

Bildteil zur Reparatur Hobo DL5HP

Meiningen , im Mai 2017, DL3ARW

Frontleiterplatte

Auf der Frontleiterplatte wurden einige Bauteile in ihrer Größe und der Plazierung geändert. Das Display liegt jetzt näher zur Leiterplatte und ragt jetzt nur noch minimal aus der Frontplatte heraus. Eine neue Mikrophonbuchse wurde laut Baubeschreibung eingesetzt.



Bild 1



Bild 2

Bild 1 zeigt , das tiefer gelegte Display . Bild 2 mechanisch kleinere Bauteile für mehr Platz, die neue Mikrophonbuchse und einen neuen Drehgeber. Der alte Drehgeber machte teilweise Sprünge und das auch noch in die entgegengesetzte Richtung.

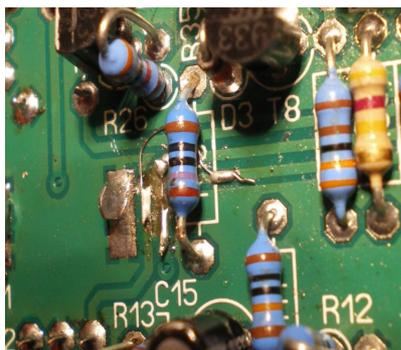


Bild 3



Bild 4



Bild 5

Mit dem neuen Drehgeber verringerte sich leider die Frequenz beim nach rechts Drehen. Ein kreuzen der Schaltleitungen stellte das wieder richtig, siehe Bild 3 . Bild 4 und 5 zeigen die Frontleiterplatte mit neuem Sockel und neuem PIC .

RX Wobbelkurven

Das nachfolgende Bild 6 stellt den abstimmbaren HF-Eingang dar. Die Abstimmung der zwei Eingangsschwingkreise erfolgt mittels C-Dioden, die Kopplung mittels Fest-C im Hochpunkt. Bedingt dadurch ändern sich mit der Abstimmung die HF-Bandbreite und die Durchgangsdämpfung. Bei 14MHz ist die Kurve gut spitz, bei 14,6MHz schon bedeutend breiter und mit fast 8dB niedriger. In der Praxis stellt das „eine“ S-Stufe dar, sollte man jedenfalls wissen, dass das S-Meter bei der höheren Frequenz etwas weniger anzeigt.

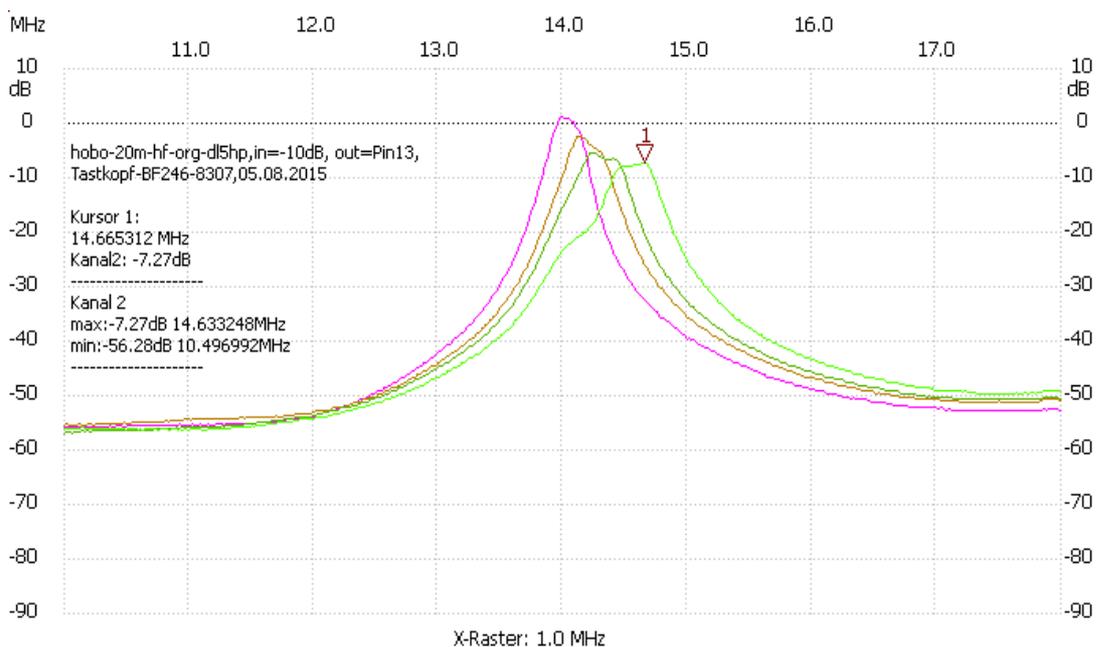


Bild 6

Zur Ermittlung der Daten des Empfängerquarzfilters habe ich mich entschlossen über alles zu wobbeln. Die Baugruppen bleiben im Gerät, das Signal wird an der Antennenbuchse eingespeist. Die Verstärkungsregelung (AGC) außer Betrieb genommen, so dass keine Verfälschung der Kurven entsteht. Gemessen wird hochohmig am Ausgang der Filterspule L2 des Uni-IF-Moduls. Hochohmig ist bei mir ein Eigenbautastkopf, der aus einem Sourcefolger mit einem BF246 und einem nachfolgenden AD-Wandler AD8307 besteht.

Im Ergebnis der Messung erkennt man die einzelnen Kurven des CW-Filters und des SSB-Filters. Sie zeigen ein gutes Ergebnis. Es wird eine Bandbreite von etwa 440Hz für das CW-Filter und etwa 2560Hz für das SSB-Filter erreicht. Man erkennt auch eine in etwa gute Deckung der Filterkurven in ihrer Höhe, so dass immer ein in etwa gleicher Empfangspegel angezeigt wird am S-Meter. Die dargestellte Durchgangsverstärkung von nur 36dB ergab sich auch wegen eines defekten Regeltransistors im Uni-IF-Modul.

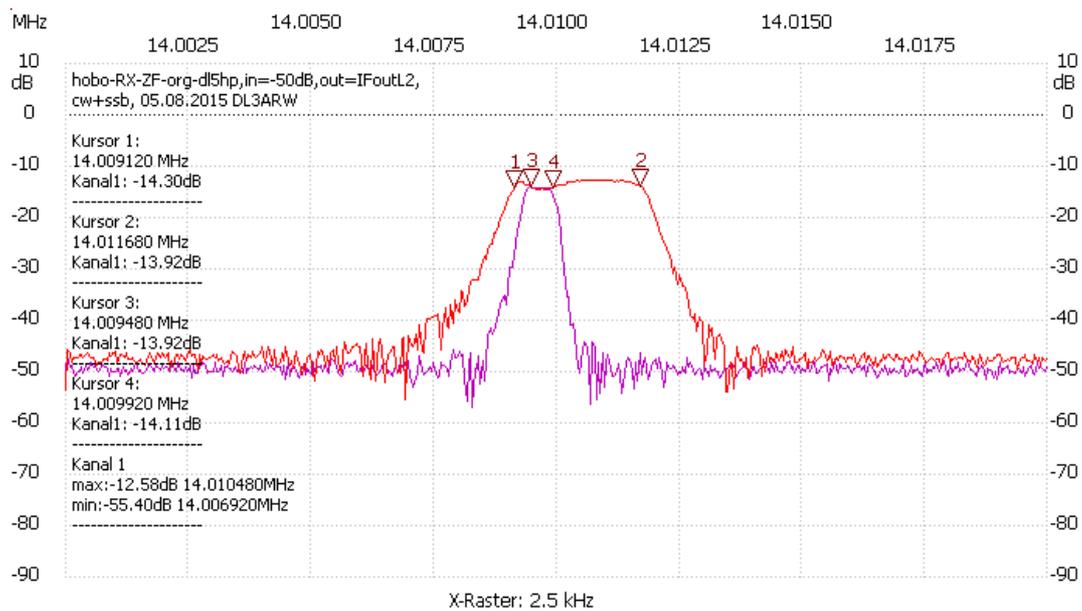


Bild 7

Im Bild 8 habe ich die Wobbelbreite verringert, um das Dach der Kurven besser zu sehen. Diese geringe Welligkeit sollte eigentlich ausreichen. Die Flankensteilheit des SSB-Filters stellt auch ein akzeptables Ergebnis für die 4 verwendeten Quarze dar . Leider hatte ich am Empfänger versehentlich zwischen den beiden Kurven die Abstimmung verstellt. Für die Frequenzlage ist Bild 7 zutreffend , Bild 8 nur für die Welligkeit.

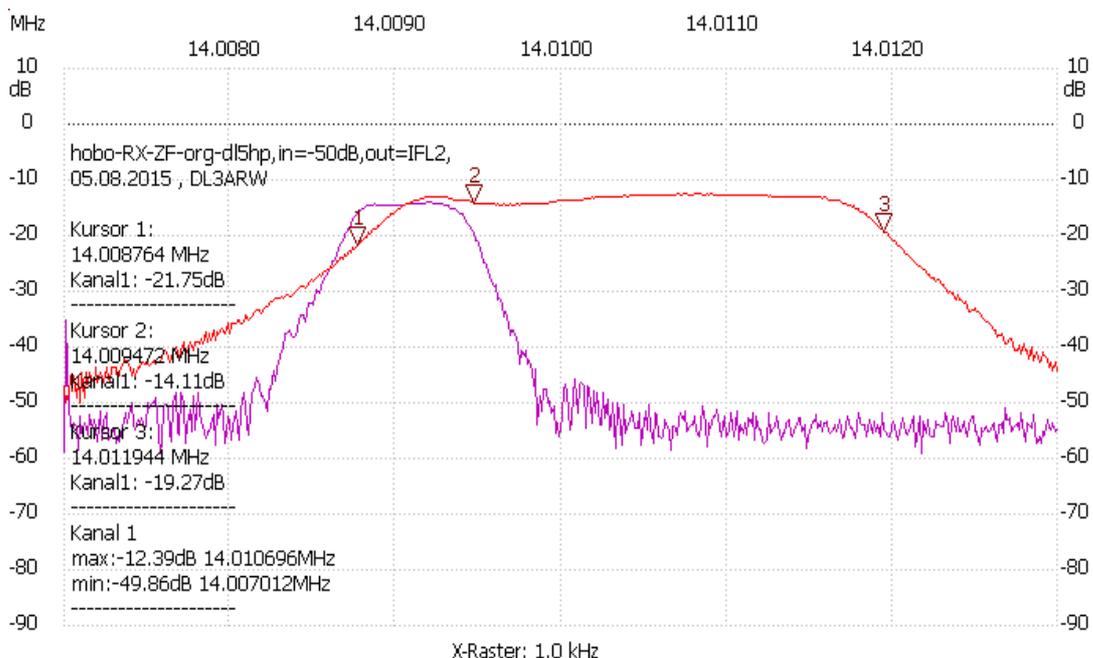


Bild 8

TX – Wobbelkurven

Zwei Wobbelkurven mit unterschiedlichen Einspeisepunkten , aber gleichem Messpunkt, dem Widerstand R3 im Uni-SSB-Modul. Die Messung am Ausgang des Trafos Tr1 wurde verworfen, da das Mischersignal sehr starken Einfluss hatte.

