

134 GHz Transverterkonzept

Jürgen Dahms, DCØDA, Vinklöther Mark 48, D- 44265 Dortmund

In der Info Scatterpoint January 2007 wurde von Sam, G4DDK ein mögliches Konzept für 134 GHz diskutiert, welches auf der Hoffnung basierte, das der preiswerte Multiplier CMA 382400AUP oder S004079 (nicht mehr lieferbar!) auch noch im Frequenzbereich von 33,7 GHz arbeitet.

Sehr bald stand durch Messungen von Philipp, DL2AM fest, der Multiplier CMA 382400AUP ist nur für einen Ausgangsfrequenzbereich zwischen 37,8 und 40,8 GHz einsetzbar.

Damit war der Vorschlag von G4DDK so nicht umsetzbar.

In DL wurde deshalb von Anfang an das 122 GHz Band mit Erfolg favorisiert und etliche Bauvorschläge von DL2AM und mir veröffentlicht, danach widmete sich DL2AM dem 241 GHz Band. Bewusst wurde das 134 GHz Band vorerst ignoriert.

Da wir durch die IARU durch Wegfall des 145 GHz Bandes die Frequenzbänder 122 und 134 GHz neu bekommen haben, sollten wir aber dennoch experimentell auch das 134 GHz Band nutzen.

1.) Grundsätzliches

Preiswerte Vervielfachermodule für 44 oder 67 GHz mit einer Ausgangsleistung von ca. 100 mW wird es nach meiner Einschätzung in absehbarer Zeit auf dem Surplus Markt nicht geben.

Es gibt daher bislang nur zwei Möglichkeiten:

1. Chips im Bereich zwischen 38 und 44 GHz sind erhältlich, damit ist die Realisierung eines Verstärkers in Bondtechnik möglich. Es können damit sendeseitig Werte in SSB und CW wie auf 122 GHz erreicht werden. Diese Möglichkeit dürfte aber nur wenigen Mikrowellenamateuren vorbehalten sein. Siehe hierzu Bericht von DB6NT (http://www.kuhne-electronic.de/de/shop/147_Transverter/article:134_MKU_47_G)
2. Die Frequenz 22 GHz mit einer Ausgangsleistung von 100 mW und mehr ist problemlos realisierbar. Damit lässt sich auf der Empfängerseite eine gleiche Empfindlichkeit wie auf 122 GHz erreichen. Auf der Sendeseite steht der Aufbau eines Mischers für SSB wegen der erreichbaren geringen Leistungspegel außerhalb der Diskussion. Beim CW- Sender müssen Leistungseinbußen gegenüber dem 122 GHz Band von bis zu 16 dB und mehr akzeptiert werden!

Ich habe mich deshalb intensiv mit der 2. Möglichkeit auseinandergesetzt, da dieser Weg von allen interessierten Mikrowellenamateuren vorläufig problemlos nachvollzogen werden kann.

2.) Frequenzkonzept

Beim Empfangsmischer sind zwei Varianten möglich:

Variante 1 22 GHz, (x 2) 44 GHz, (x 3) 134 GHz
Oberwellenmischer, 3. Oberwelle

Variante 2 22 GHz, (x 3) 67 GHz, (x 2) 134 GHz
Oberwellenmischer, 2. Oberwelle
Subharmonischer- Mischer

Beim CW- Sender gibt es nur eine Möglichkeit:

22 GHz, (x 6) 134 GHz
Versechsfacher

Weder auf 44 GHz noch auf 67 GHz können für eine weitere Verdreifachung bzw. Verdopplung mit den bekannten Dioden und der zur Verfügung stehenden Leistung auf 22 GHz genügen hohe Leistungspegel erreicht werden, die ein anderes Vervielfacherkonzept sinnvoll machen.

3.) Bauelementuntersuchungen zur Realisierung

Insgesamt wurden von mir 13 Bauelemente aufgebaut und ausprobiert. Die gesammelten Erfahrungen bei 122 GHz konnten sehr gut verwertet werden und erleichterten die Untersuchungen. Da wir uns inzwischen bei 122 GHz an die Frequenz für Schmalbandbetrieb von 122.250 GHz gewöhnt haben, wird äquivalent für 134 GHz die Frequenz von 134.250 GHz gewählt.

