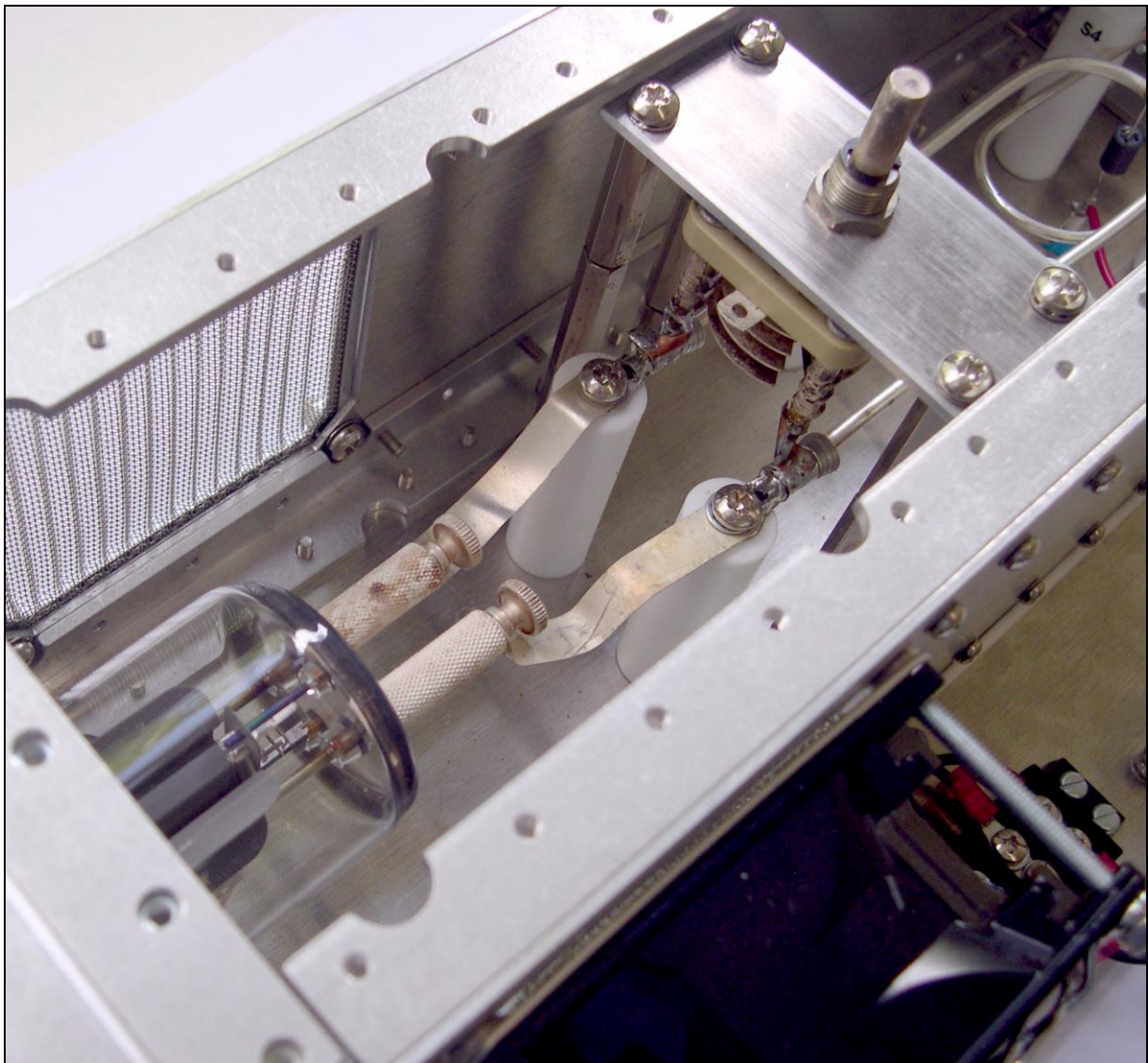


## Die 2m-Endstufe mit der QQE 06/40.

Von Henry Westphal, im Sinne einer Zusammenfassung der gemeinsam mit Felix Baum, Axel Schoenau, Alexander Bauz und Hendrik Zech erzielten Arbeitsergebnisse.

Stand: 11.04.2020



## Vorbemerkung

Dieser Bericht dokumentiert den Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme einer VHF-Endstufe, wie sie im Jahr 2018 im Rahmen eines Lehrauftrags des Verfassers am Fachgebiet EMSP der TU-Berlin, in Zusammenarbeit mit der Amateurfunkstelle der TU-Berlin DK0TU und der Firma TIGRIS-Elektronik GmbH, durchgeführt wurde.

Dieser Bericht ist als Erfahrungsbericht und nicht als detaillierte Bauanleitung zu verstehen. In dieser Endstufe sind viele Spezialteile verwendet, die kundenspezifisch sind oder, da heute nicht mehr gefertigt, gebraucht bezogen wurden. Wer plant, eine derartige Endstufe zu bauen wird daher immer die konkrete Schaltung nach den tatsächlich zum Zeitpunkt der Planung zur Verfügung stehenden Bauteilen auslegen, so wie auch wir es getan haben.

In diesem Bericht ist der gesamte Arbeitsprozess, von der Konzeption, über den Detailentwurf, die Inbetriebnahme bis hin zum erfolgreichen Einsatz im Funkverkehr ausführlich und nachvollziehbar beschrieben. Der Großteil des hier Beschriebenen ist auch dann hilfreich, wenn man eine andere als die hier beschriebene Schaltung aufbaut.

Bitte beachten Sie unbedingt die folgenden Hinweise:

***Sendeanlagen dürfen entsprechend den gesetzlichen Bestimmungen nur von lizenzierten Funkamateuren auf den dafür zugelassenen Frequenzen betrieben werden.***

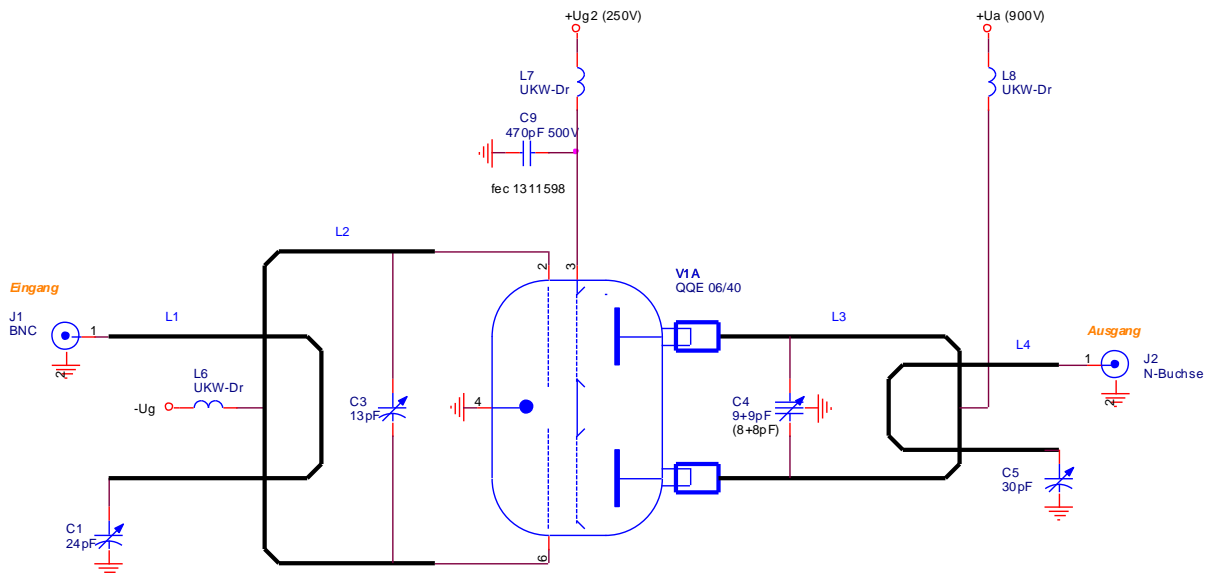
***Diese Schaltung arbeitet mit lebensgefährlicher Spannung. Kondensatoren können tödliche Spannungen über längere Zeit halten. Stellen Sie daher unbedingt den Berührungsschutz sicher und verbinden Sie alle berührbaren Metallteile mit einer sicheren Erdung ausreichenden Querschnitts.***

***Diese Schaltung gibt erhebliche Hochfrequenzleistung ab. Bei Berührung des Antennenkreises der Endstufe können gefährliche Verbrennungen entstehen.***

Sie können den Verfasser, Henry Westphal, unter [hw@tigris.de](mailto:hw@tigris.de) kontaktieren.

## Das Prinzip

Diese Endstufe arbeitet als Gegentakt-Endstufe in Kathodenbasischaltung. Als gitterseitiger Eingangskreis und als anodenseitiger Ausgangskreis werden Lambda/4-Lecherkreise vorgesehen.



Vereinfachtes Schaltbild der Endstufe

Die Ein- und Ausgangssignale werden über Koppelschleifen in die Lecherkreise ein- bzw. aus ihnen ausgekoppelt. Diese Koppelschleifen werden mit nachgeschalteten Trimmerkondensatoren auf Serienresonanz und damit ein minimales Stehwellenverhältnis abgeglichen. Die Lecherkreise werden mit Trimmerkondensatoren am hochohmigen Ende der Kreise auf Resonanz abgeglichen.

Die Tetrodensysteme der verwendeten Endröhre QQE 06/40 haben eine gemeinsame Kathode und einen gemeinsames Schirmgitter. Die folgende Abbildung zeigt einen Querschnitt durch die Systeme der QQE 06/40:

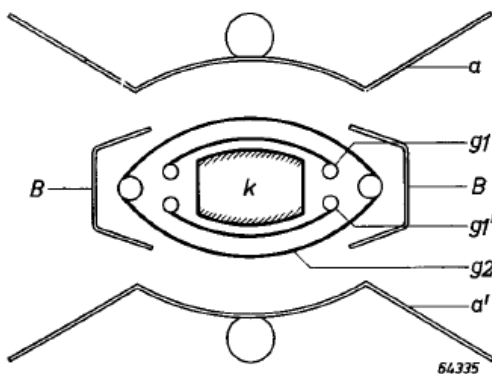


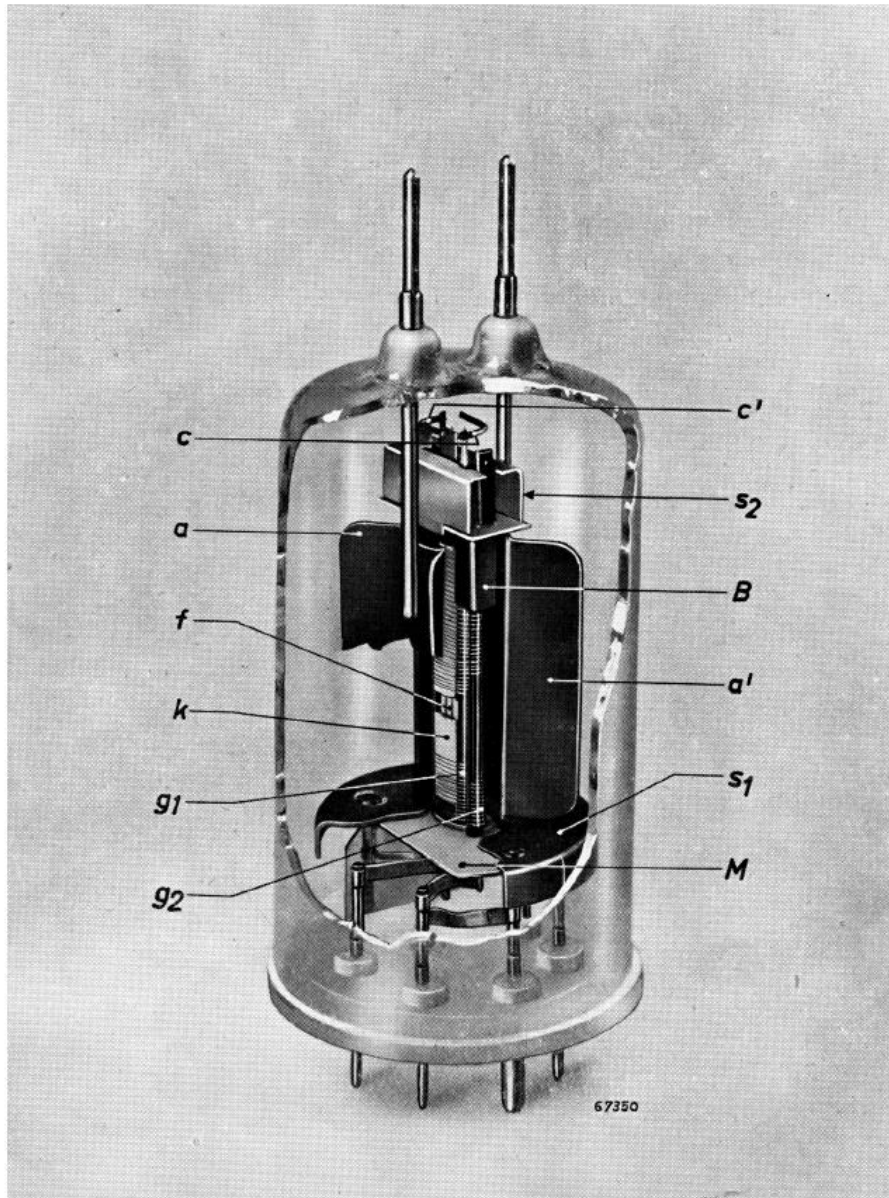
Fig. 2. Horizontal cross section of the electrode system of the QQE 06/40. The indications at the electrodes refer to fig. 3.

