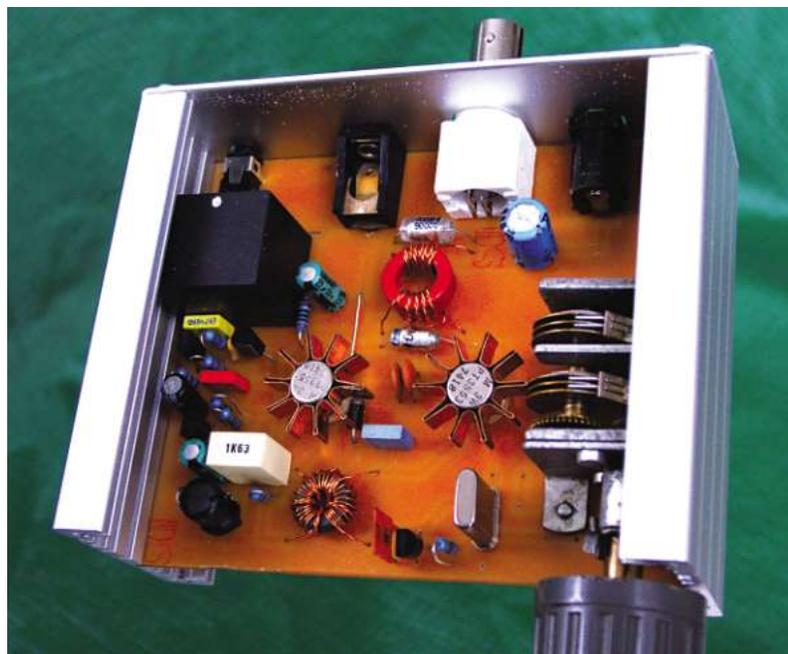


40-Bauteile-Trx

# CW-Transceiver für 80 m

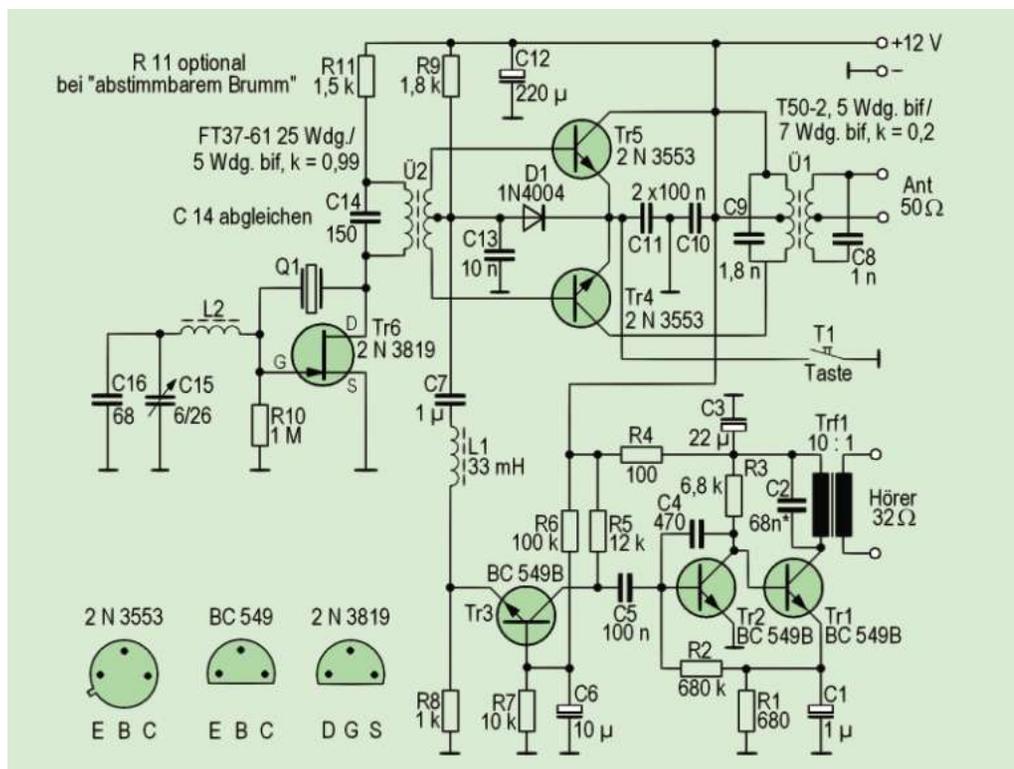
**MAS:**  
Minimal Art Session der QRP Contest Community; CW-QSOs sind zu fahren in der Klasse A mit einem Transceiver aus maximal 100 Bauteilen. Wer in Klasse B zunächst nur den Sender bauen möchte, darf 50 Bauteile verwenden. Wer mit weniger auskommt, darf für den Contest gar entsprechende Bonusprocente beanspruchen!



Dipl.-Ing. Wolfgang Wippermann, DGØSA

Der hier vorgestellte 1-Kanal-CW-Transceiver für das 80-m-Band lässt sich leicht nachbauen und weist eine geringe Anzahl diskreter Bauelemente auf. Er liefert ein sauberes 2-W-Ausgangssignal und kann auch schwache Zeichen empfangen.

Bild 1: Stromlaufplan des 80-m-Trx



**Zur Person**



Dipl.-Ing. Wolfgang Wippermann, DGØSA, Jahrgang 1950, Amateurfunkgenehmigung seit 1967, Studium Elektronik an der Universität Rostock bis 1974  
Amateurfunkpeilen von 1967 bis 1990. Besondere Interessen: Simulation und Aufbau funktechnischer Schaltungen; Spulen, Filter, Anpassungen, Baluns und „alles, was gewickelt ist“.

Anschrift:  
Lerchenweg 10  
18311 Ribnitz-Damgarten  
[www.qsl.net/dg0sa](http://www.qsl.net/dg0sa)  
[dg0sa@qsl.net](mailto:dg0sa@qsl.net)

Das Gerät ist eigentlich für eine Teilnahme am MAS-Contest gedacht. Für einen Transceiver sind bei diesem Contest maximal 100 Bauelemente zulässig. Je weniger tatsächlich gebraucht werden, um so höher fällt die Bewertung aus.