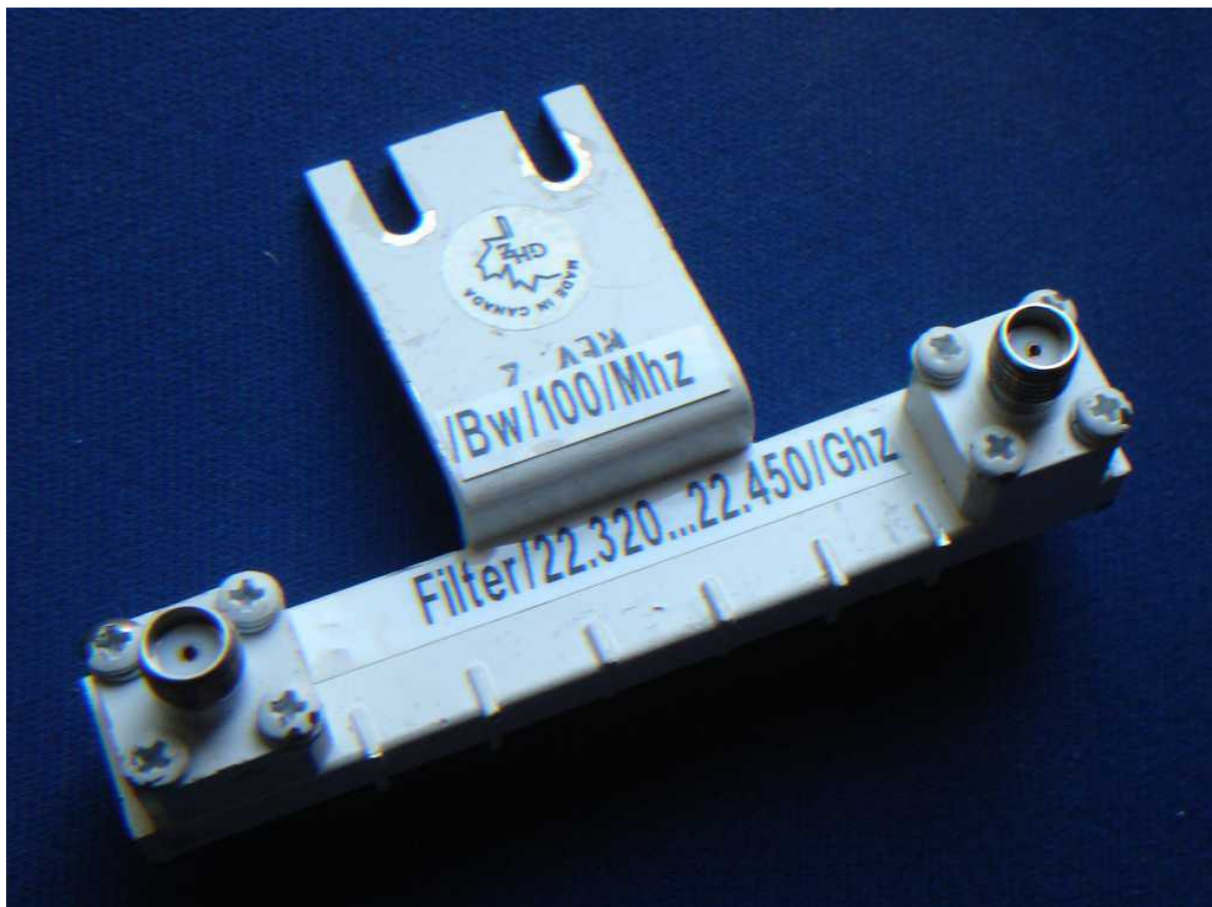
1. Der Oszillatorbauelement

Für die ersten Versuche wurde vorerst auf OCXOs verzichtet und mit 40° Quarzen und Präzisionsquarzheizern 40° QH40A von Michael, DB6NT gearbeitet. Zur Wärmeableitung der Oszillatorbauelemente wurden diese auf einen Rippenkühlkörper aufgeschraubt. Es wurden je ein Oszillatorbauelement mit der LO- Platine Nr. 10- „PCB 12 GHz LO MK4“ und der LO- Platine Nr. 24- „PCB 24 GHz LO“ aus dem Leiterplattenangebot von DB6NT ([Bez.1](#)) aufgebaut und überprüft, inwieweit mit der normalen Filterbestückung für 12 GHz und den geätzten Stripline- Bandfiltern die Platinen für Ausgangsfrequenzen auf 11,2

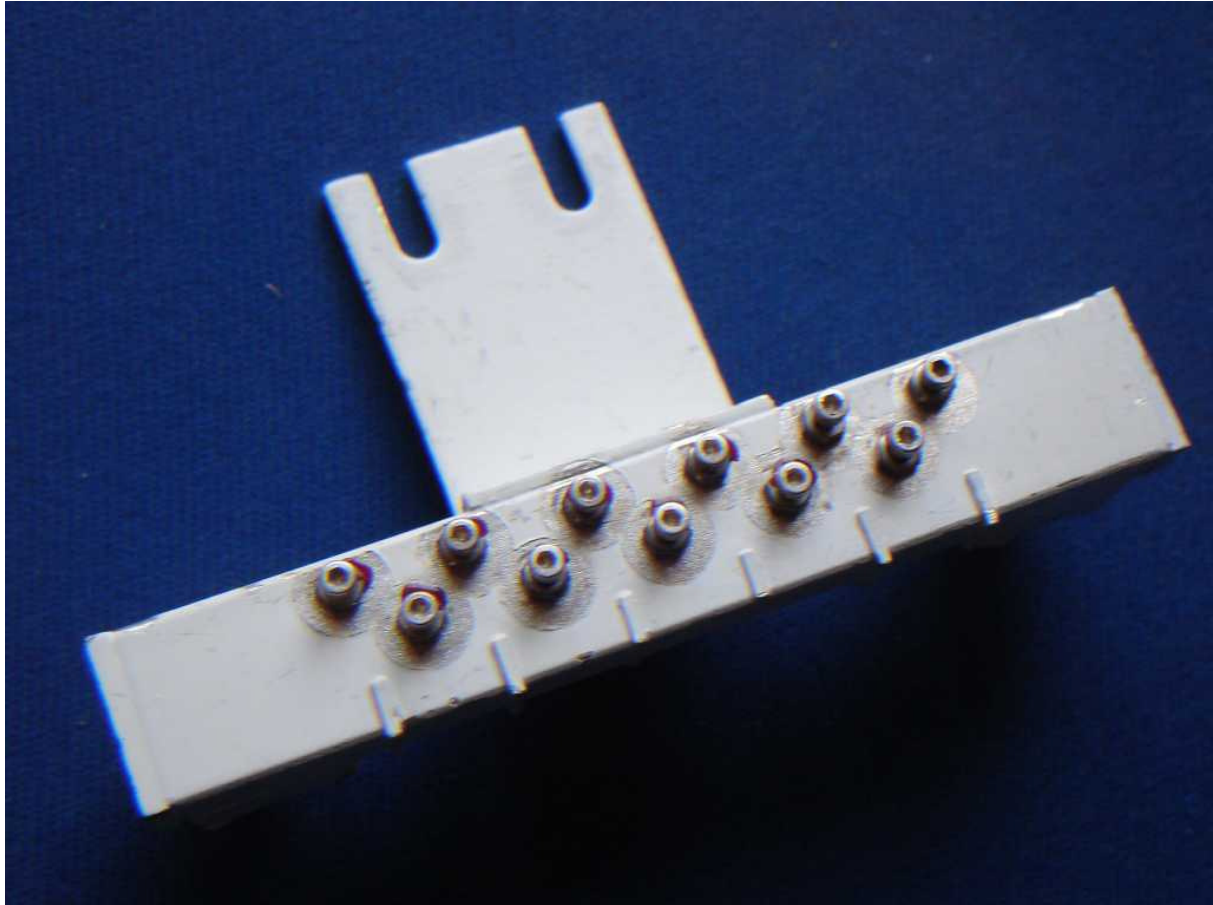
GHz bzw. auf 22,4 GHz so übernommen werden können. Von vornherein habe ich das Neosid Helixfilter für 1520 MHz gegen eines für 1396 MHz ausgetauscht (Nachbauer können dieses Filter als Einzelfilter von DB6NT beziehen).

Ergebnis:

Beide Platinen können ohne Änderungen im Original übernommen werden. Auf 11,2 GHz sind mit der Bestückung, wie im Bestückungsplan vorgesehen, sofort 60 mW Output erreicht worden. Da diese Leistung für viele Anwendungen zu hoch ist, können die Drain- Widerstände von T 10, 11 u. 12 wesentlich erhöht werden (ausprobieren). Beim 22,4 GHz- LO war die Dopplerstufe am Ausgang etwas kritisch, hier musste mit kleinen Zusatzföhnchen optimiert werden. Für den Abgleich habe ich ein ausgebautes umgeglichenes kommerzielles Hohlleiterfilter mit einer Flat Top Bandbreite von 100 MHz im Bereich von 22,320 bis 22,450 GHz mit einer Durchgangsdämpfung unter 1 dB benutzt. Das Filter ist ein 5 Kammerfilter mit insgesamt 11 Abstimmerschrauben und SMA Ein- u. Ausgang. An dieser Stelle Dank an Francois, LX1DU, der mir für diesen Zweck das Filter zur Verfügung stellte (B.1u. B.2).



(Bildunterschrift B.1: Abgleichhilfe HL- Kammerfilter für 22 GHz)



(Bildunterschrift B.2: Abgleichseite des HL- Kammerfilters für 22 GHz)

Es wurden 6,5 mW Output erreicht. Damit kann eine 22 GHz PA mit 4 x NE 32584 C (Platine Nr. 13- „PCB 24 GHz PA Ampl. Koax.“ von DB6NT) auf über 100 mW angesteuert werden.

Wird zur Signalaufbereitung vom 11,2 GHz- LO ausgegangen, so wird ein langer Dopplerstreifen mit den beiden Platinen Nr. 02- „PCB 12 / 24 GHz Doppler“ und Nr. 17- „PCB 24 GHz PA Amp. HL in – koax out > Bake“ aufgebaut, ebenfalls mit 4 x NE 32584 C in der PA- Platine. Der Fertigbaustein ist im Katalog von DB6NT unter der Bezeichnung „MKU X2 1224“ bekannt, hier allerdings vorgesehen für 12 nach 24 GHz.

