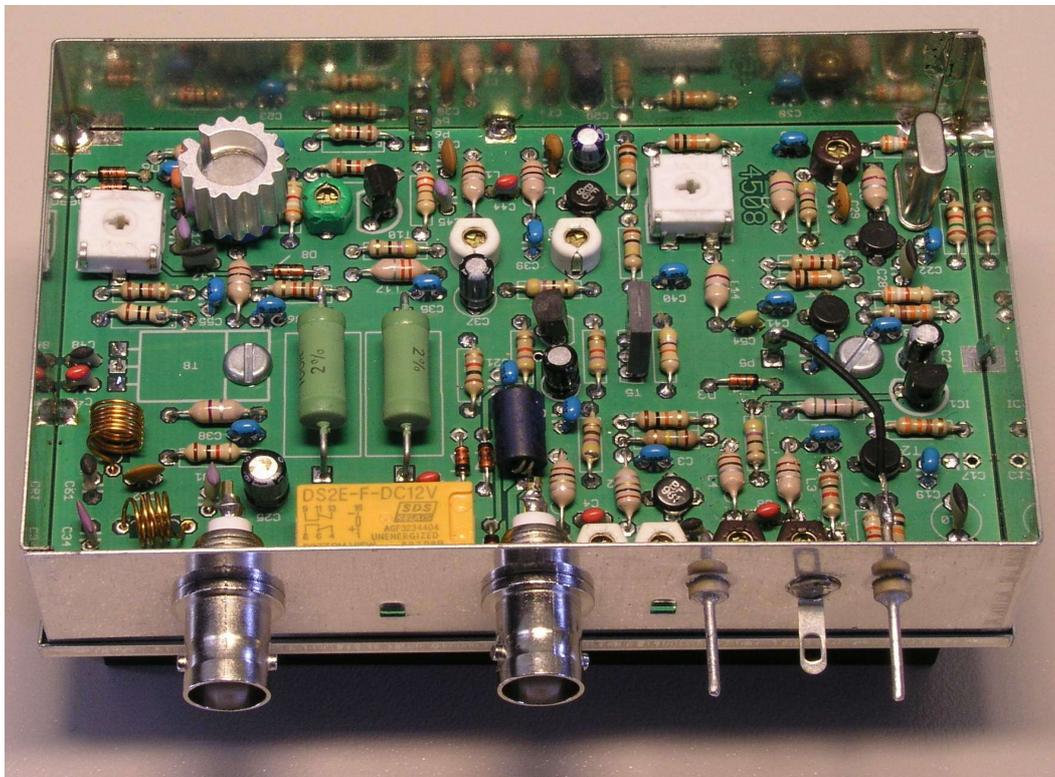


Baubeschreibung  
*Transverter für das 4m Band*

**XV4-10**



Holger Eckardt  
DF2FQ@darç.de

Schwer zu sagen, wann der Amateurfunk in DL eine Zuteilung für das 4m-Band erhalten wird. Jedoch gibt es in Europa immer mehr Länder, in denen Funkamateure auf dem Band aktiv werden können. Auch hierzulande gibt es bereits einige wenige Sondergenehmigungen. Bild 1 zeigt die weltweiten Frequenzzuweisungen an den Amateurfunk [aus 2]. Sollte jemand Lust haben, sich auf den neuen Frequenzen zumindest hörend zu betätigen, so findet er hier eine Transverterschaltung, die einfach nachzubauen ist und sich in ähnlicher Form als 6m-Version schon seit vielen Jahren bewährt hat.

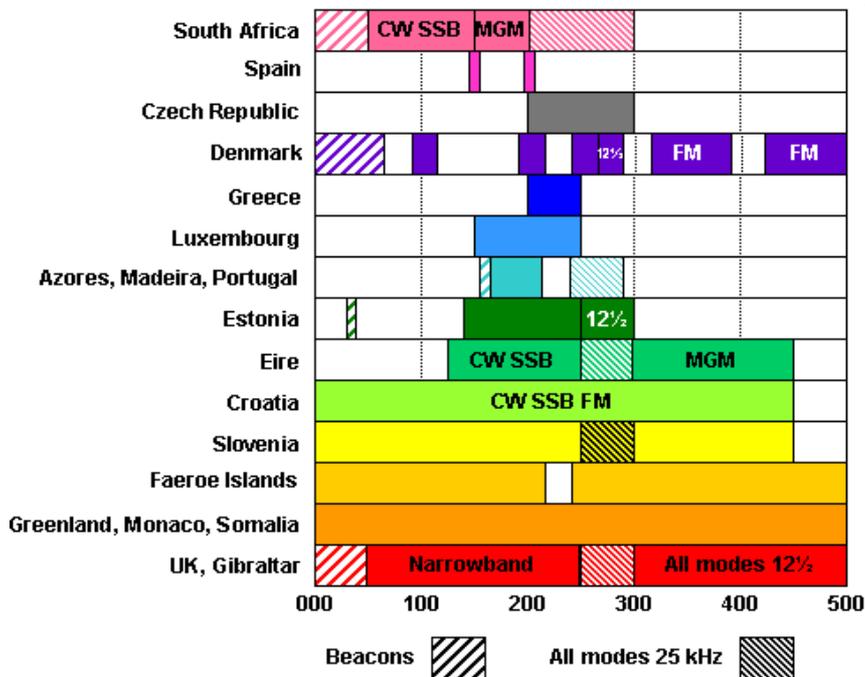


Bild 1, Stand Januar 2009, (aus [www.70mhz.org](http://www.70mhz.org))

### Ein bewährtes Konzept

Einige Zeit nachdem 1987 die ersten Sonderlizenz für das 6m Band erteilt worden waren, hatte ich in [2] eine Baubeschreibung für einen 6m-Transverter veröffentlicht. Die Schaltung hat zwar im Laufe der Jahre immer mal wieder ein paar Verbesserungen erfahren. Das Konzept hat sich seit der Zeit aber nicht geändert.

