MOSFET-PA-Module für 1296 MHz

Wolf-Henning Rech, DF9IC, Eisinger Str. 36/2, 75245 Neulingen,
mailto: whrech@web.de

1 Ausgangssituation

Seit wenigen Jahren sind leistungsfähige Sendeverstärker mit LDMOS-Transistoren auch bis in den Bereich von 1 kW Sendeleistung im 2-m-Band dank vergleichweise preiswerter und robuster Transistoren und einfachen Aufbaus sehr populär [1]. Im 70-cm- und 23-cm-Band ist das Angebot kleiner, teurer und weniger leistungsfähig. Dagegen sind LDMOS-Verstärker für das 13-cm-Band aus UMTS-Surplus wieder recht preiswert erhältlich und oft leicht zu modifizieren.

Die Nutzung von Surplus-Material wäre auch für das 23-cm-Band attraktiv; leider (oder doch glücklicherweise? - wegen Störungen) liegt keines der Mobilfunkbänder so nahe bei 1,3 GHz, daß dafür entwickelte MOSFETs auch automatisch im Amateurfunkband nutzbar sind, wie bei UMTS und 13 cm. Trotzdem funktionieren einige der für 800-1000 MHz entwickelten MOSFETs mit Einschränkungen auch bei 1300 MHz noch, allerdings bevorzugt solche für kleine Sendeleistungen. Für die „60-W-Klasse“ mit Transistoren wie MRF286, MRF9060 oder MRF6S9060 finden sich auch verschiedene Aufbauvorschläge und Bausätze.

Mobilfunk-Transistoren für höhere Sendeleistungen sind in der Regel intern vorangepaßt, was die Nutzung deutlich außerhalb des Nennfrequenzbereichs sehr erschwert. Daher wurden solche Verstärker für das 23-cm-Band bisher meist mit den für 1300 MHz oder 1400 MHz entwickelten Transistoren wie PTF141501E oder BLF6G13L-250P realisiert, die allerdings kaum preiswert/gebraucht zu finden sind und wo wegen der etwas spezielleren Anwendungen von vorneherein weniger Preisdruck beim Hersteller besteht. Daher wäre es wünschenswert, Mobilfunktransistoren höherer Leistungsklasse auf Eignung für 1300 MHz zu untersuchen.

2 Vorüberlegungen zur Realisierung

Hohe Ausgangsleistung bedeutet hohe Versorgungsspannung, hohe Stromaufnahme, hohe Verlustleistung und große HF-Spannungen und -Ströme. Alle diese Punkte müssen beachtet werden, um erfolgreich solche Verstärker zu entwickeln und betreiben. Sie sind erst einmal unabhängig vom Frequenzbereich und können daher allgemein erörtert werden. Konkret beschrieben werden Verstärkermodule für 1296 MHz im Bereich 150-250 W (28 V und bis 22 A); daran orientieren sich die Vorschläge für die zu verwendenden Bauteile.

2.1 Gehäuse

Betrachtet man die Ergebnisse der bekannten Baubeschreibungen für 144 MHz und 432 MHz, so erkennt man eigentlich Applikationsaufbauten, aber keine Endprodukte [1][2][3]. Es werden offene Leiterplatten mit strahlenden Baluns verwendet, ohne irgendeine Schirmung der Baugruppe, teilweise ragen die Bauteile sogar über den Platinenrand hinaus. Die Stromversorgungsleitungen sind nur notdürftig abgeblockt, und wo ganze Geräte

beschrieben werden, ist eine wirksame Schirmung nach außen auch nicht wirklich zu erkennen.

Hochwertige Mikrowellen-PAs sind dagegen meist in gefrästen Aluminium- oder gar Kupfergehäusen untergebracht, deren Herstellung allerdings ziemlich aufwendig ist.

Deshalb wurde als erstes Ziel festgelegt, daß alle hier vorgestellten Baugruppen effektiv geschirmt werden sollen, ohne daß dafür Gehäuse aus Vollmaterial hergestellt werden müssen. Bei den angepeilten Verlustleistungen von ca. 150 W pro Transistor ist eine Wärmesenke aus Kupfer obligatorisch; für den Rest des Gehäuses soll aber auf die bekannten Weißblechrahmen und -deckel zurückgegriffen werden.

So können die Baugruppen dann in ein Gerät montiert werden, ohne daß dieses ein hohes Schirmungsmaß benötigt, was die Luftführung ebenso wie die Stromversorgung (bei Parallelschaltungen bis >100 A) erleichtert und dennoch Einströmungsprobleme zuverlässig verhindert.

2.2 Stromzuführung

Ein geschirmtes Gehäuses bedingt eine ebensolche Zuführung der Versorgungsspannungen. Es sollen zwei Spannung zugeführt werden, eine für die Vorspannungserzeugung und eine für die Drainspannung. Bei letzterer können Ströme bis 25 A auftreten. Die üblichen „kleinen“ lötbaren Durchführungskondensatoren (3/4 mm) eignen sich dafür ebensowenig wie die gebräuchlichen Versionen von schraubbaren Durchführungsfiltern.

Man findet allerdings am Markt preiswert lötbare Durchführungskondensatoren ohne eingelöteten Draht, sondern den reinen Zylinderkondensator mit einem Loch von mindestens 2 mm Durchmesser. Dieses genügt für einen Kupferdraht ausreichenden Querschnitts.

Bild 1 Lötbarer Durchführungskondensator, geeignet für hohe Ströme, und seine Anwendung.

2.3 Abblockkondensatoren

Die Versorgungsspannung beträgt hier 28 V, und es ist kein Problem, dafür geeignete Abblockkondensatoren zu finden. Für 1296 MHz wurden erfolgreich SMD-0805-NP0-Kondensatoren mit 50 V zulässiger Betriebsspannung und 1 nF Kapazität verwendet. An dieser Stelle müssen es nicht unbedingt die teueren ATC-Typen sein! - die zur Masse hin fließenden Ströme sind bei geeigneter Dimensionierung der Draindrossel niedrig (100 mA oder weniger).

Auch die zusätzlich vorhanden Elkos sollten im Interesse der Betriebssicherheit überdimensioniert werden, es werden 63-V-Typen verwendet.

2.4 Koppelkondensatoren

Auch hierfür gibt es preiswerte und dennoch zuverlässige Vorschläge. Die Eingangsseite mit Übertragungsleistungen bis maximal 10 W ist ohnehin problemlos; es wurden durchweg SMD-0805-NP0-Kondensatoren mit 50 V zulässiger Betriebsspannung eingesetzt.

Interessant ist der Ausgang. Hier werden verlustarme ATC-Kondensatoren verwendet. Ein ATC100B-Kondensator des Nennwerts 47 pF ist für 1300 MHz bis etwa 6 A Strom spezifiziert (bei 60 °C Temperaturerhöhung gegenüber der Montagefläche) [4], was an 50 Ohm immerhin 1,8 kW entspräche. Allerdings muß mindestens um den Faktor 2, besser 3 überdimensioniert werden, um auch bei Fehlanpassung mit Strommaximum im Koppel-C diesem eine Überlebenschance zu geben, so daß 2 A entsprechend 200 W eine vernünftige Grenze sind.

Wegen der Verfügbarkeit beim Autor wurden allerdings tatsächlich ATC600S-Kondensatoren eingesetzt, ebenfalls mit Nennwert 47 pF, allerdings zwei Stück parallel.Leider schweigt das Datenblatt zu Strombelastbarkeit und Verlustleistung; wegen der niedrigeren ESR und dem nur halben Strom gegenüber der oben skizzierten Version mit ATC100B sollte die Verlustleistung pro Kondensator hier nur etwa 15% davon betragen, was dem allerdings nur 0603-großen Kondensator wahrscheinlich zugetraut werden darf. Jedenfalls gab es bisher keinen Ausfall.

2.5 Kondensatoren in den Transformationsnetzwerken

Wiederum ist der Eingang wegen der niedrigen Leistungen, Spannungen und Ströme unproblematisch. Bei maximal 3 W Ansteuerleistung kommen im der Regel gewöhnliche SMD-0805-NP0-Kondensator mit 50 V zulässiger Betriebsspannung zum Einsatz, an einer Stelle wurde allerdings wegen der dort relativ hohen Güteanforderung ein ATC600S-Typ eingesetzt.

