

# 600-W-MOSFET-Endstufe als Ergänzung zum Beitrag [1]

Die Schaltung der 600-W-Endstufe wurde auf der Grundlage der gewonnenen Erfahrungen mit der 300-W-Endstufe entwickelt. Im Folgenden werden die wichtigsten Eckpunkte zusammengefasst und für den interessierten Nachbauer nachvollziehbar dargestellt.

Wesentliche Entwicklungsziele für die 600-W-Endstufe waren:

- Allgemeine Parameter**
- Gesamtverstärkung: >33 dB
  - Stufenanzahl: zwei
  - IMA3 bei 600 W: > 30 dBc

- bei 300 W: > 35 dBc
- bei 200 W: > 40 dBc

**Treiberstufe**

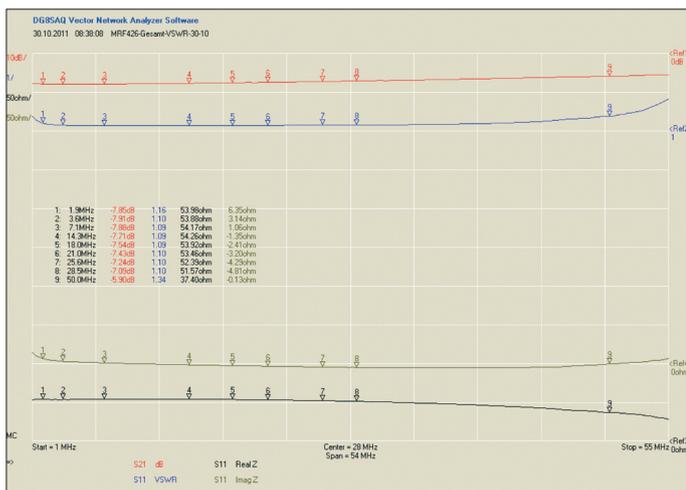
- Ausgangsleistung: 6 W
- IMA3 bei 6 W: > 50 dBc
- Verstärkung: > 12 dB
- Ausführung: Gegentakt-A-Verstärker mit zwei MRF426
- Betriebsspannung: 24 V
- Ruhestrom: ca. 1,2 A
- Frequenzbereich: 1,8 MHz bis 50 MHz, korrigiert durch frequenzabhängige Gegenkopplung zur Kompensation des Endstufenfrequenzgangs

**Endstufe**

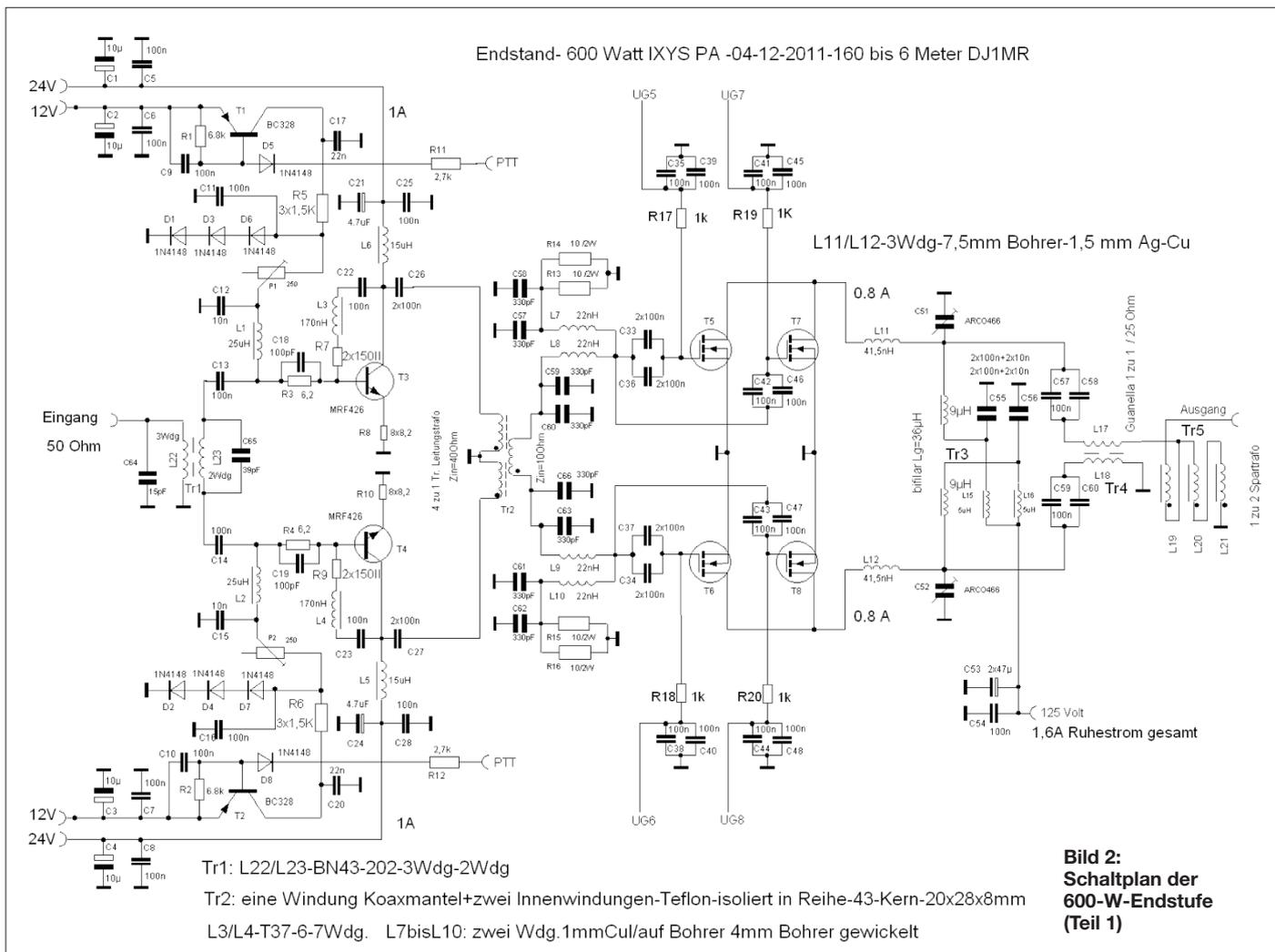
- Leistung : > 600 W
- Verstärkung: > 22 dB
- Ausführung: Gegentakt-AB-Verstärker mit vier IXZH10N50LA/B
- Frequenzbereich: 1,8 MHz bis 50 MHz

