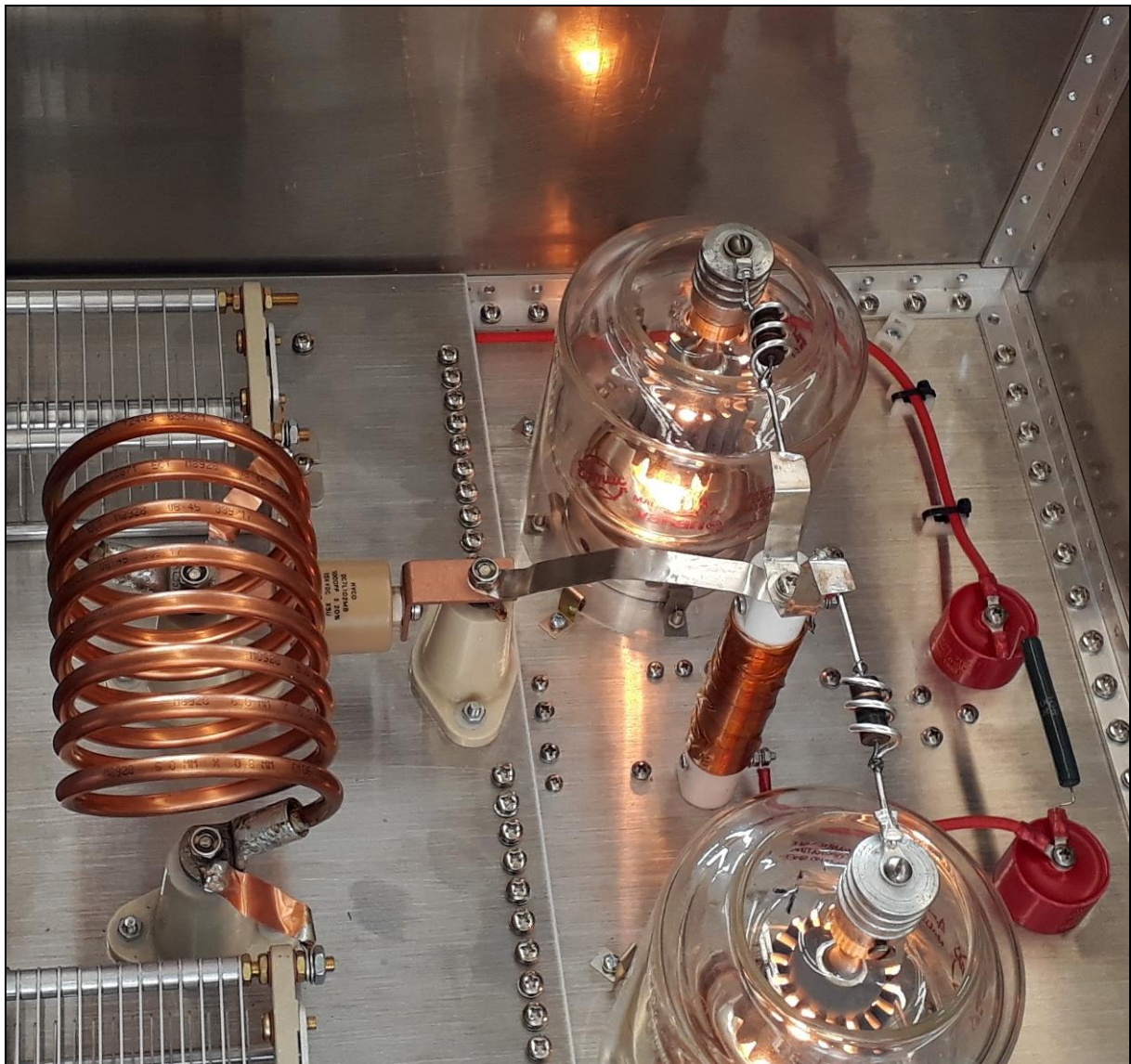


Die 20m-Endstufe mit 2x 4-400A.

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 Kurzwellen-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 DKOTU 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 in die USA 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. Hierbei ist sicherzustellen, dass die tatsächliche Ausgangsleistung 750W nicht überschreitet.

Diese Schaltung arbeitet mit lebensgefährlicher Hochspannung. Für einen tödlichen Stromschlag reicht bereits die Annäherung an hochspannungsführende Metallteile aus. 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 kontaktieren.

Die Konzeption

Einleitende Festlegungen und Voraussetzungen

Um den Aufbau der Endstufe zu vereinfachen, wird auf eine Bandumschaltung verzichtet. Aufgrund von amateurfunkpraktischen Vorüberlegungen wird das 20m-Band, entsprechend 14MHz gewählt.

Dieses Band ist, nach Wikipedia, wie folgt belegt:

Frequenzbereich	max. Bandbreite	Nutzung
14,000–14,060 MHz	200 Hz	CW, bevorzugter CW-Contestbereich, Aktivitätszentrum QRS 14055 kHz
14,060–14,070 MHz	200 Hz	CW, bevorzugter CW-Contestbereich, Aktivitätszentrum QRP 14060 kHz
14,070–14,089 MHz	500 Hz	Schmalband, Digimode, PSK31
14,089–14,099 MHz	500 Hz	Schmalband, Digimode, automatische digitale Stationen
14,099–14,101 MHz	–	Internationales Baken-Projekt, kein Sendebetrieb
14,101–14,112 MHz	2700 Hz	alle Betriebsarten, Digimode, automatische digitale Stationen
14,112–14,125 MHz	2700 Hz	alle Betriebsarten
14,125–14,300 MHz	2700 Hz	alle Betriebsarten, bevorzugter SSB-Contestbereich, Aktivitätszentrum SSB QRP 14285 kHz
14,300–14,350 MHz	2700 Hz	alle Betriebsarten, Aktivitätszentrum „Weltweiter Notfunk“ 14300 kHz

Belegung des 20m-Bandes (Quelle: Wikipedia)

Die geometrische Mitte des Bandes ist Wurzel ($14 * 14,350$) = 14,174 MHz.

Weiterhin wird vorausgesetzt, dass zu Ansteuerung der Endstufe ein Transceiver mit einer Ausgangsleistung von 100W zur Verfügung steht.

Die HF-Ausgangsleistung der Endstufe soll das Limit der zulässigen Ausgangsleistung von 750W ausschöpfen. Für experimentelle Zwecke (ohne Abstrahlung nach außen) wird eine Leistungsreserve vorgesehen, so dass eine Ausgangsleistung von 1kW möglich sein soll.

Auswahl der Röhren und der Topologie

In den vergangenen Jahren hat sich das Angebot an Senderöhren auf dem Gebrauchtmrkt und dem NOS-Markt deutlich reduziert. Bei regulärer Beschaffung über die Distributoren werden nicht mehr akzeptable Preise verlangt. Bereits bei dem 2006 durchgeführten ersten HF-Projekt im Rahmen von „Mixed Signal Baugruppen“ zeigte sich die Röhre 4-400A (Tetrode) als relativ häufig angeboten und dabei noch relativ preiswert erhältlich. (NOS-Ware ca. 300 EUR/Stück, gebraucht ca. 150 EUR) Zudem ist noch ein Bestand von zwei dieser Röhren bei Tigris vorhanden.

Diese Röhre wurde in de USA sehr häufig für den Betrieb von UKW-Sendestationen genutzt. Die Röhren wurden sicherheitshalber nach einer festen Betriebsstundenzahl oder bei 10% Rückgang der Emission getauscht und dann als Amateurfunkware zu einem günstigen Preis auf den Markt gebracht. Daher war die 4-400A im Amateurfunkbereich sehr weit verbreitet und es gibt eine Vielzahl von veröffentlichten Endstufenschaltungen, die diese Röhre nutzen .

Eine technische Besonderheit dieser Röhre ist es, dass sie in Gitterbasisschaltung mit verbundenem Schirm- und Steuergitter betrieben werden kann. (Dies gilt nicht im allgemeinen Fall für Tetroden) Damit entfällt die Notwendigkeit, eine Schirmgitter-Versorgungsspannung bereitzustellen, was den Aufwand im Netzteil senkt.

Bei einer umfangreichen Durchsicht einer großen Menge an Amateurfunk-Literatur zeigte sich, dass Endstufen größerer Leistung für den Amateurfunkbereich vornehmlich in zwei Topologien aufgebaut werden:

- in Gitterbasisschaltung
- in Kathodenbasisschaltung in „passive Grid“-Konfiguration

Beide Schaltungstypen arbeiten ohne Neutralisation

Die neutralisierte Kathodenbasisschaltung, die höchste Leistungsverstärkung bringen würde, wird im Amateurfunkgebiet nur sehr selten angewendet.

