

# VLF / LF Konverter mit großem Dynamikbereich

Günter Fred Mandel, DL4ZAO

## 1. Aufgabenstellung

Der Empfangsbereich vieler Amateurfunkempfänger umfasst oft nicht den VLF/LF Bereich oder die Empfindlichkeit ist auf diesen Frequenzen zu gering. Um den Empfang dieser interessanten Frequenzen zu erschließen wird hier ein einfacher und kompakter Konverter mit geringem Phasenrauschen und gutem Großsignalverhalten vorgestellt, der den VLF/MW Bereich in das 10m Band umsetzt. Das LO Signal des RX-Konverters herausgeführt damit ein TX-Modul nachgerüstet werden kann.

## 2. Konzept

Um gutes Großsignaleigenschaften zu erreichen, kommt eine Gilbert Zelle (SA602/612) oder ein Dual Gate Fet als Mischer, wie man es bei vielen Konverter-Bauvorschlägen findet, nicht in Frage. Es wird ein Diodenringmischer für 7dBm oder besser noch 17dBm LO Leistung gewählt. Wegen des hohen Umgebungsrauschens unter 2MHz, siehe Grafik in Abschnitt 16 und [2], erscheint eine Rauschzahl von <15dB vollkommen ausreichend. Auf eine aktive Vorstufe wird zugunsten der Großsignalfestigkeit daher verzichtet. Für die Speisung einer aktiven Empfangsantenne [1][2] kann per Steckbrücke eine Fernspeisespannung auf die Koaxleitung zur Antenne gelegt werden.

Der Konverter wird auf einer doppelseitigen Leiterplatte realisiert, von den Abmessungen her passend für ein 111mm x 74 mm Schubert Weißblechgehäuse. Die obere Leiterplattenebene wird als durchgehende Massefläche ausgeführt. Phasenrauschen und Dynamik sollen ausreichend sein, um die Eigenschaften eines guten Empfängers als Nachsetzer ohne merkliche Einschränkungen ausnutzen zu können. Das Signal des rauscharmen Lokal Oszillators wird gesplittet und auf einer Buchse herausgeführt, damit mit einem TX-Modul aus Sendemischer und QRP Endstufe ein modular aufgebauter Transverter zusammengesetzt werden kann.

Es werden handelsübliche Komponenten verwendet. Um den Nachbau zu erleichtern werden bedrahtete Bauelemente vorgezogen. (Hinweis: In Rev. 2 der Leiterplatte wurden die nur noch schwer erhältlichen J310 und 2N5109 Transistoren durch moderne SMD Typen ersetzt)

## 3. Kenn-Daten:

Empfangsbereich: 10 kHz bis 600 kHz (alt, bis 1800kHz bestimmt durch das Eingangstiefpassfilter)

Ausgangsfrequenz: 28,010 bis 28,6 MHz (alternativ 28,010 bis 29,8 MHz)

NF <15db

Eingangs - IP3: +20dbm

Seitenbandrauschen < 140 dBc/Hz in 10 kHz Abstand

## 4. Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung gliedert sich in die Funktionsblöcke:

- Betriebsspannungsversorgung DC 13,8V, intern 10V
- Rauscharmer 28 MHz Quarzoszillator (LO) mit Treiberstufe, Tiefpass und LO-Splitter
- VLF/MW Eingangstiefpass
- Ringmischer im „Back to Front“ Betrieb
- Post-Mixer Amplifier - Ausgang

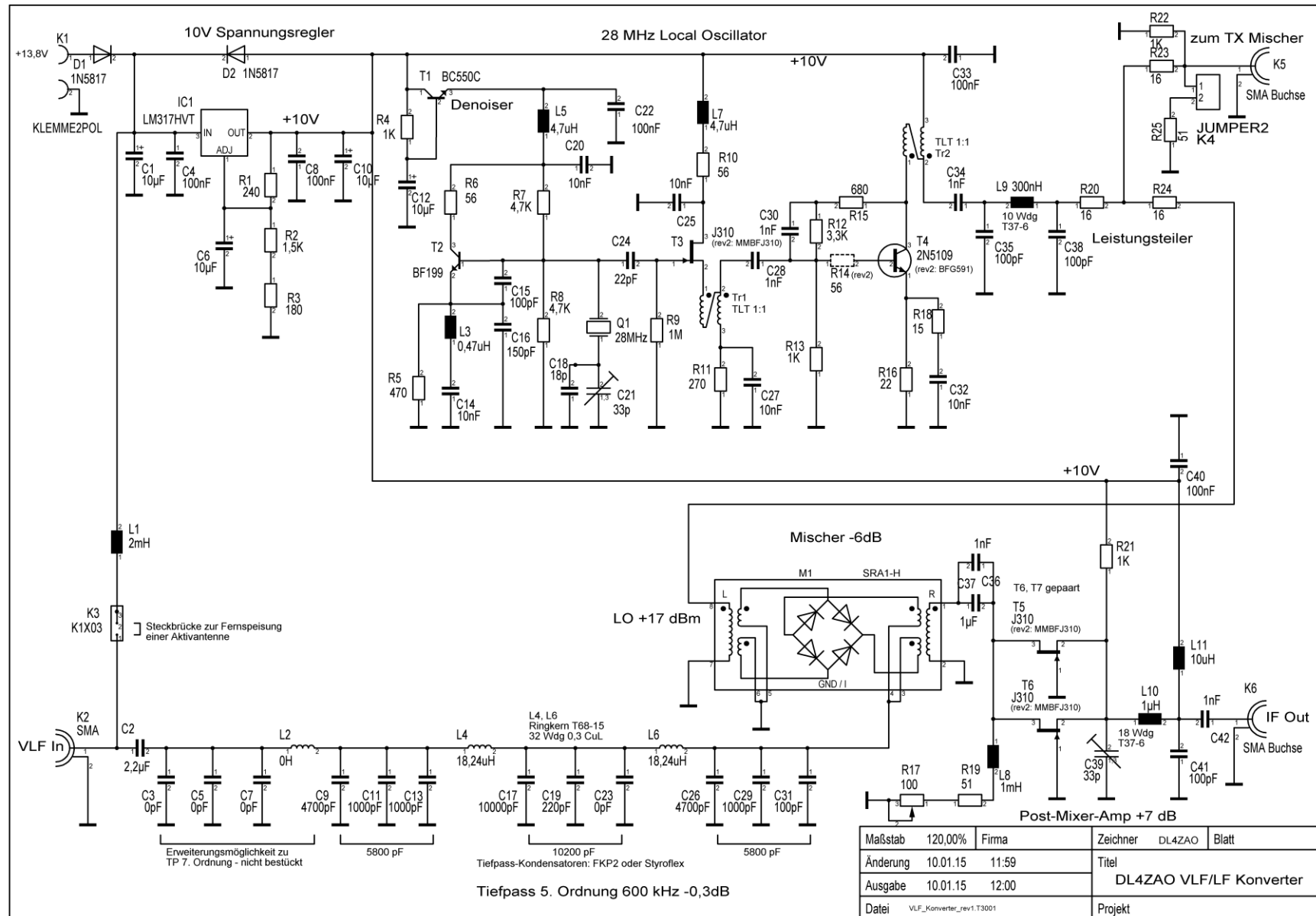


Bild 1 – Schaltbild VLF/LV Konverter (Rev 1, Rev2)

## 5. Betriebsspannungsversorgung

Für den ordnungsgemäßen Betrieb ist eine DC Versorgungsspannung zwischen 13 ....16V erforderlich. Als Spannungsregler für die interne 10V Betriebsspannung wird ein LM317 Spannungsregler im TO220 Gehäuse verwendet. Zur Kühlung kann er an die Wand des Weißblechgehäuses geschraubt werden. Zur Versorgung der Quarzoszillatorstufe wird die Betriebsspannung nochmals über Transistor T4 gesiebt. Diese „Denoise“ Schaltung ist im Grunde ein aktiver RC Tiefpass, dessen Siebwirkung durch die Stromverstärkung des Transistors verbessert wird. Die Diode D1 dient als Verpolungsschutz und D2 schützt den Spannungsregler gegen reverse Spannungen über die Drossel L4 und eine Steckbrücke kann der Pluspol der unregulierten Versorgungsspannung zur Fernspeisung eines Vorverstärkers oder einer Aktivantenne wie in [ 1] auf den Innenleiter der Eingangsbuchse gelegt werden.

