

Breitbandige QRP-Linearendstufe mit HF-Leistungs-MOSFET

HARALD ARNOLD – DL2EWN

Nachdem sich Eigenbaulösungen für die Kurzwelle, auch wegen der tollen SDR-Projekte, wieder stärkerer Beliebtheit erfreuen, beschreibt diese Anleitung den Aufbau eines Kleinleistungsverstärker mit 5 bis 10 W Ausgangsleistung im Linearbetrieb und einem Frequenzbereich von 1,8 bis 54 MHz (bzw. bis 146 MHz bei etwas geringerer Leistungsverstärkung). Ein Nachbau ist einfach und wird seitens des FA-Leserservice mit Platine, Spezialbauteilen und Komplettsatz unterstützt.

Die Motivation zur Entwicklung der QRP-Endstufe sowie die getroffenen Entwurfsentscheidungen wurden im FA-Beitrag detailliert begründet [1]. Diese Veröffentlichung brachte ferner zum Ausdruck, dass und warum diese Eintakt-Endstufe eine

wendigen Ein- und Ausgangsimpedanz, der gewünschten Leistungsverstärkung sowie zur Verbesserung der Linearität. Die Induktivitäten L1 und L2 bewirken eine Verbesserung des Eingangs-SWV bei Frequenzen oberhalb 20 MHz.

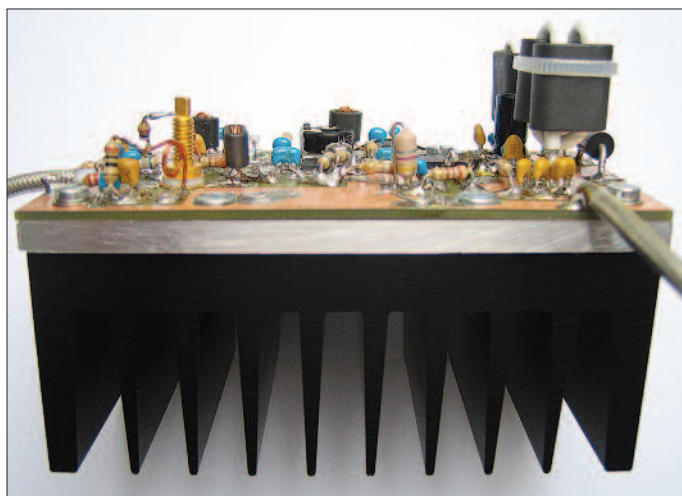


Bild 1:
Versuchsaufbau;
Verstärker mit
Kühlsystem
(5-mm-Aluminium-
platte und Kühl-
körper)

Fotos und
Screenshots:
DL2EWN

bessere Linearität aufweist als manche vergleichbare, auf ungepaarten MOSFETs basierende Gegentakt-Endstufen. Der Vollständigkeit halber sind die entsprechenden Messergebnisse auch in dieser Bauanleitung dokumentiert, im wesentlichen geht es jedoch hier um die Vermittlung der zum Nachbau erforderlichen Kenntnisse.

■ Schaltungsbeschreibung

Bild 2 zeigt den Stromlaufplan und Tabelle 2 die Stückliste. Die Ansteuerleistung gelangt über C1 an die Treiberstufe mit VT1. Diese Stufe besitzt statt des 2N3866, der als Markentyp nur noch schwer beschaffbar ist, einen KT610. Dieser Si-npn-HF-Transistor hat für den vorgesehenen Einsatzzweck ähnliche HF-Eigenschaften wie der 2N3866 und ist, wie das Datenblatt, im FA-Leserservice [8] erhältlich. Die Treiberstufe enthält mehrere Gegenkopplungen, die den Gleichstromarbeitspunkt bei Änderung der Umgebungstemperatur stabilisieren (R1, R4 und R5 bis R8). HF-Gegenkopplungen (R3, R1 bzw. R5, R6, L1, L2) dienen zur Erzielung der not-

12,5 Ω). In Verbindung mit R9, R10 und R14, R15 wird für den PA-Transistor VT2 eine niederohmige Ansteuerung realisiert. Obwohl bei dem für VT2 eingesetzten RD16HHF1 [2] die Eingangs-, Ausgangs- und Rückwirkungskapazitäten viel kleiner sind als beim IRF510, sind sie bei höheren Frequenzen störend.

Die niederohmige Ansteuerung bringt dann auch deutliche Vorteile und ergibt einen geraden Verstärkungsfrequenzgang bis weit über 54 MHz. Dies wird im später kommenden Kapitel Messwerte deutlich sichtbar.

Die Erzeugung der Gate-Vorspannung erfolgt mit R13, VD1 und VT3. Mit dem Widerstand R12 erfolgt die Einstellung der Gate-Vorspannung.

Die Spannung über VD1 und VT3 bleibt bei Betriebsspannungsänderungen ausreichend stabil und damit auch die mit R12 eingestellte Gate-Vorspannung. Erwärmt sich VT2, so steigt bei konstanter Gate-Vorspannung der Drain-Strom (Bild 4). Obwohl man in manchen Veröffentlichungen andere Meinungen lesen kann, habe ich diesen Effekt schon bei meinen ersten Versuchsaufbauten festgestellt. Mit steigender Kühlkörpertemperatur muss also die Gate-Vorspannung etwas gesenkt werden, um konstanten Ruhestrom zu realisieren.

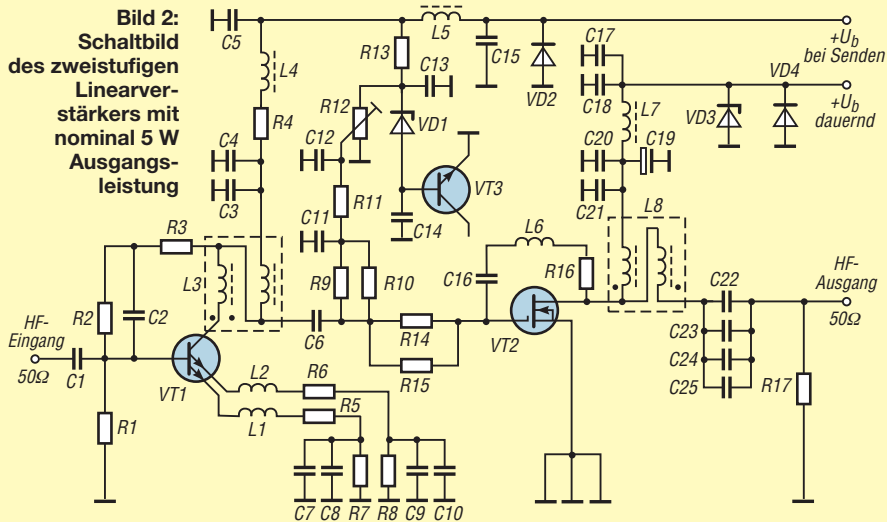
Dazu dient VT3, ein Si-NPN-Transistor, von dem nur die Basis-Emitter-Strecke verwendet wird. Diese liegt in Reihe zur Z-Diode VD1. Die gesamte stabilisierte Spannung besteht also aus der Reihenschaltung von VD1 ($\approx 5,6$ V) und VT3-Diode ($\approx 0,7$ V). Der Transistor VT3 ist thermisch mit dem Kühlkörper verbunden. Steigt nun die Kühlkörpertemperatur, nimmt die Basis-Emitter-Spannung von VT3 ab, d. h., die Gate-Vorspannung für

Im Kollektorkreis von VT1 liegt der bifilar gewickelte 2:1-Übertrager L3 (Impedanztransformation 4:1, von 50 Ω auf

Tabelle 1: Daten des Linearverstärkers

| Parameter | Istwert |
|---|--|
| Frequenzbereich für $P_{out} \geq 5$ W | 1,8...150 MHz |
| Betriebsspannungsbereich für $P_{out} \geq 5$ W | 12,0...15,2 V |
| Leistungsverstärkung für $P_{out} = 5$ W | 33 dB...34 dB bis 54 MHz, ≥ 30 dB bei 146 MHz |
| SWV am Eingang $f = 1,8 \dots 54$ MHz | $< 1,22$ (Bild 20) |
| SWV am Eingang $f = 144$ MHz | 1,6 (Bild 21) |
| P_{IM3} bei $P_{out} = 5$ W PEP, $U_b = 13,8$ V $f = 1,8 \dots 54$ MHz, $I_R = 700$ mA | besser -34 dBc bzw. 40 dB unter PEP |
| P_{IM9} bei $P_{out} = 5$ W PEP, $U_b = 13,8$ V, $f = 1,8 \dots 54$ MHz, $I_R = 700$ mA | besser -65 dBc bzw. > 70 dB unter PEP |
| Oberwellen $P_{out} = 5$ W CW, $U_b = 13,8$ V $f = 1,8 \dots 54$ MHz, $I_R = 700$ mA | $2 \cdot f_{Nutz}$: -20 dBc $3 \cdot f_{Nutz}$: -26 dBc $4 \cdot f_{Nutz}$: -36 dBc |
| P_{out} maximal bei CW $U_b = 12,0$ V | 6 W |
| $U_b = 13,8$ V | 7,5 W |
| $U_b = 15,2$ V | 9 W |
| Verhalten bei totaler Fehlanpassung am Ausgang (R 17 bestückt!), Leerlauf oder Kurzschluss am Ausgang, Ansteuerleistung $< + 5$ dBm $U_b < 15,2$ V | kein Schaden am Verstärker |

Bild 2:
Schaltbild
des zweistufigen
Linearver-
stärkers mit
nominal 5 W
Ausgangs-
leistung



VT2 wird kleiner. In der Praxis funktioniert diese einfache Variante recht gut. Der Kühlkörper muss trotzdem ausreichend dimensioniert sein, besonders wenn Dauerstrich (PSK31, RTTY o. Ä.) gesendet werden soll. Die Entkopplung der Betriebs-

Für L4 und L5 sollten keine 100- μ H-SMCC-Induktivitäten verwendet werden. Deren Serienresonanzfrequenzen liegen bei 5 bis 7 MHz, darüber sind es keine Drosseln mehr. Das kann man sich beispielsweise mit dem FA-NWT [3] verdeutlichen.