Es sollte also kein Problem sein, dachte ich, mit einem anderen Quarz und ein paar geänderten Spulen, das Gerät auf 70 MHz zum Laufen zu bringen. So ganz einfach war es aber dann doch nicht. Ärger machen vor allem sendeseitig die Mischprodukte höherer Ordnung. Bei einem Transverter nutzt man einen vorhandenen (Kurzwellen-) Transceiver um dessen Sende- und Empfangsbereich auf das gewünschte Band umzusetzen.

Wenn man zwei Frequenzen mischt, also in unserem Fall die des Transceivers und die eines Quarzoszillators im Transverter, entstehen im idealen Fall die Summe und die Differenz der beiden Frequenzen. Leider liefert der Mischer daneben auch Produkte höherer Ordnung. D.h., die Vielfachen der Eingangsfrequenzen mischen sich ebenfalls. Ist der Frequenzabstand zur Nutzfrequenz groß genug, kann man sie durch geeignete Filter unterdrücken. Im ungünstigen Fall ergeben sich jedoch Signale im oder in der Nähe des Nutzbandes.

Diese Produkte entstehen immer, unabhängig davon, in welcher Technik der Mischer aufgebaut ist. Je nach Art des Mixers sind sie verschieden stark. Die Formel zum Errechnen der Mischprodukte lautet:

$$f(m,n) = m \cdot f_e \pm n \cdot f_o$$

Hierbei sind m und n ganze Zahlen, die von 0 bis unendlich gehen.  $f_e$  ist die Eingangsfrequenz und  $f_o$  die Oszillatorfrequenz.

Wählt man z.B. als Eingangsfrequenz 28,1 MHz so benötigt man, um auf 70,1 MHz zu kommen, einen 42 MHz Oszillator. Damit ergeben sich folgende Mischprodukte:

m	n	Ausgangsfrequenz	Bemerkungen
1	1	70,1 MHz	Die erwünschte Ausgangsfrequenz
2	3	69,8 MHz	Fällt genau ins Band und kann nicht ausgefiltert werden.
4	1	70,4 MHz	Fällt genau ins Band und kann nicht ausgefiltert werden.

Natürlich gibt es noch viel mehr Produkte. Alle, die mehr als ein paar MHz neben der Nutzfrequenz liegen, wurden jedoch nicht berücksichtigt. Für eine Eingangsfrequenz von 144 MHz sieht es auch nicht viel besser aus:

m	n	Ausgangsfrequenz	Bemerkungen
0	1	74 MHz	Die Oszillatorfrequenz. Sie liegt zwar etwas außerhalb des Bandes, hat aber eine große Amplitude und würde hohe Anforderungen an das Filter stellen.
1	1	70 MHz	Die erwünschte Ausgangsfrequenz
2	3	66 MHz	Mit nur 4 MHz Abstand ebenfalls nur mit hohem Aufwand zu filtern

Auf [www.df2fq.de](http://www.df2fq.de) findet man ein kleines Kommandozeilenprogramm, das unter Windows die kritischen Mischprodukte für jede beliebige Frequenzkombination ausrechnet. Wenn man nun eine Weile herumprobiert, findet man, dass das 21 MHz Band für den Nachsetzer günstig ist. Dort liegen die nächsten Mischprodukte 7 MHz entfernt. Mit 29 MHz funktioniert es ebenfalls. Hier liegen die unerwünschten Frequenzen in 5 MHz Abstand. Nachdem sich für Transverterbetrieb das 10m Band eingebürgert hat, verwende ich es auch für die hier vorgestellte Schaltung. Die Oszillatorfrequenz beträgt 40,5MHz.

Ein paar technische Daten des Transverters:

#### Allgemein

Betriebsspannung 11 ... 13,8 V  
Stromaufnahme 50mA Empfang, 1,2A Senden

#### Empfangszweig

Frequenzbereich 69,5MHz ... 71 MHz (→ 29 ... 30,5 MHz)  
Verstärkung 20dB  
Rauschzahl 3dB  
IP3e -3dBm  
ZF-Durchschlag <60dB

#### Sendezweig

Frequenzbereich 70 MHz ... 70,5MHz (→ 29,5 ... 30MHz)  
Ansteuerleistung 100mW ... 10W einstellbar  
Ausgangsleistung ca. 10 Watt (s. Text)  
Intermodulation -30dBc bei 5W<sub>pep</sub>  
Nebenaussendungen <-55dB

#### Die Schaltung im Detail

Bild 2 zeigt das Schaltbild. Im Empfangsfall läuft das Eingangssignal über das Sende-Empfangs-Relais zum Vorstufentransistor T2, der in Basisschaltung betrieben wird. Im Sendefall wird diese Stufe über eine positive Vorspannung gesperrt, die über die Diode D3 an den Emitter angelegt wird. Der LC-Kreis am Eingang ist auf Rauschanpassung ausgelegt. Der Transistor selbst hat auf 70 MHz eine Rauschzahl von 2dB. Der Konverter insgesamt erreicht wegen der Dämpfung des Eingangskreises und des Rauschbeitrags des Mischers einen Wert von 3dB. Der Wert ist für terrestrischen Funkbetrieb völlig ausreichend, da das Rauschen, das in diesem Band über die Antenne herein kommt ohnehin deutlich darüber liegt.

Auf ein Bandfilter zur Spiegelfrequenzselektion (C11, L3, C13, L4) folgt der Mischer mit dem Dual-Gate-FET T1. Am Drain des Transistors wird das ZF-Signal über ein weiteres Bandfilter (C15, L2, C16, L5) ausgekoppelt und über das S/E-Relais dem Ausgang zugeführt. Die Empfangsbandbreite des Konverters ist ungefähr 2 MHz breit und überdeckt damit alle derzeit noch sehr zerstückelten Bandsegmente der europäischen Frequenzzuweisungen. Die Durchlasskurve des Empfangsteils zeigt Bild 3.

Beim Senden gelangt das Steuersignal auf zwei parallel geschaltete, induktionsarme 100Ω Metalloxidwiderstände. Da die maximal zulässige Ansteuerspannung des Mischtransistors T9 nur ein paar hundert Millivolt beträgt, müssen sie die gesamte Transceiverleistung aufnehmen. Die Steuerleistung darf die Belastbarkeit der Widerstände nicht überschreiten, sie beträgt bei einem Dauerträger 8 Watt, bei SSB und CW-Betrieb etwa das doppelte. Die Aussteuerung des Transverters kann mithilfe des Trimmers R27 eingestellt werden. Ein Saugkreis, bestehend aus L14 und C54, verhindert das Eindringen von 70MHz Signalen auf den Mischereingang.