Das Netzwerk zur Ausgangsanpassung ist hingegen der wirklich kritische Punkt. Hier ist das Beste gerade gut genug - leider aber oft auch teuer. ATC100B reicht gerade so eben, mit Werten von max. 3,3 pF am 50-Ohm-Punkt. Die resultierende Strombelastung liegt dann bei 200 W bei etwa 2,7 A, was bei zulässigen 4 A schon als grenzwertig anzusehen ist. Höher belastbare Kondensatoren helfen aber auch nur begrenzt, weil sie größer sind - für höhere Leistungen müßten daher reine Streifenleitungselemente eingesetzt werden. Der Vorteil diskreter Anpaßelemente (Kondensatoren) ist aber die geringere Größe des Anpaßnetzwerks und die einfache Abstimmmöglichkeit durch Ändern von Wert und Position.

Wirklich abgleichbare Kondensatoren im Ausgangsnetzwerk, die an sich natürlich wünschenswert wären, sind schwer realisierbar - kleine Saphir-Trimmer parallel zu einem größeren Festkondensator wären denkbar, aber mindestens sehr teuer.

Im Eingangsnetzwerk hingegen, das eher noch schmalbandiger ist, ist ein Trimmkondensator problemlos verwendbar und wurde deshalb bei allen Baugruppen auch eingesetzt. Ein 5-pF-Kunststoff-Folientrimmer kleiner Bauform eignet sich auch noch bei 1296 MHz.

2.6 Leiterplatte

Da vorhanden, wurden die Verstärkermodule auf RO4003 mit 0,81 mm Stärke realisiert. Dazu müssen die Transistoren im Keramikgehäuse in einem Schlitz der Montageplatte versenkt werden, was aber gleichzeitig den Einlötvorgang erleichtert.

Die Leiterplatte wird immer aus zwei Hälften hergestellt, eine für die Eingangs-, eine für die Ausgangsschaltung, und jede mit zwei M3-Schrauben nahe dem Transistor mit der Kupferfläche verschraubt. Zum Weißblechgehäuse hin wird unten und oben verlötet, wo das möglich ist; auf der Unterseite nur außerhalb des Bereichs der Kupferplatte.

2.7 Kühlung

Diese betrifft den Transistor selbst, alle anderen Bauelemente sollten ausreichend überdimensioniert werden, so daß keine Zusatzkühlung notwendig ist.

Der eigentliche Kühlkörper ist kein Bestandteil der Baugruppe; sehr wohl aber die notwendige erste Wärmesenke (Heatspreader), die die Verlustwärme auf eine größere Fläche verteil und auch Verlustleistungsspitzen puffert. Hier sollte Reinkupfer zum Einsatz kommen, als Platte mit einer Dicke von wenigstens 8-10 mm. Für den Einzelverstärker (max. 150 W Verlustleistung) werden ca. 25 cm^2 Fläche bei 8 mm Dicke verwendet, für den Doppelverstärker (max. 300 W Verlustleistung) ca. 70 cm^2 Fläche bei 10 mm Dicke. Viel weniger sollte es nicht sein.

Die Verbindung des Transistors mit dieser Kupferplatte ist immer ein besonders kritischer Punkt. Da die verwendeten Transistoren für Lötmontage vorgesehen sind, muß eben gelötet werden - eine solche Verbindung ist nachher thermisch günstig, aber etwas schwieriger herzustellen als bei Transistoren für Schraubmontage. Zunächst wurde mit gewöhnlichem Zinn-Blei-Lot gearbeitet, was grundsätzlich funktioniert, aber einen recht hohen Ausschuß ergab. Deshalb wurde im weiteren Verlauf auf eine Zinn-Wismut-SMD-Lötpaste (Edsyn CR-11) umgestellt, die sich gut bewährt hat. Bei der Herstellung des gefrästen Schlitzes muß darauf geachtet werden muß, daß der Transistor auf der ganzen Fläche des Flansches aufsitzen kann (keine verrundeten Kanten des Schlitzes); Rauhigkeiten können aber durch das Lot gut überbrückt werden.

2.8 Arbeitspunkteinstellung

Hier wurde kein großer Aufwand getrieben, insbesondere auf eine Temperaturkompensation verzichtet; dadurch driftet der Ruhestrom ein wenig. Die Gatevorspannung wird zunächst durch eine 5,1-V-Zenerdiode stabilisiert und dann über ein Poti eingestellt; bei der Parallel-PA für beide Transistoren getrennt.

Die sehr einfache Stabilisierungsschaltung und Verwendung eines 100-nF-Abblockkondensators erlaubt es, durch Wegnahme der äußeren Versorgungsspannung in weniger als 100 µs den Verstärker notabschalten zu können, falls z. B. das Ausgangs-VSWR zu groß wird. Eine zusätzliche Filterung der Versorgungsspannung vor einem solchen Schalter ist deshalb auch sinnvoll. Je nach Widerstandsbestückung sind unterschiedliche Versorgungsspannungen dafür denkbar, wie z. B. 12 V oder ebenfalls 28 V.

2.9 Transistoren

Als Transistor wurde der MRFE6S9160HS [5] ausgewählt. Es handelt sich dabei um einen Typ von Freescale (6. Generation, 900 MHz, 160 W), der schon einige Jahre auf dem Markt ist, also eigentlich veraltet, wird aber daher als Surplus, z. B. via eBay, aus China angeboten. Augenscheinlich ungebrauchte Exemplare sind bei Abnahme von 10 Stück zu einem Stückpreis von 10 EUR erhältlich. Das erlaubt es, damit bei Versuchen recht großzügig umzugehen, und ermöglicht z. B. auch den Aufbau einer preiswerten 1-kW-PA.

Mit dem Transistor lagen bereits positive Erfahrungen anderer (DF1SR, PE1RKI) vor, die aber nicht veröffentlich wurden. Er ist bei 900 MHz nur eingangsseitig vorangepaßt, was die Nutzung bei 1300 MHz ermöglicht - die Eingangsanpassung ist tatsächlich recht kritisch, der Ausgang variiert auch etwas, aber läßt sich mit ein wenig individuellem Abgleich anpassen.

3 Einzelverstärker für 1296 MHz

Da für den Transistor keine Impedanzdaten für Frequenzen oberhalb 1000 MHz bekannt sind, wurde zunächst ein möglichst universell ausgelegter Testaufbau mit sehr viel Platz für Anpaßschaltungen erstellt (Bild 2).

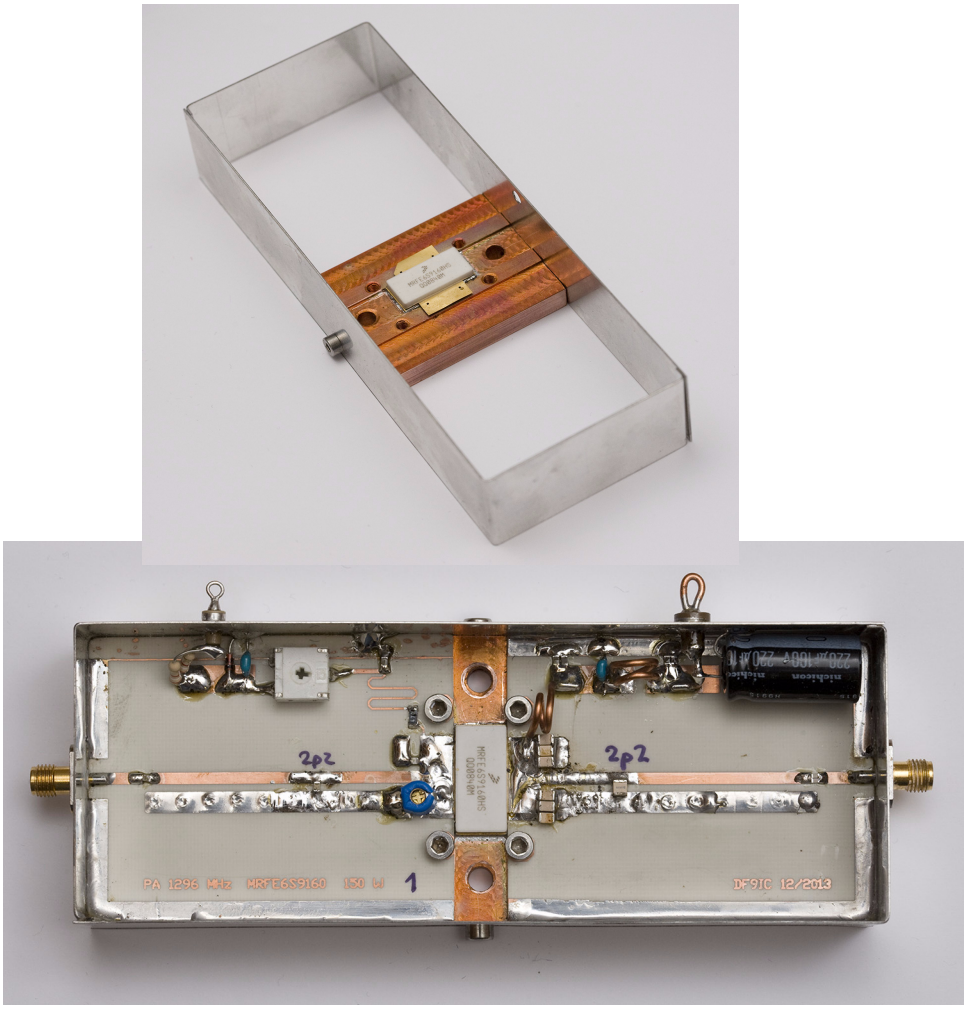


Bild 2 Erster Testaufbau des Einzelverstärkers.