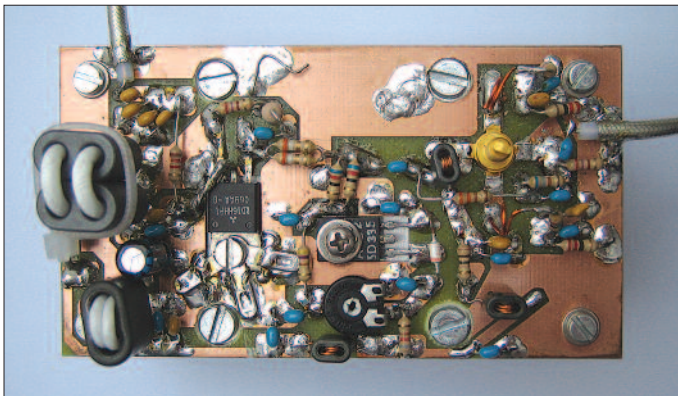


Bild 3:
Leiterplatten-
bestückung,
Versuchsmuster

spannung der Treiberstufe von der Betriebsspannung der Endstufe über C15/L5/C5 bzw. R4/L4/C5 ist sehr wichtig, um Rückwirkungen über die Betriebsspannungsleitungen zu vermeiden.

Falls sie doch verwendet werden sollen, ist unbedingt ein Widerstand 270 Ω bis 360 Ω parallelzuschalten. Viel besser sind die hier vorgeschlagenen Induktivitäten L4 und L5. Diese lassen sich einfach wickeln und sind

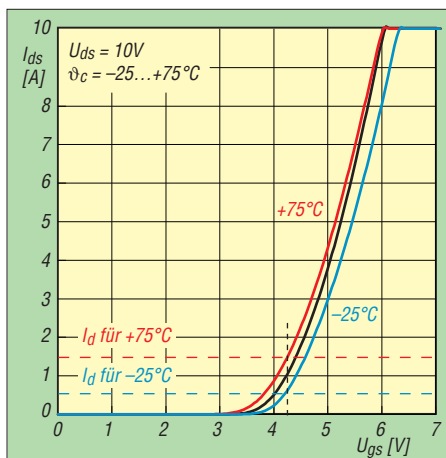


Bild 4: Abhängigkeit des Drain-Stroms von der Kühlkörpertemperatur bei konstanter Gate-Vorspannung (hier $U_{GS} \approx 4,3$ V)

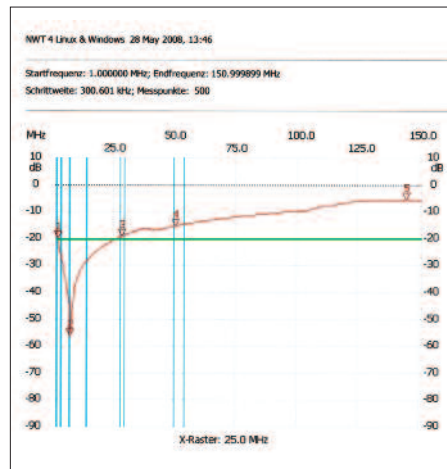


Bild 5: Sperrwirkung einer 100- μ H-SMCC-Drossel von 1 bis 150 MHz, -20 dB markiert

bis weit über 100 MHz frei von Resonanzen. Bild 5 zeigt die Sperrwirkung einer 100- μ H-SMCC-Drossel, Bild 6 dagegen die Sperrwirkung der Eigenbaudrosseln L4 und L5.

Die Dioden VD2 und VD4 sollen bei Verpolung der Betriebsspannung Schaden an der Baugruppe verhindern. Bei Falschpolung der Betriebsspannung werden sie leitend und bringen eine vorgeschaltete Sicherung zum Schmelzen. Die Diode VD3 ist eine Überspannungsschutzdiode. Sie soll Spannungsspitzen von VT2 fernhalten und Betriebsspannungen >18 V verhindern, die VT2 ernsthaft gefährden können. Diese Diode funktioniert ähnlich wie eine Z-Diode, verträgt aber wesentlich höhere Impulsströme und Impulsleistungen.

Wie bereits beschrieben, stellen die parallelgeschalteten Widerstände R9 und R10 einen Teil der Last für VT1 dar. Die Widerstände R14, R15 dienen zur Unterdrückung parasitärer Schwingungen von VT2. Am Ausgang von VT2 liegt der Breitbandtransformator L8. Dieser transformiert den Ausgangswiderstand von VT2 auf die gewünschten 50 Ω . Da der Transistor 6 W sehr linear erzeugen kann und der Betriebsspannungsbereich 12,5 bis 15,2 V (Datenblatt) beträgt, lässt sich $R_a = 12,4$ Ω berechnen, gewählt habe ich 12,5 Ω wegen Transformation auf 50 Ω .

Bei der Erhöhung der Betriebsspannung auf 15,2 V kann mit dem $R_a = 12,5$ Ω eine höhere Ausgangsleistung von $P_{out} \approx 8,9$ W erzielen; R_a = Lastwiderstand von VT2; P_{out} = HF-Ausgangsleistung.

■ Ausgangsübertrager

Der Breitbandtransformator L8 muss den Ausgangswiderstand des VT2 von 12,5 Ω auf 50 Ω transformieren. Das Widerstandstransformationsverhältnis ist also 1:4 und das Windungszahlverhältnis dementsprechend 1:2. Um Fehlschläge bei der Transformatorherstellung zu vermeiden und eine

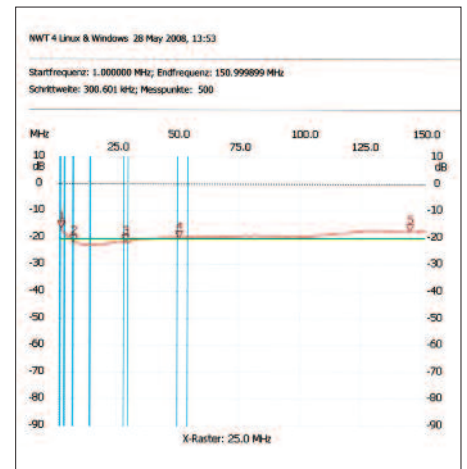


Bild 6: Sperrwirkung der Eigenbau-Drosseln L4/L5 von 1 bis 150 MHz, -20 dB markiert

gute Breitbandigkeit zu garantieren, habe ich einen Ruthroff-1:4-Unun u. a. mit Koaxialkabel ausgewählt, siehe Bild 7. Wenn man damit eine Leistung von einem Generator mit $R_G = 12,5 \Omega$ in eine Last $R_L = 50 \Omega$ transformieren will, braucht man ein Koaxialkabel mit

$$Z_K = \sqrt{R_G \cdot R_L} = 25 \Omega,$$

das unter der Best.-Nr. **K-25-15** beim FA-Leserservice erhältlich ist bzw. dem Komplettbausatz **BX-031** beiliegt. Um einen Transformator von 1,8 bis 54 MHz realisieren zu können, muss das Kabel natürlich durch Ferritkerne gezogen werden. Meine Wahl fiel auf Doppellochkerne, von denen es bei [4] mehrere Typen aus verschiedenen Materialien gibt.

Für die breitbandige Anwendung von 1,8 bis ≥ 54 MHz hat sich das Material 43 bestens bewährt. Um auch bei tiefen Frequenzen (160 m, 80 m) eine sehr verlustarme Transformation (und damit gute Intermodulationseigenschaften bei der gewünschten Ausgangsleistung) zu ermöglichen, sind zwei Kerne **BN43-202** mit Kabelbindern zu bündeln. Die Herstellung von L8 wird im nächsten Kapitel ausführlicher beschrieben.