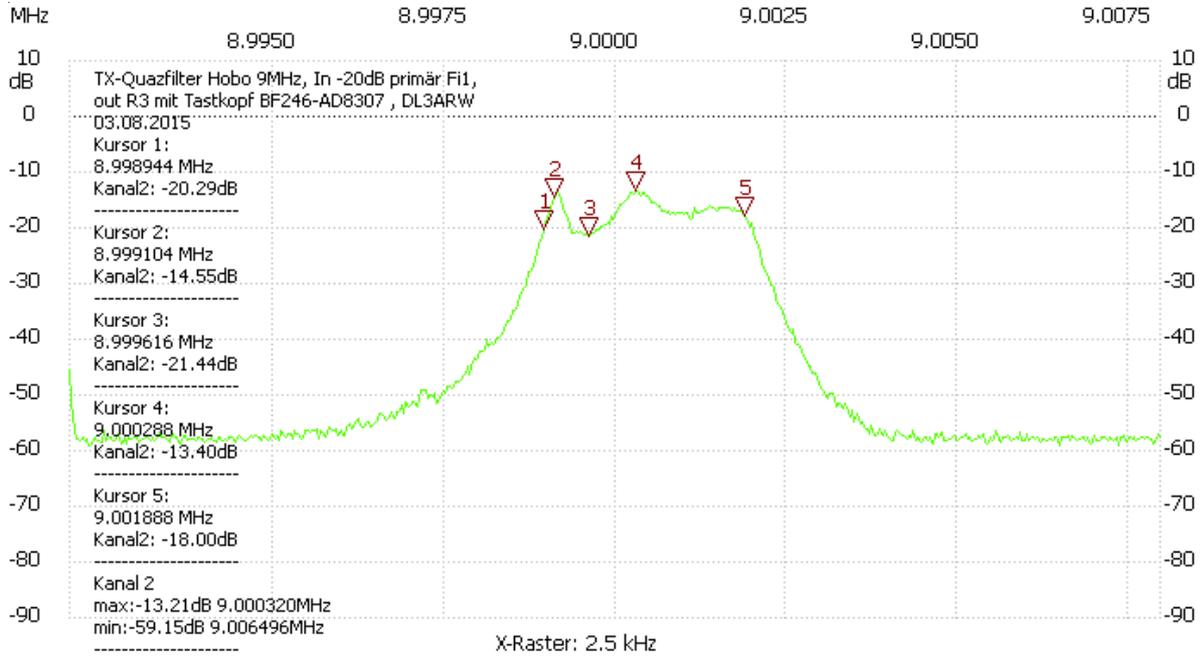


Bild 9

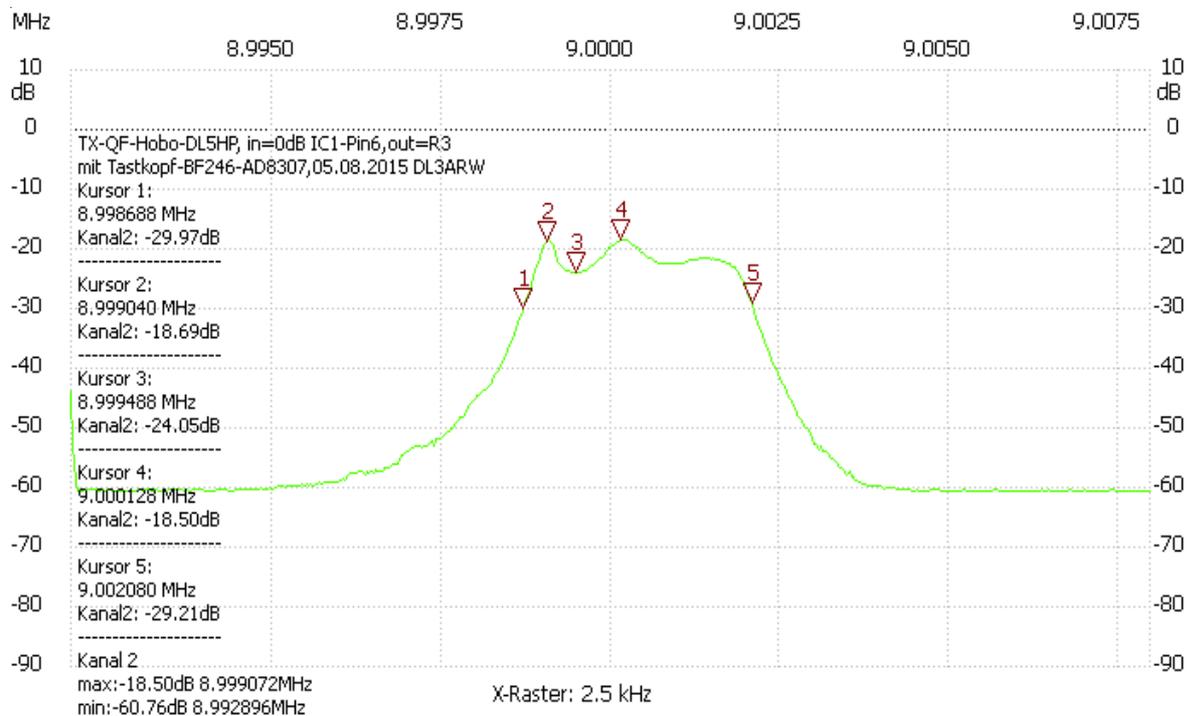


Bild 10

In beiden Wobbelkurven ist zu erkennen, dass die Welligkeit des Filters mit etwa 8dB doch ganz schön erheblich ist.

Die 4 Stück 9MHz Quarze wurden ausgebaut, die restlichen Bauteile überprüft, auf versehentlich falsche Bestückung.

Mit dem Programm „DISHAL“, von DJ6EV konnte ich die einzelnen Quarze auf Funktionsfähigkeit prüfen und die Quarzparameter ermitteln. Es zeigte sich, dass die Quarze für das Sendefilter zu verwenden waren, jedoch der Einbauplatz in der Schaltung ein anderer sein musste. Bei QRPPProject hatte ich eine Hand voll neuer nicht ausgemessener Quarze eingekauft, musste davon jedoch keinen verwenden. Mit den nun getauschten Quarzen ergab sich die im Bild 11 dargestellte Kurve. Das Signal wurde am Pin6 des IC1 eingespeist, der interne 9MHz Trägeroszillator ausgeschaltet, am Widerstand R3 dann gemessen. Im Bild 11 habe ich fälschlicherweise den R2 eingetragen. Um in diesem Aufbau messen zu können, ist mittels des Einstellreglers P1 das IC1 außer Symmetrie zu bringen. Man kann mittels P1 sich einen gut darstellbaren Pegel einstellen. Im Abschluss der Messung kann man die Trägerunterdrückung gleich wieder auf Maximum (kleinstes Ausgangssignal) abgleichen.

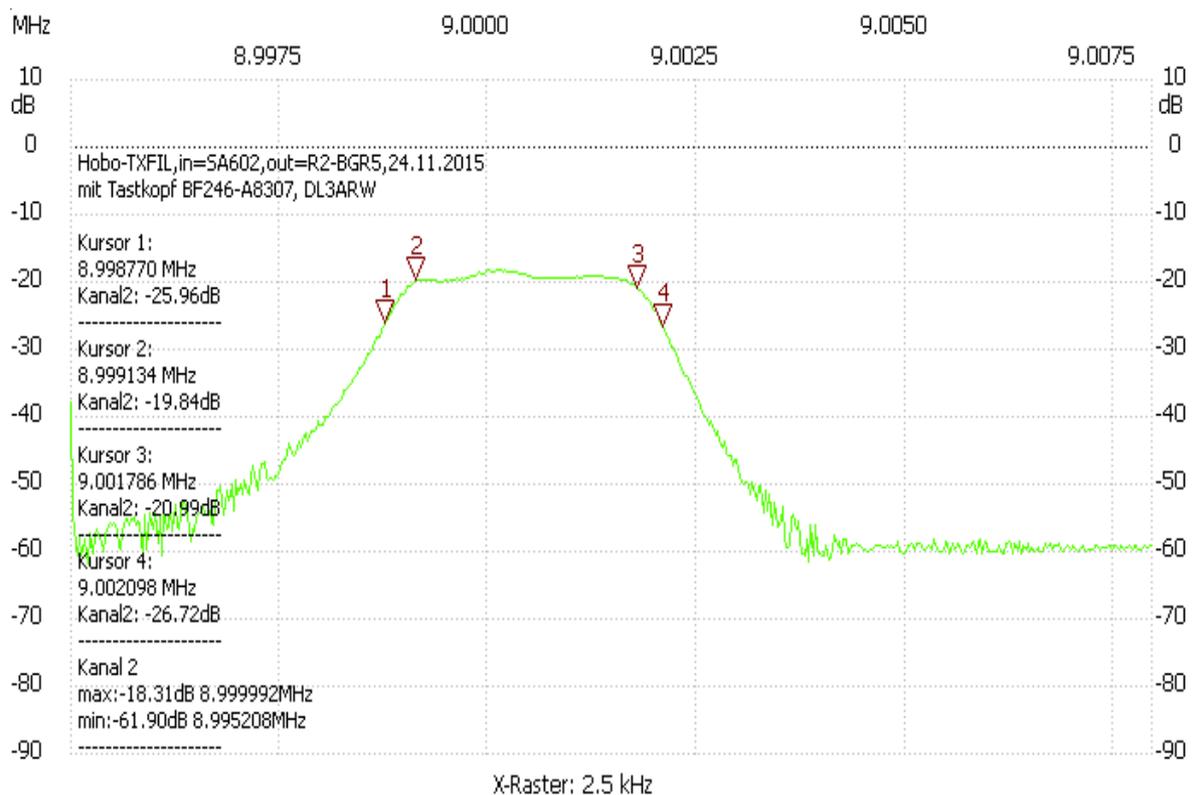


Bild 11

Das Oberwellenfilter

Nach dem das Uni-SSB-Modul funktionierte, konnte ich nach dem TX-Preselektor kein vernünftiges verwertbares Signal nachweisen. Es war eine Vielzahl von Signalen mit sehr geringem Pegel vorhanden. Der TX-Preselektor funktionierte nicht, kurz gesagt, er stellte eigentlich nur eine Breitbandlast dar. Der Uni-TX-Vorverstärker konnte als einzige nachfolgende Baugruppe ermittelt werden. Die PA und das Oberwellenfilter bereiteten Probleme, es traten Verzerrungen und Schwingneigung auf. Ich entschied mich, an der Antennenbuchse zu beginnen. Die PA wurde erst einmal außer Betrieb genommen. Vom PA-Ausgang, ohne weitere Beschaltung, wie RX, wurde in Richtung Antennenbuchse gewobbelt. Das nachfolgende Bild 12 zeigt den Verlauf. Bis zu etwa 13MHz ist fast keine Dämpfung vorhanden, danach eine starke Dämpfungszunahme. Bei 14,5MHz sind etwa 0,3dB Dämpfung vorhanden. Bei einer Leistung von 10W sind das knappe 700mW, die im Oberwellenfilter verbraten werden.