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Trx. Der Sender besteht aus dem quartzesteuerten Oszillator und einer Gegentakt-Endstufe, der Empfänger ist als Direktmischer ausgeführt. Dabei werden Teile der Gegentaktendstufe genutzt. Die Frequenz lässt sich um einige 100 Hz verstimmen. Eine Umschaltung der Antenne ist nicht erforderlich.

**Schaltungsdetails**

**Oszillator**  
Versuche mit einem durchstimmbaren Oszillator waren erfolglos, weil Sendee- und Empfangsfrequenz nicht in Übereinstimmung zu bringen waren. Ein Quarzoszillator zeigte dagegen kaum Abweichung zwischen Sendee- und Empfangsfrequenz, wenn der Abstimmbereich gering bleibt. Ohne Kondensator C<sub>14</sub> schwingt der Quarz nicht auf der Grundwelle. Der Übertrager Ü<sub>2</sub> besitzt einen hohen Koppelfaktor, bei Verwendung anderer Ferritmaterialien ist der Wert von C<sub>14</sub> zu korrigieren. Die Verwendung eines Drehkondensators lohnt eigentlich

nicht, ermöglicht er doch nur eine geringe Frequenzvariation. Den Wert der Spule  $L_2$  muss man ausprobieren, eine größere Frequenzvariation als 1 kHz ist nicht anzustreben.

### Bandfilter Ü1

Die Endstufe bringt über das Bandfilter  $C_9, \dot{U}_1, C_8$  die Leistung an die Antenne. Der Bandfilter soll gleich mehrere Aufgaben erfüllen:

- potenzialfreie Bereitstellung der Ausgangsleistung,
- ausreichende Oberwellenunterdrückung,
- Leistungsabgabe von 2 W bei 12 V Betriebsspannung,

• Eingangsselektion für den Empfänger  
Mit nur einem Transformator und zwei Kondensatoren kann man alle diese Aufgaben im Senderausgang lösen [1]. Die Online-Berechnung ist unter [4] möglich.

Eine potenzialfreie Bereitstellung der Ausgangsleistung bedeutet, dass an dieser Stelle eine symmetrische oder auch unsymmetrische Last (Speiseleitung oder Antennentuner) angeschlossen werden kann. Ein Strombalun zwischen Sender und Last, der zur Unterbrechung von Gleichtaktströmen (Mantelwellen) eingesetzt wird, ist an dieser Stelle nicht mehr erforderlich, da das Bandfilter diese Unterbrechung bereits realisiert. Gleichtaktströme können einen Transformator, der nur eine geringe Wicklungskapazität zwischen primärer und sekundärer Wicklung aufweist, nicht passieren. (**Bild 2**).

Ergänzt mit zwei Kondensatoren  $C_8$  und  $C_9$  erhält man ein Bandfilter. Die Bandbreite ( $-3$  dB) reicht von 3 MHz bis 4,1 MHz. Die Kondensatoren müssen für Hochfrequenz geeignet sein, z.B. MKS, besser KS (Styroflex). Die hochfrequente Flanke ist steiler als die niederfrequente. Die 7,2-MHz-Oberwelle wird mit  $-33$  dB und die 10,8-MHz-Oberwelle mit  $-46$  dB gedämpft. Die Simulation mit dem Programm RFSim99 konnte das nach einer Messung bestätigen (**Bild 3**).

Betrachtet man nur einen Zweig der Gegentaktstufe, so arbeitet der jeweilige Transistor  $Tr_4$  oder  $Tr_5$  über die fünf Windungen der ersten bifilaren Wicklung von  $\dot{U}_1$  auf die Last über die sieben Windungen der zweiten bifilaren Wicklung. Die Last erscheint im Verhältnis  $(5 : 7)^2 = 1 : 2$  als Arbeitswiderstand eines jeden Transistors, also als Widerstand mit  $25 \Omega$ .

In einem Zeitpunkt ist immer nur ein Transistor voll durchgesteuert, es liegt dann über den fünf Windungen bei ei-

ner Betriebsspannung von 15 V eine Spannung von ca.  $U = 13$  V an (der Transistor lässt sich nicht bis  $U_{ce} = 0$  V durchsteuern).

Pulvereisenkerne vertragen bei 3,6 MHz etwa eine Flussdichte von  $B_{max} = 7$  mT (70 Gauss). Die Größe des Kernquerschnitts des Ringkerns bei einer maximalen Betriebsspannung von  $U_B = 15$  V ergibt sich aus folgender Betrachtung:

$$A = (U_{max} \cdot 10) / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot B_{max} \cdot n) = (13 \cdot 10) / (6,3 \cdot 3,6 \cdot 7 \cdot 5) = 0,163 \text{ cm}^2$$

[A in  $\text{cm}^2$ , f in MHz, B in Milli-Tesla, n = Anzahl Windungen]

Die Tabelle des Herstellers zeigt, dass der T68-2 eine Querschnittsfläche von  $A = 0,196 \text{ cm}^2$  aufweist. Dies ist also der geeignete Kern für eine Betriebsspannung von 15 V. Bei 12 V reicht gerade noch der T50-2.

### Endstufentransistoren

Für  $Tr_4$  und  $Tr_5$  kommt ein Pärchen 2N3553 zur Verwendung. Im Empfangsfall fungieren die Kollektor/Basis-Strecken der Transistoren als Dioden, beim Senden sind die Emitter mit Masse verbunden.

