que efectuaba contactos. Esto duró hasta que un radioaficionado veterano buscó el origen del ruido y localizó mi emisión. Cortésmente me explicó lo que pasaba y me dijo que le había impedido acabar un magnífico QSO con Nueva Zelanda. Después de este fracaso adquirí un adaptador de la Heathkit, el HW-10, en que invertí todos mis ahorros; realmente esta es la única locura que he hecho en la adquisición de equipos comerciales. Este HW-10 adaptaba una señal de AM a BLU por el sistema de rotación de fase.

Estudí por qué no emitía espurias como hacía mi equipo y descubrí el truco. Este adaptador disponía de un sistema de arrastre de frecuencia muy agudo que actuaba como filtro de paso de banda. El ancho de emisión se limitaba a unos 15 kHz o algo más. Realmente, cuando pregunté a los colegas cuál era mi ancho de banda, me dijeron que era exagerado. Pero una cosa es salir con 15 kHz y otra es ocupar toda la banda.

Cuando después realicé montajes de amplificadores lineales de potencia, además de efectuar revisiones con cargas fantasmas sin radiar por la antena, los primeros contactos que tuve con colegas locales fueron para pedir controles del ancho de banda. Pero aún no había llegado al fondo de la cuestión. Cuando construí mi primer transceptor multibanda puse como paso final una etapa de banda ancha capaz de emitir sin conmutar filtros en las bandas de 3,5, 7, 14, 21 y 28 MHz. Al efectuar mis primeras emisiones pedí controles del ancho de banda y esta vez, debido a la incorporación del filtro de cuarzo

250 Receptores y transceptores de BLU y CW

de construcción casera, los anchos de banda fueron correctísimos. Mis emisiones transcurrían plácidamente y yo tenía la sensación de éxito completo, cuando se me hizo presente un buen colega, indicándome que me escuchaba casi tan bien en 28 MHz como en la banda de los 14 MHz en la que estaba efectuando la emisión. Volvía, pues, a ser intolerable salir de aquella forma y tuve que desarrollar filtros de paso bajo para cada banda y conmutarlos por medio de relés.

Descubrí muy pronto que los problemas de interferencia se multiplicaban al aumentar la potencia. A pesar de ello, yo deseaba disponer de potencia y monté un amplificador lineal con una salida próxima al medio kilovatio. Con ello hacía tantos comunicados que llegué a aburrirme. Realmente me daba la sensación de que en vez de efectuar llamadas por radio, marcaba un número de teléfono. Era infalible. A cada llamada respondían varias estaciones. Incluso a veces mi desesperación era grande cuando me contestaban cientos o miles de estaciones aullando para conseguir mi contacto. Esto me llevó gradualmente al descubrimiento de los equipos QRP, en los que desde entonces siempre he trabajado. Puedo decir que he efectuado comunicados rarísimos, algunos de los cuales deseo comentar brevemente.

Era frecuente que con el equipo transceptor a medio montar, dispuesto para efectuar pruebas con un receptor, con sólo el mezclador de emisión y sin antena exterior, me contestara una estación cercana situada, por ejemplo, a 1 km de distancia. De esta forma pude felicitar las navidades a un buen amigo, EA30G, simplemente con el transceptor a medio montar y sin antena alguna. EA30G estaba a 300 metros. Ya con antena vertical y con potencia de 100 milivatios, he efectuado buena cantidad de comunicados con Estados Unidos, Rusia y, por descontado, Italia. Con potencias del orden de los 3 a 5 vatios he operado durante mucho tiempo, efectuando decenas de contactos diarios.

Recuerdo el día que al hacer contacto con un canadiense en 21 MHz y añadir que salía en QRP, el colega me dijo que esperara un momento y, a través de no sé qué medio (teléfono, 144 MHz, ¿?) alertó a otros 15 canadienses, los cuales fueron haciendo QSO uno tras otro con entusiasmo. Supongo que pertenecían a una asociación o liga de QRP.

Se hizo una expedición a la Isla Graciosa, inhabitada, del archipiélago Canario. Cientos de estaciones llamaban a la expedición en una frecuencia única, por lo que el amontonamiento de estaciones o «pile-up» era espantoso. No obstante yo contestaba con mis 3 vatios a cada llamada de la expedición. Sólo tuve que esperar 14 cambios, para que me llamaran por mi indicativo y me pasaran un control de R5-S7. Esto era un verdadero éxito, teniendo en cuenta que la mayoría de estaciones presentes eran europeas y trabajaban con potencias de 100 a 1.000 vatios.

Otra experiencia sorprendente fue la de establecer contacto con la única estación que estaba presente en el dial, una estación que me llegaba con S3 desde Oxford (Gran Bretaña). Era el día de Navidad y mis sobrinos estaban pasando el día en mi casa, así es que me pidieron que contestara a esa estación pues tenían interés en escuchar un comunicado. En aquel momento mi estación se componía de un receptor a válvulas y un emisor separado muy sencillo, si-

milar al *Sueño del novicio* con una potencia de 3 vatios. Creí realmente que sería imposible establecer contacto, pues con toda seguridad la estación de Oxford debía estar emitiendo con un transceptor de 100 vatios, que era lo habitual. No obstante, y para complacer a mis familiares en un día tan señalado, contesté a la estación. Quedé muy perplejo cuando me pasó un control de S-5. Le pedí que me indicara sus condiciones de trabajo, y me explicó que emitía con equipo de construcción casera con sólo 1 vatio de potencia.