(Quelle: Philips)

Eine Kathodenbasisstufe mit ein- und ausgangsseitigen Resonanzkreisen mit übereinstimmender Resonanzfrequenz würde ohne Neutralisation schwingen. Bei der Gegentaktendstufe ist die Neutralisation besonders einfach, da die dazu benötigte um 180° phasenverschobene Spannung prinzipbedingt am Ausgang



des gegenüberliegenden Zweiges vorhanden ist. Die Anodenwechselspannung des jeweils „gegenüberliegenden“ Zweiges wird über eine Kapazität an das Gitter des jeweils betrachteten Zweiges gelegt. Die Kapazität ist so bemessen, dass eine exakte Kompensation der Rückwirkung von der „eigenen“ Anode auftritt. Die Neutralisationskondensatoren sind in der QQE06/40 bereits integriert und der folgenden Abbildung, gekennzeichnet mit „c“ und „c“ dargestellt:



**Fig. 3.** Photograph showing the construction of the double tetrode QQE 06/40. The heater *f* is surrounded by the cathode *k*, one of the emitting surfaces being visible. Further are shown: one of the control grids, *g*<sub>1</sub>, the screen grid *g*<sub>2</sub>, the anodes *a* and *a*′, one of the beam plates *B*, the screen *S*<sub>1</sub> screening the mica plate *M* by means of which the electrodes are supported. The rods *c* and *c*′ are connected to the supporting rods of the grids *g*<sub>1</sub> and *g*<sub>1</sub>′ respectively and form together with the anode leads neutralizing capacitors. The box *S*<sub>2</sub> connected to the cathode and the plates *B* screen the neutralizing capacitors from the electrode systems.

(Quelle: Philips)

Würde man die Neutralisationskondensatoren durch Parallelschaltung externer Kapazitäten über den zur exakten Kompensation der Anodenrückwirkung benötigten Wert hinaus vergrößern, dann wird eine Mitkopplung wirksam und die Endstufe schwingt erneut. Man erhält dann exakt das Schaltbild und das Verhalten des bekannten astabilen Multivibrators.

## Der Detailentwurf

### *Der Detailentwurf des HF-Teils*

Diese Endstufe ist für einen Frequenzbereich von 144 bis 146 MHz vorgesehen. Die Ausgangsleistung beträgt bis zu 100W. Sie kann für den A,B, oder C-Betrieb eingestellt werden.

Der HF-Teil arbeitet als Gegentakt-Stufe. Das Eingangssignal wird in den gitterseitigen Lecherkreis eingekoppelt. Das Ausgangssignal wird aus dem anodenseitigen Lecherkreis ausgekoppelt. Die Eingangs- und die Ausgangsimpedanz beträgt 50 Ohm.

Die grundsätzliche Funktion der Schaltung wird an dieser Stelle als bekannt vorausgesetzt. Es wird in der Folge nur auf die spezifische Realisierung der Schaltung eingegangen.

Der HF-Teil entspricht im Wesentlichen der Schaltung von Hans-Jörg-Dierking (DJ6CA), die in der Ausgabe 12/1976 der Zeitschrift „UKW-Berichte“ veröffentlicht wurde.

Diese Veröffentlichung ist im Internet zu finden:

<https://www.robkalmeijer.nl/techniek/electronica/radiotechniek/hambladen/ukw-berichte/1976/page234/index.html>

Ein Nachbau dieser Endstufe wurde bei Ebay ersteigert und stand als Anschauungsobjekt beim Entwurf zur Verfügung. Zu einem späteren Zeitpunkt wurde diese Endstufe von H-J.Dierking noch einmal modifiziert und unter der Marke „Eurofrequency“ als Bausatz angeboten und fand damit eine gewisse Verbreitung. Der Schaltplan und die Dokumentation dieser Version wurden ebenfalls für den von uns durchgeführten Entwurf betrachtet.

Eurofrequency hat seinerzeit die folgenden technischen Angaben publiziert:

- Frequenzbereich: 144-146 MHz
- Eingangsleistung (DC): 250W SSB/CW 150W FM
- Steuerleistung: ca. 1..10W
- Ein- und Ausgangsimpedanz: 50-75 Ohm
- Ausgangsleistung: 150W SSB/CW, 100W FM
  
- Anodenversorgung: + 600..900V ca. 300mA
- Schirmgitterversorgung: +250V, ca. 20mA
- Steuergittervorspannung: -150V ca. 20mA regelbar
- Heizspannung: 6,3V AC, 1,8A

Die Doppeltetrode QQE06/40 wurde 1951 von Philips speziell für mobile Sendeendstufen im VHF-Bereich herausgebracht. Sie war über lange Zeit stark verbreitet und ist auch heute noch gut erhältlich.

Die Kathode und das Schirmgitter der QQE06/40 sind für beide Röhrensysteme als gemeinsame Elektroden ausgeführt. Damit ist die Induktivität zwischen den Kathoden und Schirmgittern beider Tetrodensysteme äußerst gering. Dies erhöht die Stabilitätsreserve der Gegentaktstufe gegenüber dem Aufbau mit zwei getrennten Röhrensystemen erheblich.

Die QQE06/40 besitzt zwei interne Neutralisationskondensatoren zwischen den Steuergittern und den Anoden des gegenüberliegenden Tetrodensystems (in Form von ca. 2mm langen Drähten, die an der Oberseite des Röhrensystems gut zu erkennen sind). Die Kapazität der Neutralisationskondensatoren zwischen dem Steuergitter des einen Tetrodensystems und der gegenüberliegenden Anode entspricht der Kapazität zwischen dem Steuergitter und der „eigenen“ Anode. Die Spannung an der Anode des gegenüberliegenden Tetrodensystems ist im Gegentaktbetrieb phasengleich mit der Spannung am Steuergitter (und gegenphasig

zur Spannung an der „eigenen“ Anode). Damit wird die Rückwirkung von der Anode zum Gitter des jeweiligen Systems kompensiert.

Das Eingangssignal gelangt über die BNC-Buchse J1 in den als Lecherkreis ausgeführten Einkoppelkreis (L1), Mit C1 wird dieser Kreis auf Anpassung und/oder Resonanz abgeglichen. (Hier Abweichung zum vorliegenden Muster, dort Serientrimmer zu L1 und Einkopplung über verdrehte Linkleitung)

Der Gitterkreis ist ebenfalls als Lecherkreis ausgeführt (L2). Er wird mit C3 auf Resonanz abgeglichen und mit R1 gedämpft (vermutlich um die erforderliche Bandbreite zu erreichen und/oder die Stabilität der Schaltung zu erreichen). Im Schaltplan von Dierking ist R1 mit 2,2kOhm angegeben. Im Mustergerät war R1 jedoch mit 12kOhm bestückt. Die Gitterspannung wird über eine UKW-Drossel an den neutralen Punkt des Lecherkreises geführt.

Die Kathode wird induktivitätsarm über eine kurz Verbindung aus Kupferband an das Chassis gelegt.

Die Schirmgitter werden direkt an der Fassung mit 470pF abgeblockt (direkte Verbindung zur Kathode). Die Schirmgitterspannung kommt von einer einstellbaren Spannungsquelle aus dem Netzteil, über einen Serienwiderstand von 2kOhm (plus den Innenwiderstand des Einstellpotentiometers)

Der anodenseitige Lecherkreis (L3) wird über zwei Kühl-Clips (Originalteile von Valvo) an die Anodenstifte angeschlossen, diese Clips stellen nicht nur den elektrischen Kontakt her, sondern dienen auch der Wärmeableitung. Der Auskopplungskreis (L4) wird mit C5 auf Serienresonanz eingestellt (Kompensation der Streuinduktivität)

Die Anodenspannung wird an den neutralen Punkt des Anoden-Lecherkreises über eine UKW-Drossel eingekoppelt. Laut Datenblatt kann die Anodenspannung bis zu 600V betragen. Dierking gibt jedoch bis zu 900V an. Der Anodentrafo im Netzteil ist ein separater Trafo, der über einen Stelltrafo an das Netz angeschlossen wird, damit kann die Anodenspannung variiert werden, ohne dass sich Heiz- und Schirmgitterspannung ändern.

Die QQE06/40 besitzt eine interne Abschirmung. Ihre Fassung wird so mit Abstand zum Chassis eingebaut, dass die interne Abschirmung auf der gleichen Höhe wie das Chassisblech liegt.

Zum Austasten des Senders wird die Schirmgitterspannung der Röhre durch ein Relais auf der Netzteilbaugruppe abgeschaltet.

Die Abmessungen der Lecherkreise wurden an die Originalschaltung von Dierking angelehnt. Die dazugehörige Maßzeichnung aus dem Originalartikel von Dierking kann unter der eingangs angegebenen Web-Adresse eingesehen werden.

## **Der Detailentwurf des Netzteils**

### **Anodenversorgung**

Der sinnvolle Betriebsbereich für die Anodenspannung liegt zwischen 600V und 900V. Dierking gibt eine Stromaufnahme von ungefähr 300mA an.

Die Anodenspannung wird mit dem Trafo T101 erzeugt. Dieser Trafo gibt bei einer Eingangsspannung von 220V sekundärseitig 650V bei 460mA ab. Er wird primärseitig über einen separaten Anschluss versorgt, um eine Einstellung der Anodenspannung mit einem Stelltrafo zu ermöglichen, während die von anderen Trafos generierten Heiz- und Schirmgitterspannungen auf ihrem Nominalwert bleiben.

Aus diesem Grund werden die Heizwicklungen von T101 nicht verwendet.

Es ergibt sich nominell eine sekundärseitige Gleichspannung von  $650V \cdot 1,41 = 916V$ .

Im Sinne einer Überdimensionierung (Ziel: hohe Reserven auch bei unerwarteten Fehlerfällen) wird ein Gleichrichter mit 1600V Sperrspannung (D101) und einer Strombelastbarkeit von 14A vorgesehen. Ein weiterer Vorteil dieses Gleichrichters ist die einfache Montierbarkeit (isoliertes Gehäuse) und der Anschluss mit Flachsteckern.

Als Lade/Siebkapazitoren werden zwei Folienkapazitoren 100uF / 1200V (teilweise aus Lagerbestand) vorgesehen, damit entfällt die aufwendige Serienschaltung von Elkos. Eine weitere Glättung erfolgt durch die DC-Drossel L1. L1 hat eine Spannungsfestigkeit von nur 500V zwischen Kern und Wicklung und muss daher isoliert montiert werden. Für die Dimensionierung der Kondensatoren war der folgende Gedankengang maßgeblich: Wäre L1 nicht vorhanden, hätte man die folgende Welligkeit:  $10ms \cdot 0,3A / 200uF = 15Vpp$ .

R122 sorgt für eine Entladung der Kondensatoren nach dem Abschalten der Gerätes. Bei einer Spannung von 900V fließt ein Strom von 9mA durch R122, womit eine Verlustleistung von 8,1W entsteht. Die Zeitkonstante ist  $200uF \cdot 100kOhm = 20s$ . R122 ist als (überdimensionierter) chassismontierbarer Widerstand mit entsprechender Spannungsfestigkeit (erst ab der 50W-Ausführung) ausgeführt, um die Montage des Gerätes zu erleichtern.

Über R104 und SW103 ist eine rasche Entladung der Kondensatoren (für zügiges Arbeiten am Prototyp) möglich (Zeitkonstante  $200uF \cdot 3,3kOhm$  ist 0,7s) SW103 ist ein Netzschalter, bei dem beide Kontakte in Serie geschaltet werden. Im Einschaltmoment fließt ein Strom von maximal  $900V / 3,3kOhm = 0,27A$ .

Die Sicherung F102 (0,5A flink) schützt bei Durchschlägen innerhalb der Röhre vor Folgeschäden.

Die Sicherung ist nur für 250VAC zugelassen, die Erfahrung hat jedoch gezeigt, dass man „normale Feinsicherungen“ auch mit Erfolg in Anodenversorgungen im kV-Bereich verwenden kann. Dieser Einsatz einer Sicherung ist jedoch normenmäßig nicht zugelassen, es müssten weit teurere Spezialsicherungen verwendet werden. Da es sich hier um einen stets beaufsichtigt betriebenen Versuchsaufbau handelt ist dieses Vorgehen in diesem Ausnahmefall gerechtfertigt.

Die Glimmlampen DS102 und DS103 zeigen an, ob sich „vor“ und „hinter“ der Sicherung Spannung befindet. Bei 900V ergibt sich ein Strom von ungefähr  $(900V - 60V) / (2 \cdot 470k) = 0,9mA$  durch die Glimmlampen. Die verwendeten Widerstände (VISHAY PR02) haben eine Spannungsfestigkeit von 500V. Daher sind zwei Widerstände in Serie geschaltet. Widerstände mit einer Spannungsfestigkeit von 1kV sind unverhältnismäßig teurer als eine derartige Serienschaltung.

### **Schirmgitterspannung und Tastung**

Die Schirmgitterspannung wird mit Hilfe des Tafos T102 erzeugt. Dieser Trafo gibt eine Sekundärspannung von 230V ab. Hieraus folgt eine Spannung von näherungsweise  $230V \cdot 1,41 = 324V$  „hinter“ dem Gleichrichter. Der verwendete Gleichrichter ist überdimensioniert, er wurde aus Gründen der Montagefreundlichkeit (isoliertes Gehäuse, Flachstecker) gewählt. R107 vermeidet unnötig hohe Spitzenströme. Mit C103 ergibt sich



näherungsweise eine Welligkeit von  $10\text{ms} * 0,05\text{A} / 100\mu\text{F} = 5\text{Vpp}$  „vor“ dem nachfolgenden Spannungsteiler.  
(Summe von Schirmgitterstrom und Querstrom kann bis zu 50mA betragen)

Die Schirmgitterspannung ist zwischen ca. 320V und ca. 190V (vor dem Serienwiderstand 2kOhm) einstellbar. Dierking gibt einen Schirmgitterstrom von ca. 20mA an. An dieser Stelle wurde bewusst auf eine elektronische Schaltung zur Spannungseinstellung verzichtet und der (von den Bauteilekosten her aufwendigere) Weg der Einstellung mit einem Leistungs-Drahtpotentiometer gewählt. Damit ergibt sich auch im Fall von starken HF-Einstrahlungen eine absolute Betriebssicherheit.

Der Querstrom durch P101 und R108 ist näherungsweise  $320\text{V} / (6,8\text{k} + 4,7\text{k}) = 27,8\text{mA}$ .

Damit Spannung über R108:  $27,8\text{mA} * 6,8\text{k}\Omega = 189\text{V}$ .

Leistung an R108:  $27,8\text{mA} * 189\text{V} = 5,1\text{W}$ .