Dieser Aufbau - in einem Weißblechgehäuse 148 mm x 55,5 mm x 30 mm - lieferte relativ schnell ermutigende Ergebnisse.

Weitergehende Versuche, auch mit einer Gegentaktanordnung, verliefen zunächst weniger günstig - wie sich später herausgestellt hat, wenigstens teilweise wegen der nicht sauber beherrschten Lötung -, so daß als nächster kleinerer Schritt der ursprüngliche Aufbau unter Beibehalt aller wesentlichen Merkmale in der Größe reduziert wurde. Dabei kam dann auch erstmals das Niedrigtemperaturlot zum Einsatz, und sorgt seitdem für 100% Erfolgsquote.

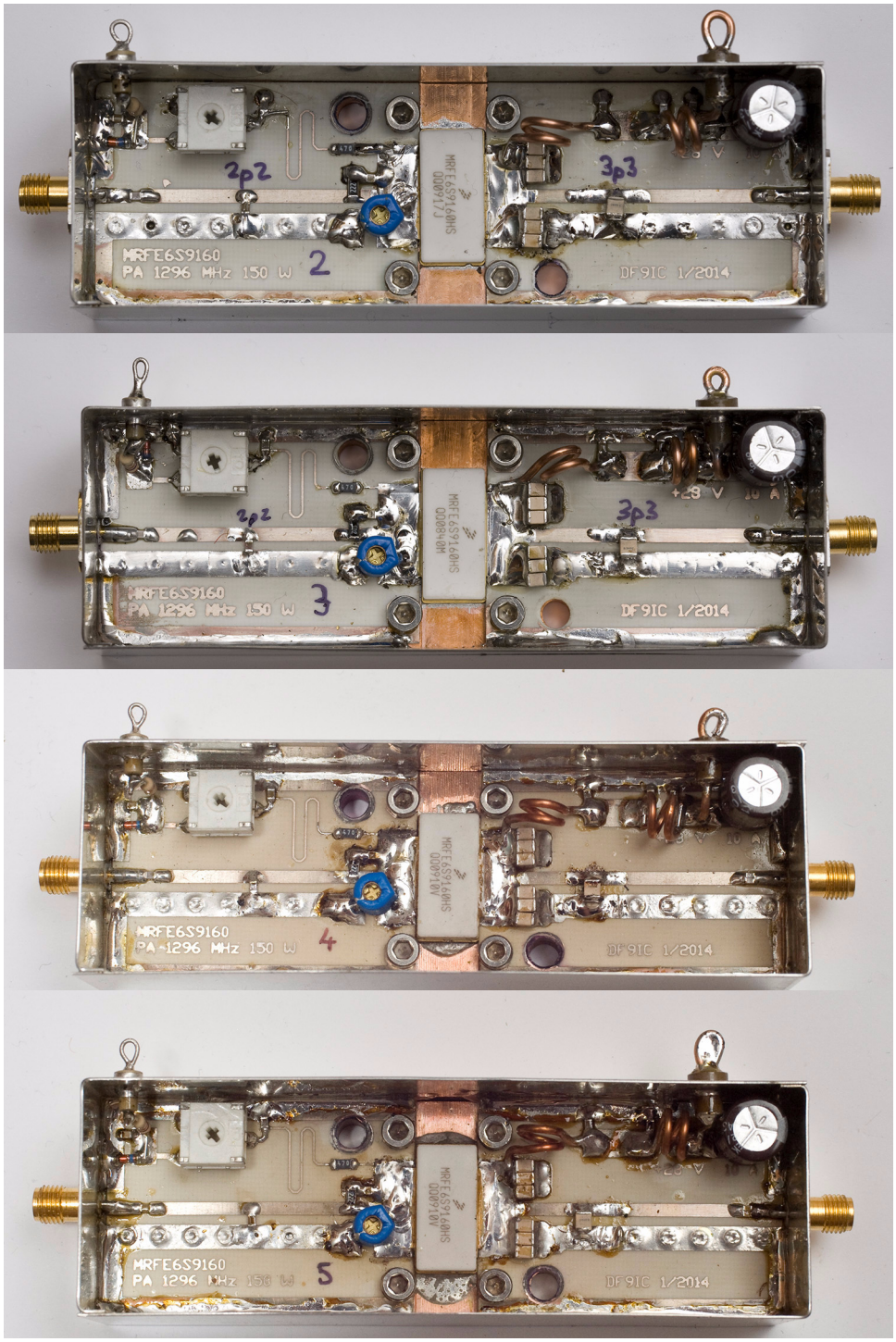


Bild 3 Vier Prototypen des Einzelverstärkers.

Bild 3 zeigt die vier Exemplare, die zur Überprüfung der Reproduzierbarkeit erstellt wurden. Jeder davon erreicht wenigstens 150 W Ausgangsleistung bei max. 2 W Steuerleistung. Dazu muß nur der Arbeitspunkt mit dem Trimmpoti eingestellt werden, dann der Trimmkondensator im Eingang auf maximale Stromaufnahme/Ausgangsleistung, und schließlich der ATC100B-Kondensator auf der 50-Ohm-Ausgangsleitung im Wert und in der Position variiert. Letzteres ist der aufwändige Teil des Abgleichs, aber mit ein wenig Erfahrung in 15 min. erledigt.

Bild 4 und Bild 5 zeigen Schaltbild und die Bestückung der Baugruppe. Die neue Leiterplatte paßt in das Weißblechgehäuse 111 mm x 37 mm x 30 mm und besteht nach wie vor aus RO4003 mit 0,81 mm Substratdicke. Sie wird - im Bild erkennbar - mit Nieten vielfach durchkontaktiert, um für die Kondensatoren eine gute HF-Masse und gleichzeitig Wärmeableitung zu schaffen. In diesem Bereich ist die Kupferplatte freigefräst, um den Nieten Platz zu schaffen. Zur Bestückung ist es sinnvoll, die SMD-Teile vor der Montage ins Gehäuse, die wenigen bedrahteten Bauteile danach zu bestücken. Die Drosseln sind aus 1,5-mm-Kupferdraht mit 45 mm Länge hergestellt. Die Gatevorspannungserzeugung wird in diesem Fall aus 28 V abgeleitet; sollen 12 V verwendet werden, muß der Vorwiderstand im Wert verkleinert werden. Mit einem 2-W-Metalloxidwiderstand des Wert 470 Ohm funktioniert sie auch über den gesamten Bereich von 10...30 V.

Die Ein- und Ausgangsanpassung erfolgen zweistufig, um einerseits durch nahe am Transistor plazierte Kondensatoren zusammen mit dessen internen und den kurzen externen Anschlüssen in einem ersten Transformationsschritt verlustarm in den Bereich gut handhabbarer Impedanzen zu kommen, und dann im zweiten Schritt durch eine 50-Ohm-Leiterbahn und einen weiteren Kondensator auf die Zielimpedanz zu transformieren. Im Eingang ist einer der Kondensatoren des ersten Schritts als Trimmer ausgelegt, was angesichts der niedrigen erforderlich Steuerleistung gut funktioniert. Dieser Trimmer ist etwas „kitzlig“ einzustellen, dann aber stabil.

Bei den Optimierungsversuchen an den Aufbauten ergab sich, daß die erforderliche Kapazität des ersten Transformationsschritts im Ausgang, bestehend aus insgesamt 6 ATC100B-Chips mit je 3,3 pF, nicht individuell verändert werden mußte. Es waren dabei Transistoren mit unterschiedlichen Datecodes (2008 und 2009) im Einsatz. Der zweite Schritt mußte dann aber optimiert werden, um beste Ergebnisse zu erreichen. Dabei wurden bei verschiedenen Exemplaren des Verstärkers Werte zwischen 2,2 pF und 3,3 pF verwendet. Alle Positionen wurden optimiert und unterscheiden sich ein wenig. Verschiebungen um 2 mm machen sich bemerkbar. Selbstverständlich dürfen die je drei parallelgeschalteten 3,3-pF-Kondensatoren nicht etwa durch einen 10-pF-Kondensator gleicher Bauform ersetzt werden, da dieser u. a. keine ausreichende Strombelastbarkeit hätte.