Bei 1 mW Input auf 11,2 GHz konnten 120 mW Output (Psat 122 mW) auf 22,4 GHz erreicht werden. Die Messung erfolgte im Messlabor bei DL2AM. Diese Variante der Signalaufbereitung von 22 GHz mit über 100 mW

Ausgangsleistung wird von mir bevorzugt. Auch dieser Baustein wird zwecks Wärmeableitung auf einen Rippenkühlkörper geschraubt.

2. Verwendbarkeit vorhandener Platinen

Ingesamt sind z.Zt. 47 Platinen im Angebot bei DB6NT.

Im zweiten Schritt war zu prüfen, ob aus dem Angebot vorhandener Platinen diese für ein 134 GHz Konzept übernommen werden können.

Zuerst wurde Variante 1 untersucht:

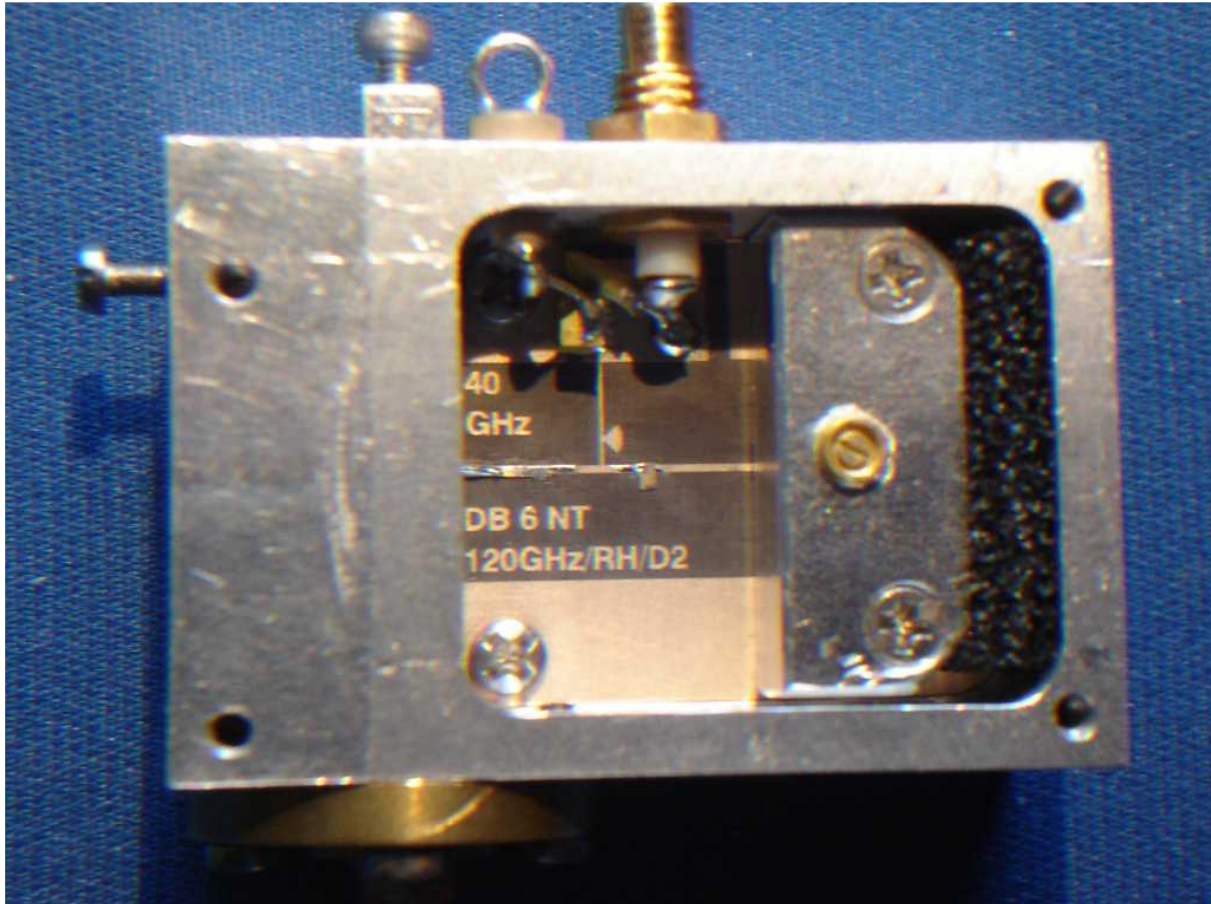
Doppler von 22 nach 44 GHz

Platine Nr. 33- „PCB 23 / 47 GHz Doppler“
Standardgehäuse DB6NT (34 x 30 x 17 mm)
Varactordiode MA 46H146
Tuningelement Tekelec 4,05 mm Ø (Ausgang)
Rund- HL 4,5 mm Ø
Optimaler Abgleich mit Zusatzföhnchen
(Eingangstripline, Stubverlängerungen)

Oberwellenmischer 44 nach 134 GHz

Platine Nr. 31- „PCB 120 GHz Multiplier by 3“
Sondergehäuse mit Kurzschlusschieber für WR 28 ([Lit.1](#))
(44 x 30 x 20 mm)
Mischdiode MA 1317
Tuningelement Tekelec 1,8 mm Ø (Ausgang)
Rund- HL 1,8 mm Ø
Optimaler Abgleich mit Zusatzföhnchen
(Eingangstripline)

Bild 3 zeigt den geöffneten 134 GHz Empfangsmischer für 44 GHz LO-Frequenz. Im oberen Teil des Bildes ist links der Kurzschlusschieber für den WR 28 Eingang neben dem Durchführungskondensator und der ZF- Buchse zu sehen.



(Bildunterschrift B.3: 134 GHz RX- Mischer (44 GHz LO- Frequenz))

Beide Bausteine sollten für genaue Untersuchungen bewusst nicht sofort in Sandwich- Bauweise direkt verschraubt werden. Für die Verbindung wurde deshalb vorerst ein kurzes Stück Rechteck- HL WR 19 mit Anschlussflanschen verwendet. Die Durchmesser der Rund- HL sind annähernd für eine günstige Übertragung aus einer Rund- HL- Tabelle entnommen.

Tabellenwerte: 43.0- 50.0 GHz = 4,78 mm Ø

110.0- 140.0 GHz = 1,85 mm Ø

Die Leistung auf 44 GHz muss für bestes Signal- Rauschverhältnis weit zurückgenommen werden. Dies geht sehr feinfühlig mit dem Verstimmen des eingangsseitigen Kurzschlusschiebers am Mischerbaustein.

Danach wurde Variante 2 untersucht:

Dreifacher von 22 nach 67 GHz

Palatine Nr. 30- „PCB 25,3 / 76 GHz Tripler“

Standardgehäuse DB6NT (34 x 30 x 17 mm)

Verdreifacherdiode MA 1310

Tuningelement Tekelec 3,2 mm Ø (Ausgang)

Rund- HL 3 mm Ø

Optimaler Abgleich mit Zusatzföhnchen

(Eingangstripline, Ausgangsdrosselleitung)

Tabellenwert Rund- HL: 66.0- 88.0 GHz = 3,18 mm Ø

Oberwellenmischer 67 nach 134 GHz

Platine Nr.40- “PCB 120 GHz SHM- Mischer”

Standardgehäuse DB6NT (38 x 30 x 17 mm)

Mischdiode Zero Bias HSCH 9161

Tuningelement Tekelec 4,05 mm Ø (Eingang)

Rund- HL 3 mm Ø

Tuningelement Tekelec 1,8 mm Ø (Ausgang)

Rund- HL 1,8 mm Ø

Optimaler Abgleich mit Zusatzföhnchen

(Eingangstripline)

Bild 4 zeigt den geöffneten 134 GHz Empfangsmischer für eine LO Frequenz von 67 GHz. Aus Platzgründen musste der Durchführungskondensator auf die andere Seitenwand gesetzt werden.