Leistung an P101 (ohne Schirmgitterstrom):  $27,8\text{mA}^2 * 4,7\text{k}\Omega = 3,6\text{W}$

Mit C104 ergibt sich in Verbindung mit R109 und dem Innenwiderstand des Spannungsteilers eine weitere Glättung der Schirmgitterspannung. (fg aus 1kOhm und 47uF ist 3,2Hz)

Das Relais K101 schaltet die Schirmgitterspannung dann durch, wenn der Eingang PTT vom Steuersender auf Masse gelegt wird. Es fließt dann ein Strom von 110mA in den Kontakt des Steuersenders. Die Leerlaufspannung bei offenem Kontakt ist ca. 17V. D104 entkoppelt das Relais vom PTT-Eingang, um das Parallelschalten mehrerer Relais mit unterschiedlichen Versorgungsspannungen zu ermöglichen. (Achtung: Wenn anderes Relais mit weniger als 17V versorgt wird und keine Diode hat, kommt es dennoch zu ungewolltem Stromfluss durch die Spule von K101!)

Die Spulenspannung für K101 wird aus einer ungenutzten Heizwicklung mit einer Spannung von 6,3V durch Spannungsverdopplung gewonnen. Damit ergibt sich eine Gleichspannung von ca. 17V. Um die 12V-Relaisspule an diese Spannung anzupassen wird R111 vorgesehen. Die Relaisspule nimmt bei 12V 110mA auf. Damit ergibt sich der folgende Wert für R111:  $(17\text{V} - 12\text{V}) / 110\text{mA} \Rightarrow 47\text{ Ohm}$ .

Der Serienwiderstand für das Schirmgitter wurde in R109 und R113 geteilt, um einerseits R109 (auch bei ganz „nach oben gedrehtem“ Potentiometer für die Siebwirkung mit C104 nutzen zu können und andererseits durch R113 eine auch hochfrequenzmäßige Abkopplung des Schirmgitters von den Schaltungsteilen des Netzteils zu bekommen.

Mit den Glimmlampen DS104 und DS105 wird das Vorhandensein der Schirmgitterspannung „vor“ und „nach“ dem Relais angezeigt.

Der Spannungsteiler aus P101 und R108 ist gleichzeitig der Entladewiderstand für C103 und C104. Für C103 ergibt sich eine Entladezeitkonstante von  $100\mu\text{F} * (4,7\text{k} + 6,8\text{k}) = 1,2\text{s}$  Für C104 ergibt sich eine (maximale) Entladezeitkonstante von  $100\mu\text{F} * (4,7\text{k} + 6,8\text{k} + 1\text{k}) = 1,3\text{s}$ .

Die Kontakte von K101 können mit 250V AC belastet werden. Für K101 wurde ein Relais mit 3 Kontakten gewählt, um die Möglichkeit zu haben mit den zwei freien Kontaktpaaren weitere Schaltvorgänge zur Sende/Empfangsumschaltung durchzuführen.

## Steuergitter-Vorspannung

Die Gittervorspannung kann zwischen  $-18\text{V}$  und  $-110\text{V}$  eingestellt werden. Die typische Einstellung für den Linearbetrieb ist nach Dierking ca.  $-32\text{V}$ . Die Spannung von  $-18\text{V}$  kann nicht unterschritten werden, da dann die Röhre durch zu hohen Anodenstrom überlastet wird.

Die Stromaufnahme des Gitterkreises selbst ist vernachlässigbar (solange die Röhre nicht übersteuert wird und Gitterstrom fließt)

Die optimalen Gitterspannungseinstellungen weichen für SSB sowie FM und CW voneinander ab. Daher wurden zwei einstellbare Spannungsteiler vorgesehen, zwischen deren Ausgängen mit einem Kippschalter umgeschaltet werden kann.

Die negative Gittervorspannung wird mit Hilfe des Trafos T103 erzeugt. Da kein Transformator mit der „eigentlich“ benötigten Sekundärspannung beschaffbar war, wurde ein Trafo mit einer  $48\text{V}$ -Sekundärwicklung in Verbindung mit einem Spannungsverdoppler eingesetzt.

Es ergibt sich eine Ausgangsspannung von näherungsweise  $48\text{V} * 1,41 * 2 = 135\text{V}$ .

Am „oberen Ende“ der Spannungsteiler liegt eine Spannung von  $-110\text{V}$  an.  
Der Querstrom durch beide Spannungsteiler ist  $110\text{V} / (10\text{k} + 2\text{k}) = 9,16\text{mA}$ .  
Der Querstrom für beide Spannungsteiler gemeinsam ist dann  $18,3\text{mA}$ .

Über R116 bzw. R117 fällt dann  $9,16\text{mA} * 2\text{k}\Omega = 18,3\text{V}$  ab.

Die Verlustleistung in P102 und P103 ist jeweils  $9,16\text{mA}^2 * 10\text{k}\Omega = 0,81\text{W}$ .

Aus Gründen der Betriebssicherheit werden jedoch Potentiometer mit einer Belastbarkeit von  $3\text{W}$  vorgesehen.  
R115 ergibt sich wie folgt:  $135\text{V} - 110\text{V} / 18,3\text{mA} = 1,37\text{k}\Omega$ , da der Spannungsverdoppler einen nicht vernachlässigbaren Innenwiderstand aufweist wird  $1\text{k}\Omega$  gewählt.

R118 vermeidet ein „offenes“ Gitter im Moment des Umschaltens zwischen den Spannungsteilern, das Gitter wird dann in Richtung zu  $-110\text{V}$  „gezogen“.

Über C105 und C106 ergibt sich näherungsweise die folgende Welligkeit:

$(10\text{ms} * 0,018\text{A}) / 50\mu\text{F} = 3,6\text{Vpp}$ .

Über R115 und C107 erfolgt eine weitere Glättung, die Grenzfrequenz aus R115 und C107 ist ca.  $1,6\text{Hz}$ .

## Heizspannung und Relais-Versorgungsspannung

Es wird eine Heizspannung von 6,3V bei 1,8A benötigt. Die Relaisspule benötigt 12V bei 110mA. Die Heizspannung und die Relaisspannung werden mit dem Trafo T104 erzeugt.

Die erste Sekundärwicklung des Trafos wird hierzu direkt mit den Heizanschlüssen der Röhre verbunden.

Die zweite, ansonsten ungenutzte Heizwicklung wird zur Erzeugung der Relais-Versorgungsspannung über einen Spannungsverdoppler genutzt. Hierbei ergibt sich dann eine „zu hohe“ Spannung von ca. 17V, die dann mit einem Serienwiderstand herabgesetzt wird.

Über C108 und C109 ergibt sich näherungsweise die folgende Welligkeit:  
 $(10\text{ms} * 0,11\text{A}) / 1100\mu\text{F} = 1\text{Vpp}$ .

## Netzeingang

Die Netzspannung wird doppelpolig mit SW101 geschaltet und einpolig mit F101 abgesichert. Es wird (zunächst) ein, großzügig bemessener, Sicherungswert von 4A träge vorgesehen.

Der NTC-Widerstand NTC101 begrenzt den Einschaltstrom. Nach erfolgter Einschaltung des Netzteils wird NTC101 dann mit SW102 überbrückt. Nach dem Ausschalten und vor dem erneuten Einschalten des Netzteils wird SW102 wieder geöffnet. (In einer „serienreifen“ Version dieses Senders würde diese Aufgabe von einer elektronischen Steuerung übernommen)

Die Glimmlampe DS101 zeigt das Vorhandensein der Netzspannung „hinter“ der Sicherung an.

## Lüfterausgang

Die geschaltete Netzspannung wird über J104 zum Betrieb eines Lüfters an der HF-Baugruppe herausgeführt.

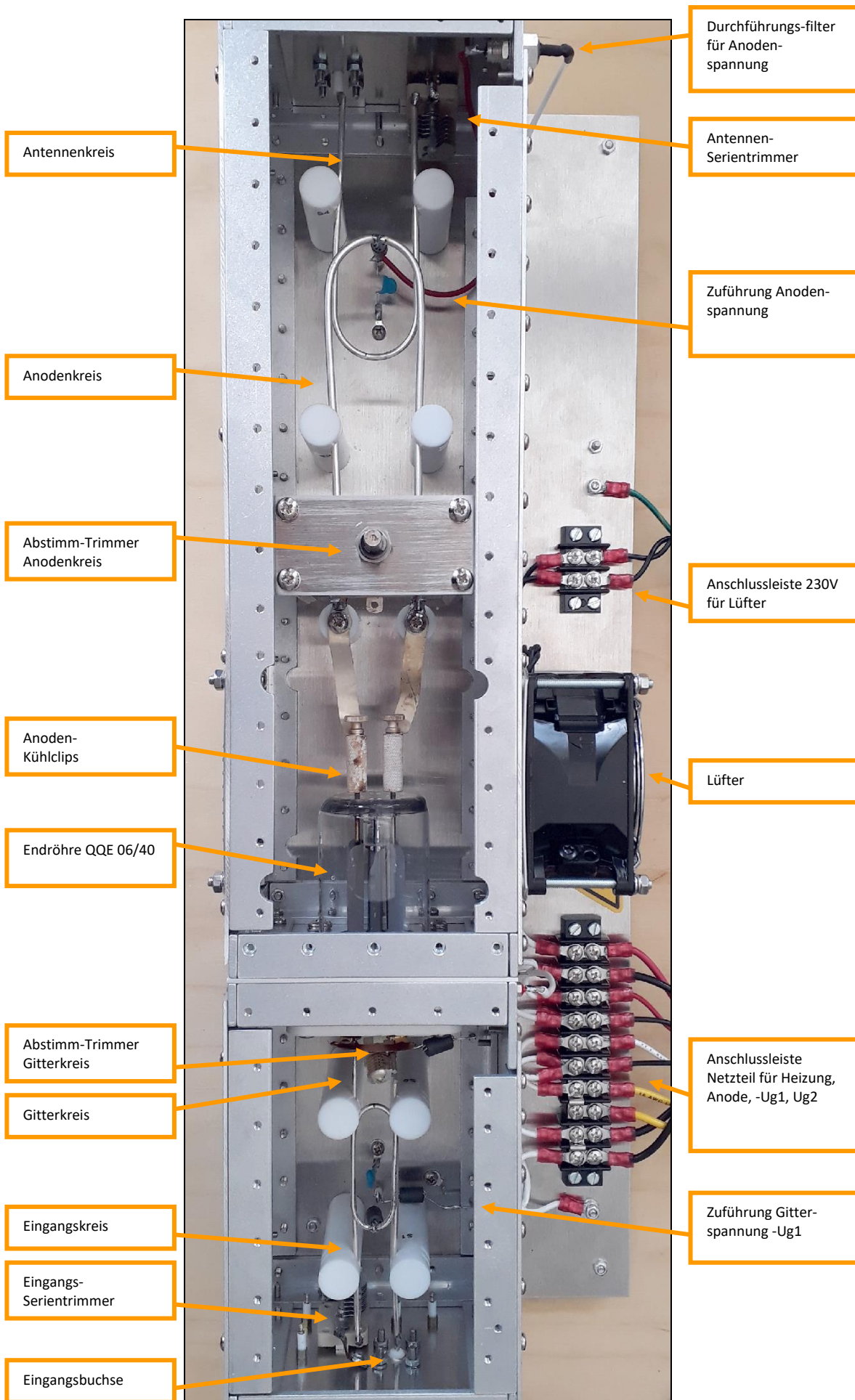
## Sonstiges

Es wurden Netztrafos aus amerikanischer Fertigung verwendet, die nach UL zugelassen sind. Die Prüfspannung dieser Transformatoren beträgt 2kV. Nach europäischer Normung ist jedoch 3,75 bzw. 4kV vorgeschrieben. Die Trafos sind nicht einzeln abgesichert.

Daher ist dieses Netzteil nicht normgerecht und darf nur zum beaufsichtigten Betrieb durch qualifiziertes Fachpersonal im Rahmen der akademischen Versuchsdurchführung verwendet werden.

## Die Konstruktion

Das Erreichen der gewünschten Funktion der Schaltung ist weniger eine Frage des Schaltplans als der Konstruktion. Auf der Folgeseite ist die Lage und Ausführung der wichtigsten Komponenten der Endstufe gekennzeichnet:





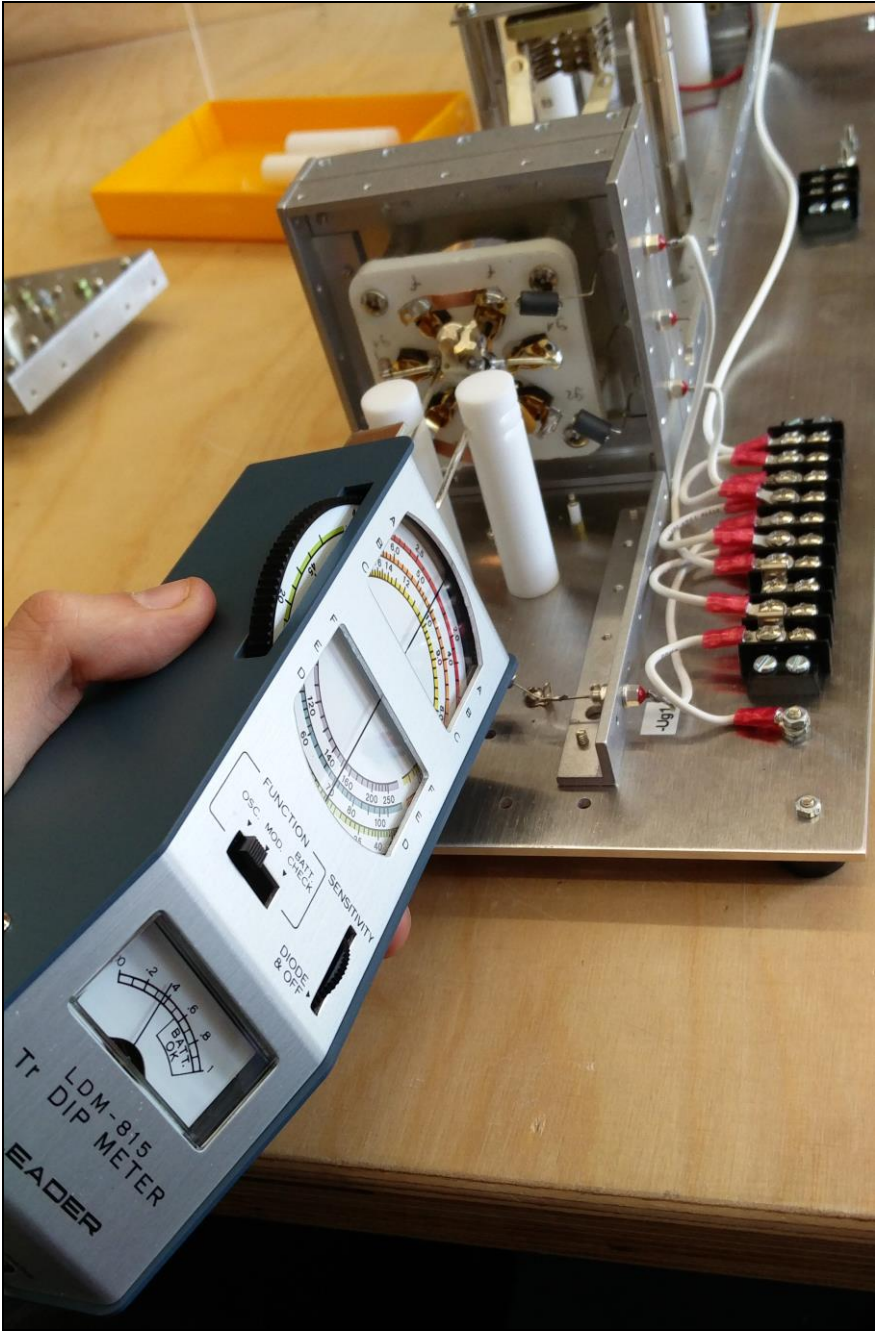
## Die Inbetriebnahme und der Anwendungstest