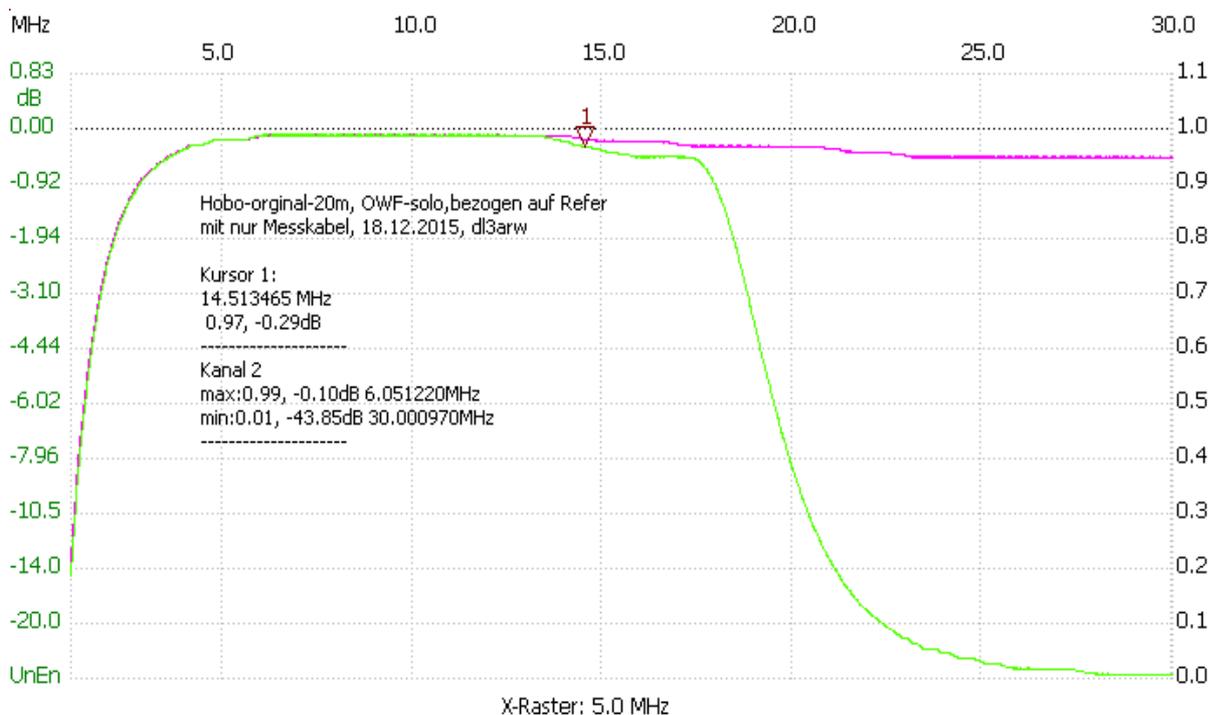


Bild 12

Ist der RX-Zweig mit angeschaltet, sieht das Bild noch etwas schlechter aus. Im Original wird die Diode 1N4148 als Sendempfangsdiode eingesetzt. Sie soll das Sendesignal eigentlich nicht belasten. Wie es in der Praxis aussieht, zeigt das Bild 13. Die Dämpfung bei 14MHz beträgt nun schon etwa 0,5dB. Zu erkennen an der grünen Kurve. Die rote Kurve ist, wenn auf Empfang geschaltet ist. Nun habe ich eine „richtige“, Schaltdiode, eine BA479, eingesetzt und den Strom durch die Diode etwas erhöht. Das Ergebnis zeigt Bild 14.

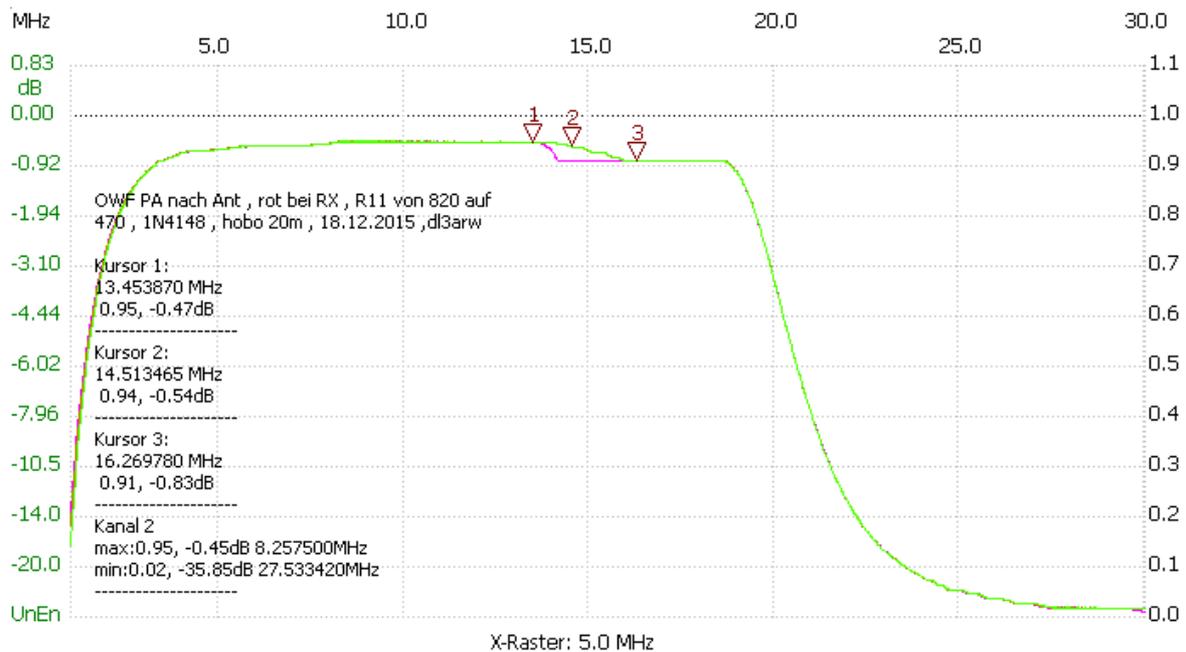


Bild 13

Hier im Bild 13 beträgt die Dämpfung bei 14MHz noch etwa 0,5 dB , im Bild 14 zu sehen, dass mit der BA479 , nur noch 0,4 dB vorhanden sind und das Signal zum Empfänger besser durchgeschaltet wird , was eine Senkung der Intermodulationen bedeutet.

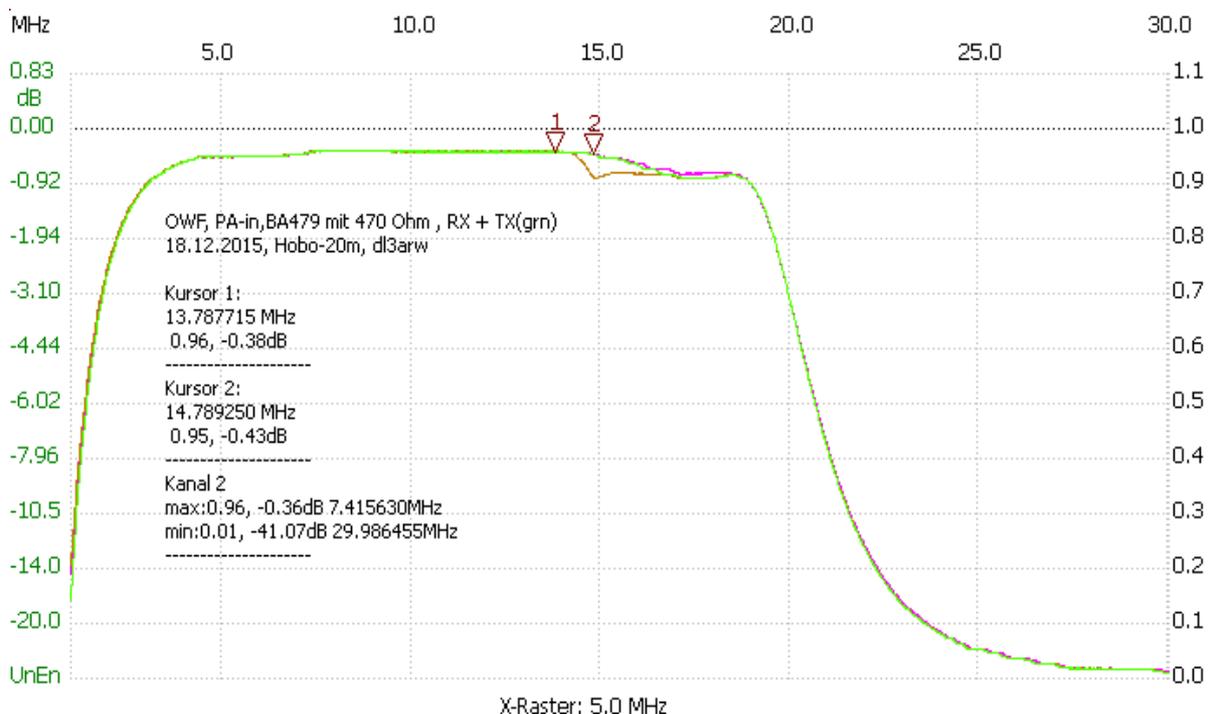


Bild 14

Ich habe mich dann aufgemacht und RFSim um „Rat gebeten“. Das Ergebnis wurde aufgebaut und ausgemessen. Im folgenden Bild 15 davon die Kurve und verwendeten Bauteile. Bei 14MHz sind es nur etwa 0,12 dB, der Aufwand hat sich wohl gelohnt. Auch wenn es sich hier bei QRP „nur“ um Milliwatt handelt, ist der Erkenntnisgewinn um ein Vielfaches höher.