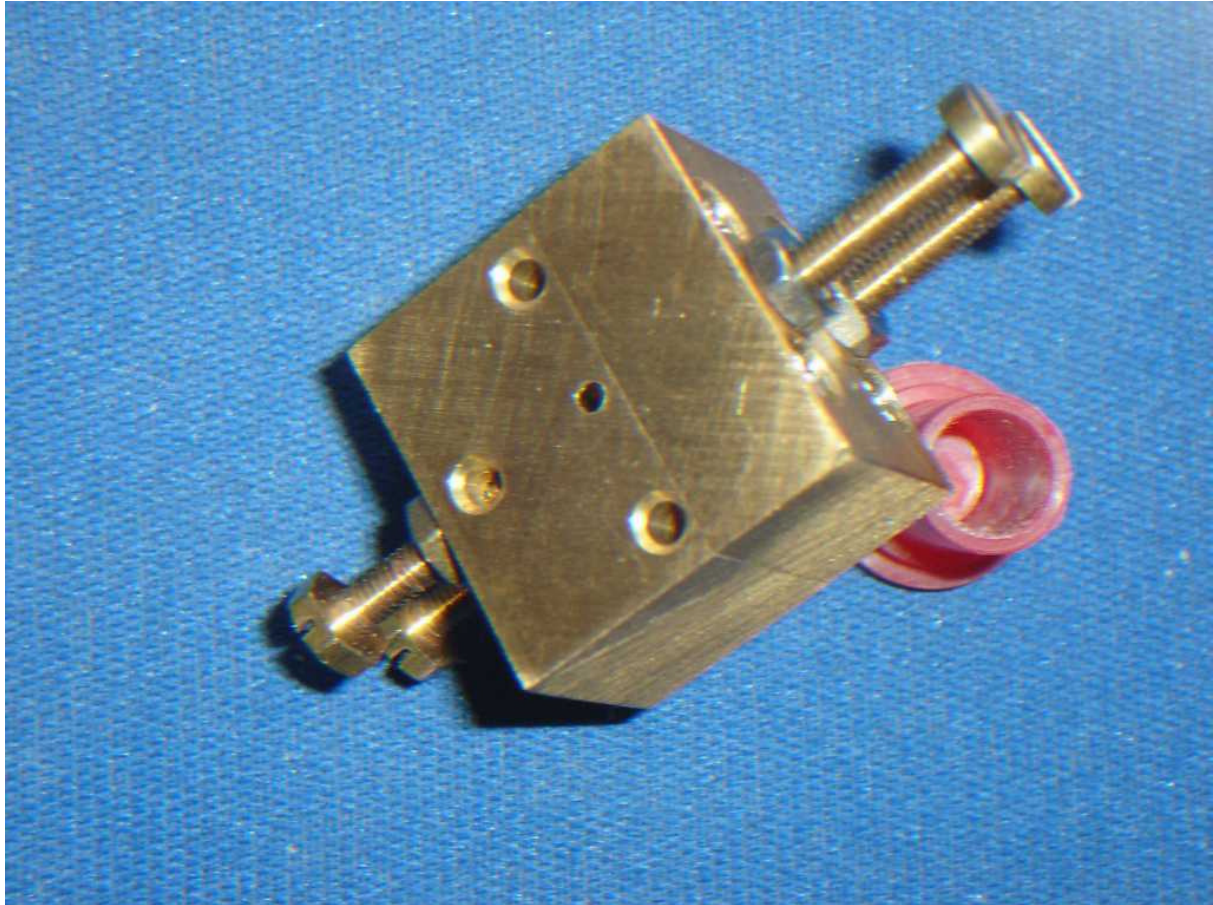
(Bildunterschrift B.4: 134 GHz RX- Mischer (67 GHz LO- Frequenz))

Auch hier wurde vorläufig auf eine Sandwich- Bauweise verzichtet und Verdreifacher und Mischer mit einem kurzen Stück Rechteck- HL WR 12 mit Flanschen verbunden.

Es zeigte sich eine deutlich bessere Eingangsempfindlichkeit gegenüber der Variante 1.

Für beide Varianten wurde jeweils ein separater ZF- Vorverstärker mit BFP 182 bei optimalen Werten für geringes Rauschen verwendet.

Für den Abgleich des Verdreifachers von 22 nach 67 GHz habe ich als Abgleichhilfe ein umgebautes zweistufiges Resonatorfilter für 76 GHz nach OE9PMJ benutzt. Damit ich es auf 67 GHz in Resonanz bringen konnte, mussten beide Resonatorhöhlen vom Boden her mittels M 2,5 mm Messingschrauben etwas im Volumen verkleinert werden. Die Durchgangsbohrungen wurden auf 1,5 mm \varnothing aufgebohrt und das Filter von LX1DU vermessen. Bei 67,150 GHz betrug die Durchgangsdämpfung 5 dB und die – 3dB Bandbreite 600 MHz (B.5).



(Bildunterschrift B.5: umgebautes Resonatorfilter für 67 GHz)

Zwischenergebnis der Verwendbarkeit der Platinen

Alle verwendeten Platinen aus dem Angebot von DB6NT zur Realisierung der Empfangsmischer beider Varianten können benutzt werden, wobei sich die Verdreifacherplatine Nr. 30 als etwas problematisch herausstellte. Bei meinem Aufbau wurden 12 dB Unterdrückung der unerwünschten 44 GHz von DL2AM analysiert.

4.) Mischervergleich Variante 1 und 2

Für diese Untersuchung ist ein regelbarer Signalgenerator erforderlich. Erfahrungen bei 122 und 241 GHz haben bei DL2AM und mir gezeigt, eine optimale Einstimmung eines Mischers ist nur dann möglich, wenn ein stark abgeschwächtes Signal auf der Endfrequenz direkt über ein Stück passendes Hohlleiterstück in den Mischer eingespeist wird und das empfangene Signal auf der ZF- Seite genau analysiert wird. Man nennt diesen Vorgang auch einen „Abgleich nach der ZF- Methode“.

