

Technical Reports

Editor: Rainer Bertelsmeier, DJ9BV

100W Transistor-Linear on 1.3GHz

(Transistorisierte Leistungsendstufe 100W für das 23 cm Band)

Konrad Hupfer, DJ1EE

Kurzbeschreibung: Nach Einführung des DAB-Bereichs von 1,4 bis 1,6GHz haben namhafte Hersteller (MA/COM, MOTOROLA und ERICSSON) leistungsfähige Lineartransistoren für diesen Frequenzbereich herausgebracht. Ein damit konstruierte PA für 1,3GHz liefert ca. 100W Ausgangsleistung bei 8...9dB Verstärkung und erstklassiger Linearität (-30dBc IMD₃).

Abstract: After the introduction of linear power transistors for the DAB band of 1.4 to 1.6GHz several manufacturers (MA/COM, MOTOROLA and ERICSSON) have introduced low cost linear transistors for an output Power of 100W. A PA for the 1.3GHz amateur band delivers about 100W output power with 8...9dB of gain and good efficiency as well as linearity (-30dBc IMD₃).

Einführung

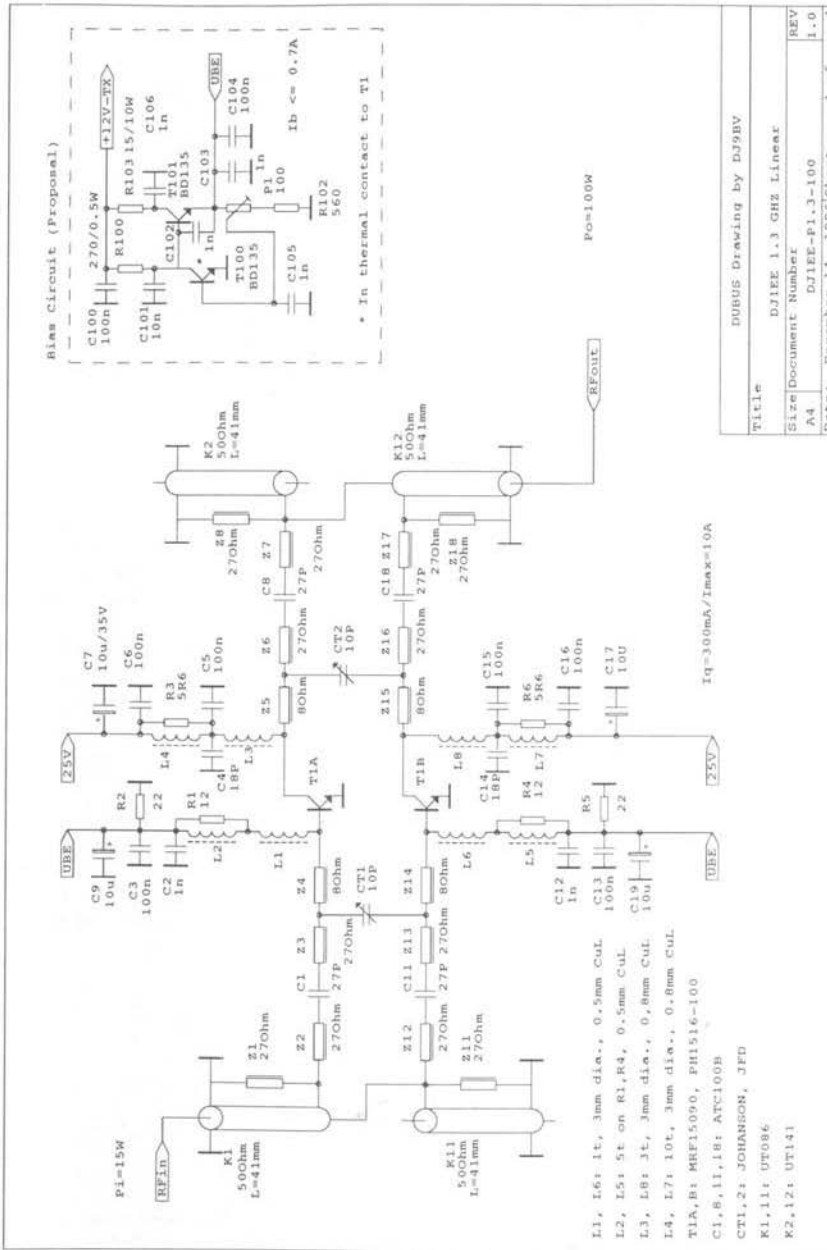
In den letzten Jahren erschienen eine Reihe interessanter Leistungsbaulemente für 1,5GHz auf dem Markt. Motorola, Philips, MA/COM und Ericson bieten verschiedene Leistungstransistoren mit maximalen Ausgangsleistungen bis zu 120W für zukünftige DAB-Sender an (Digital Audio Broadcasting). Diese Halbleiterelemente weisen eine hohe Linearität auf, wie sie ja für das neue Übertragungsverfahren DAB (Vielträgeranwendung) notwendig ist.