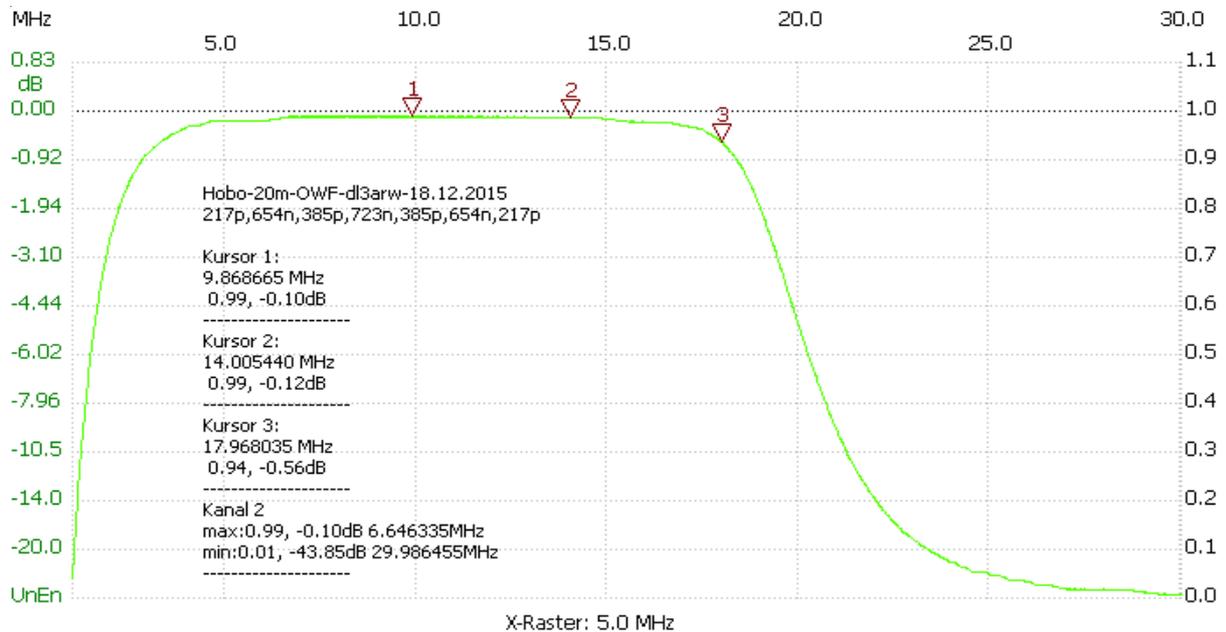


Bild 15

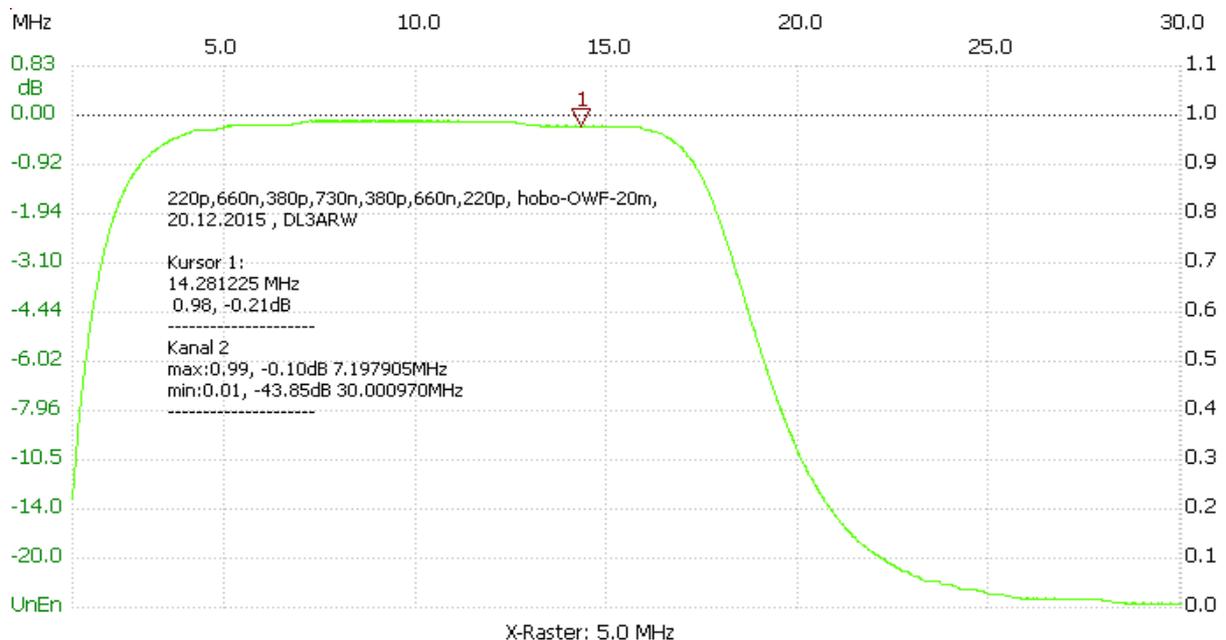


Bild 16

Das Bild 16 ist nun das Endergebnis vom „Oberwellenfilter“, die verwendeten Bauteile sind im Bild eingetragen. 380pf sind 330 parallel 47pf .

Änderung Mechanik der PA

Eigentlich handelt es sich um eine Änderung, die Auswirkung auf die Arbeitsweise der Power-MOS-Transistoren hat. Ich kann leider nicht sagen/schreiben, woher ich diese Vorgabe habe. Mir ist nur bekannt, dass es nicht ausreicht, nur einfach den Source-Anschluss an Masse zu schalten. Die Kühlfahne des Transistors muss unbedingt direkt mit auf Masse liegen, ansonsten würden Instabilitäten in der Arbeitsweise auftreten, bis hin zu Schwingneigungen. Im vorliegenden Fall bekam ich keine korrekten Kurven beim Wobbeln heraus. Instabiles Arbeiten, Hand empfindlich, also keine schöne Sache. Wie in Projekten vor diesem Gerät, wurde dann folgende Änderung durchgeführt. Die Lötöse zum Verbinden von Masse mit der Rückwand wurde entfernt. Unmittelbar hinter den beiden Power-MOS wird ein genügend großes Messingblech eingebaut. Wie schon vorher, so wird auch diesmal 0,6mm Messingblech verwendet.



Bild 17

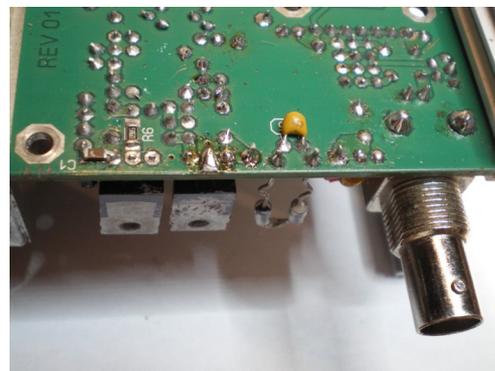


Bild 18

Bild 17 und Bild 18 stellen den Ausgangspunkt von oben und unten dar.

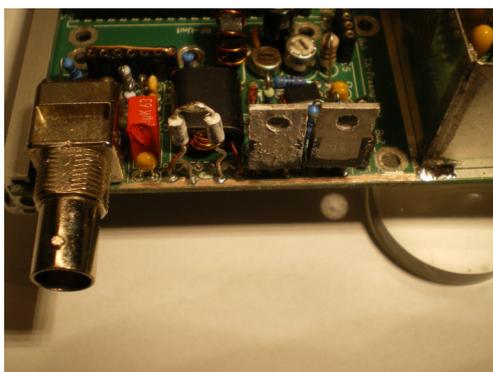


Bild 19

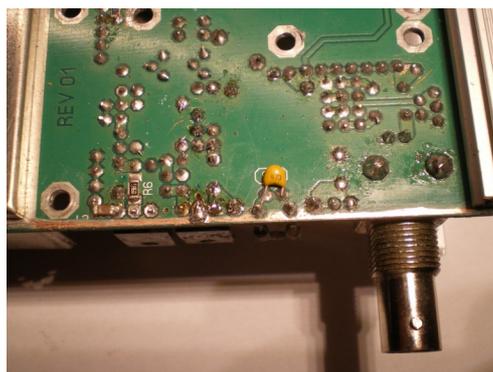


Bild 20

Entsprechend Bild 19 und Bild 20 den Schutzlack von der Leiterplatte entfernen.

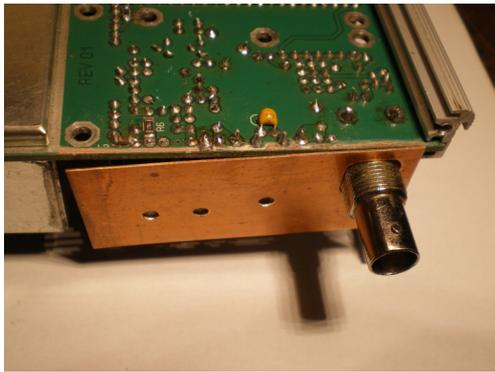


Bild 21

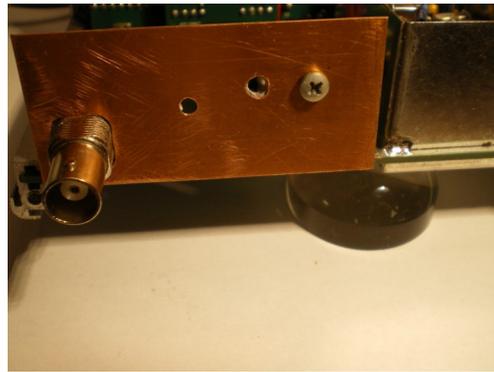


Bild 22

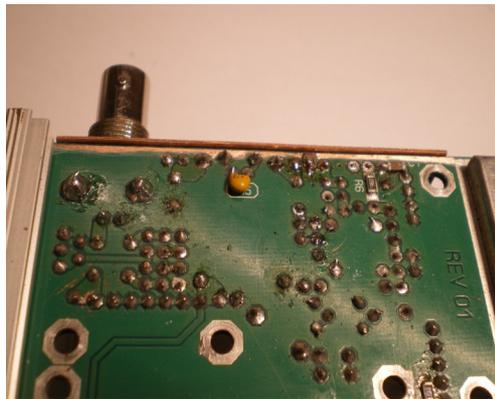


Bild 23



Bild 24

Bilder 21 bis 24 zeigen die Montage des Messingbleches.