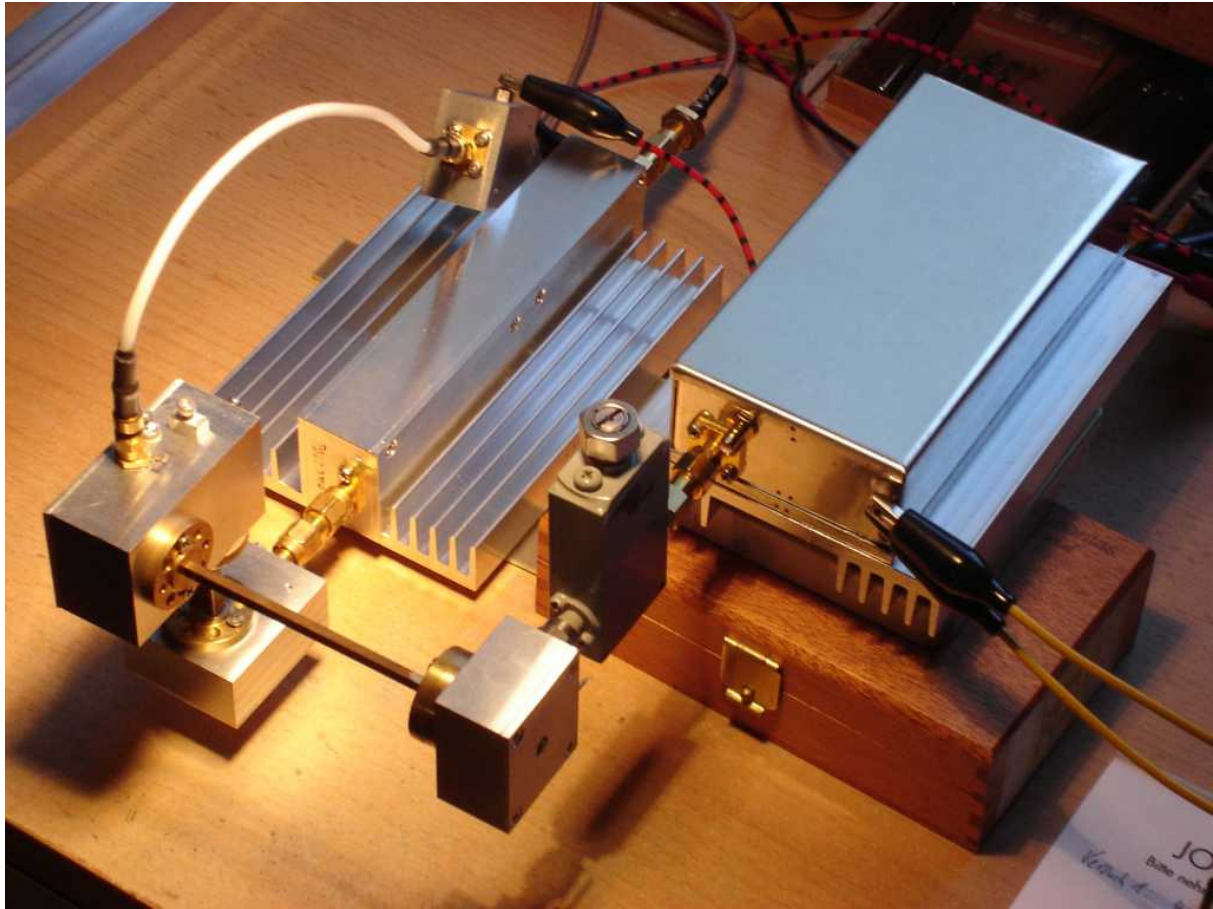
Meine ZF- Methode

Hierbei wird die Regelung des Nachsetzers nach Möglichkeit abgeschaltet und die NF- Spannung über eine Diode und ein μA - Meter angezeigt, zur „Nullpunkteinstellung“ dient der NF- Regler am Nachsetzer. Bei einem Vergleich von verschiedenen Mischern muss das Mischer- Eingangssignal jeweils gleich stark bleiben, ebenfalls muss die Durchgangsverstärkung am Nachsetzer immer den gleichen Pegel haben. Dies erreicht man einfach mit einem $100\ \Omega$ - Poti in der ZF- Leitung, damit können unterschiedliche Verstärkungen ausgeglichen werden. Zuerst nimmt man den vom Gefühl her schlechteren Mischer und stellt mit Hilfe des Oszillatorpegels und des Arbeitswiderstandes der Mischdiode diesen auf bestes Signal- Rauschverhältnis ein. Die Erfahrung zeigt, das Mischrauschen darf nur geringfügig über dem Zusatzrauschen des ZF- Vorverstärkers liegen. Das Signal des Generators wird soweit abgeschwächt, das dieses im Nachsetzer gerade noch aus dem Rauschen heraus hörbar ist. Danach wird der bessere Mischer genommen und bei gleicher Generatorausgangsleistung wird jetzt ein wesentlich stärkeres Signal hörbar sein und damit auch einen höheren Ausschlag am μA - Meter verursachen. Durch Einfügen definierte Dämpfungsglieder auf der ZF- Seite wird das empfangene Signal soweit abgeschwächt, bis es wieder gerade aus dem Rauschen hörbar ist. Hierbei wird man feststellen, dass eine S- Stufe am S- Meter des Nachsetzers in den seltensten Fällen 6 dB entspricht! (Steht ein Messsender zur Verfügung, kann das S- Meter natürlich genau überprüft und geeicht werden). So kann mit einfachen Mitteln ohne geeignete Rauschquelle für 134 GHz annähernd eine Aussage über den Empfindlichkeitsunterschied von verschiedenen Mischersystemen gemacht werden. Die Methode ist sehr aufwendig und braucht sehr viel Zeit, liefert aber einigermaßen verlässliche Werte.

Der Signalgenerator

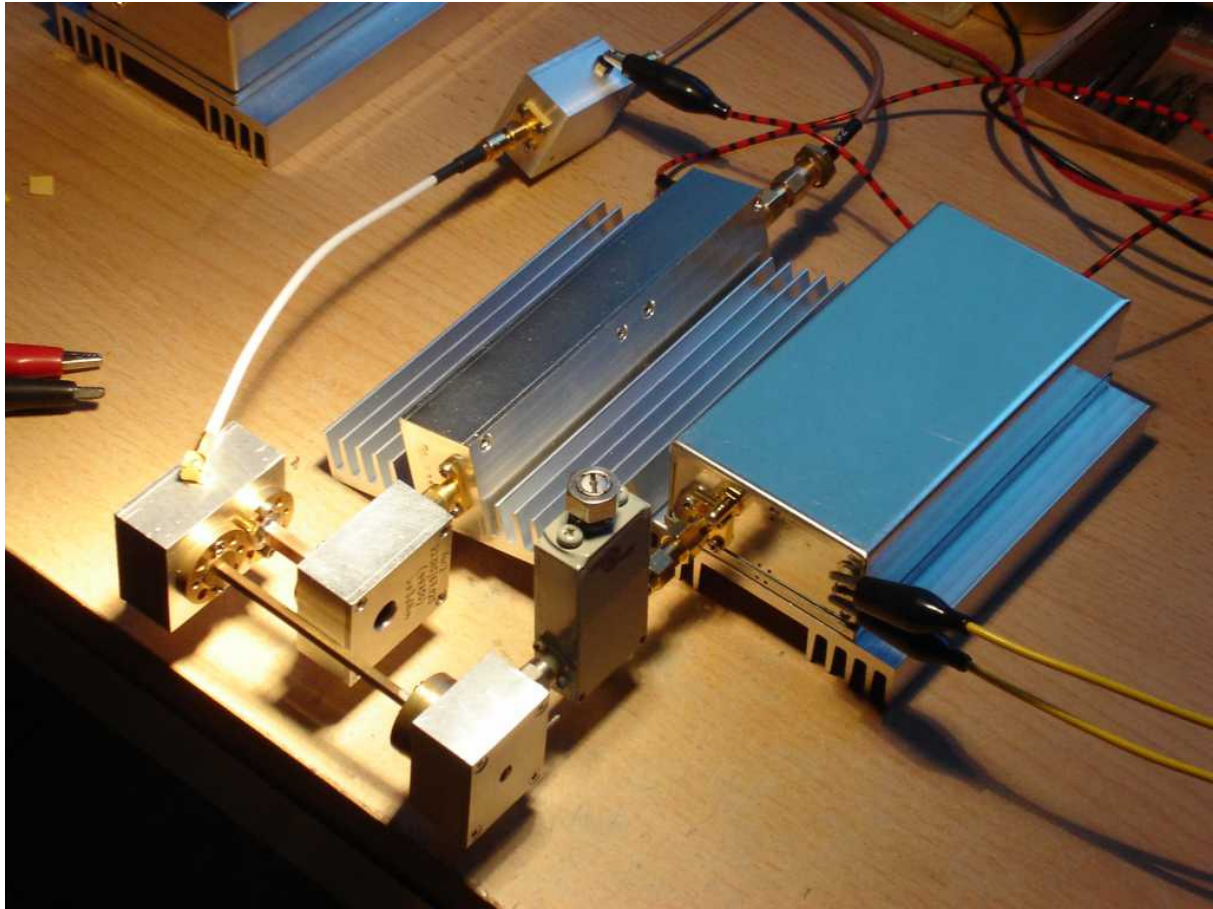
Der 22 GHz LO- Baustein wurde direkt mit einem stufenlos regelbaren Abschwächer von 0 bis 20 dB von der Fa. Narda Modell 26410 7,0 bis 18,0 GHz verbunden. Nach dem Abschwächer folgt ein alter Versechsfacher (24 / 145 GHz) aus meiner ehemaligen 145 GHz Station mit einer HSCH 9101. Über ein ca. 70 mm langes Recheck- HL Stück WR 7 mit Flanschen wird das Signal aus dem Versechsfacher direkt mit dem jeweiligen Mischer verbunden.

