Nº33: SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA

Joan Borniquel Ignacio, EA3-EIS, 30-05-05.
Sant Cugat del Vallés (Barcelona) ea3eis@hotmail.com

INTRODUCCION

Tanto el proyecto como la construcción, de este Sintetizador de frecuencia HF multibanda, se debe a la necesidad de complementar el Excitador HF multibanda SSB y CW el cual, ya fue expuesto anteriormente. El trabajo que hoy se presenta, ha requerido de un tiempo de maduración, por una parte la inspiración que a veces tarda en llegar y también, la oportunidad de conseguir la información necesaria, que ha de permitir el poder llevar a la práctica, todo el estudio inicial, el montaje posterior y la culminación final con cierta satisfacción por los resultados.

De buen principio había pensado, en lo que podría llegar a ser una solución fácil y adecuada, mediante osciladores heterodinos seleccionables, según los equipos transceptores de diseño clásico, de simple conversión y FI cercana a 9 MHz. No obstante, después de las experiencias con sintetizadores de 5 a 5,5 MHz y a razón también, de otros trabajos afines que fueron publicados y sobre los cuales, daré buena referencia en el apartado bibliográfico, me decidí por la síntesis total de frecuencia en segmentos, partiendo de un doble PLL y esta solución, de resultado positivo tanto en el aspecto funcional como operativo, es la que intentaré exponer a continuación.

CARACTERISTICAS

Las características más destacables de este Sintetizador, son las siguientes:

Bandas:	**Frecuencia de salida**
160 Metros	de 10810 a 10850 KHz.
80 ··	de 12500 a 12800 ··
40 ··	de 16000 a 16200 ··
30 ··	de 19100 a 19150 ··
20 ··	de 23000 a 23350 ··
17 ··	de 27068 a 27168 ··
15 ··	de 30000 a 30450 ··
12 ··	de 33890 a 33990 ··
10 ··	de 37000 a 38700 ··

Selección de bandas	**:** por selector rotativo, 12 P.
Sistema de sintonía	**:** por pulsadores Up-Down.
Presentación de la frec.	**:** digital, siete dígitos.
Salto programado	**:** 1 KHz.
Deriva en la frecuencia	**:** 40 Hz después de 30 minutos.
Ajuste fino (RIT)	**:** 2,2 KHz.
Señal de salida	**:** +6 dBm máximo, 50 Ohms .
Impedancia de salida	**:** 50 Ohms.
Respuesta armónica	**:** - 40 dB.
Alimentación	**:** tensión de red 220 V AC.
Dimensiones y peso	**:** 225x235x80 m/m y 3 Kg.

DESCRIPCION

La circuiteria de este sintetizador, está formada básicamente por dos PLL, el primero que cubre de 5,0 a 5,5 MHz (MC145151), con un salto mínimo de 1 KHz y ajuste fino de 2,2 KHz; el segundo que controla de 10,5 a 39,0 MHz (MC145106), con saltos de frecuencia de 500 KHz y permitiendo además, el cambio de bandas. La señal de ambos PLL, pasa por un mezclador activo (NE602) y la salida por diferencia de las frecuencias de entrada, se aplica a un divisor (SN74393) cuya función, es reducir la frecuencia del salto de 500 KHz y así, poder hacer la comparación de fase con la frecuencia del oscilador interno de 8 MHz dividida por 1024 (MC145106). A partir de aquí, se hacen la programación y el control de los saltos de frecuencia, mediante matriz de diodos y selector de bandas. Por otra parte, los impulsos de salida del detector interno de fase (MC145106), convertidos a señal continua variable a través de un filtro activo RC (LM358) son aplicados, a los varicaps de sintonía del VCO 2 x 9 a cuya salida, tenemos la señal de RF útil de 10,5 a 39 MHz y también, el control de frecuencia por contador incorporado. Para más detalles, ver diagrama de bloques en la Figura Nº1.

Esta ha sido, la descripción general del sintetizador de frecuencia HF multibanda y dado, que tanto el diseño como la construcción se han hecho de forma fraccionada, se expondrán a continuación, cada uno de los siguientes módulos: PLL 1 y control Up-Down. VCO 1. Oscilador de referencia. Oscilador de 36 Mhz, mezclador 1, filtro PB y preamp. PLL 2 y control, amplif de RF. VCO 2 x 9 y mezclador 2. Matriz de diodos y fuente de alimentación. Contador de frecuencia.

PLL 1 y control Up-Down: El circuito del PLL 1 que incorpora el divisor programable U1 (MC145151), es similar al de otra versión anterior incluido, el control sobre las entradas binarias N0 a N10 de U1 y este se hace, mediante un contador binario formado por: U2, U3 y U4, (4029) contadores adelante – atrás binarios sincronos programables de 4 bits; la programación y conteo, es a partir de la interconexión entre N0 a N10 de U1 y las salidas de datos de U2, U3 y U4, patillas: 2, 14, 11 y 6**.** Aquí también, se ha programado el enclavamiento de la frecuencia a 5250 KHz, al poner en marcha el sintetizador y para ello, las entradas de preselección de U2, U3 y U4, patillas: 3, 13, 12 y 4, se han programado (1), según el código binario de N0 a N10 y en correspondencia con dicha frecuencia: 4096 + 1024 + 128 + 2 = 5250; la entrada N12 (4096), está permanentemente activada sobre U1 patilla 22. Esta programación inicial, se ha previsto para una mejor comodidad operativa del sintetizador al cambiar la frecuencia, partiendo desde el centro del márgen de 5 a 5,5 Mhz. Hay que matizar, que toda esta simplicidad se debe siempre al salto de 1 KHz. El desplazamiento de la frecuencia ya sea, en sentido ascendente o descendente (Up – Down) al sintonizar el VCO 1, se hace al aplicar los impulsos de reloj de manera simultánea, sobre las patillas 15 (Clock) de: U2, U3 y U4, al mismo tiempo los impulsos de sentido, estarán o no presentes de manera simultánea también, en las patillas 10 (U/D) de las tres décadas contadoras, estos impulsos condicionan el conteo adelante – atrás por estar U2, U3 y U4, conectados en cascada patillas de acarreo: 5 y 7 que corresponden, a la entrada y salida respectivamente; cave remarcar, que al iniciar el conteo adelante Up, si que hay impulsos en las patillas 10 y no los hay en la situación de conteo atrás Down.

El circuito de reloj, consiste en dos osciladores idénticos de onda cuadrada y un circuito antirrebote, a cargo de U5 (4093) cuatro disparadores de Schmitt NAND con dos entradas; los osciladores en cuestión, son activados unitariamente de tal forma, que al pulsar uno de los dos pulsadores Up / Down, durante un espacio de tiempo largo, se generará un tren de impulsos de 7 V y cuya frecuencia, dependerá de la constante de tiempo RC, en mi caso lo dejé en 10 Hz / seg y al hacer una pulsación breve, tendremos un solo impulso de reloj. Dichos pulsos Up / Down a la salida de ambos osciladores patillas: 3 y 4 de U5, son enviados a través de dos puertas NAND de dos entradas U6 (4011) con función combinadora, hacia las patillas 15 (Clock) de: U2, U3 y U4; al mismo tiempo, la salida de pulsos de reloj, se aplica también a un circuito antirrebote formado por un flip-flop, que además de procurar este efecto, condiciona el sentido de conteo al aparecer pulsos

de 7 V a la salida patilla 11 de U5, estos pulsos que solamente estarán presentes en el sentido Up, se aplican a todas las patillas 10 (U/D) de: U2, U3 y U4 y este es el funcionamiento del control del PLL 1. La separación por la vía de alimentación, es a +8 V y se hace por dos reguladores de tensión U7 y U8 (78L08), que parten de la alimentación general a +15 V. Para más detalles y esquema eléctrico, ver la figura Nº2.

VCO 1: El VCO 1 es un oscilador en versión Colpitts y como elemento activo, tenemos el transistor Q2 (BF494) con salida por emisor, la señal de RF (2Vpp) se aplica a la patilla 1 de U1 PLL 1, para efectuar el proceso de división programada y también, de comparación con la señal de referencia. La salida útil de RF, se hace partiendo del propio tanque LC del oscilador a través de una pequeña capacidad de 4,7 pF, acoplamiento de alta impedancia hacia la base del transistor Q3 (BC546), la salida de señal de RF por emisor, se aplica a un filtro LPF con el fin, de obtener una señal senoidal de 2 Vpp exenta de productos de orden superior; esta señal de RF, va a uno de los puertos de entrada del mezclador 1. La sintonía de L1, corre a cargo del diodo varicap D2 (BB112) cuya capacidad, varia en función de la tensión continua proveniente del PLL 1 patilla 4 de U1 la cual, ha sido filtrada por un filtro RC de 1 KHz; esta tensión varia de tal manera, que a la frecuencia de 5 MHz corresponde una tensión sobre D2 de +4 V y a 5,5 MHz seria de +5,6 V. La separación por la via de alimentación, es a +8 V por un regulador U11 (78L08) y la electrostática, por un blindaje de Zinc. Para esquema eléctrico, ver la figura Nº3.

Oscilador de referencia: El oscilador de referencia, ha sido necesario por no disponer de un cristal de 1024 KHz y para ello, se ha partido de un oscilador TTL muy simple U9 (7400) con un cristal de 10240 KHz y a continuación, una década contadora TTL U10 (7490) que divide por diez, obteniéndose a su salida los 1024 KHz necesarios que se aplican a la patilla 27 de U1; esta solución, permite el salto mínimo de 1 KHz al programar la sintonía en tiempo real. Para conseguir el ajuste fino de frecuencia RIT (Receiver incremental tunning), se ha dispuesto en serie con el cristal de cuarzo de 10240 KHz, un pequeño condensador variable de 2x15 pF con las dos secciones conectadas en serie y el cual, accionado por un mando exterior en el panel frontal, permite una variación continua en la frecuencia útil resultante de salida de 2,2 KHz; el pequeño condensador de 3,3 Pf, es el que establece la capacidad mínima en serie que ha de permitir, un buen arranque y amplitud de la señal en todas las condiciones de trabajo. La prestación de 2,2 KHz, es importante para poder solapar de manera holgada el salto de 1 KHz. La alimentación, es a +5 V por un regulador de tensión U12 (78L05). Par esquema eléctrico, ver la Figura Nº3.

Oscilador de 36MHz: El oscilador de 36 Mhz Y2, además de cumplir la condición de una buena estabilidad, debe de entregar a la salida, una señal de amplitud suficiente para ser aplicada, a uno de los puertos de entrada del mezclador pasivo. En el proyecto y realización de referencia, el autor utilizaba un oscilador doblador de frecuencia a transistor partiendo de un cristal de 18 MHz, es evidente que con la utilización de un oscilador monolítico de 36 MHz, se consiguen unas prestaciones óptimas de estabilidad y señal; el único condicionante, es que por ser de naturaleza TTL, la alimentación es a +5 V por regulador de tensión U15 (78L05). En este componente activo de patillaje normalizado, se ha utilizado un zócalo de conexión de catorce patillas del tipo torneado. Para esquema eléctrico, ver la Figura Nº4.