Vom 50- Ω -Ausgang von L8 gelangt die verstärkte HF-Leistung über die parallele

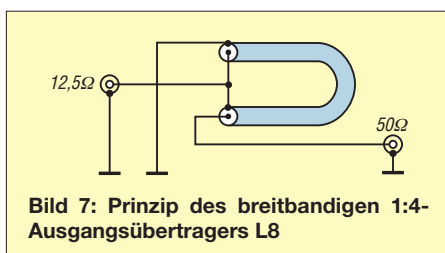


Bild 7: Prinzip des breitbandigen 1:4-Ausgangsübertragers L8

geschalteten Kondensatoren C22 bis C25 zum HF-Ausgang. Der Widerstand R17 stellt eine verlustarme Last bei offenem Ausgang (z. B. Antenne nicht angeschlossen, falsches Tiefpassfilter am Ausgang) dar. Bei angeschlossener Last von 50 Ω ist die in R17 umgesetzte Nutzleistung gering (≈ 200 mW). Der Widerstand R17 leitet außerdem statische Aufladungen der Antenne nach Masse ab.

Meine Versuche haben ergeben, dass Kurzschluss bzw. Leerlauf am HF-Ausgang (bei Nennausgangsleistung) den PA-Transistor nicht beschädigen. Laut Datenblatt toleriert der RD16HHF1 ein Last-Stehwellenverhältnis bis $s = 20$ durch alle Phasen bei $U_b = 15,2$ V und $P_{out} = 16$ W (kein Linearbetrieb mehr!), freilich muss der Kühlkörper entsprechend dimensioniert sein!

Das kalte Ende von L8 wird mit C21, C20 und C19 niederohmig an Masse gelegt. Die Drossel L7 führt die Betriebsspan-

nung für VT2 zu und verhindert zusammen mit C17 und C18 ein Abfließen von Hochfrequenz auf die Betriebsspannungsleitung (ungewollte Abstrahlung). Je nach Einsatzzweck der Baugruppe kann die Betriebsspannungszuführung für Endstufe und Treiberstufe getrennt erfolgen oder es wird beim Senden die gesamte Betriebsspannungszuführung geschaltet.

Die getrennte Führung hat den Vorteil, dass man die Betriebsspannung der Endstufe immer angelegt lassen kann und dann beim Senden mit einem kleinen, leisen Relais nur etwa 100 mA schalten muss. Außerdem kann bei stationärem Betrieb z. B. die Treiberstufe mit 12,5 V betrieben werden und die PA mit maximal 15,2 V (höhere Ausgangsleistung oder 5 W mit größerem IM-Abstand).

Mit der Gegenkopplung R16, L6 und C16 an VT2 kann man die Verstärkung der Endstufe und den Frequenzgang optimieren. Eine Verkleinerung von R16 vermindert die Verstärkung. Eine Vergrößerung von L6 führt zu einer Anhebung der Verstärkung bei höheren Frequenzen. Durch solche Maßnahmen ändert sich aber auch die Eingangsimpedanz von VT2. Die eingesetzten Werte von C16, L6 und R16 sind berechnet und optimiert, aber jedem Funkamateur stehen natürlich eigene Experimente frei.

Tabelle 2: Bauelementliste für den 5-W-Linearverstärker

| Bauteil | Wert | Anmerkungen |
|---|----------------|---|
| R1 | 270 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R2 | 680 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R3 | 270 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R4 | 10 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R5, R6 | 20 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R7, R8 | 22 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R9, R10 | 62 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R11 | 470 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R12 | 2,5 k Ω | Einstellregler |
| R13 | 820 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R14, R15 | 3,9 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R16 | 270 Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| R17 | 1,2 k Ω | Kohleschichtwiderstand, 1/4 W, 5 % |
| C1, C2, C4, C5 | 100 nF | X7R-5 |
| C6, C7, C10 | 100 nF | X7R-5 |
| C11, C12, C13, C14 | 100 nF | X7R-5 |
| C15, C16, C17, C20 | 100 nF | X7R-5 |
| C3, C8, C9, C18, C21 | 10 nF | X7R-5 |
| C19 | 100 μ F | Elko 30 V, RM5, RAD 100/35 |
| C22 | 22 nF | X7R-5 |
| C23, C24, C25 | 47 nF | X7R-5 |
| L1, L2 | | 1,5 Wdg. 0,6 mm CuL, Innendurchmesser 4,5 mm |
| L3 | | 2 \times 4 Wdg. 0,2 mm CuL, verdreht auf DLK BN43-2402 |
| L4, L5 | | 4 Wdg. 0,3 mm CuL, auf Kern BN73-2402 |
| L6 | 0,47 μ H | SMCC 0,47 μ H |
| L7 | 41 μ H | 2 Wdg. 1 mm Cu-Litze, isoliert auf Kern BN73-202 |
| L8 | siehe Text | Transformator 1:4 mit zwei Kernen BN43-202 und Bewicklung mit 25- Ω -Koaxialkabel (K-25-15 , FA-Leserservice) |
| VD1 | ZF 5,1 | Z-Diode 0,5 W |
| VD2 | 1N4001 | 1-A-Diode |
| VD3 | P6SMB 18 A | Schutzdiode, SMD, bei 12...15,2 V für VT2 |
| | P6SMB 27 A | Schutzdiode, SMD, bei 20 V für VT2 |
| VD4 | SB540 | 5-A-Diode |
| VT1 | KT610a,b | Si-NPN-HF-Transistor, FA-Leserservice |
| VT2 | RD16HHF1 | Mitsubishi HF Power MOSFET, FA-Leserservice |
| VT3 | BD677 | Si-NPN-Transistor |
| Platine PLB-15 , Kühlplatte, Profilkühlkörper V 7331E, diverse Kleinteile, Isoliermaterial für BD677 | | |

■ Aufbau und Inbetriebnahme

Für den zweistufigen Linearverstärker wurde eine Platine mit den Maßen 100 mm \times 55 mm entwickelt. Die im FA-Leserservice erhältliche (bzw. dem Komplettbausatz **BX-031** beiliegende) Platine **PLB-15** ist aus FR4-Material und doppelseitig kaschiert. Die Unterseite bleibt ungeätzt, die Bestückungsseite trägt die notwendigen Leiterzüge in einer Art Lötinseltechnik. Bild 8 zeigt den Bestückungsplan für die Baugruppe.

Alle Bauteile werden auf die Lötinseln gelötet (Anschlussbeine auf notwendige Länge schneiden, umbiegen und anlöten). Man sollte alle Anschlüsse sehr kurz halten, jedoch müssen sie sich noch anlöten lassen. Außerdem sollten die Körper der Widerstände, Kondensatoren, Induktivitäten usw. die Leiterplatte nicht berühren. Der Einsatz von SMD-Widerständen und SMD-Kondensatoren ist durch die Lötinseltechnik der Leiterplatte zum Teil möglich. Bild 3 sowie Bild 1 zeigen Versuchsaufbauten mit wesentlichen Details.

Die Leiterplatte wird mit vier Schrauben M3 \times 6 mm auf die Kühlplatte geschraubt. Die Kühlplatte besteht aus Aluminium und hat die Maße 100 mm \times 55 mm \times 5 mm. Die Kühlplatte hat vier M3-Gewindelöcher zum Anschrauben der Leiterplatte, zwei M3-Gewindelöcher zum Anschrauben von VT2 und VT3 (dafür hat die Lei-

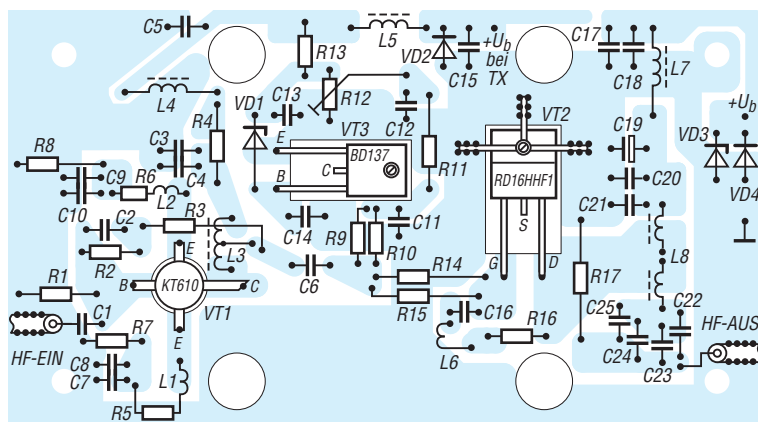


Bild 8: Bestückungsplan des Linearverstärkers, nicht maßstäblich; die Platine ist unter PLB-15 im FA-Leser-service erhältlich bzw. liegt dem Komplettbausatz BX-031 bei.

terplatte die Ausschnitte) und vier Durchgangslöcher $\varnothing 4,2$ mm. Mithilfe von M4-Schrauben kann dadurch die Einheit Leiterplatte-Kühlplatte individuell auf eine größere Kühlfläche geschraubt werden (z. B. Geräterückwand, Deckel, Boden bzw. größeren Kühlkörper). Dies ist nur **eine** Möglichkeit der Kühlung – da die Vorstellungen der Nachbauer hier möglicher-

thermischen Schaden an.