Dieses Blech wird nun mit der Ober- und Unterseite der Grundleiterplatte verlötet.

Die Lötungen bitte nur punktwise durchführen, nicht durchgängig verlöten.

An den Zwischenräumen muss Platz sein, damit die HF auf kürzestem Weg von der Ober- zur Unterseite fließen kann, also zu vergleichen mit den Freischnitten bei den Durchkontaktierungen. HF fließt bekanntlich „nur“ auf der Oberfläche.

Das Bild 24 zeigt fast im Verborgenen den neu gewickelt und montierten Trafo3, den SWR-Messkopf. Damit im Display auch der korrekte Wert angezeigt wird, bedarf es eines korrekten Aufbaues des Wandlers. Die eine Einkoppelwindung muss genau in der Mitte des Wandlers geführt werden und die Auskoppelwindungen schön gleichmäßig auf dem Ringkern verteilt sein. Hält man sich nicht daran, funktioniert die Messbrücke zwar, aber eben nicht „ganz korrekt“.

Weiter zu sehen, das Oberwellenfilter ist im Bild 24 nicht gesteckt. Es ist der Zeitpunkt der Inbetriebnahme des Sendezweiges ohne jegliche Filter am Ausgang. Es musste erst einmal ein sauberes HF-Signal mit ausreichendem Pegel aus der PA herauskommen. Nun waren Modulator und PA mit TX-Vorverstärker in Ordnung. Dazwischen liegen der Mischer und der TX-Preselektor.

Mischer und TX-Preselektor

Das ein Schaltmischer nicht nur einfach zwei Signale miteinander addiert und subtrahiert war mir schon klar. Es wird ein Signal mit einem Rechtecksignal getaktet, also auch mit den Oberwellen des Mischersignals. Bei 20m werden 5MHz VFO Signal und 9MHz ZF Signal gemischt. Die Mischung der Grundwellen ergibt $9\text{MHz} + 5\text{MHz} = 14\text{MHz}$ und $9\text{MHz} - 5\text{MHz} = 4\text{MHz}$. Das VFO-Rechteck Signal, soweit es denn eines ist, die erste Oberwelle : $10\text{MHz} + 9\text{MHz} = 19\text{MHz}$, $10\text{MHz} - 9\text{MHz} = 1\text{MHz}$. Weitere Ergebnisse von Oberwellenmischung waren 6MHz , 24MHz , 11MHz und 29MHz.

Eigentlich liegen diese Mischergebnisse weit genug weg von dem Soll-Ergebnis von 14MHz, aber trotzdem hatte ich am Ausgang des TX-Mischers ein sehr starkes 13MHz Signal. Hin und her gerechnet, gemessen , verglichen mit einem Empfangsmischer des BCR und jeweils die Signalform mit dem Oszilloskop betrachtet. Endergebnis, $9\text{MHz} \times 2$ gemischt mit den 5MHz des VFO ergeben 23MHz und die besagten 13MHz. Das VFO-Signal wird auf der Mischerplatine mittels Gatter eines 74HC04 zu Rechteck geformt. Im Vergleich zum BCR sind aber zur Signalformung weniger Gatter eingesetzt, das Signal sah wie ein Dreieck aus , es fehlte auch etwas an Pegel. Ein Wechseln der IC brachte kein anderes Ergebnis , beim BCR waren es Rechtecksignale , die bei den hohen Frequenzen nur etwas weniger Flankensteilheit hatten. Was machen, ein weiteres IC im Huckepack oben drauf setzen ? Ich versuchte es mit einer zusätzlichen einfachen Transistorstufe. Das VFO-Signal an den Pins des RX und TX Mischers hatten jetzt eine bessere Form und Pegel. Es blieb bei der Transistorstufe mit einem BF199. Den Aufbau zeigen die beiden nachfolgenden Bilder 25 und 26 .



Bild 25

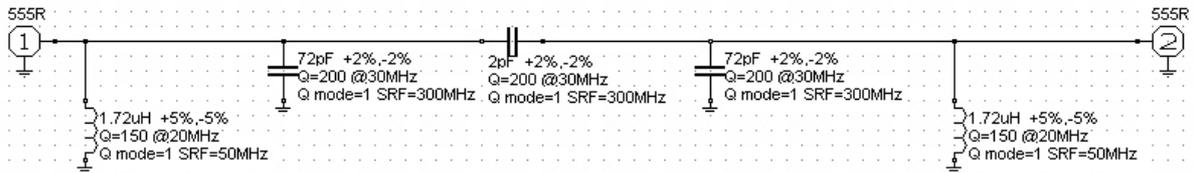


Bild 26

Der dem TX-Mischer folgende Selektor hatte keine Filter- sondern nur eine Lastfunktion. Die beiden entsprechenden Filter Fi1 und Fi2 demontiert und die aufgetragenen Windungen gezählt. Für den Schwingkreis stimmten die Windungen, die Einkopplung und die Auskopplung hatten 3 an statt der vorgesehenen 1 Windung. Die Vorgeschichte dazu war, dass ein verkehrtes IC eingebaut wurde, dadurch so gut wie überhaupt kein Signal am Ausgang vorhanden war. Ich kann mir gut vorstellen, dass der Erbauer etwas „stärker“ ein und aus koppeln wollte, um einen höheren Pegel zu erreichen.

Mit diesen vorgefundenen Wickeldaten suchte ich bei RFSim Hilfe.
 Hier dazu die nachfolgende Schaltung.

vorgefundenenes Hobo TX-Filter 20m
 anstelle 1Wdgd waren 3Wdgd als Koppelwicklung bei in und out



Filter Rekonstruktion 29.12.2015 , DL3ARW

Bild 27

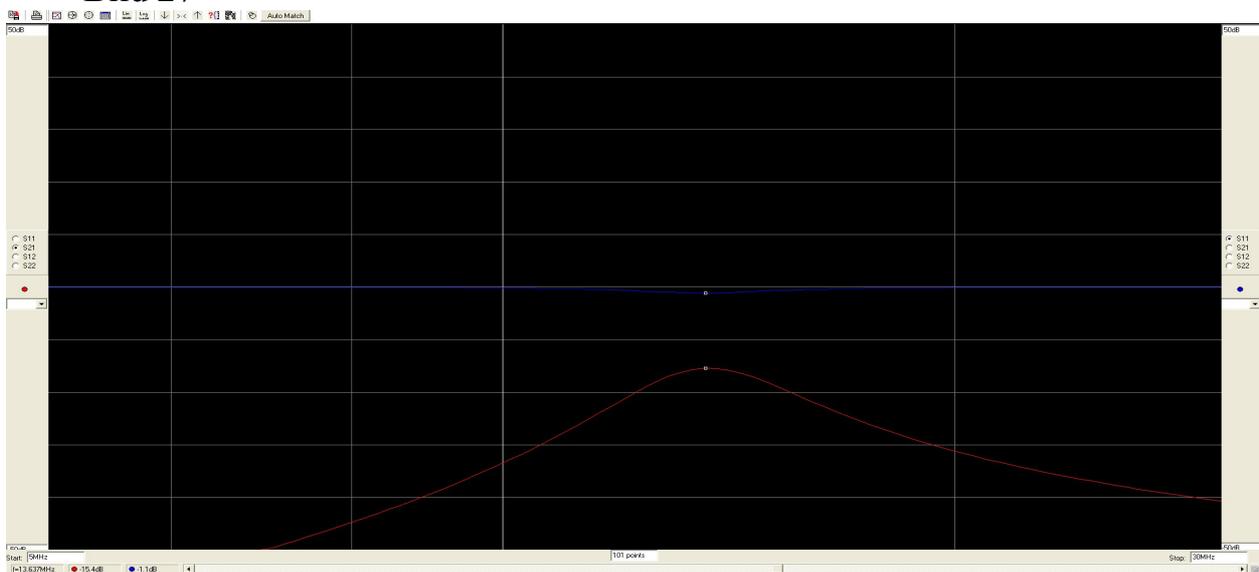


Bild 28

Daraus ergab sich die Kurve gemäß Bild 28. Im dargestellten Scheitelpunkt ergibt sich ein Wert von -15dB bei mehr als 1MHz Bandbreite.
 Durch Anwendung einer schon vorhandenen Datei ergeben sich bei RFSim andere Werte. Die umgerechnete Ein- und Auskopplung am Schwingkreis erfolgt nun mit einer Impedanz von 5KOhm.

Hobo TX-Preselektor 20m Modul
 14. Juli 2015 , DL3ARW
 Abstimmbereich Kreis-C von 50pf bis 45pf = 47pf // BB109

Eingangsspule mit 1 zu 10 Wdgd

Ausgangsspule mit 10 zu 1 Wdgd

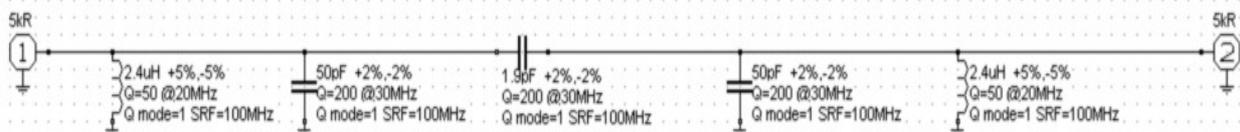


Bild 29

Die nun erreichte Selektion sieht bedeutend anders aus. Mit dem Poti lässt sich wie beim Empfänger nun die Resonanzkurve verschieben und sie ist auch ausreichend spitz, so dass die unerwünschten 13MHz genügend stark gedämpft werden. Das Filter hat nun noch eine Grunddämpfung von etwa 6dB, siehe folgendes Bild 30.