Mit diesen Verstärkerelementen (deren z.Zt. noch etwas hohe Preise bald fallen werden) lassen sich im Amateurfunkbereich bei 1,3GHz nun wirklich lineare SSB Verstärker erstellen, die die bisher im großen Umfang benützten "mechanischen" Röhrenverstärker ersetzen können.

Table 1: Linear Power Transistors for DAB (1.4..1.6GHz)

Manufacturer	Type	Output [W] @ 1dB Compression	Typ. eff. η [%]	Gain [dB]	Voltage [V]
MA/COM	PH1516-100	110	40	9	25
Motorola	MRF15090	90	36	8	26
Ericsson	PTB20176	90	??	8	26

Fig. 1: Circuit Diagram



Title	
DUBUS Drawing by DJ9BV	
DJ1EE 1.3 GHz Linear	
Size	Document Number
A4	DJ1EE-P1.3-100
Date:	December 14, 1996
Sheet	1 of 1

Ziel dieses Artikels ist es, einen Leistungsverstärkerbau zu beschreiben, den nun wirklich jeder mit UKW-Schaltungstechnik vertraute Amateure auch ohne dem Kauf einer vorbereiteten Platine herstellen kann. In einem zweiten Teil in Heft 1/1997 wird Dieter Briggmann, DC6GC, eine Platine vorstellen, die auf dieser Schaltung basiert.

Alle Typen sind Gegentakt-Transistoren und in einem Zwillingsgehäuse (GEMINI) für Streifenleitungsaufbauten untergebracht. Die notwendigen Ruhestrome für den Linearbetrieb liegen bei 150mA/Transistor.

Die Kurzdaten der verwendbaren Transistoren ist aus Tabelle 1 ersichtlich.

Introduction

The introduction of the new DAB band around 1.5GHz gave rise to the availability of high power linear transistors. The major manufacturers (MA/COM, MOTOROLA and ERICSSON) provide push-pull transistors with up to 110W linear output power, high gain and good linearity at moderate prices. With these transistors it's possible to develop linear amplifiers for 1.3GHz SSB which are able to make those tube amplifiers with a 2C39 obsolete. This article describes a power amplifier

in an experimental construction. A following part 2 by Dieter Briggmann, DC6GC in issue 1/1997 will introduce a ready made PCB, which is based on this circuit.

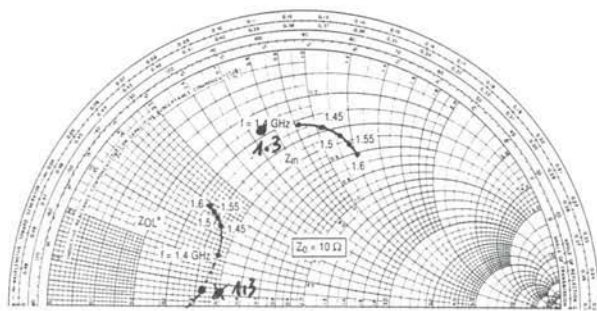
All types of the transistors shown in table 1 are of the push-pull variety in a GEMINI package usable for stripline construction.