Der Ruhestrom wird zu 1 A eingestellt, die Stromaufnahme in der Sättigung beträgt bis 11 A. Werden keine Ströme über 10 A auch bei weiterer Erhöhung der Steuerleistung erreicht, stimmt die Ausgangsanpassung nicht. Bild 6 zeigt die erreichten Ergebnisse von drei der Prototypen. Die Verstärkung liegt um 19 dB, es wird eine 1-dB-Kompressionsleistung von 150 W erreicht bei Wirkungsgrade zwischen 50 und 55%. Alle Aufbauten mußten sich einem kurzen Streßtest mit erhöhter Versorgungsspannung von 32 V und 3,5 W Steuerleistung unterziehen, den sie überlebt haben bei mehr als 200 W Ausgangsleistung.

Der Einzelverstärker war eigentlich nur als Zwischenschritt bei der Entwicklung eines Doppelverstärkers geplant, da zwei solche Stufen problemlos auf einer Leiterplatte integriert werden können. Die Transformation mit Kondensatoren statt reinen Leitungselementen erlaubt dabei einen relativ kleinen Aufbau.

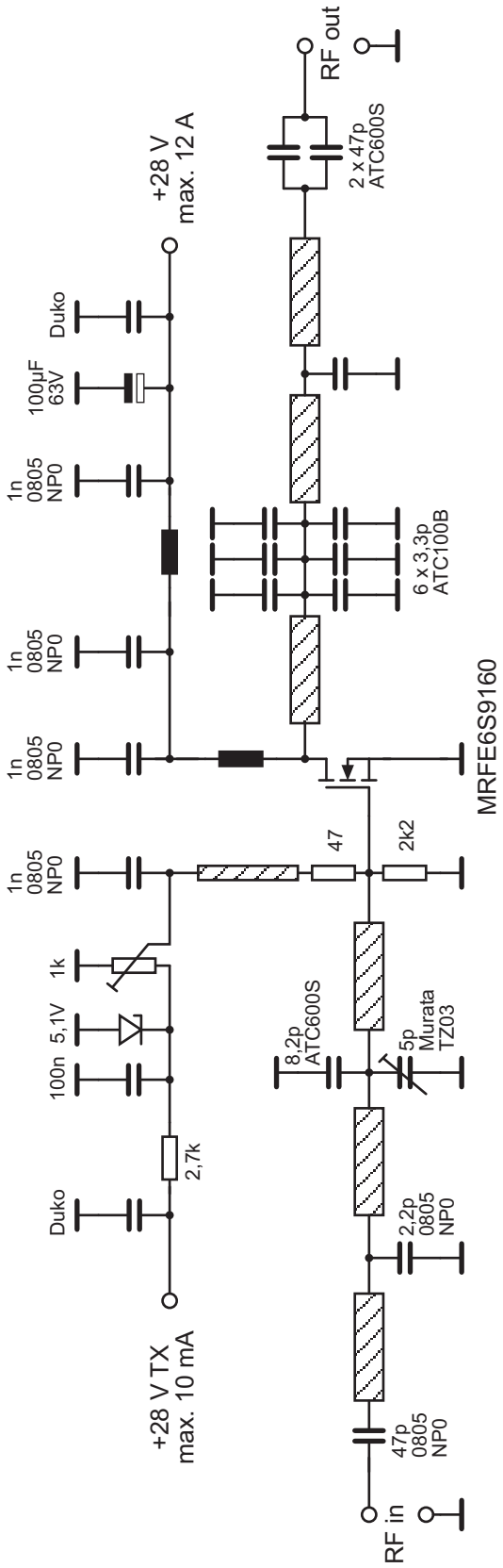


Bild 4 PA 1296 MHz mit MRFE6S9160; Schaltplan.

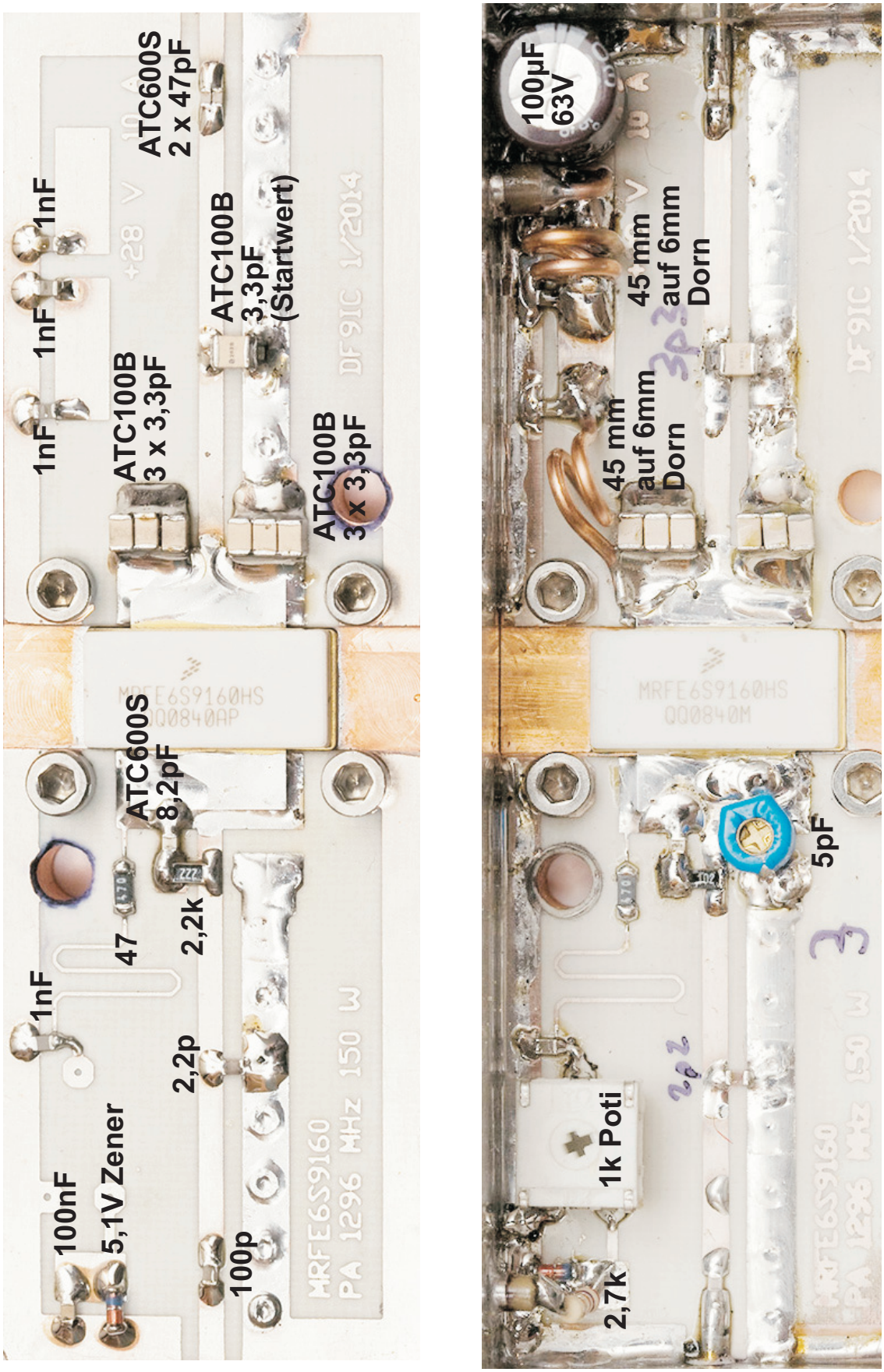


Bild 5 PA 1296 MHz mit MRFE6S9160; Bestückung.