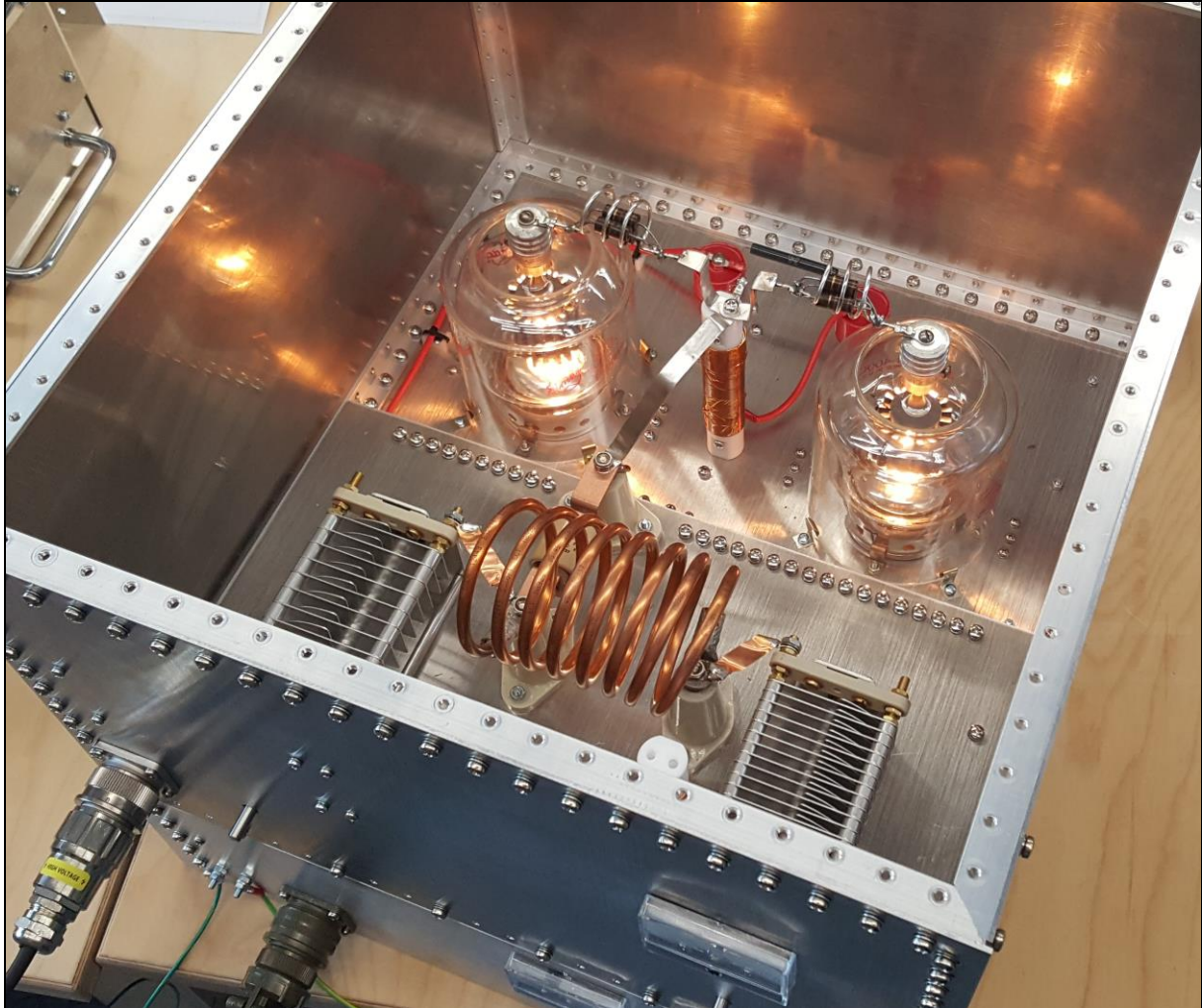
Die große Mehrheit der in der Literatur dargestellten Schaltungen sind Gitterbasisschaltungen. In vielen Veröffentlichungen wird der Gitterbasisschaltung die höchste Stabilitätsreserve und das unkomplizierteste Verhalten zugeschrieben.

Nach einer vergleichenden Studie von Bob Baird W7CSD erreicht eine Gitterbasisschaltung mit abgestimmten Eingangskreis eine ähnliche Leistungsverstärkung wie eine Kathodenbasisschaltung in „passive Grid“-Konfiguration.

Es wurde als Schlussfolgerung aus dieser Recherche die Entscheidung getroffen, die geplante Endstufe in Form einer Gitterbasisschaltung zu realisieren.

In vielen Veröffentlichungen wird betont, dass sowohl bei der Gitterbasisschaltung als auch bei der Passive Grid-Schaltung ein Pi-Glied oder eine Schwingkreis im Eingang benötigt wird, da der Eingangswiderstand der Röhre kapazitiv und aussteuerungsabhängig (Gitterstrom, also nichtlinear, damit Entstehung von Oberwellen) ist. Frühere Röhren-Transceiver haben dieses Verhalten noch durch einen Ausgangs-Schwingkreis kompensiert, heutige Halbleiter-Transceiver sind an dieser Stelle empfindlicher und können ihre Leistung nur dann an die Endstufe abgeben, wenn dort ein eingangsseitiges, abgestimmtes Filter vorhanden ist.

Am Ausgang des Verstärkers wird ein Pi-Filter vorgesehen, wie es allgemein bei Sendeverstärkern Standard ist.



Die fertiggestellte Endstufe im Probetrieb

Übersicht über die im Zuge der Recherchephase teilweise eingehender betrachtete und teilweise punktuell zur Kenntnis genommene Literatur

Grundlagen

(1)

Detaillierte Betrachtung aller relevanten Themen für den Verstärkerbau
ARRL Handbook 1987 Kapitel „RF-Power Amplifiers“ ab Seite 15-1

Hierbei insbesondere:

- Dimensionierung von Pi-Filtern ab S. 15-7
- Kühlung ab S. 15-16

(2)

Detaillierte Betrachtung der 4-400A und anderer Röhren in Gitterbasisschaltung
EIMAC amateur service newsletter W6SAI „Use of Triode connected Tetrodes as Grounded Grid Amplifiers“
ausführliche Beschreibung
Im Internet unter http://ethw.org/w/images/c/c0/Eimac_tube_notes.pdf

(3)

Detaillierte Beschreibung des Umgangs mit Sendetetroden
EIMAC The Care an Feeding of Power Tetrodes
Im Internet unter
<http://www.tubebooks.org/Books/Atwood/Eimac%201951%20Care%20and%20Feeding%20of%20Power%20Tetrodes.pdf>

(4)

Detaillierte Betrachtungen einzelner Themen bei Röhrenendstufen:

„Problemlösungen beim Bau von Sendeverstärkern für KW-Bereiche“
Prof. Dr. Karl Lickfeld DL3FM

CQ-DL 1993 ab Seite 13
speziell: Neutralisierung von Kathodenbasis-Sendeverstärkern

CQ-DL 1993 ab Seite 94
speziell: Steuergitterschwingkreis
Korrektur dazu auf Seite 152

CQ-DL 1993 ab Seite 172
speziell: Ausführung der Anodendrossel
Korrektur dazu auf Seite 188

CQ-DL 1993 ab Seite 231
speziell: VHF-Unterdrückung, Pi-Filter

CQ-DL 1993 ab Seite 309
speziell: Pi-Filter, Parallelschaltung von Tetroden

CQ-DL 1993 ab Seite 381
speziell: Einband-Verstärker, Spule für Pi-Filter

CQ-DL 1993 ab Seite 453
speziell: Anzeigeeinstrumente
CQ-DL 1994 ab Seite 244

speziell: Gitterbasisverstärker

CQ-DL 1994 ab Seite 327

speziell: Eingangskreis für Gitterbasisverstärker

CQ-DL 1994 Seite 777

Ergänzung zu Eingangskreis Gitterbasisverstärker

(5)

Vereinfachte Berechnung des Collins-Tankkreises (Pi-Filter)

von Fritz Kirchner, DJ2NL

CQ-DL 1974 ab S. 590

(6)

Beispiel zur rechnerischen Bestimmung der Betriebsdaten mit dem Konstantstromdiagramm der Röhre „Röhren-Betriebsdaten für eine KW-SSB-PA am Beispiel der ABB-Triode T510-1“ von Hans P.Mayr DJ4XN.

CQ-DL 1992 Seite 206

Korrektur dazu Seite 369

(7)

Die Bemessung von Linear-Endstufen

Von Günther Kuhne, DL7BA

DL-QTC 1965 ab S. 706

Gute Zusammenstellung der Grundlagen.

(8)

Berechnungen von Pi-Filtern als Ausgangskreis

von Karl-Heinz-Kleine, DL3CI

CQ-DL1984 ab S. 76

(9)

Einige einfache Tatsachen über Antennen, Speiseleitungen und Anpassgeräte

von Manfred Hempel, DL9CE

CQ-DL 1980 ab S. 512

(10)

Verminderte Oberwellenabstrahlung durch Einsatz von PI-L-Filtern

von Dr. A. Gschwindt, HA5WH

CQ-DL 1974 ab S. 340

(11)

Die Bemessung von Sender-Endstufen

von H. Hoschke DL1AU

FUNK-TECHNIK 1958 Heft 19, ab S.652

Sehr gute Einführung. Beschreibung des Abgleichvorgangs.

(12)

Buch „Kurzwellensender“ von Detlef Lechner

Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, 1979.

Beispielschaltungen

(1)

Verstärker für 160m 1,5kW in Gitterbasisschaltung mit 1 x 8877
ARRL Handbook 1987 ab Seite 30-36
ausführliche Beschreibung

(2)

Verstärker für alle KW-Bänder mit 2 x 4-400A in Gitterbasisschaltung 2kW
ARRL Handbook 1987 ab Seite 30-40
ausführliche Beschreibung

(3)

Verstärker von 160m bis 2m 1,5kW mit 8877 in Gitterbasisschaltung
ARRL Handbook 1987 ab Seite 30-43
ausführliche Beschreibung

(4)

Verstärker 400W für alle KW-Bänder mit 4 Zeilenendröhren in Gitterbasisschaltung
von Ewald Hargarter DK3ID
CQ-DL 1998 ab S. 212

(5)

ALC-Spannungserzeugung für Röhrenendstufen
(Erkennung des Gitterstroms)
von Armin Schmiechen, DL1BEN
CQ-DL 1987 S. 493

(6)

160m – 10m-Endstufe mit 4 x PL519 in neutralisierter Kathodenbasisschaltung
von Michael Martin, DJ7VY
CQ-DL 1985 ab S.691

(7)

Zentralbaugruppe (=Steuerung) für Röhrenendstufen mit Trioden
von Hans-Jörg Dierking, DJ6CA
CQ-DL 1984 ab S. 322

(8)

Eine Eigenbau-PA für 3,5MHz bis 29,7MHz mit TB3-750 in Gitterbasisschaltung
von Hans Rückert VK2AOU
CQ-DL 1982 ab S.56

(9)

Netzgerät „NG-HS2“ für Sendeverstärker hoher Leistung (1,5kV, 3kV)
von Karl Gerhard Lickfeld, DL3FM
CQ-DL 1982 ab S.545

(10)

Sendeverstärker für das 20m-Band Q160-1, Kathodenbasisschaltung, 400W
von Karl Gerhard Lickfeld, DL3FM
CQ-DL 1981 ab S.224

(11)

Linear-PA mit 6 x PL509 Kathodenbasis, neutralisiert, 1,2kW
von Arno Weidemann
CQ-DL 1972 ab S.470

(12)

80m-Linearendstufe mit 2 x PL509
von Karl-Heinz-Scheidel, DL8TO

CQ-DL 1971 ab S. 339

(13)

Linearendstufe mit 6 x PL509
von Arno Weidemann, DL9AH
CQ-DL 1970 ab S.642

(14)

Linearendstufe in Gitterbasisschaltung 4 x QB3/300 1,5kW nach DM2DT0
im Buch Detlef Lechner „Kurzwellensender“ ab Seite 333
Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, 1979.