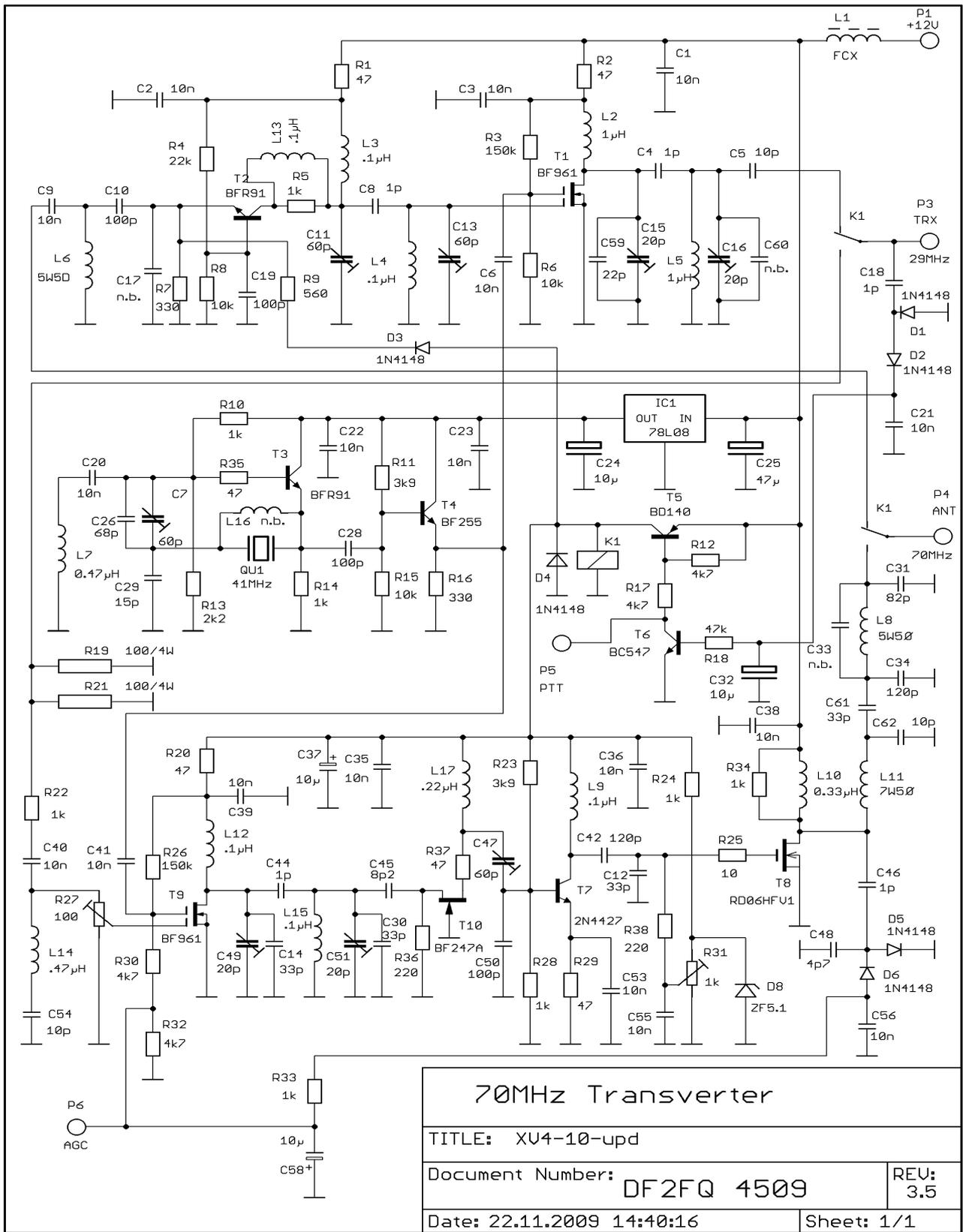
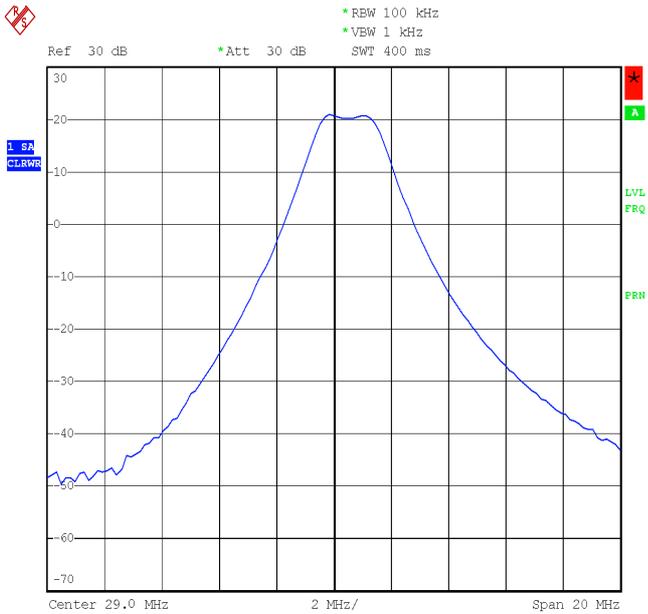