Schaltungsbeschreibung

Abb. 1 zeigt Gesamtschaltung, aus der auch die Gleichstromversorgung u.a. Schaltungseinzelheiten Abblockung usw. hervorgehen. Die zur Ermittlung der Netzwerke erforderlichen Impedanzen R_{BB} (sym. komplexer Eingangswiderstand, wirksam zwischen deren Basen) und R_{CC} (an den beiden Kollektoren wirkender symmetrischer komplexer Lastwiderstand) werden von den Herstellern speziell im DAB-Frequenzbereich bei 1,45GHz angegeben (siehe Abb. 2).

Durch "überlegtes" Fortsetzen der Kurven für R_{BB} und R_{CC} auf 1,3GHz lassen sich folgende grobe Werte für den Motorola Transistor ermitteln:

- R_{BB} @ 1,3GHz = $2,8\Omega + j*7,5\Omega$ (Eingangswiderstand)



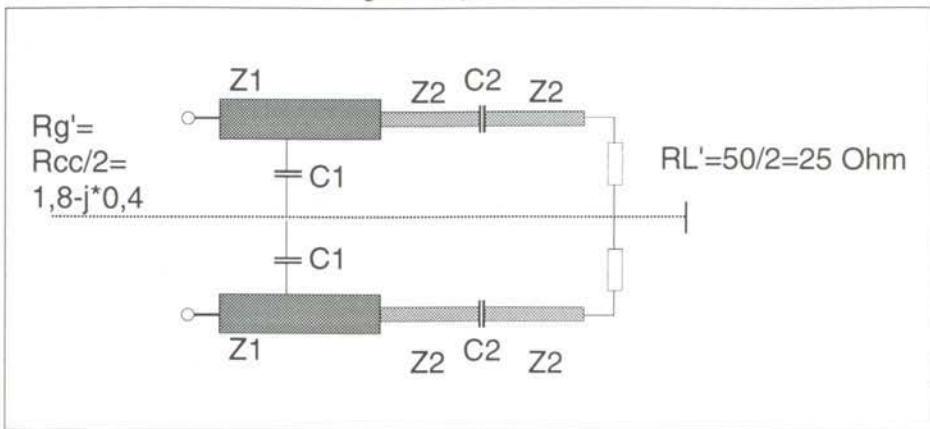
f (MHz)	Z_{in} (Ω)	Z_{OL}^* (Ω)
1400	$3.28 + j9.07$	$4.62 + j2.23$
1450	$3.85 + j10.4$	$4.35 + j3.41$
1500	$4.55 + j11.4$	$4.08 + j3.60$
1550	$5.45 + j11.9$	$3.80 + j3.78$
1600	$6.20 + j12.2$	$3.55 + j3.84$

Z_{in} = Input impedance is a balanced base to base measurement.

Z_{OL}^* = Conjugate of optimum load impedance collector to collector into which the device operates at a given output power, bias current, voltage and frequency.

Fig. 2: Impedances of MRF15090

Fig. 3: Output network



- $R_{CC} @ 1,3\text{GHz} = 3,6\Omega - j*0,8\Omega$ (Lastwiderstand)

Das Eingangsnetzwerk hat also die Aufgabe, den symmetrischen Eingangswiderstand R_{BB} auf den reellen unsymmetrischen Anschlußwiderstand von 50Ω zu bringen.

Entsprechend transformiert das Ausgangsnetzwerk den üblichen unsymmetrischen Lastwiderstand von 50Ω auf den symmetrischen Arbeitswiderstand R_{CC} des Transistors.