**Treiberstufe**

Die Treiberstufe wurde als Gegentakt-A-Verstärker mit zwei MRF426 entwickelt. Die Schaltungsdetails ähneln sehr stark der Treiberstufe aus der 300-W-Endstufe und stellen praktisch eine symmetrische



**Bild 1:** Frequenzgang und Eingangsanpassung der MRF426-Treiberstufe; die Verstärkung beträgt 12,2 dB bei 1,9 MHz und 14,1 dB bei 50 MHz (Ablesewert der roten S21-Kennlinie +20 dB).

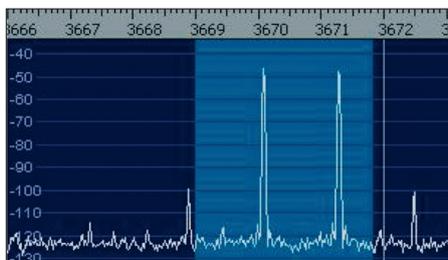


Anordnung dar. Die Eingangsanpassung wird durch einen 2,25:1-Transformator auf einem Kern BN43-202 vorgenommen, die Frequenzkompensation erfolgt mithilfe der Kondensatoren C64 und C65.

Diese Maßnahme ist unbedingt erforderlich, wenn man die Endstufe auch für das 6-m-Band nutzen möchte.

R3 und R4 sowie C18 und C19 bilden einen weiteren Teil der Eingangsanpassung. Bild 1 zeigt die erreichte Eingangsanpassung und den Frequenzgang. Das SWV beträgt  $s = 1,16$  bei 1,9 MHz und  $s = 1,34$  bei 50 MHz. Für die Treiberstufe wurde wieder eine frequenzabhängige Gegenkopplung, bestehend aus C22, L3, R7 und C23, L4 und R9 realisiert. Den erzielten Frequenzgang bis 55 MHz zeigt die rote S21 Linie im Bild 1. Der Verstarkungsanstieg von etwa 2 dB ist erforderlich, um den Rückgang der Verstärkung in der Endstufe zu kompensieren.

Die beiden Treibertransistoren MRF426 werden mit einem Ruhestrom von 1,2 A und 24 V Betriebsspannung betrieben. Die Zuführung der Betriebsspannung erfolgt über getrennte Speisedrosseln L5 und L6. Es ist auch möglich, eine gemeinsame, bi-



**Bild 4: IMA3 der Treiberstufe von 53 dBc bei 6 W Treiberleistung im 80-m-band**

filare Speisedrossel einzusetzen. Dies hätte aber für das Leiterplattenlayout einige Nachteile mit sich gebracht.

Der Ausgangstransformator Tr2 besteht aus einem 4:1- Übertrager auf einem 43er Doppellochkern in den Abmessungen 28 mm  $\times$  20 mm  $\times$  9 mm. Die Sekundärwicklung habe ich aus einem Koaxialkabel-Schirmgeflecht erstellt, in das zwei Wicklungen Teflon isolierten Drahtes eingezogen wurden.

Diese beiden Wicklungen werden primärseitig in Reihe geschaltet, die Mittelanzapfung wird geerdet.

T1 und T2 übernehmen über die PTT-Eingangswiderstände R11 und R12 das Einschalten des Ruhestromes von je 1,2 A.

In Bild 2 ist Schaltungsteil 1 und in Bild 3 Schaltungsteil 2 der 600-W-Endstufe zu sehen.