(15)

Linearendstufe 400W für alle KW-Bänder
von Jos. Hirsch, DJ7AW
CQ-DL 1969 ab S.209

(16)

SSB-Sender mit LS50
von H. Rückert VK2AOU
CQ-DL 1969 ab S. 392, ab S.473

(17)

Linear-PA nach DL9PA mit 6xPL509
Von Arno Weidemann, DL9AH
CQ-DL 1969 ab Seite 578

(18)

Linear-Endstufe mit 5 x PL509
Von Rudolf Becher, DJ4MV
CQ-DL 1969 ab S.584

(19)

Linear-Endstufe mit 4 x 6JS6A
mit Schaltung für Leistungsmesung und für ALC
CQ-DL 1968 S.12

(20)

Endstufe mit 2 x 6164
DL-QTC 1966 S.504

(21)

SSB-Endstufe 2 x 6164
von F. Hillebrand, DJ4ZT
DL-QTC 1965 ab S. 721

(22)

SSB-Linearendstufe in Grounded-Grid-Schaltung (2 x 811A)
von Gunny G. Schulte, DJ5IH
DL-QTC 1965 ab S. 715

(23)

Endstufe mit 2x QE 05/40
DL-QTC 1965 S. 587

(24)

Linear-Endstufe 2 x 572B/T160L in Gitterbasisschaltung
von Werner W. Dieffenbach

FUNK-TECHNIK 1965 Heft 10 ab S. 409

(25)

SSB-Endstufe 2 x PL500 300W PEP

von P. Thomas, DJ6LX

FUNK-TECHNIK 1966 Heft 11 ab S. 419

Verschiedene Details

(1)

Übersicht über die gebräuchlichen Senderöhren und ihre Betriebsparameter
ARRL Handbook 1987 ab Seite 35-7

(2)

Übersicht über die üblichen Kupferdrähte
ARRL Handbook 1987 ab Seite 35-6

(9)

Datenblatt der 4-400A
EIMAC, 1955
<https://frank.pocnet.net/sheets/088/4/4-400A.pdf>

(*)

Datenblatt des Sockels EIMAC SK-410
http://www.7bd.com/content/products/category7BD_754077/productCMS_419038/7BD_EN_419038.pdf
neuere Version:
[http://www.tubecollectors.org/eimac/archives/sk410\(73\).pdf](http://www.tubecollectors.org/eimac/archives/sk410(73).pdf)

(3)

Entwurf transformierender Pi-Filter mit Hilfe normierter Tiefpaßwerte
von Ulrich Fleischmann, DL9DX
QC-DL 1987 ab Seite 617

(4)

Bau von Luftspulen hoher Güte
von Ewald Schleenbecker, DK9ZN
CQ-DL 1983 ab S. 217

(5)

Bestimmung der Drahtstärke von HF-Leistungsspulen
von Ewald Schleenbecker, DK9ZN
CQ-DL 1983 ab S. 587

(6)

Definition der zulässigen Sendeleistung
von Johann-Dietrich Elbers, DJ3XV
CQ-DL 1981 ab S.6

(7)

Einfache Berechnung von Pi- und L-Filtern
von Helmut Spieler, DL6FY
CQ-DL 1980 ab S.504, Korrektur S. 546

(8)

Anpassung in der HF-Technik (L- und PI-Anpassung)
von Hans A. Benker DL10Z
CQ-DL 1980 ab S.4

Beispielschaltungen für andere Bänder

(1)

Röhren-Endstufe für das 13-cm-Band
von Roman Wesolowski, DJ6EP
CQ-DL 10/91 ab Seite 602
ausführliche Beschreibung

(2)

435MHz-Endstufe 500W mit 4CX250
von Hans Rückert VK2AOU
CQ-DL 1989 ab Seite 493

(3)

Röhrenendstufe 5,7GHz mit YD1060
von Roman Wesolowski, DJ6EP, DJ6EP und Jürgen Dahms, DC0DA
CQ-DL 1988 ab Seite 91

(4)

Röhrenendstufe für das 13-cm Amateurfunkband (mit 2C39BA)
von Jürgen Ziemann DD8DA
CQ-DL 1987 ab S. 82

(5)

Röhrenendstufe für das 23-cm-Amateurfunkband (mit 2C39BA)
von Jürgen Ziemann DD8DA
CQ-DL 1987 ab S. 687
(Diese Endstufe war Basis für den 23cm-Oszillator aus 2007)

(6)

70cm-Endstufe für 70cm, 300W mit 4CX250B
von Hans Rückert, VK2AOU
CQ-DL 1984 ab S.428

(7)

70 cm-Endstufe mit 4X150A
von Josef Grimm, DJ6PI
CQ-DL 1977 ab S. 224

(8)

2m-Endstufe mit QQE03/12
von W. Meyer-Stüve, DL1GA
CQ-DL 1971 ab S. 156

(9)

Senderumsetzer für 2m mit QQE 06/40
von Richard Waxweiler DJ7VD
CQ-DL 1969 ab S. 534

(10)

2m-Endstufe YL1240
DL-QTC 1968 S. 137

(11)

2m-Endstufe QQE 03/12
DL-QTC 1965 S.469

Interessante Artikel zu verwandten Themen

(1)

Flüssigkeitskühlung für Röhrenendstufen

Jürgen Ziemann DD8DA

CQ-DL 1989 ab S. 422

Kühlung der 2C39BA mit Öl.

CQ-DL 1989 ab Seite 422

(2)

UKW-Linearendstufe mit V-MOS-Leistungs-FET (120W)

von Deszö Gyulai HA8ZD

CQ-DL 1989 ab Seite 695

(3)

Converter 70cm zu 2m mit gedruckten Lecherkreisen

von Holger Eckhardt, DF2FQ

CQ-DL 1988 ab S. 219

(4)

70cm-Konverter mit Topfkreisen

CQ-DL 1987 ab S.221

(5)

Resonatoren für die Bänder 23cm und 13cm

von Carsten Vieland, DJ4GC

CQ-DL 1986 ab S. 577

Fortsetzung

CQ-DL 1986 ab S. 657

(6)

Linearendstufe mit Transistor 2N6082

CQ-DL 1986 Seite 718

(7)

Die Eigenkapazität von Spulen

von Erich Roske, DJ1NI

CQ-DL 1984 ab Seite 118

(8)

Anpassgerät für QRP-Stationen mit SWR-Meter

von Doug DeMaw W1FB

CQ-DL 1984 ab S. 273

(9)

Kompensations- und Anpassungsschaltungen

von Dr.Gerd Jantzen, DF6SJ

CQ-DL 1982, ab S. 438

(10)

Kreisdiagramme in der Funktechnik

von Manfred Horst, DF1DF

CQ-DL 1981, ab S.164, 268, 382, 480

(11)

Mini-Antennenanpassgerät bis 80 Watt
von Wolfgang Hammer, DL1FN
CQ-DL 1980 ab S. 267

(12)

Breitband-Endstufe 160m-10m mit Transistoren (10W)
von Siegfried Hari, DK9FM
CQ-DL 1980 ab S. 502

(13)

Testbericht 2m-Röhrenendstufe mit QQE 06/40
von Günter Schwarzbeck, DL1BU
CQ-DL 1979 ab S. 402

(14)

Reflexionen auf Speiseleitungen
von M. Walter Maxwell, W2DU
CQ-DL 1977 ab S.424, ab S. 464.

(15)

Stehwellen-Messer mit Watt-Eichung
von Hans-J. Griem, DJ1SL
CQ-DL 1974 ab S. 406

(16)

PEP-Wattmeter
von Olaf Koch, DL7HA
CQ-DL 1974 ab S. 647

(17)

HF-Leistungsmesser
von Hans Weisser, OE7HWI
CQ-DL 1972 ab S. 14

(18)

Ein einfaches Stehwellenmeßgerät
von Martin Michaelis, DK1MM
CQ-DL 1972 ab S.18

(19)

Graphische Methoden zum Ermitteln von Anpassungsgliedern
von Einhard Miehle
CQ-DL 1969 ab S. 653

(20)

Interessante Röhren für die Einseitenbandtechnik
von Adolf Vogel, DL3SZ
CQ-DL 1968 ab S.75

(21)

Stabilisiertes Netzgerät mit EL500
von Hans Landwehr, DJ3DB
DL-QTC 1968 ab S.579

Bereitgestellt von jogis-roehrenbude.de

(22)

Strahlungsfreies Abstimmen von KW-Endstufen
von Conrad Hupfer, DJ1EE
DL-QTC 1966 ab S. 126

(23)

Die neue Leistungspentode EL3010 für SSB-Sender
von Egon Koch DL1HM
DL-QTC 1966 ab S. 511

(24)

2m-Konverter (mit Topfkreis) für Portabel-Geräte
von G. Zobel DJ4DN
DL-QTC 1965 ab S. 514

(25)

Antennenanpassgerät mit Stehwellenmeßbrücke und Outputanzeige
von Egon Koch, DL1HM
FUNK-TECHNIK 1967 Heft 1 ab S.21

Übersicht über die im Zuge der Recherchephase teilweise eingehender betrachtete und teilweise punktuell zur Kenntnis genommene Internet-Links

Allemeine Grundlagen

Allgemeine Übersicht über HF-Verstärker:
http://www.nsarc.ca/hf/hf_min102705.pdf

Rechner für häufig benötigte Rechengänge

Rechner für die Induktivität von Luftspulen:

<https://wetec.vrok.de/rechner/cspule.htm>

Rechner für die Eindringtiefe beim Skineffekt:

<http://www.electronicdeveloper.de/AllSkineffektEindringtiefe.aspx>

Bezugsquellen

Bezugsquelle für PA-Drehkondensatoren:

<http://www.orenelliottproducts.com/index-7.html>

Informationen zu Gitterbasis-Endstufen

Einführung in Gitterbasis-Endstufen mit Schaltungsbeispielen und Berechnungen

<http://wb0nni.dakotamade.com/index.html>

Sehr gute Übersicht über Gitterbasis-Endstufen mit vielen Schaltungsbeispielen und Berechnungen

<https://pa0fri.home.xs4all.nl/Lineairs/Frinear750/FRI750uk.htm>

<https://pa0fri.home.xs4all.nl/Lineairs/Lineairs.htm#l>

Einführung in Gitterbasis-Endstufen:

<http://www.robkalmeijer.nl/techniek/electronica/radiotechniek/hambladen/qst/1993/10/page28/index.html>

Interessanter Vergleich von Gitterbasisschaltung und Passive Grid-Schaltung

<http://www.w7ekb.com/glowbugs/projects/9Tuber.pdf>

Einführung Gitterbasis-Endstufe:

[http://www.rfcec.com/RFCEC/Section-3%20-%20Fundamentals%20of%20RF%20Communication-Electronics/04%20-%20AMPLIFIERS%20-%20RF%20POWER%20AMPLIFIER%20BASICS/RFPA%20-%20GG%20CD%20Configuration%20\(By%20Larry%20E.%20Gugle%20K4RFE\).pdf](http://www.rfcec.com/RFCEC/Section-3%20-%20Fundamentals%20of%20RF%20Communication-Electronics/04%20-%20AMPLIFIERS%20-%20RF%20POWER%20AMPLIFIER%20BASICS/RFPA%20-%20GG%20CD%20Configuration%20(By%20Larry%20E.%20Gugle%20K4RFE).pdf)

Berechnung Eingangs-Pi-Filter Gitterbasis-Endstufe:

[http://www.rfcec.com/RFCEC/Section-3%20-%20Fundamentals%20of%20RF%20Communication-Electronics/04%20-%20AMPLIFIERS%20-%20RF%20POWER%20AMPLIFIER%20BASICS/RFPA%20-%20Designing%20a%20Input%20Tank%20Circuit%20\(By%20Larry%20E.%20Gugle%20K4RFE\).pdf](http://www.rfcec.com/RFCEC/Section-3%20-%20Fundamentals%20of%20RF%20Communication-Electronics/04%20-%20AMPLIFIERS%20-%20RF%20POWER%20AMPLIFIER%20BASICS/RFPA%20-%20Designing%20a%20Input%20Tank%20Circuit%20(By%20Larry%20E.%20Gugle%20K4RFE).pdf)

Auslegung / Berechnung Ausgangskreis:

[http://www.rfcec.com/RFCEC/Section-3%20-%20Fundamentals%20of%20RF%20Communication-Electronics/04%20-%20AMPLIFIERS%20-%20RF%20POWER%20AMPLIFIER%20BASICS/RFPA%20-%20Tune%20and%20Load%20Impedance%20Matching%20\(By%20Larry%20E.%20Gugle%20K4RFE\).pdf](http://www.rfcec.com/RFCEC/Section-3%20-%20Fundamentals%20of%20RF%20Communication-Electronics/04%20-%20AMPLIFIERS%20-%20RF%20POWER%20AMPLIFIER%20BASICS/RFPA%20-%20Tune%20and%20Load%20Impedance%20Matching%20(By%20Larry%20E.%20Gugle%20K4RFE).pdf)

[http://www.rfcec.com/RFCEC/Section-3%20-%20Fundamentals%20of%20RF%20Communication-Electronics/04%20-%20AMPLIFIERS%20-%20RF%20POWER%20AMPLIFIER%20BASICS/RFPA%20-%20Design%20Formulas%20\(By%20Larry%20E.%20Gugle%20K4RFE\).pdf](http://www.rfcec.com/RFCEC/Section-3%20-%20Fundamentals%20of%20RF%20Communication-Electronics/04%20-%20AMPLIFIERS%20-%20RF%20POWER%20AMPLIFIER%20BASICS/RFPA%20-%20Design%20Formulas%20(By%20Larry%20E.%20Gugle%20K4RFE).pdf)

Projektbeschreibung einer Gitterbasis-Endstufe mit 1kW und 2x T380-1

<http://www.janson-soft.de/seminare/dh7uaf/dk3qvpa.htm>

Sehr ausführlicher Artikel über eine Gitterbasisstufe mit der 3-1000Z mit aussagekräftigen Bildern eines guten Aufbaus.

<http://ham.homelinux.org/schemi-pdf/68hb199.pdf>

Sehr ausführlicher Artikel über eine Gitterbasisstufe mit 2x 3-500Z mit aussagekräftigen Bildern eines guten Aufbaus.

<http://www.oh7fae.arkku.net/tiedostot/71hb201.pdf>

Sehr ausführlicher Artikel über eine Gitterbasisstufe mit 2x 4-250A mit aussagekräftigen Bildern eines guten Aufbaus.

<http://www.gro.it/amp/schemi/pdf/59hb210.pdf>

Gitterbasis-Verstärker 400W:

<http://www.jogis-roehrenbude.de/Sender/400W-Sender/400W-Sender.htm>

Kathodenbasis-Endstufen

Kathodenbasis-Verstärker von G2DAF

https://www.radioamator.ro/articole/files/291_1.pdf

Endstufen für andere Bänder

Guter Artikel über einen 2m-Verstärker mit der 8877 von EIMAC:

<http://www.w5un.net/8877-1.htm>

Guter Artikel über einen 2m-Verstärker mit der 4CX100A:

www.zianet.com/k5am/2mkw.pdf

23cm-Endstufe mit 2C39

<http://www.qsl.net/dl4mea/23c39/23c39.htm>

Verschiedene Themen

Daten aller EIMAC-Sockel:

<http://www.tubeampdoctor.com/images/File/EIMAC%20-SOCKETS.PDF>

Zur VHF-Stabilität von Endstufen:

https://www.w8ji.com/vhf_stability.htm

Linksammlung zu Endstufen:

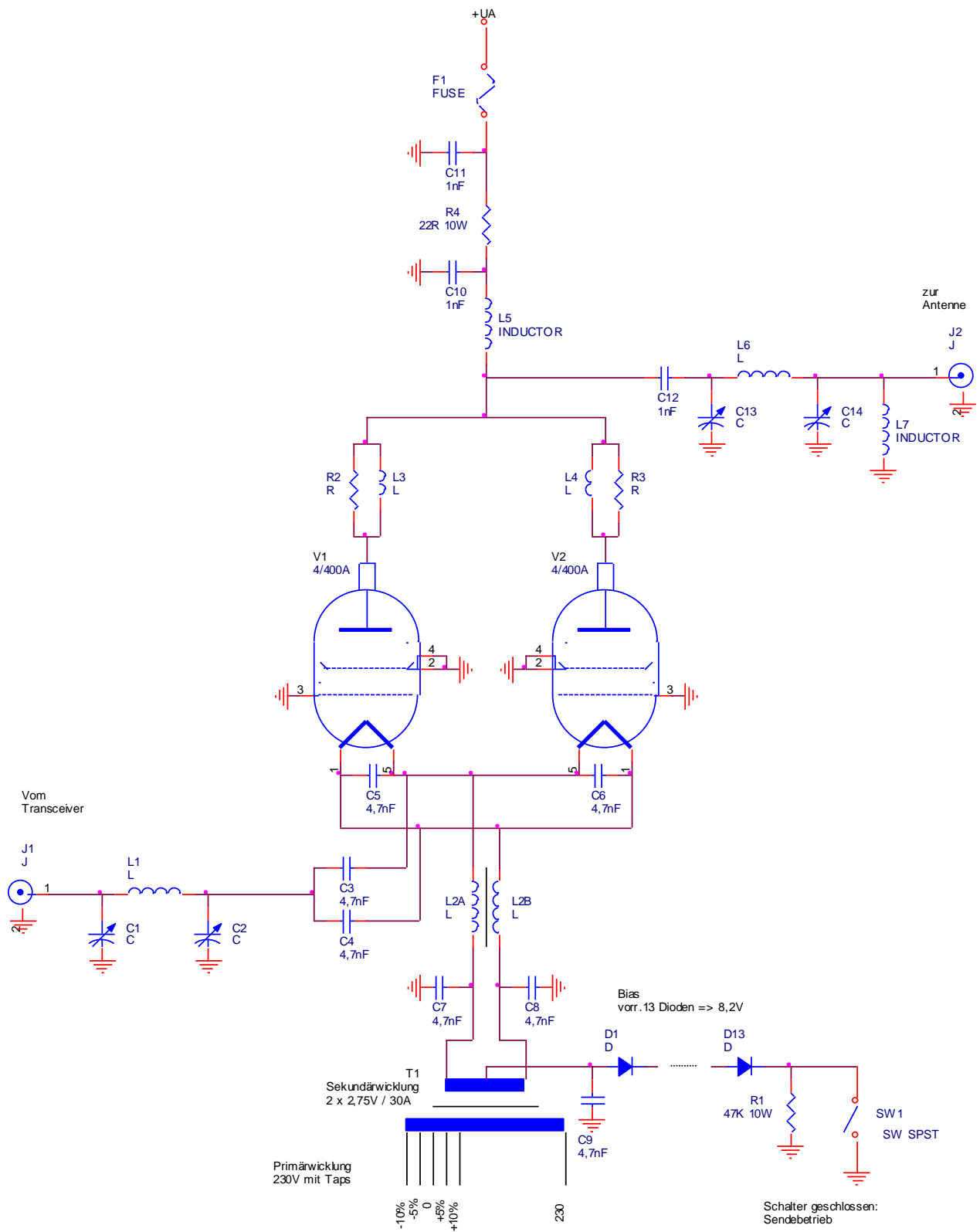
http://k3uh.com/test/Ham_Amplifier.htm

Dokumentation von wichtigem, aus Literatur und Korrespondenz entnommenem Erfahrungswissen

- Die Röhren müssen zunächst „eingebrannt“ werden, um die Absorption von Gasresten in die Kathode zu ermöglichen (Kathodenbeschichtung ist gleichzeitig Getter). Dazu werden die Röhren für 24h nur mit der Heizspannung betrieben, danach für einige Zeit erst einmal mit reduzierter Anodenspannung. Bei unmittelbarer Beaufschlagung der Röhren mit voller Anodenspannung besteht die Gefahr von Überschlägen durch Ionisation.
- Die PTT-Buchse soll zum Erreichen der direkten Kompatibilität mit dem vorhandenen, üblichen Funkequipment als Cinch-Buchse ausgeführt sein.