Bild 6 zeigt den Laboraufbau zur Feststellung der Empfindlichkeit für die Empfangsmischervariante 1.



(Bildunterschrift B.6: Laboraufbau zur Untersuchung Mischervariante 1)

Im Bild 7 ist der gleiche Aufbau zur Untersuchung der Empfangsmischervariante 2 zu sehen.



(Bildunterschrift B.7: Laboraufbau zur Untersuchung Mischervariante 2)

Jeweils rechts ist in beiden Bildern 6 u.7 der Signalgenerator, bestehend aus LO, Abschwächer und Versechsfacher, zu erkennen, links im Bild beide Male der jeweilige Empfangsmischer mit separatem ZF- Vorverstärker.

5.) Ergebnis und Vergleich beider Mischvarianten

Die Signalaufbereitung für die Variante 1 gestaltet sich zwar einfacher, was den Abgleich betrifft, ist aber in der Empfindlichkeit der Variante 2 deutlich unterlegen. Ähnlich wie bei meinen Vergleichen bei 122 GHz konnten hier fast gleiche Unterschiede ermittelt werden (Lit.2).

Nach der „ZF- Methode“ habe ich bei der Variante 2 eine Verbesserung des Signal- Rauschverhältnisses von ca. 8 dB festgestellt, so wird dieser Variante beim späteren Einbau des Transverterkonzeptes in ein Gehäuse der Vorzug gegeben.

Ermittelte Arbeitspunkteinstellung des Mixers mit der Zero Bias Detector Diode HSCH 9161 für bestes Signal- Rauschverhältnis

$$R_a = 330 \, \Omega \quad U = 0,07 \, \text{V} \quad I_q = 215 \, \mu\text{A}$$

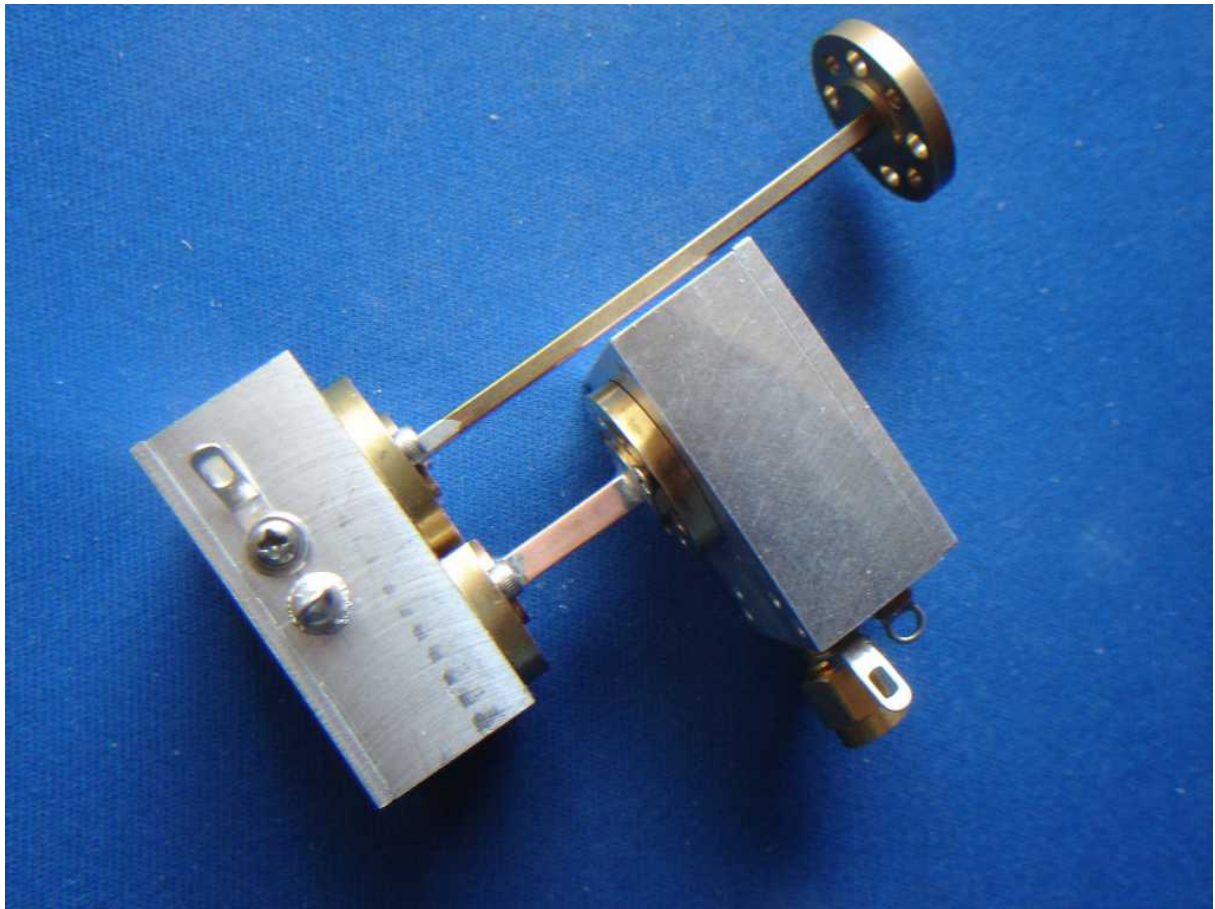
Diese Werte können je nach LO- Leistung, Frequenz und Diodenexemplar unterschiedlich sein, sie sollen daher nur eine Tendenz aufzeigen. Nach meinen Erfahrungen mit dieser Diode als Mischdiode verwendet, können sowohl der Arbeitswiderstand auch unter $100 \, \Omega$ als auch der Diodenquersstrom unter $100 \, \mu\text{A}$ liegen. Hier müssen bei jedem neuen Aufbau erneut die optimalen Werte experimentell ermittelt werden.