### Inbetriebnahme des Netzteils (1.4.2018)

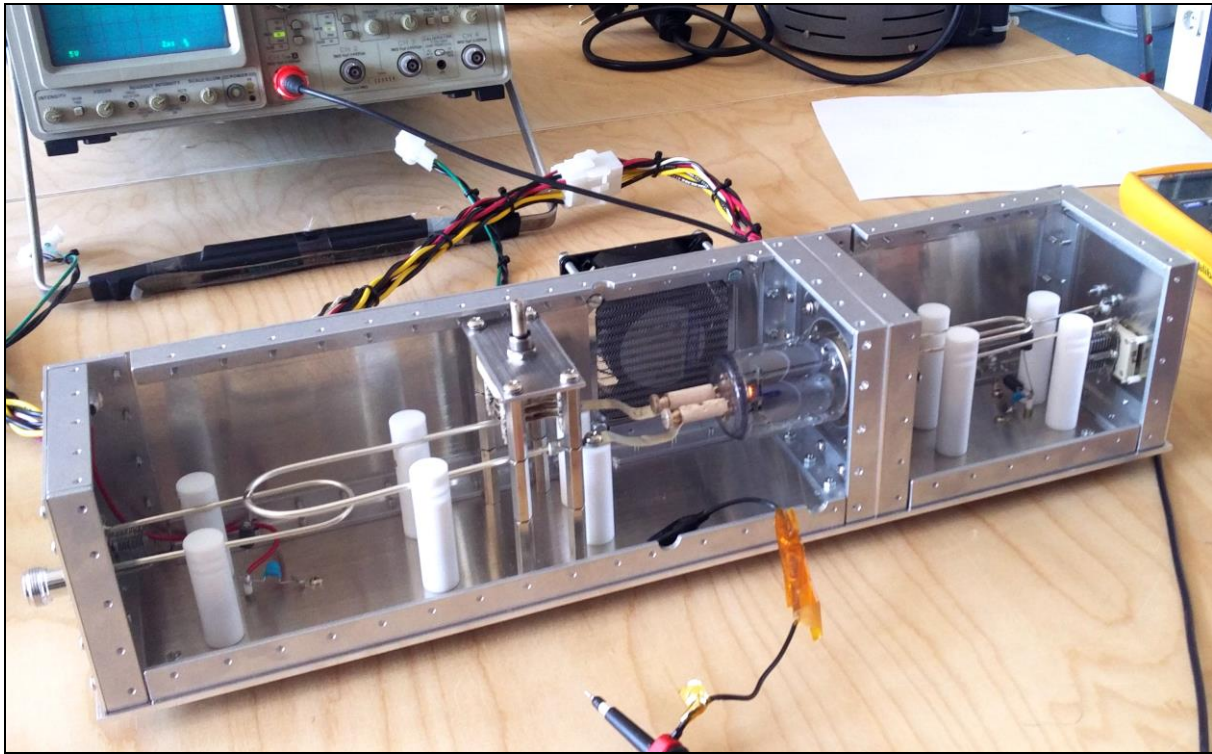
Die Inbetriebnahme des Netzteils verlief ohne Auffälligkeiten.

### Montage und Vorabgleich der Lecherkreise (7.4.2018)

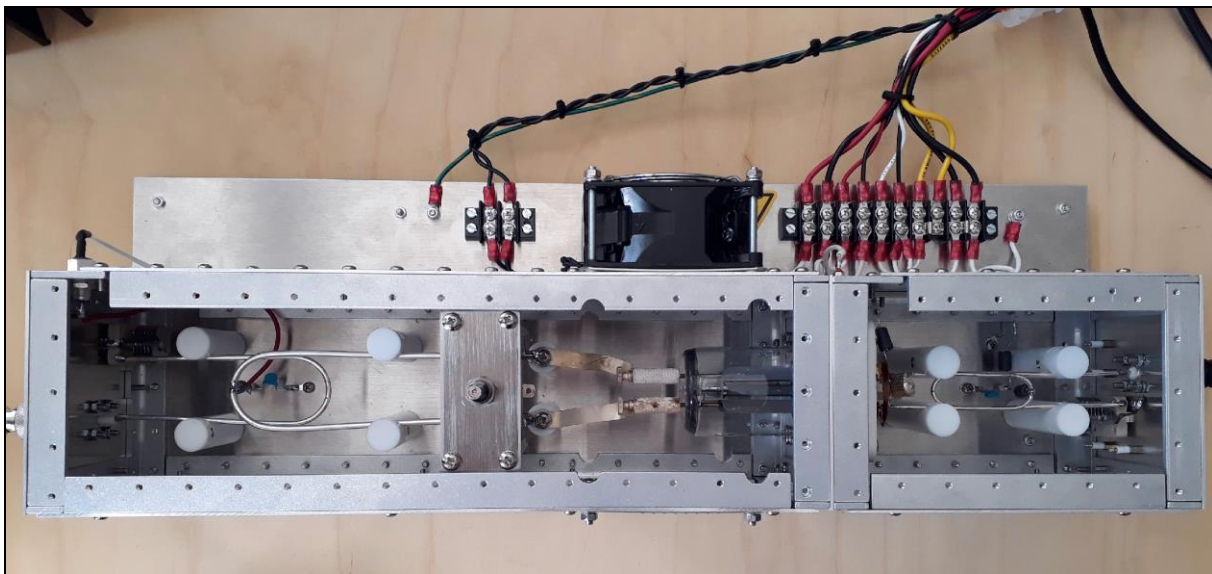
Die anoden- und gitterseitigen Lecherkreise wurden eingebaut und (bei eingesetzter , aber kalter Röhre) mit dem Grid-Dipper auf ihre Resonanzfrequenz hin überprüft. Der gitterseitige Kreis konnte sofort auf 144MHz abgeglichen werden, ohne dass der Trimmkondensator in die Nähe des Anschlages kam. Der anodenseitige Kreis konnte zunächst nur mit Trimmkondensator am Anschlag auf 144MHz abgeglichen werden. Nach Kürzen des Kreises um ca. 1cm war dann ein problemloser Abgleich mit noch verbleibender ausreichender Einstellreserve möglich.



Vorabgleich des gitterseitigen Lecherkreises mit dem Grid-Dipper



*Test der Röhrenheizung und der DC-Arbeitspunkte am noch offenen Gehäuse*



*Ansicht der fertiggestellten Endstufe von oben.*

## Hinzufügen eines Schaltausgangs am Netzteil (28.4.2018)

Zur RX/TX-Umschaltung wurden Coax-Relais vorgesehen. Zur Ansteuerung dieser Relais wurde am Netzteil nachträglich ein Schaltausgang hinzugefügt. Hierzu wurde ein noch freies Kontaktpaar des PTT-Relais genutzt.

## Test der HF-Abgabe an eine Dummy-Load (28.4.2018)

Als HF-Quelle wurde ein Transceiver ICOM IC-7100 verwendet. Die ausgehende HF wurde über ein Stehwellen- und Leistungsmessgerät an eine Dummy-Load 50 Ohm (Motorola) geführt.

Zunächst zeigte sich ein unerwartetes Verhalten beim Abgleich des eingangsseitigen SWR mit C1. Durch einen Irrtum beim Aufbau war der Rotor von C1 (wie auch von C5) nicht mit Masse verbunden. Nach Herstellung der Verbindung zeigte sich ein „sinnvolles“ Verhalten des Abgleichs.

Es stellte sich heraus, dass der Gitterkreis eine sehr hohe Güte hatte, so dass sich bei Abgleich der Resonanz auf die Eingangsfrequenz ein sehr ungünstiges SWR ergab. Daher wurde der Gitterkreis durch einen 12kOhm-Widerstand zwischen beiden Gitteranschlüssen gedämpft. Dieses Vorgehen wurde von einer Original-Dierking-Endstufe übernommen, die in der Planungsphase zu Anschauungszwecken bei Ebay beschafft wurde. Weiterhin wurde der Gitterkreis etwas neben die Resonanz abgeglichen. Damit ließ sich dann das eingangsseitige SWR auf einen Wert von etwa 1,3 abgleichen. Hierzu wurde die SWR-Anzeige des IC-7100 verwendet.

Es wurde zunächst mit einer verminderten Anodenspannung von ca. 500V getestet.

Es zeigte sich, dass die Ausgangsleistung durch ein iteratives Abgleichen von C4 und C5 (und Nachgleichen von C1 und C3) auf ihr Maximum gebracht werden kann.

Ebenso wurde der Arbeitspunkt der Röhre durch Verändern von Ug1 und Ug2 in einen sinnvollen Bereich gebracht.

Abschließend wurden mit der vollen Anodenspannung von 900V getestet und die Einstellungen dann für diese Spannung optimiert.

Die abschließenden Einstellungen sind in der Folge wiedergegeben:

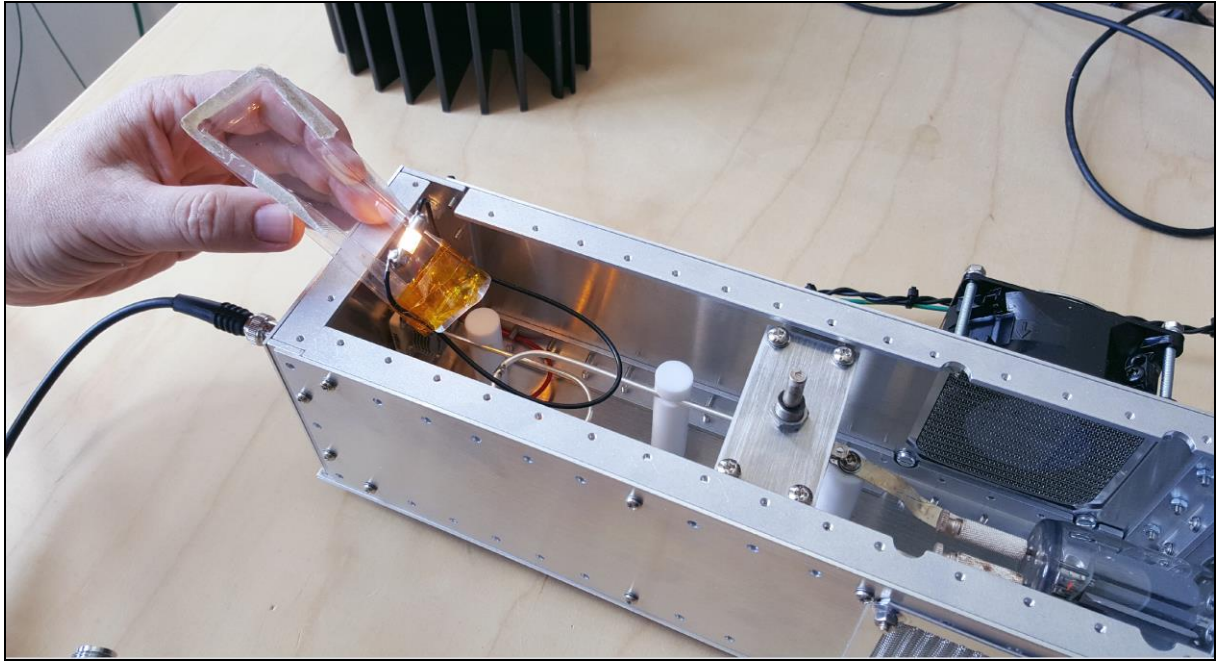
Anodenspannung:	900V
Schirmgitterspannung:	280V
Steuergitterspannung:	-30V
Anoden-Ruhestrom(ohne Signal):	30mA
Max. erzielbare (unverzerrte) Ausgangsleistung:	150W (Eingangsleistung dann ca. 10W)
Eingangs-SWR:	ca. 1,3

Mit einem einfachen Empfänger wurde der Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung abgeschätzt. Hierzu wurden die Streusignale in der Nähe der Dummy-Load über eine kurze Stabantenne (ca. 10cm) vom Empfänger erfasst.

In sehr grober Näherung ergab sich mit dieser überschlägigen Messung eine Amplitude der 3. Oberwelle (435MHz) um -35dB unterhalb der Amplitude der Grundschiwingung von 145MHz.

Für die zweite Oberwelle (290MHz) wurde überschlägig eine Amplitude von 38dB unterhalb der Grundschiwingung gemessen.