Der 2N3553 hat einen zulässigen Kollektorspitzenstrom von  $I_{cmax} = 1$  A. In einer Gegentaktendstufe übernimmt jeder Transistor die Hälfte der Ausgangsleistung. Der Spitzenstrom ergibt sich bei einem Ausgangsübertrager mit einem Übersetzungsverhältnis  $\dot{U} = 1 : 2$  wie folgt:

$$I_{cmax} = U / R_L = 13 / 25 = 520 \text{ mA}$$

Es ergibt sich ein Spitzenstrom von 520 mA, der weit unter dem zulässigen Strom von 1 A liegt. Die Ausgangsleistung ergibt sich aus:

$$P = U^2 / (2 R_L) = 13^2 / (2 \cdot 25) = 3,38 \text{ W}$$

Mit einer Betriebsspannung von  $U_B = 15$  V ( $U = 13$  V) sind also maximal 3,3 W zu erzeugen, abzüglich geringer Verluste im Bandfilter. Eine Betriebsspannung von 13,6 V ( $U = 11,6$  V) lässt 2,6 W und eine von 12 V ( $U = 10$  V) 2 W zu.

### Empfänger

Das Bandfilter  $\dot{U}_1$  ist gleichzeitig EingangsfILTER für den Empfänger. Es vermag im Gegensatz zu breitbandigen Übertragern, die vielfach vorgeschlagen werden, Störungen durch starke

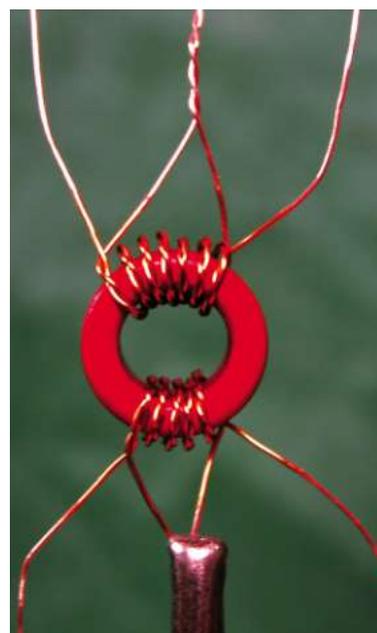


Bild 2: Ringkernwicklung für einen Transformator

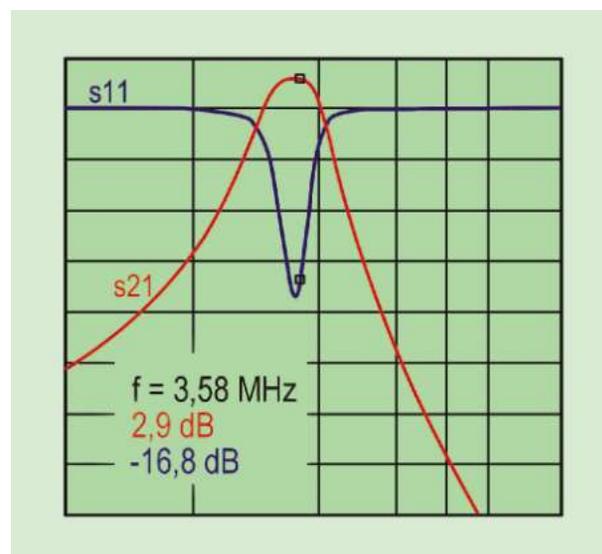


Bild 3: Ergebnis der Simulation mit RFSim99

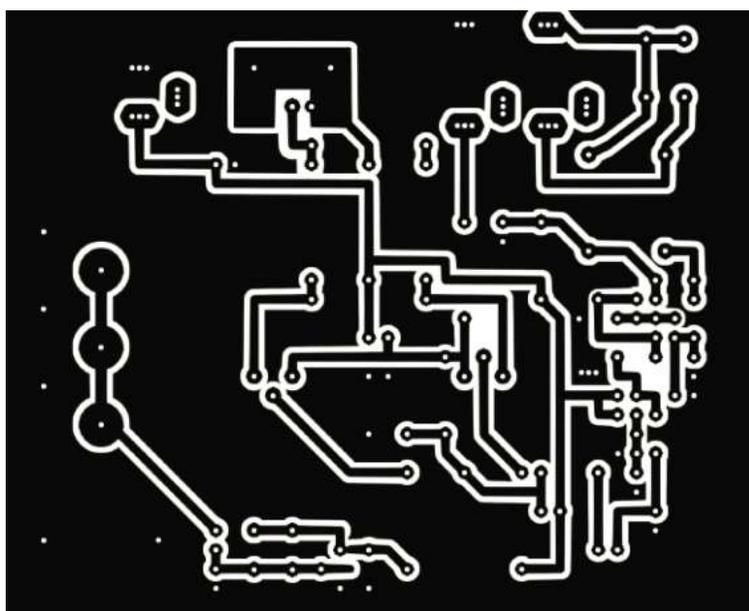


Bild 4: Layout der Leiterplatte (Maße 100 mm x 80 mm)

Rundfunksender besser zu dämpfen. Mantelwellen werden unterbrochen, die HF-Buchse ist galvanisch von der weiteren Schaltung getrennt. Eine Umschaltung der Antenne vom Sende- zum Empfangszweig ist nicht erforderlich. Die beiden Kollektor/Basis-Strecken der Endstufentransistoren wirken im Empfangsfall als Dioden. Zusammen mit dem Oszillator  $Tr_6$  und dem Transformator  $\ddot{U}_2$  bilden sie einen Balancemischer, an dem das NF-Signal bereitliegt.

Der Entwurf des NF-Verstärkers erforderte einige Mühen, um Pfeifen und Blubbern zu beseitigen. Die Kombination  $C_7/L_1$  bildet einen Serienschwingkreis geringer Güte für ca. 800 Hz. Besser eignet sich die Kombination 0,1 H und 470 nF, die Drossel ist jedoch bei Händlern schwerer erhältlich. Die Kondensatoren  $C_4$  und  $C_5$  engen den Frequenzgang weiter ein, die Kombination  $R_4$  und  $C_3$  verhindert wildes Schwingen.

Der Verstärker benötigt einen Kopfhörer von 1 k $\Omega$ , da diese schlecht verfügbar sind, ist ein Transformator eingesetzt. Damit sind dann auch handelsübliche niederohmige Kopfhörer oder Ohrhörer (8  $\Omega$  bis 32  $\Omega$ ) anschließbar. Der Kondensator  $C_2$  bildet mit dem Transformator einen Parallelschwingkreis mit einer Resonanzfrequenz um 800 Hz. Der Wert ist individuell festzulegen. Der NF-Ausgang ist ebenfalls galvanisch von der übrigen Schaltung getrennt.