Zur Ermittlung der notwendigen Bauelemente (Leitungstransformation, Parallelkapazitäten, usw.) kann man die Gegentaktschaltung in 2 Hälften aufteilen. Dies soll am Ausgangsnetzwerk gezeigt (Abb. 3) werden:

Dieses Teilnetzwerk bestehend aus Z_1 , C_1 , Z_2 , C_2 , und Z_2 bringt den reellen Teillastwiderstand von 25Ω auf $\frac{R_{CC}}{2} = 3,6\Omega - j*0,4\Omega$. Zur Vereinfachung der Schaltung wird nun die Kollektorspeisedrossel groß gegen $\frac{R_{CC}}{2}$ gewählt (3 Wdg., 3 mm Durchmesser; CuL 0,5 mm Durchmesser) und C_2 ist mit 27pF fast als reiner Gleichspannungs-Trennkondensator zu betrachten. Damit kann der Einfluß dieser beiden Schaltungselemente auf die Transformation vernachlässigt werden. Die Ausgänge der beiden Einzelnetzwerke bieten zusammen wieder 50Ω symmetrisch. Eine Symmetrieleitung mit dem Wellenwiderstand von 50Ω besorgt den

Übergang symmetrisch - unsymmetrisch. Theoretisch kann nun diese Anpassungsaufgabe mit einer einfachen L/C-Schaltung gelöst werden. Da aber die Ermittlung des wirklichen Lastwiderstandes höchst ungenau ist, empfiehlt sich eine Experimentierschaltung und auch ein entsprechender Aufbau, um einen möglichst großen Abgleichbereich zu erhalten.

Die Zwangssymmetrisierung am Eingang und Ausgang erfolgt ebenfalls mit aufgelöteten 27Ω -Leitungen, die zur Platzersparnis im Mustersaufbau am Ende "um die Ecke" angeordnet sind (Abb. 4). Eine dient dazu jeweils als Träger für den 1:1 BALUN; ein 50Ω Kabel, das den Übergang symmetrisch - unsymmetrisch schafft.

Vielleicht noch ein Wort zur sogenannten Zwangssymmetrisierung, betrachtet am Ausgangsnetzwerk:

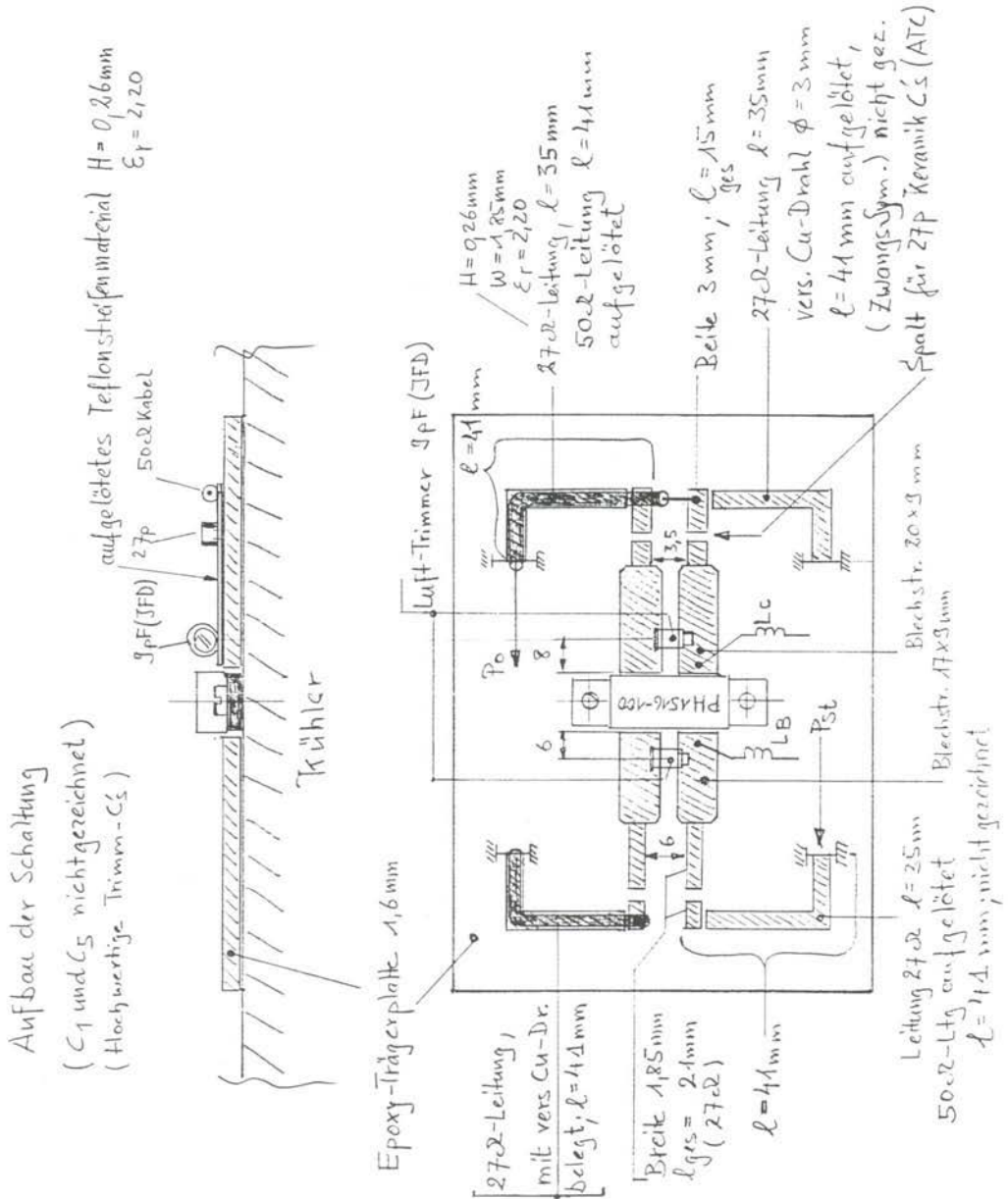
Der BALUN (Semirigid Koax 50Ω mit einer Länge von

$$\frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon}} = \frac{58}{\sqrt{2.1}} \approx 41\text{mm}$$

symmetrisch erscheinende Ausgangsleistung P_o für einen normalen Koaxanschluß umzuformen. (Erstmals verwendet von Guanella 1933, Schweiz). Der Mantel dieses Koaxialkabels stellt nun eine immerhin wirksame Induktivität (je nach Lage der Leitung zur Masse-Ebene) dar, die den symmetrischen Ausgang einseitig belasten würde.

Fügt man am "Seelenanschluß" des Koaxkabels nun an der symmetrischen Stelle die gleiche in-

Fig. 4: Construction of Test Circuit



duktive Belastung ein, so ist die Symmetrie wieder hergestellt. Diese Längen müssen bei der Berechnung der Einzelnetzwerke mit berücksichtigt werden. (Sehr einfach durchzuführen bei Anwendung des Mikro-Wellenprogrammes "SUPER COMPACT PC"; im SMITH-Diagramm zu Fuß schon etwas mehr Arbeit!)

Die Realisierung der angegebenen Schaltung wurde aus den Erfahrungen und Anpaßberechnungen für ähnliche Stufen kleinerer Leistung (meist im Eintaktbetrieb), abgeleitet. Grundsätzlich sind die Anpaßnetzwerke mit Hilfe des SMITH-Diagrammes oder noch besser durch Anwendung moderner Syntheseprogramme wie z.B. SUPER-COMPACT PC zu ermitteln. In allen Fällen müssen jedoch zum Start für die Dimensionierung der Leitungen feste Annahmen, z.B. Z und L gemacht werden, da es theoretisch unendlich viele Möglichkeiten zur Gestaltung der Transformationswege gibt. Man darf hier ohne weiteres freimütig bekennen, daß man eben bei der gegebenen Unsicherheit für den komplexen Lastwiderstand ein gehörig Maß in die praktische Ermittlung der optimalen Schaltung stecken muß.