Mezclador 1: Como mezclador 1 que forma parte del mismo módulo, decidí emplear un mezclador pasivo doblemente balanceado U13 (SRA-1H) de MC, no es necesario el resaltar las características de dicho componente las cuales, son muy similares al (SBL-1) por lo menos en esta aplicación concreta. Las entradas y salida de dicho mezclador 1, están dispuestas de la siguiente forma, la patilla 1 corresponde a la entrada de señal procedente del oscilador de 36 MHz, la patilla 8 es la entrada de señal procedente del VCO 1 de 5 a 5,5 MHz y la salida es por la unión de las patillas 3 y 4; el resto de patillas: 2, 5, 6 y 7, van todas conectadas a masa. En la versión inicial, se

utilizaba un transistor FET de doble puerta asumiendo la función mezcladora. Para esquema eléctrico, ver la Figura Nº4.

Filtro Paso de banda y preamplificador: Dado que a la salida del mezclador 1, tenemos además de la suma y la diferencia de las dos señales de entrada, todos los productos no deseados que se originan con la mezcla, se hace necesario el proceder a un filtrado para facilitar el paso de unas determinadas frecuencias útiles. En nuestro caso, se ha optado por la suma de las dos frecuencias de entrada, la de 36 MHz y la del VCO 1 de 5 a 5,5 MHz dando pues una frecuencia resultante que irá de 41 a 41,5 MHz, para que esto se cumpla, este margen de frecuencia de 500 KHz se hace pasar a través de un filtro paso de banda el cual, esta formado por dos transformadores sintonizables: L5 y L6 acoplados ambos por un pequeño condensador de 1,5 pF, la entrada y salida de dicho filtro por devanados de baja impedancia, hace que se adapten bien tanto a la salida del mezclador 1 como a la entrada del preamplificador de RF. Dicho preamplificador U14 (MAR-4), es necesario para restablecer el bajo nivel de señal que tenemos, tanto a la salida del mezclador 1 como posteriormente a su paso por el filtro PB, la ganancia de esta etapa es de 8 dBs y también cave resaltar, el buen comportamiento de este amplificador monolítico tanto en lo que respecta, a banda pasante como de nivel de ruido inherente; la señal de salida, se ajustó a 0,7 Vpp mediante el potenciometro de ajuste de 500 Ohms; aquí también se ha previsto una separación electrostática de todo el módulo, mediante blindaje de Zinc; la alimentación de U14, es a +10V regulados por U16 (78L10). Para esquema eléctrico, ver Figura Nº4.

PLL 2 y control, amplificador de RF: Como ya se ha indicado en la descripción general, la función del PLL 2 es el conseguir saltos de 500 KHz dentro del margen de la frecuencia útil que va de10,5 a 39,0 MHz. Esta función principal corre a cargo de U17 (MC145106), CI CMOS de Motorola con una entrada paralela de 9 bits (N0 a N8) programables manualmente en este caso, mediante selector y matriz de diodos lo cual, nos permite variar la frecuencia en saltos de 500 KHz, esta programación o control se hace sobre las 6 entradas menos significativas: N0, N1, N2, N3, N4, y N5, patillas: 17, 16, 15, 14, 13 y 12 respectivamente lo cual, permite 57 posibles saltos; entre estas entradas N y control manual por selector, hay un CI separador o buffer U18 (4050) compuesto por 6 separadores no inversores. También U17, incorpora un oscilador de referencia a cristal de 8 MHz patillas: 3 y 4 así como, un divisor de referencia por 512 o por1024 al conectar la patilla 6 a masa; con esta última disposición, se consigue además de la magnitud del salto indicado, la comparación entre las frecuencias resultantes, la del VCO 2 dividida por N y la del oscilador de referencia (8 MHz) dividida por 1024; el comparador o detector de fase, que lleva consigo el propio chip y salida de pulsos por patilla 7, son aplicados a un filtro activo U20 (LM358) a cuya salida de este filtro RC, tenemos una componente continua variable con la cual, se controla el diodo varicap de sintonía correspondiente al VCO 2 seleccionado. Para poder efectuar el control de salto y comparación, es necesario cerrar el lazo de acoplamiento y enganche del PLL 2 con la frecuencia útil del VCO 2 de 10,5 a 39 MHz pero, dada la limitación en la frecuencia de entrada de U17 patilla 2, se hace necesario el dividir este margen de frecuencia útil por 64 y de esto se encarga U19 (74393), contador asíncrono dispuesto como divisor y conformador de los pulsos que parten del amplificador de RF. Este amplificador de RF que lo componen: Q5 (BFY90), Q6 (2N2222) y Q7 (BFY90), amplifica y transforma la señal proveniente del mezclador 2 a TTL, esta disposición es una solución de compromiso, pues a la salida del mezclador 2 y en todo el margen de frecuencia de 10,5 a 39 MHz, se hace difícil el conseguir una señal limpia y apta para ser dividida y comformada por U19 no obstante, siguiendo la iniciativa del autor y a base de establecer redes compensadoras a lo largo de las etapas amplificadoras, se consiguió una respuesta en amplitud y forma de onda aceptables. Para tener control de la situación de enganche del lazo PLL, el transistor Q4 (BC238) como seguidor, activa un led verde LOCK situado en el panel frontal, la señal en la base de Q4, parte de la patilla 8 de U17. La alimentación de este módulo, es a +8 V y +10 V regulados por U21 (78L08) y U22 (78L10) respectivamente. Para esquema eléctrico, ver la Figura Nº5.

VCO 2 x 9 y Mezclador 2: El VCO 2 x 9, es un conjunto de 9 osciladores controlados por tensión los cuales, seleccionados manualmente de forma unitaria, suministran la señal de RF útil de salida de 10,5 a 39 MHz y además estos VCO, son controlados a nivel de varicap, por la tensión continua variable desde el PLL 2. Desde buen principio, se intentó reducir el número de osciladores con tal de simplificar el módulo, pero esta posibilidad después de muchas pruebas, se desestimó por un comportamiento irregular en la sintonía, ocurría que el margen de captura o enganche del PLL 2, era demasiado crítico al seleccionar algunas de las bandas con el mismo VCO. He querido hacer esta puntualización porque hay autores, que vienen utilizando un oscilador por banda y otros lo hacen con menos, yo opté después de varios ensayos, por el que me pareció más seguro.

El circuito que comprende cada uno de los 9 osciladores VCO 2 salvo el tanque L-C es idéntico, se trata de una versión Colpitts muy simplificada; como elementos activos, los transistores Q7 a Q15 (J310), FET N, V-UHF, muy aptos para estos menesteres; las inductancias o bobinas L7 a L15, sobre formas normalizadas con núcleo ajustable, son de mercado, en el esquema eléctrico Figura Nº6, se indican todos los datos constructivos para cada una de las bandas; los varicaps D15 a D23 (BB104), son dos diodos en oposición encapsulados, disposición que aporta además de simplicidad, una buena linealidad capacitiva; la selección de dichos osciladores VCO, se hace por la vía de alimentación +10 V selector S1 (A) Band y la señal de RF, por diodos direccionales D6 a D14 (1N4148) y en este punto de confluencia, es donde se distribuye la señal de RF útil, hacia las salidas para el contador de frecuencia y Output ambas, a través de dos etapas separadoras Q16 y Q17 (2N5486) FET N, VHF; la salida Output, incorpora el control de amplitud Level. La alimentación del VCO x 9 y las dos etapas separadoras de salida, es a +10 V regulados por U24 (78L10). Todo el módulo, está aislado electrostáticamente por un blindaje de Zinc. Para más detalles, ver la Figura Nº6.

Estamos en el mezclador 2, partiendo del mismo punto de distribución de la señal de RF útil de 10,5 a 39 MHz y donde por una capacidad de 2,2 pF, se aplica una pequeña porción de esta señal a través de un balun simetrizador T1 sobre U23 (NE602) mezclador activo patillas 1 y 2; al mismo tiempo en otra entrada de U23 patilla 6, está presente también una señal de RF de 41 a 41,5 MHz que proviene del PLL 1, recuérdese que esta señal es la que proporciona el salto de 1 KHz dentro de un margen de 500 KHz y ajuste RIT; de la mezcla de estas dos señales y a la salida patilla 5, nos debemos quedar, con la diferencia entre las dos frecuencias de entrada o sea, con un margen de 2,5 a 31 MHz, es evidente que a la salida de U23 doble mezclador balanceado, podemos tener muchas señales no deseadas y por ello, es necesario cuidar los niveles de las señales de entrada para evitar la saturación de los componentes activos internos, por esta razón importante y partiendo de Q18 (2N2222) NPN como seguidor adaptador de impedancia a la salida de U23 y según se ha indicado anteriormente quiero insistir, ha sido necesario, añadir algunas redes compensadoras a título de filtros, en el amplificador de RF que le precede, hasta llegar al divisor y comformador U19, ver Figura Nº5. La alimentación del mezclador 2 y etapa adaptadora Q18, es a +10 V regulados por U24 (78L10). Esta parte del circuito, queda separada del VCO x 9 por un separador de Zinc. Para más detalles del VCO x 9 y mezclador 2, ver la figura Nº6.

Matriz de diodos y fuente de alimentación: La matriz de diodos y el selector de bandas, forman el control manual del PLL 2 que permite, efectuar los saltos programados dentro del margen de frecuencia útil de10,5 a 39 MHz. Esta matriz comprende, un total de 35 diodos direccionales (1N4148) los cuales, partiendo del factor de división sobre el PLL 2 para cada una de las bandas HF de radioaficionados, son seleccionados en posibles grupos, por el selector S1 (B),BAND, de manera que estas tensiones positivas, se reparten hacia las entradas N0 a N5 a través de U18. El factor de división para cada banda y según el autor, se establece de la siguiente manera:

Factor de división = (32 – Frecuencia banda en MHz) x 2

Donde 32, es la diferencia entre las frecuencias en MHz, del PLL 1 – FI (41 – 9 = 32)

A continuación, puede verse un ejemplo práctico para la banda de 20 Metros:

(32 – 14) x 2 = 36

Este factor de división resultante de la formula indicada y aplicado, sobre las entradas de programación del PLL 2: N0 a N5, demandaría la siguiente combinación:

4 + 32 = 36

Para el resto de bandas HF de radioaficionados, se actúa de la misma manera, tomando en consideración, el factor de división correspondiente para el reparto de las tensiones de excitación de +8 V hacia las entradas N de U17, siempre a través de los diodos direccionales. En la Figura Nº7, queda especificado, tanto la programación para cada una de las bandas, como la realización práctica de la matriz de diodos, según esquema eléctrico.

