

# MOSFET-PAs für 432 und 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 vergleichsweise 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 Aufbauvorschläge.

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 vornherein weniger Preisdruck beim Hersteller besteht. Daher wäre es wünschenswert, Mobilfunktransistoren höherer Leistungsklasse auf Eignung für 1300 MHz zu untersuchen.

Im 70-cm-Band ist die Situation günstiger, da für den UHF-TV-Bereich und DVB-T geeignete Transistoren verfügbar sind, gelegentlich auch komplette Surplus-Baugruppen. Fertige Baubeschreibungen in der >500-W-Klasse gibt es aber eigentlich nur für den MRFE6VP5600 [2]. Am Markt finden sich hingegen gelegentlich auch andere, ähnliche Typen, oft deutlich preiswerter.

## 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. Beschrieben werden Verstärker für 432 MHz im Leistungsbereich 600-800 W (50 V und bis 25 A) und 1296 MHz im Bereich 150-200 W (28 V und bis 12 A); daran orientieren sich die Vorschläge für die zu verwendenden Bauteile.

## 2.1 Gehäuse

Betrachtet man die Ergebnisse der bekannten Baubeschreibungen für 144MHz und 432MHz, 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 150-500W 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  $>100\text{ A}$ ) erleichtert und dennoch Einströmungsprobleme zuverlässig verhindert.

## 2.2 Stromzuführung

Ein geschirmtes Gehäuse 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 2mm Durchmesser. Dieses genügt für einen Kupferdraht ausreichenden Querschnitts. Sollten in einer einzigen Baugruppe noch höhere Ströme im Bereich 40-50 A erforderlich werden, so können, da es sich dann um mehr als einen Transistor handelt, zwei getrennte derartige Durchführungen verwendet werden.



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

## 2.3 Abblockkondensatoren

Die Versorgungsspannung beträgt entweder 28 V oder 50 V, und es ist kein Problem, dafür geeignete Abblockkondensatoren zu finden. Für 1296 MHz und 28 V wurden erfolgreich SMD-0805-NP0-Kondensatoren mit 50 V zulässiger Betriebsspannung und 1 nF Kapazität verwendet. Für 432 MHz und 50 V wurden hingegen bedrahtete Kondensatoren mit 1 kV Nennspannung und 100 pF und 1 nF Kapazität genutzt; diese sind sicherlich sehr reichlich dimensioniert, kommen aber auch als Koppelkondensatoren zum Einsatz und waren daher vorhanden. Natürlich sind auch dort geeignete SMD-Kondensatoren vorzuziehen, wobei es nicht unbedingt die teuren ATC-Typen sein müssen.

Auch die zusätzlich vorhandenen Elkos sollten im Interesse der Betriebssicherheit überdimensioniert werden; für 28 V werden 63-V-Typen verwendet, für 50 V solche mit 100 V Nennspannung.

## 2.4 Koppelkondensatoren

Auch hierfür gibt es preiswerte und dennoch zuverlässige Vorschläge. Die Eingangsseite mit Übertragungsleistungen bis maximal 15 W ist ohnehin problemlos; es wurden durchweg SMD-0805-NP0-Kondensatoren mit 50 V zulässiger Betriebsspannung eingesetzt.

Interessant ist der Ausgang. Für 432 MHz (ebenso natürlich 144 MHz) eignen sich größere bedrahtete Keramikkondensatoren, wie sie mit Nennspannung 1 kV von verschiedenen Herstellern angeboten werden, gut. Für 432 MHz ist ein Nennwert um 100 pF günstig, für 144 MHz eher 1 nF. Die Kondensatoren wurden vorher mit einer Röhren-PA bei 500 W Übertragungsleistung auf Stromverträglichkeit getestet und haben diesen Test ohne erhebliche Erwärmung gut bestanden; in der 432-MHz-Baugruppe kommen davon drei parallelgeschaltete Kondensatoren zum Einsatz, so daß bei maximal 800 W Ausgangsleistung der einzelne Kondensator nur wie bei 90 W Übertragungsleistung (1/3 des Stroms) beansprucht wird und genügend Sicherheitsreserve vorliegt.

Für 1296 MHz werden hingegen 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-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 1296 MHz wird hier maximal mit 3 W angesteuert, es kommt ein gewöhnlicher SMD-0805-NP0-Kondensator mit 50 V zulässiger Betriebsspannung zum Einsatz. Bei

432 MHz und Leistungen bis 15 W wurden, weil verfügbar, ATC100B-Typen eingesetzt, das wäre aber nicht erforderlich gewesen. Mit den 0805-NP0-Kondensatoren sollte man dann nur mehrere kleinere Werte (z. B. maximal 6,8 pF) parallelschalten, um die Strombelastung des einzelnen Kondensators zu reduzieren.

Das Netzwerk zur Ausgangsanpassung ist hingegen der wirklich kritische Punkt. Hier ist das Beste gerade gut genug - leider aber oft auch teuer.

Die ersten Versuche für 432 MHz erfolgten mit ATC100B. Die eingesetzten Werte sollten bei 800 W an 50 Ohm am 50-Ohm-Punkt nicht größer als etwa 4,7 pF sein. Verwendet wurden 3,3 pF, da in großer Zahl verfügbar, und um die benötigte Kapazität im Bereich 20-30 pF zu realisieren, waren dann so viele Kondensatoren parallel nötig, daß die Anordnung durch ihre schiere Größe die Transformation sehr erschwert hat. Bei einem versuchsweisen Einsatz eines 12-pF-Cs konnte man schon unterhalb der Maximalleistung die Flußmittelreste verdampfen sehen.

Ein Vergleich der Strombelastbarkeit am Beispiel 20 pF/500 MHz zwischen ATC100B (2 x 10 pF zu je 6 A) [4] und einem MCM01-Glimmerkondensator von Cornell Dubilier (20 pF mit 20 A) [5] zeigt dessen Überlegenheit bei gleichen Kosten. 800 W an 50 Ohm erzeugen in 20 pF einen Blindstrom von 11 A - die ATC-Kondensatoren hätten keinerlei Reserve mehr. Deutlich größere Keramikondensatoren höherer Verlustleistung und Belastbarkeit, wie sie auch angeboten werden, sind erheblich teurer als die der ATC100B-Klasse.

Für 1296 MHz wurde wegen der geringeren Ausgangsleistung und der Notwendigkeit kleiner Bauform und geringen Induktivität auf ATC100B zurückgegriffen, 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

Bei 144 MHz ist die Situation insoweit einfacher, daß die Parallelschaltung einer größeren Zahl von Kondensatoren wegen der großen Wellenlänge problemlos möglich ist, so daß auch mit Typen geringerer Belastbarkeit sehr hohe Blindströme erzeugt werden können.

Abgleichbare Kondensatoren im Ausgangsnetzwerk, die an sich natürlich wünschenswert wären, sind schwer realisierbar. Bei 432 MHz könnte ein kleiner Saphir-Trimmer parallel zum größeren Festkondensator ein gangbarer Weg sein, bei 1296 MHz wird schwerlich eine brauchbare Lösung zu finden sein. Daher muß eine Optimierung durch Verschieben und/oder Austauschen von Festkondensatoren erfolgen - ein ziemlich mühsamer Weg.

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 für beide Frequenzbereiche.

## 2.6 Leiterplatte

Es mag erstaunen, aber bei 800 W und 432 MHz ist FR4-Material nicht ganz undenkbar. Das liegt an der verwendeten Gegentaktkonfiguration - die Spannung gegen Masse ist nicht höher als bei 200 W Sendeleistung im Eintakt. Natürlich darf dann der Ausgang des Baluns nicht mehr auf die Leiterplatte zurückgeführt werden; das ist aber auch nicht nötig. Außerdem müssen die beiden 25-Ohm-Leiterbahnen genügend Abstand zueinander haben, was beim Anschluß des Koaxkabels zu zusätzlicher Induktivität des Innenleiters führt.

Da vorhanden, wurden beide Verstärker aber auf RO4003 mit 0,81 mm Stärke realisiert. Dadurch sind die Transistoren im Kunststoffgehäuse mit 1 mm Abstand der Anschlußbahnen zur Massefläche direkt montierbar, während die Transistoren im Keramikgehäuse in einem Schlitz der Montageplatte versenkt werden müssen.

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 verteilt und auch Verlustleistungsspitzen puffert. Hier sollte Reinkupfer zum Einsatz kommen, als Platte mit einer Dicke von wenigstens 8-10 mm. Für die 1296-MHz-Baugruppe (<150 W Verlustleistung) werden ca. 25 cm<sup>2</sup> Fläche bei 8 mm Dicke verwendet, für die 432-MHz-Baugruppen (max. 450 W Verlustleistung) 70 cm<sup>2</sup> Fläche bei 10 mm Dicke. Viel weniger sollte es nicht sein.

Die Verbindung des Transistors mit dieser Kupferplatte ist ein besonders kritischer Punkt. Muß der Transistor in einem gefrästen Schlitz versenkt werden, ist dessen Oberfläche meist weniger leicht zu polieren als die der eigentlichen Platte. Für die Versuchsaufbauten wurden verschiedene Techniken verwendet:

- Montage von Transistoren im Kunststoffgehäuse ohne Fräsung auf der Oberfläche unter Zuhilfenahme eines Niederhalters;
- Montage eines Transistors im Keramikgehäuse in einen gefrästen Schlitz durch Schrauben;
- Montage eines Transistors im Keramikgehäuse in einen gefrästen Schlitz durch Löten.

Die erste und dritte Variante erreichen bessere thermische Stabilität als die zweite.

## 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 Gegentakt-PAs ist es sinnvoll, dies für beide Hälften getrennt zu ermöglichen.

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.

### 3 Verstärker für 432 MHz

Für das 70-cm-Band eignen sich sowohl für TV-Band IV vorgesehene LDMOS-FETs als auch solche, die von den Herstellern als Breitbandtransistoren für ISM-Anwendungen angeboten werden und meist preiswerter sind.

Beim Verfasser liegen zur Erprobung sowohl MRF6V4300 [6] als auch BLF578 [7] und MRF6VP11KH [8] vor, alle aus Surplus-Käufen.

- MRF6V4300: Kunststoffgehäuse, 300 W Nennausgangsleistung, bis 600 MHz spezifiziert, Impedanzdaten für 450 MHz vorhanden, Einzeltransistor. MRF6V2300 technisch sehr ähnlich, aber spezifiziert bei 220 MHz.
- BLF578: Keramikgehäuse, bis 500 MHz spezifiziert, 1000 W bei 100 MHz, Impedanzdaten nur bis 225 MHz, Applikationsschaltung für 352 MHz (1 kW Puls) vorhanden, Doppeltransistor.
- MRF6VP11KH: Keramikgehäuse, bis 150 MHz spezifiziert, 1000 W bei 150 MHz, technisch komplett identisch mit MRF6VP41KH, dieser ist spezifiziert für 1000 W Pulsleistung bei 450 MHz und hat dort Impedanzdaten. Doppeltransistor.