Description

You can see the circuit diagram in Fig. 1. Data on optimum load and input impedances are specified by the manufacturers down to 1.4GHz (Fig. 2). For the MRF15090 for example the values for 1.3GHz can be extrapolated by careful thinking:

- R_{BB} @ 1,3GHz = $2,8\Omega + j*7,5\Omega$ (Input Impedance)
- R_{CC} @ 1,3GHz = $3,6\Omega - j*0,8\Omega$ (Load Impedance)

The input network has to transform the symmetrical input impedance R_{BB} to the unbalanced generator impedance of 50Ω .

In a similar way the output network has to provide a symmetrical optimum load impedance R_{CC} from the unbalanced load of 50Ω .

To get the values for the circuit elements it's easier to explain, if you divide the symmetric network into two unbalanced half networks (Fig. 3):

The partial network Z_1 , C_1 , Z_2 , C_2 and Z_2 transforms the half of the real load impedance of 25Ω

into $\frac{R_{CC}}{2} = 3,6\Omega - j*0,4\Omega$. The collector feed chokes have to be chosen for an impedance large compared to $\frac{R_{CC}}{2}$. C_2 just functions as a DC-

block. Both output networks sum up to 50Ω unbalanced via a subsequent Guanella balun (Balanced-unbalanced). It is made from a quarterwave 50Ω semirigid cable. Trimmers allow for a sufficient tuning range to accommodate different transistors.

Some remarks to the balun circuit used:

The BALUN is made from a piece of quarterwave

$(\frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon}} = \frac{58}{\sqrt{2.1}} \approx 41mm)$ 50Ω semirigid cable. This

piece of coax with floating ends on one side performs the balanced to unbalanced transformation. Because the sleeve represents a shorting inductance to ground this circuit is slightly unbalanced. To achieve perfect symmetry the symmetric ports are terminated with equal length striplines and the center conductor of the balun is terminated by an equal length piece of semirigid or wire. This principle has been used by Guanella in 1933 for the first time.

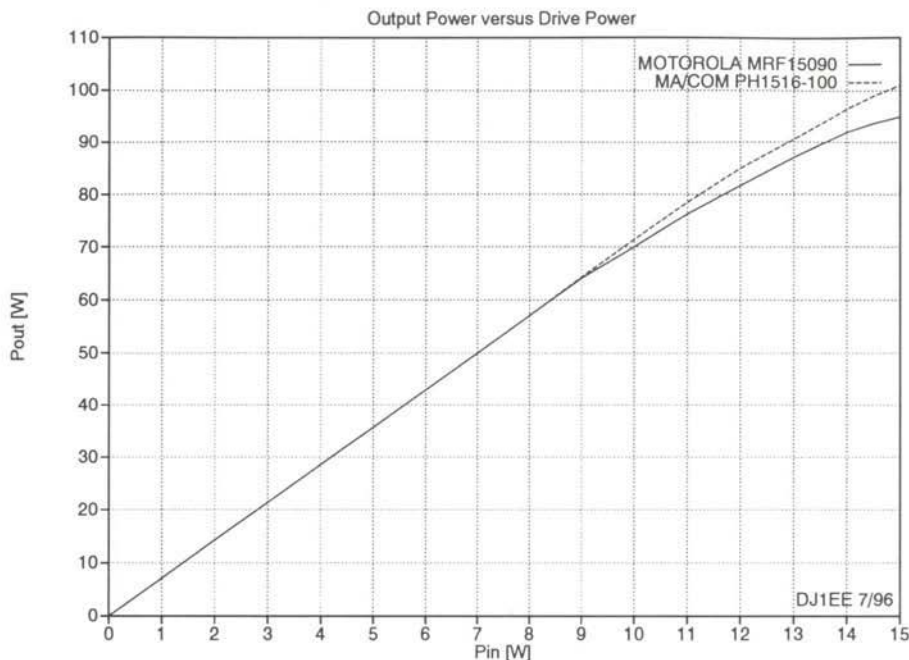
The realisation of the circuit in Fig. 1 is a result based on the experience of the design of many amplifiers for smaller powers or on different frequencies.