La fuente de alimentación general a + 15 V estabilizados, parte de la red de 220 V por transformador T2 con secundario de 18 V / 0,5 A, un puente rectificador U25 y filtros de aplanamiento, la regulación a +15 V se hace por U26 (7815); dicha fuente, queda protegida por un fusible de 0,2 A y controlada por interruptor y led rojo Power; la situación en el panel posterior, con envoltorio de Al y una separación de Fe. Para esquema eléctrico, ver la figura Nº 7.

Contador de frecuencia: El contador de frecuencia, era muy necesario y se optó, por una solución válida en cuanto, al margen de frecuencia, espacio reducido y que fuera simple desde el punto de vista constructivo y por estas razones, me fije en la solución que fue publicada en el boletín EA-QRP CLUB Nº41, consistente en dos artículos: Frecuencímetro HF PIC por EA5-AV y Frecuencímetro digital LCD por EA5-CHQ y EA5-AMG ambos trabajos, inspirados en el proyecto FR50 de EA3-GCY (CQ Nº211 de Julio 2001); también con el mismo boletín QRP, recibí la placa de CI que corresponde a dicho frecuencímetro LCD y posteriormente, pedí dos PIC16F84 con el programa grabado los cuales, me fueron remitidos muy amablemente por EA5-ADE. Una vez ya disponía de todos los ingredientes, me dispuse a iniciar para mi, esta nueva experiencia, después de montar todos los componenentes en la placa de CI y de poner en marcha, observe la limitación en la parte alta del margen de frecuencia, por lo que decidí el cambio del preamplificador de RF por una versión que figura en el ARRL HANDBOOK 1994 capítulo 25 cuyo comportamiento, ha sido plenamente satisfactorio de 1 a 45 MHz, margen de frecuencia que se adapta perfectamente a las características del sintetizador HF multibanda. Este preamplificador, esta formado por tres etapas adaptadoras y amplificadoras, Q19 (2N3819) FET N como seguidor, Q20 y Q21 (BFY90) NPN etapas amplificadoras de RF de banda ancha, la salida es por colector hacia U27 (74HC132) como conformador de pulsos y distribuidor, a partir de aquí esta señal de RF digitalizada, se aplica sobre U28 (PIC16F84) con el software gravado y DSP1 (PC1602L) como visualizador, ambos son los que constituyen el corazón de este sencillo contador de frecuencia. Por mi parte aprovecho para comentar, que nunca había hecho nada con PIC´s y después de haber tenido la oportunidad de trabajar con ellos en este montaje, he de reconocer que es otra historia digna de la máxima consideración. La alimentación de todo el conjunto, es a +5 V regulados por U29 (78L05). Para más detalles, ver esquema eléctrico en la figura Nº8.

Construcción y puesta en marcha: En la construcción y en lo que respecta a las partes mecánicas, se ha seguido la misma tónica que en el excitador HF multibanda SSB y CW, partiendo del mismo tipo de caja y dimensiones, como también, en la distribución de los distintos módulos a lado y lado de una pletina de Al horizontal en el intermedio de la caja**;** toda la circuiteria, se ha montado en placas Repro-Circuit, sujetas mediante separadores exagonales M3 y los circuitos integrados, en respectivos zócalos de tipo torneado; en la interconexión o ensamblado, además de cable de conexión y blindado RG174, se han utilizado conectores del tipo poste con cable plano. La fuente de alimentación general de +15 V, por razón de espacio quedó adosada en el panel posterior de Al y Fe con tal de evitar la dispersión magnética del trafo de alimentación y quedando protegida exteriormente, por una envolvente de Al. Los mandos y controles, quedan situados en el panel

frontal; el contador de frecuencia, está sujeto al panel por los mismos tornillos M3 a través de la mirilla de plástico y marco de Al. Para más detalles, ver las Figuras: Nº7, Nº9, Nº10 y Nº11.

La puesta en marcha de este sintetizador una vez realizado el montaje y previa verificación por partes, no debe presentar ningún problema todo fue cuestión, de seguir un orden en las actuaciones. Empezando por el PLL 1 y VCO 1, que ya conocía y sabía de sus buenos resultados por lo tanto, pasaré por alto esta cuestión. A continuación el oscilador de 36 MHz, mezclador 1, filtro paso de banda y preamplificador que solo requirió, inyectar la señal de 5,2 MHz del VCO 1 pues la del oscilador de 36 MHz está siempre presente en el mezclador 1, ajustar el filtro paso de banda entre 41 a 41,5 MHz a máxima señal en la salida de U14, esta señal que es la suma de las dos frecuencias de entrada en el mezclador 1, se puede controlar con un frecuencímetro, posteriormente esta señal que va al mezclador 2 (NE602), se dejó en 0,7 Vpp mediante el potenciometro de ajuste de 500 Ohms. En el módulo VCO 2 x 9 y mezclador 2 como ya se indicó, fue necesario el reparto de bandas entre varios osciladores por problemas de margen de captura o enganche en el PLL 2; para activar y ajustar cada uno de los osciladores provisionalmente en el centro de cada banda, se alimentó cada varicap con 4,5 Vcc, punto común de entrada hacia las resistencias de 47 K y se ajustó el núcleo de la correspondiente bobina L, hasta conseguir la frecuencia deseada, controlando con un contador de frecuencia a la salida de Q16 y Q17; en los cuatro segmentos de 10 Metros, que interviene un solo oscilador VCO, las tensiones del varicap en el punto central de cada segmento de 500 KHz, son las siguientes: 3,0 – 3,7 – 4,1 y 4,6 Vcc para las bandas: 10 A, 10 B, 10 C y 10 D respectivamente y ajustando el núcleo de L15 para un buen enganche del PLL 2; en el mezclador 2 U23, no hay ningún tipo de juste pero obsérvese, que en sus dos entradas provenientes del VCO 2 y PLL 1, convergen señales de poca amplitud, con tal de evitar la saturación de los componentes activos de dicho mezclador, la salida de este a través del seguidor Q18 hacia el amplificador de RF, se controla por osciloscopio, téngase presente que a partir de aquí, nos debemos de quedar con la diferencia entre las dos frecuencias de entrada del mezclador 2, margen que será de 2,5 a 31 MHz. El PLL 2 que debe de operar dentro del margen anunciado de 2,5 a 31 MHz, hace necesario que dicha frecuencia, pase antes por un amplificador de RF dotado de unas redes de filtro con tal de poder suprimir las frecuencias de orden superior no deseadas y a continuación vendrá la configuración y división por 64 a cargo de U19; por estas razones fue necesario y sobre la marcha, el implementar esta red de filtros de RF y controlar la señal a la salida de U19 patilla 10 con un osciloscopio con el fin de tener una onda perfectamente cuadrada apta para ser sintetizada y comparada con la señal de referencia (8 MHz / 1024) por U17 ó PLL 2; también se verificó a la salida de U20 patilla 1, la componente continua variable hacia el VCO 2, consecuencia de la comparación de fase, remarcar que esta variación de tensión continua a la salida del filtro activo U20, es la que permite la sintonía del VCO 2, para una frecuencia útil de salida, variable por saltos de 1 KHz y segmentos programados de 500 KHz de 10,5 a 39 MHz.

Comentarios finales y bibliografía: Este sintetizador de frecuencia HF multibanda, asociado al excitador HF SSB de forma complementaria, una vez efectuadas las pruebas pertinentes de carácter cualitativo, se pueden considerar estas de aceptables, en todas las modalidades y bandas de radioaficionado. Ver conjunto de excitador y sintetizador HF multibanda SSB y CW, en la figura Nº12. Otra cuestión, es el ruido inherente que se pueda generar dentro del propio sintetizador el cual, no se ha podido evaluar al no contar con los medios necesarios. Para finalizar, quiero manifestar mi agradecimiento hacia aquellos autores que con sus trabajos contribuyen a darnos un estímulo para continuar haciendo cosas. Entre tanto, saludos de Joan, EA3-EIS.

Referencias bibliográficas de algunos de los autores que han sido consultados:

A Continuos Coverage HF VFO, IK3OIL, QEX, July 1998, Page 32.

A Summing – Loop Sinthesizer, G3ROO / GM4ZNX, ARRL Handbook 1998, cap14.