### Tastung

Bei Betätigung der Taste sind die Endstufentransistoren mit der Masse ver-

bunden und geben das verstärkte Oszillatorsignal an die Antenne. Es fließt ein Gesamtstrom von etwa 0,3 A.  $C_{11}$  ist erforderlich, weil die Anschlussleitung zur Taste sonst Hochfrequenz führt. Aufgrund des einfachen Aufbaus ist das Betätigen der Taste im Kopfhörer als Knacken zu hören. Nach dem Loslassen ist in kurzer Zeit das Eingangssignal wieder aufnehmbar. Beim Abhören des Sendesignals mit einem Zweitempfänger war es von guter Qualität.

Die Veränderung des Gesamtstromes und der Last, die  $Tr_6$  als Oszillator „sieht“, bewirkt nur einen sehr kleinen Frequenzversatz.

### In der Praxis

#### Gehäuse

Der Prototyp bekam ein 103 mm  $\times$  84 mm  $\times$  42 mm Aluminiumgehäuse spendiert. Die Leiterplatte sind in die Schlitze des halben Euro-Aluminiumgehäuses eingeschoben. Die Frontplatte erhält einen Durchbruch für die Drehkondensatorachse und die Rückwand Bohrungen für die Antennen-, Stromversorgungs-, Kopfhörer-, PSK- und Tastbuchse.

Leider ist diese Art der Unterbringung mit einigen Nachteilen verbunden. Die nur lose eingeschobenen Aluminiumplatten für Deckel und Boden bringen Mikrofonieeffekte mit sich. Bei der Auswahl des Gehäuses ist deshalb darauf zu achten, dass alle metallischen Teile fest und großflächig miteinander verbunden sind.



**Bild 6:** Die Primärwicklung ist auf dem Kern gleichmäßig zu verteilen

#### Leiterplatte

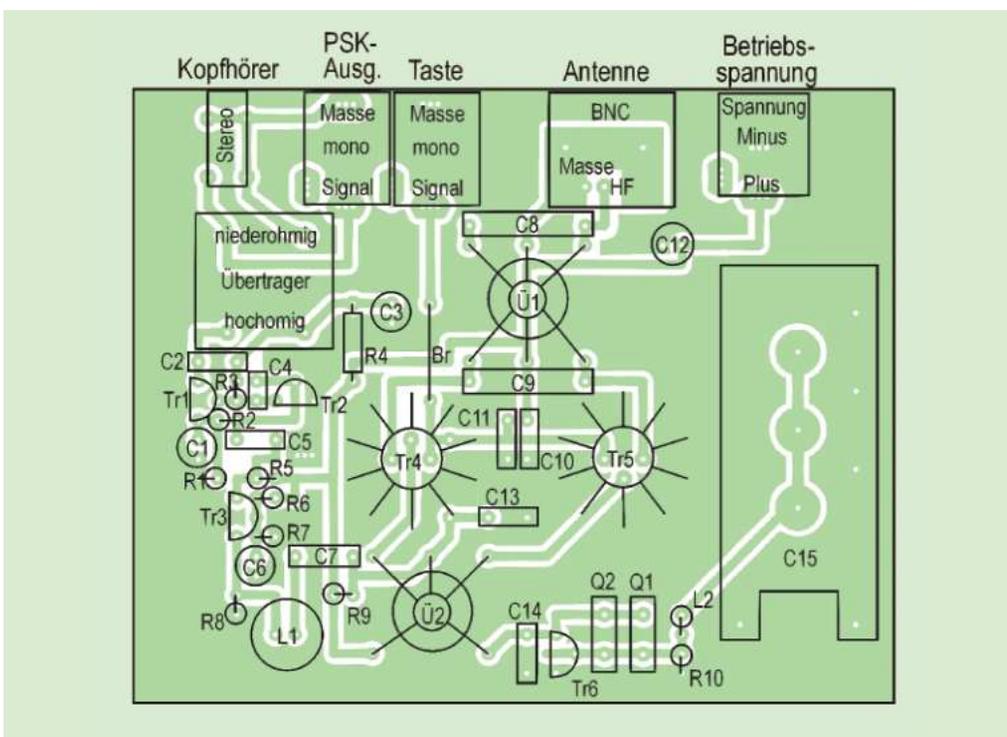
Die Leiterplatte habe ich mit dem Programm Sprint-Layout 4.0 entworfen. Der Ausdruck erfolgt im Maßstab 2 : 1 mit einem Tintenstrahldrucker auf Normalpapier. Daraus entstand ein 1 : 1-Positivfilm, d.h., Leiterbahnen und Masseflächen sind schwarz. Einseitig beschichtete Foto-Positivplatten vom Format 160 mm  $\times$  100 mm ergeben auf A4 zwei Leiterplatten. Wer dies in einer Druckerei machen lässt, kann dort auch gleich belichten lassen.

Der Bastler dagegen belichtet mit einer PHOTOLITA-S 250 W von Philips in 18 cm Abstand, jeweils 1 min ein, eine aus, 30 min insgesamt. Danach folgt die Entwicklung. Dazu ist der Entwickler für Positiv-Fotolacke KEMO (Art.-Nr. E100) in 1 l destilliertem Wasser aufzulösen. Die Entwicklungszeit beträgt bei diesem Mischungsverhältnis bis zu 25 min.

Die Masseflächen und Leiterbahnen sind nun violettfarben und die frei zu ätzenden Kupferstellen blank. Die trockene Leiterplatte wird auf die Oberfläche der Ätzlösung gelegt, sie schwimmt durch Oberflächenspannung (auf eventuelle Luftblasen achten!). Nach weiteren 20...30 min ist die Platte fertig.