Als letztes Bauteil wird der MOSFET VT2 bestückt. Man sollte sich entladen (Stationserde, Heizkörper ...), bevor man VT2 einbaut. Er ist empfindlich gegen statische Aufladungen. Unter den Schraubenkopf werden drei Lötösen vom Typ RLO4470-100 von [4] montiert und so ausgerichtet, dass sie etwa im Winkel von 90° zueinan-

3 mm vom Gehäuse senkrecht nach oben und seitlich gebogen und mit einer kurzen, dicken Drahtbrücke auch mit Masse verbunden. Jetzt können Drain und Gate (Vorsicht vor statischer Aufladung!) angelötet werden. Der Gate-Anschluss darf vor und beim Einbau nicht berührt werden.

Die Herstellung von L8 geht aus den Bildern 11 bis 15 hervor. Es werden zunächst zwei DLK vom Typ BN43-202 mit den flachen Seiten aufeinandergelegt und mit einem Kabelbinder vom Typ KAB 100-2,5 von [4] fest verbunden (vorher noch ordentlich ausrichten). Das vorbereitete 13 cm lange Stück 25- Ω -Koaxialkabel nun gemäß Foto durch die DLK-Löcher ziehen. Wie so oft, muss man etwas drücken, ziehen, schieben usw. Wenn die Wicklung zur Zufriedenheit gelungen ist, werden die beiden Abschirmungen entflochten und zu einem Zopf gedreht, siehe Bild 13.

Jetzt müssen die beiden Innenleiter abisoliert werden. Zwei bis drei Millimeter nach dem Mantel bleiben isoliert. Nun werden die vier Anschlüsse verzinnt, gebogen, gekürzt und auf die Leiterplatte gelötet. Bei der Herstellung des Transformators muss man sorgfältig arbeiten. Beim Abisolieren des Mantels darf nicht in das darunter liegende Schirmgeflecht geschnitten werden. Auch der Innenleiter muss von Einschnitten verschont bleiben. Ein Selbstbau von L3, L4, L5, L7 und L8 ist wirklich einfach möglich, man muss nur ruhig und sorgfältig arbeiten.

Sind alle (!) Bauteile aufgelötet, folgt eine Sichtkontrolle auf Kurzschlüsse oder vergessene Lötstellen. Der Widerstand R12 wird zum masseseitigen Ende gedreht! An den Ausgang wird eine Leistungsmesseinrichtung mit 50 Ω und mehr als 5 W Belastbarkeit angeschlossen, z. B. [5]. An den Eingang kommt eine Signalquelle mit 50 Ω Impedanz, zunächst ohne Leistung. Nun wird die Betriebsspannung an beide Verstärkerstufen angelegt. Bei 12,5 bis 13,8 V Betriebsspannung werden etwa 100 mA fließen (Strom für VT1 und Strom für VD1 und VT3).

Dreht man jetzt den Schleifer von R12 langsam (!) zu höheren Spannungen, fließt ab einer bestimmten Spannung Strom durch VT2. Das bedeutet, die Gesamtstromaufnahme steigt. Für den Betrieb am Netzteil mit 13,8 V sollte der Ruhestrom von VT2

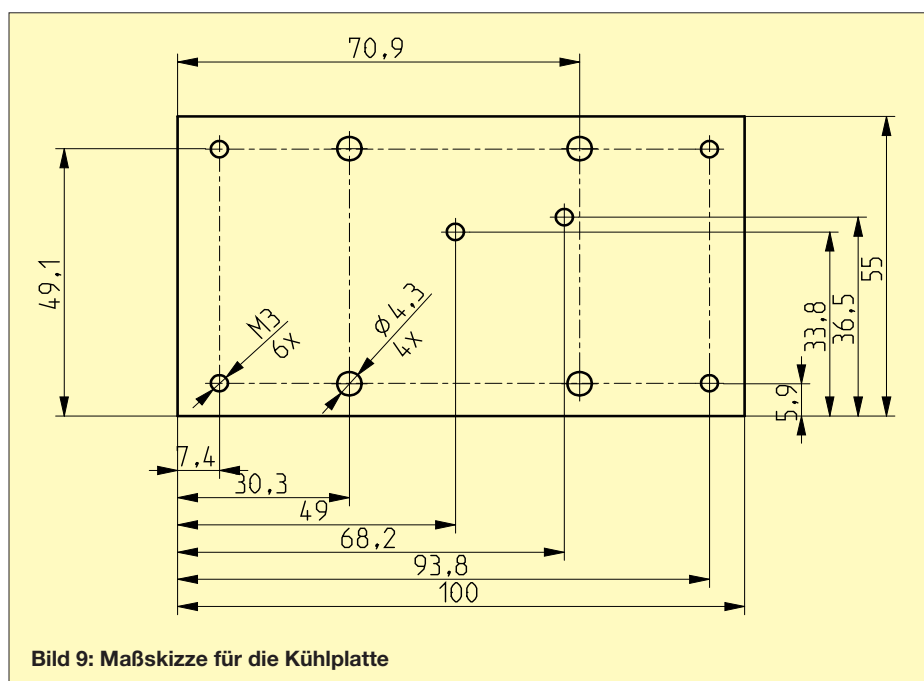


Bild 9: Maßskizze für die Kühlplatte

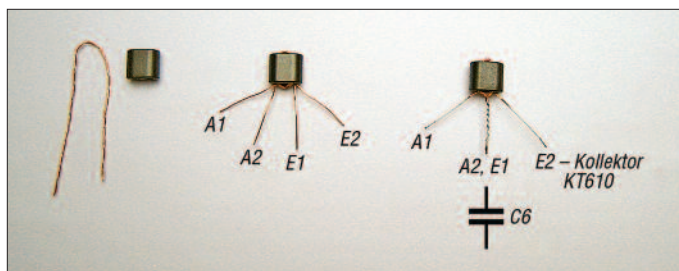
weise auseinandergehen, ist die Kühlplatte nicht fertig erhältlich, sondern gemäß Bild 9 individuell anzufertigen

Meine Versuche, die auch Dauerbetrieb (wie PSK31) simulierten, habe ich mit einem Kühlkörper $100 \times 50 \times 40$ mm³ (Länge \times Breite \times Höhe) vom Typ V7331E von [4] durchgeführt. Die Aluminium-Kühlplatte allein reicht nur für Versuche und kurze Durchgänge in CW bzw. SSB. Zwischen Kühlplatte und Kühlkörper sollte sehr dünn (!) Wärmeleitpaste gestrichen werden. Die Wärmeleitpaste ist ein schlechter Wärmeleiter und soll nur die Poren im Metall schließen, die sonst mit Luft gefüllt sind. Hier meinen es viele Funkamateure zu gut und richten dadurch

der stehen, siehe Bild 3. Dann wird der Transistor angeschraubt und die Lötösen nochmals ausgerichtet.

Nun werden die Lötösen mit Masse verlötet (so lang wie möglich). Das ist die Masse für den Source-Anschluss. Das mittlere Anschlussbein von VT2 wird etwa

Bild 10: Herstellung von Übertrager L3; es sind zweimal 4 Wdg. 0,2 mm CuL, verdreht, auf einen Doppellochkern BN43-2402 aufzubringen und wie dargestellt zu verschalten.



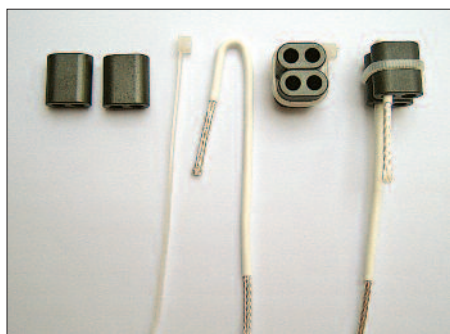


Bild 11: Ausgangspunkt zur Herstellung von L8 sind zwei verbundene DLK BN43-202.

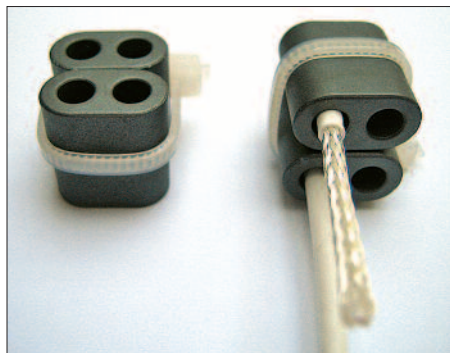


Bild 12: Erste Windung des an den Enden 21 mm vom Außenmantel befreiten 25-Ω-Kabels



Bild 13: Viel kann man hierbei wahrlich nicht falsch machen ...

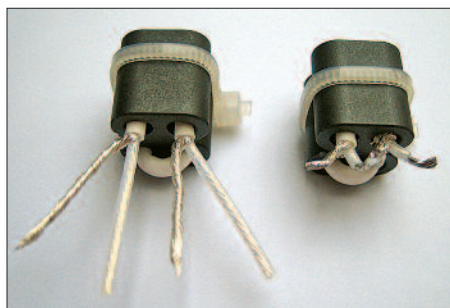


Bild 14: Die Kabelenden sind nun weiter abisoliert und zu kürzen.