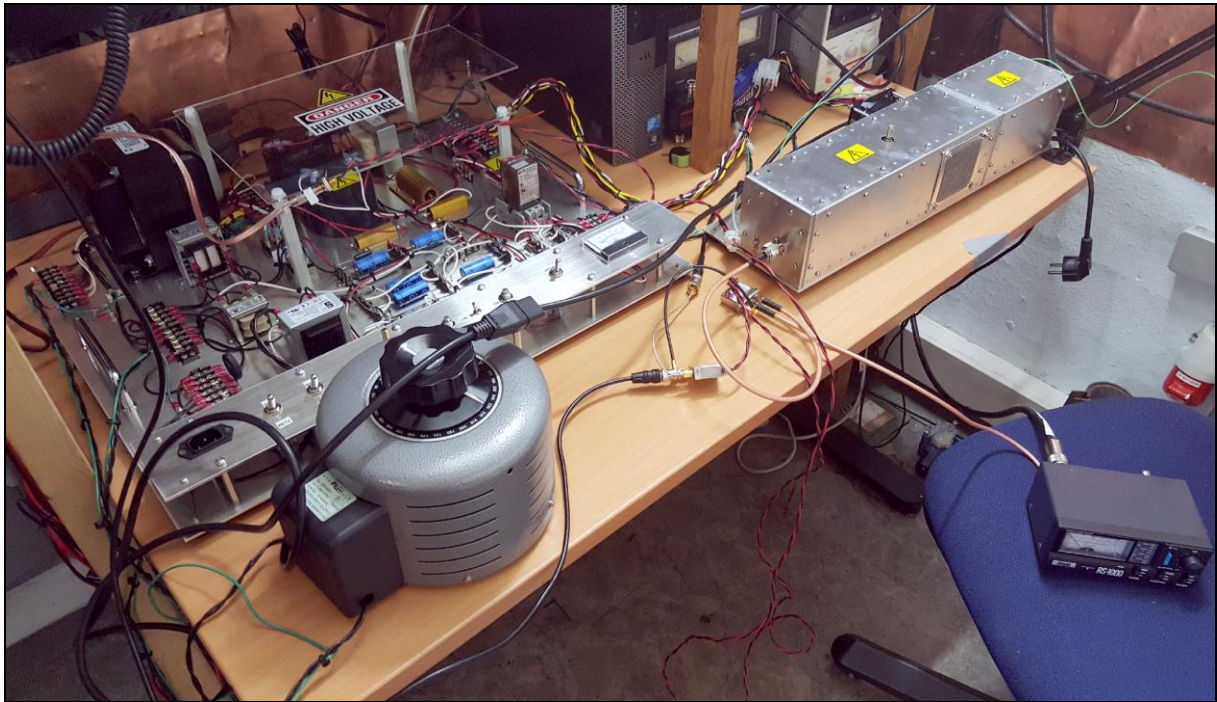


*Nachweis der HF-Energie am Anodenkreis mit einer Glühlampe an einer Leiterschleife. Die Lampe leuchtet hell auf.*

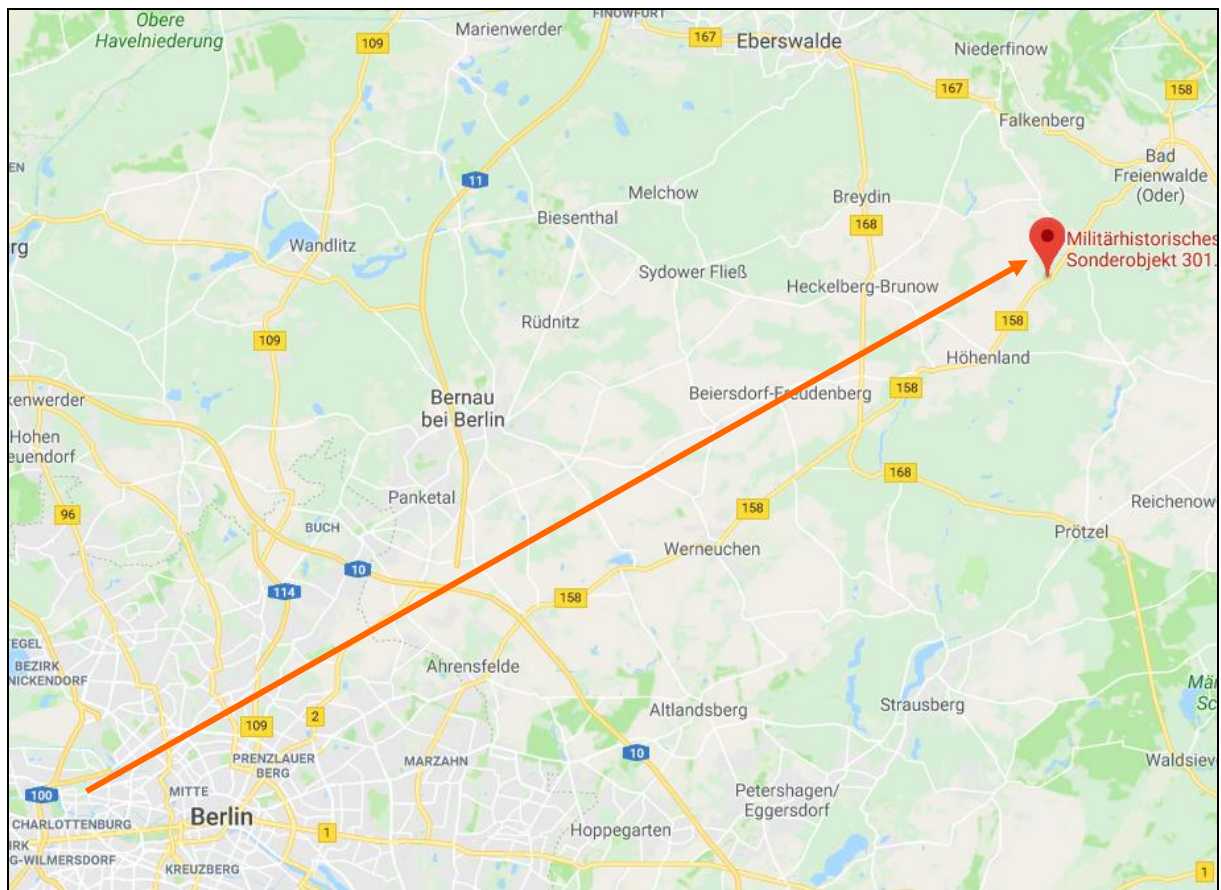


## Test in der Funkstation DK0TU (29.4.2018)

Die Inbetriebnahme der Endstufe verlief ohne Auffälligkeiten. Es wurde eine Funkverbindung mit DL2BWH in 16259 Wollenberg bei Bad Freienwalde über eine Entfernung von 50km (Luftlinie) durchgeführt. Hierbei wurde uns ein sehr starkes und gut verständliches Signal bestätigt.

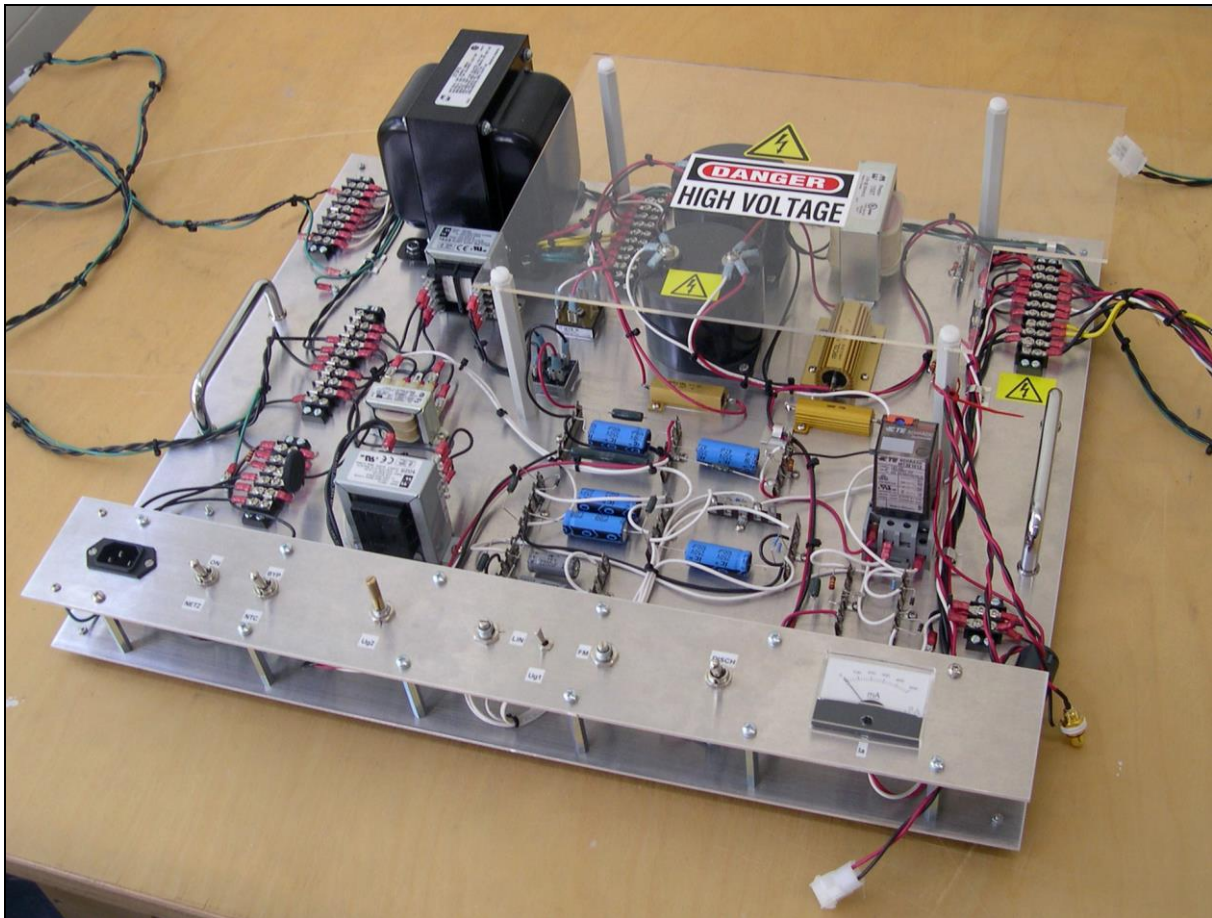


*Aufbau unserer Endstufe im DK0TU-Shack*



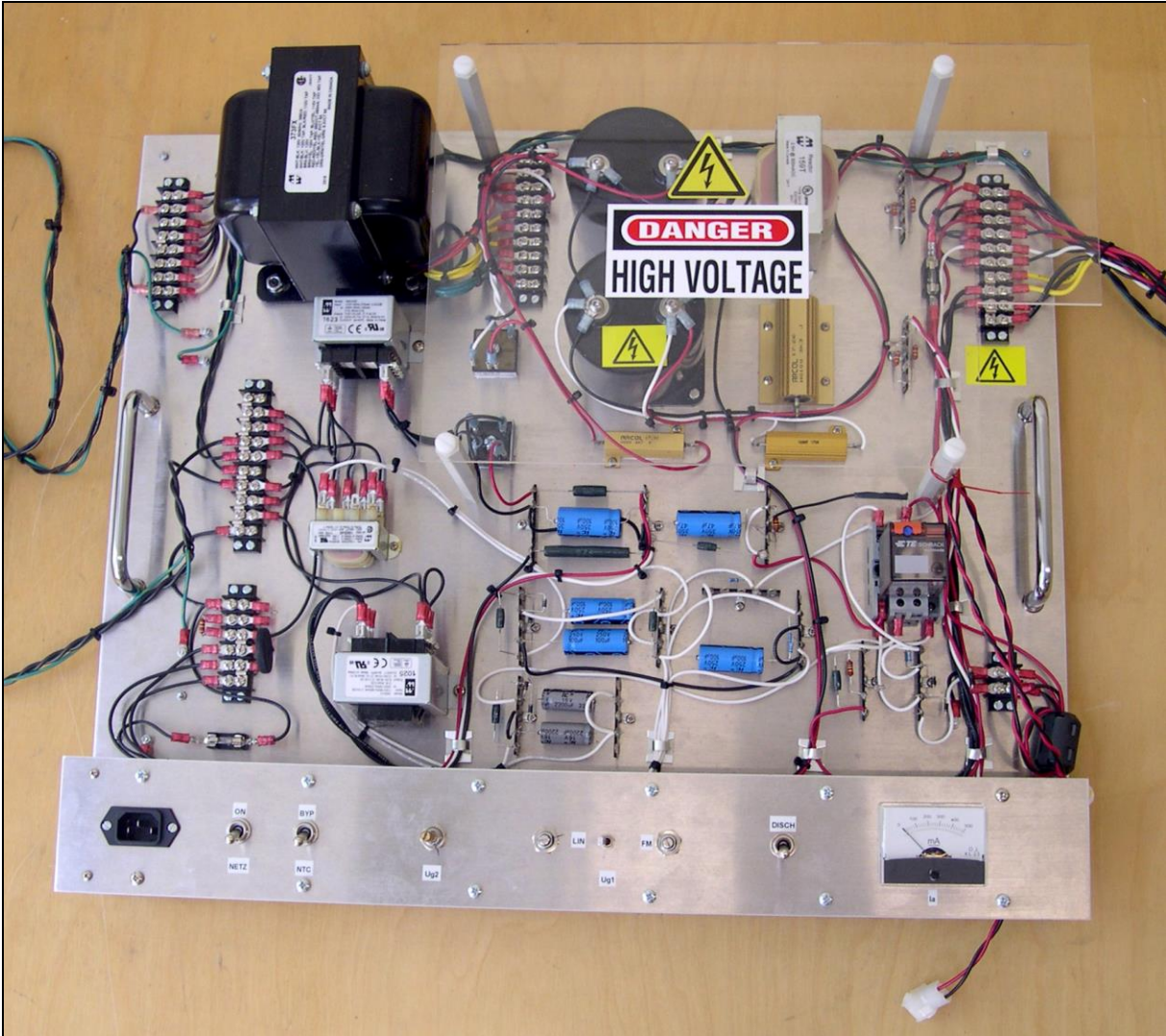
*Darstellung der getätigten Funkverbindung als Luftlinie*