Das Prinzip

Die folgende Skizze zeigt die grundlegende Schaltung der Gitterbasis-Endstufe:



Die grundlegende Schaltung der Gitterbasis-Endstufe

Die grundsätzliche Funktionsweise der Schaltung ist wie folgt:

Die Ansteuerung der (parallelgeschalteten) Röhren erfolgt über deren Kathoden. Ein positiveres Potential an den Kathoden bewirkt, dass die Spannung zwischen Gitter und Kathode negativer wird, womit dann der Anodenstrom zurückgeht. Umgekehrt bewirkt eine negative Steuerspannung der Kathode ein positiver werdendes Steuergitter, womit dann der Anodenstrom zunimmt. Im Gegensatz zu den üblichen Empfänger- und NF-Röhren ist der Betrieb von Senderöhren mit positiver Gitterspannung und damit fließendem Gitterstrom als üblicher Betriebsfall vorgesehen. Es muss dabei jedoch darauf geachtet werden, dass die Verlustleistung am (filigranen) Gitter innerhalb der Grenzwerte bleibt.

Die an Masse liegenden Gitter schirmen den kathodenseitigen Eingangskreis vom anodenseitigen Ausgangskreis ab. Damit hat der Gitterbasisverstärker eine sehr hohe Stabilitätsreserve und es ist keine Neutralisation erforderlich. Um diese Eigenschaften in der Praxis tatsächlich zu erreichen ist es notwendig, die Gitter äußerst induktionsarm mit Masse zu verbinden.

Die R/L-Kombinationen aus R2/L3 sowie R3/L4 verhindern die Selbsterregung der Schaltung bei Frequenzen im VHF-Bereich. Für diese Frequenzen würde die Kapazität der Anode mit der Induktivität der Verbindungsleitungen zur Anode als Resonanzkreis wirken, wenn nicht mit den erwähnten R/L-Kombinationen gedämpft würde. Der Rückkopplungspfad für diese Selbsterregung sind die internen Röhrenkapazitäten in Verbindung mit den internen Induktivitäten der Röhrenelektroden.

Die Drossel L5 ist so ausgelegt, dass sie die Nutzfrequenz praktisch vollständig sperrt. Es handelt sich um eine einlagig gewickelte Drossel, deren Parallelresonanzfrequenz und deren Serienresonanzfrequenzen oberhalb des Nutzfrequenzbereichs liegen.

Das aus C13, L6 und C14 aufgebaute Pi-Filter passt den Ausgangswiderstand der Röhren an den Antennnwiderstand von 50 Ohm an. Gleichzeitig hat dieses Filter eine Tiefpasswirkung, die zur Unterdrückung von Oberwellen hilfreich ist. Durch C13, C14 und L6 fließen Resonanzströme, die weit höher als der Anodenstrom der Röhre sind. L6 muss daher für geringe Verluste (in Anbetracht des Skineffekts) ausgelegt sein.

Der Blockkondensator C12 hält die Anoden-Gleichspannung vom Pi-Filter und von der Antenne fern. Dieser Kondensator wird von starken Hochfrequenzströmen durchflossen und muss dementsprechend ausgelegt sein. Für den Fall, dass C12 durchschlägt ist L7 vorgesehen. Die Induktivität von L7 ist so groß, dass L7 bei der Nutzfrequenz praktisch unwirksam ist. Bei einem Durchschlag von C12 schließt L7 die dann an der Antenne anstehende Gleichspannung kurz, womit dann die Sicherung F1 in der Anodenspannungszuleitung durchbrennt.

C10 und C11 blocken die Anodenspannungszuleitung nach Masse ab, um die Ausstrahlung von HF aus dieser Leitung zu verhindern.

R4 schützt Röhre und Hochspannungsversorgung bei Durchschlägen innerhalb der Röhre, wie sie aufgrund von Materialaustritten ins Vakuum gelegentlich vorkommen können.

C5 und C6 schließen die Kathodenanschlüsse für Hochfrequenz kurz. Damit werden ungewollte Hochfrequenzströme durch die Kathoden vermieden. Das Eingangssignal wird über C3 und C4 eingekoppelt. Die aus L2A und L2B bestehende Gleichtaktdrossel hat für die Nutzfrequenz eine sehr hohe Impedanz und verhindert damit das „Abfließen“ des Steuersignals zur Masse. Angesichts des hohen Heizstroms von 30A (für zwei Röhren) muss die Drossel einen sehr geringen Kupferwiderstand aufweisen. C7 und C8 sowie auch C9 schließen „hinter“ der Drossel noch vorhandene Hochfrequenzreste nach Masse kurz. Die Heizspannung von 5V wird aus dem Trafo T1 entnommen. Zum Ausgleich der Übergangswiderstände kann die Heizspannung mittels primärseitiger Anzapfungen in kleinen Schritten eingestellt werden. Das Datenblatt der 4/400A fordert eine Heizspannungstoleranz von +/-5%.

Mit der Diodenkette D1..D13 ist es möglich, eine Feineinstellung des Arbeitspunktes hin zu einem geringeren Ruhestrom als bei direkt an Masse liegender Kathode vorzunehmen. Im Verlauf der späteren Inbetriebnahme hat sich gezeigt, dass diese Einstellung sehr „feinfühlig“ und sehr wichtig ist. Es gibt nur einen relativ schmalen Bereich zwischen zu geringer Leistungsabgabe und nicht mehr stabilem Betrieb. Bei Sendebetrieb wird der Relaiskontakt SW1 geschlossen. Im Empfangsbetrieb ist SW1 geöffnet, dann baut sich über R1 eine Spannung

auf, die die Kathode positiv gegenüber dem Gitter macht, womit der Ruhestrom durch die Röhre zurückgeht. Damit wird die Verlustleistung der Endstufe in den Pausen zwischen den Aussendungen gesenkt.

Mit dem Pi-Netzwerk aus C1, L1 und C2 wird der 50-Ohm-Ausgang des Transceivers an die Eingangsimpedanz der Gitterbasisstufe angepasst. Der Eingangswiderstand der Gitterbasisstufe ist vergleichsweise niederohmig, da eine starke Gegenkopplung besteht, da ja der Ausgangsstrom der Schaltung durch die die Ansteuerung bewirkende Quelle fließt.

Dies soll etwas genauer dargestellt werden:

Nehmen wir an, die Kathode werde durch Wirkung der ansteuernden Quelle positiver. Damit geht der Anodenstrom und damit auch der Kathodenstrom zurück. Dies wirkt dem Positiverwerden der Kathode entgegen, da der Spannungsabfall an der Impedanz im Kathodenzweig zurückgeht.

Umgekehrt ist es so, dass wenn die Kathode durch Wirkung der ansteuernden Quelle negativer wird, der Kathodenstrom zunimmt, was dem Negativerwerden entgegengesetzt ist.

Die Eingangsimpedanz der Gitterbasisstufe wird um so kleiner, je höher die Verstärkung der verwendeten Röhre ist. Sie nimmt ebenfalls mit dem anodenseitig wirksamen Widerstand ab.

Das eingangsseitige Pi-Filter (oder ein auf die Nutzfrequenz abgestimmter Schwingkreis) wären auch dann notwendig, wenn die Eingangsimpedanz der Gitterbasisstufe zufällig auf dem gewünschten Wert 50 Ohm liegen würde. Durch Streu- und Röhrenkapazitäten hat die tatsächliche Eingangsimpedanz eine kapazitive Komponente, die kompensiert werden muss, um den Ausgang des die Endstufe ansteuernden Transceivers mit einem möglichst geringen Stehwellenverhältnis zu belasten. Weiterhin ist die Eingangsimpedanz der Gitterbasisstufe (aufgrund des Fließens von Gitterstrom bei höherer negativer Aussteuerung) nicht linear. Ohne Eingangsfiler käme es zur Bildung von Oberwellen. Durch die im Eingangsfiler zirkulierende Blindleistung werden diese Schwankungen der Eingangsimpedanz zum ansteuernden Transceiver hin ausgeglichen.

Die Endstufe darf niemals ohne 50-Ohm-Last am Antennenausgang betrieben werden. Bei offenem Ausgang wird die ansonsten an die Antenne abgegebene Leistung (theoretisch 60% der aus der Versorgung aufgenommenen Leistung) an die Röhren zurückreflektiert, womit diese zerstört werden. Am ungedämpften Resonanzkreis des Pi-Filters entstehen sehr hohe Überspannungen, die ebenfalls zur Zerstörung der Endstufe durch Überschläge führen können.

Der Detailentwurf der Endstufe

Schritt 1: Festlegung der Betriebsspannung

Die grundlegenden Betriebsbedingungen für 4-400A in Gitterbasisschaltung wurden vom Röhrenhersteller EIMAC veröffentlicht: (Amateur Service Newsletter W6SAI, Juni 1983)

Sie beziehen sich darauf, dass Schirmgitter und Steuergitter miteinander verbunden sind und an Masse liegen.