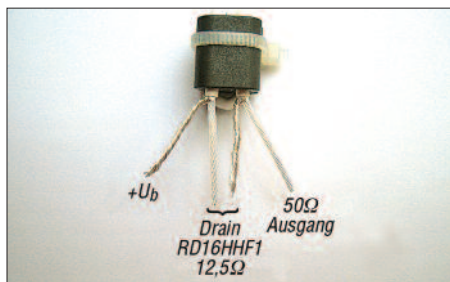


Bild 15: Anschlussschema für L8

auf 700 mA für beste SSB-Linearität eingestellt werden. Für andere Betriebsfälle werden einige Arbeitspunkte und ihre Konsequenzen im Kapitel Messwerte in der nächsten Ausgabe erläutert.

Lassen sich 700 mA ohne Probleme einstellen, kann an die Baugruppe Steuerleistung angelegt werden. Es sollten maximal 2 bis 3 mW sein. Der Strom der Endstufe steigt von etwa 700 mA auf etwa 850 mA bei 5 W CW bzw. auf 780 mA bei 5 W PEP.

Für den Ruhestrom von etwa 700 mA benötigten meine Muster des RD16HHF1 eine Gate-Vorspannung von +5,2 V, gemessen am Schleifer von R12. Bei $U_G = +4$ V waren es 10 mA und bei +4,7 V flossen 200 mA Drainstrom. Ist wesentlich mehr Spannung (> 5,8 V) nötig, um den Strom einzustellen, ist der Transistor defekt und muss ausgetauscht werden. Bei sorgfältigem Einbau von VT2 sollte das eigentlich nicht vorkommen.

Für die Bestückung der Platine sollten unbedingt die in der Stückliste angegebenen Typen von Widerständen und Kondensatoren von [4] eingesetzt werden. Beim in Vorbereitung befindlichen FA-Bausatz mit Platine, Kühlplatte und allen erforderlichen Teilen ist das gewährleistet. Mit irgendwelchen Restteilen aus der Bastelkiste kann es Probleme geben!

Beim Einsatz dieses Verstärkers in eigenen Projekten sollte beachtet werden, dass der Verstärker 33 dB (das 2000fache!) Leistungsverstärkung hat. Der Anschluss am Ein- und Ausgang sollte deshalb mit gutem 50-Ω-Koaxialkabel erfolgen. Sehr gut geeignet sind RG316 und RG178. Beide Kabel sind dünn und haben eine sehr gute Schirmung und Teflonisolation.

Das RG58 oder gar RG174 ist mit großer Vorsicht zu verwenden, da es mitunter Ausführungen mit sehr schlechter Qualität (Schirmungsmaß) gibt. Außerdem darf natürlich das Ausgangskabel nicht über den Eingang führen!

Der Widerstand R17 ist ein „Angstwiderstand“ zum Schutz des VT2 bei extremer Fehlanpassung am Verstärkerausgang. Er verbraucht aber etwas HF und verschlechtert die IM-Werte ein wenig. Man kann ihn auf 2,2 kΩ vergrößern oder auch ganz weglassen. Ich habe bei 13,8 V viele Versuche mit offenem und kurzgeschlossenem Ausgang gemacht – der Transistor blieb funktionstüchtig.

■ Bestückungsvarianten

Das Layout der Platine lässt verschiedene Bestückungsvarianten zu, die für manche Anwendungsfälle interessant sein können:

Mehr Ausgangsleistung

Für den RD16HHF1 gibt es im Datenblatt auch ein Kennfeld, das die Ausgangs-

leistung (P_{out} in dBm) in Abhängigkeit von der Eingangsleistung (P_{in} in dBm) zeigt (Bild 16). Daraus kann man entnehmen, dass verzerrungsarmer SSB-Betrieb etwa bis zu einer Ausgangsleistung von 6 W PEP, bei 12,5-V-Betriebsspannung, möglich ist. Da wir nur 5 W erzeugen wollen, liegen wir auch bei Bauteilstreuungen auf der sicheren Seite.

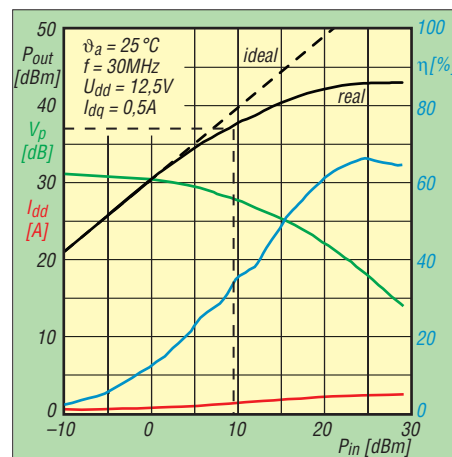


Bild 16: Ausgangsleistung des RD16HHF1 in Abhängigkeit von der Eingangsleistung; bis $P_{in} = 9$ mW herrscht Linearbetrieb ($P_{out} \approx 5$ W).

Sind jedoch mehr als 5 W PEP bzw. 5 W CW gewünscht, gibt es zwei Möglichkeiten, um die Ausgangsleistung zu steigern:

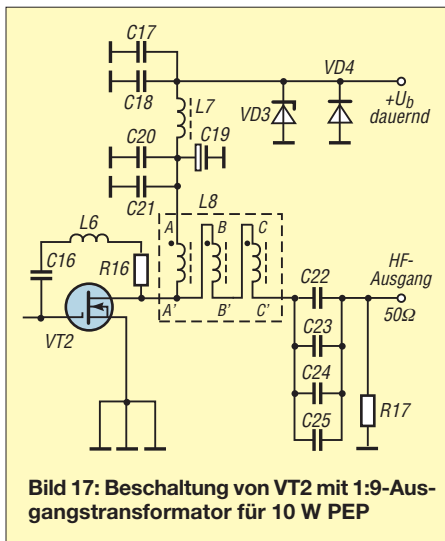
1.) Mehr Betriebsspannung für VT2

Bei maximal 20 V Betriebsspannung an VT2 („+ U_B beim Senden“ bleibt 12 bis 13,8 V!) kann man mit dem Koaxial-Ausgangstransformator L8 eine maximale Ausgangsleistung von 15 W PEP bzw. 15 W CW erreichen. Die Anpassung der Antenne bzw. des Tiefpassfilters muss aber gut sein, d.h. SWV $s < 1,5$. Die Schutzdiode VD3 ist durch den Typ P6SMB 27 A (auf richtige Polung achten!) zu ersetzen. Der Ruhestrom von 700 mA soll bei der jeweils benutzten Drainspannung von VT2 eingestellt werden. Bei 20 V Betriebsspannung und 10 W PEP-Ausgangsleistung ist die Linearität des Ausgangssignals noch sehr gut.

2.) Anderer Ausgangstransformator L8

Um mit 12,5 V bis 13,8 V mindestens 10 W PEP bzw. >10 W bei CW erreichen zu können, muss ein anderer Ausgangstransformator mit 1:9 Widerstandstransformation Verwendung finden. Dieser ist dann allerdings nicht mehr so einfach zu bewickeln wie der Koaxialtransformator, siehe Bilder 11 bis 15.

Am Drain des RD16HHF1 sind dann etwa 5,6 Ω Lastwiderstand wirksam, wenn der Ausgang mit 50 Ω abgeschlossen wird. Nach den Formeln in [1] können bei 13,8 V Betriebsspannung und 5,6 Ω Lastwider-



stand maximal 15 W HF erzeugt werden. Genau diese Leistung konnte ich auch messen.

Das Bild 17 zeigt die Beschaltung von L8 als 1:9-Übertrager. Der Kern ist ein BN43-202. Für die Wicklung werden drei Drähte 0,6 mm CuL sauber verdreht. Mit diesem „Zopf“ werden 1,5 Windungen auf den Kern gewickelt und nach Bild 17 verschaltet. Die Anfänge der drei Drähte sind mit A, B, C bezeichnet, die Enden mit A', B' und C'. Mit dem Ohmmeter findet man schnell die richtige Zuordnung.

Hierbei darf man sich nicht irren, eine Vertauschung von Anschlüssen darf nicht passieren! Mit diesem Transformator ist die

Funktion des Verstärkers auf den Frequenzbereich 1,8 bis 29 MHz beschränkt. Wenn in der Treiberstufe statt L3 ein Koaxialtransformator eingesetzt wird, funktioniert der Verstärker dann auch noch bei 50 MHz.

Der Koaxialtransformator L3 besteht aus nur einem Kern BN73-202 und etwa 8 cm 25-Ω-Kabel. Die Anschlüsse werden rechtwinklig abgelenkt und der Kern waagrecht über C6 und C14 positioniert. Bild 31 zeigt das IM-Spektrum bei 10 W PEP und 14 MHz. Das Signal ist schmal und gut.

Einstufiger Verstärker mit RD16HHF1

Hierbei sind folgende Bauelemente wegzulassen:

C1, C2, C5, C7, C8, C9, C10;
R1, R2, R3, R4; L1, L2, L4; VT1.