Zunächst wurde ein Gegentaktverstärker mit 2 x MRF6V4300 realisiert, dann ein ähnlicher Verstärker mit einem BLF578. Mit dem MRF6VP11KH wurde noch kein Testaufbau gemacht, es können aber Ergebnisse ähnlich dem BLF578 erwartet werden.

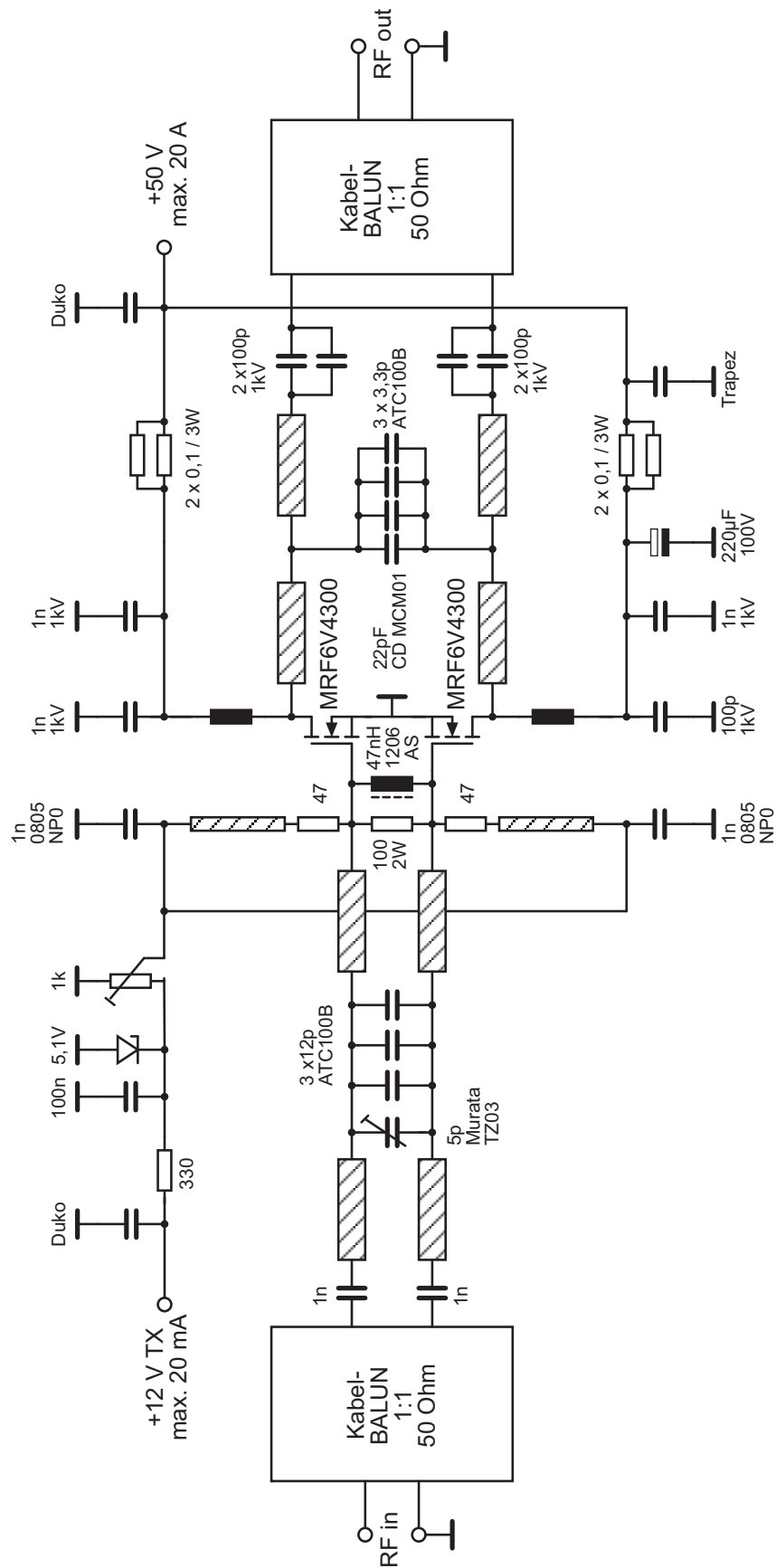
#### 3.1 Gegentaktverstärker mit 2 x MRF6V4300

Ein Eintaktverstärker mit einem dieser Transistoren wurde bereits vor Jahren realisiert, der auch brauchbare Ergebnisse brachte. Der Charme einer Gegentaktversion besteht aber darin, daß die doppelte Ausgangsleistung erzielt werden kann und gleichzeitig der Aufbau eher einfacher wird.

Da die Kondensatoren der Anpaßschaltung nicht nach Masse geschaltet werden müssen, sondern zwischen den beiden Transistoren, entfallen HF-kritische Durchkontaktierungen. Die Masse für DC-Schaltungsteile und Abblockkondensatoren kann von den Seitenwänden des Weißblechgehäuses bezogen werden. Somit wird die Leiterplatte verhältnismäßig einfach.

Zur Anpassung werden zunächst die Anschlußfahnen der Transistoren auf voller Breite aufgenommen und dann die Leitungen mit weiterhin großer Breite zur Mitte hin geführt. Ab da wird die Breite so gewählt, daß jede der beiden Leitungen einen Wellenwiderstand von 25 Ohm aufweist. Ein einziger Kondensator, dessen Wert und Position kritisch sind, genügt dann zusammen mit der Leitungstransformation zur Anpassung an 50 Ohm (differentiell). Ab dort arbeitet die Doppelleitung als symmetrische 50-Ohm-Leitung. Koppelkondensatoren zur Spannungstrennung und ein Balun komplettieren den HF-Weg. Er sieht grundsätzlich auf der Ein- und Ausgangsseite gleich aus, wenn auch etwas unterschiedlich realisiert.

Eingangsseitig waren zusätzlich Elemente zur Bedämpfung einer (zum Teil nur parasitären, also erst bei Ansteuerung auftretenden) Schwingneigung im Kurzwellenbereich erforderlich, deshalb die 47-nH-Drossel und der 100-Ohm-Widerstand. Die Dämpfung durch diesen Widerstand bei 432 MHz ist vernachlässigbar angesichts der an dieser Stelle schon sehr niedrigen Impedanz.



**Bild 2** Gegentakt-PA 432MHz mit 2 x MRF6V4300; Schaltbild.







Der Balun ist auf der Eingangsseite durch zwei U-förmige Mikrostreifenleitungen erst einmal perfekt symmetrisch; eine davon trägt ein möglichst dünnes 50-Ohm-Koaxkabel, das den HF-Weg zwischen der symmetrischen und der unsymmetrischen Seite bildet. Die induktive Belastung durch die Mikrostreifenleitungen wird in der Eingangsanpaßschaltung mit herausgestimmt. Durch den flachen Aufbau koppelt dieser Balun kaum an die Umgebung und vermeidet Rückkopplung vom Ausgang her.

Auf der Ausgangsseite wird ein ca. 130 mm langes Stück Semiflexkabel in einer Schleife direkt zur Ausgangsbuchse geführt. Diese kann daher in beliebiger Höhe eingebaut werden, da sie nicht mit der Leiterplatte verbunden wird. Bei der Gestaltung der Schleife ist darauf zu achten, daß zu allen Seiten mindestens 5 mm Abstand eingehalten werden, um zuviel Kapazität zur Umgebung zu vermeiden. Das gilt auch für den Gehäusedeckel (Bild 4).



**Bild 4** Gegentakt-PA 432 MHz mit 2 x MRF6V4300; Anordnung des Ausgangsbaluns.

Um das zu ermöglichen, wird ein Gehäuse der Abmessungen 111 mm x 74 mm x 50 mm verwendet, so daß nach Abzug der 10 mm dicken Kupferplatte (ca. 65 mm x 100 mm) und der Leiterplatte noch etwa 37 mm lichte Höhe bleiben.

Die Transistoren sind mit einem Klemmbügel (Aluminium 8 mm x 8 mm) montiert; das ist unbedingt notwendig, um die relativ kleine Kupferfläche auf ihrer Unterseite gut mit der Wärmesenke zu verbinden, wozu noch sehr wenig silberhaltige Wärmeleitpaste beiträgt. Sie sind mit insgesamt drei Schrauben - die beiden äußeren durch die Löcher des Transistorgehäuses, die mittlere zwischen den beiden Löchern - montiert. Vier weitere Schrauben - alle M3 V2A - klemmen die Leiterplatte. Schließlich gibt es noch zwei Befestigungslöcher, von denen allerdings eines leider mit dem großen Glimmerkondensator kollidiert. Deshalb, und auch wegen anderer Probleme im Ausgang, wo die Leiterbahn ursprünglich etwas zu kurz geplant war, ist eine Neuauflage der Leiterplatte erforderlich, die dann diese kleinen Änderungen eingearbeitet hat.

Die Drainströme beider Transistoren können einzeln gemessen werden über den Spannungsabfall an den 50-mOhm-Vorwiderständen. Beim Prototyp, der mit Transistoren vom gleichen Gurt bestückt ist, waren die Abweichungen in der Schwellenspannung gering, so daß eine

einzigste Einstellmöglichkeit ausgereicht hat. Das sollte aber besser auf getrennte Potis geändert werden.

Die Gatespannungsversorgung ist für 12 V dimensioniert; wünscht man eine Versorgung direkt aus 50 V, so muß nicht nur der Wert des Vorwiderstands angepaßt werden, sondern auch der Typ der höheren Verlustleistung. Da aber sinnvollerweise Schutzschaltungen die Stufe ergänzen sollen, ist die niedrigere Versorgungsspannung meist vorteilhaft.