<u>4-400A (VOICE CONDITIONS)</u>				
(ratings apply to 4-250A, within plate dissipation rating of 4-250A)				
Dc Plate Voltage	2000	2500	3000	Vdc
Zero-Signal dc Plate Current *	60	65	70	mAdc
Single-Tone dc Plate Current	265	270	330	mAdc
Single-Tone dc Screen Current	55	55	55	mAdc
Single-Tone dc Grid Current	100	100	100	mAdc
Single-Tone Driving Power	38	39	40	W
Driving Impedance	160	150	140	Ohms
Load Impedance	3950	4500	5000	Ohms
Plate Input Power	530	675	990	W
Plate Output Power	325	435	600	W

*Betriebsbedingungen für die 4-400A in Gitterbasisschaltung
(Quelle: EIMAC)*

Es wird die rechtsstehende Einstellung (3000VDC) gewählt.

Es werden zwei Röhren parallelgeschaltet, womit sich eine theoretische Ausgangsleistung von 1200W ergibt.

In dem zitierten Dokument wird darauf hingewiesen, dass die Ruhestrome von Röhre zu Röhre signifikant streuen.

Man erkennt einen (theoretischen) Wirkungsgrad von $600W / 990W = 60\%$.

Die Anodenverlustleistung ist dann $990W - 600W = 390W$, was knapp unter dem Grenzwert von 400W ist.

Schritt 2: Dimensionierung des ausgangsseitigen Pi-Filters

Der obenstehenden Tabelle kann eine Ausgangsimpedanz von 5000 Ohm pro Röhre entnommen werden, mit zwei parallel geschalteten Röhren ergibt sich dann eine Ausgangsimpedanz von 2500 Ohm.

Nach zahlreichen übereinstimmenden Literaturangaben ist eine Güte des Pi-Filters von 12 für das Ausgangsfilter einer Röhren-Sendeendstufe optimal. Eine Güte von 12 bedeutet, dass die im Pi-Filter zirkulierende Energie 12 mal größer als die aus der Röhre aufgenommene bzw. an die Antenne abgegebene Energie ist.

Die Güte wird nach oben hin durch zwei Faktoren limitiert:

- Mit steigender Güte nimmt der im Pi-Filter zirkulierende Strom zu. Damit nehmen die ohmschen Verluste an der Spule L6 zu. (Quadratische Zunahme mit dem Strom, Einfluss des Skineffekts, Eindringtiefe bei 14MHz in Kupfer ist 18µm)

- Das Pi-Filter wird mit zunehmender Güte immer schmalbandiger, womit dann der Frequenzwechsel innerhalb des Bandes beeinträchtigt wird.

Die Güte wird nach unten hin durch zwei Faktoren limitiert:

- Mit sinkender Güte wird das mit dem Pi-Filter noch zu transformierende Widerstandsverhältnis geringer, wenn der Wert für die Kapazität auf der hochohmigen Seite nicht beliebig klein sein kann (was durch die Kapazität der Anode zu den an Masse liegenden Gittern und die Kapazität der Verdrahtung sowie die Anfangskapazität von C13 der Fall ist)
- Mit abnehmender Güte wird das Filter breitbandiger, womit die Dämpfung der Oberwellen ab einem gewissen Punkt zu gering ist.

In der Literatur werden zahlreiche Berechnungsverfahren für Pi-Filter angegeben. Ebenso sind zahlreiche Tabellen mit vorberechneten Bauteilwerten für die gebräuchlichen Amateurbänder und die üblichen Röhren-Ausgangswiderstände veröffentlicht. Es zeigte sich, dass die Ergebnisse der Rechnungen nach verschiedenen Verfahren und die in den verschiedenen Tabellen angegebenen Zahlenwerte recht nahe zusammenliegen. Der Unterschied zwischen den angegebenen/errechneten Werten liegt in der Größenordnung der ohnehin vorhandenen Unsicherheiten durch Streukapazitäten, Streuinduktivitäten und Toleranzen der Röhreneigenschaften.

Es wird auf die Tabelle aus dem ARRL-Handbook 1987, Seite 15-7 zurückgegriffen.

Man erhält die folgenden Werte:

$$Q = 12$$

$$f = 14\text{MHz}$$

$$\text{Ausgangswiderstand} = 2500 \text{ Ohm}$$

C13 + Streukapazität:	55pF
L1:	2,63uH
C14:	310pF

Für die gesamte Streukapazität an der Anode wird nach übereinstimmenden Literaturangaben für einen Verstärker mit einer einzigen Röhre 10pF (bei sorgfältigem Aufbau) angenommen. EIMAC gibt im Datenblatt der 4-400A 4,7pF Ausgangskapazität an. Es wird angenommen, dass die zusätzliche Schaltkapazität für das Hinzufügen der zweiten Röhre 3pF beträgt, womit sich dann eine Streukapazität von gerundet 18pF ergibt. Damit ergibt sich ein Wert von 37pF für C13.

Über C13 liegt, unter Annahme einer Restspannung von 500V über den Röhren und bei einer Versorgungsspannung von 3000V, eine HF-Spannung mit dem Scheitelwert $3000\text{V} - 500\text{V} = 2500\text{V}$ an. Im ARRL Handbook 1987, Seite 15-13, Table 8 sind die Plattenabstände für Drehkondensatoren in Pi-Filtern angegeben. Es existiert keine Angabe für 2500V peak, also wird die nächsthöhere Angabe für 3000V peak berücksichtigt. Diese ist 0,07 inch, das entspricht 1,78mm.

Die maximale Spannung über C14 wird wie folgt abgeschätzt:

$$U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{1200\text{W} \cdot 50\Omega} = 245\text{V}_{\text{peak}}$$

Für C14 reicht nach obenstehender Tabelle ein Plattenabstand von 0,015 inch = 0,38mm für die kleinste angegebene Spannung von 1000V peak aus.

Die Beschaffung geeigneter Drehkondensatoren ist äußerst schwierig. Viele Angebote aktuell gefertigter Drehkos machen einen unprofessionellen Eindruck, sie haben oft scharfe Kanten an den Platten, was die Gefahr von Überschlügen in sich birgt.

Es wurden daher professionelle Drehkondensatoren von der amerikanischen Firma Oren-Elliott gekauft.

Für C13:

Typ 73-1-14-25H

17..102pF

3,7kV rms

Für C14:

Typ 73-1-32-65N

22..1017pF

1,1kV rms

Im ARRL Handbook 1987, Seite 15-13, Table 9 sind die empfohlenen Drahtstärken für die Spulen des Pi-Filters bei Röhren-Sendeendstufen angegeben. Für die nächstliegende Leistungsklasse 1000W und für den zutreffenden Frequenzbereich von 7..14 MHz wird eine Drahtstärke von AWG8 angegeben. Dies entspricht einem Drahtdurchmesser von 3,26mm.

Eine entsprechende Spule mit den folgenden Eckdaten

- 2,6uH
- Kupferrohr 4mm bis 6mm Ad
- Durchmesser 5 bis 8 cm
- Kabelschuhe an den Wicklungsenden

wurde am 2.1.2018 bei der Firma Müller-Spulen (www.mueller-spulen.com), die auch Spulen aus Kupferrohr herstellt angefragt und anschliessend bestellt.

Die Spule wurde wie folgt angefragt:

„...Für diesen Sender benötigen wir eine Pi-Filter-Spule, die als Kupferrohr-Luftspule ausgeführt sein muss, um die skineffektbedingten Verluste nicht zu groß werden zu lassen.

Das Kupferrohr soll an den Enden mit dann waagrecht stehenden Kabelschuhen versehen sein, so dass wir die Spule dann auf zwei Keramikstützern aufstellen und anschliessen können.

Die Induktivität der Spule soll 2,6uH betragen.

Der Aussendurchmesser des Kupferrohres muss mindestens 4mm betragen, kann aber auch bis zu 6mm betragen.

Der Durchmesser der Spule soll zwischen 5 und 8 cm liegen.

Über dieser Spule liegt im Resonanzfall eine Spannung von über 1000V eff. bei 14MHz an. Es fließt dann ein Strom von 4,4A durch die Spule, besser auf der Oberfläche der Spule, da der Strom aufgrund des Skineffekts nur 18um in das Kupfers eindringt...

....Mit einem Durchmesser von 60mm (bezogen auf die gedachte Mitte des Kupferrohres) erreicht man mit 8 Windungen und einer Länge der Spule von 60mm (ebenfalls bezogen auf die gedachte Mitte des Kupferrohres) die gewünschte Induktivität von 2,6uH.

Bei Verwendung eines Kupferrohres mit einem Aussendurchmesser von 4mm (4mm ist die Mindeststärke, bis 6mm ist möglich) erhält man dann einen Abstand von 3,5mm zwischen den Windungen.“

Tatsächlich hatte die gelieferte Spule dann eine gemessene Induktivität von 2,61uH.

Bei Ebay waren trotz intensiver Suche vor allem in den USA keine geeigneten Spulen zu finden, die Modifikation einer bestehenden Spule durch Abwickeln ist in der Praxis schwierig, da das Anbringen einer Befestigungsbohrung/eines Kabelschuhs am Kupferrohr ohne entsprechendes Spezialwerkzeug schwierig ist und es an dieser Stelle auf absolut geringe Übergangswiderstände ankommt.

(Es wurde auch in Erwägung gezogen, zu diesem Zeitpunkt bei Ebay erhältliche Spulen mit 3,4 uH einzusetzen, das hätte aber eine Reduzierung des Q auf etwas unter 10 bedeutet, daher wurde von dieser Möglichkeit abgesehen. (Hinweis: Bezug auf die sehr gute rechnerische Herleitung der Filterdimensionierung in CQ-DL 5/93 ab Seite 309)

L7 soll so groß sein, dass ihr Einfluss auf die Ausgangsimpedanz vernachlässigbar ist, aber auch nicht größer als notwendig sein, da diese Drossel unterhalb ihrer Eigenresonanz betrieben werden soll.

In der Literatur werden Werte zwischen 50uH und 2mH angegeben, für Verstärker, die alle KW-Amateurbänder abdecken.

Mit einem Wert von 56uH ergibt sich der folgende Scheinwiderstand bei 14MHz:

$$X_L = 2\pi * f * L = 6,28 * 1,4 * 10^7 \text{ Hz} * 5,6 * 10^{-5} \text{ H} = 5\text{k}\Omega$$

Damit ist der Leitwert der Spule bei 14MHz 1/100 des Antennenwiderstandes von 50 Ohm.