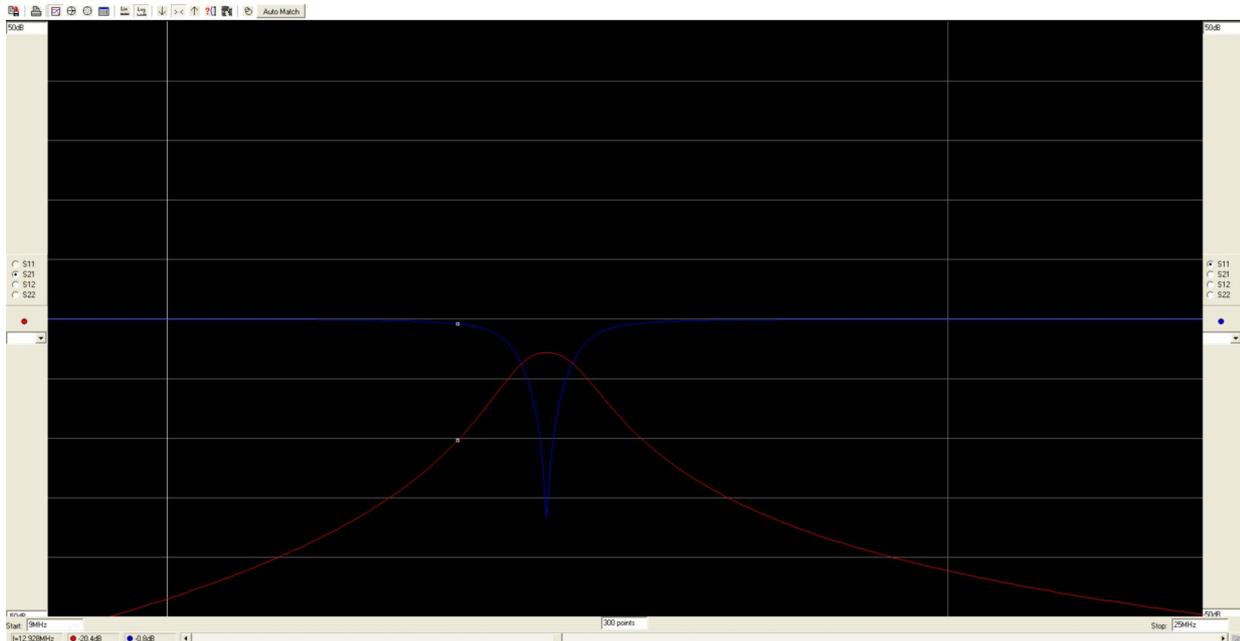


Bild 30

Die Anpassung ist mit einer Rücklaufdämpfung (blaue Linie) von etwa 30dB ein akzeptabler Wert.

Im eingebauten Zustand konnte die ausreichende Selektion nachgewiesen werden. Bei 14MHz und Vollaussteuerung betrug die Dämpfung der besagten 13MHz in etwa 46dB. Bei etwas weniger Aussteuerung werden über 50dB Dämpfung erreicht, bezogen auf das Nutzsignal.

Integration des 60m-Bandes

Beim Aufbau weiterer Bänder erkannte ich, dass die teuren C-Dioden nicht unbedingt eingesetzt werden müssen. Außerdem können an den C-Dioden Intermodulationen entstehen und wenn sie nicht vorhanden sind, dann eben keine, oder zu mindestens weniger. So entstanden in „Breitbandausführung“ die Bänder 80m und 30m. Beim 40m-Band ergab sich folgende Überlegung. Für einen Frequenzwechsel von 7MHz zu 5,3MHz sollte nur ein Zuschalten eines weiteren Kondensators zum Schwingkreis notwendig sein. Dies sowohl im RX wie auch im TX – Signalweg. Der Oszillator hat bei 40m eine Frequenz von 16MHz und bei 60m eine von 14,3MHz. Der Engpass dabei ist das Oberwellenfilter hinter dem DDS-Baustein. Auch hier brachte wiederum RFSim die Lösung. Es entstand ein Oberwellenfilter mit 220 Ohm Ein- und Ausgangsimpedanz und der erforderlichen Bandbreite.

Hobo 60m + 40m DDS Filter - DL3ARW 2016

$$47\text{pf} + 33\text{pf} = 80\text{pf}$$

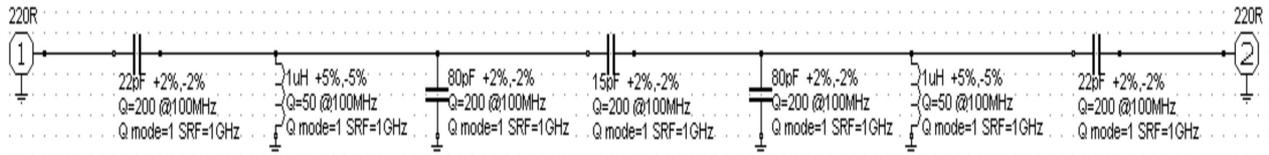


Bild 31

Bild 31 zeigt die erforderlichen Werte eines DDS-Filters mit einer Bandbreite von etwa 2MHz. Einkoppel- und Auskoppel-C sind 22pf, Schwingkreis-C mit 80pf setzt sich aus 47pf und 33pf zusammen und das Hochpunkt-Koppel-C hat 15pf. Die Eingangs- und Ausgangsimpedanz beträgt 220 Ohm. Daraus ergibt sich folgende Filterkurve.

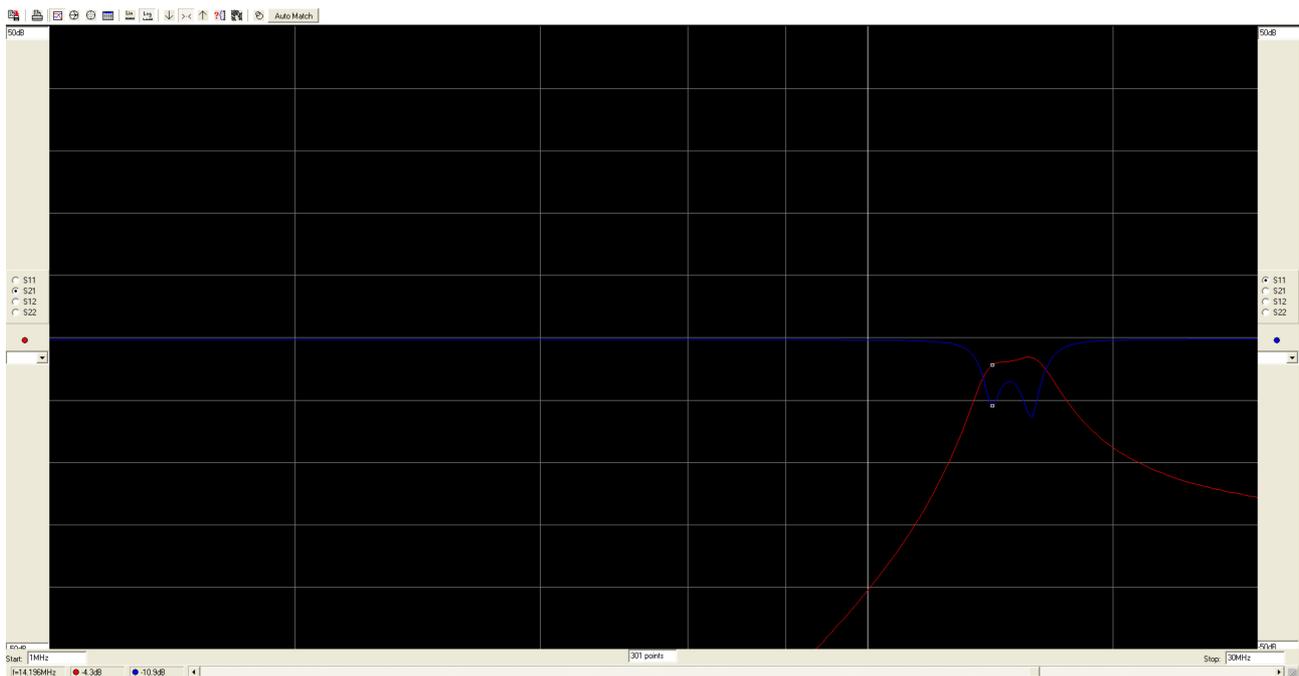


Bild 32

Die Umschaltung von 40m auf 60m erfolgt mittels Jumper auf dem HF-Modul. Es werden im TX- und RX-Signalweg die notwendigen Kondensatoren dazu geschaltet. Das Oberwellenfilter am Senderausgang muss jedoch jedes mal gewechselt werden.

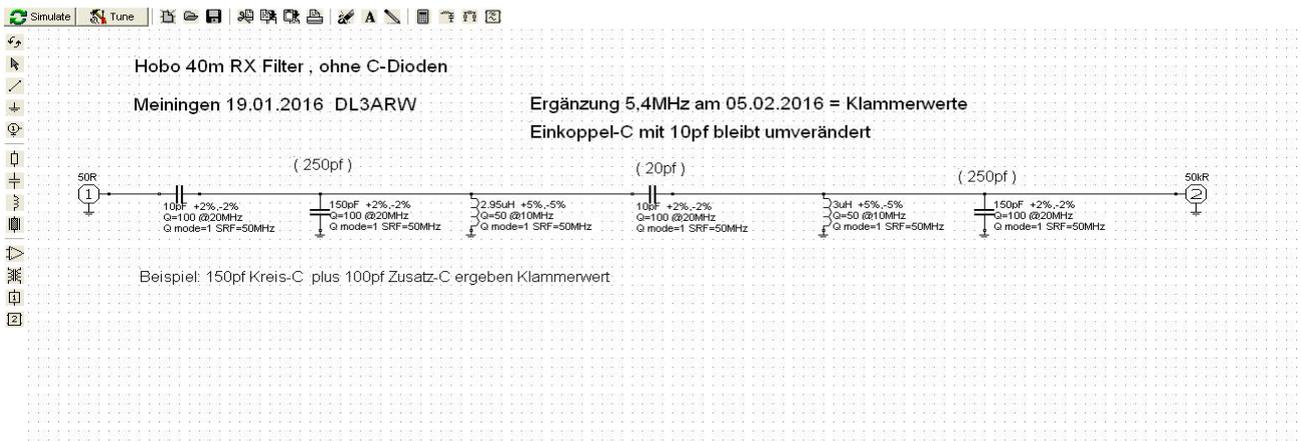


Bild 33

Das Bild 33 zeigt das RX-Filter für 40m und 60m . Das nachfolgende Bild 34 die entsprechende Durchlasskurve für 7MHz und Bild 35 die für 5,3MHz.