## 6. Oberton-Quarzoszillator (LO) 28 MHz mit Treiberstufe

Eine Colpitts-Oszillatorschaltung mit dem Transistor als Emitterfolger mit für die HF geerdetem Kollektor ist unkompliziert in der Dimensionierung und schwingt zuverlässig. Allerdings ist ein Colpitts Oszillator hauptsächlich für Grundwellenquarze geeignet. Er schwingt mit Obertonquarzen nicht sicher auf dem gewünschten Oberton. Die Colpitts-Schaltung wird deshalb mit dem Parallelschwingkreis L3/C15 für den Obertonbetrieb abgewandelt. Man kennt diese Schaltung als Clapp-Guriet Oszillator .

Der Oszillatortransistor T2 schwingt mit dem 28 MHz Quarz auf dem 3. Oberton in Serienresonanz. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises L3/C16 soll zwischen dem nächstniedrigeren Oberton und der Sollfrequenz liegen. Es wird eine passende Festinduktivität aus der Normreihe verwendet. Mit dem Trimmer C21 kann der Quarz auf seine Sollfrequenz gezogen werden.

Für niedriges Phasenrauschen sind Transistoren mit hoher Gleichstromverstärkung, niedrigem Basisbahnwiderstand und nicht zu hoher Transitfrequenz zu wählen. Weil das Phasenrauschen im Frequenzabstand von wenigen Hz bis einigen kHz um den Träger liegt, ist der niederfrequente Bereich des Transistorrauschens maßgeblich, daher wären auch rauscharme NF Transistoren wie BC550 gut geeignet. Hier wird ein BF199 eingesetzt, der zuverlässig schwingt und weniger zu parasitären Schwingungen neigt, wie es bei hochgezüchteten HF-Transistoren mit Transitfrequenzen im Gigaherzbereich oft der Fall ist. Die FET Stufe mit T3 koppelt die Oszillatorfrequenz rückwirkungsarm aus. Eine gegengekoppelte Treiber-Stufe T4 mit einem leistungsfähigen CATV Transistor wird mit 50mA betrieben und bringt einen LO Ausgangspegel von +20 dBm. Einen reduzierten Ausgangspegel von +15dBm erhält man, wenn man R17 nicht bestückt und die Emittergegenkopplung R16 auf 33 Ohm erhöht.

## 7. Power-Splitter für den LO

Nach dem Tiefpass wird das LO Signal zwischen Mischer und einem Ausgang für einen Sendezweig (TRVTR) über einen resistiven Leistungsteiler aufgeteilt. Die Widerstandswerte sind nach der Tabelle so zu dimensionieren, dass der für den gewählten Mischertyp angegebene LO-Pegel erreicht wird. So lange an der LO Ausgangsbuchse kein Sendemischer als 50 Ohm Last angeschlossen ist, muss der Ausgang über die Steckbrücke K7 mit R31 (50) Ohm abgeschlossen werden.

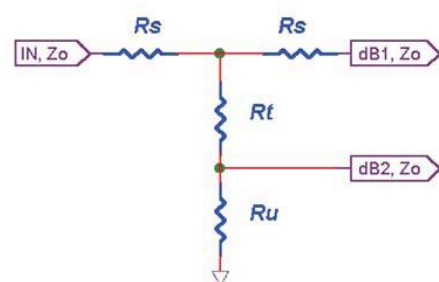


Bild 2 rechts Prinzip des 50 Ohm Leistungsteilers für den LO

| -dB 1<br>Mischer | -dB 2<br>LO Out | Rs Ohm<br>R20/ R24 | Rt Ohm<br>R23 | Ru Ohm<br>R22 |                         |
|------------------|-----------------|--------------------|---------------|---------------|-------------------------|
| 0,5              | 31              | 1,44               | 840           | 51            |                         |
| 1                | 45              | 0,28               | 4317          | 56            |                         |
| 2                | 18.7            | 5.7                | 187           | 65            |                         |
| 3                | 15              | 8.5                | 111           | 78            |                         |
| 4                | 12.3            | 11.3               | 72            | 98            |                         |
| 5                | 9.8             | 14                 | 45            | 142           |                         |
| 6                | 6               | 16,6               | 16,6          | 1K            | -6dB gleiche Aufteilung |

Bild 3 Dimensionierung der Widerstände des Splitters für unterschiedliche Leistungsteilung

*Hinweis: Der vom Hersteller für den Mischer spezifizierte nominale LO-Pegel gilt für 50 Ohm. Es ist der Pegel, wie er an einem 50  $\Omega$  Abschlusswiderstand zu messen ist. Die tatsächliche Impedanz am LO-Port eines Dioden-Ringmischers ist jedoch pegelabhängig und weicht beim Durchschalten der Dioden erfahrungsgemäß beträchtlich von 50  $\Omega$  nach unten hin ab. Die Messung des Pegels mit einem hochohmigen Dioden Spitzenwert-Tastkopf direkt am LO-Port des Mischers zeigt daher meist eine geringere Spannung an, als wenn sie korrekt an einem 50  $\Omega$  Abschluss gemessen würde.*

## 8. Eingangstiefpass

Wegen des hohen natürlichen Umgebungsrauschens auf den Frequenzen unter 1 MHz [3] ist keine Verstärkung vor dem Mischer erforderlich. Ein Eingangstiefpass entlastet den Mischer von den Summensignalen höherer Frequenzen.

Das Leiterplatten Layout erlaubt den Aufbau eines Tiefpassfilters bis 7. Ordnung (3 Spulen). Will man den Konverter auch für MW DX verwenden, lässt sich mit den im Netz erhältlichen Designtools [ 4] [5], der Tiefpass auch für eine Grenzfrequenz von 1600 oder 2000 kHz umdimensionieren. Beispielhaft sind nachfolgend die Bauteilwerte für einen 600kHz Tiefpass 5. Ordnung sowie für einen 1800kHz Tiefpass 7. Ordnung dimensioniert

Die Tiefpassinduktivitäten werden auf Amidon/Micrometals Pulvereisenkerne T68-15 gewickelt. Die Kerne sind ausreichend groß, um auch bei hohen Empfangspegeln keine Unlinearitäten zu verursachen. Für eine hohe Güte verwendet man als Tiefpass Kondensatoren Styroflex, Polypropylen (FKP2) oder Mica Kondensatoren. Das Layout erlaubt es, die erforderlichen Kapazitätswerte durch Parallelschaltung von bis zu 3 Kondensatoren aus Normwertreihen zusammenzusetzen.