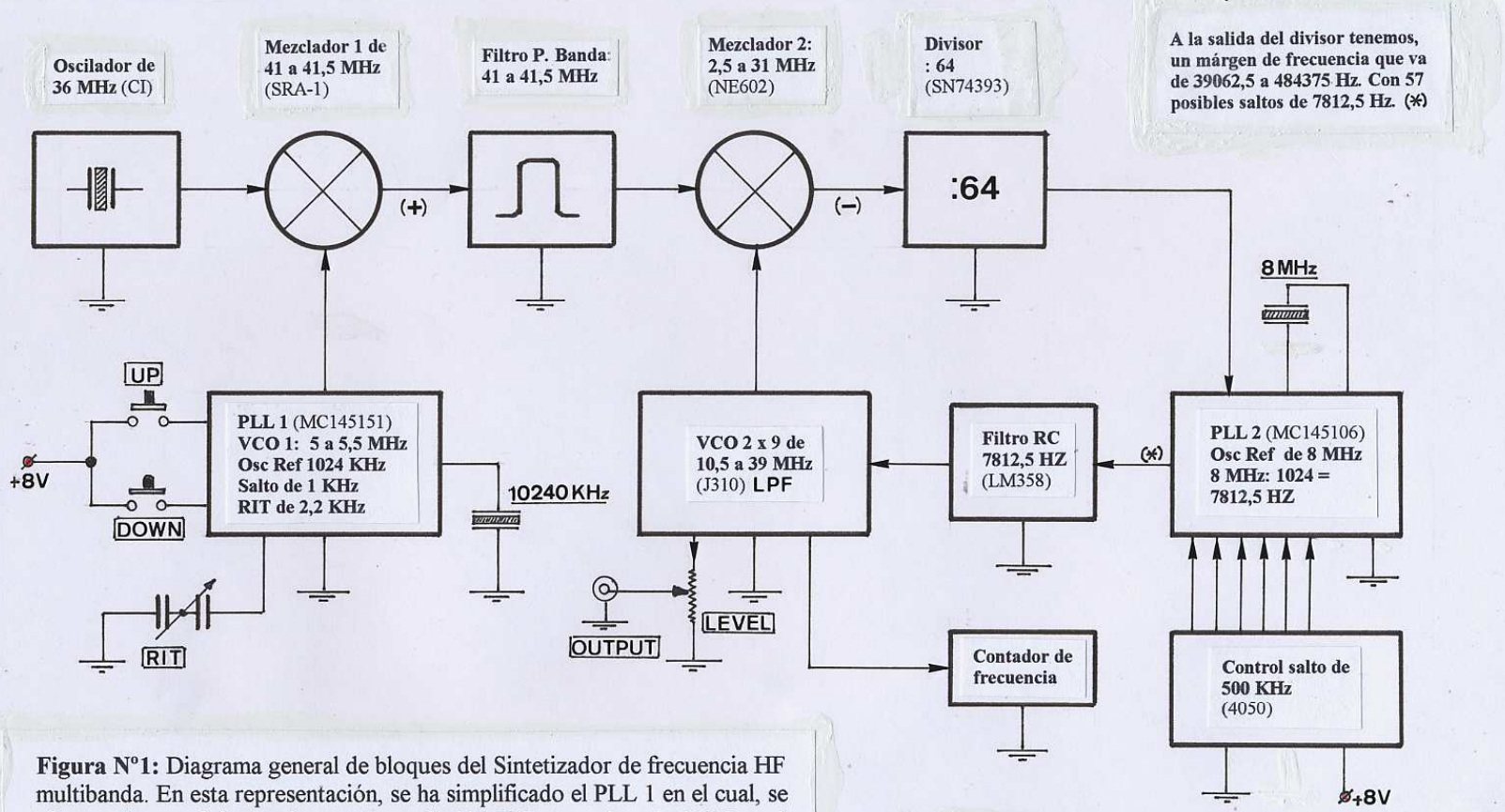


Figura N°1: Diagrama general de bloques del Sintetizador de frecuencia HF multibanda. En esta representación, se ha simplificado el PLL 1 en el cual, se efectua el control dentro de un márgen de 500 KHz por saltos de 1 KHz y el ajuste o RIT de 2,2 KHz. El resto de la circuiteria, afecta al PLL 2, que es el que controla el márgen total de 10,5 a 39 MHz por saltos de 500 KHz; dicho control y selección, es por matriz de diodos y selector. El VCO 2, consta de nueve osciladores LC, seleccionados por diodos y selector de bandas. Estos selectores, no aparecen en este esquema, pero si en el detalle modular.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA
DIAGRAMA GENERAL DE BLOQUES
EA3-EIS, 30-05-05.

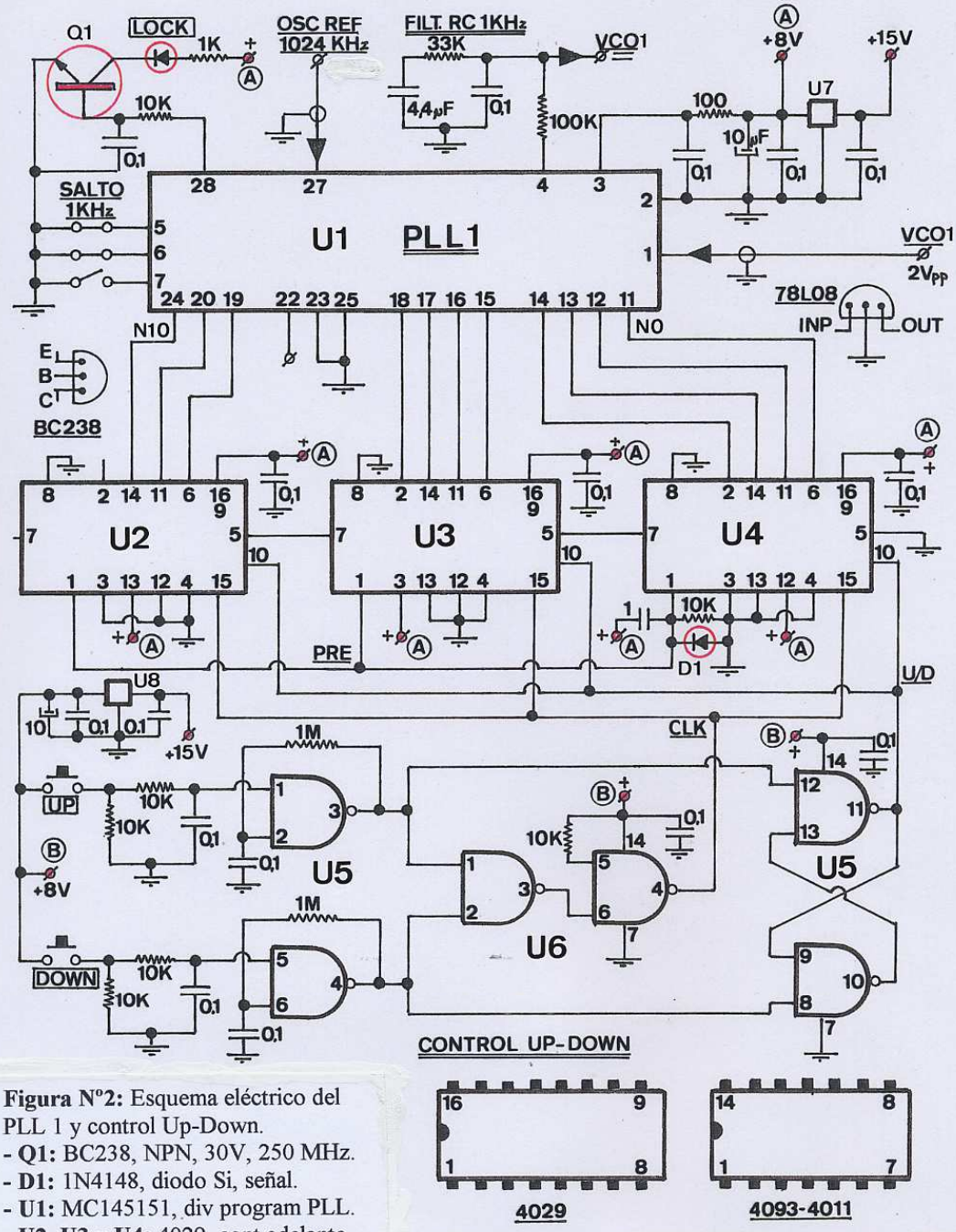


Figura Nº2: Esquema eléctrico del PLL 1 y control Up-Down.
- **Q1:** BC238, NPN, 30V, 250 MHz.
- **D1:** 1N4148, diodo Si, señal.
- **U1:** MC145151, div program PLL.
- **U2, U3 y U4:** 4029, cont adelante-atrás, binario sincrono, programable.
- **U5:** 4093, 4 disp Schmitt, NAND.
- **U6:** 4011, 4 puertas NAND.
- **U7, U8:** 78L08, reg +8 V / 0,1 A.

Nota: El cond de 4,4 uF, son 2 de 2,2 uF en paralelo, tipo pequeño.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA
PLL 1 Y CONTROL UP – DOWN
EA3-EIS, 30-05-05.

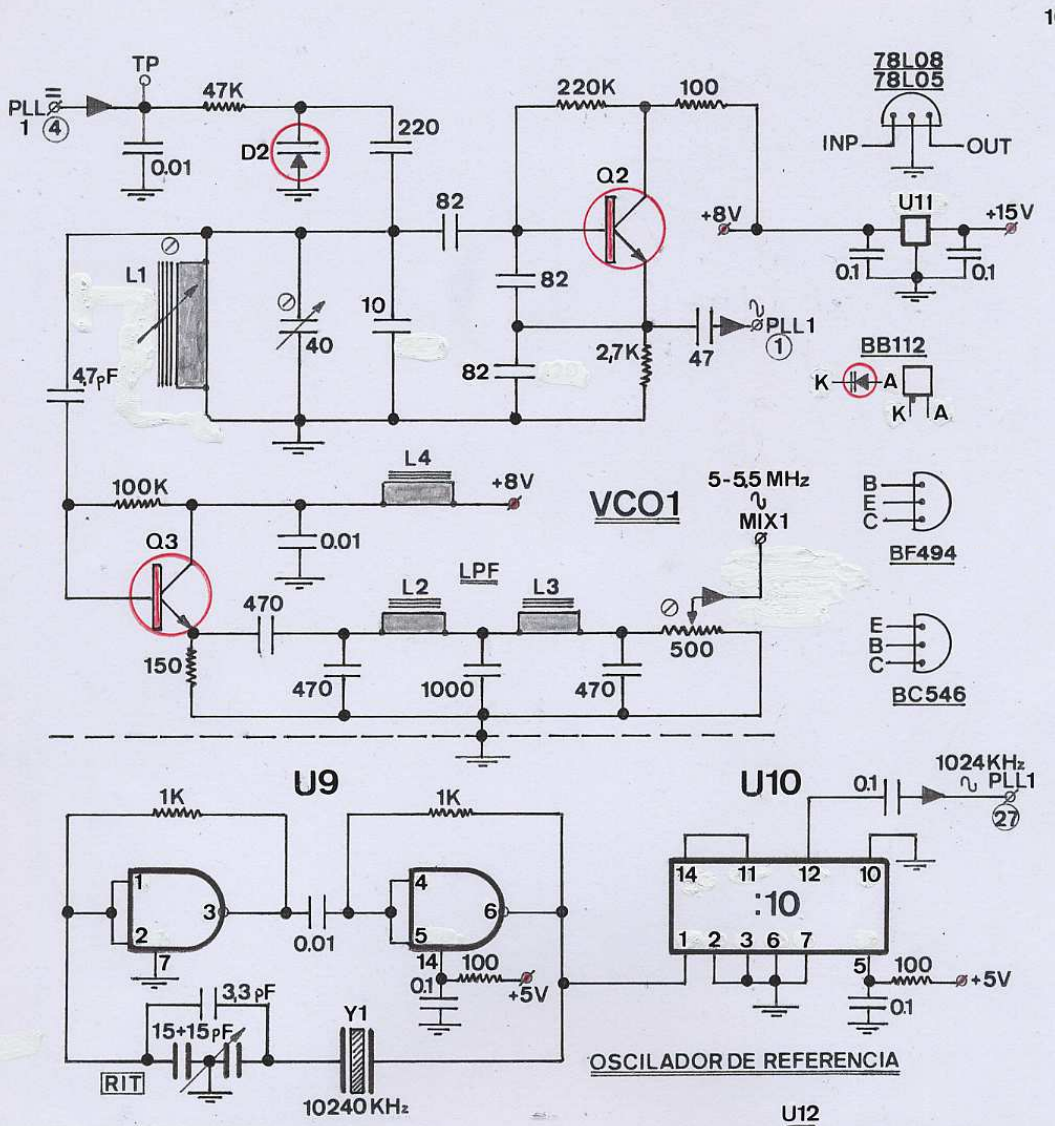
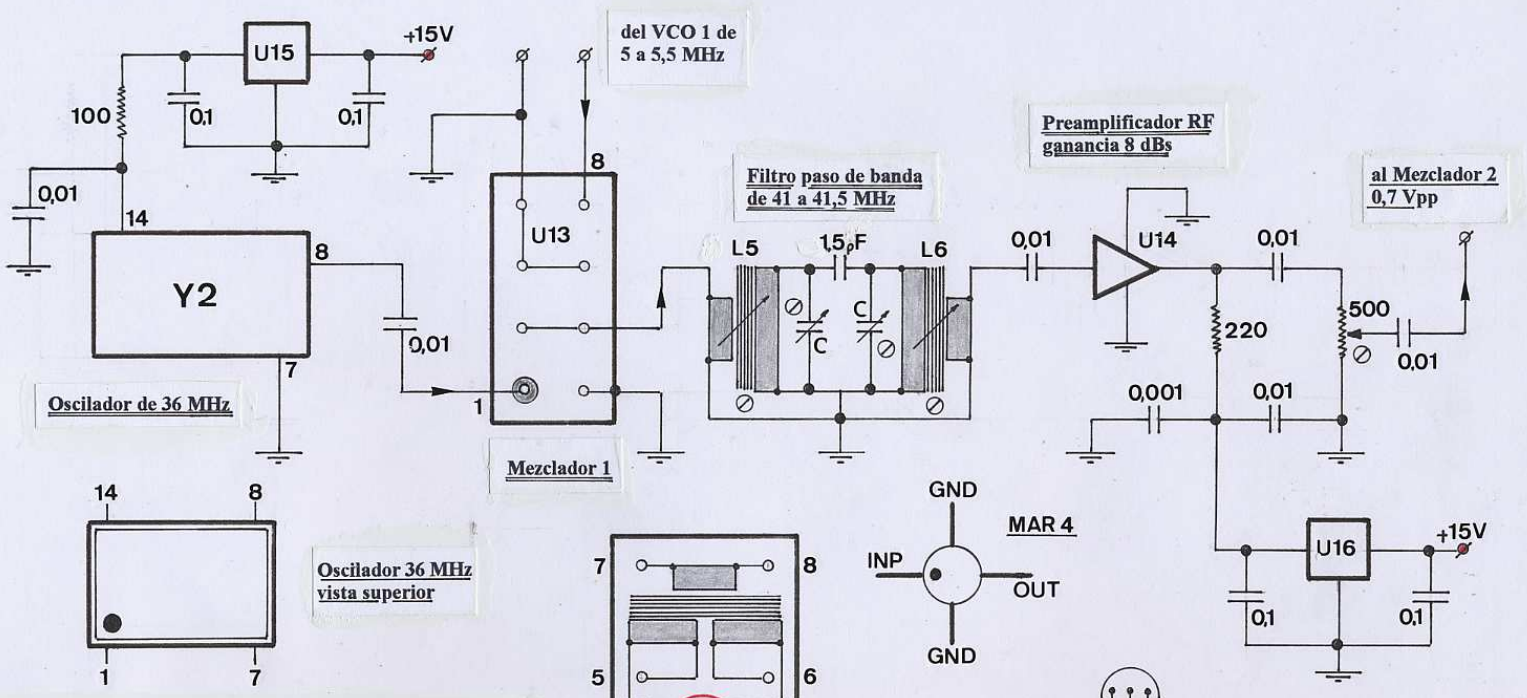