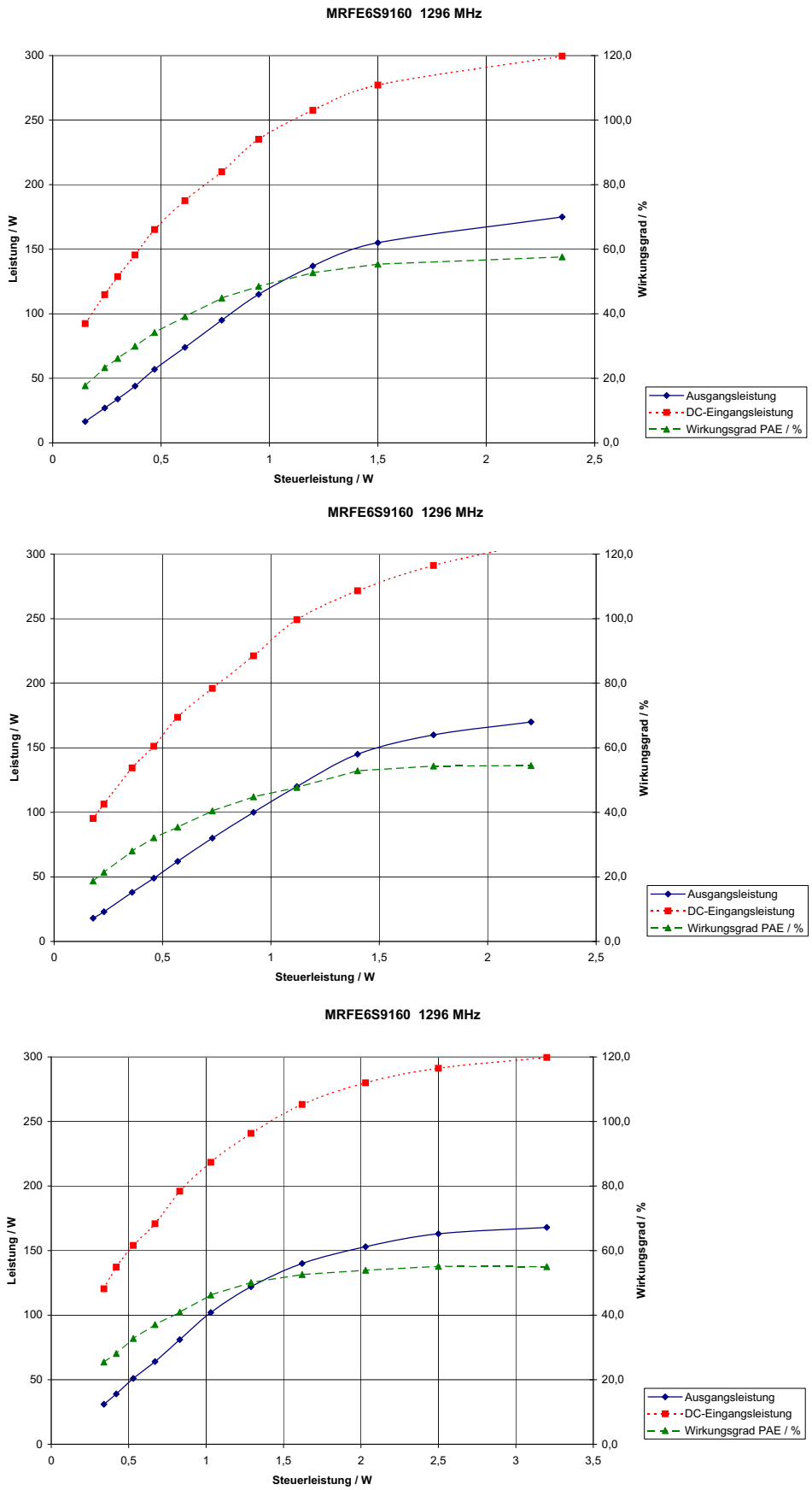


Bild 6 Meßergebnisse von drei Prototypaufbauten des 23-cm-Verstärkers mit MRFE6S9160

Das Design hat aber auch als solches beträchtliches Interesse hervorgerufen, insbesondere in Russland; dort wurden davon im Jahr 2014 mehr als 150 Leiterplatten hergestellt und viele davon auch erfolgreich in Betrieb genommen [6].

4 Doppelverstärkermodul für 1296 MHz

Nach der erfolgreichen Erprobung des Transistors stand der Realisierung eines Doppelmoduls nichts mehr im Wege. Ziel waren wenigstens 250 W, um dann durch externe Kombination auch 500 und 1000 W realisieren zu können.

Zwei - noch einmal etwas kompakter aufgebaut - Verstärkerschaltungen werden mit ein- und ausgangsseitigen 90°-Hybridkopplern zusammengeschaltet. Die Koppler wurden ebenfalls vorher getrennt optimiert. Auch von dem Doppelverstärker wurden mehrere Versionen aufgebaut, die vorerst letzte, kompakteste wird im folgenden beschrieben. Dort sind die 2,2-pF-Kondensatoren im Eingang durch Streifenleiter ersetzt.

Bild 7 zeigt den Zustand vor dem Einlöten der Transistoren. Die Wärmesenke ist mit allen Fräsungen und Löchern und Gewinden versehen, die beiden Leiterplatten sind bereits passend in das Weißblechgehäuse eingelötet.

In Bild 8 sind Wärmesenke und Leiterplatte miteinander verschraubt; dann wird eine geeignete Menge Lotpaste appliziert, und die beiden Transistoren und ein Abschlußwiderstand werden in die Paste hineingedrückt und dabei etwas hin- und hergeschoben, um sie gleichmäßig zu verteilen. Der 0,5 mm tiefe und 10,1 mm breite Schlitz hält dabei und auch beim späteren Lötvorgang das Lot vor Ort fest. Diese Lotmenge ergibt eine Schicht unter dem Flansch des Transistors, die in der Lage ist, auch Riefen des gefrästen Schlitzes zu füllen.

Der Abschlußwiderstand dient der Anpassung des vierten Tors des Ausgangskopplers; insbesondere beim Abgleich, aber auch bei möglichen Ausfällen im Betrieb muß er bis zu 80 W Leistung aufnehmen können. Ein kurzes Stück Semirigid-Kabel auf der Unterseite der Leiterplatte verbindet ihn mit dem Koppler. Verwendet wurde ein 150-W-Typ (preiswert bei I2FHW erhältlich), der eigentlich einen Schraubflansch besitzt, der aber gekürzt wurde.

Schließlich wird die Baugruppe auf eine Heizplatte gepackt und langsam bis 150 °C aufgeheizt. Das Zinn-Wismut-Lot hat einen Schmelzpunkt bei 143 °C. Damit die Transistoren nicht davonschwimmen, werden sie mit M8-Schrauben belastet. Die Temperatur der Heizplatte sollte ab 100 °C nur vorsichtig erhöht und rechtzeitig die Leistungszufuhr abgeschaltet werden, um allzu hohe Temperaturspitzen zu vermeiden. Dann läßt man die Baugruppe langsam abkühlen. Bild 9 zeigt das Ergebnis des Lötvorgangs, Bild 10 die komplett bestückte Baugruppe.

Der Abgleich ist, da nur die Gesamtleistung gemessen werden kann, naturgemäß komplizierter als beim Einzelverstärker. Nach Einstellen der Ruheströme wird zunächst einer der beiden Verstärker auf der Drainseite wieder von der Versorgungsspannung getrennt. Dann werden 5 W Steuerleistung angelegt und der andere Verstärker wird optimiert. Es sollten wenigsten 70 W Ausgangsleitung an der Ausgangsbuchse (in Wahrheit doppelt so viel wegen des Ausgangskopplers, der so als Teiler wirkt) erreicht werden, bei min. 10 A Stromaufnahme und 28 V Versorgungsspannung.