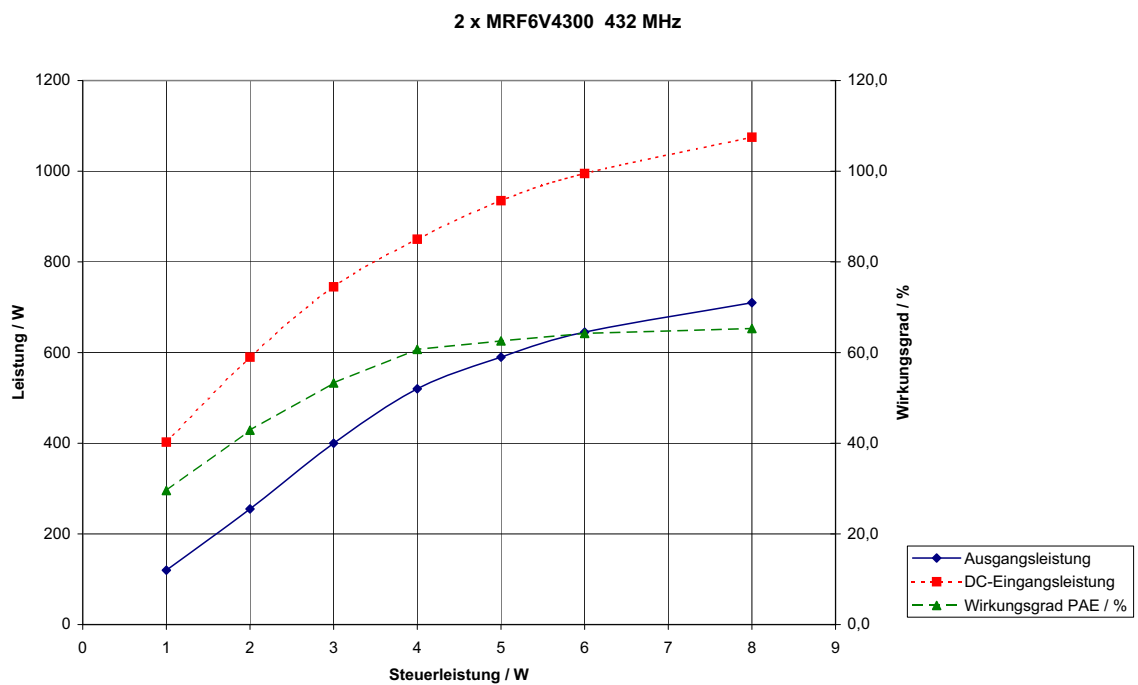
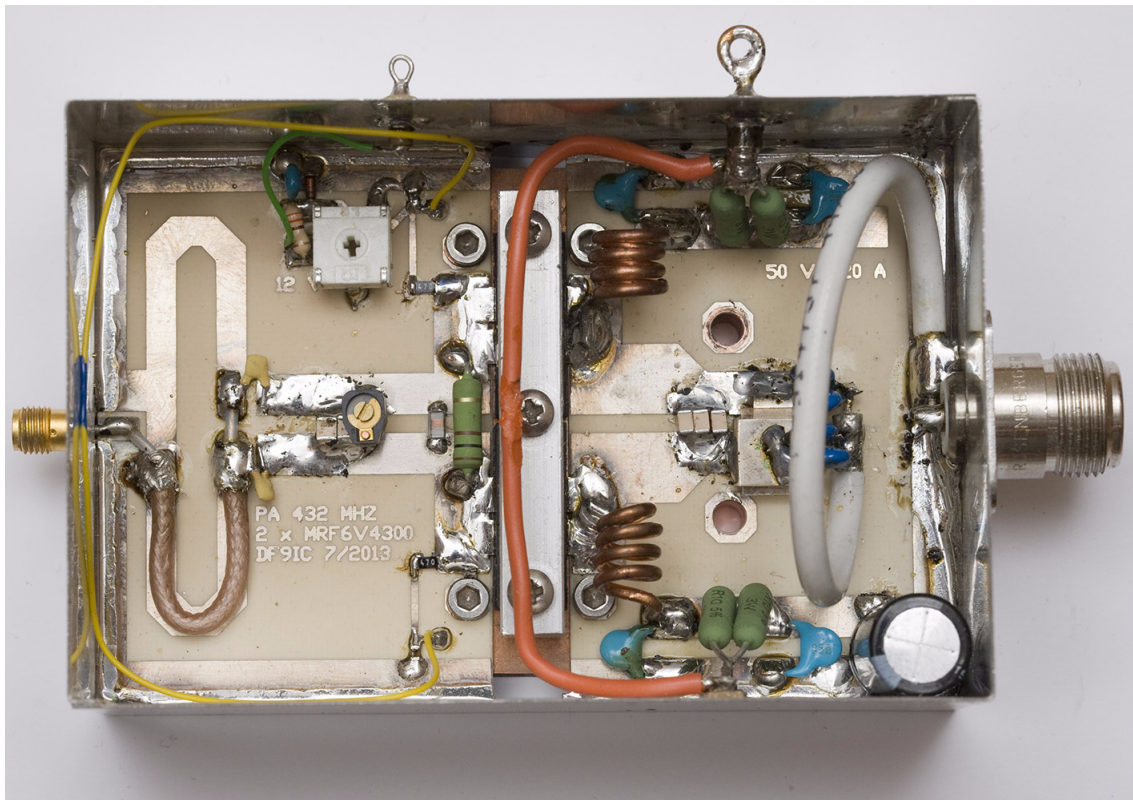
Zur Inbetriebnahme beginnt man am besten vorsichtig mit reduzierter Versorgungsspannung, prüft zunächst das DC-Verhalten und erhöht dann die Versorgungsspannung auf den Nominalwert. Bei geringen Verlustleistungen auftretende thermische Effekte deuten auf ein Problem des Wärmekontakts am Transistor, dem unbedingt nachgegangen werden muß. Der Ruhestrom sollte auf ca. 1 A pro Transistor eingestellt werden.

Funktioniert alles, kann optimiert werden. Der Eingangstrimmer ist leicht auf minimale Reflexion bzw. größte Verstärkung/Stromaufnahme abgestimmt. Auf der Ausgangsseite müssen letztlich Wert und Position des Kondensators verändert werden; hier wurden zur Feinabstimmung des Wertes dem 22-pF-Glimmer-C noch ATC100B mit 3,3 pF (vertikal montiert) hinzugefügt. Die Feinoptimierung kann nur bei voller Ausgangsleistung erfolgen, entsprechend sorgfältig muß gearbeitet werden. Man sollte dabei immer Ausgangsleistung und Wirkungsgrad im Auge behalten, und es ergeben sich unterschiedliche Optima für verschiedene Leistungspegel.

Für die genaue Messung der Verstärkung ist es sinnvoll, einen Steuersender mit gut angepaßter Quellenimpedanz zur Verfügung zu haben. Ist das nicht gerade ein Klasse-A-Verstärker, wird dessen Ausgangsimpedanz sich aber leistungsabhängig verändern. Deshalb wurde für die Versuche stets ein Isolator zwischengeschaltet, danach außerdem ein Richtkoppler zur Messung der Eingangsleistung und Eingangsreflexion. Ein mitlaufender Spektrumanalysator hilft bei der Erkennung von Schwingneigung.

Bild 5 zeigt den fertigen Aufbau und das Ergebnis bei 50 V Versorgungsspannung. Die Ströme der beiden Transistoren bei der Nennleistung von 600 W unterscheiden sich nur um etwa 10%. Die 1-dB-Kompressionsleistung liegt bei über 600 W, die Verstärkung dort über 20 dB und der Wirkungsgrad zwischen 60 und 65%. Bis 700 W Ausgangsleistung wurde der Verstärker getestet. Zwei parallelgeschaltete Stufen sollten bei 10 W Steuerleistung sicher 1 kW Ausgangsleistung erreichen.

Auf ein Ausgangstiefpaßfilter wurde verzichtet, da der Baustein für größere Verstärker in Zusammenschaltung entwickelt wurde, und dann der Ausgangstiefpaß danach eingefügt wird. Der Oberwellenabstand ist aber schon nicht schlecht (Größenordnung 40 dB).



**Bild 5** Gegentakt-PA 432MHz mit 2 x MRF6V4300; Ergebnis.

### 3.2 Gegentaktverstärker mit BLF578

Der BLF578 von NXP ist einer aus einer Reihe von 50-V-LDMOS-Doppel-FETs, die für Gegentaktverstärker im Leistungsbereich bis 1 kW und Frequenzen bis 500/600 MHz vorgesehen sind. Bei 144 MHz sind 900-1000 W Ausgangsleistung erreichbar, allerdings nimmt zu höheren Frequenzen der Wirkungsgrad ab, was die thermische Stabilität kritischer werden läßt, und die Impedanzen im Ein- und Ausgang werden immer „unangenehmer“. Zum Vergleich: die Eingangskapazität des MRF6V4300 liegt bei 300 pF, die des BLF578 bei 400 pF (je Seite), auf der Ausgangsseite sind es 105 pF zu 138 pF [6][7]. Trotzdem lassen sich natürlich die Erfahrungen des vorangegangenen Aufbaus nutzen.

Insofern sehen Schaltung wie Leiterplatte sehr ähnlich aus; die Baugruppe wurde allerdings von vorneherein größer geplant und paßt jetzt in ein Weißblechgehäuse mit den Abmessungen 148 mm x 74 mm x 50 mm. Die Kupferplatte wurde in der Breite genau passend zum Weißblechgehäuse angefertigt und mit diesen noch zweimal je Seite verschraubt, was die mechanische Stabilität der Baugruppe verbessert. Einige Komponenten des Ausgangsnetzwerks wurden vergrößert, so das Balunkabel auf 250 mil Durchmesser, drei statt zwei parallelgeschaltete Koppelkondensatoren und ebenso drei Strommeßwiderstände. Die größere Leiterplatte erlaubt eine von vorneherein längere Ausgangsleiterbahn, mehr Platz für den Balun und dadurch einen einfacheren Aufbau.



**Bild 6** Gegentakt-PA 432 MHz mit BLF578; Anordnung des Ausgangsbaluns.

Andere kleine Änderungen sind eher kosmetischer Natur. Angesichts der Verwendung eines echten Doppeltransistors wurde diesmal auf die getrennte Einstellbarkeit der Gatevorspannung ganz bewußt verzichtet. Ruhestrom auch hier 1 A pro Transistorhälfte.