Es wird ein Lackdraht CuL 0,75mm mit einer Strombelastbarkeit von 1,55A (Quelle für Strombelastbarkeit: BLOCK-Transformatoren) auf einen Teflonstab mit einem Durchmesser von 20mm einlagig gewickelt.

Gemäß iterativer Einkreisung mit dem Induktivitätsrechner auf <https://wetec.vrok.de/rechner/cspule.htm> ergibt sich die gesuchte Induktivität von 56uH bei 118 Windungen. (Iterativ deswegen, weil die Länge von der Windungszahl abhängt, wenn wie hier dicht an dicht gewickelt wird, sie ist dann bei 0,75mm-Draht $n * 0,75\text{mm}$, Formel: $L = \mu_0 * \mu_r * N^2 A / l$)

Der benötigte Kupferlackdraht kann bei RS-Components bezogen werden:

BLOCK CuL100/0,75 RS 337-7044

Ein geeigneter PTFE-Rundstab 20mm Durchmesser und 1m Länge kann als Halbzeug bei RS-Components mit der Bestellnummer 680-640 (VE2) bezogen werden. Die maximale Betriebstemperatur beträgt 260°C. Dies ist für die Ausgangsdrossel überdimensioniert, aus diesem Stab soll jedoch auch der Wickelkörper für die Anodendrossel gefertigt werden, an deren Einbauort sehr hohe Temperaturen herrschen.

Für den Spulenkörper wurde eine Zeichnung erstellt und die Fertigung bei Feinmechanik Willi Müller in Auftrag gegeben.

Schritt 3: Dimensionierung der Anodenbeschaltung

Die Dimensionierung der Anodendrossel geschieht in Anlehnung an einen Artikel in CQ-DL 3/1993 ab Seite 173.

Es wird auch hier ein Drahtdurchmesser von 0,75mm verwendet (Strombelastbarkeit 1,55A) um eine gewisse Sicherheit angesichts der ohnehin schon hohen Temperaturen im Bereich der Anodendrossel zu haben.

Die Gesamtwert der Induktivität der im CQ-DL vorgestellten, zusammengesetzten Allbereichsdrossel ist 559 uH. Die tiefste Nutzfrequenz des dort beschriebenen Verstärkers ist 1,8MHz. Bei gleichem Scheinwiderstand der Drossel würde dann für 14MHz $559\text{uH} * 1,8/14 = 42\text{uH}$ benötigt.

In der Literatur wird an anderer Stelle (paofri.home.xs4all.nl/lineairs/frinear750/FRI750uk.htm) auch der Induktivitätswert 150uH für einen Mehrband-Verstärker bis hinab zu 160m angegeben.

Die Induktivität der Spule darf nicht zu hoch sein, damit die Serienresonanzfrequenz der Spule deutlich höher als die Nutzfrequenz 14MHz ist. Eine Gleichzeitigkeit von hoher Induktivität und hoher Serienresonanzfrequenz wird durch einen möglichst dünnen Spulenkörper und eine möglichst langgestreckte Spule erreicht, die selbstverständlich einlagig gewickelt wird.

Die Serienresonanz wird nach Fertigstellung mit dem Grid-Dipper bei kurzgeschlossenen Spulenanschlüssen bestimmt. Ist diese zu niedrig, muss die Spule dann nachträglich abgewickelt werden.

In CQ-DL wird beispielhaft eine Spule mit den folgenden Eigenschaften angegeben:

- Plexiglasrohr als Spulenkörper
- $D = 20\text{mm}$
- $l = 123\text{mm}$
- Drahtstärke = $0,5\text{mm}$
- $L = 78\mu\text{H}$
- $f_{\text{res ser}} = 33,2\text{MHz}, 45\text{MHz}$

Es wird das folgende Vorgehen gewählt:

Es werden 120 Windungen aus CuL 0,75mm auf einen Teflonstab mit 20mm Durchmesser aufgebracht. Es ergibt sich eine Länge der Spule von 90mm, wenn dicht an dicht gewickelt wird. Damit ergibt sich laut Rechner auf „...wetec..“ eine Induktivität von 57 μH .

Diese Spule wird nach Fertigstellung auf Serienresonanzen hin untersucht. Sollten sich problematische Serienresonanzen zeigen, dann wird die Windungszahl der Spule verringert.

Für den Spulenkörper wurde eine Zeichnung erstellt und die Fertigung bei Feinmechanik Willi Müller in Auftrag gegeben.

Der Scheinwiderstand des Blockkondensators C12 soll deutlich geringer als der Ausgangswiderstand der Röhrenstufe sein. In der Literatur findet man Kapazitätswerte zwischen 1nF und 2,2nF. Eine zu geringe Kapazität führt zu einem zu hohen Spannungsaufbau über dem Kondensator und damit zu unnötig hohen dielektrischen Verlusten. Der Kondensator muss für mindestens das Doppelte der Anodenversorgungsspannung (3kV) ausgelegt sein und eine hohe Strombelastbarkeit aufweisen.

Der Scheinwiderstand von 1nF bei 14MHz ist 11 Ohm. Das ist 0,4% des Ausgangswiderstandes der Röhrenstufe von 2,5kOhm und erscheint ausreichend gering.

Der Wert 1000pF 15kV ist in geeigneter Ausführung bereits als Lagerbestand aus Ausbauware vorhanden. In der Literatur (..paOfri..) kann auf Abbildungen ähnlicher Verstärker exakt diese Kondensatorbauform an gleicher Stelle identifiziert werden.

Zur Sicherheit wurde noch zusätzlich ein Scheibenkondensator russischer Bauart 1nF/20kV 90kVAr bei Ebay beschafft, der jedoch nicht verwendet wurde, da der ursprünglich vorgesehene Kondensator die Anforderungen einwandfrei erfüllte.

Für die VHF-Suppressorschaltungen wird gemäß der Literatur die Parallelschaltung von drei Kohlemassewiderständen 150 R/2W mit einer Luftspule aus zwei bis drei Windungen vorgesehen.

Geeignete Widerstände sind über die Distribution nicht mehr zu bekommen, konnten aber bei Ebay/USA beschafft werden. (Allen-Bradley 150R 2W 5%)

Die Drosseln werden mit Silberdraht von Amidon (aus vorhandenem Lagerbestand) gewickelt.

Für C11 und C12, bei denen die Strombelastbarkeit deutlich geringer als bei C12 ist wurden bei Ebay Keramik Kondensatoren VISHAY CERA-MITE 1nF 20kV sowie die zum Anschluss benötigten Spezialschrauben UNC 8-32 3/16“ beschafft.

Für R4 findet ein kurzzeitüberlastbarer Drahtwiderstand WELWYN W24-10R1 10 Ohm / 12W Anwendung (Farnell 950-5580). Die Induktivität des Widerstandes stört an dieser Stelle nicht.

Für F1 findet eine übliche Feinsicherung 5x20mm 1A flink Anwendung (Farnell 135-4570). Die Nennspannung der Sicherung ist zwar nur 250V, die Erfahrung an einem HF-Leistungsgenerator mit 3,5kV-Versorgungsspannung hat jedoch gezeigt, dass eine derartige Sicherung im „Ernstfall“ die Versorgung

zuverlässig unterbricht. Dennoch ist diese Lösung nicht normgerecht und ist nur im Rahmen des beaufsichtigten akademischen Versuchsbetriebs anwendbar.

Die Sicherung wird in einen isoliert montierten Halter (Farnell 118-5617) gesetzt.

Schritt 4: Dimensionierung der kathodenseitigen Beschaltung

Für die Blockkondensatoren C5, C6, C3, C4, C7, C8 und C9 werden keramische Scheibenkondensatoren verwendet. Entgegen des in der Literatur verwendeten Wertes 10nF (für Mehrband-Verstärker bis hinab zu 3,5MHz) wird die Kapazität auf 4700pF reduziert. Von MURATA stehen bis zu diesem Wert spannungsfeste Scheibenkondensatoren für Entstörzwecke zur Verfügung, bei denen das Frequenzverhalten spezifiziert ist, die Serienresonanz liegt bei ca. 21MHz. Der Scheinwiderstand bei 14MHz ist ca. 2 Ohm.

Die genaue Typenbezeichnung ist DE1E3KX472MB4BP01F
4700pF 300VAC, die Mouser-Bestellnummer ist 81- DE1E3KX472MB4BP01F.

Die Gleichtaktdrossel L2 liegt parallel zum Eingangswiderstand der Gitterbasisstufe von ca. 140 Ohm. Die Induktivität dieser Drossel kann nicht beliebig hoch gemacht werden, da sie einen äußerst geringen Gleichstromwiderstand aufweisen muss, da sie vom Heizstrom von 30A durchflossen wird.

Würde man eine Common-Mode-Impedanz der Gleichtaktdrossel von 1400 Ohm, also einen Verlust von 10% des HF-Eingangstromes zulassen, dann würde eine Induktivität von 16uH benötigt.

In der Literatur ist an einer Stelle der Wert 13uH zu finden, mit Bezug auf alle KW-Bänder.

In der Literatur wird der Aufbau dieser Drossel übereinstimmend so beschrieben, dass sie bifilar und einlagig auf eine Ferritstab von 10 bis 15cm Länge gewickelt wird, wie er üblicherweise in AM-Radios verwendet wurde.

Die Messung an einem vorhandenen Ferritstab ergab eine A_l -Wert von 130nH.
16uH würden dann mit 11 Windungen erreicht.

Bei weiterer Betrachtung zeigte es sich, dass die Materialauswahl für Ferritstäbe sehr kritisch ist. Ferritstäbe in den hier benötigten Abmessungen sind nicht über die Distribution zu erhalten. Es gibt sie nur noch als NOS-Ware. Bei den meisten angebotenen Ferritstäben ist das Material nicht spezifiziert. Die Permeabilität von Ferriten geht ab einer bestimmten, materialabhängigen Frequenz um Größenordnungen zurück. Gerade hochpermeable Materialien haben diesen Permeabilitätsrückgang schon im unteren, einstelligen MHz-Bereich.