Figura Nº3: Esquema eléctrico del VCO 1 y oscilador de referencia.
- **Q2:** BF494, NPN, 30V, 250 MHz.
- **Q3:** BC546, NPN, 50V, 300 MHz.
- **D2:** BB112, diodo varicap.
- **L1:** Bob F10NA, 5,5 uH, 18 esp.
- **L2, L3:** Inductancias de 1,8 uH.
- **L4:** Inductancia de 270 uH.
- **U9:** 7400, 4 puertas NAND.
- **U10:** 7490, década contadora.
- **U11:** 78L08, reg +8 V / 0,1 A.
- **U12:** 78L05, reg +5 V / 0,1 A.

Nota: Tensión del varicap en TP, 4 V a 5 MHz y 5,6 V a 5,5 MHz.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA
VCO 1 Y OSCILADOR DE REFERENCIA
EA3-EIS, 30-05-05.



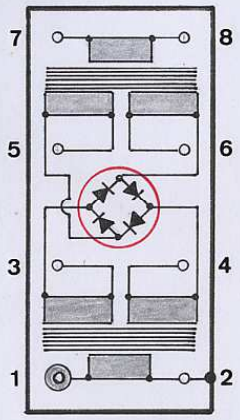
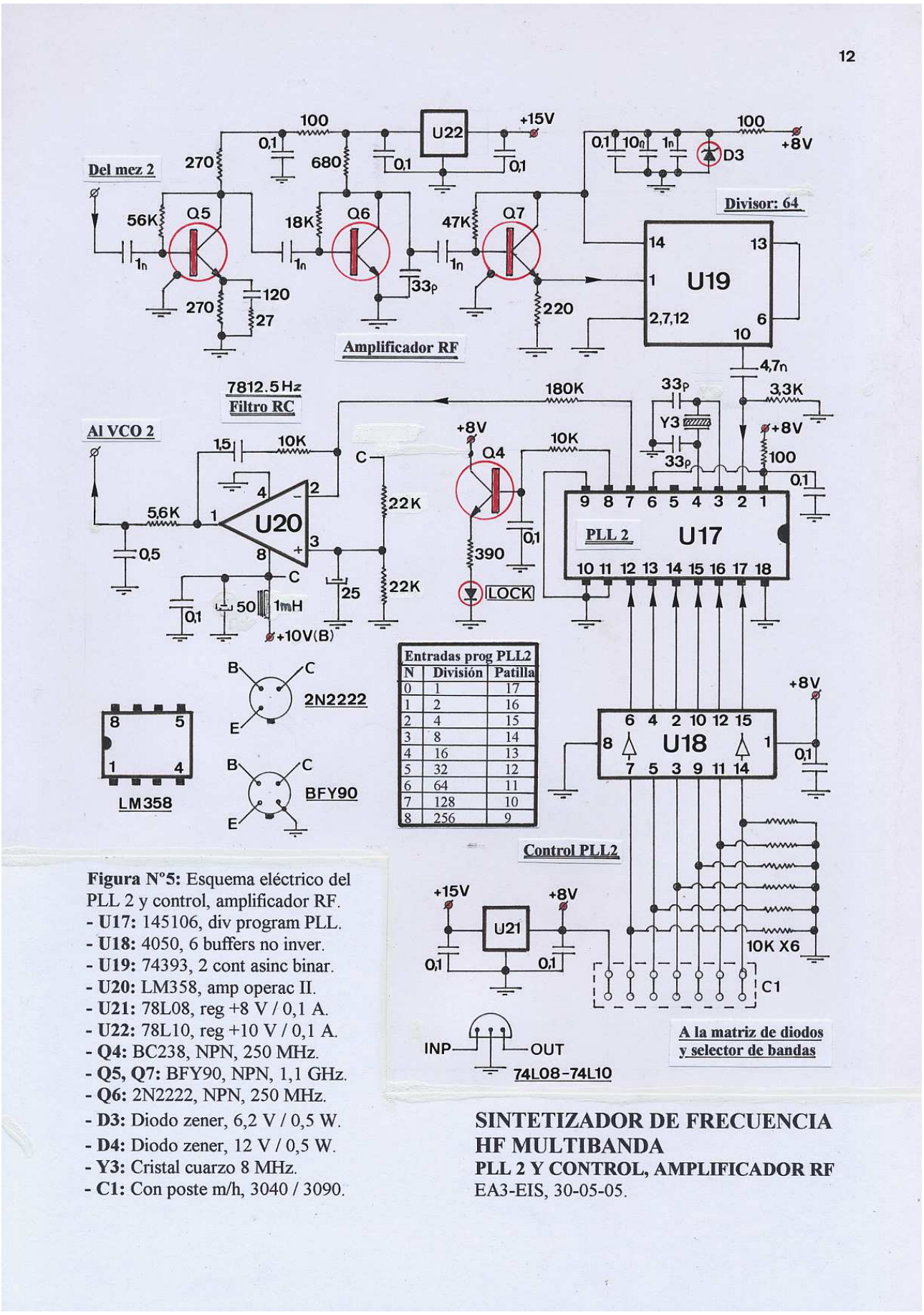


Figura N°4: Esquema eléctrico del oscilador de 36 MHz, Mezclador 1, Filtro paso de banda y preamplificador de RF.
- **Y2:** Oscilador de cuarzo 36 MHz.
- **U13:** SRA-1H, mezclador pasivo MC.
- **L5, L6:** Bobinas F10NA, 0,4 uH, acop 4 esp.
- **C:** Trimers de 2 a 40 pF.
- **U14:** MAR-4, amplificador monolítico.
- **U15:** 78L05, regulador +5 V / 0,1 Amp.
- **U16:** 78L10, regulador +10 V / 0,1 Amp.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA
OSCILADOR DE 36 MHz, MEZCLADOR 1, FILTRO PASO DE BANDA Y PREAMPLIF.
EA3-EIS, 30-05-05.



Entradas prog PLL2		
N	División	Patilla
0	1	17
1	2	16
2	4	15
3	8	14
4	16	13
5	32	12
6	64	11
7	128	10
8	256	9

Figura N°5: Esquema eléctrico del PLL 2 y control, amplificador RF.
- **U17:** 145106, div program PLL.
- **U18:** 4050, 6 buffers no inver.
- **U19:** 74393, 2 cont asinc binar.
- **U20:** LM358, amp operac II.
- **U21:** 78L08, reg +8 V / 0,1 A.
- **U22:** 78L10, reg +10 V / 0,1 A.
- **Q4:** BC238, NPN, 250 MHz.
- **Q5, Q7:** BFY90, NPN, 1,1 GHz.
- **Q6:** 2N2222, NPN, 250 MHz.
- **D3:** Diodo zener, 6,2 V / 0,5 W.
- **D4:** Diodo zener, 12 V / 0,5 W.
- **Y3:** Cristal cuarzo 8 MHz.
- **C1:** Con poste m/h, 3040 / 3090.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA
PLL 2 Y CONTROL, AMPLIFICADOR RF
EA3-EIS, 30-05-05.