Bild 2, Schaltbild

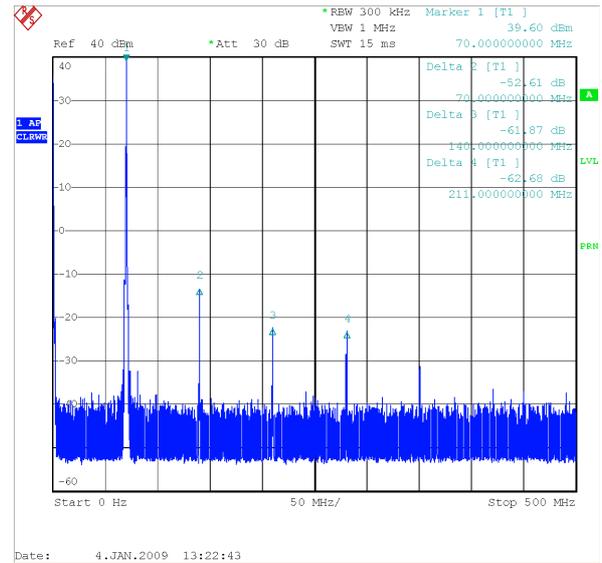
In Senderichtung verbindet ein schmalbandiges 2-kreisiges Filter den Mischer mit der Treiberstufe. Am Drain von T10 folgt ein weiterer Kreis hoher Güte. Mit den insgesamt drei Filterkreisen ist kein unerwünschtes Mischprodukt weniger als 55dB unterdrückt, sofern es nicht näher als 5 MHz am Nutzsinal liegt. Allerdings ist das Sendefilter dadurch auch nur 500kHz breit.

Der Treiber T7 könnte an 50 Ω eine Leistung von etwa 500mW liefern. Um den Endstufentransistor T8 auszusteuern, ist diese Leistung aber nicht notwendig. Es geht bei dem FET nur um den Spannungshub am Gate. Der Lastwiderstand, auf den der Treiber arbeitet, ist R38.



Date: 4.JAN.2009 12:52:27

Bild3

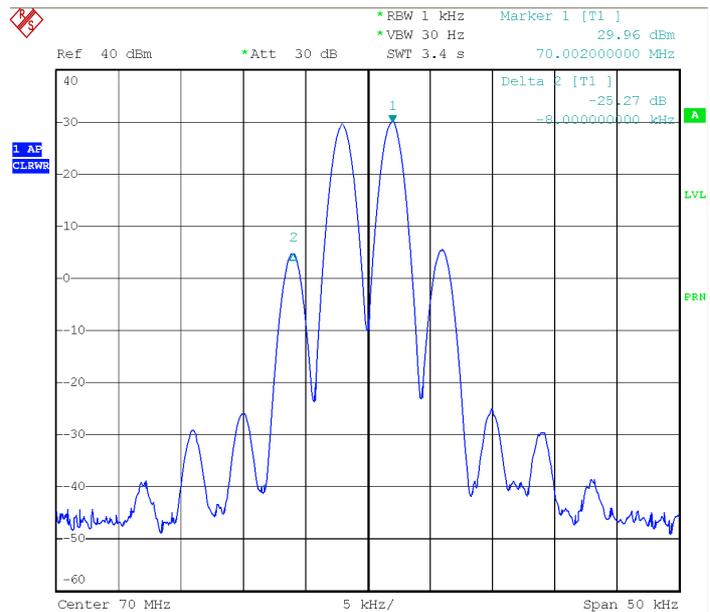


Date: 4.JAN.2009 13:22:43

Bild 4

Würde man den FET am Gate anpassen, so wäre die Verstärkung extrem hoch und ein stabiles Arbeiten unmöglich. R25 verhindert ein Schwingen der PA im GHz Bereich. R34 verhindert das Anschwingen auf der Spulenresonanz von L10. Der PA-Ruhestrom wird mit R31 eingestellt. Die Gatevorspannung stabilisiert D8. Mit dem 5-kreisigen Tiefpassfilter am Ausgang wird eine Oberwellenunterdrückung von über 50dB erreicht. Mit C33 könnte man einen zusätzlichen Dämpfungspol auf der ersten Oberwelle erzeugen, wenn diese Störungen bereiten würde. Das Ausgangsspektrum des Senders zeigt Bild 4.

Mit D5/D6 wird aus der Kollektorspannung des PA-Transistors eine negative Regelspannung gewonnen, die über das Gate 2 von T9 dafür sorgt, dass der Verstärker nicht übersteuert wird. Ohne diese ALC (automatic level control) erreicht die PA eine Sättigungsleistung von zirka 10 Watt. Leider ist der PA Transistor für FM Betrieb entwickelt und daher nicht auf beste Linearität optimiert. Man sollte also, wenn man Splatter durch Intermodulation vermeiden möchte, die PA im SSB Betrieb nicht zu weit aussteuern. Auf Bild 5 sieht man das Intermodulationsspektrum bei Zweitonansteuerung. Bei  $4W_{pep}$  beträgt der Intermodulationsabstand dritter Ordnung 25dB. Die Produkte fünfter und höherer Ordnung, die ja eigentlich für die Splatterstörungen verantwortlich sind, spielen bei der Leistung noch keine Rolle. Die ALC ist auf 5W eingestellt. An P6 kann man den Wert der Regelspannung messen.



Date: 4.JAN.2009 17:42:27

Der Transistor T3 erzeugt das Oszillatorsignal. Es wird ein Obertonquarz in Serienresonanz verwendet. L16 dient zur Kompensation der Halterkapazität. Je nach Quarz kann sie auch entfallen. Mit dem Trimmer C7 wird die Frequenz exakt eingestellt. Am Emitter der Pufferstufe T4 steht eine Spannung von etwa 4Vss.

Die Sende-Empfangsumschaltung geschieht entweder automatisch über eine HF-VOX, oder vom Transceiver gesteuert über P5. Sobald ein hinreichend starkes Signal (>100mW) am Eingang anliegt, wird ein Teil davon mit D1 und D2 gleichgerichtet und über T6 und T5 schaltet der Transverter auf Senden. Die Abfallszeit der HF-Vox hängt vom Wert von C32 ab beträgt und beträgt ca. 1/2 Sekunde.

Benötigt man die HF-VOX nicht, so muss man R18 entfernen. Das Gerät schaltet auf Senden, wenn man P5 auf Masse legt (PTT).

## Die praktische Realisierung

Der Transverter ist mit 71x109mm sehr kompakt. Bild 6 zeigt den Bestückungsplan. Ein Foto des fertigen Geräts sieht man auf Bild 9. Der Aufbau der Schaltung erfolgt auf einer doppelseitig kupferkaschierten Platine. Die meisten Leiterbahnen befinden sich auf der Lötseite, die Bauteileseite besteht im Wesentlichen aus Massefläche.