### Variante - Chebychev Tiefpassfilter 5. Ordnung (2 Spulen), 600Khz

| Bauteil | Wert       | Kern - Kennfarbe       | Windungen | Draht $\varnothing$ | Kondensatorwert        |
|---------|------------|------------------------|-----------|---------------------|------------------------|
| L2      | -          | -                      | -         | -                   | C9//C11//C13 = 5800pF  |
| L4      | 18 $\mu$ H | Amidon T68-15 rot/weiß | 32        | 0,4 mm              | C17//C19 = 10200 pF    |
| L6      | 18 $\mu$ H | Amidon T68-15 rot/weiß | 32        | 0,4 mm              | C26//C29//C31 = 5800pF |

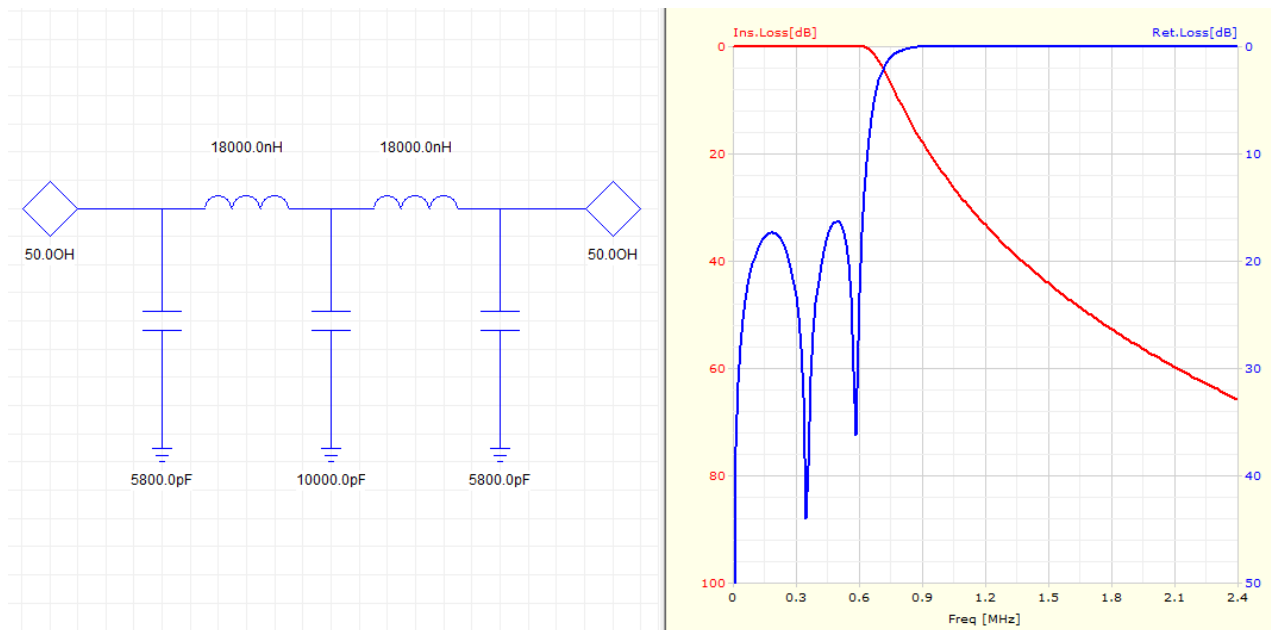


Bild 4 Eingangstiefpass 5. Ordnung, 600 KHz

**Variante - Chebyshev Tiefpassfilter 7. Ordnung (3 Spulen), 1800 KHz**

| Bauteil | Wert   | Kern - Kennfarbe       | Windungen | Draht Ø | Kondensatorwerte          |
|---------|--------|------------------------|-----------|---------|---------------------------|
| L2      | 6,3µH  | Amidon T68-15 rot/weiß | 19        | 0,4 mm  | C3//C5 = 3300pF // 470 pF |
| L4      | 7 µH   | Amidon T68-15 rot/weiß | 20        | 0,4 mm  | C9 = 2200 pF              |
| L6      | 6,3 µH | Amidon T68-15 rot/weiß | 19        | 0,4 mm  | C3//C5 = 3300pF // 470 pF |

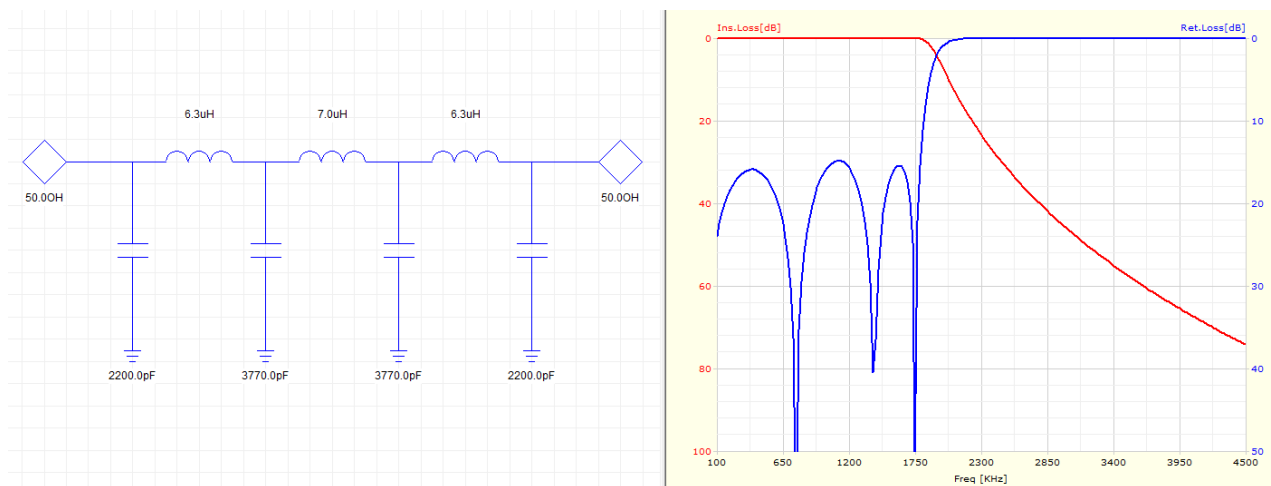


Bild 5 Eingangstiefpass 7. Ordnung, 1800 KHz

**9. Ringmischer im „IF/RF Reverse“ Betrieb**

Als Mischer wird der Ringmischer „invers“ betrieben: dabei wird der IF Port des Ringmischers, der bis DC hinunter verwendbar ist, als VLF Eingang benutzt. Die beiden jeweils identischen über Trafo gekoppelten Ein- und Ausgangsports des Mischers werden für LO und Ausgang beschaltet. Mit einem

+7dBm Mischer kann ein IP3 von ca 18dBm erreicht werden, bei einem Hochpegelmischer mit +17 dBm Oszillatorleistung kann ein IP3 von bis zu 28 dBm erreicht werden. Der Mischer verlangt für optimalen Betrieb an mindestens zwei seiner drei Ports eine reflexionsarme Anpassung. Für den LO Port wird das durch die Dämpfung des LO-Leistungsteilers erreicht. Bei einem +7dBm Mischer (IE500 o.ä.) sind 6 dB Dämpfung im Mischerzweig zu wählen, R17 wird nicht bestückt. Für einen +17 dBm Mischer wird die Dämpfung auf 3 dB dimensioniert und der Gegenkopplungs-Shortcut Widerstand R17 ist zu bestücken.

## 10. Post-Mixer Amplifier

An den Post-Mixer Verstärker werden die Anforderungen gestellt:

- reflexionsarmer Abschluss (50 Ohm) über den Frequenzbereich des Mixers.
- Geringes Rauschen und intermodulationsarme Verstärkung zum Ausgleich der Dämpfung von Mischer (-6dB) und Tiefpass (-1dB) zur Reduzierung der Gesamtrauschzahl.
- Entkopplung des Mixers vom Konverter-Ausgangs mit möglichst geringer Rückwirkung.