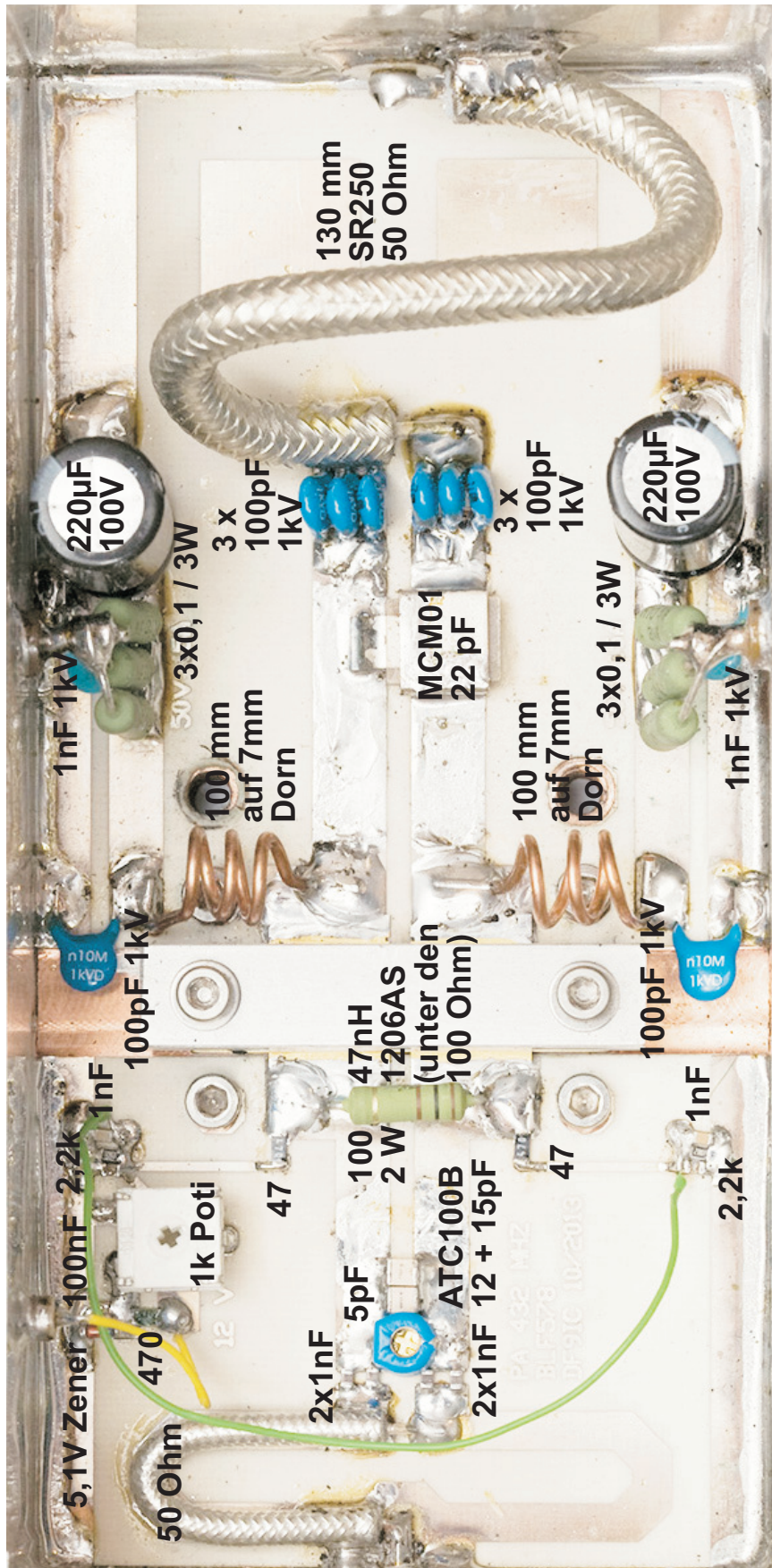
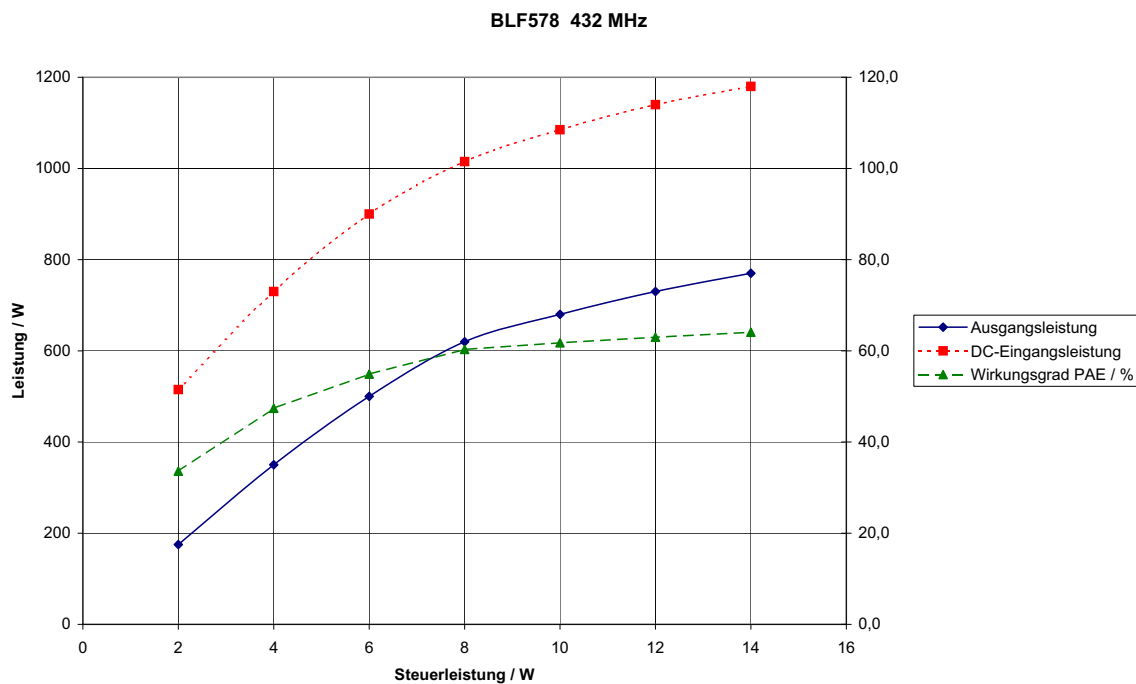
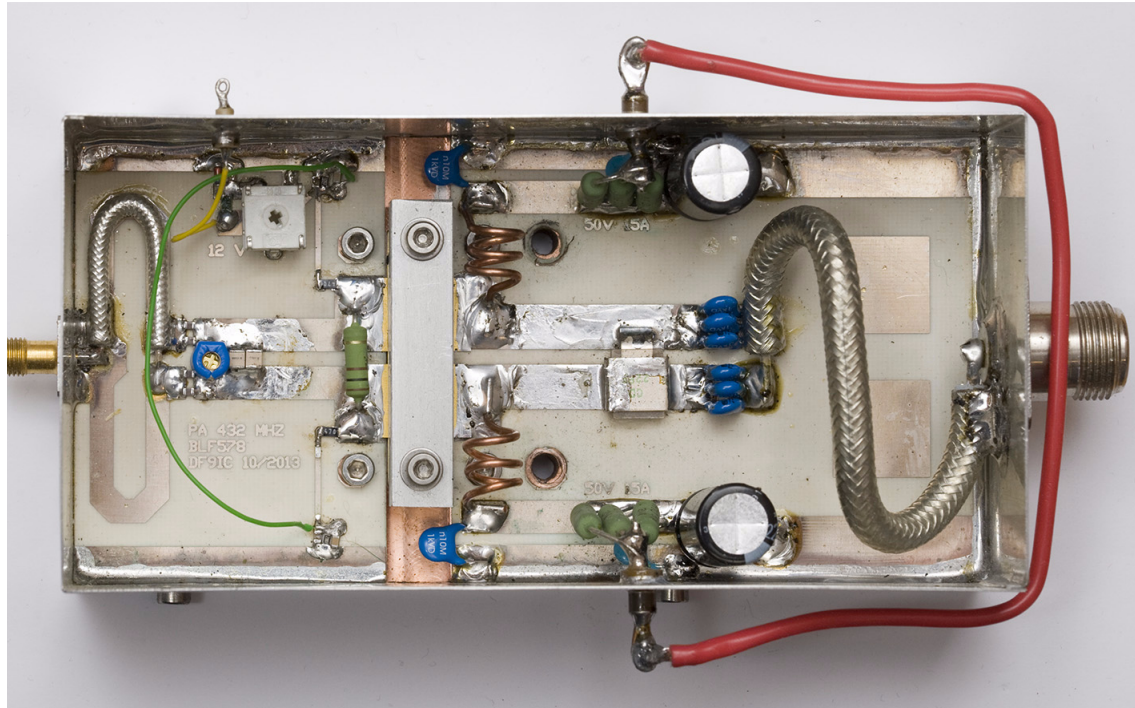


Bild 8 Gegentakt-PA 432MHz mit BLF578; Bestückung.



Bild 9 zeigt den fertigen Aufbau und das Ergebnis. Bei den Versuchen zeigte sich, daß der Transistor thermisch kritischer ist, da die gesamte Verlustleistung an einer Stelle und an den nicht so glatten gefrästen Schlitz übertragen werden muß und zudem höher ist. Der Wirkungsgrad ist etwas schlechter als bei den 2 x MRF6V4300, aber noch über 60%. Die 1-dB-Kompression wird bei knapp 700W erreicht, wofür 10W Steuerleistung nötig sind. Bei 800W Ausgangsleistung driftet diese sehr schnell nach unten - offenbar ist die Wärmeableitung noch nicht befriedigend gelöst



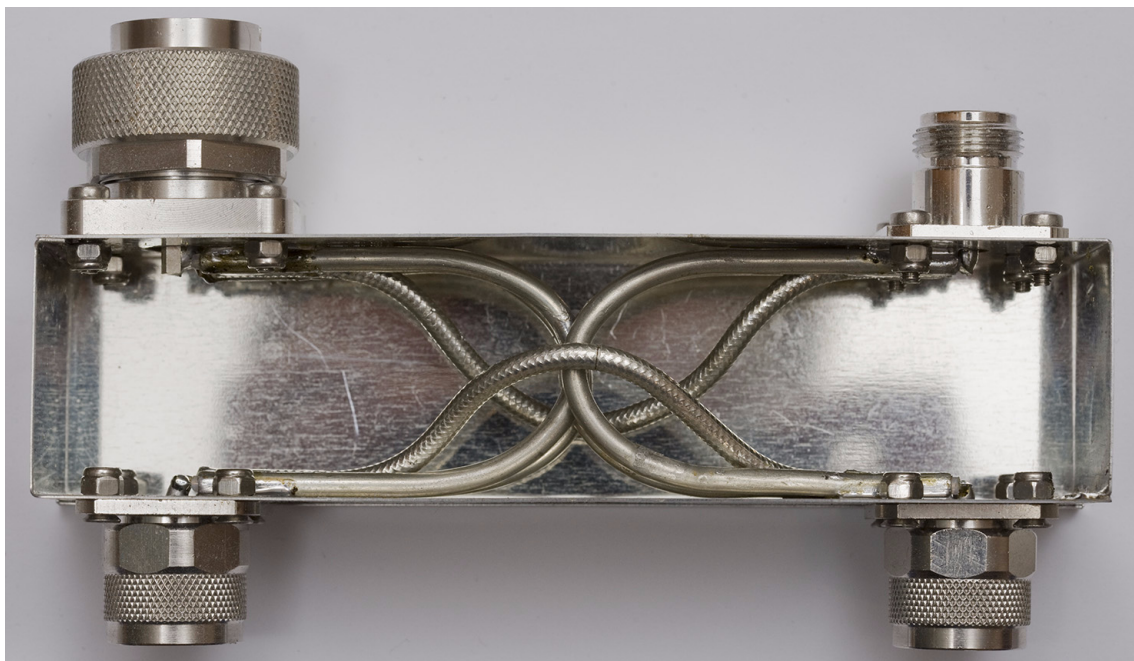
**Bild 9** Gegentakt-PA 432MHz mit BLF578; Ergebnis.

### 3.3 Leistungskoppler für 432 MHz

Zur weiteren Erhöhung der Sendeleistung können mehrere solche Verstärkerstufen zusammengeschaltet werden. Eine günstige, weil relativ leistungsverträgliche Anordnung ist der Branch-Line-Koppler (3-dB-Hybrid). Solche Koppler können natürlich auf Leiterplatten realisiert werden, bevorzugt auf einem etwas dickeren PTFE-Material, um breite Leiterbahnen für hohe Strombelastbarkeit zu erreichen. Allerdings sind Microstrip-Koppler bei 432 MHz schon relativ groß.