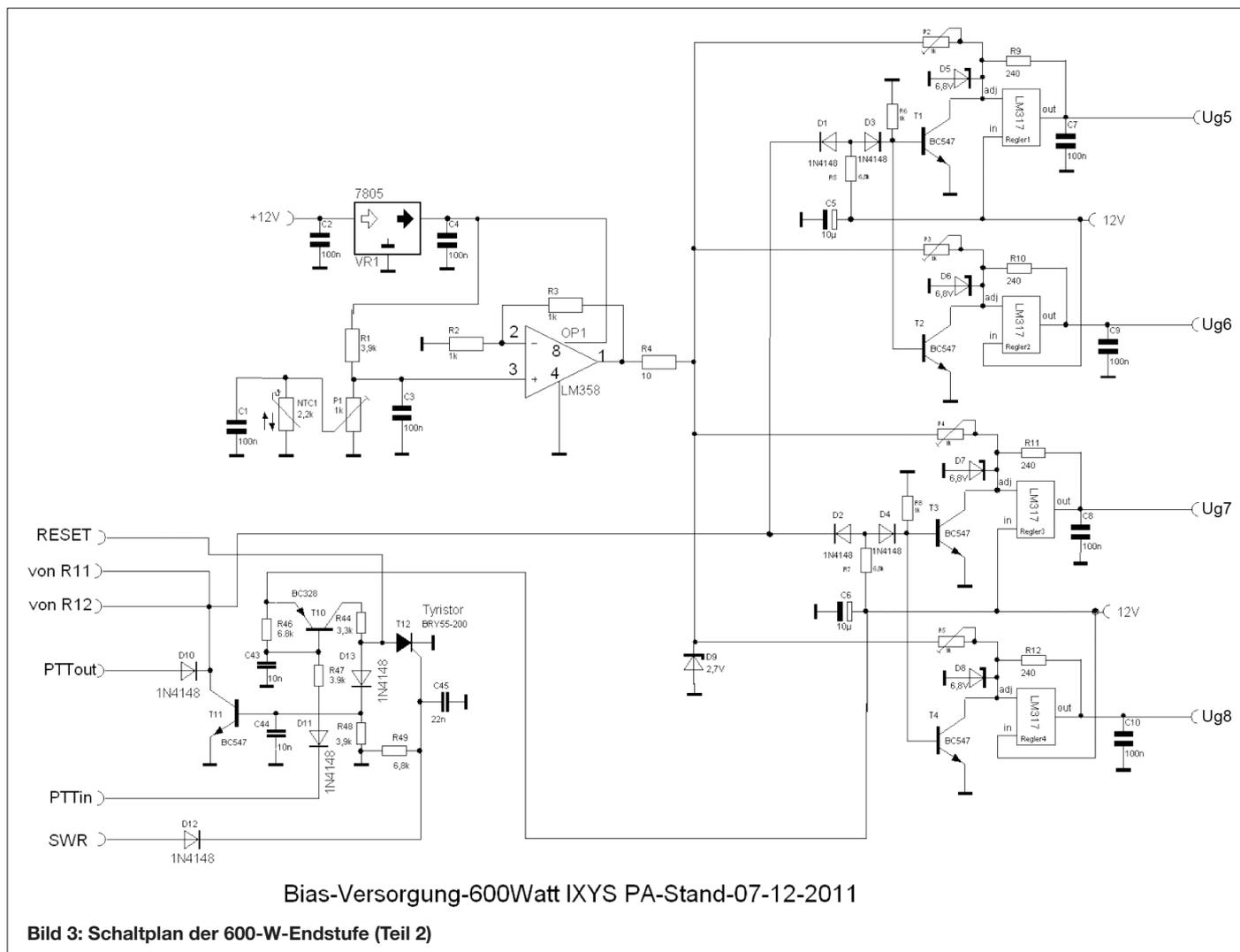
Nach Bestückung und Inbetriebnahme der Treiberstufe wurde zunächst überprüft, ob das gesteckte Ziel von IMA3  $> 50$  dBc bei 6 W Ausgangsleistung erreicht wurde. Aus Bild 4 ist ersichtlich, dass der betreffende Wert bei 53 dBc liegt.

■ 600-W-Endstufe

Die richtige Auslegung der Anpassnetzwerke und der erforderlichen Kompensationsmaßnahmen hat wesentlichen Einfluss auf die Bandbreite und die erreichbare Ausgangsleistung.

Dimensionierung des Eingangsanpassnetzwerkes

Bei der Entwicklung des Eingangsanpassnetzwerkes musste gegenüber der 300-W-Variante insbesondere wegen der insgesamt 1200 pF großen Eingangskapazität der MOSFETs pro Seite, ein anderer Weg besprochen werden. Aus [2] lässt sich entnehmen, dass das T-Glied zur Anpassung der 300-W-Variante durch Vereinfachung eines Doppel- $\pi$ -Gliedes entstanden ist.



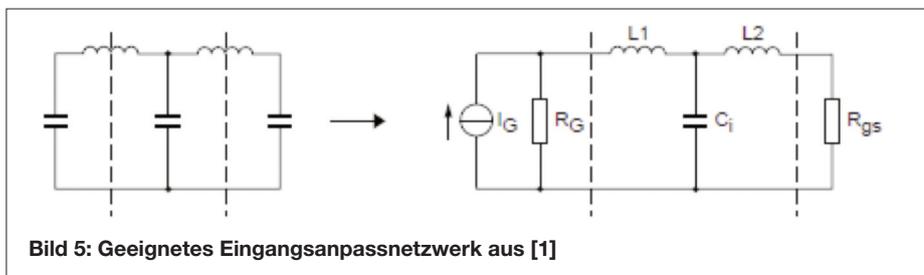


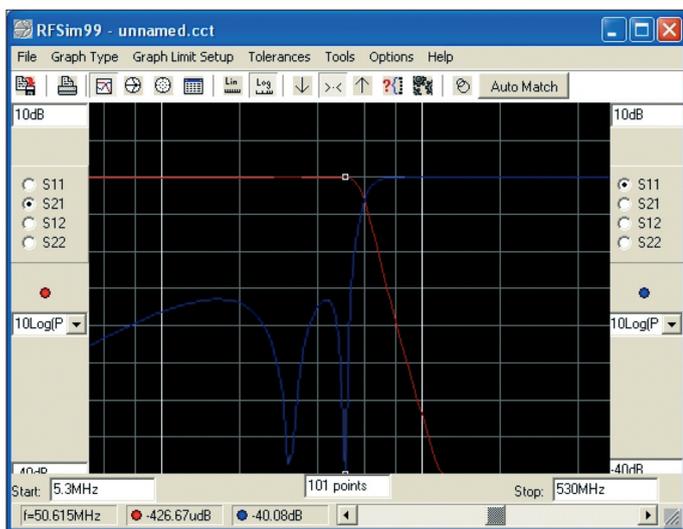
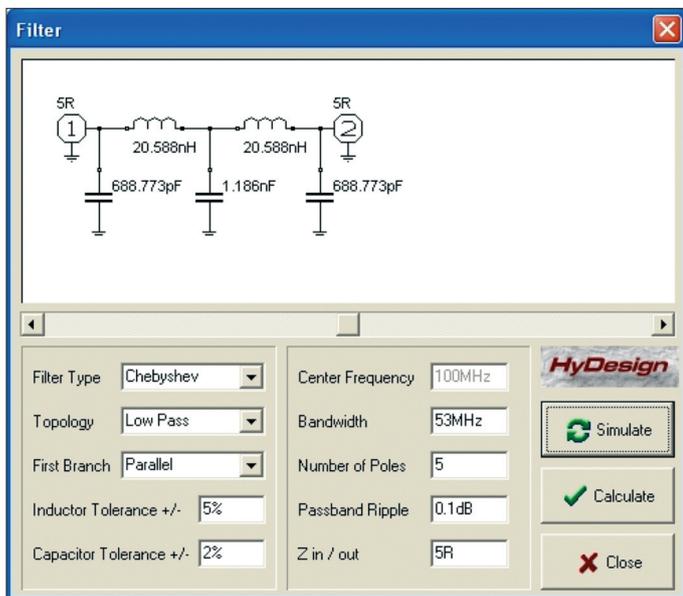
Bild 5 zeigt das zugrunde liegende Modell aus [2] (siehe dort Fig. 5).