Nach ausgiebigem Wässern beginnt das Bohren. Der Bohrer (HSS) muss scharf sein und die Leiterplatte fest auf dem Untergrund, z.B. Spanplatte, aufliegen. Die „Langlöcher“ entstehen durch drei Bohrungen nebeneinander, wobei anschließend die dünnen, verbleibenden Stege zwischen den Bohrungen mit demselben Bohrer wegzufräsen sind. Dann erst entfernt man den verbliebenen Fotolack (Spiritus ist nicht geeignet) z.B. mit azetonhaltigem Nagellack-

**Bild 5:** Bestückungsplan der Leiterplatte





**Bild 7: Die bifilare Sekundärwicklung verteilt sich ebenfalls gleichmäßig**

entferner. Die Leiterplatte ist dann mit Lötack einzupinseln, auch die Außenränder und steht nach dem Trocknen zur Bestückung bereit.

### Schrittweise Bestückung

Zuerst schraubt man den Drehkondensator  $C_{15}$  auf und verlötet ihn,  $C_{16}$  wird an die Anschlüsse des Drehkondensators angelötet. Dann folgt die Drahtbrücke  $Br$ , mit einem Stück Isolierschlauch versehen. Es folgt die Montage der Buchsen für Kopfhörer, Taste, Antenne und Stromversorgung.

Der Übertrager  $\ddot{U}_2$  ist zu wickeln und einzulöten. Die Primärseite erhält 25 Windungen (einfach), die Sekundärseite fünf Windungen (bifilar aus verdrehtem CuL 0,25 mm). Zunächst werden die 25 Windungen aufgebracht, die sich

über den Kern gleichmäßig verteilen. Dann die fünf Windungen bifilar darüber, gleichmäßig über den Kern verteilt. Damit die Anschlüsse der Wicklungen gegenüber liegen, ist mit dem Wickeln der Sekundärseite auch gegenüber anzufangen (**Bild 6 und 7**).

Anschließend wird  $\ddot{U}_1$  gefertigt und montiert. Verwendet wird, da nur 12 V Betriebsspannung vorgesehen sind, ein T50-2 (rot) und Kupferlackdraht 0,4 mm CuL. Der Draht wird verdreht, vier Schläge pro cm. Dann wird die Primärwicklung (fünf Windungen bifilar) aufgebracht. Die vier Anschlüsse der Primärwicklung sind mit dem Ohmmeter zu prüfen und in Reihe zu schalten (**Bild 2**). Die Primärwicklung hat damit eine Anzapfung genau in der Mitte bekommen. Die Sekundärwicklung hat den gleichen Aufbau, jedoch mit sieben Windungen bifilar.  $\ddot{U}_1$  lötet man ein,  $C_8$  und  $C_9$  ebenfalls.

### Abgleich und Test

Zu prüfen ist das Bandfilter mit einem 50- $\Omega$ -Antennenanalyzer oder SWR-Messgerät mit Messsender. Über die Primärseite (über  $C_9$ ) lötet man einen 100- $\Omega$ -Widerstand. Der Antennenanschluss (BNC-Buchse) dient als Anschluss für den Antennenanalyzer. Man kann die einzelne Wicklung etwas auseinanderziehen bzw. zusammendrücken. Wenn man bei 3,58 MHz ein Stehwellenverhältnis von annähernd SWR = 1 erhält, so ist das Bandfilter einsatzbereit. Verzichtbar sind diese

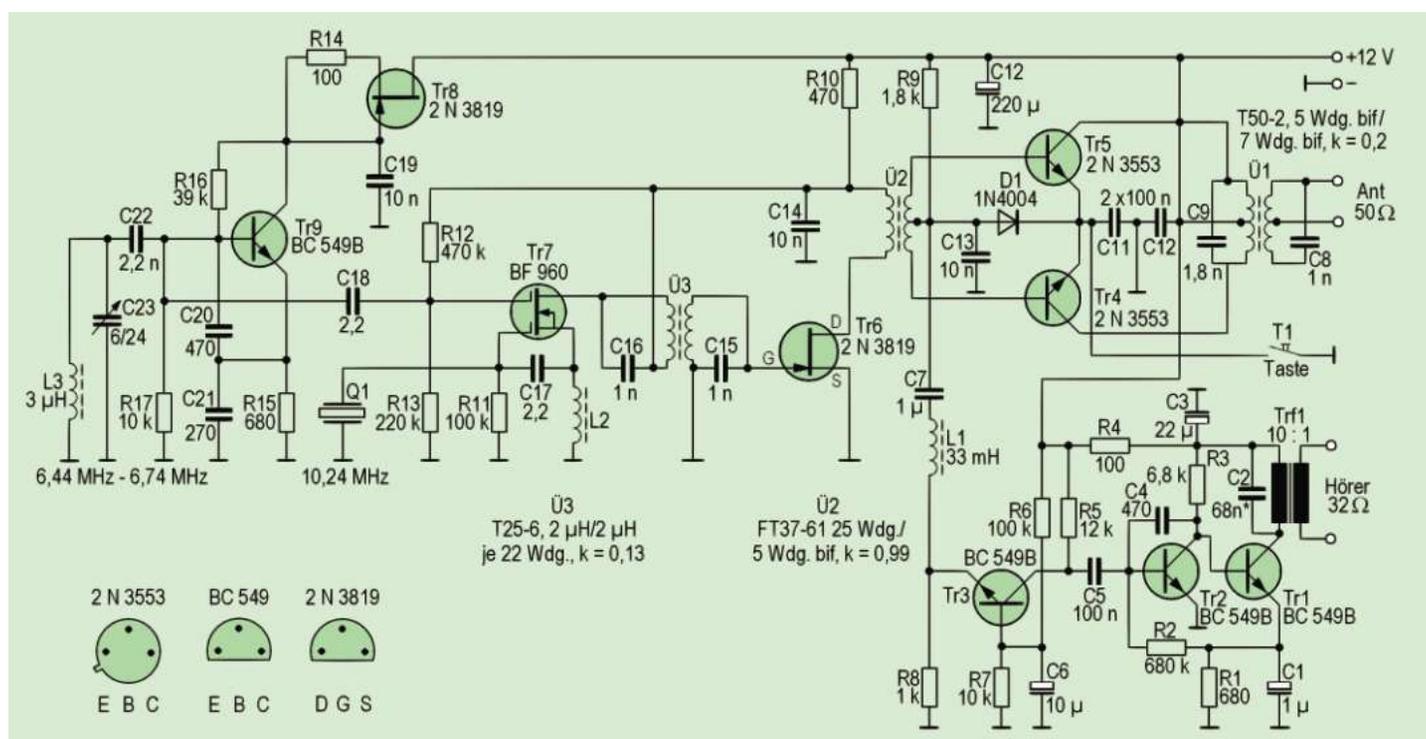
Messungen, wenn Induktivität und Kapazität ausgemessen sind. Die Primärseite muss  $L = 1,25 \mu\text{H}$  und die Sekundärseite  $L = 2 \mu\text{H}$  aufweisen.