13

Datos de los VCO 2 y Bobinas L			
Band	Frec MHz	L / uH	Esp / hi
160	10,5-11,0	7/4,2	23/0,2
80	12,5-13,0	8/2,7	22/0,2
40	16,0-16,5	9/1,7	18/0,3
30	19,0-19,5	10/1,1	15/0,3
20	23,0-23,5	11/0,8	13/0,4
17	27,0-27,5	12/0,6	9/0,4
15	30,0-30,5	13/0,5	7/0,4
12	33,5-34,0	14/0,4	6/0,4
10	37,0-39,0	15/0,3	5/0,4

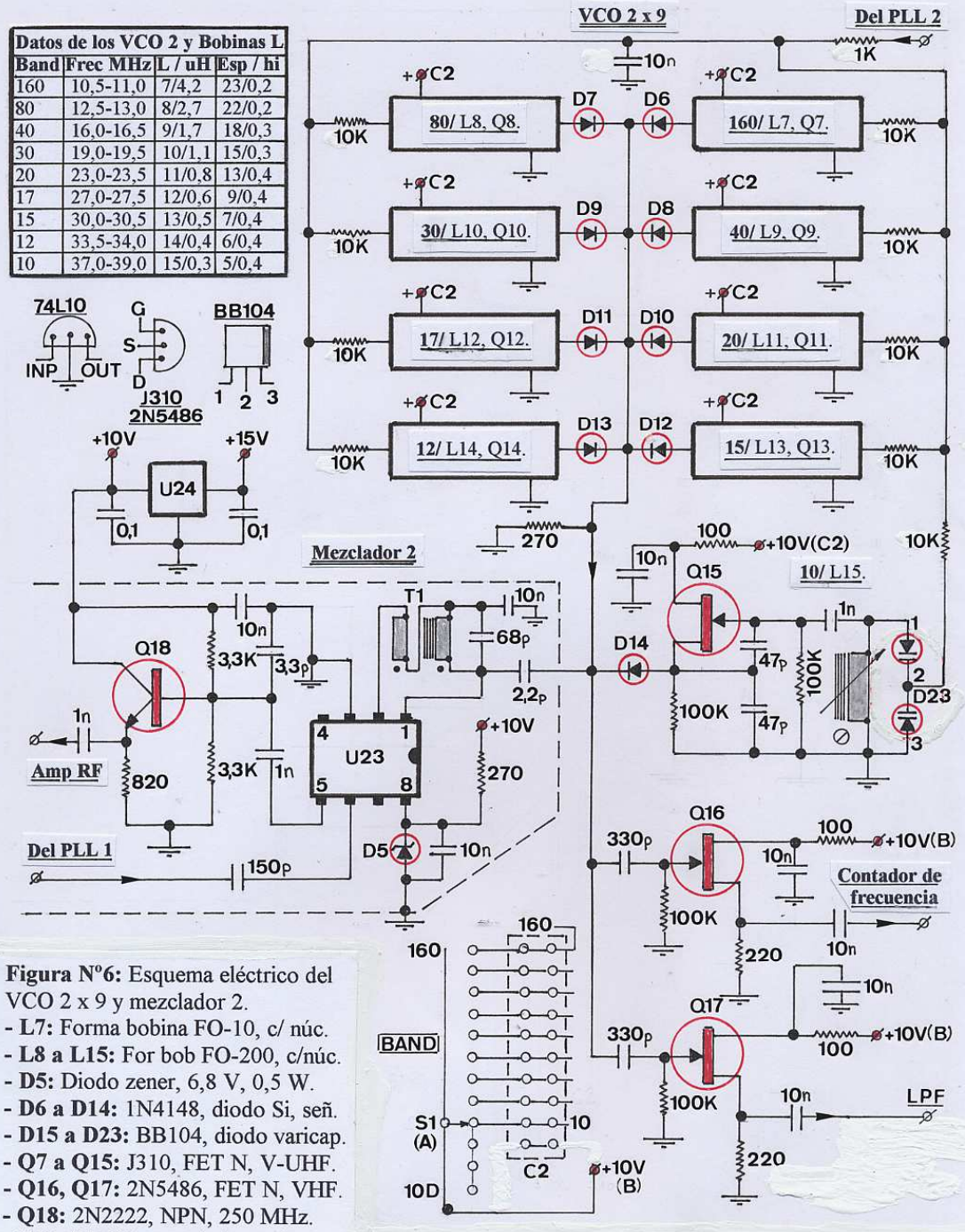


Figura Nº6: Esquema eléctrico del VCO 2 x 9 y mezclador 2.
- **L7:** Forma bobina FO-10, c/ núc.
- **L8 a L15:** For bob FO-200, c/núc.
- **D5:** Diodo zener, 6,8 V, 0,5 W.
- **D6 a D14:** 1N4148, diodo Si, señ.
- **D15 a D23:** BB104, diodo varicap.
- **Q7 a Q15:** J310, FET N, V-UHF.
- **Q16, Q17:** 2N5486, FET N, VHF.
- **Q18:** 2N2222, NPN, 250 MHz.
- **U23:** NE602, mezclador activo.
- **U24:** 78L10, reg +10 V / 0,1 A.
- **T1:** Núcleo perla Fe, 5 esp II.
- **C2:** Con poste m/h, 3040/3090.
- **S1:** Conmut rot, 12 pos, 2 circuit.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA
VCO 2 x 9 y MEZCLADOR 2
EA3-EIS, 30-05-05.

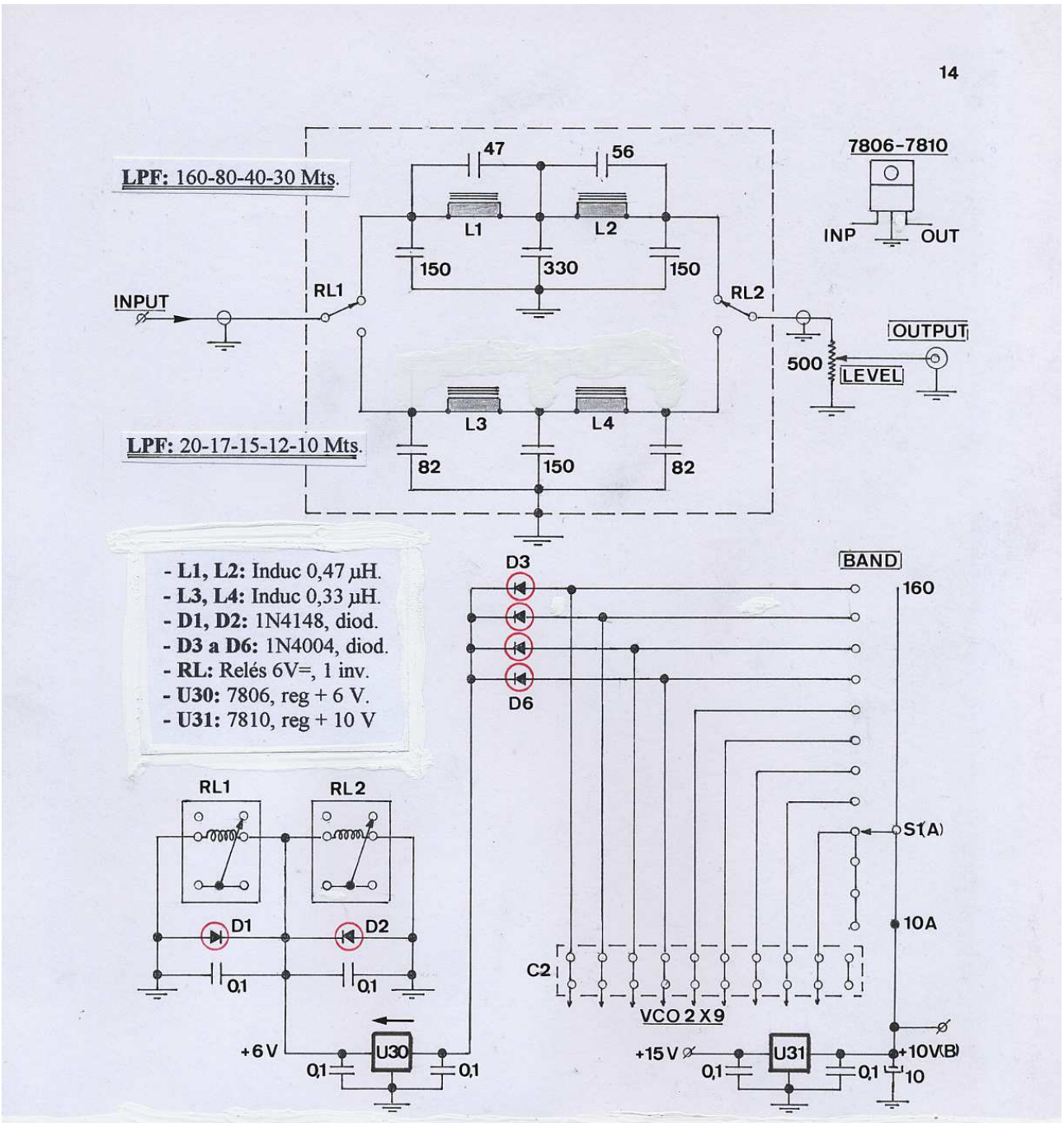
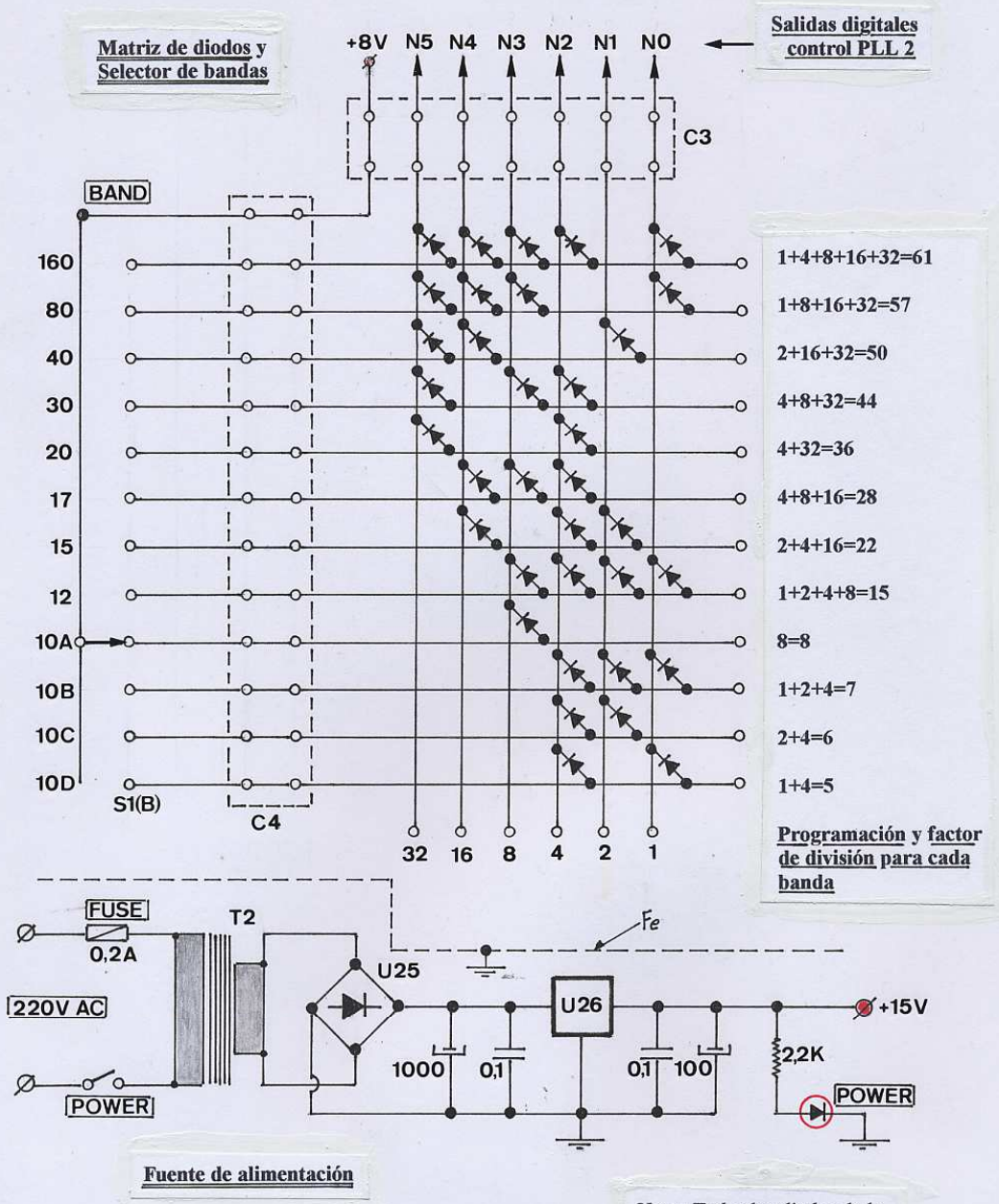