Ein Doppel- $\pi$ -Glieder ermöglicht für die Kapazität in der Mitte gegenüber der Eingangs- und Ausgangskapazität etwa doppelt so große Werte. Dies kann man sich bei der Anpassung zunutze machen.  $X_c$  der beiden parallel geschalteten MOSFETs beträgt bei 53 MHz etwa 2,5  $\Omega$ . Mit dem Programm *RFSim99* kann für eine Leitungsimpedanz des Doppel- $\pi$ -Glieder von 5  $\Omega$  (etwa der doppelte Wert des  $X_c$  von 1200 pF) die dargestellte Anpassungsschaltung ermittelt werden.

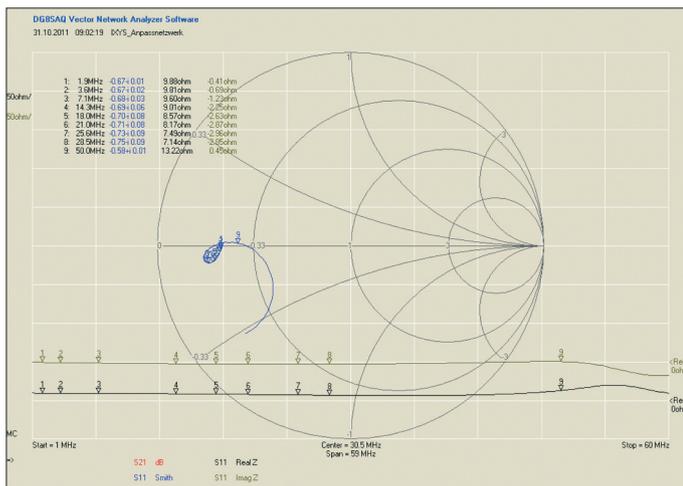
Bild 7 zeigt den erzielbaren Frequenzverlauf (rote Kurve) und den Verlauf der erzielbaren Reflexionsdampfungswerte (blaue Kurve).

Man erhält durch die Schaltungsmanahme, die Gate-Kapazitäten der zwei parallel geschalteten MOSFETs in die Mitte des Doppel- $\pi$ -Glieder zu legen, an den Ein- und Ausgängen der Anpassungsschaltung einen nahezu doppelten Impedanzwert von 5  $\Omega$ . Der gesamte Eingangswiderstand der MOSFET-Gegentaktendstufe beträgt dann 10  $\Omega$ . In der Schaltung werden die zwei Anpassnetzwerke (Doppel- $\pi$ -Glieder) mit den vier Widerständen R13 bis R16 abgeschlossen. Diese müssen insgesamt 6 W aufnehmen können. Deshalb ist jeder Widerstand ein 2-W-Typ. Mit einem 4:1-Trafo erreicht man dann eine Eingangsimpedanz von insgesamt 40  $\Omega$ . Damit „sieht“ der Treiberverstärker einen Lastwiderstand von etwa 40  $\Omega$ . Jeder MRF426 wiederum „sieht“ einen Lastwiderstand von 20  $\Omega$ . Damit wird klar, warum die gesamte Dimensionierung der Treiberstufe dem Treiberverstärker der 300-W-Endstufe (dort:  $R_L = 16,4 \Omega$ ) ähnlich ist.

**Bild 6:** Mit *RFSim99* ermitteltes Anpassnetzwerk für die 600-W-Endstufe bei einer Leitungsimpedanz von 5  $\Omega$  und einer Grenzfrequenz von 53 MHz.



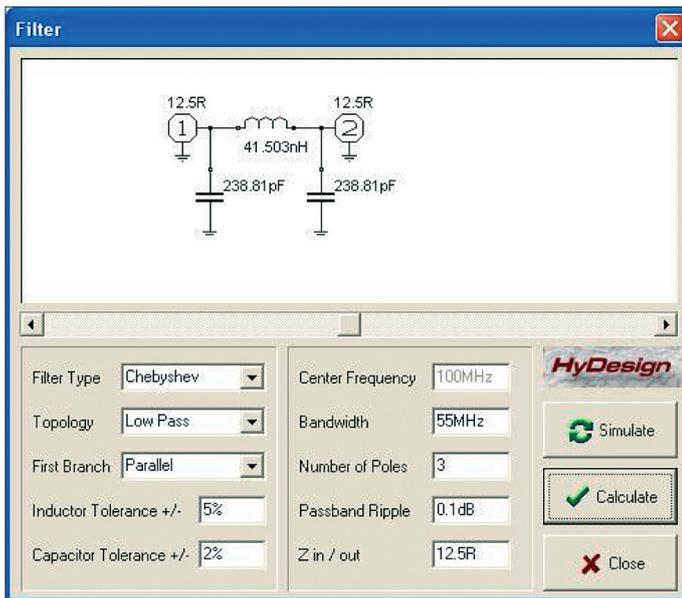
**Bild 7:** Frequenzgang und Verlauf der Reflexionsdampfungswerte des mit *RFSim99* berechneten Eingangsnetzwerkes