Zu ändern ist ferner L3, es wird ein Koaxialtransformator wie eben beschrieben eingesetzt. Die Einspeisung der HF erfolgt

dort, wo der Kollektor von VT1 war. Der Verstärker weist 20 dB Verstärkung von 1,8 bis 150 MHz auf, siehe Bild 33. Das Eingangs-SWV im Frequenzbereich 1,8 bis 150 MHz ist $s \leq 1,25$ (Bild 32). Die Ausgangsleistung erreicht bei $U_b = 13,8$ V mehr als 5 W PEP bzw. mehr als 5 W CW im Frequenzbereich 1,8 bis 150 MHz; bei $U_b = 20$ V sind maximal 15 W PEP oder CW erzielbar, sinnvoll sind allerdings 10 W PEP oder CW. Die maximale Ausgangsleistung bei anderen Betriebsspannungen kann mit den im Teil 2 angegebenen Formeln selbst errechnet werden.

Messergebnisse

Die Vorgehensweise bei den Messungen und das verwendete Equipment habe ich in [1] ausführlich beschrieben; hier seien der Vollständigkeit halber nur die Ergebnisse dargestellt.

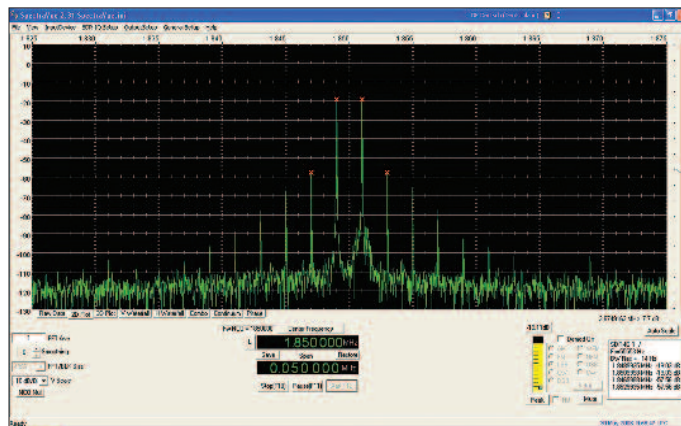
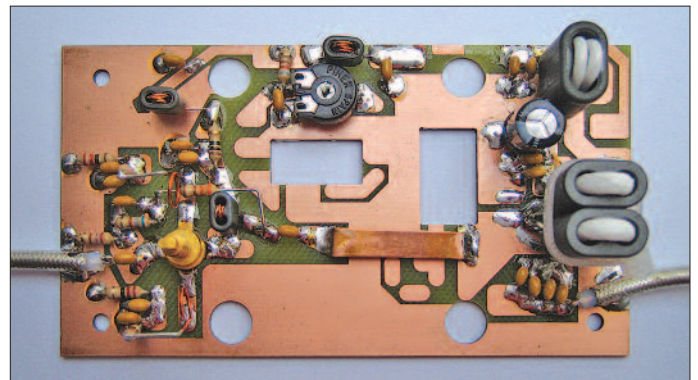


Bild 18: Ausgangsspektrum im 160-m-Band bei Zweitonaussteuerung auf 5 W PEP

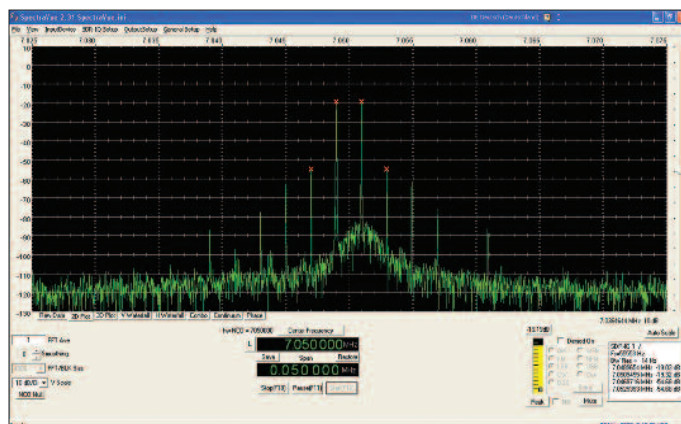


Bild 19: Ausgangsspektrum im 40-m-Band bei Zweitonaussteuerung auf 5 W PEP

Messung der Treiberstufe

Am Linearverstärker habe ich mir zunächst einen Überblick über die Treiberstufe verschafft. Den KT610 der Treiberstufe gibt es als KT610a und KT610b. Beide unterscheiden sich für unsere Anwendung nur in der garantierten Stromverstärkung. Der KT 610a hat > 50 , der KT610b hat > 20 . Da der Basisspannungsteiler sehr niederohmig dimensioniert ist, wird es hier kaum Probleme geben. Um die Treiberstufe qualifiziert auf Intermodulation messen zu können

Tabelle 3: Intermodulationsverhalten der Treiberstufe mit KT610b

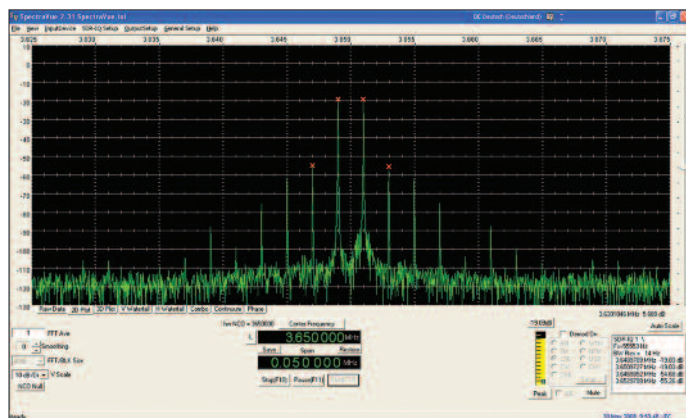
| U_b /V | PEP- P_{out} /mW | Intermodulation |
|----------|-----------------------|--|
| 12,0 | 50 | $P_{IM3} = -58$ dBc $P_{IM5} = -75$ dBc |
| 13,8 | 50 | $P_{IM3} = -66$ dBc $P_{IM5} = -75$ dBc |
| 13,8 | 100 | $P_{IM3} = -55$ dBc $P_{IM5} = -75$ dBc |
| 13,8 | 200 | $P_{IM3} = -40$ dBc $P_{IM5} = -48$ dBc $P_{IM7} = -56$ dBc $P_{IM9} = -68$ dBc |
| 15,2* | 200 | $P_{IM3} = -48$ dBc $P_{IM5} = -62$ dBc |

Messfrequenzen $f_1 = 14,0$ MHz, $f_2 = 14,2$ MHz
* Kühlung des KT610b erforderlich

nen, habe ich eine Linearverstärkerplatine nur teilweise bestückt, siehe Bild 20, die Treiberstufe vollständig bis C6 am Ausgang. Weiterhin waren L8, C21, C20, C19, L7, C18, C17 sowie C22 bis C25 zu bestücken. Der Widerstand R17 wird nicht benötigt.



Zwischen C6 und der Lötinsel für Drain von VT2 wurde ein 4 mm breiter Kupferstreifen dicht über der LP eingelötet. Dieser verbindet den 12,5-Ω-Anzapf an L3 (C6 nicht vergessen!) mit dem 12,5-Ω-Anzapf von L8, und man kann von 50 Ω am Eingang nach 50 Ω am Ausgang messen. Die so gemessene Leistungsverstärkung von VT1 beträgt bei 13,8 V Betriebsspannung $\approx 13,5$ dB. Bei dieser Messung erfasst man die Verluste in L8 mit, die jedoch lediglich etwa 0,1 dB betragen. Bei einer Betriebsspannung von 13,8 V stellten sich am KT610b folgende Spannungen ein: $U_C \approx 12,8$ V; $U_B \approx 2,7$ V; $U_E \approx 2,0$ V. Damit fließt ein Kollektorstrom von etwa 90 mA.



Daraufhin habe ich für verschiedene Betriebsspannungen und unterschiedliche Ausgangsleistungen die Intermodulationsabstände ermittelt. Dabei ergaben sich recht gute Werte, die man diesen Transistoren nicht zutraut. Die gemessenen Werte gehen aus Tabelle 3 hervor. Bei einer Betriebsspannung von 13,8 V wird eine Sättigungsausgangsleistung > 300 mW erreicht. Der -1-dB-Punkt liegt bei einer Ausgangsleistung von 250 mW. Im Frequenzbereich 1,8 bis 54 MHz unterschei-

den sich die Werte nur wenig. Daher führt Tabelle 3 nur Werte für 14,0 und 14,2 MHz auf.

Da die Endstufe für $P_{out} \approx 5$ W PEP weniger als 50 mW PEP Steuerleistung benötigt, ist die Treiberstufe bei allen Betriebsspannungen, Arbeitsfrequenzen und erforder-

Bild 22:
SWV am Verstärkereingang im Bereich 1 MHz bis 150 MHz

derlichen Aussteuerungen so gut, dass die IM-Werte bei $P_{out} \approx 5$ W PEP ausschließlich von der Endstufe bestimmt werden (so wie es bei allen Linearverstärkern sein sollte!).