Wenn der Mischerabschluss im Bereich 10 kHz bis 200 MHz breitbandig mit 50 Ohm abgeschlossen werden kann, erübrigt sich ein Diplexer-Filter. Ein FET in Gate-Schaltung mit einer Steilheit von  $g_m=20\text{mS}$  hat eine Eingangsimpedanz von 50 Ohm ( $Z = 1/g_m$ ). Zwei parallel geschaltete J310 FETs erreichen so 50 Ohm Eingangswiderstand. Die FET sind möglichst nach gleichem IDSS zu selektieren. Mit dem Poti R20 wird der Strom auf 20 mA eingestellt. Die Rückwirkung eines FET in Gate Schaltung sind minimal.

Die Drain-Drossel L8. soll möglichst breitbandig sein. Das Wickelschema für eine geeignete Breitbanddrossel auf einem Doppellochkern zeigt Bild 7. Die Wicklung ist in drei in Serie geschaltete Einzelwicklungen aufgeteilt. Man erreicht dadurch eine hohe Induktivität bei gleichzeitig geringer Wicklungskapazität.

Damit der Verstärker die Mischerverluste ausgleichen kann, wird er für einen Verstärkungsfaktor von 7 dB dimensioniert. FET Verstärker in Gate-Schaltung haben eine hohe Rückwärtsdämpfung von bis zu 30dB. Bei einem Drainstrom von 20..25 mA stellt sich bei den parallelgeschalteten FETs eine Vorwärtssteilheit von 20mS ein, woraus ein Eingangswiderstand von 50 Ohm resultiert. FETs in Gateschaltung arbeiten stabil und neigen wenig zu parasitären Schwingungen. Ein Nachteil dieser Schaltungsvariante ist die geringe Leistungsverstärkung bei kleinen Ausgangswiderständen. Der FET muss also auf einen hohen Lastwiderstand arbeiten. In dieser Schaltung wurde der Ausgangstiefpass als transformierendes Pi-Glied dimensioniert, wie man das von einer Röhrenendstufe her kennt. Das Pi-Filter transformiert innerhalb einer Bandbreite von 5 MHz von 1k $\Omega$  auf die Impedanz des Ausgangs von 50  $\Omega$ . Die 1k $\Omega$  Impedanz des Pi-Tiefpasses parallel zu dem Drainwiderstand R26 ergibt eine Lastimpedanz RL von 500 Ohm. Mit dem Trimmer C27 wird auf die Eckfrequenz des Tiefpasses abgeglichen. Mit dem Poti R20 wird der Drainstrom der parallelgeschalteten FETs auf 20 mA eingestellt.

## 11. Leiterplatten Layout

Das Leiterplattenlayout gibt es in zwei Ausführungen:

- Rev1: Grundversion mit bedrahteten Bauelementen
- Rev2: hier sind die abgekündigten Transistoren J310 und 2N5109 durch modernere SMD Typen MMBFJ310 respektive BFG591 ersetzt. Diese werden von unten auf der Leiterbahnseite aufgelötet.

Die Stückliste und die Bestückungspläne für Rev1 und Rev2 finden sich in Abschnitt 13 und 14.

## 12. Aufbau

Die doppelseitig kupferkaschierte Leiterplatte ist mit den Abmessungen 108 x 71 mm ausgelegt, damit sie in ein Schubert Weißblechgehäuse 111mm x 74 x 30 mm eingelötet werden kann.

Am einfachsten ist es, zuerst - falls notwendig - mit den Durchkontaktierungen und mit den flachen Bauteilen zu beginnen. Zum Schluss die hohen Bauteile, wie Spulen, Spannungsregler und Quarz.

Es ist ratsam, die Drossel L11 sowie den Mischer zu Testzwecken erst einmal noch nicht zu bestücken. Über L11 führt die Versorgung des Post Mixer Verstärkers. So besteht die Möglichkeit die Stufen nacheinander in Betrieb zu nehmen und Fehler aufzudecken. An Pins 3/4 des Mixers kann mit Hilfe eines Netzwerktesters der Eingangs-Tiefpass abgeglichen werden, gleichermaßen an Pin 1 der Tiefpass des Post-Mixer Verstärkers. Der Einbau des Mixers erfolgt dann nach erfolgreichem Abgleich.

Beim Einbau der Transistoren ist auf kurze Anschlussdrähte zu achten. In T4 werden etwa 0,4 W in Wärme umgesetzt. Bei der Verwendung eines 2N5109 ist ein Kühlstern sinnvoll.

| Bauteil  | Funktion         | Wert    | Kern - Kennfarbe                                                    | Windungen   | Draht Ø mm |
|----------|------------------|---------|---------------------------------------------------------------------|-------------|------------|
| L9       | Filterspule      | 1µH     | Ringkern T37-6 gelb                                                 | 18          | 0,3        |
| L10      | Filterspule      | 0,3 µH  | Ringkern T37-6 gelb                                                 | 10          | 0,5        |
| Tr1, Tr2 | Übertrager       |         | Doppelloch BN43-2402                                                | 5+5 bifilar | 0,3        |
| L8       | Breitbanddrossel | ca. 1mH | Doppellochkern<br>Siferit N30 B62152-A4-X30<br>oder Amidon BN73-202 | 3+7+3       | 0,3        |

Bild 6 – Spulenwickeldaten

### Breitbanddrossel

Wicklung nach Bild 5 mit 3+7+3 Windungen CuL 0,25mm auf einem 12mm Doppellochkern hoher Permeabilität wie dem Siferit N30 oder Amidon BN73-202

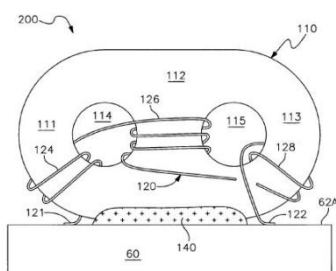


Bild 7 – Wickelschema der Breitbanddrossel für den Post Mixer Verstärker

### Ringkernspulen



Die Wicklung gleichmäßig so über den Ringkern verteilen, dass zwischen Anfang und Ende der Wicklung eine Lücke von etwa 30 Grad bleibt.

Bild 8 – Beispiel - Wickelschema der Ringkernspulen



### TLT Übertrager

Kupferlackdraht 0,25 – 0,35mm verdrehen. Dann vier Windungen des bifilar verdrehten Drahtes auf den Doppellockkern wie in Bild 7 wickeln. Verdrille das Ende von Draht „A-a“ mit dem Anfang von Draht „B-b“ wie gezeigt. Die richtige Verbindung kann vorher mit dem Ohmmeter geprüft werden. Die Lack-Isolation der beiden Drahte mit feinem Schmirgel oder einer Klinge entfernen, ohne dabei den Draht zu verletzen. Zuletzt die Drähte sorgfältig verzinnen.

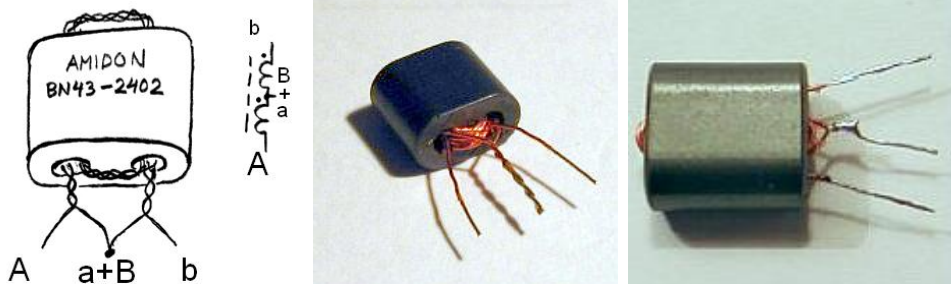


Bild 9 –TLT-Übertrager - bifilare Wicklung

### Anschlussbuchsen

Hier sind SMA 90-Grad Buchsen für Platinenmontage vorgesehen. Diese Teile sind von fernöstlichen Herstellern günstig in ausreichender Qualität günstig über ebay zu beziehen. Alternativ kann man anstatt der SMA Printbuchsen BNC-Buchsen in das Weißblechgehäuse einbauen und mit den entsprechenden Leiterplattenpins verdrahten.