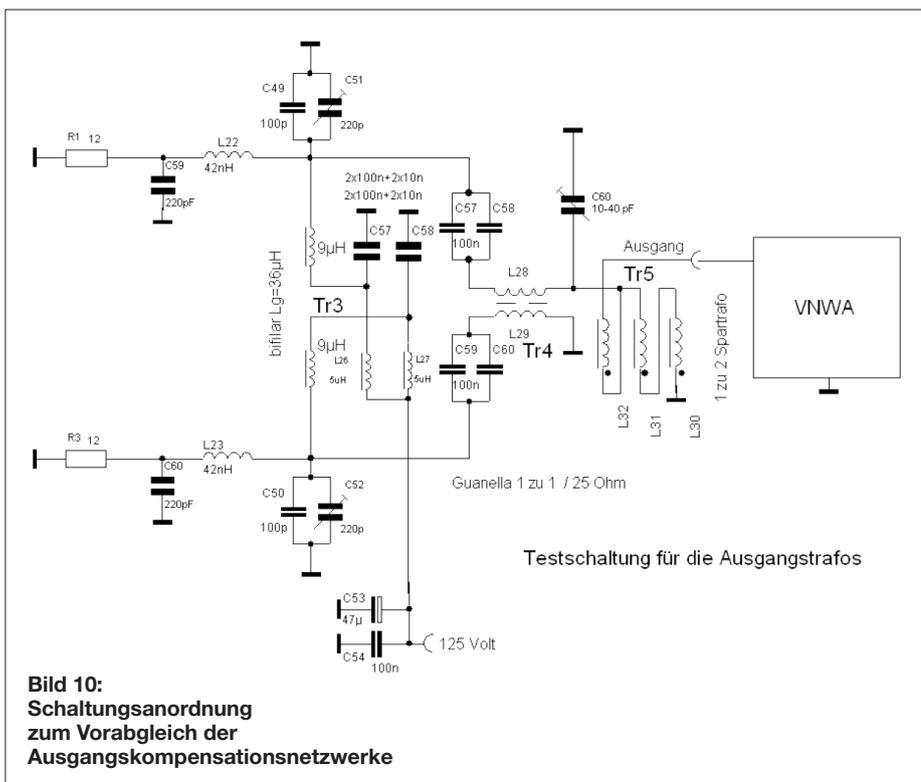
**Bild 8:** Eingangsanpassung in Abhängigkeit von der Frequenz; Sollwert: 10  $\Omega$  bis 50 MHz

**Festlegung der Impedanzwerte**

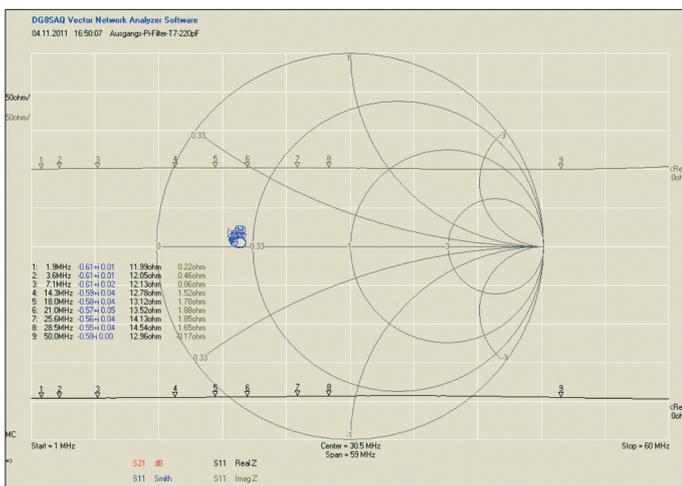
Bei einer vorgegebenen Betriebsspannung von 120 V bis 130 V soll die entnehmbare Leistung 600 W betragen. Dabei sollen die im durchgesteuerten Zustand der Transistoren verbleibenden Restspannungen die Kniespannungsschwelle von etwa 25 V nicht unterschreiten.



**Bild 9:** Gefundenes Ausgangsanpassungsnetzwerk für zwei parallel geschaltete IXYS-MOSFETs für eine Impedanz von 12,5 Ω bei einer Frequenzobergrenze von 55 MHz



**Bild 10:** Schaltungsanordnung zum Vorabgleich der Ausgangskompensationsnetzwerke



**Bild 11:** Abgeglichenes 12,5 Ω Ausgangskompensationsfilter für die Drain-Kapazitäten

Nach der Formel

$$P = (U_B - U_{rest})^2 / R_A$$

(die Zahl 2 im Nenner entfällt wegen des Spartrafoeffektes der Speisedrossel) ergibt dies für 600 W Ausgangsleistung einen Arbeitswiderstand  $R_A$  von ungefähr 33 Ω. Gewählt wurde für  $R_A$  ein Wert von 25 Ω, um noch Reserven zu haben.

Theoretisch können damit bei 125 V Betriebsspannung 795 W erzeugt werden. Jedes MOSFET-Pärchen „sieht“ dann einen Lastwiderstand von 12,5 Ω und jeder einzelne Transistor (halber Strom pro Bauteil entspricht doppeltem Widerstandswert) 25 Ω. Damit herrschen dann die gleichen Verhältnisse wie in der Ausgangsstufe des 300-W-Verstärkers.

Es ergeben sich folgende Wickelvorschriften:

TR3: Speisedrossel, etwa 10 µH pro Wicklung (7 Wdg. auf 2 × T016-52 Kernen)

TR4: 25-Ω-Guanella-Übertrager 1:1 mit etwa 25 µH (vier Windungen auf zwei 43er Kernen)

TR5: Sparttransformator 1:2,25 mit einer Gesamtinduktivität von etwa 30 µH auf der 50 Ω Ausgangsseite (trifilar auf 8 Stück T98-52-Kernen gewickelt). Die Ausgangstransformatoren sind in Bild 14 gut zu erkennen.