Dann den Widerstand 100  $\Omega$  wieder entfernen.

Jetzt sollte man die Endstufentransistoren auf gleiche Ruhestrome ausmessen. Es werden  $R_9$  und  $D_1$  sowie eine Fassung für  $Tr_5$  eingelötet. Die Taste wird eingesteckt und gedrückt gehalten und die Batteriespannung über ein Strommessgerät (20-mA-Stellung) zugeführt. Ohne eingestecktem Transistor ist der Ruhestrom etwa 6 mA, mit Transistor steigt er um einige mA an. „Schwingfreudige“ und „taube“ Typen erkennt man bei der Gelegenheit. Die Taste ist zu entfernen, die Fassung jedoch noch nicht. Anschließend sind die übrigen Bauteile des Oszillators und der Endstufe einzulöten. Die Leiterplatte enthält die Möglichkeit, zwei gleiche Quarze einzusetzen. Der Ziehbereich vergrößert sich und ist mit einem Zählfrequenzmesser am Ausgang von  $\ddot{U}_2$  oder einem Zweiteempfänger zu testen. Die Stromaufnahme sollte nun etwa 8 mA betragen.

Der nächste Schritt ist das Ausmessen eines Endstufentransistorpaares  $Tr_4$  und  $Tr_5$ . Zwischen den Basisanschlüssen beider Endstufentransistoren ist zusätzlich ein 100- $\Omega$ -Widerstand auf die Leiterseite zu löten. Dann schließt man einen 50- $\Omega$ -Lastwiderstand mit Leistungsanzeige an den Antennenanschluss (BNC-Buchse) an. Innerhalb der Gruppen mit gleichem Ruhestrom sollten

**Bild 8: Stromlaufplan der erweiterten Variante**



jetzt Paare gleicher Leistungsverstärkung zu finden sein. Stromaufnahme bei diesem Schritt beträgt etwa 40 mA. Ein Paar mit guter Verstärkung wird ausgewählt und eingebaut. Der 100- $\Omega$ -Widerstand wird entfernt. Am Ausgang muss nun eine Leistungsabgabe von 2 W feststellbar sein, die Stromaufnahme beträgt etwa 250 mA.

Es folgt der Aufbau des NF-Verstärkers  $Tr_1$ ,  $Tr_2$  und  $Tr_3$  mit den passiven Bauelementen ( $C_2$  zunächst mit 68 nF auf die Leiterseite löten,  $C_7$  noch nicht einlöten); er sollte auf Anhieb funktionieren. Ist eine Stromquelle mit höherem Quellwiderstand im Einsatz (z.B. mit einem eingeschleiften Messinstrument in 20-mA-Stellung), so kann ein Schwingen (hörbares Pfeifen) auftreten. Die Stromaufnahme bei einer Betriebsspannung von 12 V beträgt etwa 15 mA. An der Stelle, wo später  $C_7$  einzulöten ist, kann man niederoh-

mig ein NF-Signal einspeisen. Bei 800 Hz soll die Verstärkung am größten sein. Dann ist  $C_7$  einzubauen. Damit ist der Transceiver einsatzbereit.

### Hinweise

$C_{14}$  ist abzugleichen, es darf kein Zischen oder Rauschen im Empfangsfall auftreten. Dann durch Festkondensator ersetzen. (56 pF...150 pF).

Der einfache Transceiver benötigt eine sehr gute 80-m-Antenne mit 50  $\Omega$  Impedanz. Der Empfang von CW- und SSB-Sendern gelingt abends in ausreichender Lautstärke. Es ist ein Durchbruch von AM-Rundfunksendern festzustellen. Auch können stromführende Netzleitungen in der Nähe des Transceivers zu Brummen führen. Dies kann aber durch Reduzierung der Oszillatorleistung behoben werden, der Widerstand  $R_{11}$  (1,5 k $\Omega$ ) in der Leitung zwischen Plus und  $\dot{U}_2$  hilft in diesen Fällen. Am besten ist der Betrieb im Freien denkbar, mit Akkumulator als Betriebsspannungsquelle und frei hängendem Dipol oder Drahtpyramide [2]. Die Firma Oppermann [3] bietet aus DDR-Produktion sehr preiswert die Schalttransistoren SSY20 an, die ich früher oft in den Gegentakt-PA meiner Fuchsjagd-

sender verwendete. Auch mit ihnen ist bei ausreichender Kühlung eine Ausgangsleistung von 2 W zu erreichen ( $P_{tot} = 700$  mW,  $U_{CEO} = 40$  V,  $I_c = 0,6$  A). Der Abstimmbereich lässt sich nicht einfach erweitern, indem z.B. der Quarzoszillator stärker gezogen wird. Die Rückwirkung vom Ausgang ist zu groß. Es müssten schon einige Pufferstufen mehr sein, und ohne zusätzlichen Aufwand für die Schirmung geht es nicht.

Leichter ist der Weg der Frequenzsynthese: Ein Oszillator 6,737...6,437 MHz wird mit 10,237 MHz gemischt und 3,5...3,8 MHz ausgesiebt.