## Abbildungen

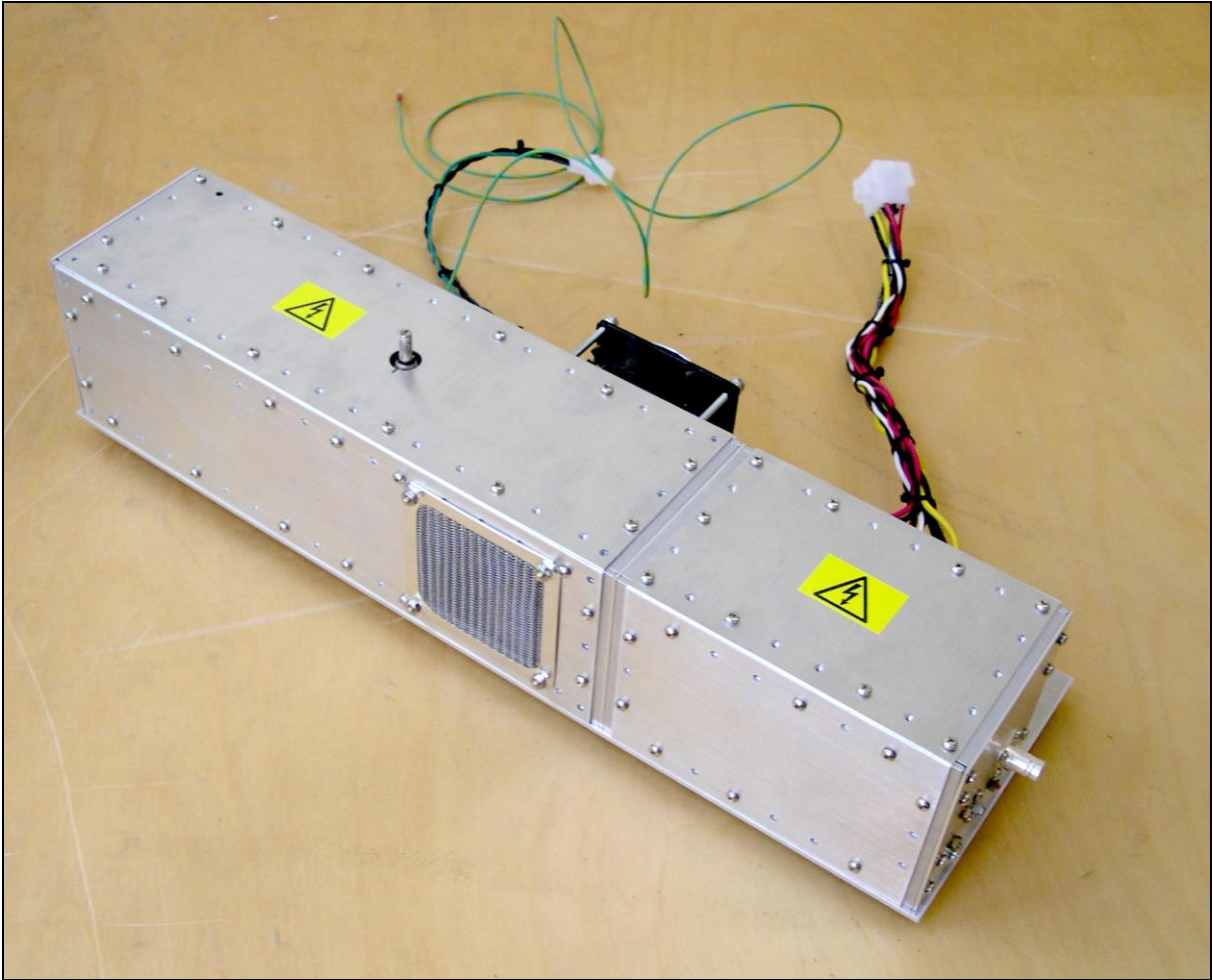


*Gesamtansicht des Netzteils*



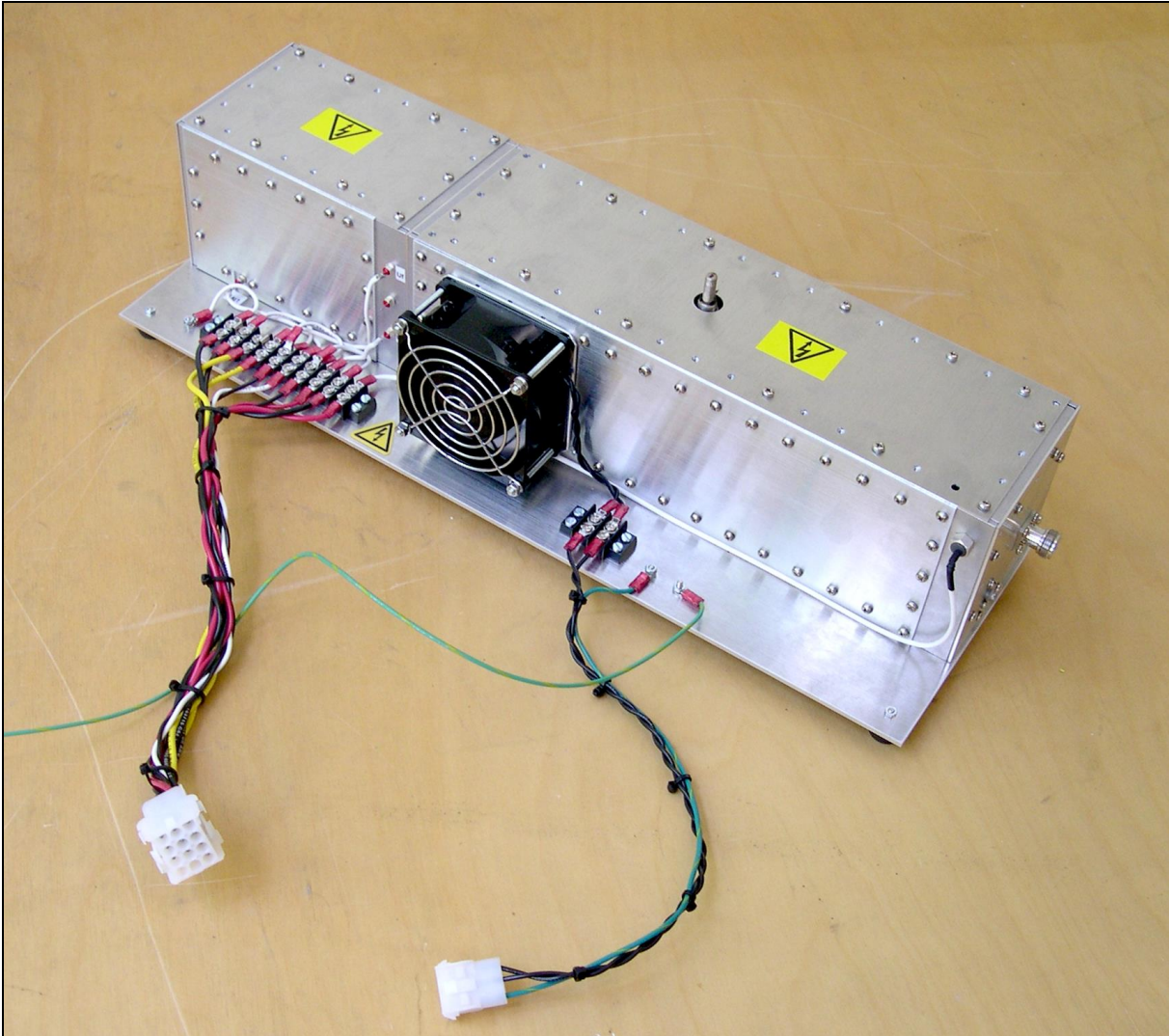


Gesamtansicht des Netzteils

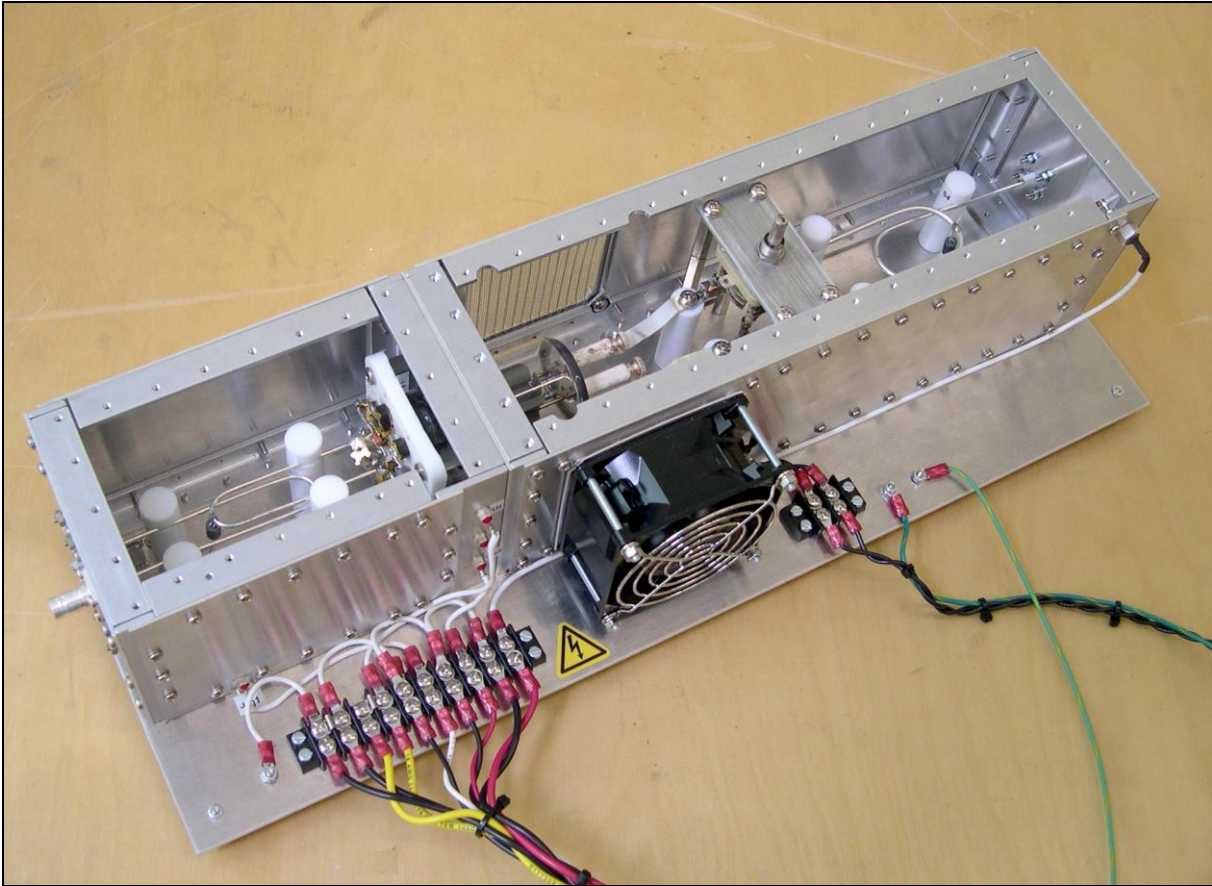


*Gesamtansicht der Endstufe*