Messwerte am gesamten Verstärker

Tabelle 1 zeigt die nach zusätzlicher Bestückung der Endstufe am Gesamtverstärker ermittelten Werte. Es ist offensichtlich, dass alle gestellten Ziele erreicht oder

Bild 23:
Ausgangsspektrum im 15-m-Band

überboten werden konnten. Einige Teilaspekte seien nun noch erläutert. Die Bilder 26 bis 28 zeigen gemessene IM-Werte, die Bilder 29 und 30 zeigen Eingangs-SWV und Verstärkung im Nutzfrequenzbereich. Bild 25 dokumentiert mein Zweitonansteuersignal für die Intermodulationsmessungen. Es ist > 70 dB

intermodulationsfrei und damit für die durchgeführten Messungen sehr gut geeignet. Da manchmal der Bildspeicher des HP-8569B wieder funktioniert, konnten diesmal die IM-Spektren vom HP-8569B abgenommen werden.

Der vorher benutzte SDR-IQ [6] ist bei richtiger Bedienung und Kalibrierung auch

so genau. Er zeigt allerdings zwischen -110 dBm und -130 dBm viel „Müll“ an, der keine Bedeutung hat. Auf jeden Fall

werden mit dem SDR-IQ keine IM-Messungen „geschönt“, wie verschiedentlich behauptet.

Einsatz als Verstärker für 145 MHz

Der Linearverstärker hat auch im 2-m-Band noch recht gute Eigenschaften. Die Leistungsverstärkung sinkt auf etwa 30 dB. Bei einer Ausgangsleistung von 5 W PEP wurden folgende Intermodulationswerte ermittelt: $P_{IM3} = -32$ dBc; $P_{IM5} = -50$ dBc; $P_{IM7} = -68$ dBc.

Die Werte sollen verdeutlichen, dass der Verstärker auch bei 2 m noch ein sehr intermodulationsarmes Ausgangssignal mit

Bild 21:
Stehwellenverhältnis (SWV) am Verstärkereingang im Bereich 1 MHz bis 60 MHz

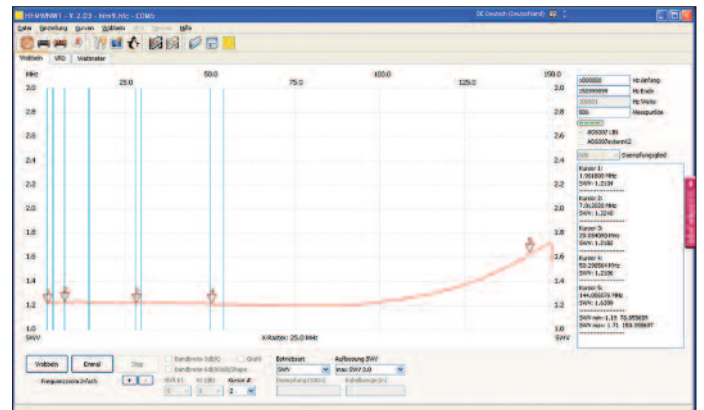
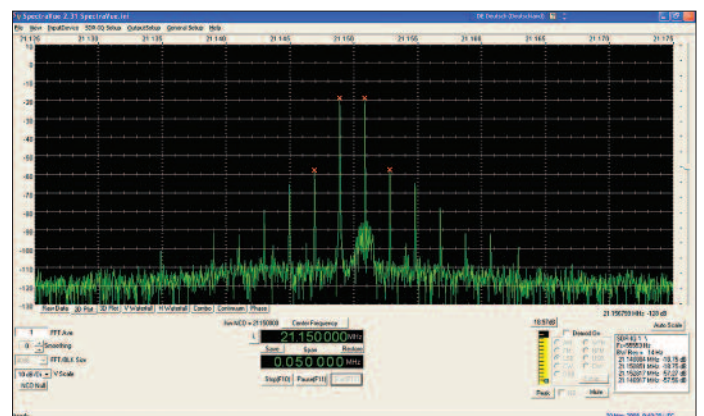


Bild 23:
Ausgangsspektrum im 80-m-Band



Verhalten bei kleinen Ruhestromen

Für Portabelbetrieb soll die Stromaufnahme so gering wie möglich sein. Wird SSB-Betrieb gewünscht, so sollte bei 12 V Be-

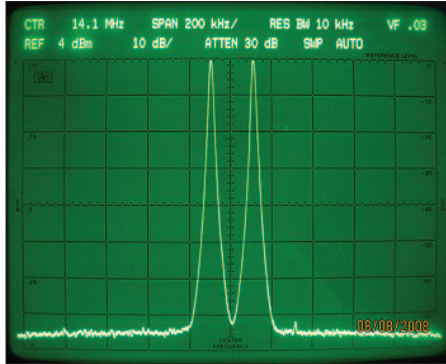


Bild 25: Das für IM-Messungen benutzte Zweitonansteuersignal ist in einem Bereich von > 70 dB intermodulationsfrei.

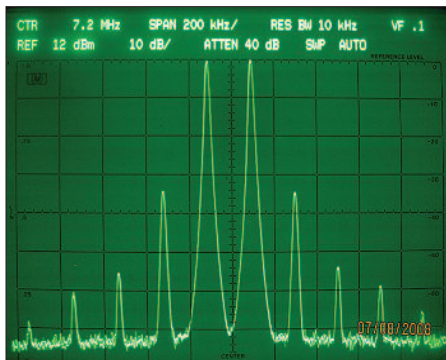


Bild 26: Intermodulation 5 W PEP und 7 MHz – zweistufiger Verstärker mit Platine PLB-15

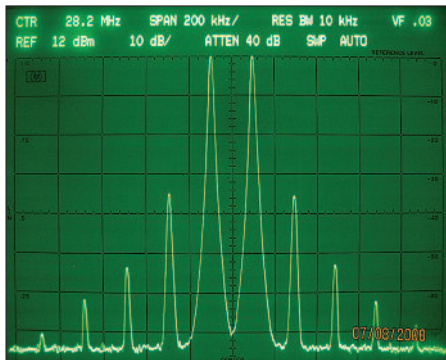


Bild 27: Intermodulation 5 W PEP und 28 MHz – zweistufiger Verstärker mit Platine PLB-15

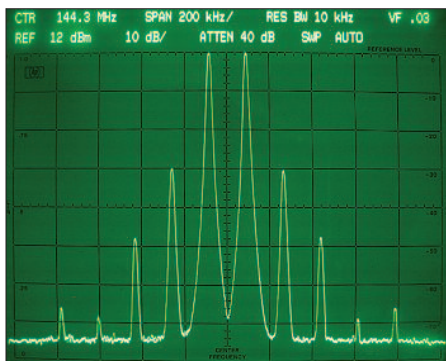


Bild 28: Intermodulation 5 W PEP und 144 MHz – zweistufiger Verstärker mit Platine PLB-15

triebsspannung ein Ruhestrom von mindestens 150 mA eingestellt werden. Dabei hat der Verstärker noch 30,5 dB Verstärkung und die Intermodulationswerte sind durchaus brauchbar. Bei $P_{\text{out}} = 5 \text{ W PEP}$ und $U_b = 12,0 \text{ V}$ sowie $I_R = 150 \text{ mA}$ wurden folgende Werte ermittelt:

$P_{\text{IM3}} = -26 \text{ dBc} = 32 \text{ dB unter PEP,}$

$P_{\text{IM5}} = -34 \text{ dBc} = 40 \text{ dB unter PEP,}$

$P_{\text{IM7}} = -50 \text{ dBc} = 56 \text{ dB unter PEP.}$

Die Stromaufnahme bei 5 W PEP betrug 0,44 A. (Zu dBc bzw. dB unter PEP siehe [7].)

Verhalten bei $U_b = 15,2 \text{ V}$ für die PA

Interessant ist das Verhalten, wenn man die Betriebsspannung für den Endstufen-transistor erhöht und VT1 weiter mit 12,5 V betreibt. Bei $P_{\text{out}} = 5 \text{ W PEP}$ wird zu-

nächst:

$P_{\text{IM3}} = -38 \text{ dBc} = 44 \text{ dB unter PEP;}$

$P_{\text{IM5}} = -65 \text{ dBc} = 71 \text{ dB unter PEP.}$

Erhöht man bei dieser Betriebsspannung die Steuerleistung, lassen sich bis zu 8 W PEP erzeugen. Bei $P_{\text{out}} = 8 \text{ W PEP}$ wird

$P_{\text{IM3}} = -30 \text{ dBc} = 36 \text{ dB unter PEP;}$

$P_{\text{IM5}} = -44 \text{ dBc} = 50 \text{ dB unter PEP;}$

$P_{\text{IM7}} = -54 \text{ dBc} = 60 \text{ dB unter PEP.}$

Die Stromaufnahme der Endstufe beträgt dabei 840 mA. Bei einer Eintonausgangsleistung (CW) von 8 W beträgt die Stromaufnahme 980 mA.