Dieser Vorgang wird mit dem zweiten Transistor, der dazu ebenfalls einzelnen betrieben wird, wiederholt. Schließlich werden beide Transistoren zugleich S

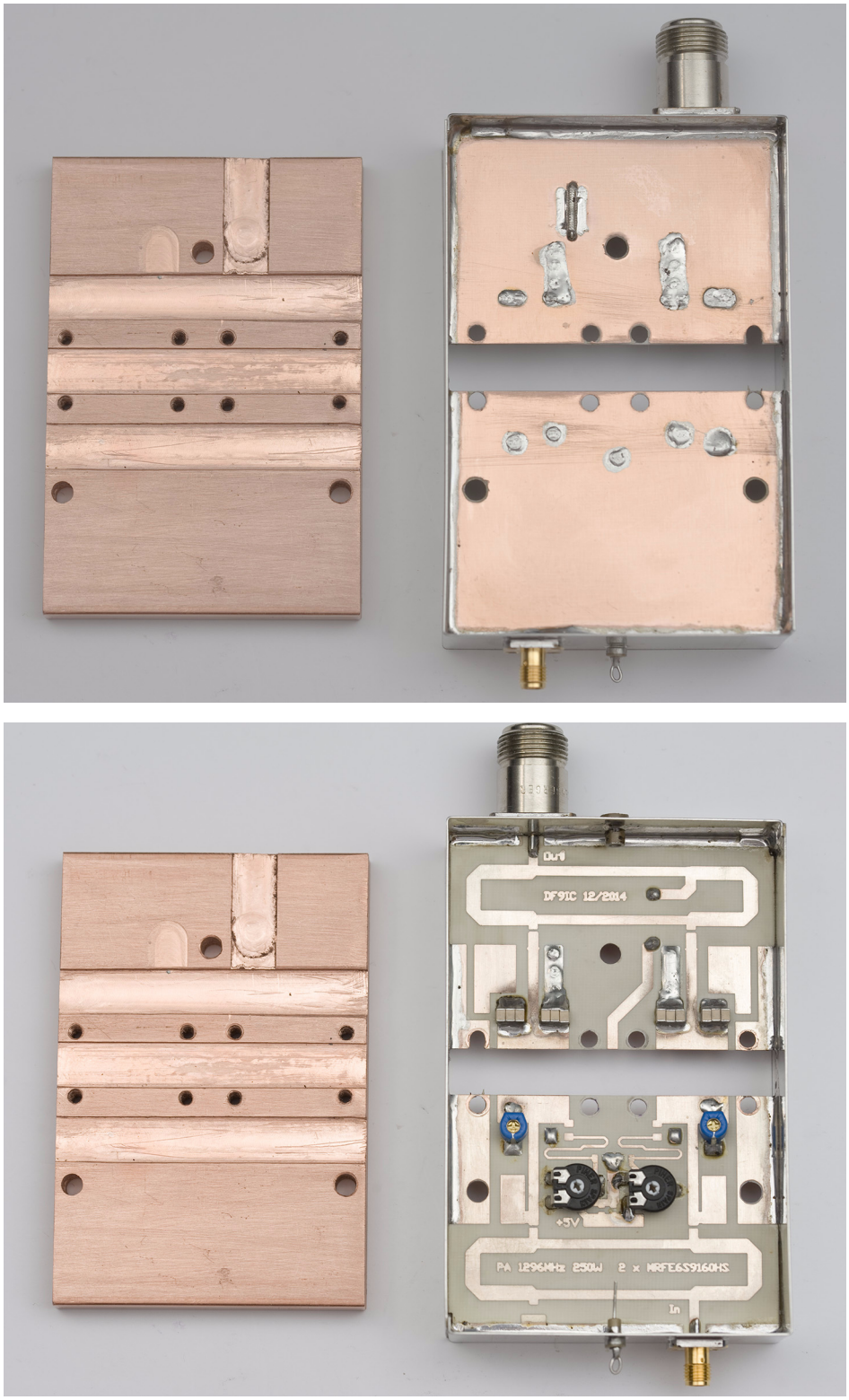
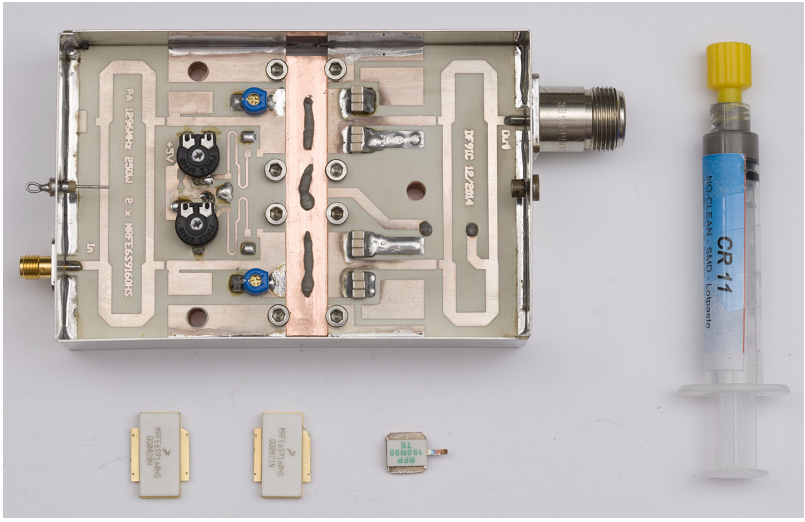
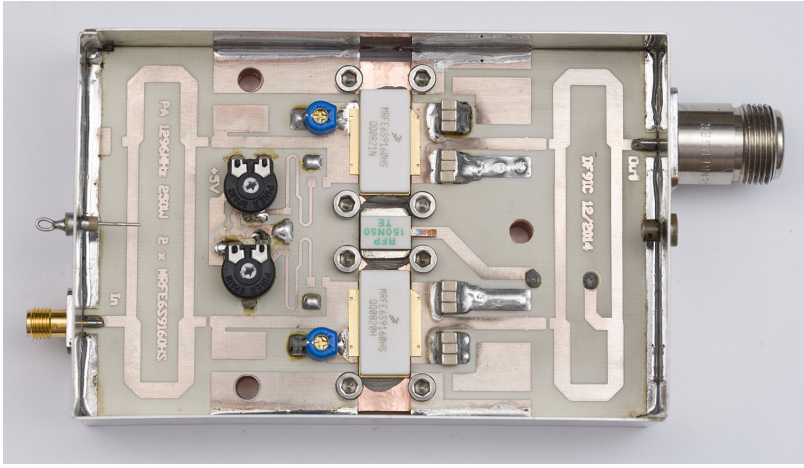


Bild 7 Aufbau des Doppelverstärkers (1)

stromversorgt, und es sollte sich dann eine Ausgangsleistung von wenigstens 250 W erreichen lassen. Eine Feinoptimierung der Positionen der Ausgangs-Abgleich-Cs kann sinnvoll sein und noch ein wenig Leistung und/oder Wirkungsgrad bringen.





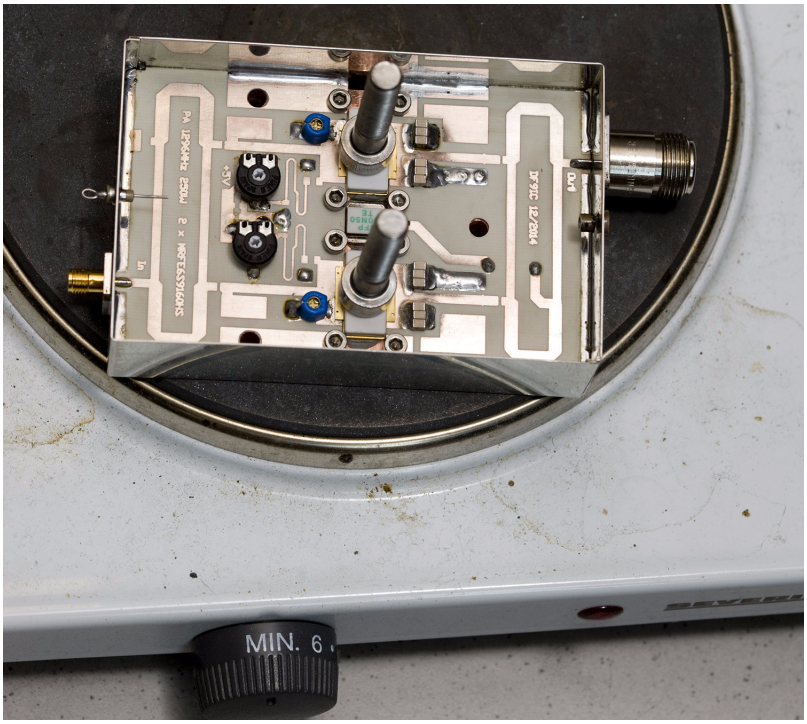
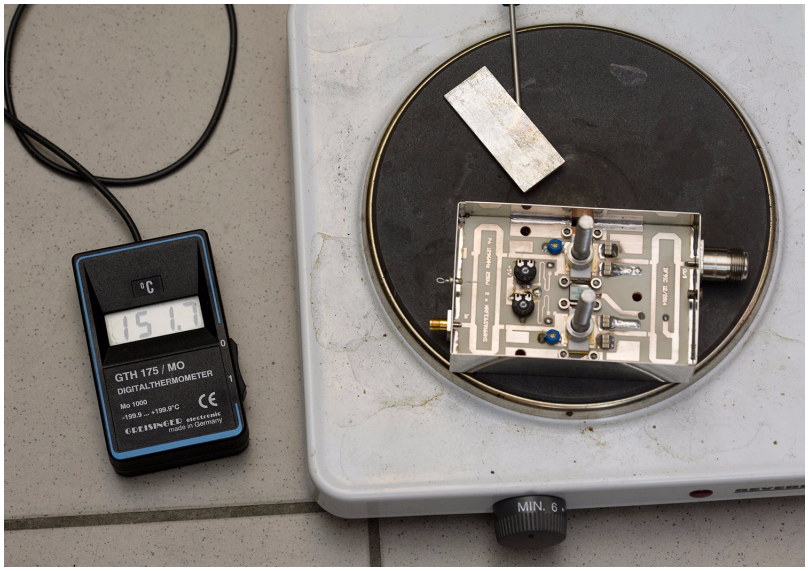
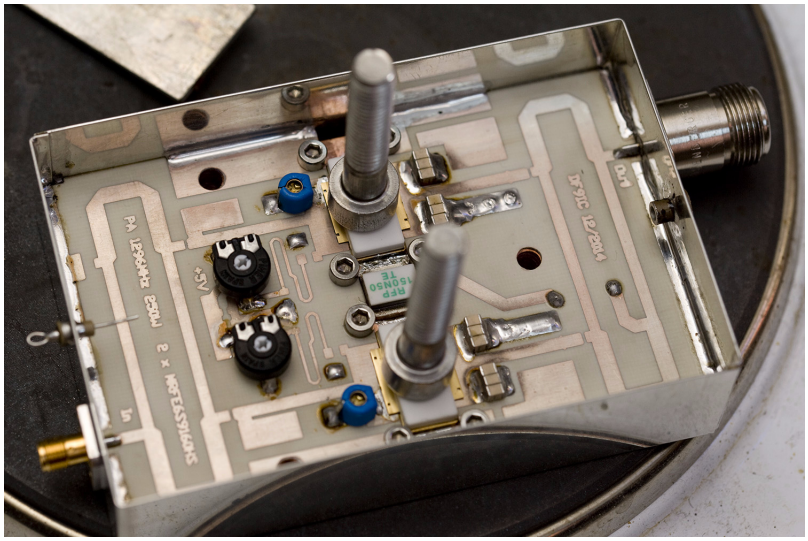