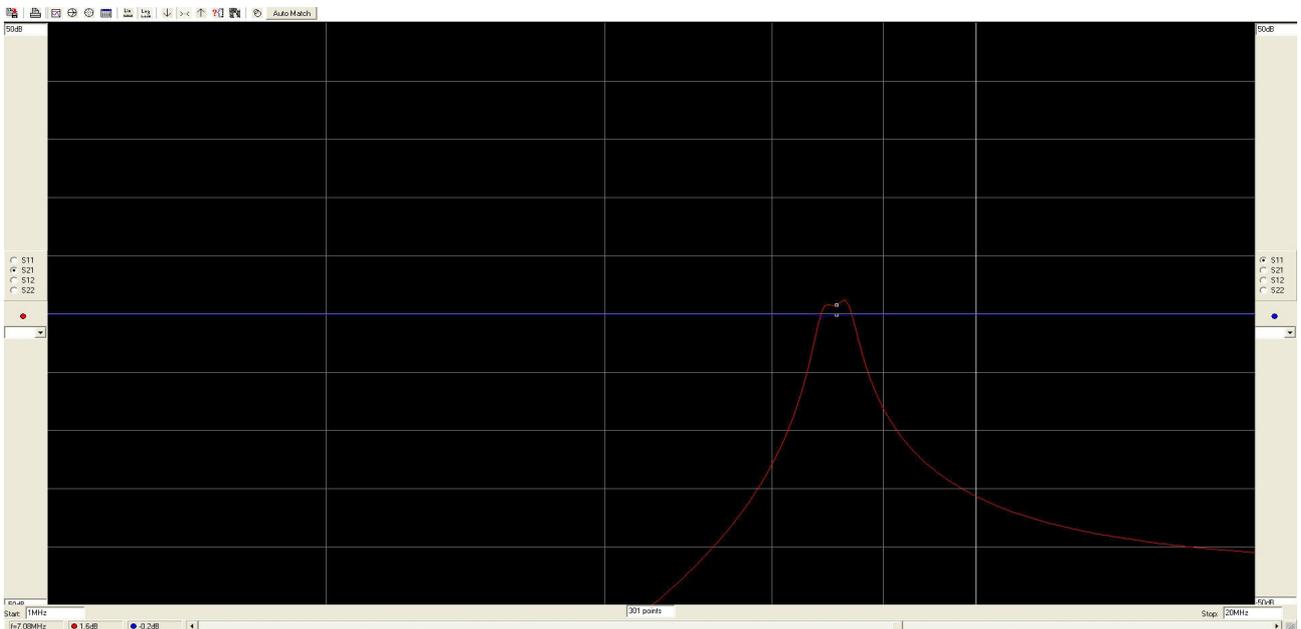
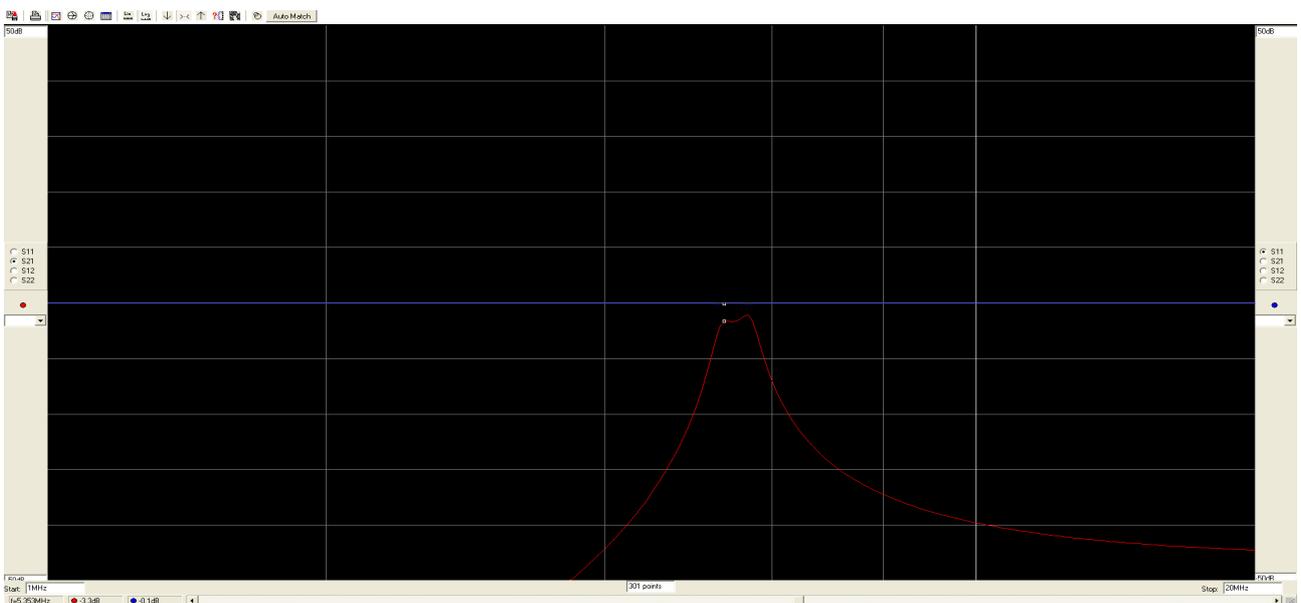


Bild 34

Bild 35



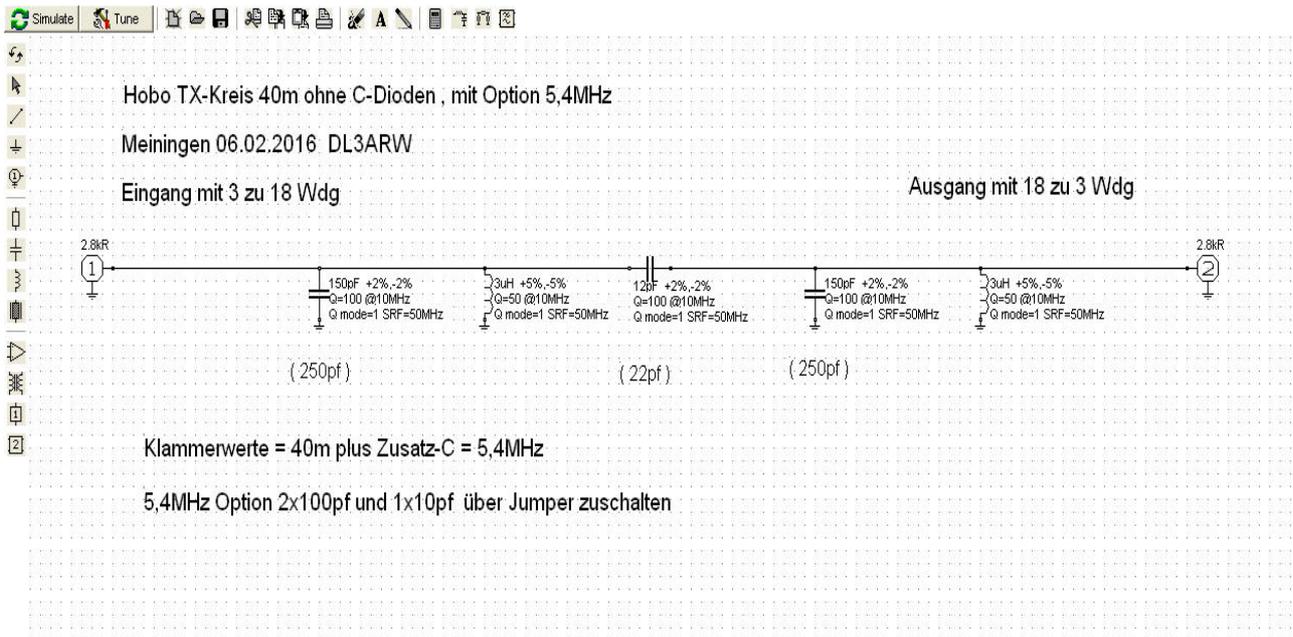


Bild 36

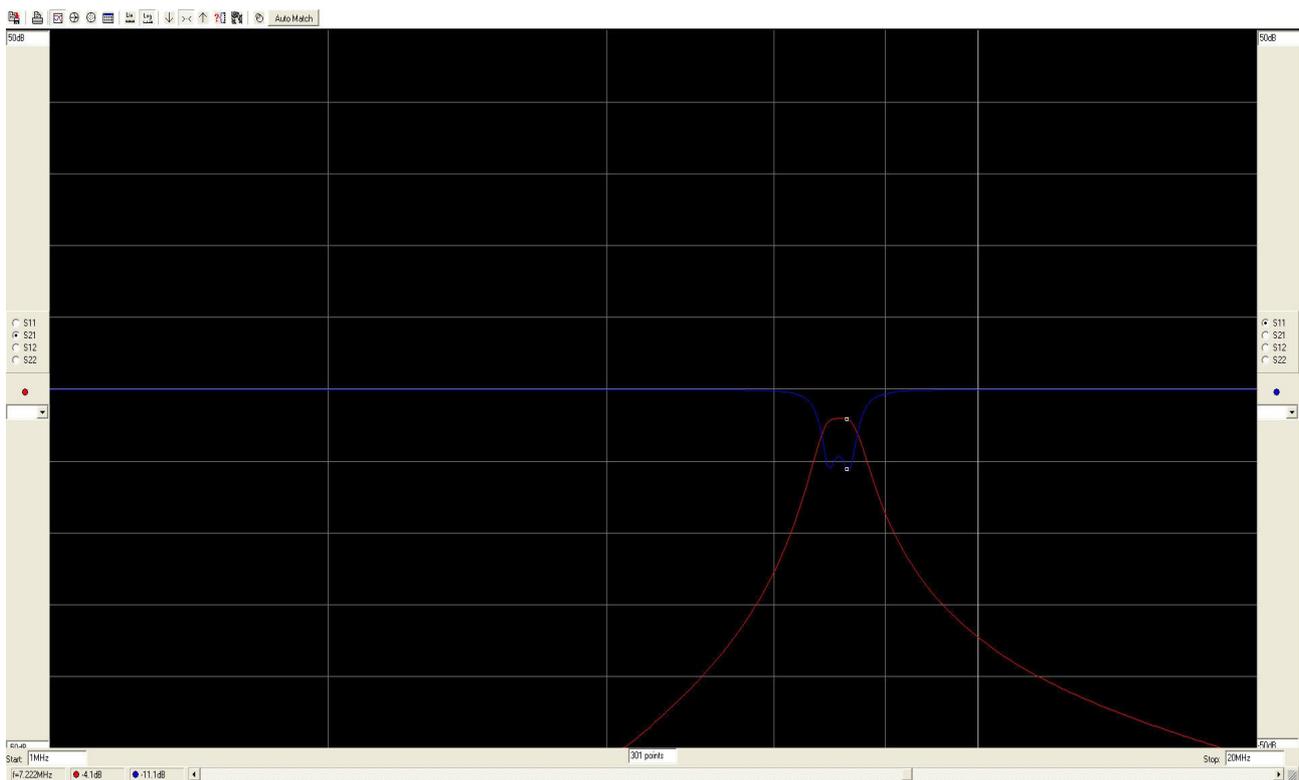


Bild 37 40m

Die Bilder 36 , 37 und 38 zeigen den Schaltplan des 40/60m TX-Filteres und den entsprechenden Frequenzgang.