Eine Alternative ist der Aufbau mit Koaxkabeln, wobei sich Festmantelkabel gut für solche Aufbauten eignen. Zwecks Leistungsverträglichkeit kommen 141-mil- und 250-mil-Typen in Frage, wobei die 141-mil-Kabel mit verschiedenen Impedanzen besser verfügbar sind. Benötigt werden 50 Ohm und 35 Ohm, die es als Standardprodukte gibt.

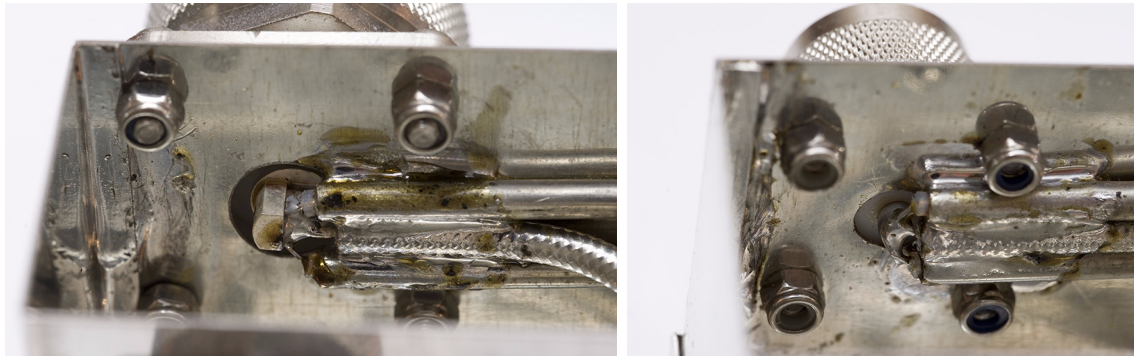
Das 35-Ohm-Kabel hat sich bei Vorversuchen als etwas kritisch erwiesen, der Wellenwiderstand des getesteten Musters lag offenbar etwas niedriger (eher bei 33 Ohm), und auch die Leistungsverträglichkeit ist für die Anwendung mit einem 141-mil-Kabel zu knapp; man muß ja noch beachten, daß diese 35-Ohm-Leitung in der Anwendung mit einem VSWR=1,5 betrieben wird. Als Alternative können auch zwei 70-Ohm-Kabel parallelgeschaltet werden - dadurch verdoppelt sich deren Belastbarkeit, und die unvermeidlichen Zuleitungsinduktivitäten werden kleiner. Mit der guten Biegsamkeit der 141-mil-Kabel läßt sich eine recht verwirrend aussehende „kreuzungsfreie“ Kabelverschlingung realisieren (Bild 10).



**Bild 10** Branch-Line-Koppler aus Semi-Rigid-Kabel.

Die Semiflexkabel haben 50 Ohm Wellenwiderstand und verlaufen parallel zu einer Längsseite, wobei sie aber für die gerade Verlegung etwas zu lang sind und deshalb noch die Schleife in der Mitte aufweisen. Die Semirigidkabel (glatter Außenleiter) haben 70 Ohm Wellenwiderstand, sie verlaufen in einem 180°-Bogen, und es sind auf jeder Seite zwei übereinander. Alle Kabel haben eine Außenleiterlänge von 120 mm. Das Weißblechgehäuse hat die Abmessungen 148 mm x 37 mm x 40 mm; die 40 mm Höhe werden für den 7/16-Steckverbinder im Ausgang benötigt. Dieser sowie die beiden N-Flanschstecker sind zum direkten Anschluß des in [11] vorgestellten Zirkulators und von zwei PA-Modulen ausgelegt, um

einen kompakten Aufbau zu erreichen. Dazu müssen die PA-Module ihre Ausgangsbuchse auf Höhe der Buchse des Zirkulators haben. Das kritischere 50-Ohm-Kabel wird an den Buchsen zentral, die beiden 70-Ohm-Kabel jeweils drüber und drunter montiert, um die Anschlußlängen kurz zu halten (Bild 11). Deshalb sollte man auch das Loch für die 7/16-Seite nur mit etwa 10-12 mm bohren, nicht mit 16 mm.



**Bild 11** Anschluß der Kabel an 7/16- und N-Steckverbinder.

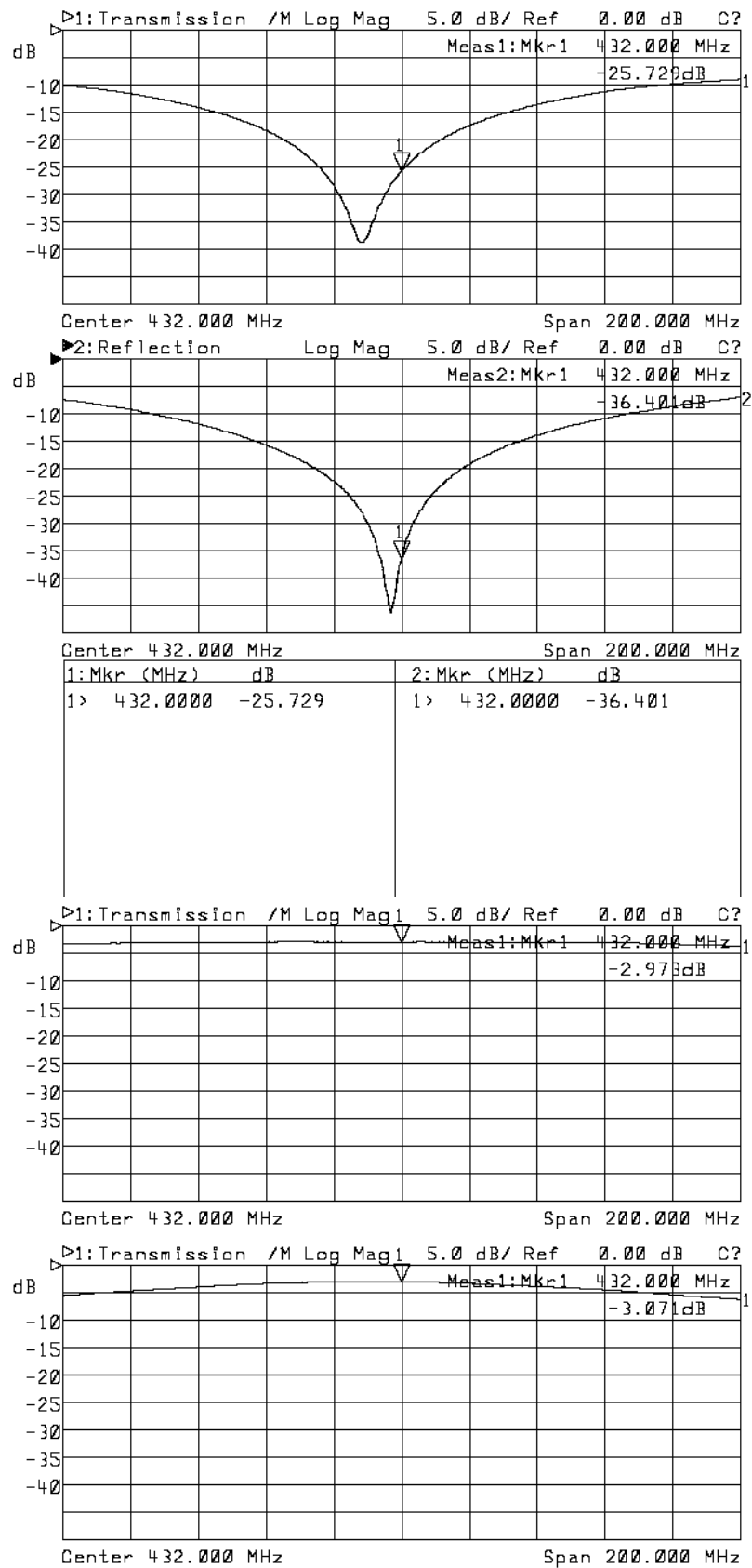
Der Aufbau erfordert ein wenig Planung, um am Ende alle Kabel passend eingebaut zu haben. Die 70-Ohm-Kabel werden genau passend vorgebogen und dann in richtigen Abstand zuerst eingelötet, die 50-Ohm-Kabel am Ende ergänzt. Wegen der bereits montierten Buchsen ist einiges an Heizleistung nötig, um die Masse anlöten zu können. In der Mitte des Gehäuses liegen die vier 70-Ohm-Kabel - immer abwechselnd von beiden Seiten - direkt übereinander. Die 70-Ohm-Kabel stammen aus Kopplern von Kathrein für das 4-m-Band, die als „Rat-Race“ Koppler mit  $6 \cdot \lambda/4$  aufgebaut sind und gelegentlich preiswert (weil sie niemand braucht) am Flohmarkt zu finden sind. Bei 4m Wellenlänge sind das preiswerte 4,2m Kabel, die vier N-Buchsen gibt es noch gratis dazu.

Der fertige Koppler wurde zunächst am VNA vermessen (Bild 13, 0,1dB Asymmetrie und 25dB Isolation) und dann mit einer Röhren-PA dauerbelastet und als gut geeignet befunden. Dazu wurde er mit insgesamt drei Abschlußwiderständen als Power-Splitter beschaltet.

Bild 12 zeigt eine Vorversion mit 35-Ohm-Kabel und N-Buchsen mit kleinem Flansch; dann können die Kabel mit weniger Verschlingungen eingebaut werden. .