Mittlerweile ist es schon ein kleines Kunststück noch einigermaßen moderne Bauteile in bedrahteter Technik aufzutreiben. Es gibt fast nur noch SMD Komponenten. Alle hier verwendeten Bauteile waren, zumindest als der Artikel verfasst wurde, im Elektronikhandel erhältlich. Wie lange das so bleibt, kann leider niemand garantieren.

Am einfachsten ist es beim Bestücken mit den flachen Bauteilen (Widerstände, Dioden, SOT Transistoren) zu beginnen. Danach fährt man mit den Kondensatoren fort usw., bis zum Schluss die großen Brocken, wie Filterspulen und Quarz bestückt werden. Während des Bestückens streicht man alle bereits eingebauten Teile auf der Stückliste (Tabelle 1) ab, so hat man sie beste Gewähr keinen Fehler zu machen.

Das lange Bein bei den Dual-Gate-FETs ist das Drain. Im Bestückungsplan ist es mit einem Punkt gekennzeichnet. Die Source hat eine kleine Fahne am Pin-Ansatz. Wenn er richtig herum eingebaut ist, zeigt die Beschriftung zum Betrachter. Das Gleiche gilt für die BFR91. Die Beinchen müssen unmittelbar am Gehäuse abgewinkelt werden. Die beiden Lastwiderstände R19 und R21 können warm werden. Daher sollten sie mit ca. 1mm Abstand zur Platine montiert werden.

Die Festinduktivitäten sehen aus, wie 1/2-Watt Widerstände und haben einen Farbcode. L10 ist etwas dicker als die Übrigen, da sie den PA-Strom liefern muss. L6, L8 und L11 werden aus 0.5mm starkem Kupferlackdraht gewickelt. Der Draht wird dazu ohne Abstand Windung an Windung um einen 5mm-Bohrer gewickelt, und die Drahtenden werden verzinkt. Dabei besitzt L6 und L8 5 Windungen und L11 7 Windungen (Bild 10).

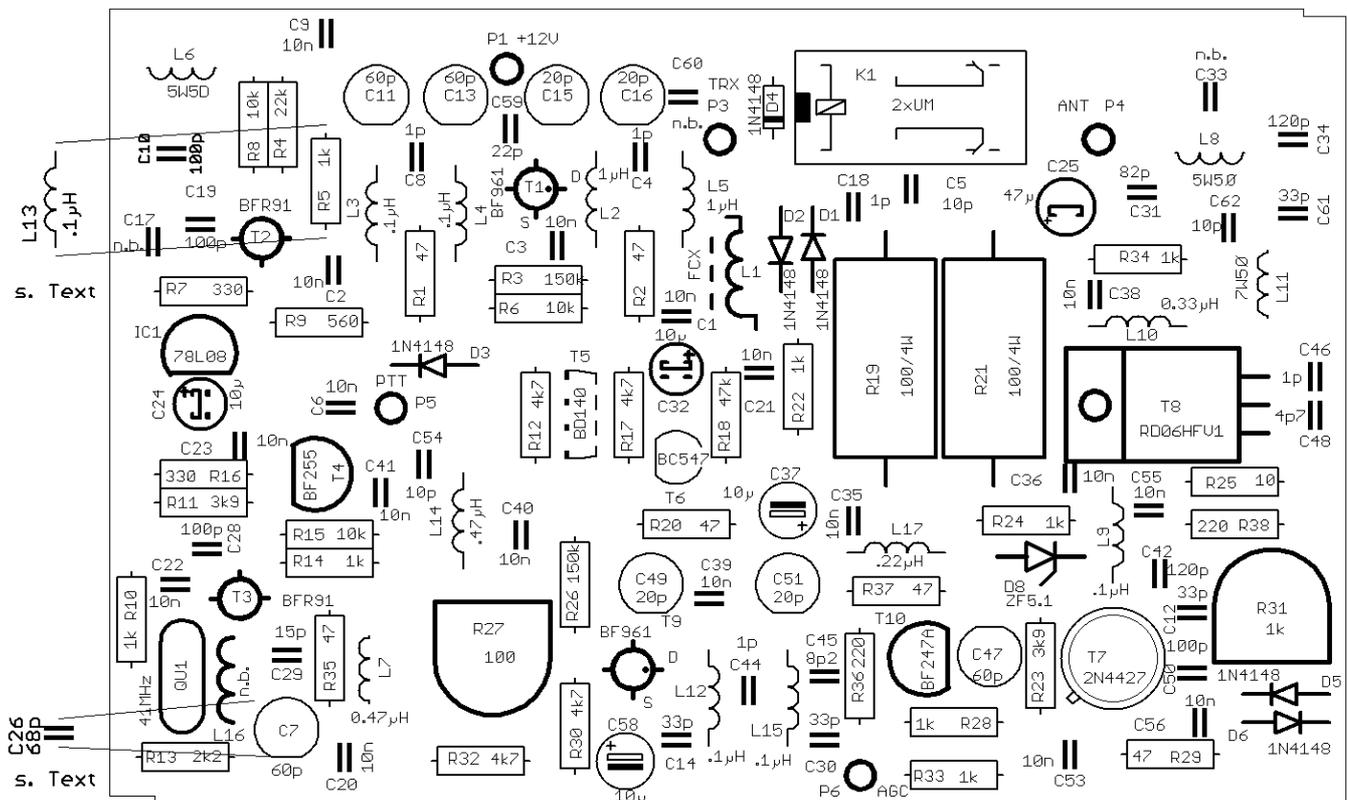


Bild 6, Bestückungsplan

Auf den Treibertransistor T7 wird ein Aufsteckkühlkörper gesteckt. Er sollte die umliegenden Bauteile nicht berühren. Daher sitzt auch der Transistor auf einem TO5-Abstandhalter aus Kunststoff.