Praktischer Aufbau der Schaltung

Der Transistor wird auf den vorgesehenen Kühler montiert; direkt daran anschließend werden 2 einfach oder doppelt kaschierte Epoxyplatten etwa der Größe 70mm x 50mm montiert (Abb. 4). Die oben liegenden Kaschierung dient dabei als gemeinsame Grundplatte und Masse für die Streifenleitungen.

Als Hochfrequenzverdrahtung dient hier z.B. eine 27 Ω Leitung¹ (Material Rogers RT Duroid 5870, H = 0,26mm, W = 1,8mm, $\epsilon_r = 2,33$). Für ähnliche Aufbauten mit aufgelöteten Streifenleitern empfiehlt sich im allgemeinen die Verwendung vorbereiteter 50Ω -Streifen, die mit ihrer Masseseite auf die Grundplatte (Epoxy 1,6 mm) gelötet wird (Abb. 4). Sie kann durch Auflöten von Blechstreifen

Fig. 5: Output vs. Drive Power



fen verschiedener Längen und Breiten (Änderung von Z_0) als Abstimmelement dienen.

Besonderes Augenmerk ist der Stabilität des Arbeitspunktes zu widmen. Die Basisspannungsquelle muß auch für die verwendete Modulationsfrequenz niederohmig (R_i muß $< 0,1\Omega$ sein, um geringe Intermodulationsprodukte bei SSB zu erhalten. Es ist selbstverständlich, daß die U_{BE} -Spannungserzeugung (U_{BE} ca. 0,6 - 0,8V) mit Hilfe einer "Temperaturmeldediode", montiert am Flansch des Leistungstransistors, mit gesteuert wird. Entsprechende Schaltungen sind in der Amateurliteratur schon oft veröffentlicht worden. Ein einfacher Vorschlag findet sich in Abb. 1:

Die Zwei-Transistor Regelschaltung benutzt die Basis-Emitter-Strecke von T100, der thermisch an den HF-Transistor gekoppelt ist, als Referenzspannung einer Regelschaltung mit T101, die un-

abhängig von der Belastung ($I_{out} < 0,7A$) die Spannung am Ausgang U_{BE} konstant hält. Der Innenwiderstand ist ca. $50m\Omega$. Die Ausgangsspannung fällt, wie gewünscht, mit steigender Gehäusetemperatur des HF-Transistors. Der Ausgangsstrom und damit der Basisstrom des HF-Transistors wird durch R103 auf max. 0,8A begrenzt. Der Ruhestrom wird mit P1 eingestellt. Eine noch mehr ausgeklügelte Schaltung mit noch niedrigerem Innenwiderstand, die mit einem $\mu A723$ bestückt ist, findet sich in [3].

Construction

The transistor has to be screwed to the cooler. Two PCBs made from double cladded epoxy (Size 70x50mm) are mounted on both sides. These PCBs serve as a ground plane for the striplines, made from 0,25mm thick DUROID 5870.

1 Es wurde hier eine 27Ohm Leitung verwendet, da sie eben aus anderen Versuchen gerade vorhanden war.

In this construction I use 27 Ω lines for example (Strips made from Rogers RT DUROID 5870 with 0.26mm thickness and 1.8mm width). For other applications you can prepare 50 Ω strips perhaps on a somewhat thicker substrate.