**Bild 12** „Kleiner“ Koppler mit N-Buchsen und 35-Ohm-Kabel.



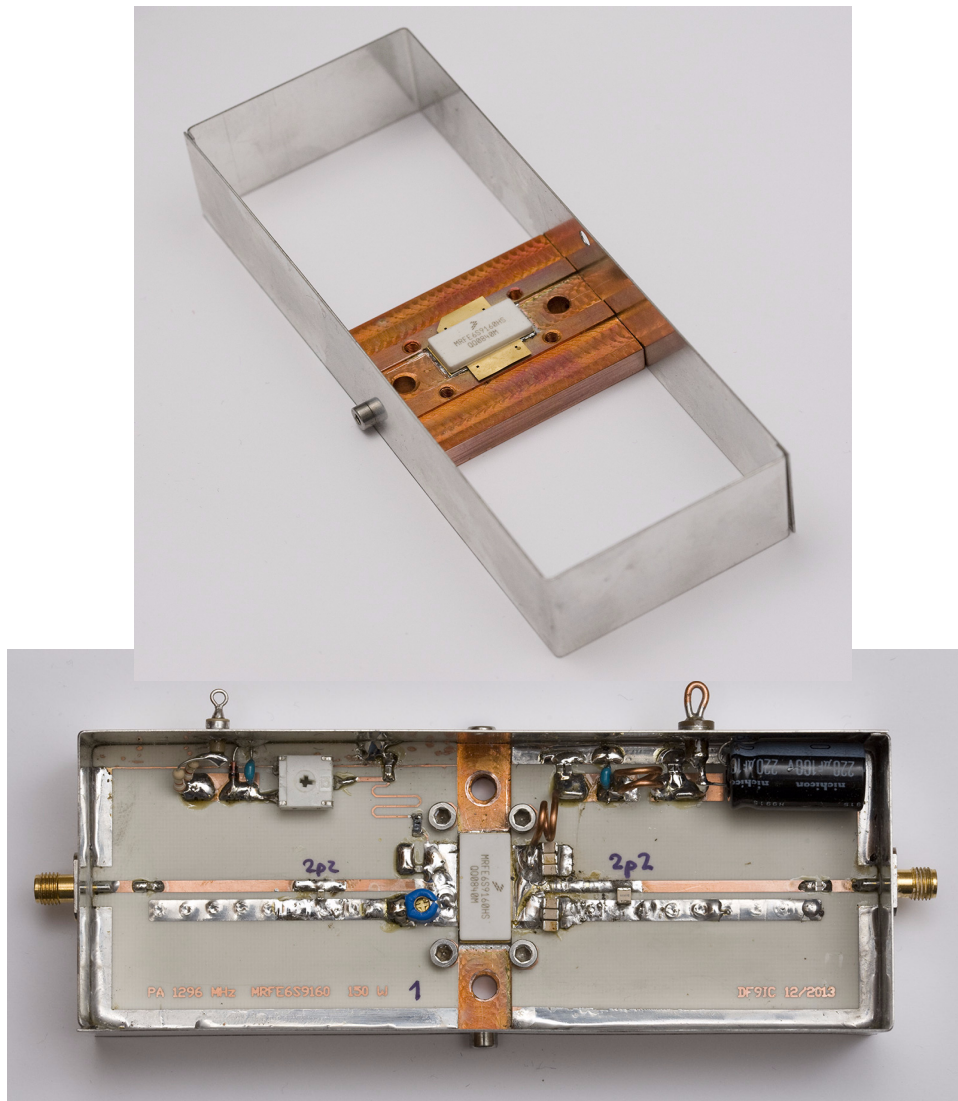
**Bild 13** Branch-Line-Koppler für 432 MHz; Ergebnis von oben nach unten: Isolation, Reflexionsdämpfung am PA-Port, Einfügungsdämpfung von beiden PA-Ports zum Ausgang.



## 4 Verstärker für 1296 MHz

Was im 70-cm-Band noch relativ einfach geht, wird bei 23 cm wieder etwas schwieriger. Kernpunkt sind die verfügbaren Transistoren. Durch verschiedene Hinweise ergab sich der Verdacht, daß der aktuell noch gefertigte, aber auch schon im Surplusmarkt erhältliche MRFE6S9160 für 1300 MHz geeignet ist. Es handelt sich dabei - aus der Bezeichnung erkennbar - um einen Transistor der 6. Generation für 900-1000 MHz und 160 W CW-Ausgangsleistung. Er hat, im Gegensatz zu fast allen anderen Typen dieser Leistungsklasse, nur im Eingang eine interne Voranpassung, während der Ausgang nicht vorangepaßt ist. Es gibt als MRFE6S9125 auch eine ähnliche Variante im Kunststoffgehäuse mit reduzierter Ausgangsleistung.

Diese Transistoren werden derzeit aus China für ca. 15-20 EUR angeboten. Es handelt sich dabei um die Version ohne Flansch, wie sie in Mobilfunkbaugruppen üblicherweise eingesetzt und direkt mit einer dicken Kupferlage der Leiterplatte verlötet wird. Diese Tatsache macht Versuche etwas aufwendiger; natürlich sind auch keine Impedanzdaten für Frequenzen oberhalb 1000 MHz bekannt. So wurde zunächst ein möglichst universell ausgelegter Aufbau mit viel Platz für Anpaßschaltungen erstellt (Bild 14).



**Bild 14** Testaufbau des 1296-MHz-Verstärkers.

Dieser Testaufbau - in einem Weißblechgehäuse 148 mm x 55,5 mm x 30 mm - lieferte relativ schnell ermutigende Ergebnisse. Daraufhin wurden zwei weitere Varianten aufgebaut - einmal eine Gegentaktversion mit zwei dieser Transistoren, dann noch einen Einzelaufbau, bei dem versucht wurde, die Durchkontaktierungen zu vermeiden und nach außen an die Wände des Weißblechgehäuses zu legen.

Wenn's dem Esel zu wohl wird, geht er auf's Eis. - Beide Versuchsaufbauten funktionierten nicht zufriedenstellend - wohl aus mehr als einem Grund - und deshalb wurde als nächstes erst einmal ein kleiner Schritt gemacht und der ursprüngliche Aufbau unter Beibehalt aller wesentlichen Merkmale in der Größe reduziert. Dabei zeigte sich, daß der Lötprozess nicht zuverlässig beherrscht wird. Gelötet wurde bei den ersten Versuchen mit gewöhnlichem Sn60Pb40-Lot, was zwar einige, aber nicht alle Transistoren schadlos überstanden haben; andere funktionieren zwar noch, aber mit geringerer Steilheit und sicherlich auch sonst anderen Eigenschaften. Mit Niedrigtemperaturlot sollte das in Zukunft besser aussehen.

Bild 15 zeigt die bisherige Vorgehensweise. Die Kupferwärmesenke hat die Abmessungen 34,5 mm x 70 mm x 8 mm, einen 10,1 mm breiten und 0,5 mm tiefen Schlitz zur Aufnahme des Transistors, und weitere Ausfräsungen für die Durchkontaktierungsnieten. Zum Einlöten des Transistors wurde ein Stück Lötendraht (1 mm Durchmesser, 15 mm Länge) aufgelegt, die Temperatur so erhöht, daß er aufschmilzt, und dann rasch der Transistor per Pinzette eingesetzt und alles mit Wasser aus der Spritzflasche wieder heruntergekühlt. Ein Prozeß in einem improvisierten Reflowofen wäre sicherlich besser reproduzierbar, andererseits erlaubt es die Wasserkühlung der Kupferplatte, die Temperatur schnell zu senken.

Diese Lotmenge ergibt eine Schicht von etwa 50 µm unter dem Flansch des Transistors, die in der Lage ist, auch Riefen des gefrästen Schlitzes zu füllen. Gleichzeitig verhindert der Schlitz, daß das Lot in Richtung der Leiterplatten wegfließt und dort die glatte Auflagefläche zerstört.

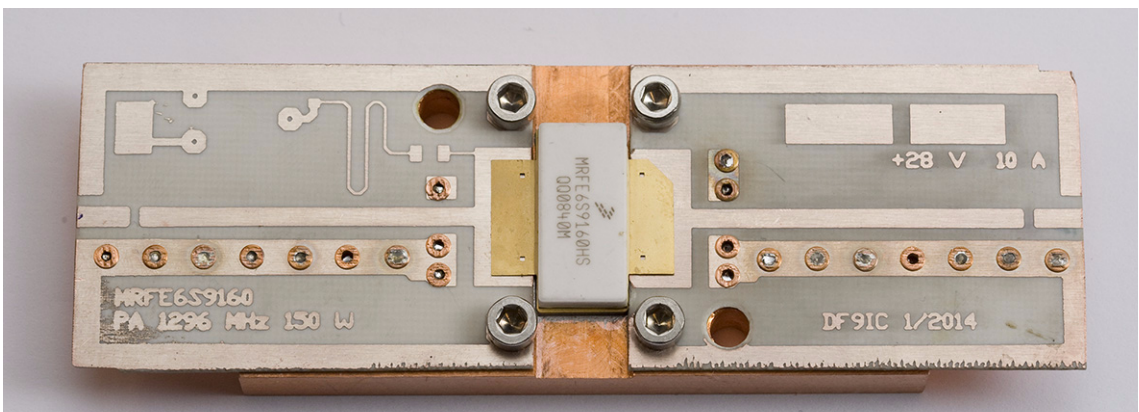
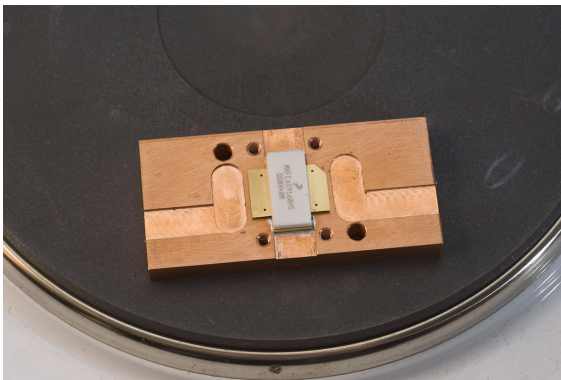
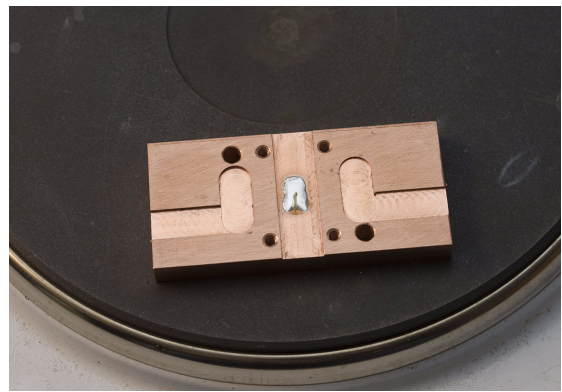
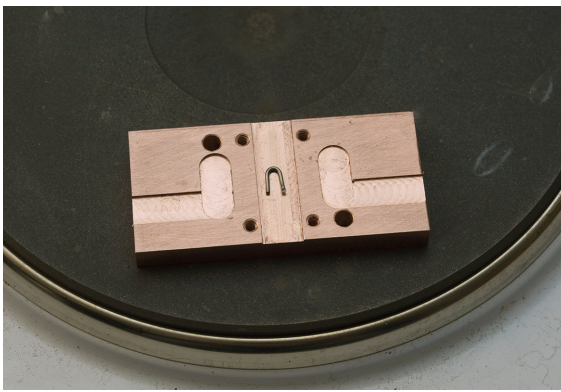
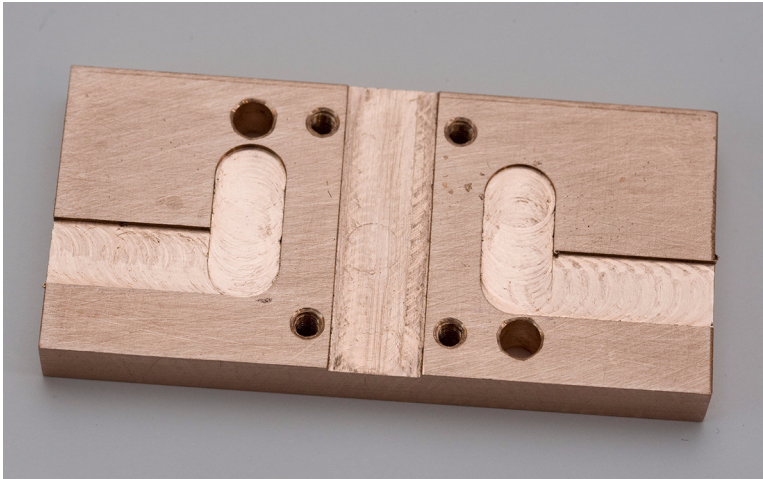
Die Wärmesenke zeigt schon die „neue“ Geometrie. Zum Zeitpunkt der Abfassung dieses Textes stehen drei vollständig aufgebaute und funktionsfähige Exemplare zum Test zur Verfügung, der ursprüngliche Prototyp und zwei aus der neuen Serie. Die Schaltung ist bei allen identisch und weitgehend ähnlich zu der der 70-cm-Versionen, weshalb nicht auf alles eingegangen werden muß. Die Gatevorspannungserzeugung wurde allerdings aus 28 V abgeleitet; sollen 12 V verwendet werden, muß der Vorwiderstand im Wert verkleinert werden.