Der Endstufentransistor T8 wird auf der Platinenunterseite bestückt (Bild 11). Zuerst biegt man die Anschlussdrähte rechtwinklig um, sodass sie von seiner Kühlfläche weg schauen. Mit einer M3x4 Schraube wird nun ein 5mm Stehbolzen an die Platine angeschraubt. T8 wird so in seine Bohrungen eingeführt, dass seine Befestigungsbohrung über dem Gewinde des Stehbolzens liegt. Die Beinchen lötet man am besten von der Bauteileseite der Platine an. Der Kühlflansch schaut nun von der Platine weg und erlaubt das Anschrauben eines Kühlkörpers. Damit dieser einen zweiten Befestigungspunkt hat, wird ein 6-mm-Stehbolzen am anderen Platinenende mit einer weiteren M3x4mm Schraube angeschraubt. Die unterschiedlichen Längen der Stehbolzen gleichen die Flanschdicke des Transistors aus.



Bild 11

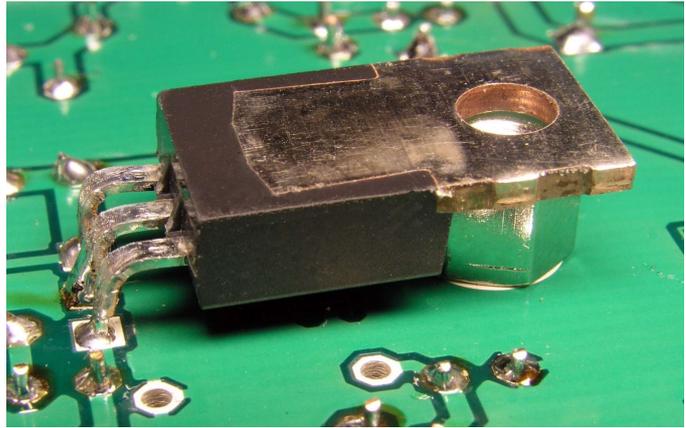


Bild 12

Die BNC-Buchsen können nun auf das Gehäusesseitenteil montiert und die Durchführungskondensatoren eingelötet werden. Die Kontermuttern der BNC-Buchsen müssen sehr fest angezogen werden, damit sich die Buchsen später nicht losdrehen. In die passenden Bohrungen werden die beiden Durchführungskondensatoren eingelötet. Dazwischen lötet man die Lötöse für den Masseanschluss.

Um die Platine in das Gehäuse einzubauen, steckt man zuerst die beiden Seitenteile und den unteren Deckel zusammen und legt die Platine so hinein, dass der Flansch von T6 auf dem Tisch aufliegt. Für die Überlappungen der Gehäuseteile gibt es auf der Platine passende Ausfräsungen.

Nun lötet man mit einem kräftigen LötKolben die Platine an einigen Stellen am Gehäuse fest. Dabei müssen die Seitenteile ohne Spalt an der Platine anliegen. Die Stoßstellen der Seitenteile werden danach verlötet.

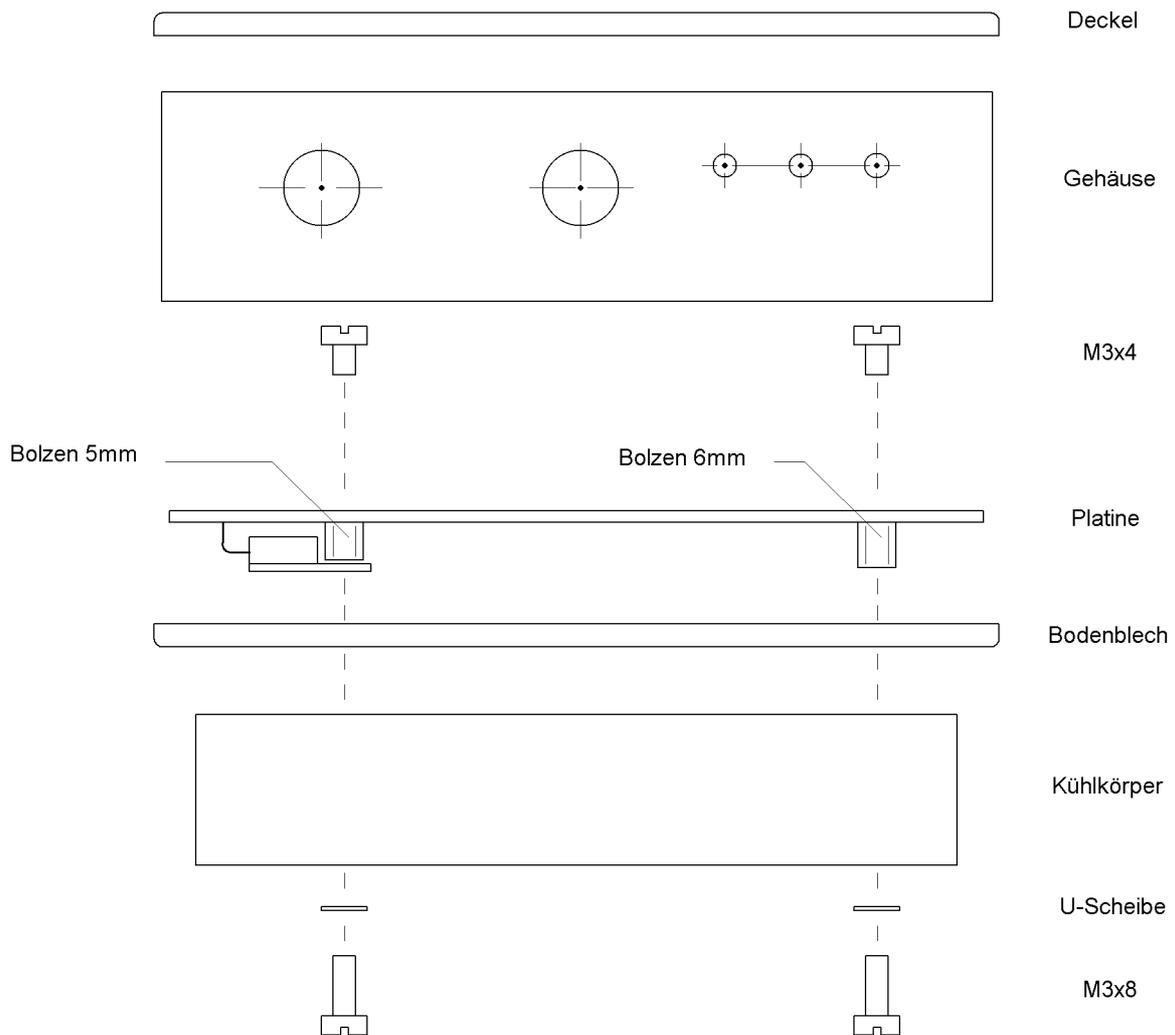
Die Reihenfolge, wie man Platine, Deckel und Kühlkörper montiert, zeigt Bild 11. Der PA-Transistor muss direkt auf dem Kühlkörper aufliegen, daher ist im unteren Deckel eine 22-mm-Bohrung angebracht. Deckel Kühlkörper und Gehäuse werden mit 8mm langen M3 Schrauben zusammengeschraubt. Auf die Schrauben kommen Federringe, damit sich die Schraube nicht mit der Zeit durch die Wärmeausdehnung lockert.