Bild 8 Aufbau des Doppelverstärkers (2)





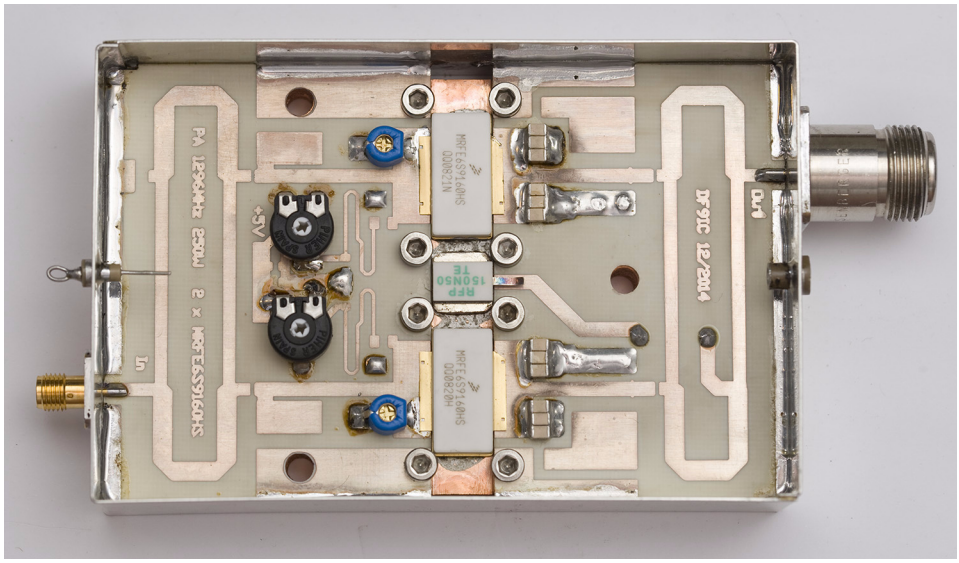


Bild 9 Aufbau des Doppelverstärkers (3)

Bild 10 Fertig bestückter Doppelverstärker

Auch diese Verstärker wurden mit 7 W Steuerleistung und 32 V Versorgungsspannung „stressgetestet“, bei Ausgangsleistungen im Bereich 300-350 W. Bei 28 V wird die Nennlei-

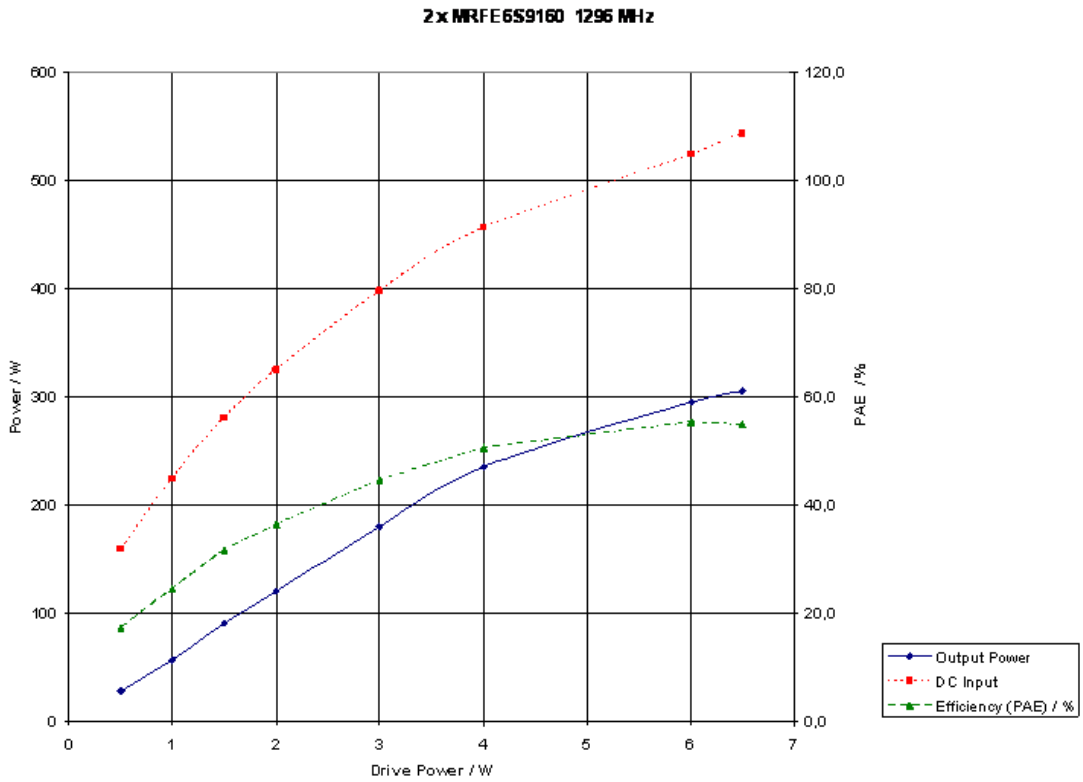


Bild 11 Messergebnis des Doppelverstärkers

stung von 250 W sicher erreicht, der Wirkungsgrad und die Verstärkung liegen etwas niedriger als beim Einzelverstärker.

5 Zusammenschaltung von Modulen

Für größere PAs können entweder Vierfachmodule aufgebaut oder mehrere Doppelmodule zusammengeschaltet werden.

F5JWF hat auf der Basis des Einzelverstärkers ein solches Vierfachmodul (Bild 12) mit eigenen Kopplerstrukturen entwickelt und erreicht damit 600 W Ausgangsleistung. Philippe möchte ein bis zwei solcher Module wassergekühlt (aus Gewichtsgründen) am Feed seiner EME-Parabolantenne installieren.