Bild 16 und Bild 17 zeigen Schaltbild und die Bestückung der Baugruppe. Zur Bestückung ist es sinnvoll, die SMD-Teile vor der Montage ins Gehäuse, die wenigen bedrahteten Bauteile danach zu bestücken.

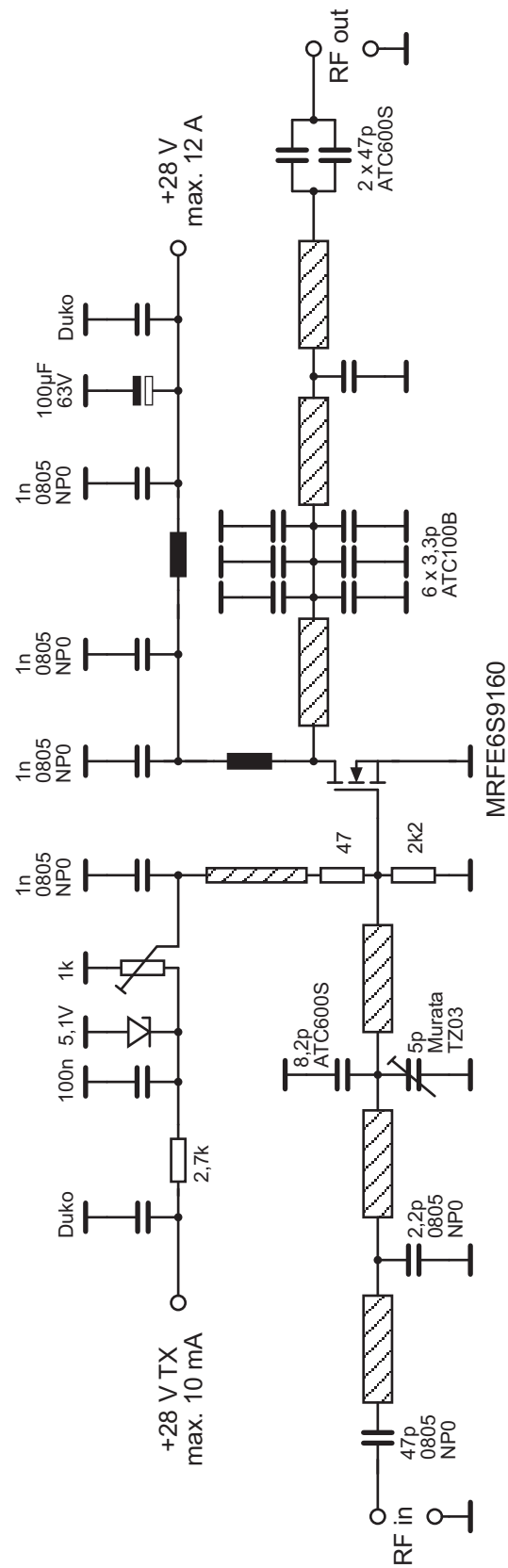
Ein- und Ausgangsanpassung erfolgen zweistufig, um einerseits durch nahe am Transistor platzierte Kondensatoren zusammen mit dessen internen und den kurzen externen Anschlüssen in einem ersten Transformationsschritt verlustarm in den Bereich gut handhabbarer Impedanzen zu kommen, und dann im zweiten 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 erforderlichen Steuerleistung gut funktioniert. Dieser Trimmer ist etwas „kitzlig“ einzustellen, dann aber stabil.

Bei den Optimierungsversuchen an den drei 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





**Bild 15** Einbau des Transistors in die Wärmesenke.



**Bild 16** PA 1296MHz mit MRFE6S9160; Schaltplan.



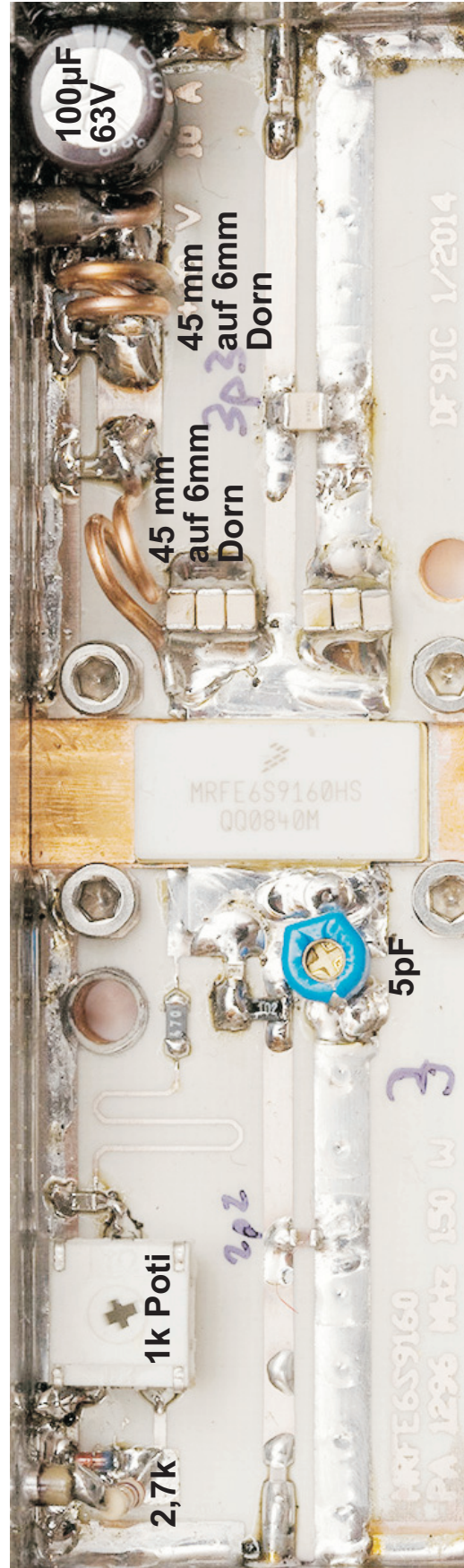
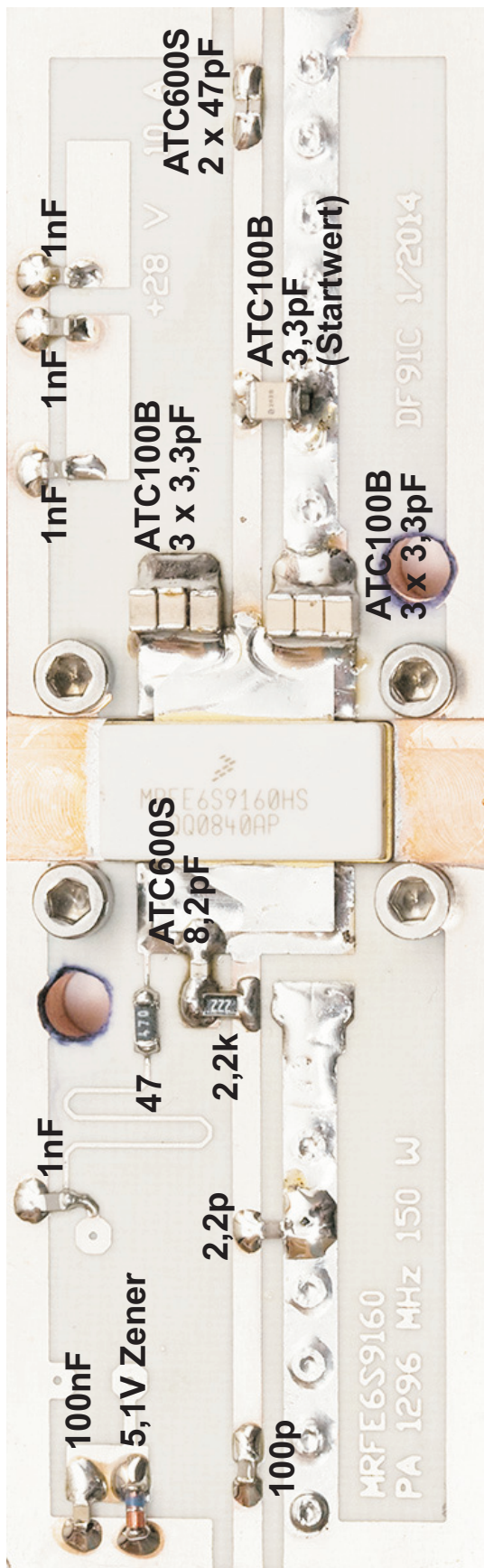


Bild 17 PA 1296MHz mit MRFE6S9160; Bestückung.

Transistoren mit unterschiedlichen Datecodes (2008 und 2009) im Einsatz. Der zweite Schritt mußte dann aber optimiert werden, um beste Ergebnisse zu erreichen. Dabei erfordern beide Aufbauten der neuen Geometrie einen Wert von 3,3 pF, der in der alten nur 2,2 pF. Alle Positionen wurden optimiert und stimmen nicht ganz überein. Verschiebungen um 2 mm machen sich bemerkbar. Für weitergehende Aussagen zur Reproduzierbarkeit sind nur drei Exemplare zu wenig.

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 18 zeigt die drei Prototypen und Bild 19 die erreichten Ergebnisse. Die Verstärkung liegt um 20 dB, es wird eine 1-dB-Kompressionsleistung von 150 W erreicht bei Wirkungsgrade zwischen 50 und 55%. Alle drei Aufbauten mußten sich einem kurzen Streßtest mit erhöhter Versorgungsspannung von 30 V und 2,5-3 W Steuerleistung unterziehen, den sie überlebt haben bei 185-195 W Ausgangsleistung.