Figura N°6. Anexo del VCO 2 x 9 y Mezclador 2: Esquema eléctrico de los filtros LPF y modo de selección. Para conseguir una respuesta armónica aceptable, fue necesario el disponer de filtros LPF a la salida del VCO 2 x 9. Por razón de espacio y operatividad, este dispositivo consta solamente, de dos filtros pasa bajos seleccionables para dos grupos de bandas con lo cual, se obtiene una respuesta mejor de 40 dB en todas las bandas excepto en la más baja de 160 Metros, cuyo segundo armónico queda en 25 dB. Quiero comentar sobre dichos filtros y dada la pequeña potencia, que en princípio se intentó hacer la conmutación por banda, mediante diodos de conmutación pero esta solución, se desestimó por el efecto multiplicador de frecuencia o de generar armónicos al situarlos a la salida de un generador de RF y es por este motivo importante, que la selección se hace por relés al igual que cualquier amplificador transistorizado contemporáneo.



Nota: Todos los diodos de la matriz, son 1N4148, Si, señal.

Figura Nº7: Matriz de diodos y fuente de alimentación.

- **C3 y C4:** con poste m/h, 3040/3090.
- **S1:** Conmut rot,12 pos, 2 circuitos.
- **T2:** Traf prim 220 V, sec 18V/0,5 A.
- **U25:** Rectif puente 80 V / 1 A.
- **U26:** 7815, regulador +15 V / 1 A.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA

MATRIZ DE DIODOS Y FUENTE DE DE ALIMENTACIÓN

EA3-EIS, 30-05-05.

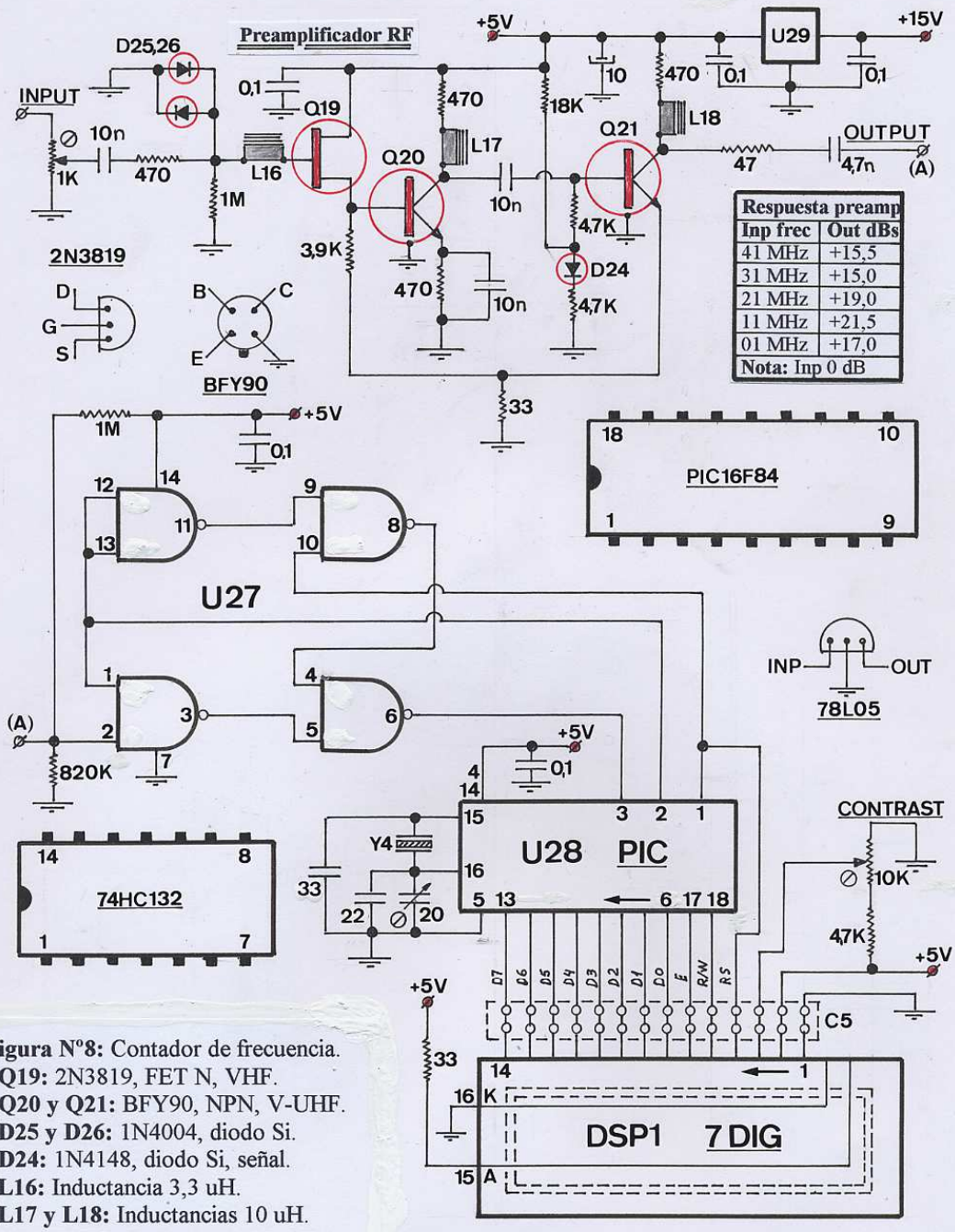


Figura Nº8: Contador de frecuencia.
- **Q19:** 2N3819, FET N, VHF.
- **Q20 y Q21:** BFY90, NPN, V-UHF.
- **D25 y D26:** 1N4004, diodo Si.
- **D24:** 1N4148, diodo Si, señal.
- **L16:** Inductancia 3,3 uH.
- **L17 y L18:** Inductancias 10 uH.
- **U27:** 74HC132, 4 puertas NAND.
- **U28:** PIC16F84, microcontrolador.
- **U29:** 78L05, reg +5 V / 0,1 A.
- **Y4:** Cristal de cuarzo, 4 MHz.
- **DSP 1:** PC1602L, display LCD.
- **C5:** Con poste m/h, 3040/3090.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA
CONTADOR DE FRECUENCIA
EA3-EIS,30-05-05.

17

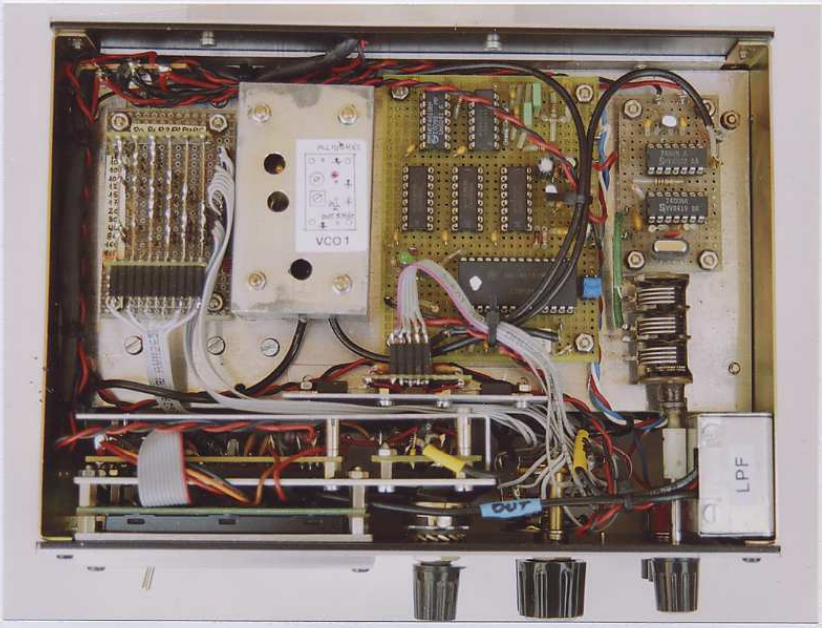


Figura Nº 9: Sintetizador de frecuencia HF multibanda, vista interior parte superior. De izquierda a derecha, matríz de diodos, VCO1, PLL1, oscilador de referencia 1024 KHz y condensador de 15+15 pF. Abajo por el mismo órden, el contador de frecuencia, mandos de control y filtro LPF. La fuente de +15 V, adosada exteriormente al panel posterior y protegida por un envoltorio de Al.

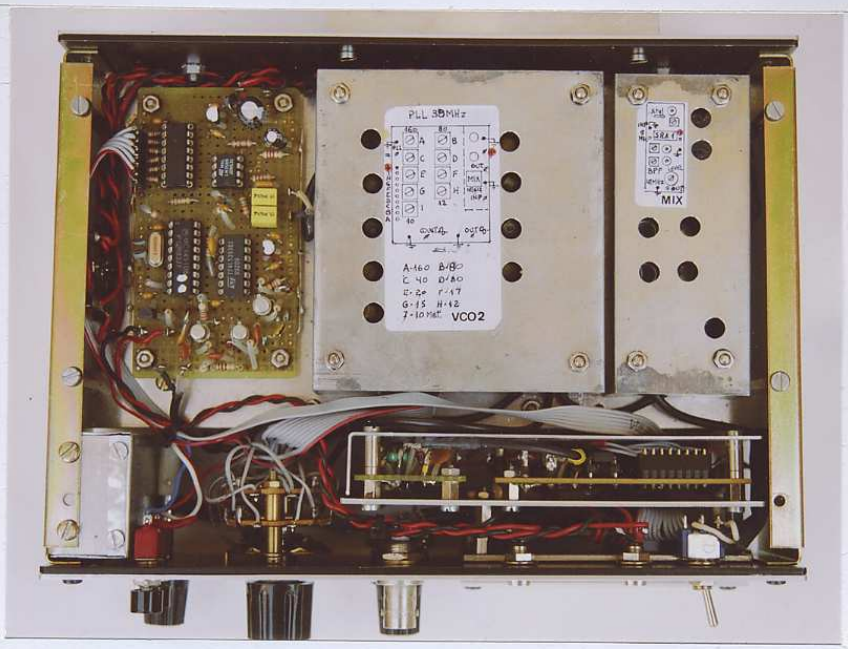


Figura Nº 10: Parte inferior interna del sintetizador. De izquierda a derecha, PLL2, VCO2 y mezclador 1. En el panel frontal siguiendo el mismo órden, filtros LPF, pulsadores Up-Down de sintonia, selector BAND, salida de RF, led indicador LOCK, y led e interruptor POWER.