The return paths for the input and output baluns is made from 27 Ω lines as well (Fig. 4).

A few words to the supply for U_{BE} :

The bias voltage source should have an impedance of less than 0.1 Ω and should have a temperature coefficient, which has the opposite polarity and the same magnitude as the coefficient the RF-transistor. Then a stable bias for the RF-transistor is guaranteed. A typical circuit is the two transistor circuit of Fig. 1. U_{BE} of T100 serves as the reference voltage and also samples the temperature of the RF-transistor. T101 is in a feedback loop with T100 to deliver a high output current. Increasing temperature of the RF-transistor causes the output to decrease and hence compensates the bias current of the RF-transistor. P1 is the bias adjust pot. The internal impedance of the circuit is about 50m Ω . R103 limits the output current to about 0.8A. A more sophisticated circuit based on the μ A723 can be found in the MOTOROLA databook ([3]).

Inbetriebnahme und Abgleich

Es ist zweckmäßig, zum Beginn mit einer verminderten U_{CE} zu arbeiten (U_{CE} ca. 20 V). Der Ruhestrom ist auf etwa 300 mA einzustellen, bei angeschlossenem 50 Ω Lastwiderstand und einem 3dB Dämpfungsglied zwischen Ansteuerquelle (15W 23 cm Sender) und Eingang der Stufe.

Zum Abgleich des Eingangsnetzwerkes ist eine Reflektometer direkt am Eingang einzuschleifen, die Ausgangsleistung muß natürlich auch in irgend einer Form gemessen werden. Der "Steuersender" wird nun langsam aufgedreht unter Beobachtung des Kollektorstromes, der Eingangsreflektion und der bereits entstehenden Ausgangsleistung.

Die variablen C's des Eingangsnetzwerkes werden nun auf minimale Eingangsreflexion abgeglichen. Je nach Transistortype sind auch noch die Breiten und Längen der aufgelöteten Blechstreifen zu ändern.

Für den Abgleich der Ausgangsseite gilt wie für alle Leistungsstufen: Trimmen mittels der C's und der "Abgleich-Bleche" auf maximal Po bei einem Wirkungsgrad von ca. 40%. Bei entsprechender Kühlung (Lüfter) kann ohne weiteres 90W als Dauerleistung bei voller Kollektorspannung und Feinnachgleich gefahren werden (Abb. 5).

Nachsatz:

Der Autor verwendet für alle Amateur- und Laboraufbauten seit 20 Jahren die "50 Ω -Auflöstreifenmethode" bis zu 24GHz.

Initial Operation

Apply about 20V of supply voltage from a current limited, regulated power supply. Adjust bias pot to a bias current of around 300mA. Connect exciter with max 15W output via a 3dB PAD. This is for safety reasons.

Insert VSWR-meter into the input line and a power meter in the output line to a 50 Ω dummy load.

Apply increasing drive power starting from about 1W, adjust CT2 for maximum power output and CT1 for minimum input VSWR.

If you achieve around 50W, switch to the higher supply voltage of 25V and remove 3dB PAD for utilizing the full drive power.

Start with a drive power of 5W and repeat procedure above. Don't exceed a total current of 10 A. Let cool down during tuning pauses. Apply a small axial blower to the heat sink.

By fine tuning an output power of 90...100W can be achieved with an efficiency of 40% (Fig. 5).

References

- [1] Konrad Hupfer, DJ1EE, "Endstufen...", Mikrowellentagung in München, 1995, pp. 54ff
- [2] Motorola, "RF Device Data", DL110D/REV5, pp. 2-712...2-720
- [3] Helge O. Granberg, Application Report AN-758 "A Two Stage 1 kW Solid-State Linear Amplifier" in Motorola, "RF Device Data", 1984-BO55, pp. 4-154...4-155
- [4] MA/COM, "RF, Microwave Semiconductors", 1995, pp.9-160...9-161