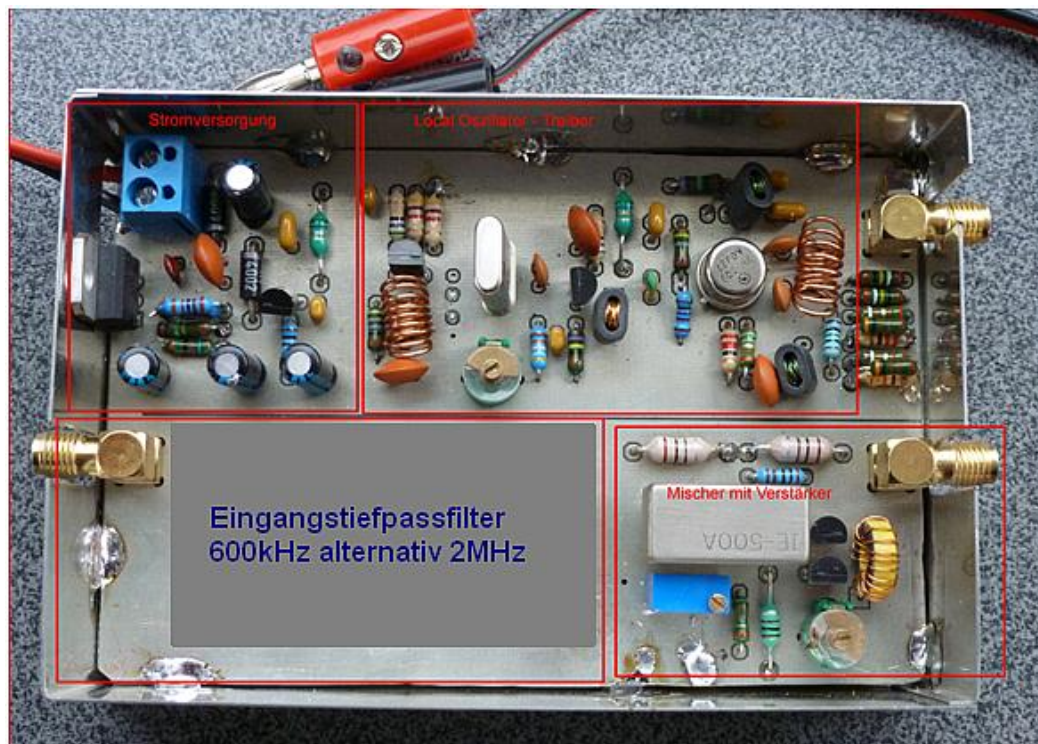


Bild 10 – Prototyp Platine oben



## Abgleich und Inbetriebnahme

Hilfsmittel für Aufbau, Abgleich und Fehlersuche:

13,8V Labornetzgerät, möglichst mit einstellbarer Strombegrenzung

Digitalmultimeter

L-C Messgerät

Frequenzzähler

Ein einfacher Diodentastkopf [6], ein Milliwattmeter oder ein Oszilloskop mit Bandbreite >50MHz.

Es empfiehlt sich, die Stufen: Spannungsregler, LO, Vorverstärker und Post Mixer Verstärker nacheinander in Betrieb zu nehmen und dabei die Stromaufnahme zu kontrollieren. Dazu empfiehlt sich ein Labornetzgerät, das auf eine Ausgangsspannung von 13,8V eingestellt wird und dessen Ausgangsstrom auf 150 mA begrenzt ist.

Um eine stufenweise Inbetriebnahme zu ermöglichen sollten die Drosseln L8 und L10 zu Beginn noch nicht bestückt sein. Über L8 führt die Stromversorgung des Vorverstärkers, über L10 die Versorgung des Post Mixer Verstärkers. So besteht die Möglichkeit durch Bestücken der Drosseln die Stufen nacheinander in Betrieb zu nehmen und zu testen.

### Stufenweise Inbetriebnahme:

Messen der Betriebsspannung von 10V am Ausgang von IC1

Stromaufnahme:

LO und Treiber: ca 80 mA

Post Mixer Verstärker: ca 20mA

Gesamtstromaufnahme: ca 100 mA

### Abgleich des Eingangstiefpasses:

Ein Abgleich ist in der Regel nicht notwendig. Es ist allerdings ratsam die Induktivitäten der gewickelten Ringkernspulen vor dem Einbau zu prüfen.

### Abgleich des Post Mixer Verstärkers:

Mit einem Digitalmultimeter die Spannung über R19 messen. Poti R17 so einstellen, dass über R19 eine Spannung von 1V abfällt. Das entspricht einem Drain-Strom von insgesamt 20 mA.

Der Abgleich des Pi-Filters ist unkritisch und kann auch bei bestücktem Mischer ohne die Hilfe eines Netzwerktesters erfolgen, in dem man Antenne und Empfänger anschließt und C35 auf maximales Ausgangssignal (Rauschen) abgleicht.

Falls ein Netzwerktester zur Verfügung steht, erfolgt ein Abgleich des Pi-Filters vor dem Bestücken des Mischers. Der Ausgang des NWT wird mit temporär mit Pin 1 des Mischeranschlusses, der Messeingang mit der Ausgangsbuchse des Konverters verbunden. Mit Trimmkondensator C35 auf die geforderte Durchlasskurve (Bild5) abgleichen.

### Abgleich des LO:

Frequenzzähler an die LO Ausgangsbuchse anschließen und die Frequenz mit C22 auf den Sollwert von 28 MHz abgleichen. Zum Abgleich des Tiefpasses ein Wattmeter oder einen einfachen Diodentastkopf [6] an der LO-Ausgangsbuchse anschließen und L11 ggf. durch Spreizen/Zusammendrücken auf maximalen Ausgangspegel abgleichen.

Die LO Pegel sind korrekt an einem  $50\Omega$  Widerstand gegen GND zu prüfen. Mit einem Oszilloskop ( $V_{pp}$ ) oder an einem einfachen Selbstbau Diodentastkopf in Abschnitt 16 beschrieben und einem Digitalmultimeter ( $V_{DC}$ ) misst man mit hinreichender Genauigkeit:

| Pegel dBm an $50\Omega$ | $V_{pp}$ an $50\Omega$ | Ca. $V_{DC}$ mit Gleichrichtertastkopf |
|-------------------------|------------------------|----------------------------------------|
| 0                       | 631 mV                 | 0,48V                                  |
| +7                      | 1,41V                  | 1,29V                                  |
| +10                     | 2V                     | 1,9V                                   |
| +17                     | 4,47V                  | 4,36V                                  |