Der letzte Schritt ist das Anlöten der BNC-Buchse und des Betriebsspannungsanschlusses an den entsprechenden Pins und der Einbau eines kurzen Drahtes von Pin 5 zum Durchführungskondensator für die PTT-Leitung, falls benötigt.

### Änderungen zur CQDL-Version

Seit der CQDL Artikel geschrieben wurde ist ein Jahr vergangen. In der Zwischenzeit wurden eine Reihe Transverter aufgebaut. Die Serie hat gezeigt, dass das Gerät mit ein paar Änderungen besser funktioniert. Diese sind im Einzelnen:

- Einige Bauteilwerte im Bereich der PA haben sich geändert. Sie verbessern vor allem den Wirkungsgrad.
- Die Spule L16 zur Kompensation der Halterkapazität des Quarzes hat sich nicht bewährt. Der Quarz schwingt damit gerne auf irgendwelchen Nebenresonanzen an. Besser ist es, sie wegzulassen und die Quarzfrequenz mit einem Parallelkondensator zum Trimmer C7 einzustellen. 68pF haben sich als brauchbarer Wert erwiesen.
- Der ursprünglich verwendetet BFR91 für T4 hat mitunter auf 2GHz wild geschwungen. Ersetzt man ihn durch den pinkompatiblen BF255, gibt es keine Probleme mehr.
- Der 1kOhm Widerstand im Kollektor von T2 soll hauptsächlich die Verstärkung begrenzen. Leider verschlechtert sich dadurch auch das Großsignalverhalten. Legt man parallel dazu eine 0,1µH Spule, so hat man zwar 6dB mehr Verstärkung, dafür aber einen besseren IP3. Die Spule muss auf der Platinenunterseite eingebaut werden, sonst gibt es Verkopplungen mit dem Bandfilter.
- Auf dem Bestückungsdruck ist die Polarität des Elkos C58 falsch. Beim Bestücken bitte beachten.



### Viele Trimmer, wenig Abgleichaufwand

Obwohl der Transverter viele Abgleichpunkte enthält, sind die Einstellungen einfach. Zum Abgleich werden benötigt :

- 70 MHz Signalgenerator
- 29 MHz Sender/Empfänger (10m-Transceiver)
- Wattmeter
- Frequenzzähler
- Volt- und Amperemeter

Der Transverter sollte abgeglichen werden, wenn er in dem Weißblechgehäuse eingebaut ist. Im offenen Zustand sind die Verhältnisse undefiniert und der Sendeteil kann instabil arbeiten. Achtung, der Sender darf niemals ohne Kühlkörper betrieben werden! Der Endstufentransistor geht schon nach Sekunden durch Überhitzung kaputt.

Zuerst wird die Betriebsspannung angelegt, die Stromaufnahme muss bei 40mA liegen. Mit einem Voltmeter kontrolliert man, ob die Spannung am Ausgang des Spannungsreglers IC1 8 V beträgt.

Oszillator :

Der Frequenzzähler wird mit dem Emitteranschluss von T4 verbunden. Mit einem Schraubenzieher mit nichtmetallischer Klinge dreht man an C10, bis die Frequenz möglichst genau 40,5MHz beträgt. Erreicht man mit dem Einstellbereich des Trimmers die Frequenz nicht, so kann einen Kondensator parallel zum Trimmer legen.

Ist der Zähler empfindlich genug, reicht auch eine Koppelspule aus einigen Windungen Draht, die über ein Koaxkabel am Zähler angeschlossen ist und in die Nähe des Oszillators gebracht wird. Hat man einen hinreichend breitbandigen Oszillografen, kann man die Spannung am Emitter von T4 kontrollieren. Sie muss ca. 4Vss betragen. An 50 Ohm liefert der Puffer eine Leistung von 10dBm. Mit dem Oszilloskop misst man ca. 4Vss.

#### Empfänger :

Der Signalgenerator wird auf 70 MHz eingestellt und an die Antennenbuchse angeschlossen (Ausgangsspannung nicht mehr als ein paar Millivolt, evtl. Dämpfungsglied dazwischen schalten). Am Ausgang schließt einen Empfänger auf 29,5 MHz an. Mit C11, C12, C15 und C16 wird nun wechselseitig auf maximale S-Meteranzeige abgeglichen. Steht kein 70 MHz Signal zur Verfügung, kann man den Empfangspfad auch auf Rauschmaximum abgleichen. Durch Parallelkondensatoren ist der Ziehbereich der Trimmer gespreizt, sodass man kaum auf eine falsche Frequenz abstimmen kann. Inzwischen sind ja Netzwerkanalysatoren oder Wobbler in Bastlerkreisen auch nicht mehr ganz unüblich. Damit kommt man auf eine perfekt Durchlasskurve (Bild 9).

#### Sender :

Um den Sender abgleichen zu können, muss die ALC ausgeschaltet sein. Dazu legt man P6 auf Masse. Den PTT-Pin P5 legt man ebenfalls auf Masse, um den Sendezweig zu aktivieren. Das Relais muss klacken. Am Trimmer R31 wird ein Ruhestrom von ca. 400mA eingestellt.