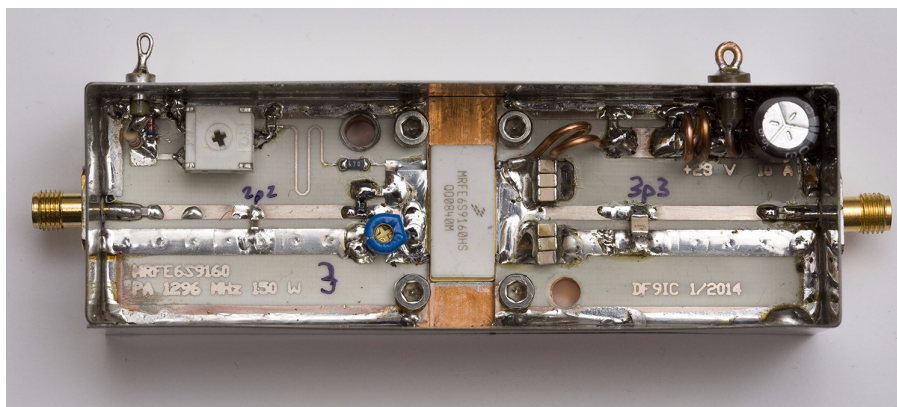
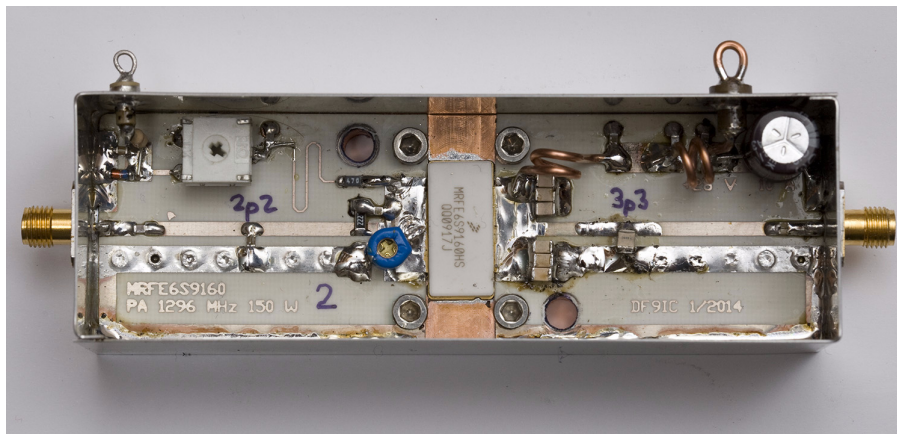
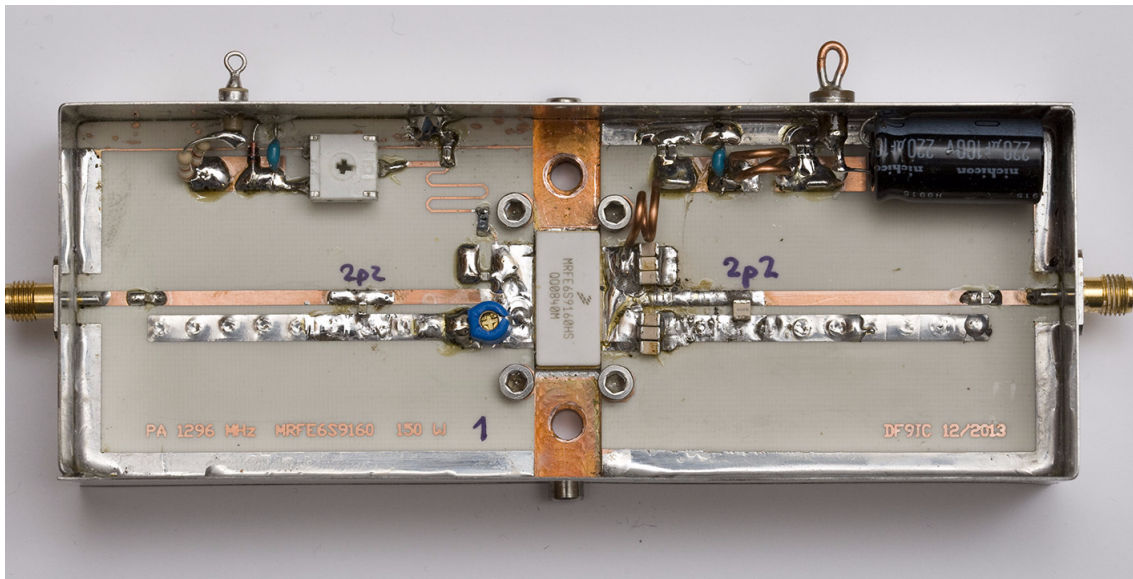
## 5 Zusammenfassung

Es wurden Leistungsverstärker für 432 MHz im Leistungsbereich 600-700 W und für 1296 MHz für 150 W vorgestellt. Alle Verstärker arbeiten mit Transistoren, die teils in der nahen Vergangenheit, teils aktuell als Surplusware zu kaufen sind. Die Module zeichnen sich durch einen abgeschirmten Aufbau im Weißblechgehäuse aus. Überlegungen zur Bauteilwahl und zum allgemeinen Aufbau solcher Verstärker ergänzen den Beitrag.

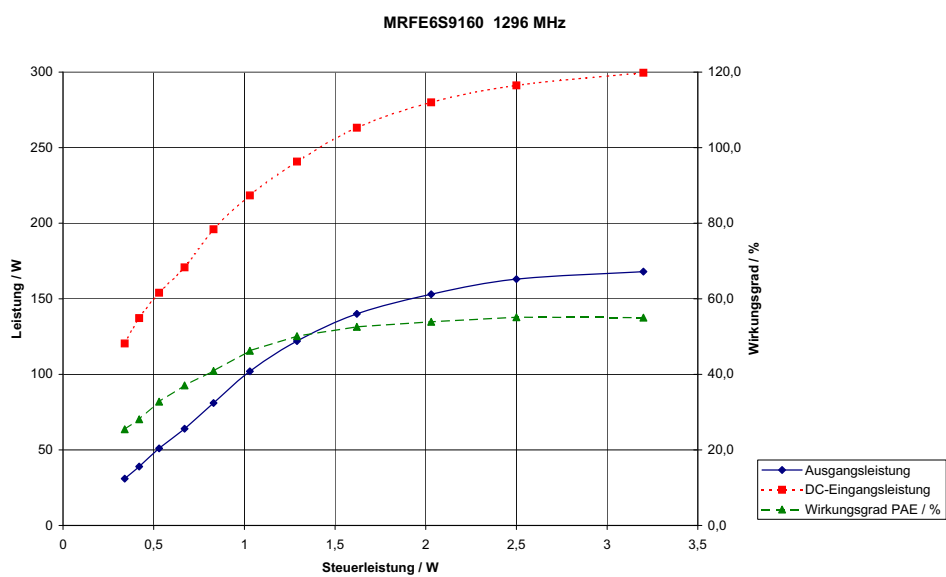
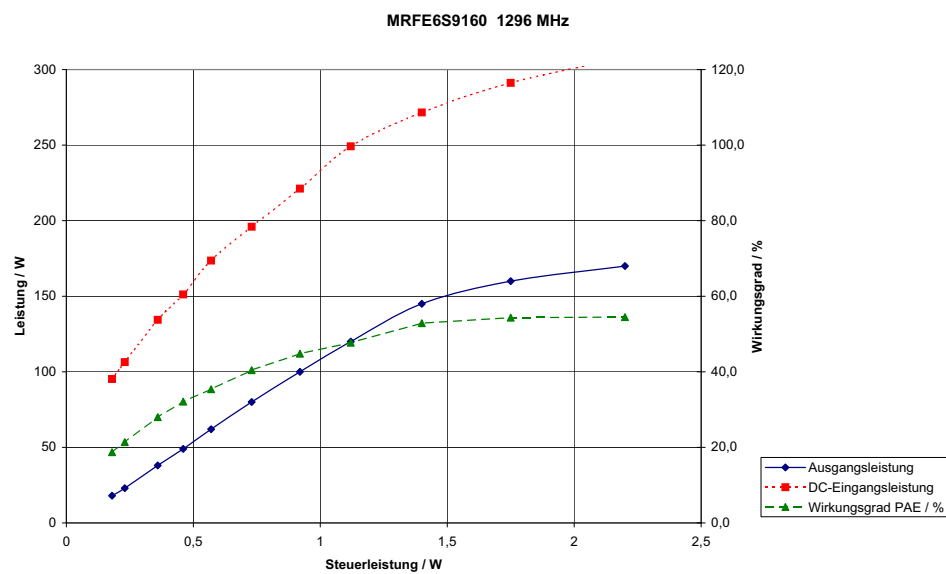
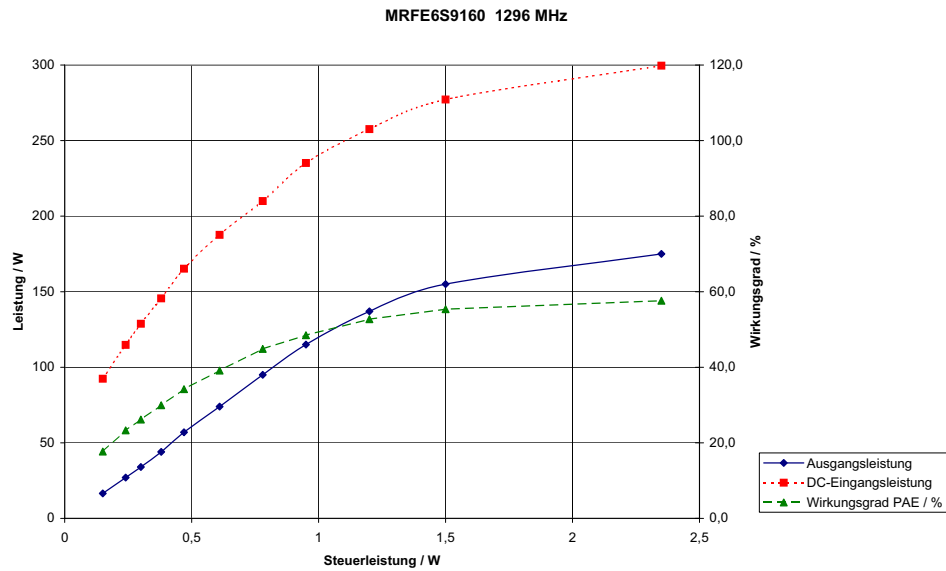
## 6 Referenzen

- [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](http://www.w6pql.com/1kw_70cm_ldmos_amplifier.htm)
- [4] [http://www.atceramics.com/Product/17/100\\_B\\_Series\\_Porcelain\\_Multilayer\\_Capacitors\\_\(MLCs\)](http://www.atceramics.com/Product/17/100_B_Series_Porcelain_Multilayer_Capacitors_(MLCs))
- [5] <http://www.cde.com/catalogs/MCM-MIN.pdf>
- [6] [http://www.freescale.com/files/rf\\_if/doc/data\\_sheet/MRF6V4300N.pdf](http://www.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRF6V4300N.pdf)
- [7] [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BLF578.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BLF578.pdf)
- [8] [http://freescale.com/files/rf\\_if/doc/data\\_sheet/MRF6VP11KH.pdf](http://freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRF6VP11KH.pdf)
- [9] [http://www.freescale.com/files/rf\\_if/doc/data\\_sheet/MRFE6S9160H.pdf](http://www.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRFE6S9160H.pdf)
- [10] [http://www.freescale.com/files/rf\\_if/doc/data\\_sheet/MRFE6S9125N.pdf](http://www.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRFE6S9125N.pdf)
- [11] Rech, Wolf-Henning, DF9IC: Modifikation von Zirkulatoren. GHz-Tagung Dorsten 2013, 17-33.





**Bild 18** Prototypen des 23-cm-Verstärkers mit MRFE6S9160.



**Bild 19** Meßergebnisse der drei Prototypaufbauten des 23-cm-Verstärkers mit MRFE6S9160