Bild 11 – LO Pegel

## 13. Bestückungspläne

### Platine Rev. 1

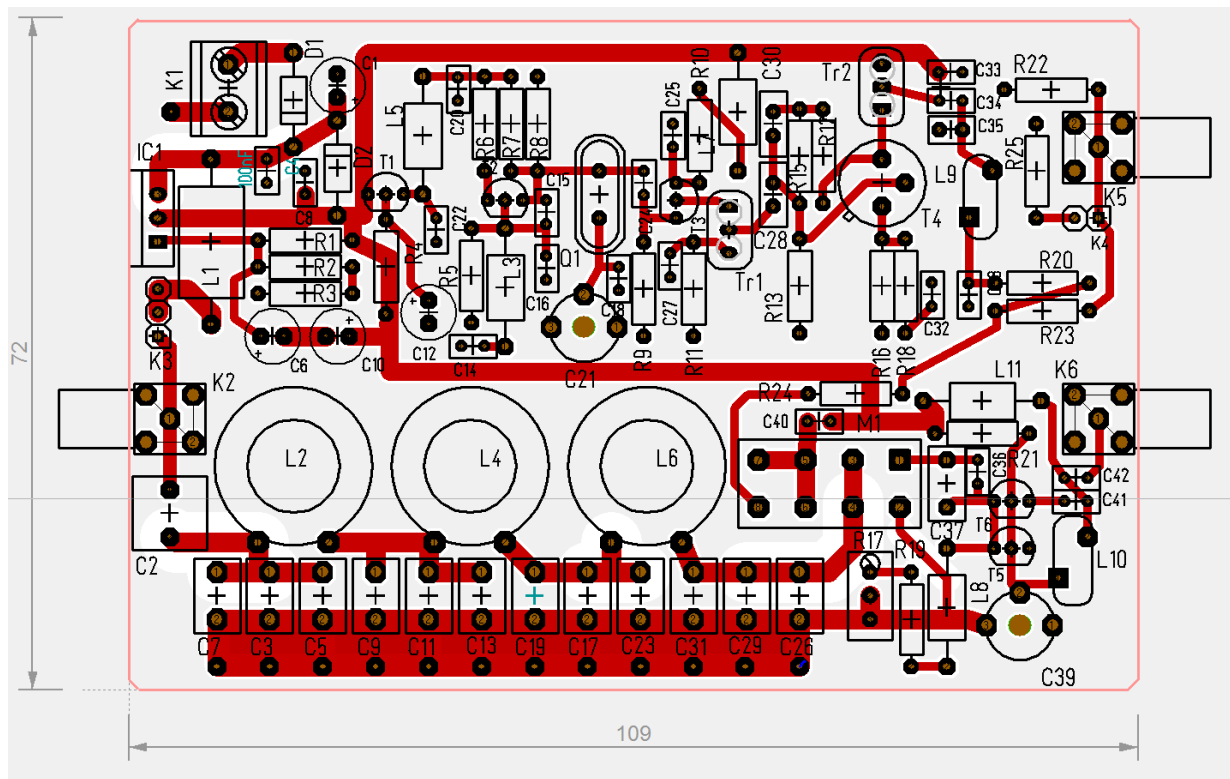


Bild12 Bestückungsplan Rev1, Roentgen-Draufsicht von oben

## Platine Rev. 2

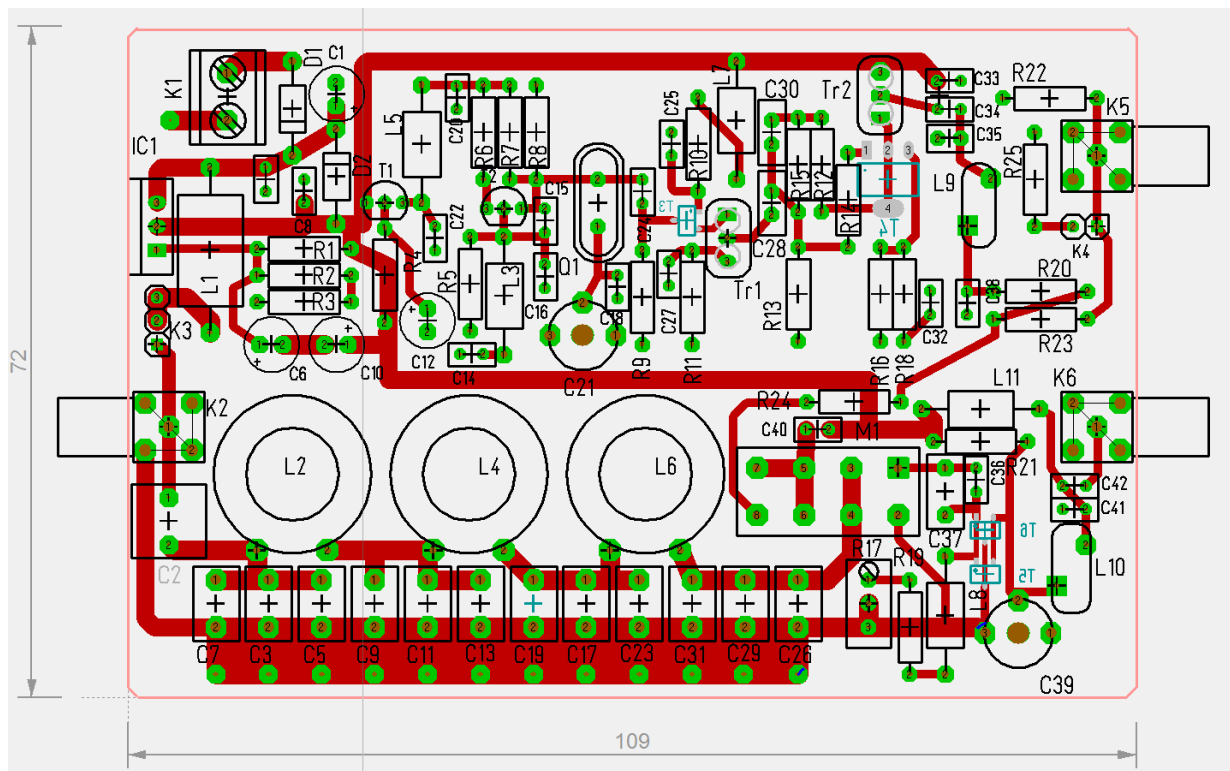


Bild13 Bestückungsplan Rev2, Roentgen-Draufsicht von oben

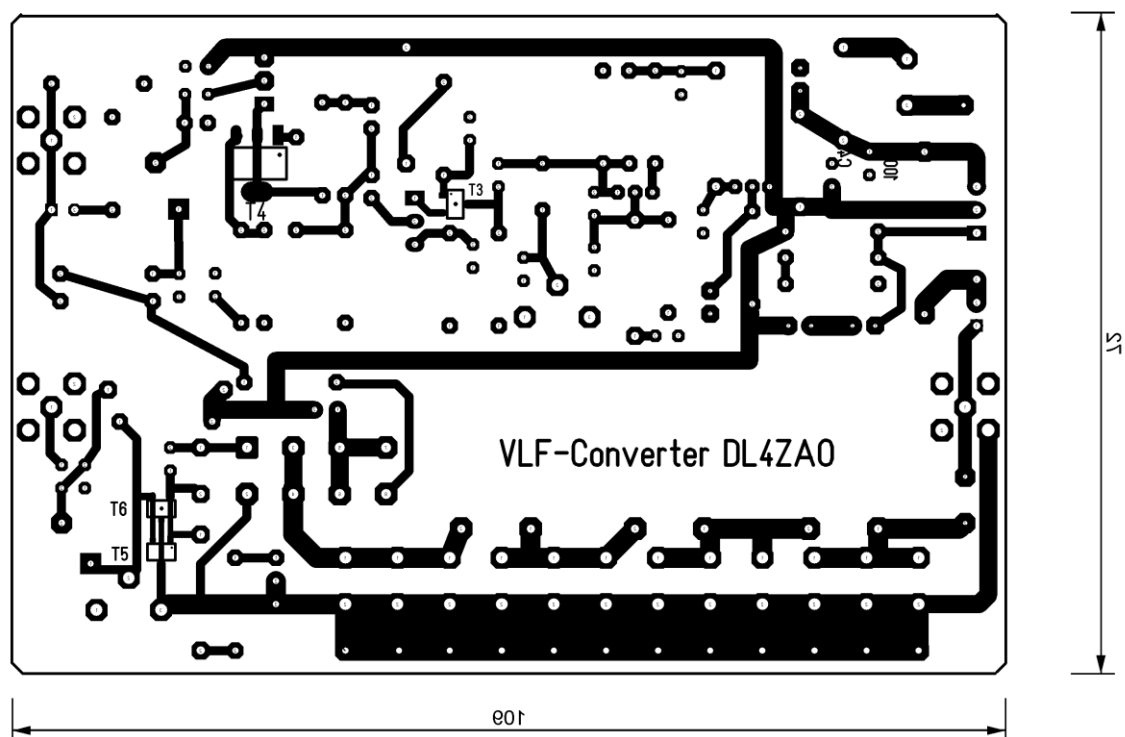


Bild14 Bestückungsplan Rev2, Bestückung der SMD Transistoren T3, T4, T5, T6 von unten