Der Mehraufwand hält sich in Grenzen, wenn ein selbstschwingender Mischer mit Dual-Gate-FET und ein Bandfilter mit nur einem Kern Verwendung findet. Das Konzept erfordert 58 Bauelemente (**Bild 8**).

Dann ist es jedoch nur noch ein Schritt bis zum MAS-Super-Trx, der im Empfänger eine ZF von 10,237 MHz mit Quarzfilter verwendet und Einzeichenempfang ermöglicht. Dafür werden dann 91 Teile benötigt. Auch diese Schaltung passt auf eine Leiterplatte gleicher Größe.



### Literatur

- [1] W. Wippermann, DGØSA: „Faustformel reicht nicht“, CQ DL 9/04, S. 640
- [2] Karl Rothammel, Y21BK: „Antennenbuch“, 12. Auflage, S. 499
- [3] [www.oppermann-electronic.de](http://www.oppermann-electronic.de)
- [4] [www.qsl.net/dg0sa/bf03.htm](http://www.qsl.net/dg0sa/bf03.htm)

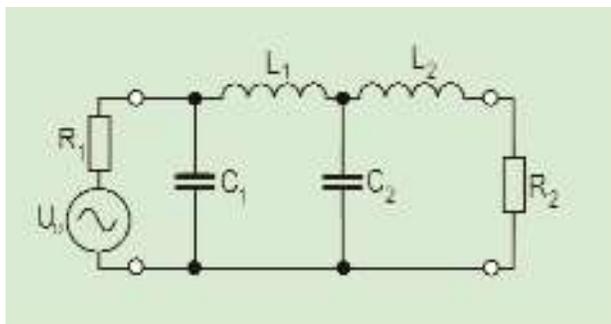
## 4-Reaktanzen-Tiefpässe

# Breitbandtransformation von Widerständen

Ulrich Fleischmann, DL9LX

Um die Ausgangsimpedanzen von Senderendstufe und Antenne anzupassen, kann man transformierende Tiefpässe einsetzen. Deren Berechnung anhand eines Beispiels zeigt der folgende Beitrag.

**Bild 1:** Transformierender Tiefpass vom Grad  $n = 4$  zur Anpassung reeller Widerstände



Mit dem 4-Reaktanzen-Tiefpassglied nach **Bild 1** lassen sich reelle Widerstände in einem breiten Frequenzbereich anpassen.  $R_1$  ist dabei zum Beispiel der reelle Innenwiderstand eines Generators, der an den Lastwiderstand  $R_2$  anzupassen ist.

Das folgende Beispiel zeigt, wie man die Schaltelemente des Tiefpasses bei vorgegebenen Abschlusswiderständen

( $R_1 > R_2$ ) für einen Frequenzbereich von  $f_{g1}$  (untere Grenzfrequenz) bis  $f_{g2}$  (obere Grenzfrequenz) schrittweise berechnet. In den einzelnen Formeln sind die Indizes so gewählt, wie sie in den Literaturangaben Verwendung finden.

In **Bild 2** ist der allgemeine Dämpfungsverlauf der Transformationsschaltung wiedergegeben. Bei den Grenzfrequenzen  $f_{g1}$  und  $f_{g2}$  ist vorausgesetzt, dass die Betriebsdämpfung dort genauso groß ist, wie die Ripple-Dämpfung  $a_2$  in der Mitte des Übertragungsfrequenzbereiches. Die Dämpfung bei der Frequenz  $f = 0$  bezeichnen wir als Gleichstromdämpfung  $a_0$ . Sie hängt allein vom Verhältnis der beiden Abschlusswiderstände  $R_1$  und  $R_2$  ab.

Wir setzen folgende vorgegebene Werte ein:

$$R_1 = 1000 \Omega$$

$$R_2 = 50 \Omega$$

$$f_{g1} = 7 \text{ MHz}$$

$$f_{g2} = 10,2 \text{ MHz}$$

Der nutzbare Transformationsbereich schließt auch die Amateurfunkbänder 30 m und 40 m mit ein. Die numerische Berechnung des transformierenden Tiefpasses erfolgt Schritt für Schritt in folgender Reihenfolge:

Transformationsverhältnis

$$m = R_1/R_2 = 20$$

$$e^{2a_0} = \frac{(m+1)^2}{4m} = 5,5125$$

(Dämpfungsfaktor bei  $f=0$ )

$$\Omega_1 = \frac{f_{g1}}{f_{g2}} = 0,6863$$

$$C_2 = (\Omega_1^2 + 1) = 2,9419$$

$$A = \sqrt{\frac{32(m-1)}{c_2^2 + 8c_2 - 16}} = 6,1280$$

$$Q^2 = \frac{A(Ac_2 - 4(m))}{4}$$

$$+ \sqrt{\left(\frac{A(Ac_2 - 4(m))}{4}\right)^2 + A^2} = 6,3459$$

und damit  $Q = 2,5191$ ,

$$W = \frac{A}{Q|m} = 0,54395$$

Q und W sind normierte Reaktanzparameter, mit denen sich die einzelnen Schaltelemente des Tiefpasses berechnen lassen.

Mit  $\omega_{g2} = 2\pi f_{g2} = 6,4088 \cdot 10^7$  berechnen sich die folgenden Schaltelemente zu:

$$C_1 = \frac{Q}{\omega_{g1} R_1} = 39,3 \text{ pF}$$

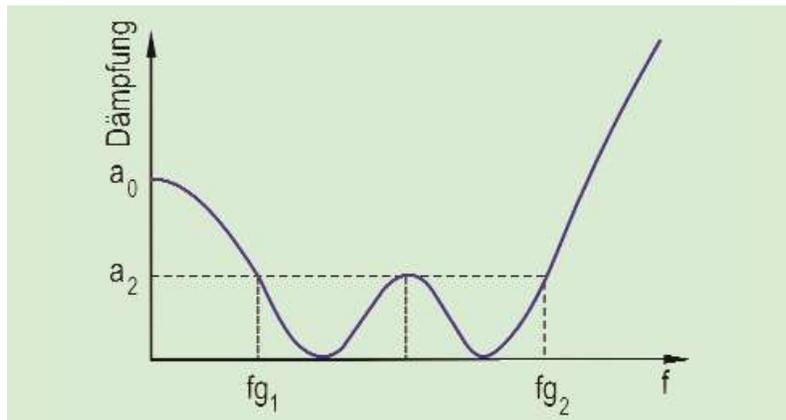
$$L_1 = \frac{WR_1}{\omega_{g2}} = 8,49 \text{ }\mu\text{H}$$

$$C_2 = \frac{W}{\omega_{g1} R_2} = 169,8 \text{ pF}$$

$$L_2 = \frac{QR_2}{\omega_{g2}} = 1,97 \text{ }\mu\text{H}$$

Will man von niederohmig auf hochohmig transformieren, dann ändert sich am Berechnungsgang nichts. Über  $C_1$  liegt immer der höherohmige Widerstand.