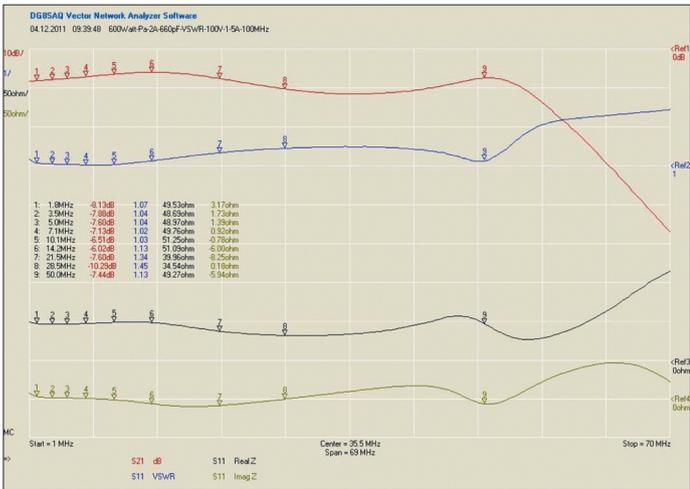
**Kompensation der Drain-Ausgangskapazitäten**

Da die 600-W-Endstufe auch im 6-m-Band betrieben werden soll, mussten die gegenüber der 300-W-Endstufe vorhandenen, doppelt so großen Ausgangskapazitäten der jeweils zwei parallel geschalteten MOSFETs in Höhe von 220 pF kompensiert werden. Eine Anregung dazu fand sich in [5].

Jeder Ausgangszweig sieht einen Lastwiderstand von 12,5 Ω. Damit ist die Impedanz des Anpassnetzwerkes festgelegt. Mit dem Programm RFSim99 wurde das Anpassnetzwerk ermittelt. Bild 9 zeigt die gefundenen Werte.

Die Eingangskapazität des Anpassnetzwerkes wird durch die Drain-Ausgangskapazitäten gebildet und die Ausgangskapazität durch die ARCO-Trimmer C51 und C52. Der Vorabgleich erfolgt mit einem Netzwerktester nach der Anordnung gemäß Bild 10.

Dazu werden die Drain-Kapazitäten durch jeweils einen 220-pF-Kondensator pro Seite nachgebildet. Bild 11 zeigt das erreichte Ergebnis. Der Endabgleich erfolgt bei der Gesamteinbetriebnahme. Dabei ist besonders auf eine gleichmäßig abfallende Flanke oberhalb von 55 MHz zu achten, wie es im Bild 12 auch ersichtlich ist. Ist hier ein Knick zu sehen, dann haben beide Tiefpässe abweichende Grenzfrequenzen, die es zu korrigieren gilt.

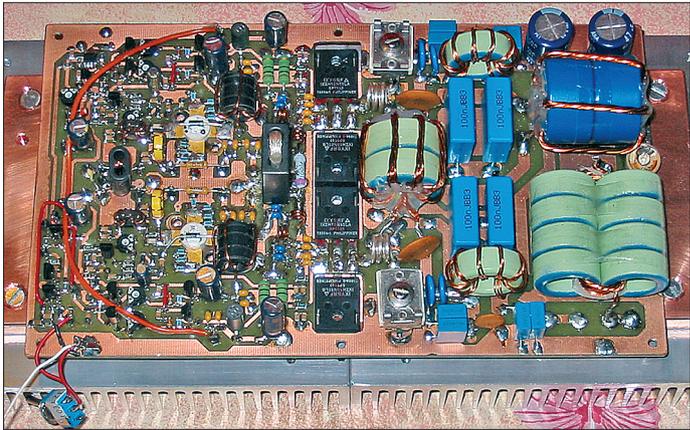


**Bild 12:** Frequenzgang der auf der Testplatine aufgebauten 600-W-Endstufe; die Verstärkung beträgt 34 dB.

Der 2,2-kΩ-NTC Widerstand wird in eine 5-mm-Bohrung der Kupferplatte eingeklebt. Diese Bohrung befindet sich links auf der Kupferplatte (Bild 14). In Bild 14 ist ein erstes Testmuster zu sehen, welches ich gegenwärtig noch in Betrieb habe. Die Bilder 15 bis 16 zeigen die fertig gestellte 600-W-Endstufe und Bild 17 einen Größenvergleich zwischen 300-W- und 600-W-Endstufe.

Die Bauteile L11 und L12 werden aus 1,5 mm-CuAg-Draht auf einem 7,5 mm Bohrer mit jeweils 3 Windungen gefertigt. Durch Auseinanderziehen und Zusammendrücken erfolgt der Endabgleich. Bild 12 zeigt den erreichten Frequenzgang der 600-W-Endstufe, der hier noch auf einer Testplatine aufgebaut worden war.