## 14. Stückliste

Variante mit Eingangstiefpass 600kHz

| Pos | Anzahl | Name                | Wert             | Gehäuse, Rastermass    |
|-----|--------|---------------------|------------------|------------------------|
| 1   | 4      | C1,C6,C10,C12       | 10µF             | D6, R2,54_ELKO         |
| 2   | 1      | C2                  | 2,2µF            | 8X8, R5,08             |
| 3   | 3      | C3,C7,C23           | Tiefpass n.B.    | 5X8, R5,08             |
| 4   | 5      | C4,C8,C22,C33,C40   | 100nF            | 2,54x5,08_RM2,54       |
| 5   | 1      | C5                  | 0pF              | 5X8, RM5,08            |
| 6   | 2      | C9,C26              | 4700pF           | 5X8, R5,08             |
| 7   | 3      | C11,C13,C29         | 1000pF           | 5X8, R5,08             |
| 8   | 5      | C14,C20,C25,C27,C32 | 10nF             | 2,54x5,08_RM2,54       |
| 9   | 3      | C15,C38,C41         | 100pF            | 2,54x5,08_RM2,54       |
| 10  | 1      | C16                 | 150pF            | 2,54x5,08_RM2,54       |
| 11  | 1      | C17                 | 10000pF          | 5X8, R5,08             |
| 12  | 1      | C18                 | 18p              | 2,54x5,08_RM2,54       |
| 13  | 1      | C19                 | 220pF            | 5X8, R5,08             |
| 14  | 2      | C21,C39             | 33p              | TRIMMER 808/1          |
| 15  | 1      | C24                 | 22pF             | 2,54x5,08_RM2,54       |
| 16  | 2      | C28,C30             | 1nF              | 3X7, R2,54             |
| 17  | 1      | C31                 | 100pF            | 5X8, R5,08             |
| 18  | 3      | C34,C36,C42         | 1nF              | 2,54x5,08_RM2,54       |
| 19  | 1      | C35                 | 100pF            | 3X5,R2,54              |
| 20  | 1      | C37                 | 1µF              | 4X8R5,08               |
| 21  | 2      | D1,D2               | 1N5817           | DO41                   |
| 22  | 1      | IC1 Spannungsregler | LM317HVT         | TO220                  |
| 23  | 1      | K1                  | KLEMMME2POL      | KLEMMME RM 5,08        |
| 24  | 1      | K2                  | SMA              | SMA Buchse             |
| 25  | 1      | K3                  | Steckbrücke      | Stiftleiste RM2,54     |
| 26  | 1      | K4                  | Steckbrücke      | Stiftleiste RM2,54     |
| 27  | 2      | K5,K6               | SMA Buchse       | SMA Buchse             |
| 28  | 1      | L1                  | 2mH              | 7X12,R17,78            |
| 29  | 1      | L2                  | 0H               | Ringkern Amidon T68-15 |
| 30  | 1      | L3                  | 0,47uH           | 4X7,R12,7              |
| 31  | 2      | L4,L6               | 18,24uH          | Ringkern Amidon T68-15 |
| 32  | 2      | L5,L7               | 4,7uH HF-Drossel | R12,7                  |
| 33  | 1      | L8                  | 1mH HF-Drossel   | R12,7                  |
| 34  | 1      | L9                  | 300nH            | Ringkern Amidon T37-6  |
| 35  | 1      | L10                 | 1µH              | Ringkern Amidon T37-6  |
| 36  | 1      | L11                 | 10uH             | 4X7, R12,7             |
| 37  | 1      | M1                  | SRA1-H, +17dBm   | Ringmischer SRA1-H     |
| 38  | 1      | Q1                  | Quarz 28MHz      | HC49/U                 |
| 39  | 1      | R1                  | 240              | 0207                   |
| 40  | 1      | R2                  | 1,5K             | 0207                   |
| 41  | 1      | R3                  | 180              | 0207                   |

|     |   |             |                                |                       |
|-----|---|-------------|--------------------------------|-----------------------|
| 42  | 2 | R4,R21      | 1K                             | 0207                  |
| 43  | 1 | R5          | 470                            | 0207                  |
| 44  | 2 | R6,R14      | 56                             | 0207                  |
| 45  | 2 | R7,R8       | 4,7K                           | 0207                  |
| 46  | 1 | R9          | 1M                             | 0207                  |
| 47  | 1 | R10         | 56                             | 0207                  |
| 48  | 1 | R11         | 270                            | 0207                  |
| 49  | 1 | R12         | 3,3K                           | 0207                  |
| 50  | 2 | R13,R22     | 1K                             | 0207                  |
| 50a | 1 | R14         | 56 (nur Rev2)                  | 0207                  |
| 51  | 1 | R15         | 680                            | 0207                  |
| 52  | 1 | R16         | 22                             | 0207                  |
| 53  | 1 | R17         | Trimpoti 100 Ohm               | TRIMMER 3296W         |
| 54  | 1 | R18         | 15                             | 0207                  |
| 55  | 1 | R19         | 51                             | 0207_MET              |
| 56  | 3 | R20,R23,R24 | 16                             | 0207                  |
| 57  | 1 | R25         | 51                             | 0207                  |
| 58  | 1 | T1          | BC550C                         | TO92                  |
| 59  | 1 | T2          | BF199                          | TO92(1)               |
| 60  | 3 | T3,T5,T6    | J310 (Rev1)<br>MMBFJ310 (Rev2) | TO92<br>SOT23/3 SMD   |
| 61  | 1 | T4          | 2N5109 (Rev1)<br>BFG591 (Rev2) | TO39<br>SOT223 SMD    |
| 62  | 2 | Tr1,Tr2     | BN43-2402                      | Amidon Doppellochkern |



## 15. Ergänzende Informationen

### HF-Gleichrichtertastkopf

Ein unentbehrliches Hilfsmittel, wenn es um das Aufspüren und Messen von HF-Spannungen und Leistungen geht, ist ein Diodentastkopf. Den kann man sich für wenig Geld selbst zusammenbauen, es gibt ihn preiswert auch fertig bei der DL-QRP AG. Die Baumappte kann hier [6] heruntergeladen werden.