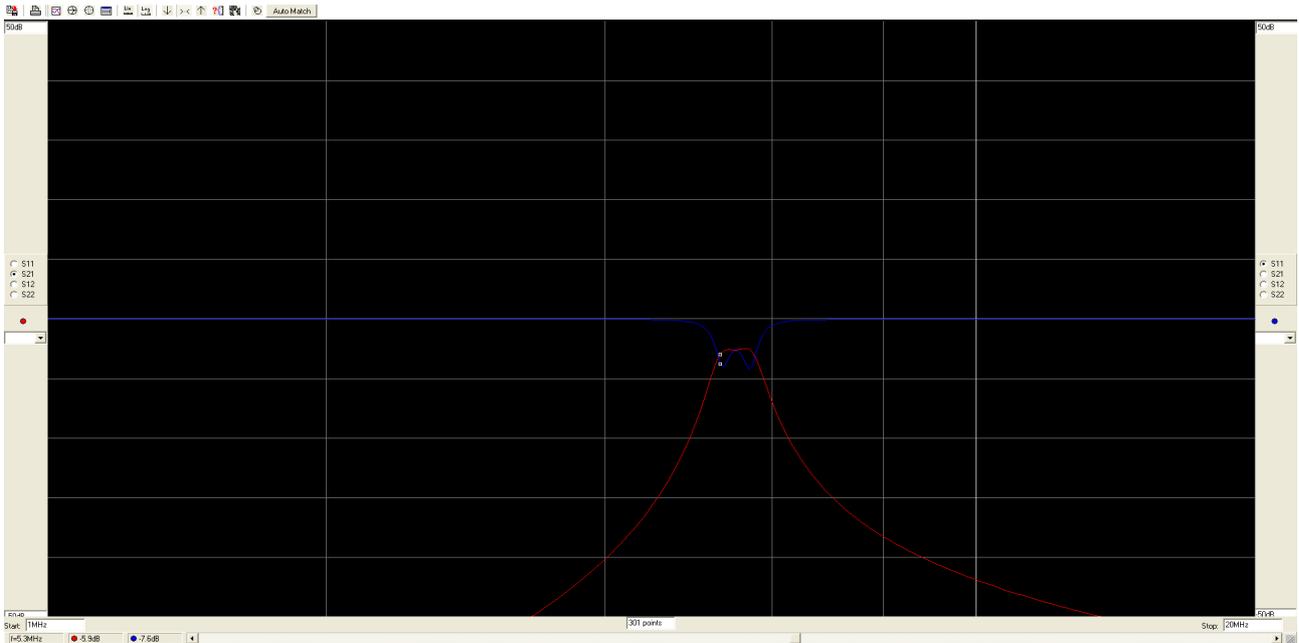


Bild 38 60m

Bild 39 60m Oberwellenfilter

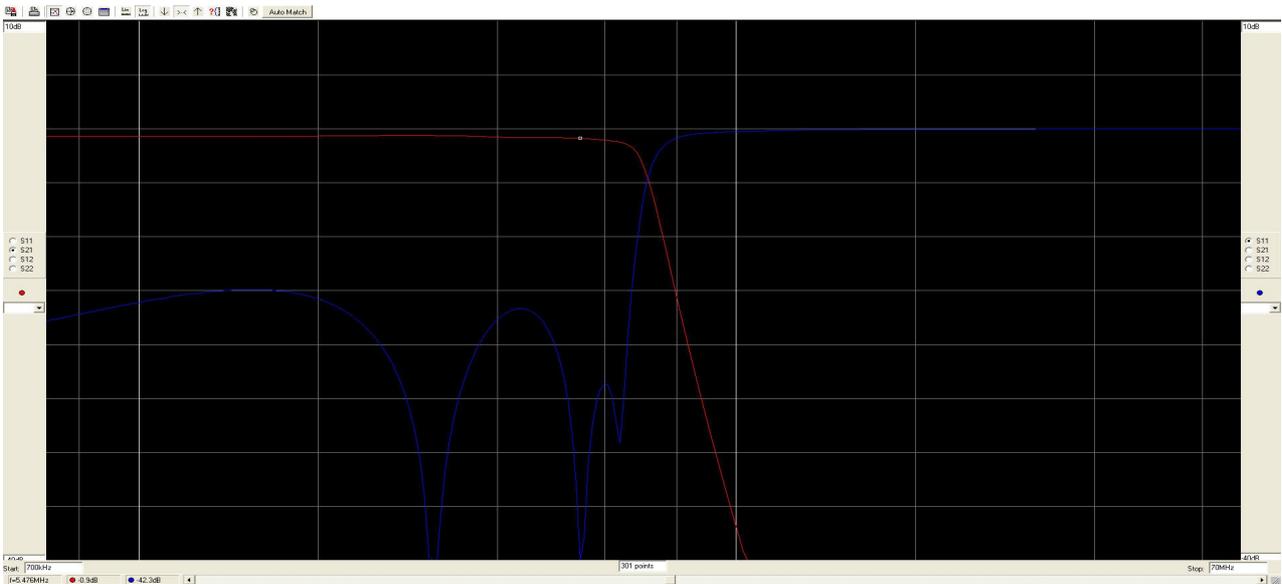
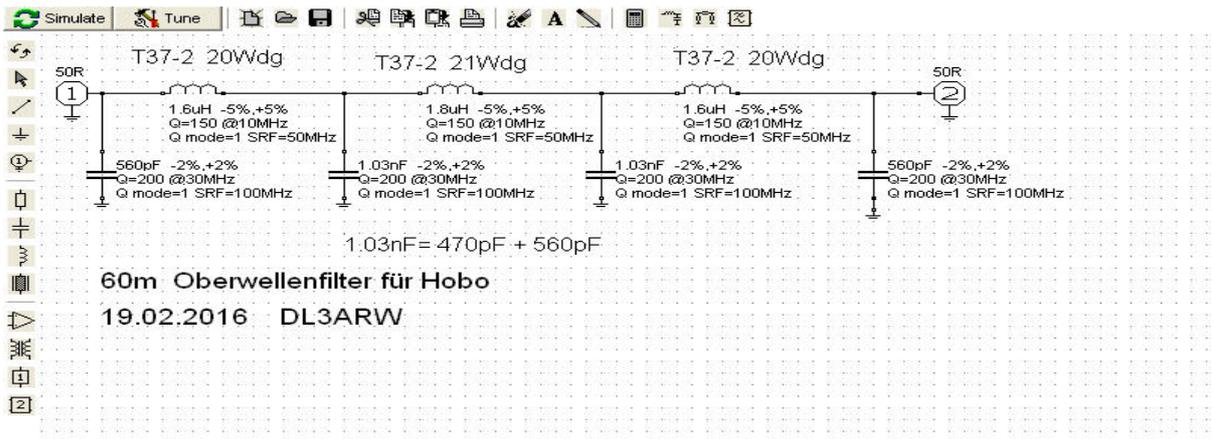


Bild 40 Frequenzgang des 60m Oberwellenfilters

Zum Abschluss dieser Bilddokumentation ein paar Steckmodule, die benötigt werden um auf verschiedenen Bändern arbeiten zu können.

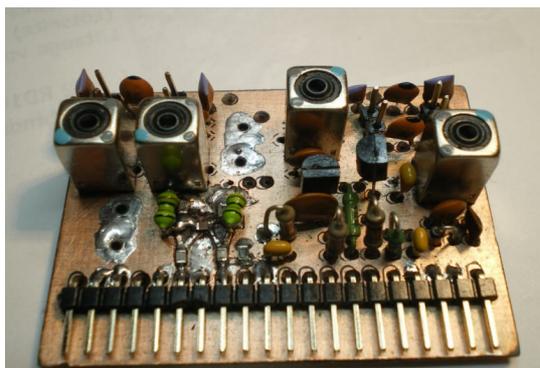


Bild 41

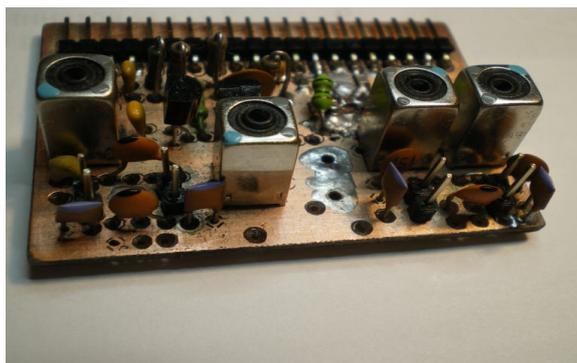


Bild 42

Im Bild 41 und 42 sind die zuschaltbaren Kondensatoren und die zum Schalten notwendigen Stiftkontakte zu erkennen. Einfach Jumper setzen, schon ist das Band gewechselt.



Bild 43

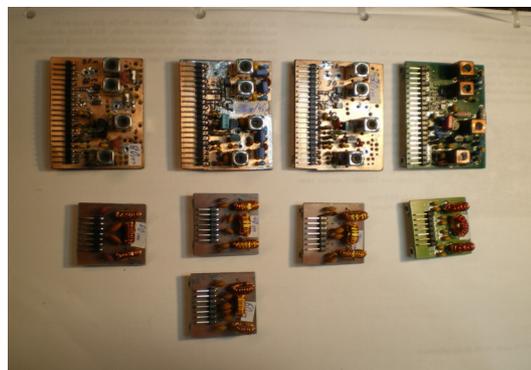


Bild 44

Im Bild 43 noch die Unterseite „meiner Entwicklung“ und im Bild 44 den gesamten Bestand an Steckleiterplatten.

Den Abschluss bildet ein Foto des Hobo von DL5HP.

Wünsche dem Besitzer viele nette QSOs mit dem schönen Gerät.

72/73 de Manfred , DL3ARW !