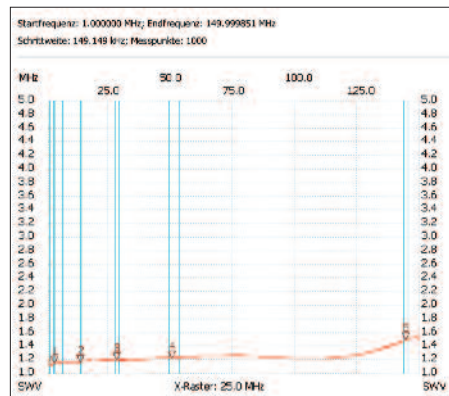


Bild 29: Eingangs-SWV bis 150 MHz bei der Platine PLB-15

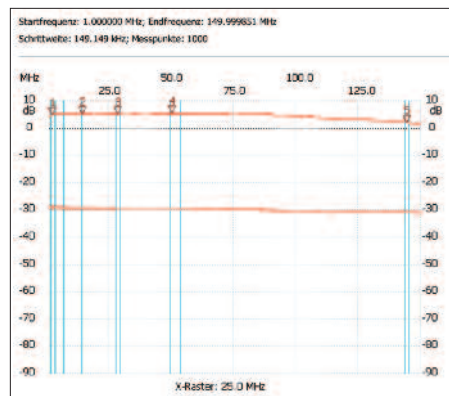


Bild 30: Verstärkung 1,8 MHz bis 150 MHz bei der Platine PLB-15

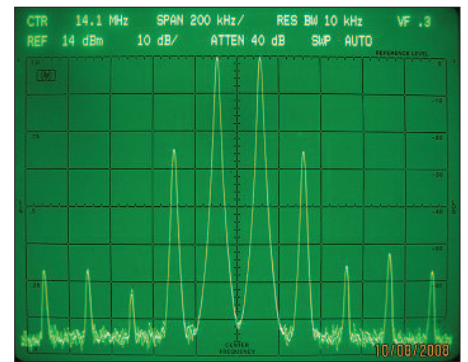


Bild 31: Zweistufiger Verstärker mit 1:9-Ausgangsübertrager und 10 W PEP bei 14 MHz

Ausgangsspektren

Bei 5 W PEP-Ausgangsleistung ist das Ausgangsspektrum sehr schmal. Die Bilder 18 und 19 sowie 23 und 24 zeigen Spektren bei 5 W PEP und verschiedenen Frequenzen. Zwischen dem Ausgang des Linearverstärkers und dem Eingang des SDR-IQ (Spektrumanalysator) befand sich ein präzises 50-dB-Dämpfungsglied, sodass der SDR-IQ unterhalb seiner Übersteuerungsgrenze betrieben wurde. Durch die hohe Dynamik des SDR-IQ können auch kleine Signalanteile (IM-Produkte höherer Ordnung) noch sichtbar gemacht werden.

Da höhere IM-Produkte, im Gegensatz zu

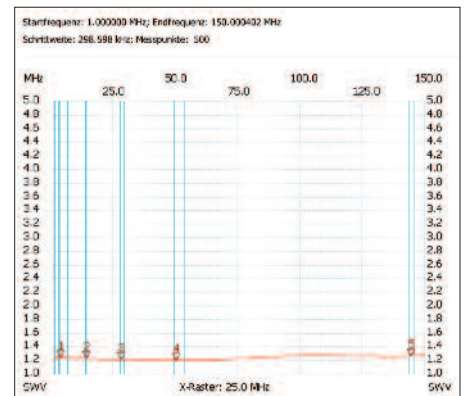


Bild 32: Eingangs-SWV des einstufigen Verstärkers mit einmal RD16HHF1

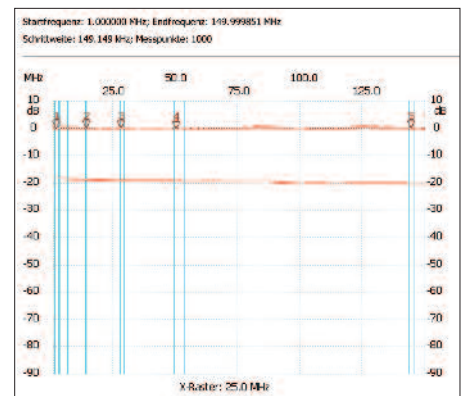


Bild 33: Verstärkung von 1,8 bis 150 MHz beim einstufigen Verstärker mit RD16HHF1

Bipolarendstufen, nicht erkennbar sind, spricht man von einem „schmalen“ Signal.

■ Schlussbemerkungen

Um die Qualität dieses Linearverstärkers voll ausnutzen zu können, sollten die bereits erwähnten Tiefpassfilter am Ausgang der Mischerbaugruppe und am Ausgang des Linearverstärkers nicht vergessen werden. Durch die gute Oberwellenunterdrückung des Linearverstärkers reichen Tschebyscheff-Filter 5. Ordnung mit $a \geq 28$ dB am Ausgang des Linearverstärkers völlig aus. Sie müssen aber richtig abgeglichen werden, deshalb wären fertige Tiefpassfilter nützlich.

Der hier vorgestellte Verstärker wurde bewusst für die QRP-Ausgangsleistung von 5 W entwickelt, obwohl der Endstufentransistor mehr Leistung (aber nicht mehr so linear!) erzeugen kann. Der Aufwand sollte gering sein, deshalb schied auch eine Gegentaktendstufe aus.

Die durch das Schaltungsprinzip erreichte Breitbandigkeit lässt viele verschiedene Anwendungen zu. Bei entsprechendem Interesse werden weitere Linearverstärker für 12 V bis 15 V Betriebsspannung und höhere Ausgangsleistungen vorgestellt.

Die bewusst ausführliche Darstellung sollte die Beweggründe für getroffene Entwurfsentscheidungen verdeutlichen und darüber hinaus Hinweise zur Durchführung von Messungen an Linearendstufen geben.

Abschließend ein herzliches Dankeschön an Dr.-Ing. Werner Hegewald, DL2RD, für die Unterstützung bei der Erstellung des FA-Beitrags sowie dieser Bauanleitung.

Harald-Arnold.DL2EWN@t-online.de

Literatur und Bezugsquellen

- [1] Arnold, H., DL2EWN: Breitbandige KW-Linearendstufe mit HF-Leistungs-MOSFET. FUNKAMATEUR 57 (2008) H. 7, S. 741–744; H. 8, S. 866–869; H. 9, S. 956–960
- [2] Mitsubishi Electric Corp.: Mitsubishi RF Power MOS FET RD16HHF1. Datenblatt, 10.1.2006; www.mitsubishichips.com
- [3] Graubner, N., DL1SNG; Borchert, G., DF5FC: Bausatz Netzwerktester FA-NWT. FUNKAMATEUR 55 (2006) H. 10, S. 1154–1157; H. 11, S. 1278–1282; Bausätze sowie Baumapen unter www.funkamateurl.de → Online-Shop → [BX-060](#), [BX-0600](#), [BX-069](#)
- [4] Reichelt Elektronik GmbH & Co. KG, Elektronikring 1, 26452 Sande, Tel. (0 44 22) 95 5-333, Fax - 111; www.reichelt.de
- [5] Nussbaum, H., DJ1UGA: Einfache 40-dB-Leistungsdämpfungsglieder für 100 W Belastbarkeit. FUNKAMATEUR 57 (2008) H. 1, S. 52–55; Bausatz [BX-140](#) im FA-Leserservice
- [6] Scholz, B., DJ9CS: SDR-IQ – Spektrumanalyzer und softwaredefinierter Empfänger. FUNKAMATEUR 56 (2007) H. 7, S. 721–723
- [7] Schwarzbeck, G., DL1BU: Labortest: Icom IC-775DSP, 200-W-Transceiver mit DSP. FUNKAMATEUR 45 (1996) H. 4, S. 378–382; H. 5, S. 502–504; Download: www.funkamateurl.de → Archiv → Testberichte
- [8] FUNKAMATEUR-Leserservice: Berliner Str. 69, 13189 Berlin, Tel. (0 30) 44 66 94-60, Fax - 69, E-Mail: shop@funkamateurl.de; Online-Shop: www.funkamateurl.de → Online-Shop

Selbstbauwettbewerb



53. UKW-Tagung
Weinheim 2008

Der Funk Amateur Club Weinheim e.V. verleiht an

Herrn Harald Arnold, DL2EWN

diese Auszeichnung

Für den 1. Platz

im Selbstbauwettbewerb in der Sektion

1. Funktechnik/Antennen HF (bis 30MHz)

mit dem Exponat

Breitbandige KW-Linearendstufe mit HF-Leistungs-MOSFET

Weinheim, den 13. September 2008

Karl Schöneweis

Tagungsleitung
Karl Schöneweis, DJ9YY

J. Günther

Jürgen Günther, DF6IH
für den Ausrichter

Versionsgeschichte zur Baumapen

Die aktuelle Fassung dieser Baumapen wird jeweils im Online-Shop des FUNKAMATEUR als ergänzende Information zum Produkt *Platine QRP-Linearendstufe*, Artikel-Nr. [PLB-15](#), bzw. zum Komplettbausatz [BX-031](#) zum Herunterladen bereitgestellt.

Damit Leser, die die vorigen Textversionen bereits kennen, nicht alles neu lesen müssen, führen wir an dieser Stelle auf,

was sich von Version zu Version geändert hat.

Version 081002

– Ursprungsversion