18

Figura Nº 11: Sintetizador de frecuencia HF multibanda, vista exterior. Partiendo de la izquierda, el contador de frecuencia con pantalla LCD, interruptor y led POWER, indicador LOCK de enganche, ajuste manual y salida BNC de RF, selector de bandas BAND, mando de ajuste sintonia 2,2 KHz y pulsadores Up-Down de sintonia por salto de 1 KHz.

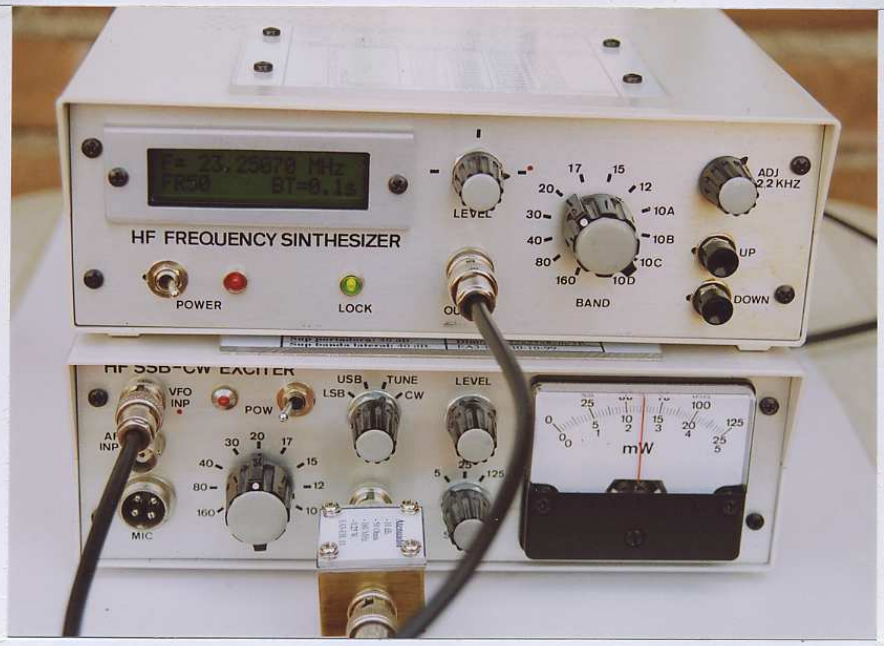
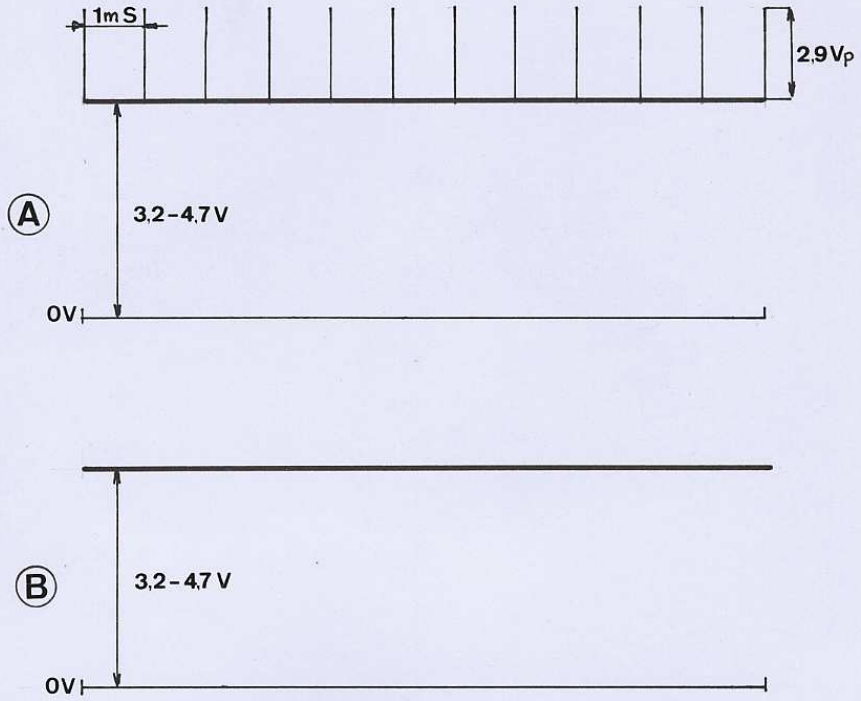


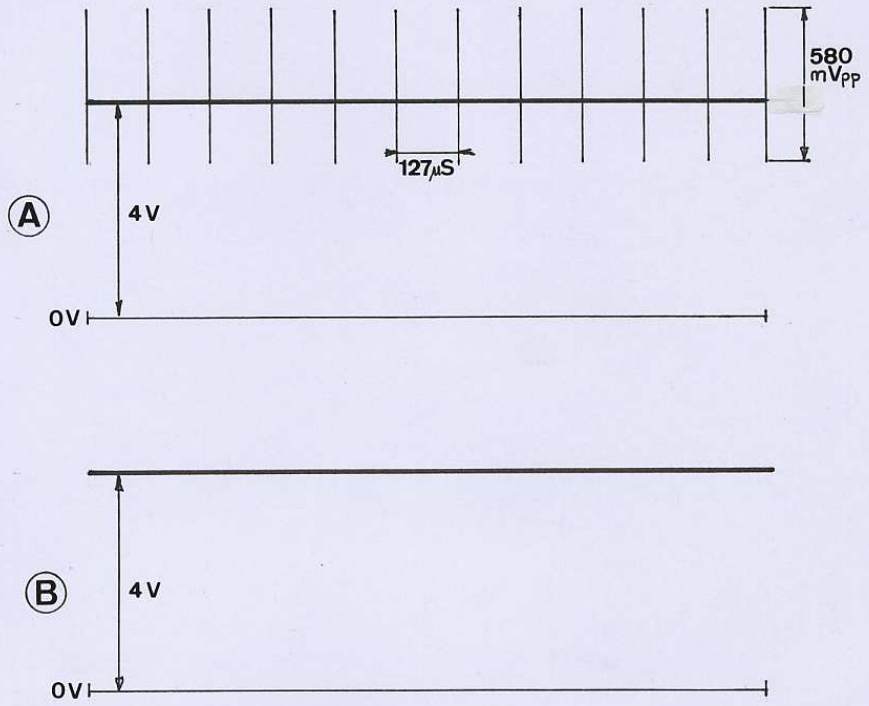
Figura Nº 12: Aquí puede verse el conjunto operativo, formado por el sintetizador y el excitador HF multibanda SSB y CW. Para el modo Tune, solo se requiere de la interconexión BNC entre las respectivas salida y entrada VCO de ambos sistemas; para SSB, es necesária la señal de AF o Mic.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA
PLL 1, de 5,0 a 5,5 MHz sintonia de cada segmento
Señales a la salida del detector de fase



PLL 1, de 5,0 a 5,5 MHz para la sintonía de cada segmento (MC145151): representación grafica demostrativa de señales, tal como se verían en la pantalla de un osciloscopio las cuales, estarían presentes a la salida patilla N°4 del detector de fase integrado dentro del mismo elemento (MC145151). La Figura (A) de la parte superior y partiendo del nivel cero, nos indica una tensión continua que es producto de la detección de fase cuya amplitud, varia en función de la frecuencia del VCO de tal manera, que a 5,000 MHz tenemos 3,2 V y a 5,500 MHz 4,7 V; las espículas que aparecen sobre dicho nivel, corresponden a la frecuencia de comparación de fase o de salto que es de 1 KHz, con un espacio de 1 mS y una amplitud de 2,9 Vp. En la Figura (B) se puede apreciar el resultado y es que la señal precedente, no es aplicable al VCO para controlar la sintonía mediante el diodo varicap (BB112) y por lo tanto es necesario, el proceder a intercalar un filtro pasivo RC paso bajos, con una frecuencia de corte Fc muy baja (1 a 15 Hz), con tal de eliminar totalmente, la presencia de los picos de comparación de fase sobre el nivel de señal continua variable la cual, presenta la misma amplitud indicada en función de la frecuencia del VCO. El comportamiento de este PLL 1 a nivel unitario como generador de RF, se puede considerar de bueno en cuanto, a ruido de fase y estabilidad en la frecuencia. Añadir que uno de estos sintetizadores PLL de 5,0 a 5,5 MHz, actuando como unidad independiente de VFO exterior, a pasado a complementar un transceptor FT277ZD con buenos resultados, en lo que se refiere a ruido de fase y estabilidad en la frecuencia, este ultimo parámetro, es significativo al compararle con el VFO analógico del cual, vienen dotados estos transceptores tan clásicos, que han marcado una época de la radioafición.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HF MULTIBANDA
PLL 2, de 10,5 a 39,0 MHz por segmentos
Señales a la salida del detector de fase



PLL 2, de 10,5 a 39,0 MHz por segmentos (MC145106): Representación grafica demostrativa de señales, tal como se verían en la pantalla de un osciloscopio las cuales, estarían presentes a la salida patilla Nº7 del detector de fase integrado dentro del mismo elemento (MC145106). La Figura (A) de la parte superior y partiendo del nivel cero, nos indica una tensión continua de 4 V que es producto de la detección de fase y cuya amplitud, guarda relación con la sintonía del VCO 2 en el centro de cada uno de los segmentos de 500 KHz o bandas y con ello se asegura de inicio, un margen de captura o enganche optimo dentro del lazo que forman, el PLL 2 y cada oscilador VCO 2 de 160 a 10 metros; las espículas que aparecen sobre dicho nivel, corresponden a la frecuencia de comparación de fase o salto de 7812,5 Hz, con un espacio aproximado en pantalla de unos 127 µS y una amplitud de 580 mVpp. En la figura (B), se puede apreciar el resultado y es que la señal precedente, no seria aplicable a los VCO ´s que controlan el cambio de bandas mediante selector y diodos direccionales, además de los diodos varicap (BB104) de sintonía; por lo tanto es necesario, proceder al filtrado de dichos impulsos no deseados, mediante la interconexión de un filtro activo paso bajos, con una frecuencia de corte Fc de 50 Hz para eliminar totalmente, la presencia de dicha señal parasita sobre el nivel de la señal continua la cual, presenta la misma amplitud indicada en la Figura (A) en todas las bandas. Este sintetizador de frecuencia HF multibanda, complementa un excitador HF multibanda modos SSB y CW, con resultados aceptables en lo que respecta a ruido de fase y estabilidad de frecuencia, en la función transmisión, controlando la señal de forma remota mediante un receptor en todas las bandas.