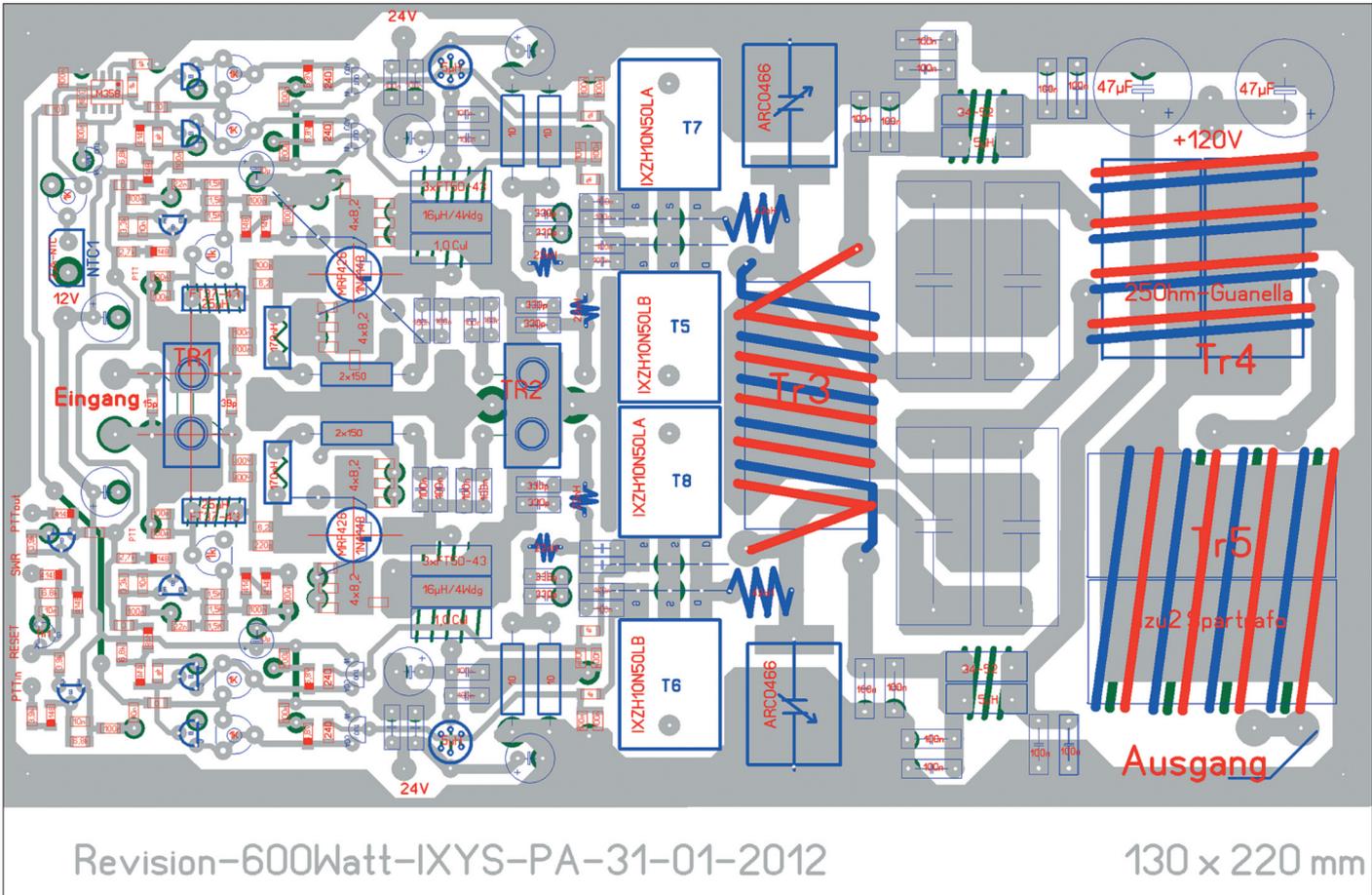
**Bild 14:** Das erste Testmuster der breitbandigen 600-W-Endstufe mit zwei MRF426 in der Vorstufe und vier IXZH10N50LA/B in der Endstufe



**Bias-Versorgung und Temperaturkompensationsschaltung**  
Die BIAS-Versorgung erfolgt jeweils für jeden MOSFET separat analog zur 300-W-Endstufenvariante. Zur Temperaturkompensation der Gate-Spannungsversorgung

wurde abweichend davon nur ein NTC-Widerstand in Verbindung mit dem Operationsverstärker OP1 eingesetzt. Dieser ist ein SMD-Typ und im Layout und Bestückungsplan in der linken oberen Ecke sichtbar (Bild 13).

**Schaltnetzteil für 125 V und 1,3 kW**  
Das auf einer Eigenentwicklung basierende 120V/800W-Schaltnetzteil für die 300-W-Endstufe konnte zum Test der 600-W-Endstufe wegen mangelnder Leistungs-



**Bild 13:** Layout und Bestückungsplan der 600-W-PA nach dem Korrekturlauf



**Bild 15:** Blick in das Innere der fertig gestellten Endstufe. Auch hier wurden diverse Zusatzbaugruppen analog zur 300-W-Endstufe integriert.



**Bild 16:** Gesamte Teststation für die 600-W-Endstufe, einschließlich 1,2-kW-Schaltnetzteil, und HP SDR-Transceiver



**Bild 17:** Größenvergleich zwischen 300-W- und 600-W-Endstufe



**Bild 18:** Geöffnetes und bereits modifiziertes 624-W-Schaltnetzteil: bei 65 V lassen sich noch bis zu 10 A Ausgangsstrom entnehmen.



**Bild 19:** Fertiggestelltes Schaltnetzteil für die 600-W-Endstufe; links das Netzteil für die 24-V-Stromversorgung der Treiberstufe

fähigkeit nicht mehr herangezogen werden. Auf der Suche nach einer preiswerten Alternative bin ich auf die 624-W-Schaltnetzteile (48 V / 13 A) von MeanWell gestoßen, die zu einem moderaten Preis bei [6] erhältlich sind. Ich erwarb zunächst ein 48-V-Netzteil und untersuchte die Modifikationsmöglichkeiten. Ein Blick in das Innere (Bild 18) zeigt eine aufgeräumte Baugruppe mit PFC- und Lüftersteuerung.

Die verwendeten Schaltungsprinzipien konnten schnell ermittelt werden (CM6800 als Schalt- und PFC-Regler). Zunächst wurde das Schaltnetzteil vollständig demontiert und untersucht, ob die eingesetzten Gleichrichterdiode über eine genügend hohe Sperrspannung verfügen, was glücklicherweise der Fall war. Bei den Lade-Elektrolytkondensatoren jedoch wurden lediglich zwei 63-V-Typen zu je 470  $\mu\text{F}$  entdeckt und gegen 680  $\mu\text{F}/100\text{-V}$ -Typen ausgetauscht. Insgesamt mussten folgende Modifikationen durchgeführt werden:

1. Die beiden 63-V-Elkos werden gegen 100-V-Elkos getauscht.
2. Zum Einstellwiderstand für die Spannung liegt ein 1,8-k $\Omega$ -Widerstand in Reihe, der gegen einen 1,2-k $\Omega$ -Widerstand ausgetauscht wurde.
3. Da der Überspannungsschutz bereits ab 57 V anspringt, wurde zu den beiden Überspannungs-Z-Dioden eine dritte 10-V-Z-Diode in Reihe geschaltet.