An die TRX-Buchse wird der Steuersender angeschlossen, an die Antennenbuchse kommt das Wattmeter. R27 wird auf Rechtsanschlag gedreht. Den Steuersender stellt man auf 29,5 MHz, die Ansteuerleistung sollte 100mW betragen. Nun wird mit C47, C49 und C51 die Ausgangsleistung optimiert. Achtung, die Peeks sind sehr scharf, daher langsam drehen.

Die Steuerleistung kann man nun bis auf 500mW erhöhen. Dann wird die Ausgangsleistung durch vorsichtiges Biegen der Spulen L8 und L11 noch mal auf Maximum eingestellt. Die Sättigungsleistung liegt zwischen 7 und 10 Watt.

Schließlich dreht man R27 auf Linksanschlag und stellt den Steuersender auf Nennleistung. Nun muss man R27 so lange nach rechts drehen, bis die Ausgangsleistung ca. 5 Watt beträgt. Nach Entfernen der Kurzschlussbrücke von P6, sollte die Spannung an diesem Punkt nicht mehr als 0,5V betragen.

Damit ist der Abgleich beendet. Nachdem auch bei sorgfältigem Aufbau immer mal Fehler passieren können, zeigt die Tabelle 2 typische Spannungs- und Pegelwerte an den wichtigsten Schaltungsknoten.

Messpunkt	Wert	Bemerkung (alle Werte bei 12V Betriebsspannung gemessen)
Emitter T2	2,3V	Empfang
Kollektor T2	5,0V	Empfang
Gate 2, T1	0,7V	Empfang
Drain T1	11,5V	Empfang
Emitter T3	4,8V	
Emitter T4	4Vss	bei 40,5 MHz
Kollektor T4	8V	
Kollektor T5	11,3V	Senden
Gate 2, T9	0,7V	Senden
Gate 1, T9	500mVss	Senden, Vollaussteuerung
Source T10	3,5V	Senden
Drain T10	11,2V	Senden, Vollaussteuerung
Kollektor T7	12Vss	Senden, Vollaussteuerung
Emitter T7	1,6V	Senden
Gate T8	4,5V	Senden

C1	10n	C48	4p7	R6	10k
C2	10n	C49	20p-TRIM (rot)	R7	330
C3	10n	C50	100p	R8	10k
C4	1p	C51	20p-TRIM (rot)	R9	560
C5	10p	C53	10n	R10	1k
C6	10n	C54	10p	R11	3k9
C7	60p-TRIM (braun)	C55	10n	R12	4k7
C8	1p	C56	10n	R13	2k2
C9	10n	C58	10µ	R14	1k
C10	100p	C59	22p	R15	10k
C11	60p-TRIM (braun)	C60	n.b.	R16	330
C12	33p	C61	33p	R17	4k7
C13	60p-TRIM (braun)	C62	10p	R18	47k
C14	33p	D1	1N4148	R19	100/4W
C15	20p-TRIM (rot)	D2	1N4148	R20	47
C16	20p-TRIM (rot)	D3	1N4148	R21	100/4W
C17	n.b.	D4	1N4148	R22	1k
C18	1p	D5	1N4148	R23	3k9
C19	100p	D6	1N4148	R24	1k
C20	10n	D8	ZF5.1	R25	10
C21	10n	IC1	78L08	R26	150k
C22	10n	K1	2xUM	R27	100-TRIM
C23	10n	L1	6-Loch Drossel	R28	1k
C24	10µ	L2	1µH	R29	47
C25	47µ	L3	0.1µH	R30	4k7
C26	68p (s. Text)	L4	0.1µH	R31	1k-TRIM
C28	100p	L5	1µH	R32	4k7
C29	15p	L6	5Wdg. 5mmØ	R33	1k
C30	33p	L7	0.47µH	R34	1k
C31	82p	L8	5Wdg. 5mmØ	R35	47
C32	10µ	L9	0.1µH	R36	220
C33	n.b.	L10	0.33µH	R37	47
C34	120p	L11	7Wdg. 5mmØ	R38	220
C35	10n	L12	0.1µH	T1	BF961 (o.ä.)
C36	10n	L13	0.1µH (s. Text)	T2	BFR91
C37	10µ	L14	0.47µH	T3	BFR91
C38	10n	L15	0.1µH	T4	BF255
C39	10n	L16	n.b.	T5	BD140
C40	10n	L17	0.22µH	T6	BC547
C41	10n	QU1	40.5MHz	T7	2N4427
C42	120p	R1	47	T8	RD06HFV1
C44	1p	R2	47	T9	BF961 (o.ä.)
C45	8p2	R3	150k	T10	BF247A
C46	1p	R4	22k		
C47	60p-TRIM (braun)	R5	1k		

n.b. = nicht bestücken

Tabelle 1, Stückliste

### Bemerkungen zum Schluss

Die Platine ist universell genug, um fast alles auf alles umzusetzen. Eine 6m-Version gibt es schon seit langem. Wer es auf diesem Band versuchen möchte, findet ggf. entsprechende Bestückungsvarianten auf [www.df2fq.de](http://www.df2fq.de). Auch 2m auf 10 m oder umgekehrt sind machbar. Wer sich dafür interessiert, kann mir eine Mail schreiben [df2fq@dark.de]. Auch für alle anderen Fragen oder Anregungen zu dem Artikel ist dieser Weg der beste.

Die hier veröffentlichte Schaltung darf von jedermann zur privaten Nutzung nachgebaut werden. Jede kommerzielle Verwertung, auch von Teilen der Schaltung, bedarf der Genehmigung des Autors. Für Schäden, die aus der Nutzung oder dem Nachbau der hier veröffentlichten Schaltung entstehen, übernimmt der Autor keine Haftung.

### Anhang

- [1] Dreckshage, Klaus, DL3YEE, „Aktuelle Situation auf dem 4m Band“, Vortrag auf der UKW Tagung 2008  
 [2] Eckardt, Holger, DF2FQ, „Ein Transverter für das 6m-Band“, CQ-DL, Heft 12/1990