Im **Bild 8** blickt man auf beide Eingangsseiten des Mischers der Variante 2 mit der Flanschmontage. Durch den durch die eingeklebte Platine vorgegebenen Abstand vom $67 \, \text{GHz}$ LO- Eingang und dem Eingang für $134 \, \text{GHz}$ musste einer der beiden Flansche an einer Seite etwas gekürzt werden; ich habe den LO- Eingang gewählt.



(Bildunterschrift B.8: LO- Port und RF- Port des Mischers Variante 2)

Der gesamte Empfangsmischkopf mit Verdreifacher, vorbereitet für die Gehäusemontage, ist in [Bild 9](#) zu sehen. Der ZF- Vorverstärker wird im Transvertergehäuse separat über ein kurzes Teflonkabel angeschlossen.



(Bildunterschrift B.9: Kompletter RX- Mischkopf mit Verdreifacher)

Da jetzt die Parameter festliegen, ist für einen zweiten Aufbau eine Sandwich-Bauweise mit einem Zwischenflansch mit Rund- HL Bohrung geplant. Diese Aufbauart ist von mir bei meinem letzten RX- Mischer für 122 GHz realisiert worden ([Lit.2](#)).

6.) Der CW- Sender

Versechsfacher 22 nach 134 GHz

Platine Nr.32- „PCB 120 GHz Multiplier by 5“

Standartgehäuse DB6NT (34 x 30 x 17 mm)

Vervielfacherdiode MA 1310

Tuningelement Tekelec 1,8 mm Ø

Rund- HL 1,8 mm Ø

Optimaler Abgleich mit Zusatzföhnchen

(Eingangsleiterbahn)

Der Versechsfacher wird mit dem langen Dopplerstreifen, wie in Bild 6 u. 7 zu sehen, angesteuert.

Bei 120 mW Input auf 22 GHz wurden von DL2AM am Messplatz folgende Werte gemessen:

P out 134 GHz 19,0 μ W

Unterdrückung der Fünffachen von 22 GHz (122 GHz) - 6 dB

Mit Zusatzflansch mit 1,6 mm Bohrung als Filter

P out 134 GHz 14,3 μ W

Mit dem Zusatzflansch sind zwar die unerwünschten 122 GHz wesentlich stärker unterdrückt, aber gleichzeitig reduziert sich auch das eigentliche 134 GHz- Signal, weil der Durchmesser von 1,6 mm nicht mehr optimal für 134 GHz ist. Da die 122 GHz von der Gegenstation durch das Empfangsmischerkonzept aber nicht aufgenommen werden können, kann auf diese Maßnahme verzichtet werden.

Optimale Arbeitspunkteinstellung des Versechsfachers im vorliegenden Fall

$R_a = 10 \Omega$

$U = 0,35 \text{ V}$

$I_q = 35 \text{ mA}$

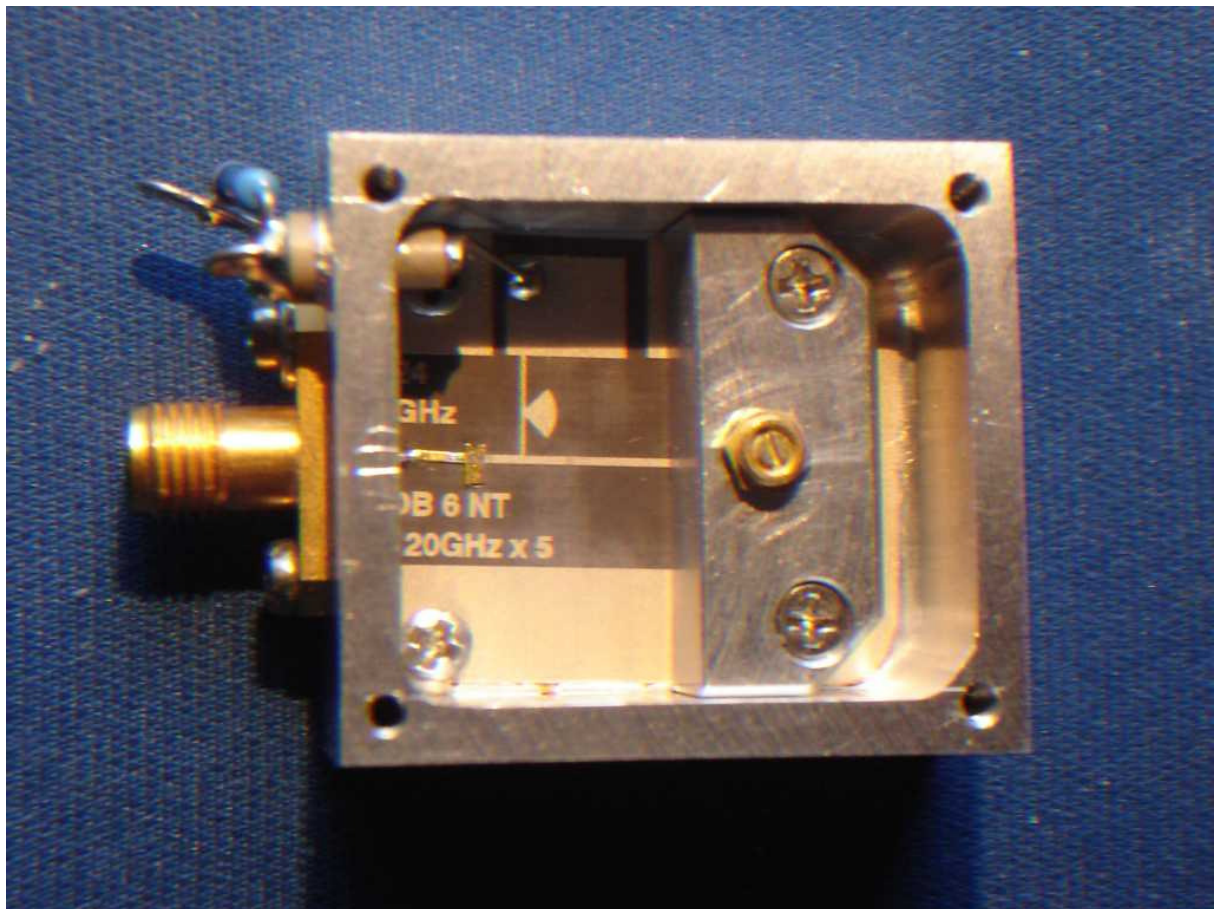
Auch beim Versechsfacher kann die Platine aus dem vorhandenen Angebot von DB6NT übernommen werden.

Obwohl die Leistungsausbeute auf den ersten Blick frustrierend ist, darf man gedanklich sendemässig keine Vergleiche zu den Möglichkeiten, die wir im 122 GHz Band haben, ziehen (siehe eingangs unter „Grundsätzliches“).

Dies kann aber kein Grund sein, überhaupt keine funktechnischen Versuche im 134 GHz Band zu machen!

Die gewonnene Ausgangsleistung entspricht dem Stand, der vor Wegfall des 145 GHz Bandes in DL vorlag, damit hat DB6NT 1997 immerhin einen lange bestehenden Entfernungsweltrekord von 53 km erzielt.