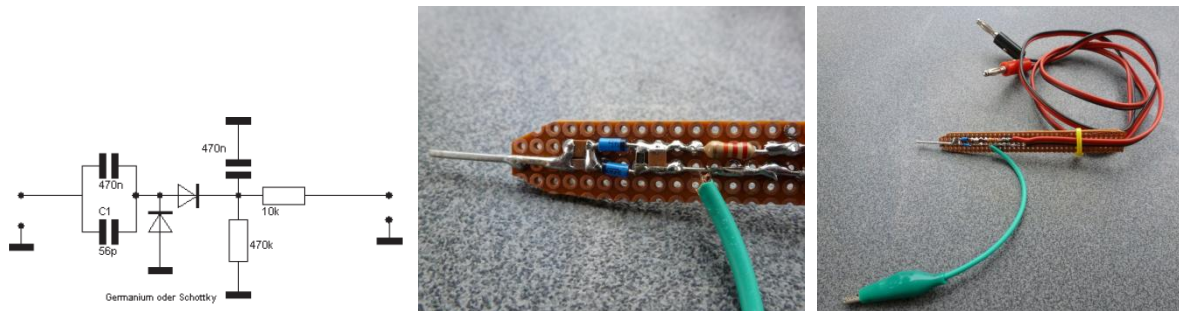


Bild 15 - HF-Gleichrichtertastkopf mit zwei BAT46 Dioden auf Lochrasterplatine

Im linearen Kennlinienbereich der Dioden bei HF-Spannungen über  $0,4V_s$ , zeigt ein an den Gleichrichtertastkopf angeschlossenes Digitalmultimeter die Spitze-Spitze Spannung der HF an, abzüglich der Flussspannung der verwendeten Dioden; bei der BAT46 beträgt diese ca.  $0,3V$ . Die Leistung für sinusförmige Signale an einem Widerstand  $R$  errechnet sich dann nach dem Zusammenhang

$$U_{eff} = 0,707 \cdot \left( \frac{U_{Tastkopf} + 0,3V}{2} \right) ; \quad P = \frac{U_{eff}^2}{R}$$

Läst man sich das nützlichen Werkzeug „Mini dB Rechner“, herunter, kann man diese Rechnungen sehr einfach vom PC erledigen lassen.

Bei HF-Spannungen  $>0,4V$  befindet man sich im quadratischen Kennlinien-Bereich der Dioden. Für diese kleinen Leistungen kann man mit einem geeichten Messsender eine Kalibrierkurve aufnehmen und damit Pegelmessungen mit einer für Amateurmessungen ausreichenden Genauigkeit erzielen.

### Selektieren von FETs für den Post Mixer Verstärken nach gleichem $I_{DSS}$ für den Parallelbetrieb

Um einen  $50\Omega$  Eingangswiderstand zu erhalten muss der FET ein  $I_{DSS}$  (Strom bei  $U_{gate} = 0V$ ) zwischen  $30$  und  $60\text{ mA}$  aufweisen. Die gewählten JFETs vom Typ J310 erfüllen diese Voraussetzung. Meist sind auch BF246C geeignet

Den einfachen Messaufbau zeigt Bild 10. Zwischen dem Pluspol eines Netzteils (ca  $10...15V$  Ausgangsspannung, zur Sicherheit mit Strombegrenzung) und dem Drain des FET wird ein Multimeter zur Strommessung eingeschleift. Gate und Source werden verbunden mit dem Minuspol des Netzteils verbunden. Der gemessene Strom liegt beim J110 in der Regel zwischen  $30$  und  $45\text{ mA}$ . Man sucht zwei Exemplare heraus, deren  $I_{DSS}$  möglichst gleich ist.

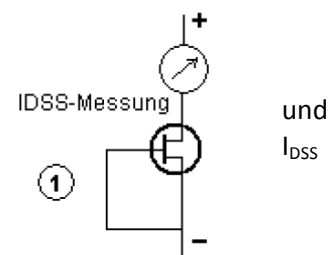
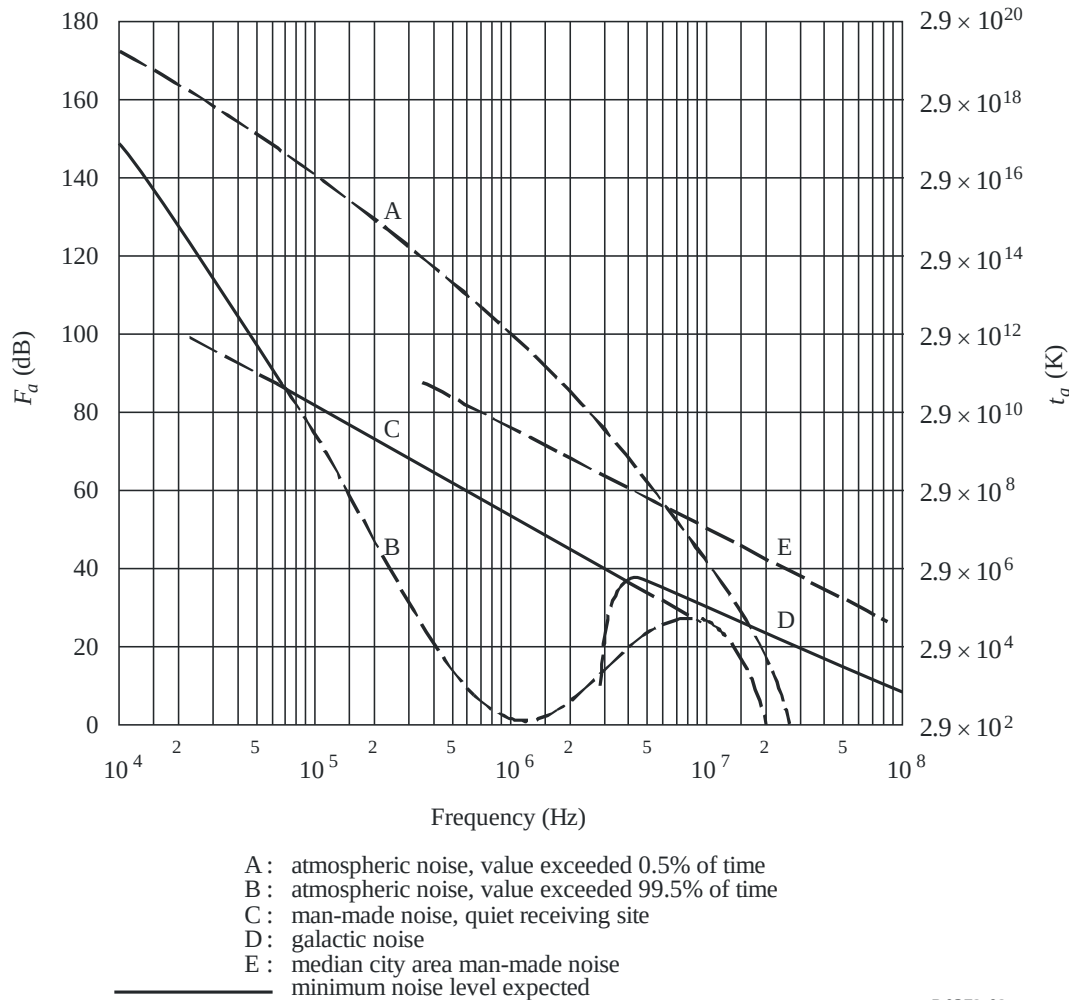


Bild 16 –  $I_{DSS}$  Messung beim FET

## 16. Externes Rauschen im Bereich 10kHz bis 100MHz



P.0372-02

## 17. Referenzen

[1] Günter Fred Mandel, DL4ZAO „Die M-Whip Aktivantenne“,  
<http://www.dl4zao.de/projekte/index.html>

[2] Active Loop Antenna, LZ1AQ,  
<http://active-antenna.eu/amplifier-kit/technical-documentation/>

[3] ITU Recommendation ITU-R P.372-11 „Radio Noise“  
<http://www.itu.int/rec/R-REC-P.372-11-201309-I/en>

[4] Ansoft Designer SV,  
 download über <http://www.gunthard-kraus.de/Ansoft%20Designer%20SV/>

[5] ELSIE Filter Design Software, <http://www.tonnesoftware.com/elsie.html>

[6] [HF/NF Diodentastkopf DL-QRP AG.](#)

[7] Mini-Ringkern-Rechner. [http://softpicks.com.de/software/Utility/Verschiedene/mini-Ringkern-Rechner\\_de-427572.htm](http://softpicks.com.de/software/Utility/Verschiedene/mini-Ringkern-Rechner_de-427572.htm)