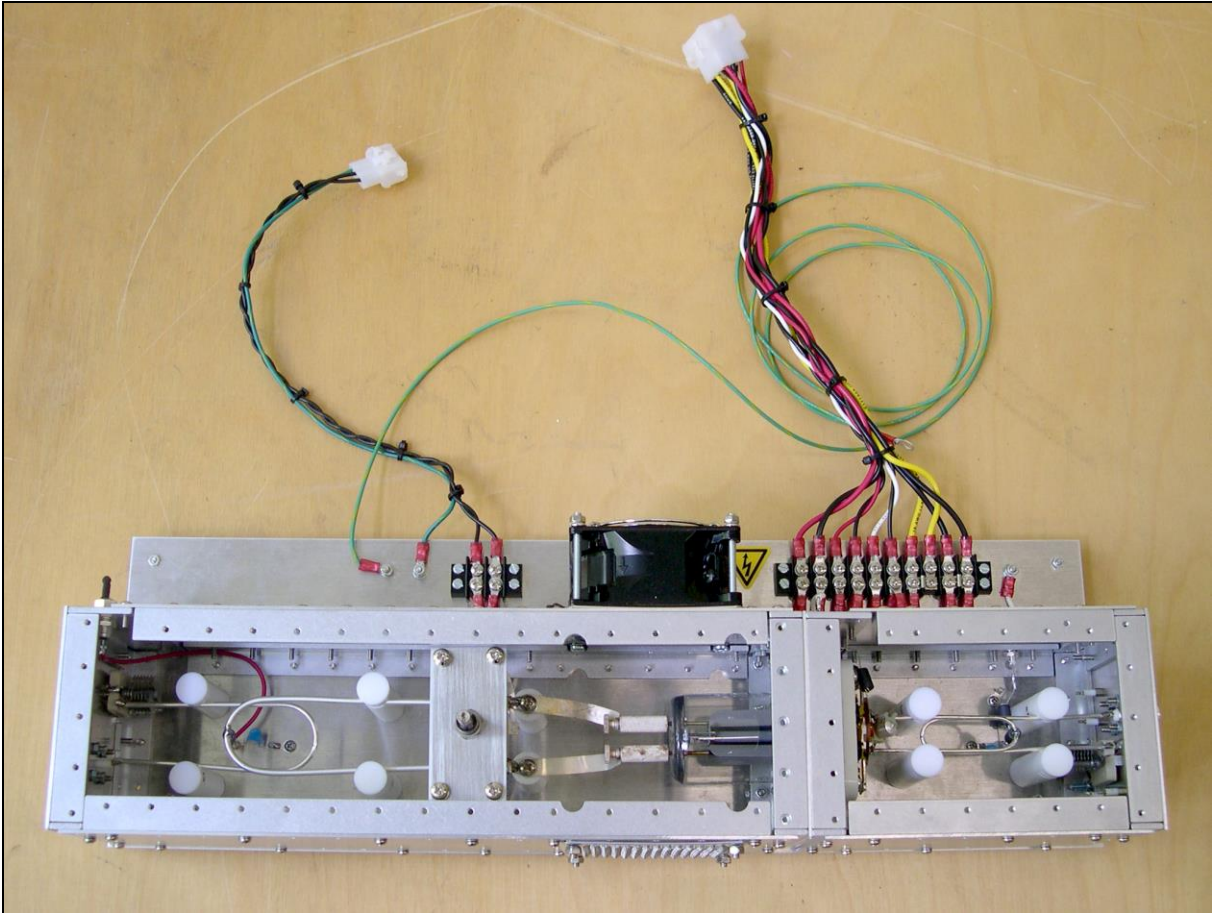




*Gesamtansicht der Endstufe*

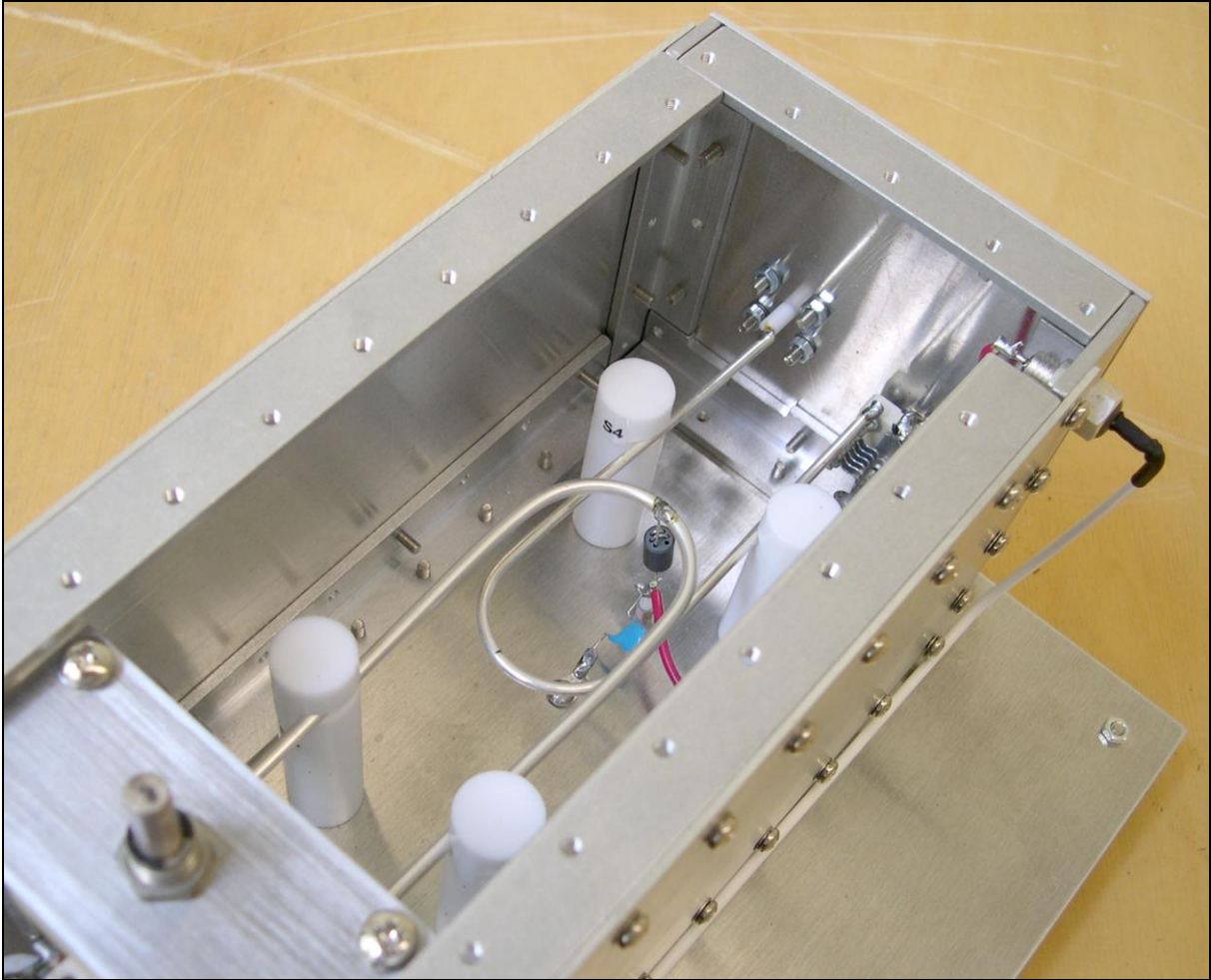


*Gesamtansicht der Endstufe mit abgenommener Abschirmung*



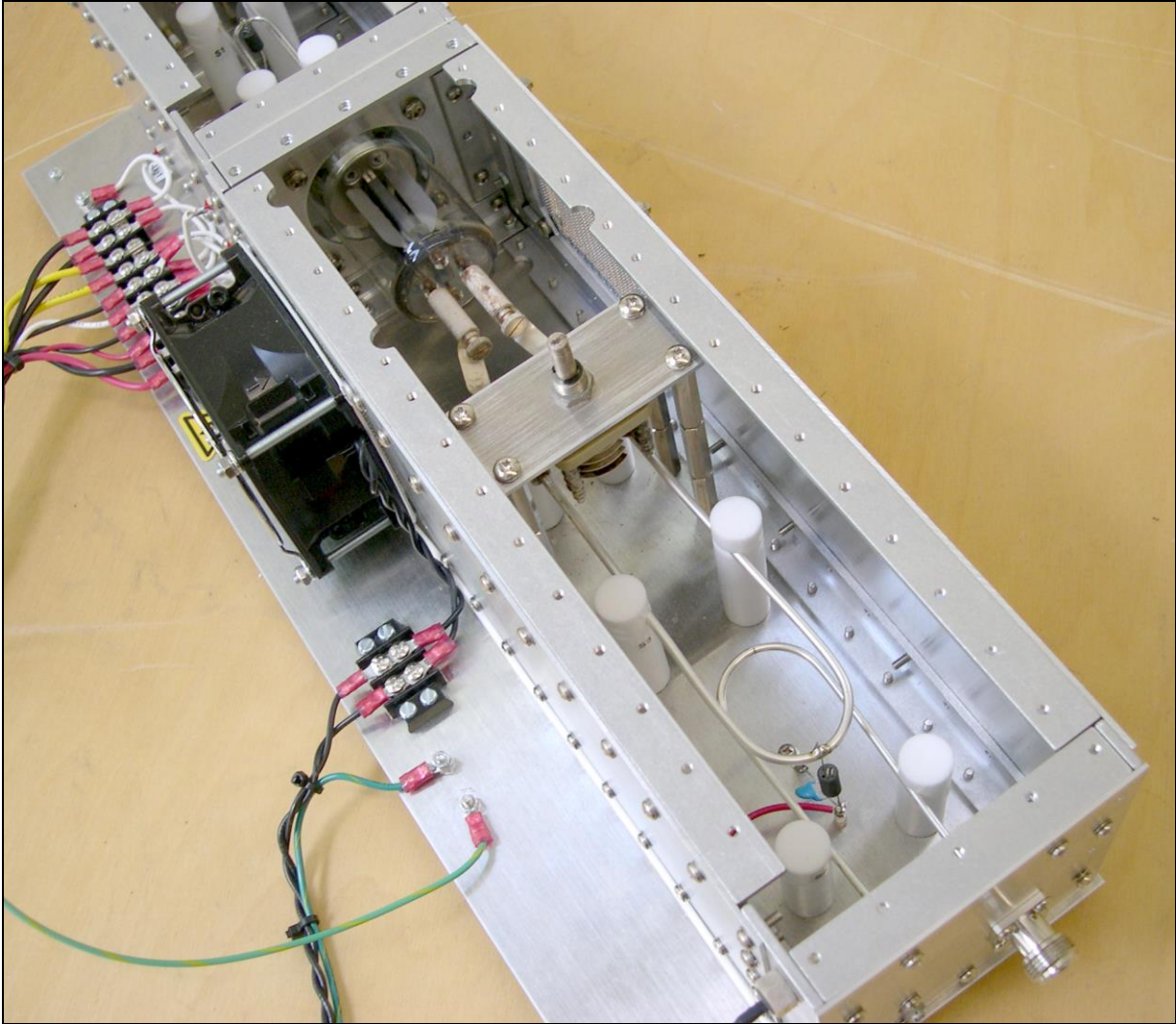
*Gesamtansicht der Endstufe mit abgenommener Abschirmung*