Nach diesen Modifikationen ließ sich die Ausgangsspannung bis auf 65 V hochregeln. Natürlich kann man dann keine 13 A mehr entnehmen. Bei 65 V lassen sich jedoch noch 10 A Ausgangsstrom erzielen. Damit standen dann maximal 130 V Ausgangsspannung und 10 A Ausgangsstrom zur Verfügung.

Nach erfolgreicher Modifikation des ersten Netzteils, wurde ein zweites Netzteil erworben, dieses ebenfalls modifiziert und mit dem anderen Netzteil in Reihe geschaltet. Eine Sequenzerschaltung ge-

währleistet ein definiertes Einschalten der Netzteile. Eingangs- und Ausgangsspannungen wurden mit zusätzlichen Filtern versehen. Bild 19 zeigt das fertig gestellte Netzteil für die 600-W-Endstufe.

Dieses Stromversorgungskonzept ist grundsätzlich auch für die 300-W-Endstufe geeignet, jedoch sind in diesem Fall Module mit geringerer Leistung ausreichend.

### ■ Zusatzbaugruppen

Für den Betrieb der Endstufen sind einige Zusatzbaugruppen erforderlich, die bereits im zweiten Teil des Beitrag zur 300-W-Endstufe erwähnt wurden.

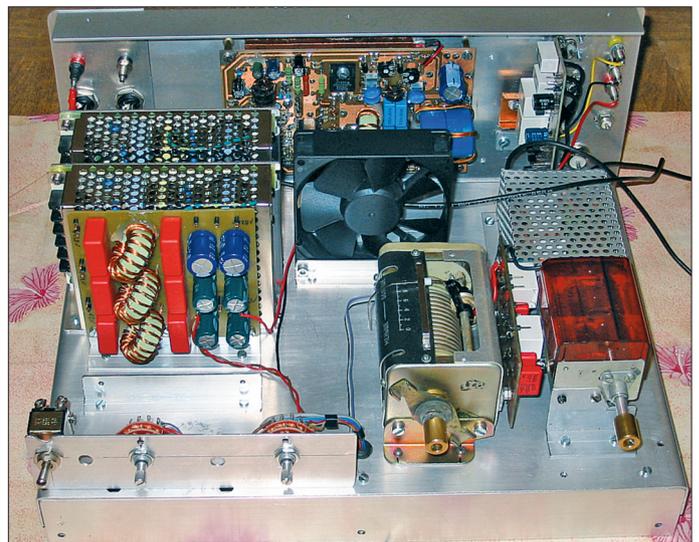
Dazu gehört ein Diplex-Ausgangsfilter für die Bänder 160 bis 10 Meter, welches nach [7] aufgebaut wurde. Darüber hinaus habe ich die Endstufe mit einem Richtkoppler und einer Schaltung zur PEP- und SWV-Anzeige nach [8] vervollständigt.

Ein Sequenzer stellt die optimale Relaischaltfolge und ein schaltbares Dämpfungsglied die gewünschten Pegelverhältnisse sicher. Zur Antennenanpassung dient eine Kombination aus Rollspule und Drehkondensator. [ru.e.moeller@web.de](mailto:ru.e.moeller@web.de)

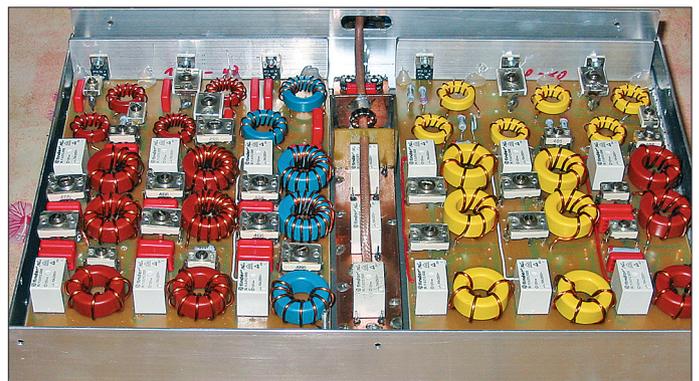
### Literatur

- [1] Möller, R., DJ1MR: 300-W-MOSFET-Endstufe selbst gebaut. FUNKAMATEUR 61 (2012) H. 7, S. 734–737, H. 8, S. 840–843
- [2] Philips Semiconductors, A wideband linear power amplifier (1.6 - 28 MHz) for 300 W PEP with 2 MOS transistors BLF177 Application Note NC08703
- [3] IXYS RF Corporation, datasheet IXZH10N50LA/B RF Power MOSFET
- [4] Motorola Inc., datasheet MRF426 - RF POWER TRANSISTOR NPN SILICON
- [5] Philips Semiconductors, RF transmitting transistor and power amplifier fundamentals, Power amplifier design
- [6] Reichelt Elektronik, GmbH & Co. KG, Elektronikring 1, 26452 Sande, Tel. (0 44 22) 9 55-3 33; [www.reichelt.de](http://www.reichelt.de)
- [7] Sabin, W.E., WO1YH: Diplexer Filters for an HF MOSFET Power Amplifier. QEX 19 (1999) H. 7/8, S. 20–26
- [8] Hirsch, J., DJ7AW: Leistung ist nicht gleich Leistung. CQDL 76 (2004) H. 10, S. 712–715

**Bild 20:**  
Montierte Frontplatte mit PEP- und SWV-Anzeigeelementen



**Bild 21:**  
Endstufe von vorn; die Diplexfilter und der Richtkoppler befinden sich unterhalb der Abdeckung.



**Bild 22:**  
Montiertes Diplexfilter mit Richtkoppler, SWV- und PEP-Wattmeter



**Bild 23:**  
Einfaches Oberwellenfilter für die 300-W-Endstufe