Die Bandbreite der Transformationschaltung lässt sich in der Praxis nicht



**Bild 2:** Betriebsdämpfungsverlauf einer Anpassschaltung nach Bild 1

beliebig hoch ansetzen, weil mit zunehmender Frequenzbreite – wie beim zweikreisigen Bandfilter – im Übertragungsbereich ein Höcker (Ripple) entsteht. Je größer man die Bandbreite und/oder das Transformationsverhältnis  $m = R_1/R_2$  wählt, desto höher wird die Ripple-Dämpfung in der Mitte des Übertragungsbereiches.

Die Ripple-Dämpfung  $a_2$  lässt sich wie folgt berechnen:

$$C_1 = \frac{32c_2^2(c_2 - 2)}{(c_2^2 + 8c_2 - 16)^2} = 0,99522$$

$$e^{2a_2} = e^{2a_0}(1 - a_1) + c_1 = 1,0216$$

Damit berechnet sich die Ripple-Dämpfung  $a_2$  zu:

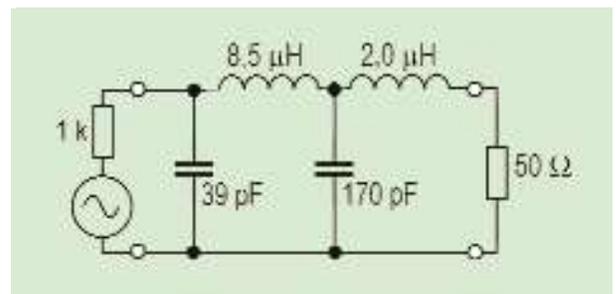
$$a_2 = 10 \log e^{2a_2} = 0,09 \text{ dB und } r = 0,15 \text{ (Reflexionsfaktor)}$$

Im obigen Berechnungsbeispiel fällt die Ripple-Dämpfung sehr gering aus, sodass sich die Bandbreite nach oben und unten noch vergrößern ließe.

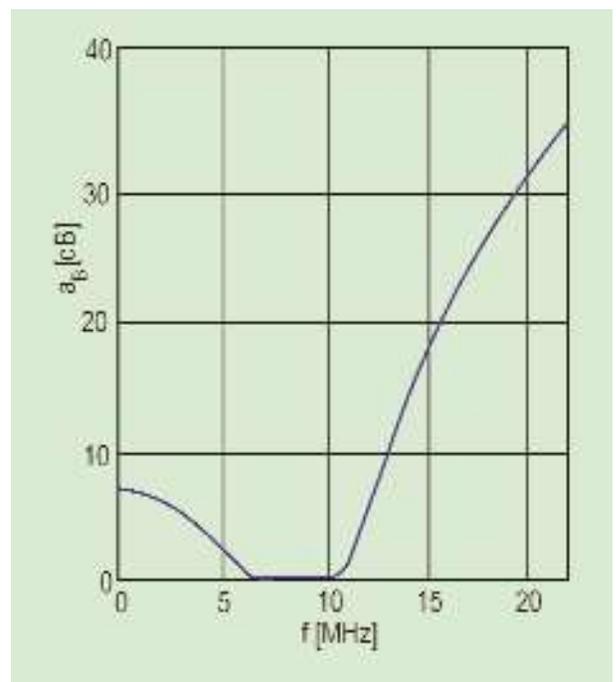
Bei der Herleitung der Berechnungsformeln habe ich vorausgesetzt, dass die Dämpfung bei den Grenzfrequenzen  $f_{g1}$  und  $f_{g2}$  genauso groß ist, wie die Ripple-Dämpfung  $a_2$  (0,09 dB) in Bandmitte.

Der Betriebsdämpfungsverlauf  $a_b = f(f)$  der berechneten Anpassschaltung ist aus Bild 4 ersichtlich. Unterhalb von  $f_{g1}$  steigt die Sperrdämpfung nur mäßig an und erreicht bei  $f = 0$  (Gleichstromdämpfung  $a_0$ ) den Wert von 7,4 dB. Oberhalb von  $f_{g2}$  nimmt die Sperrdämpfung rasch zu und erreicht bei 22 MHz bereits einen Wert von 36 dB.

Das hier beschriebene Berechnungsverfahren ist uneingeschränkt für alle Transformationsverhältnisse ( $R_1 > R_2$ ) und beliebige Bandbreiten anwendbar.



**Bild 3:** Anpassungsschaltung von 1 kΩ auf 50 Ω für den Bereich von 7 MHz bis 10,2 MHz



**Bild 4:** Dämpfungsverlauf der Anpassschaltung nach Bild 3

## Literatur und Bezugsquellen

- [1] Ulrich Fleischmann, DL9LX: „Transformierende Hoch- und Tiefpässe“, nachrichten elektronik, 2/81 und 3/81, Dr. Hüthig-Verlag, Heidelberg
- [2] Ulrich Fleischmann, DL9LX: „Transformierende Hoch- und Tiefpässe vierter Ordnung“, Elektronikschau, 6/81, Technischer Verlag Erb, Wien
- [3] H. Henze: „Die Berechnung transformierender Hoch- und Tiefpässe“, nachrichten elektronik 5/82, Dr. Hüthig-Verlag, Heidelberg