En otra ocasión, yo disponía de un equipo con 5 vatios de salida, en el que la recepción estaba muy cuidada. Utilizaba antena vertical de media onda para 27 MHz, que tenía una altura de 5.30 metros. Me limité a rebajar estos treinta centímetros, y la antena trabajaba lindamente en 14 MHz como vertical de **1/4** de onda, y en 28 MHz como vertical de media onda; en otras frecuencias el rendimiento era malo y la ROE alta.

Un amigo mío jugueteaba con mi transceptor y me decía que se podrían hacer pocas cosas con un equipo de construcción casera. Quizás opinaba que la recepción era algo pobre por ser la antena vertical. Así es que le dije: «Te lo dejo para que lo pruebes en tu casa y lo compares con tu tan cacareado transceptor comercial». Lo cierto es que sus comentarios sobre «mi engendro» habían picado mi amor propio.

El resultado superó todas mis esperanzas. El primer comunicado que realizó con mi transceptor fue con Nueva Zelanda. Más lejos ya no es posible. Claro que él utilizaba antena directiva, pero tampoco con sus 100 vatios conseguía las antípodas cada día. Fue, lo reconozco, un golpe de suerte, al que contribuyó la propagación como factor principal, y la antena directiva como factor secundario.

Lo que sí puedo decir es que muchas veces he seguido escuchando estaciones lejanas, que otros radioaficionados han dejado de escuchar utilizando «equipos comerciales». Decir que los equipos fuesen más sordos que el mío, quizá sería injusto. Faltaría conocer el tipo de antena: si es dipolo fijo, cómo está encarado y cómo está ajustado.

Por ejemplo, un amigo me explicó que la antena directiva que quería poner en su tejado era inaccesible y sería erigida por el cuerpo de bomberos cuyo servicio había contratado por una hora. Sólo podría disponer de un cuarto de hora para proceder a su ajuste. Me indicó que una hora le costaba una cantidad importante. Así es que le instalaron la antena y se quedó sin ajustar, de forma que con un acoplador de estacionarias, por lo menos podía salir, pero probablemente con un rendimiento bajo.

Una vez, un grupo de amigos me pidió que les montara unos transceptores. Como en aquella época daba la casualidad de que disponía de bastantes horas libres lo hice con mucho gusto. Eran unos sencillos transceptores y los monté todos iguales, pero pude comprobar que todos funcionaban de forma diferente. Esta es una de las leyes que se descubren en el montaje de equipos, a pesar de que, lógicamente, los equipos montados con las mismas piezas deberían funcionar de forma igual. Lo que ocurre es que la tolerancia o desigualdad de componentes es acumulativa, pudiendo resultar un equipo más sordo que otro. En particular descubrí que los MOSFET 40673 que funcionaban

252 Receptores y transceptores de BLU y CW

bien en cualquier parte del transceptor, se comportaban algunas veces mal cuando los utilizaba como preamplificadores de RF. Después de indagar la causa descubrí que algunos de estos componentes eran algo ruidosos. Desde entonces cuando he montado un transceptor con el preamplificador de RF con MOSFET, no me he contentado con instalar uno cualquiera, sino que he probado varios para elegir el de menor ruido interno.

Otra experiencia ha sido estar emitiendo con un transceptor con 10 vatios de potencia, y al cabo de algún tiempo de estar modulando descubrir que la potencia de salida iba disminuyendo. Comprobé que el paso final estaba bien y descubrí la causa del fenómeno: estar el transistor poco apretado contra el chasis o disipador de calor, de forma que la temperatura iba aumentando hasta provocar una corriente de saturación muy intensa en detrimento de la señal de RF. La solución consistió en apretar el tornillo de fijación del transistor al disipador.

Quiero declarar que la construcción de equipos es una de mis aficiones favoritas y en las que he empleado muchas horas de agradable pasatiempo. Algunos montajes me han llevado de cabeza y me han presentado problemas difíciles. A veces, sólo después de días, he estado bastante inspirado para solucionar una dificultad. Otras, he tenido que modificar un circuito por no haber sido capaz de encontrar la solución por el camino que seguía.

He publicado esquemas de receptores y transceptores en diversas revistas de divulgación. He tenido oportunidad de tratar con algunos de los radioaficionados que seguían mis publicaciones. Ahora muchos de ellos caminan por sus propios pasos porque han aprendido a diseñar y no se limitaron meramente a montar un kit. Por eso, algunos de ellos se construyen actualmente sus equipos de televisión amateur de barrido lento, sus interfaces RTTY y CW automática, o realizan experimentos en microondas, comunicación por satélite, rebote lunar, o dispersión meteórica, pues las especialidades dentro de la radioafición son verdaderamente variadas y apasionantes.