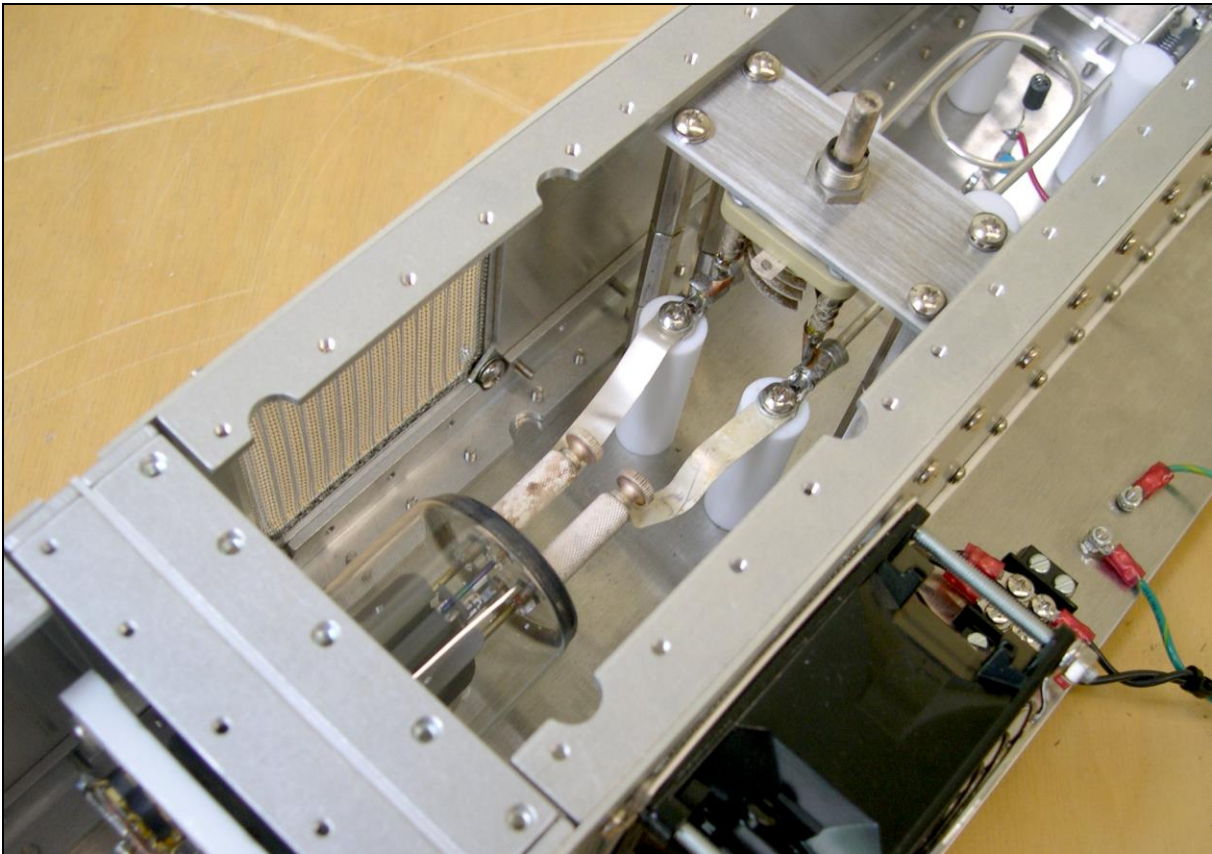


*Detailansicht des Antennenkreises*

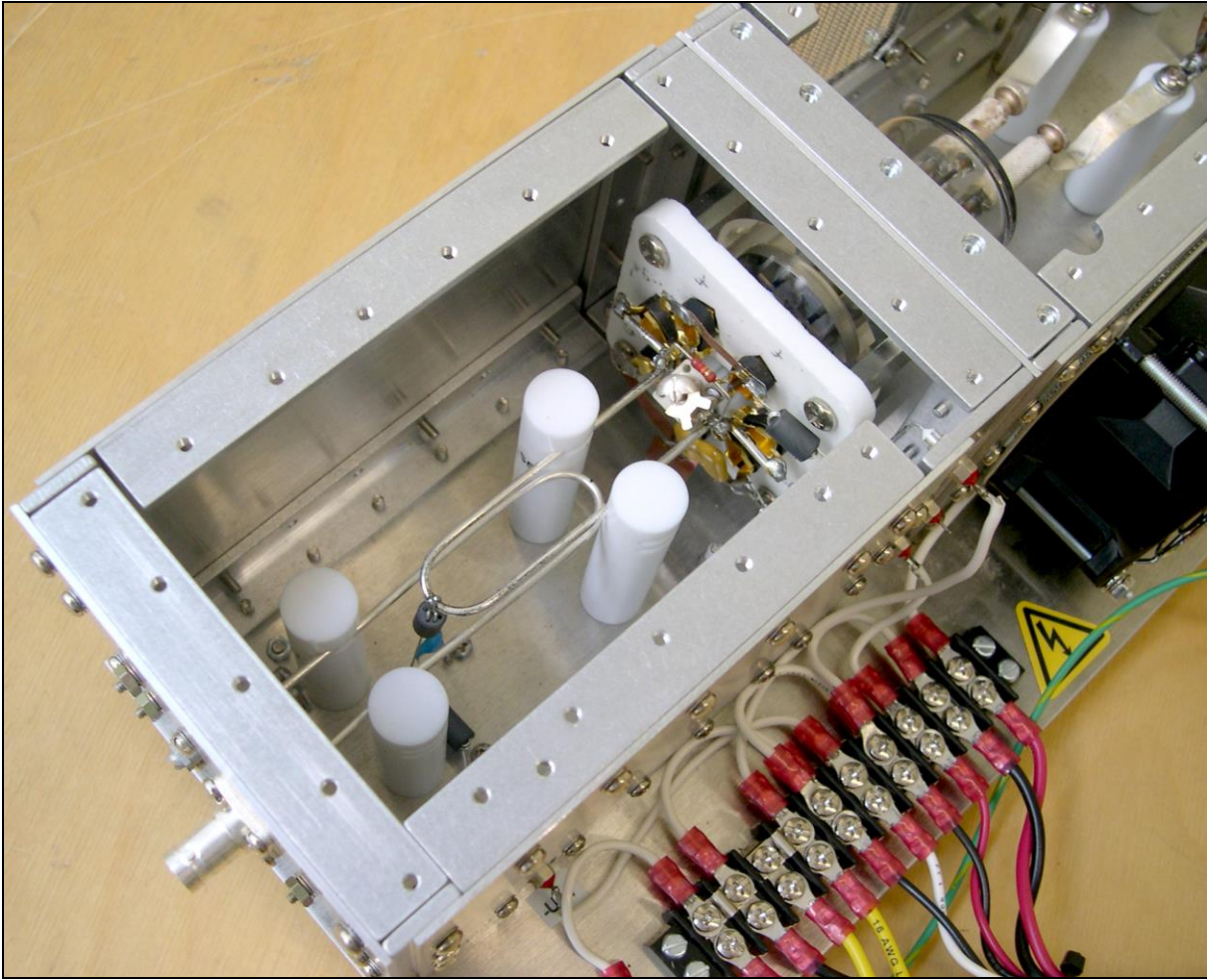




*Detailansicht des Anodenkreises*

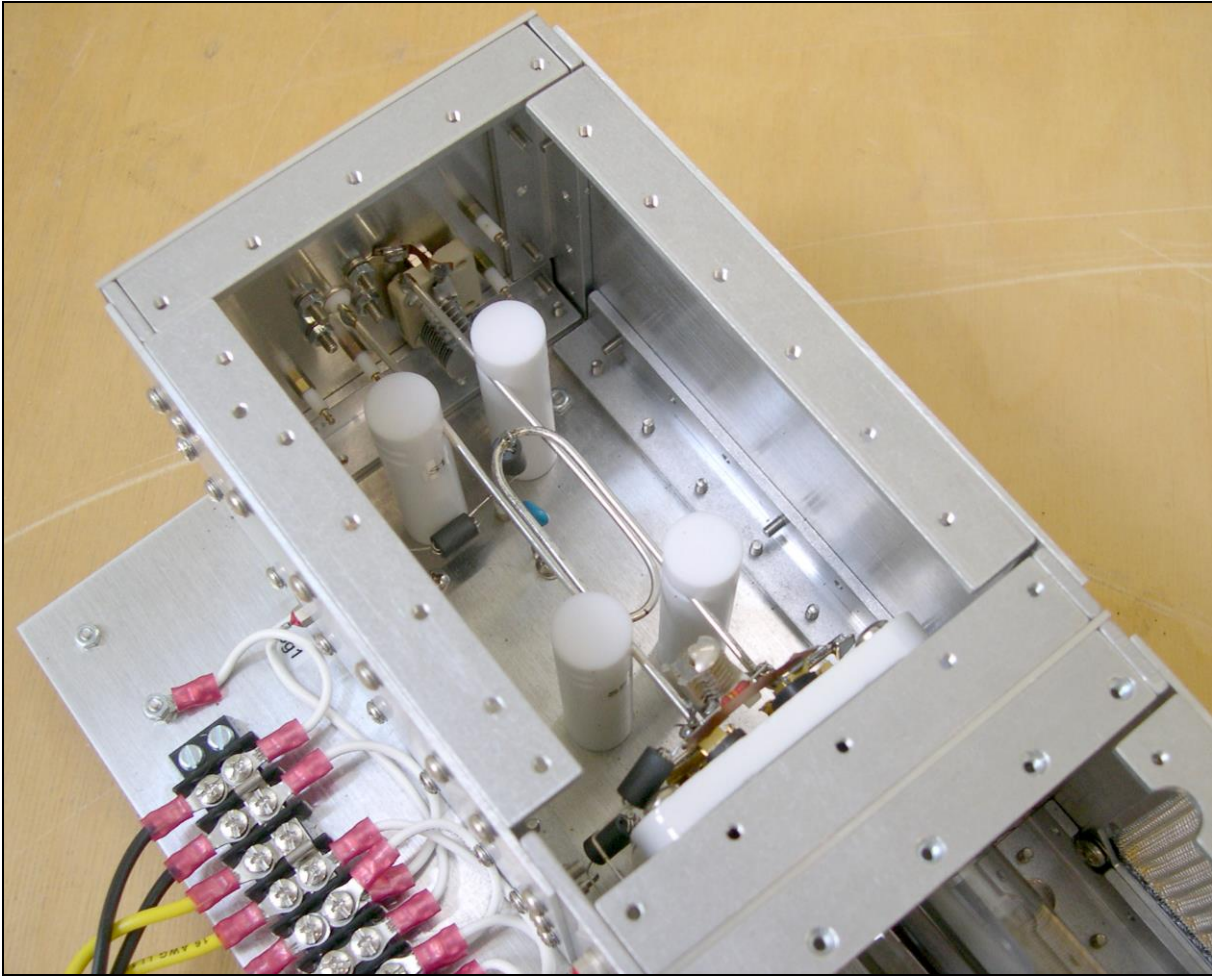


*Detailansicht des Anodenkreises*



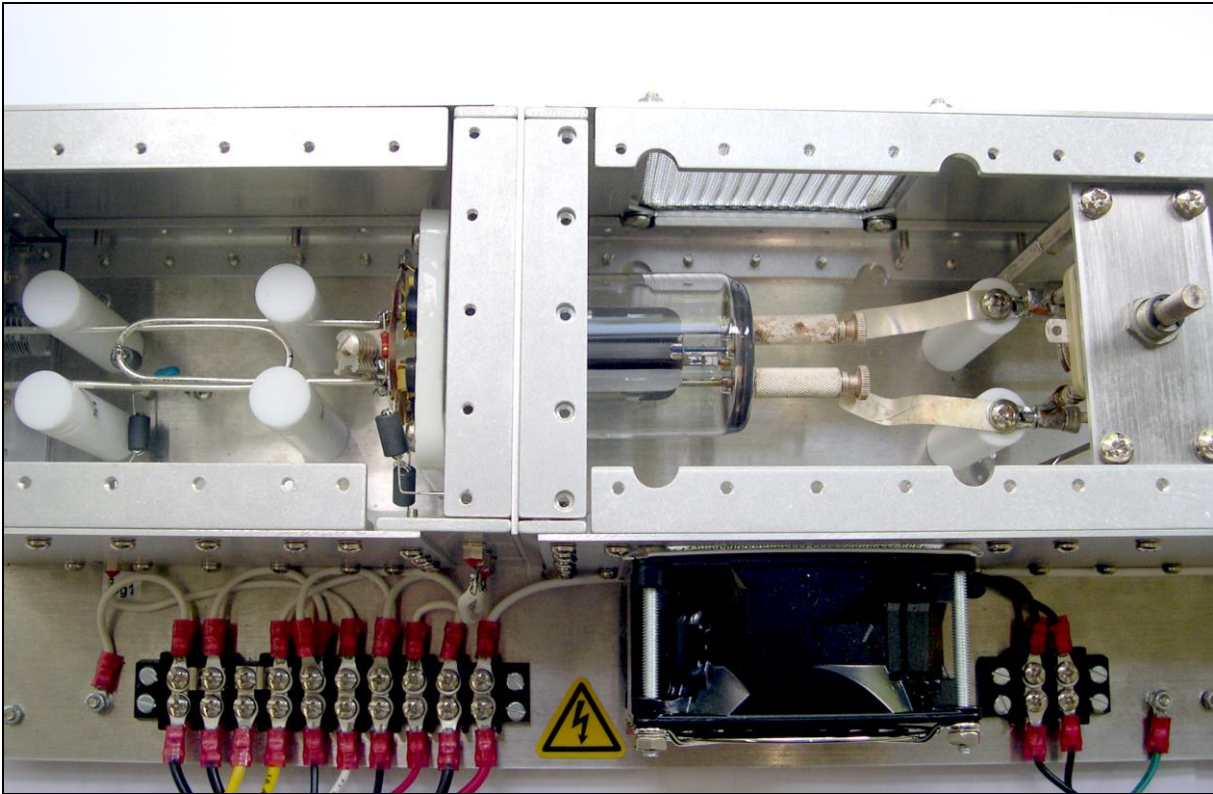
*Detailansicht des Gitterkreises*



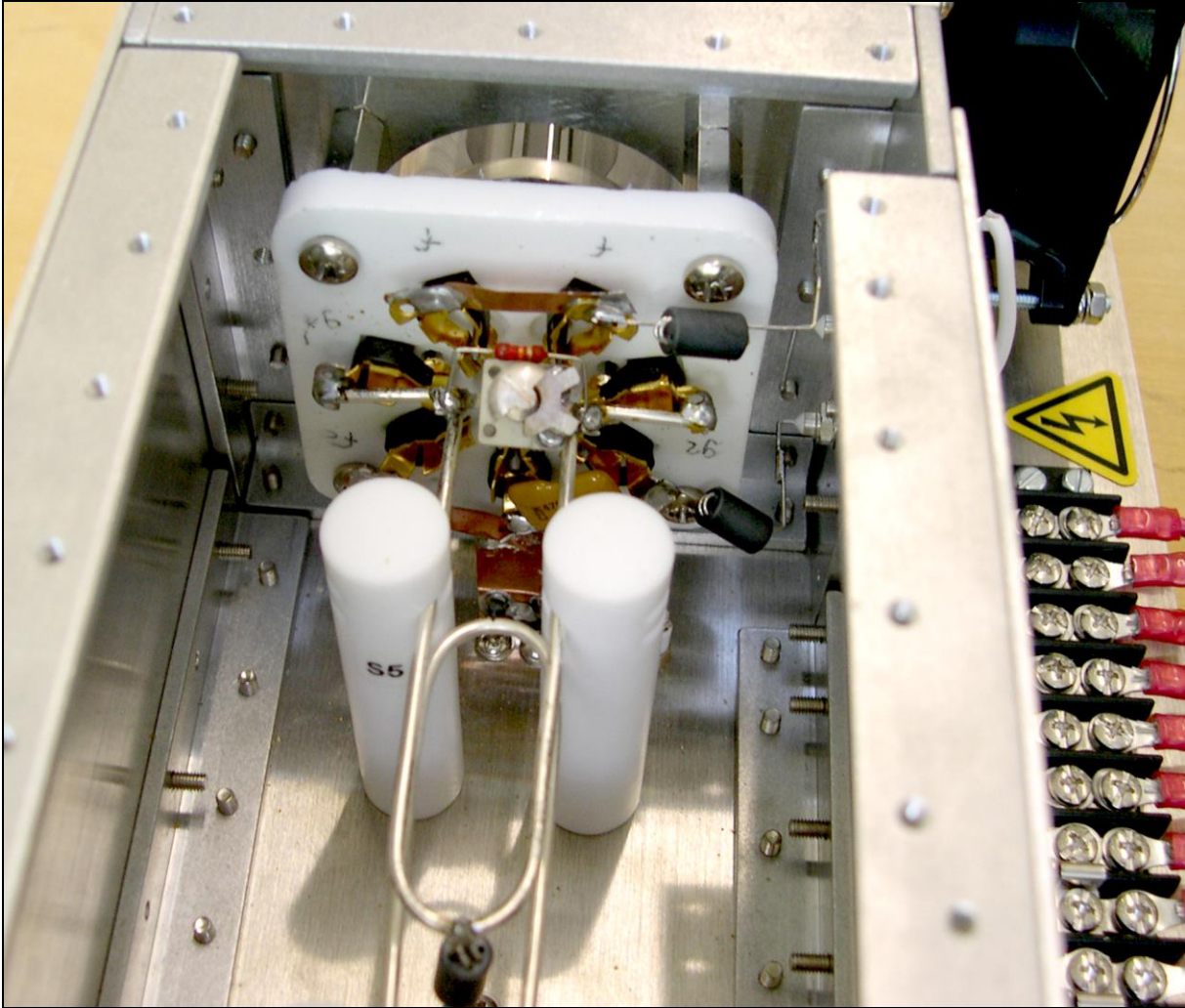


*Detailansicht des Eingangskreises*





*Detailansicht der Anordnung der Endröhre*



*Detailansicht der Anschlüsse an die Röhrenfassung*

## Danksagung

Dieses Projekt war nur mit vielfältiger Unterstützung möglich:

Michael Kaim von BTB-Elektronik stellte uns die Röhre QQE 06/40 als Spende zur Verfügung

Martin Nissen von Tigris-Elektronik GmbH stellte die komplette Sammlung der DARC-Zeitschriften DL-QTC bzw. CQ-DL von 1949 bis 2003 aus dem Nachlass seines Großvaters zur Verfügung. Diese Zeitschriften enthalten eine unschätzbare Fülle an praxisorientierten und gleichzeitig theoretisch fundierten Artikeln. Nicht zuletzt lässt sich diesen Artikeln unendlich wertvolles Erfahrungswissen entnehmen, das in keinem Lehrbuch zu finden ist.

Felix Baum von DKOTU brachte sein erhebliches amateurfunktechnisches Wissen ein ermöglichte uns die Nutzung der Antenne und weiteren Infrastruktur der Funkstation DKOTU. Als lizenzierter Funkamateurl konnte Herr Baum auch den Funkverkehr bei unserem Anwendungstest durchführen.

Jan Wüsten von FJZ beschaffte mit Geschick und Engagement die extrem seltenen Anodenklemmen für die QQE 06/40, sogar die Original-Valvo-Teile im silberglänzenden fabrikneuen Zustand.

Die Firma Johann Dudek Maschinenbau fertigte uns engagiert und passgenau den Anodenkreis aus versilbertem Kupferrohr.

Die Firmen Feinmechanik Willi Müller GmbH und Gravieranstalt Jegel fertigten uns die umfangreichen und komplizierten mechanischen Aufbauten mit großem Engagement, hoher Präzision und kurzer Lieferzeit.