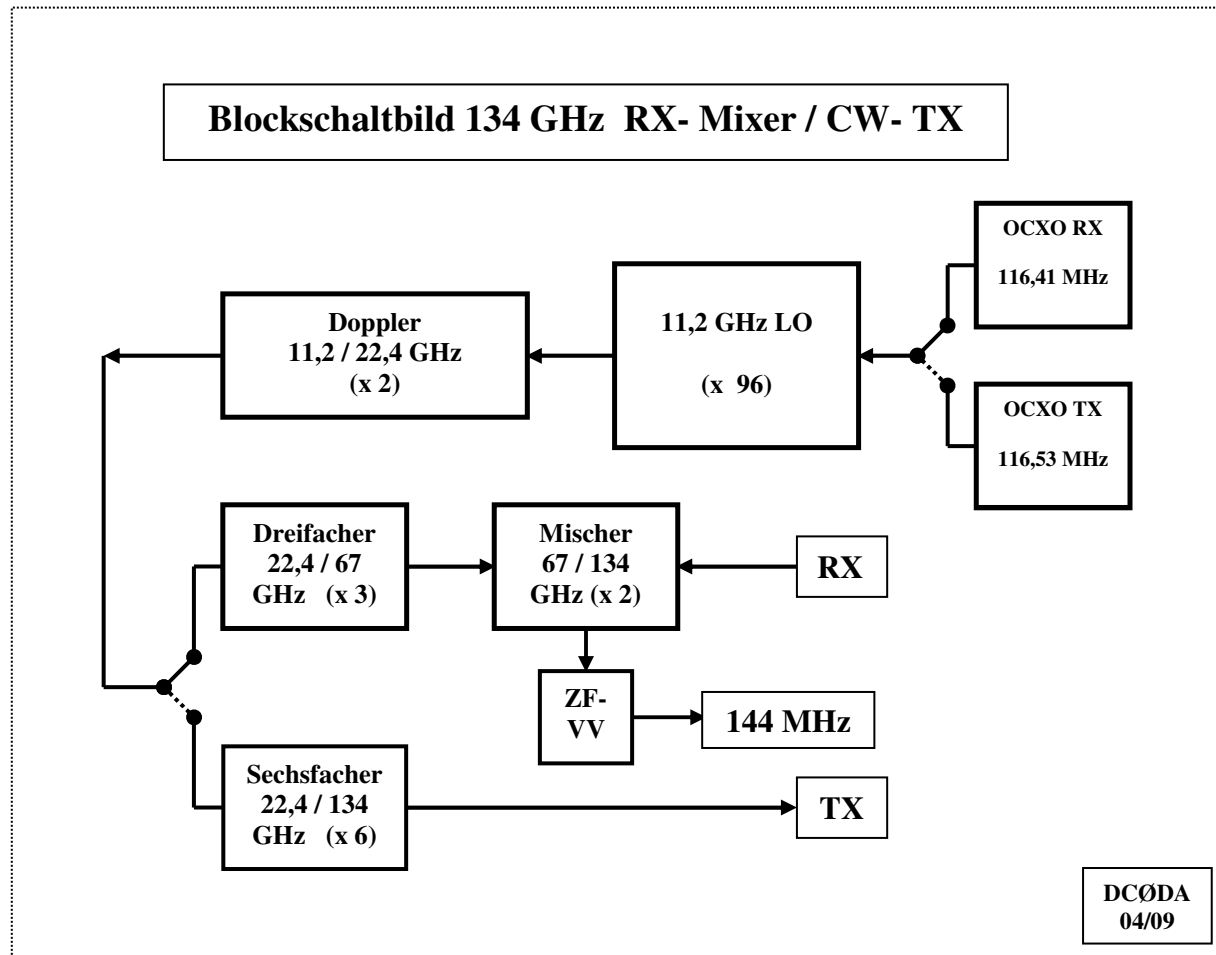
Bild 10 zeigt die geöffnete Seite des Versechsfachers von 22 nach 134 GHz.



(Bildunterschrift B.10: Versechsfacher von 22 nach 134 GHz)

7.) Vorschlag für einen Transverteraufbau mit getrenntem Empfangsmischer und CW- Sender

Ein einfaches Blockschaltbild soll zur Erklärung dienen.



Bei Verwendung von 144 MHz ZF ergeben sich folgende Quarzfrequenzen:

OCXO RX

Q 116,41145 MHz

Pout 1 mW

OCXO TX

Q 116,53645 MHz

Pout 1 mW

Beide OCXO werden über ein normales kleines Kartenrelais jeweils auf den Eingang einen 12 GHz- LO DB6NT (Auslegung für 11,2 GHz) geschaltet. Der LO- Baustein ist breitbandig genug und gibt im Empfangsfall die Frequenz 11,1755 GHz und im Sendefall die Frequenz von 11,1875 GHz ab. Die Ausgangsleistung sollte 10 mW nicht übersteigen, da die FET im nachfolgenden langen Dopplerstreifen von 11,2 nach 22,4 GHz wesentlich mehr Verstärkung als auf 24 GHz machen. Auch dieser Frequenzverdoppler arbeitet breitbandig genug (RX 22,351 GHz, TX 33,375 GHz). Es sind immer Ausgangsleistungen von über 100 mW zu erreichen.

An den Ausgang des Frequenzverdopplers wird direkt ein SMA- Relais aufgeschraubt, dieses sollte unter 1 dB Durchgangsverlust auf 22 GHz haben. Mit dem SMA- Relais wird die Leistung des Dopplers im Empfangsfall auf den Verdreifacher von 22,351 nach 67,053 GHz und im Sendefall auf den Versechsfacher von 22,375 nach 134,250 GHz geschaltet. Der Verdreifacher steuert direkt den Empfangsmischer von 67,053 nach 134,106 GHz an.

Beide Endbausteine, RX- Mischer und TX- Versechsfacher, sitzen direkt an der Rückwand des Transvertergehäuses. Beim Empfang und beim Senden wird der Parabolspiegel umgeschraubt, was bei einem Spiegeldurchmesser von z.B. 25 mm (PROCOM- Parabol) kein Problem ist, so arbeite ich auch auf 122 und 241 GHz.

Der vorgeschlagene Transverter ist so bei mir in Planung.

Durch das Karten- und SMA- Relais ist ein Minimum an Einzelbausteinen erforderlich, sicherlich gibt es aber auch andere Wege.

Ich hoffe, mit diesem Beitrag die Experimentierfreudigkeit auch auf dem noch kaum genutzten Amateurfunkband 134 GHz angeregt zu haben.

Bedanken möchte ich mich bei folgenden Amateuren für ihre hilfreiche Unterstützung zur Realisierung des Konzeptes:

Bei Karl Ochs, DJ6BU für die Gehäusefräsarbeiten, bei Philipp Prinz, DL2AM für ein ausführliches Messprotokoll meiner Bausteine, bei Francois Cronauer, LX1DU für die Bereitstellung und Vermessung von Abgleichhilfen und Michael Kuhne, DB6NT für die Lieferung der besonderen Helixfilter.

Vy 73 + 55 de DCØDA

Bezugsquellen

- (1) Kuhne electronic GmbH, Scheibenacker 3, 95180 Berg / Oberfranken, Tel. (0 92 93) 80 09 39, Fax (0 92 93) 80 09 38, www.kuhne-electronic.de, www.db6nt.de, info@kuhne-electronic.de

Literatur

- (1) Jürgen Dahms, DCØDA: „122 GHz Transverter with Separate TX and RX part“, DUBUS 1/07, S.48
- (2) Jürgen Dahms, DCØDA: „New RX mixer for 122 GHz with 10 dB Improvement“, DUBUS 2/08, S.47