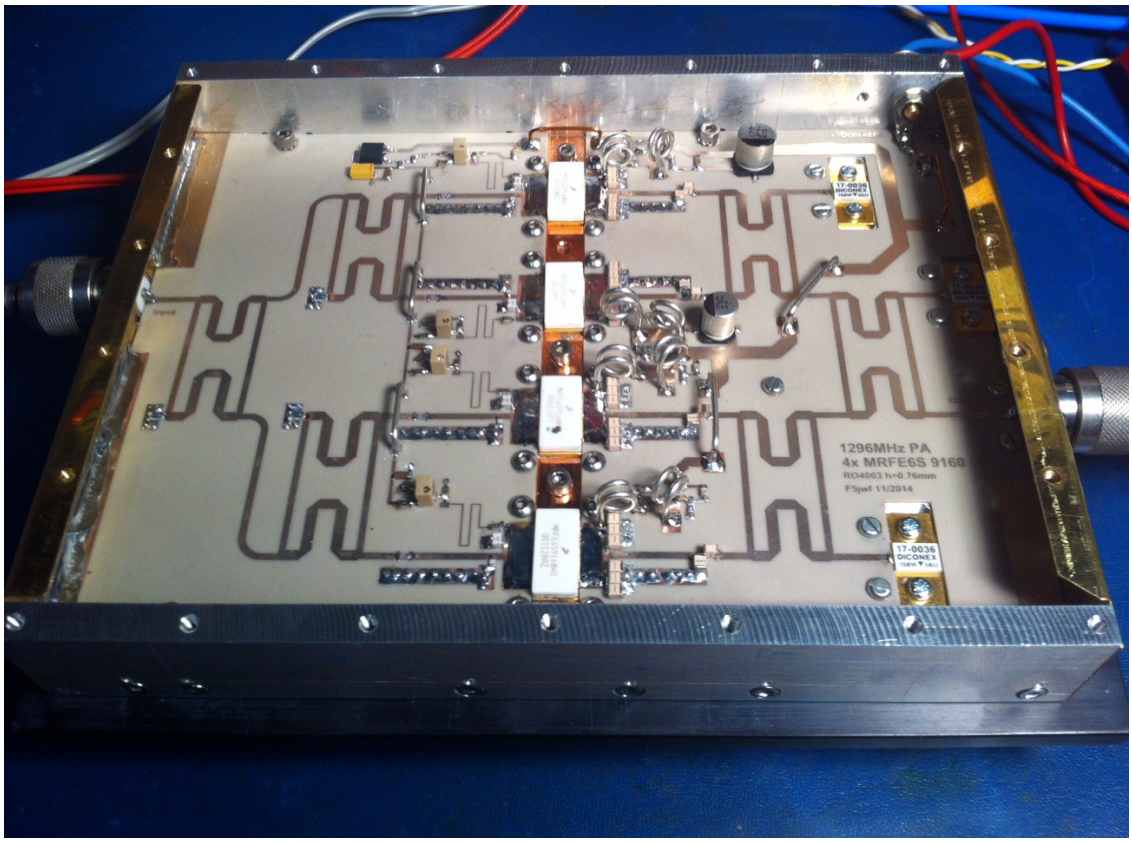


Bild 12 Vierfachmodul von F5JWF

Mit den vergleichbar kompakten Doppelmodulen können aber auch noch größere Verstärker aufgebaut werden. Bild 13 zeigt eine PA des Autors, bei der vier Module auf einen reichlich dimensionierten und belüfteten Kühlkörper montiert sind, wobei jedes Modul im Ausgang einen eigenen Zirkulator [7] hat. UA4FQH hat dazu im Forum von VHFDX.RU etwa folgenden netten Kommentar abgegeben:

The Germans „kill three birds with one stone at a time." Output protection, less power loss in case of failure of amplifiers, and amplifiers can be added after circulators like when adding antennas.

Das trifft die Vorteile dieser Anordnung ziemlich gut. Leider braucht man dafür die geeigneten Zirkulatoren.

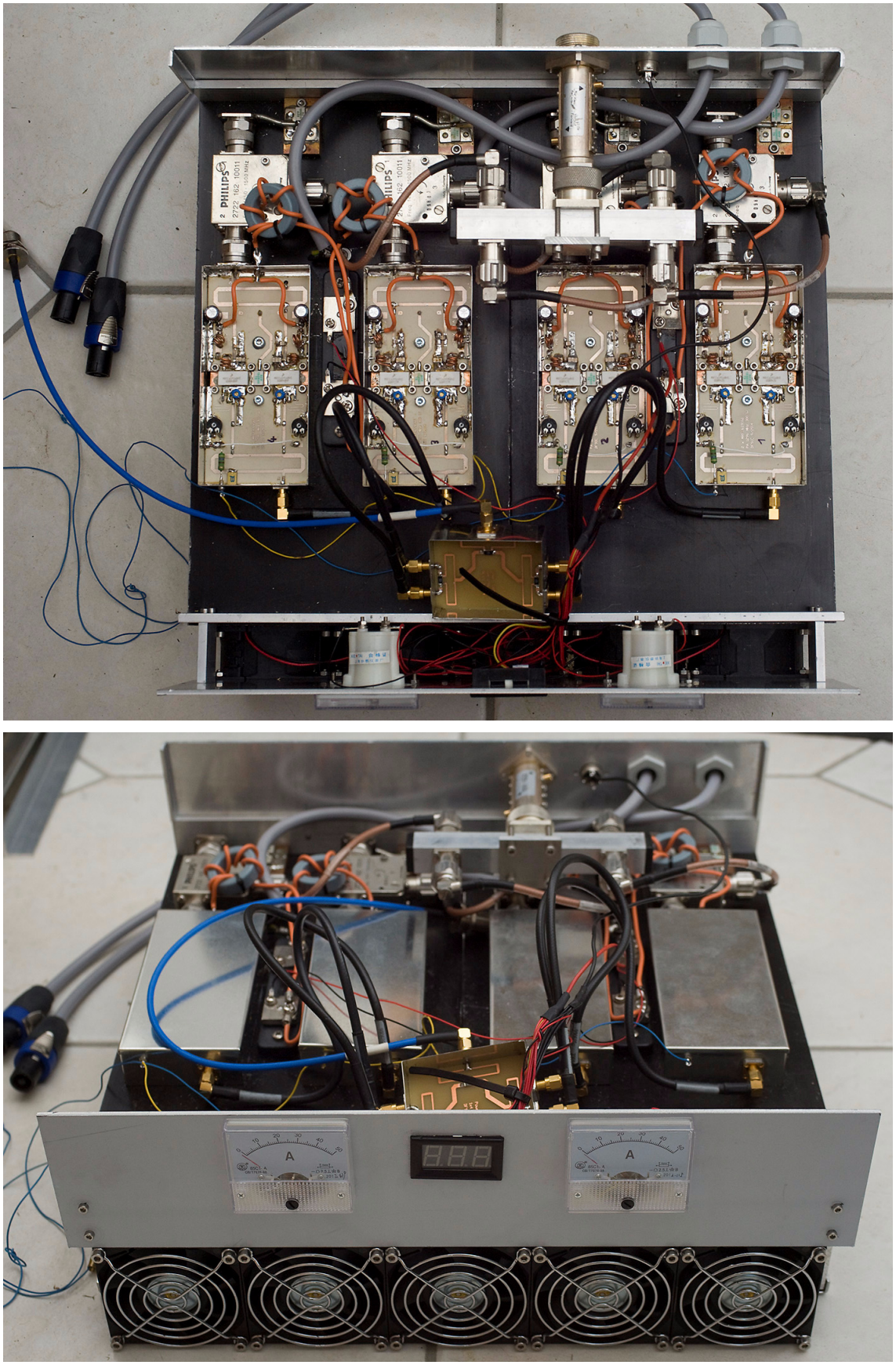


Bild 13 1-kW-PA bei DF9IC

6 Zusammenfassung

Es wurden Leistungsverstärkermodule für 1296 MHz und 150 W bzw. 250 W Ausgangsleistung vorgestellt; sie können auch extern zu größeren Leistungsverstärkern zusammengeschaltet werden. Die verwendeten Transistoren sind sehr preiswert als Surplusware erhältlich. Die Module zeichnen sich durch einen abgeschirmten Aufbau im Weißblechgehäuse aus. Überlegungen zur Bauteilewahl und zum allgemeinen Aufbau solcher Verstärker ergänzen den Beitrag.

7 Referenzen

[1] Mongin, Lionel, F1JRD: A Compact 144 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP61KH25H. DUBUS Magazin 4/2010, 55-66.

[2] Rousselet, Michel, F5FLN, den Besten, Remco. PA3FYM: A Compact 1 kW 432 MHz High Power Solid State Amplifier using 2 x MRF6VP5600H. DUBUS Magazin 1/2012, 9-17 und DUBUS Magazin 2/2012, 47-52.

[3] *http://www.w6pql.com/1kw_70cm_ldmos_amplifier.htm*

[4] *http://www.atceramics.com/Product/17/100_B_Series_Porcelain_Multilayer_Capacitors_(MLCs)*

[5] *http://www.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRFE6S9160H.pdf*

[6] *http://forum.vhfdx.ru/usiliteli-moshchnosti/pa-1296mhz-sdelaem-vmeste/*

[7] Rech, Wolf-Henning, DF9IC: Modifikation von Zirkulatoren. GHz-Tagung Dorsten 2013, 17-33.