Nach langer Suche konnte im amerikanischen Ebay, bei „alltronics.com“ ein Ferritstab mit den optimalen Abmessungen von 1,25mm x 10mm beschafft werden, der ausdrücklich für die Anwendung als Drossel im 20m-Band als geeignet spezifiziert ist:

Der beschaffte Ferritstab hat die Teilenummer R61-050-400.

Der AL-Wert ist 43mH/1000 Wdg.
Das entspricht 43nH / 1 Windung.

Es wird zunächst von einem Drahtdurchmesser von 2mm ausgegangen.
Für eine bifilar gewickelte Windung wird dann eine Länge des Stabes von 4mm in Anspruch genommen. Auf die Stablänge von 10mm passen dann (theoretisch) 25 Windungen, praktisch wahrscheinlich 23 Windungen. Man erhält eine Induktivität von $0,043\mu\text{H} * 23^2 = 22,7\mu\text{H}$.
Mit 20 Windungen würde man mit 17,2uH bereits den zuvor als Minimum abgeschätzten Wert von 16uH überschreiten.

Der Widerstand von Kupferlackdraht mit Durchmesser 2mm ist 5,6mOhm/m
Es werden 20 Windungen vorgesehen.
Die Länge einer Windung ist $\pi * 12,5\text{mm} = 39,3\text{mm}$ wenn sie keine Steigung hätte.
Mit einer Steigung von 4mm pro Windung ergibt sich eine Länge von $\sqrt{39,3\text{mm}^2 + 4\text{mm}^2} = 39,4\text{mm}$.
20 Windungen haben dann eine Länge von 788mm.
Der Widerstand ist dann $0,788\text{m} * 5,6\text{mOhm} = 4,4\text{mOhm}$.
Für Hin- und Rückleiter gemeinsam ist er 8,8 mOhm.
Es ergibt sich ein Spannungsabfall von $30\text{A} * 8,8\text{mOhm} = 0,264\text{V}$, der bei der Auslegung des Heiztrafos zu berücksichtigen ist. Die Verlustleistung ist dann $0,264\text{V} * 30\text{A} = 7,9\text{W}$.
Diese Verlustleistung ist für ein Objekt mit der Oberfläche $39,3\text{mm} * 100\text{mm}$ unproblematisch, auch wenn der empfohlene Strom pro Leiter (11A, nach Block) deutlich überschritten wird, da es sich im Gegensatz zum allgemeinen Fall um eine einlagige, nach außen offene Wicklung handelt. (Die Angabe „11A“ bezieht sich auf die mehrlagige Wicklung in üblichen 50Hz-Transformatoren)

Für R1 wird in Anlehnung an Literaturangaben (ARRL 1987 Seite 30-41) der Wert 47kOhm mit einer Belastbarkeit von 12W vorgesehen. (WELWYN W24-47KJI Farnell 950-5679)

Die Serienschaltung der Dioden D1..D13 wird durch Kurzschliessen/Hinzufügen von Dioden so eingestellt, dass sich ein Ruhestrom von etwa 70mA pro Röhre ergibt.

Schritt 5: Spezifikation des Heiztrafos

Die, an den Röhrenanschlüssen (!) anliegende Heizspannung soll 5V +/-5% (= +/- 0,25V) betragen. Die Übergangswiderstände im Heizkreis können nicht exakt vorhergesagt werden. An der Gleichtaktrossel L2 ergibt sich bereits ein Spannungsabfall von 0,264V.

Die Sekundärwicklung des Heiztrafos wird auf 5,5V bei 30A ausgelegt.
Es werden primärseitige Anzapfungen +10%, +5% - 5% und -10% vorgesehen.
Damit ergeben sich die folgenden möglichen Sekundärspannungen:
6,11V, 5,78V, 5,5V, 5,25V, 5,0V

Schritt 6: Eingangsseitiges Pi-Filter

Das eingangsseitige Pi-Filter, bestehend aus C1, C2 und L1 transformiert den Eingangswiderstand der Gitterbasisstufe von 140 Ohm auf den Ausgangswiderstand des Transceivers von 50 Ohm.

Gemäß verschiedener übereinstimmende Literaturangaben ist für dieses Filter eine Güte zwischen 2 und 3 optimal (ARRL 1987 S. 15-20)

Berechnung nach CQ-DL 1974, Seite 590:

Rin 50 Ohm
Rk 140 Ohm
Q = 3
f = 14MHz

$$C_{in} = 2 Q / (2\pi f [R_{in} + \sqrt{R_{in} \cdot R_k}]) = 305\text{pF} (C1)$$

$$C_k = 2 Q / (2\pi f [R_k + \sqrt{R_{in} \cdot R_k}]) = 508\text{pF} (C2)$$

$$L = (R_{in} + R_k + 2 \sqrt{R_{in} \cdot R_k}) / (2Q \cdot 2\pi f) = 0,67\mu\text{H} (L1)$$

Diese Werte stimmen gut mit anderen veröffentlichten Schaltungen und Tabellen überein.

L wird aus 2mm CuL mit einem Innendurchmesser von 20mm gewickelt. Mit 8 Windungen und einer auf 28mm gespreizten Länge der Spule erhält man die gewünschte Induktivität. (nach Rechner auf <https://wetec.vrok.de/rechner/cspule.htm>)

C1 und C2 werden als Drehkondensatoren ausgeführt. Mit C2 wird die Eingangskapazität der Gitterbasisstufe herausgetrimmt.

Für C1 und C2 wurden bei Ebay USA zwei identische Drehkondensatoren mit einer Endkapazität von 300pF beschafft, die einen ausreichenden Plattenabstand aufweisen und denen Festkondensatoren parallelgeschaltet werden.

Mit der Parallelschaltung einer Festkapazität von 180pF zu C2 erhält man einen Einstellbereich von ca. 180..480pF (ohne Berücksichtigung der Anfangs- und Streukapazitäten)

Es wird ein Glimmerkondensator 180pF 1kV (Mouser 598-CDV16FF181JO3F) vorgesehen.

Mit der Parallelschaltung einer Festkapazität von 390pF zu C2 erhält man einen Einstellbereich von ca. 390..690pF (ohne Berücksichtigung der Anfangs- und Streukapazitäten)

Es wird ein Glimmerkondensator 390pF 1kV (Mouser 598-598-CDV16FF391JO3F) vorgesehen.

Schritt 7: Röhrenfassung und –Kühlung

Die Anodenstifte europäischer Röhren haben einen Durchmesser von 9,0mm, während er bei amerikanischen Röhren 9,5mm beträgt. Daher konnten vorhandene Lagerbestände nicht genutzt werden. Bei Ebay/USA wurden geeignete Anodenkappen beschafft.

Es stehen zwei Glaskamine für die 4/400A zur Verfügung. Von den dazugehörigen Fassungen EIMAC „Air System Socket SK-410“ konnten zwei Stück bei Ebay/USA beschafft werden. Diese Fassungen sind für eine Luftstrombildung durch Überdruck in der Kathodenkammer vorgesehen.

Dieser Überdruck wird mit einem Radiallüfter erzeugt.

Zahlenwerte zur Kühlung können aus ARRL Handbook 1987 Seite15-6 entnommen werden:

Eine 4-400A mit Sockel SK-410 und Kamin SK-406 benötigt einen Luftstrom von 14 CFM bei einer Druckdifferenz (Back Pressure) von 0,25 inch.

Für 2 Röhren 4-400A wird demnach 28 CFM bei ebenfalls 0,25 inch benötigt.

Die amerikanischen Einheiten werden zunächst in SI-Einheiten umgerechnet.

28 CFM entspricht 47,6 m³ / h.

0,25 inch Wassersäule entspricht 6,35mm Wassersäule oder 62,2Pascal

Es wird ein Gebläse des Typs EBM-PAPST G2E108-AA01-50 (Farnell 101-1719) vorgesehen.

Das Gebläse wird mit 230V / 50Hz versorgt.

Q_v ist 75cfm, P_{fs} ist 0m28 inH²O.

Man erkennt, dass der Lüfter Leistungsreserven aufweist, die jedoch auch gebraucht werden, um Undichtigkeiten im Chassis und Strömungswiderstände an den Austrittsgittern der Anodenkammer zu kompensieren.

Schritt 8: Steckverbinder

Für den Ausgang wird eine N-Buchse, Farnell 239-6236 vorgesehen.

Für den Eingang wird eine BNC-Buchse, Farnell 105-6263 vorgesehen.

Für die Verbindung zum Netzteil sollen die folgenden Leitungen geführt werden:

- Erde
- Anodenversorgung +3kV
- Rückleiter für Anodenversorgung (aus Gründen der Strommessung von Erde getrennt)
- 230V L (für Lüfter und Heiztrafo)
- 230V N
- +12V (gegen Erde) für Relais

Für den HV-Stecker wird ein einpoliger Standard-MIL Steckverbinder vorgesehen, der für 3000V AC/4200V DC spezifiziert ist.

Beschreibung	Einbauort	Amphenol-Teilenummer	RS-Bestellnummer
Flanschdose, Buchsenkontakt	Netzteil	97-3102A-18-16S	25085 24706
Flanschdose, Stiftkontakt	HF-Teil	97-3102A-18-16P	25085 24699
Kabelstecker, Buchsenkontakt	Kabel HF-Teil-seitig	97-3106A-18-16S	25085 31372
Kabelstecker, Stiftkontakt	Kabel Netzteilseitig	97-3106A-18-16P	25085 31388
Endgehäuse für Kabelstecker Größe 18 mit Tülle (2 x benötigt)	Kabel	97-3057-1010-1	475-959

Alle Teile sind bei RS im erweiterten Lieferservice mit einer Lieferzeit von 10AT lieferbar.

Es verbleiben noch die folgenden Leitungen:

Erde

Rückleiter für Anodenversorgung (aus Gründen der Strommessung von Erde getrennt)

230V L (für Lüfter und Heiztrafo)

230V N

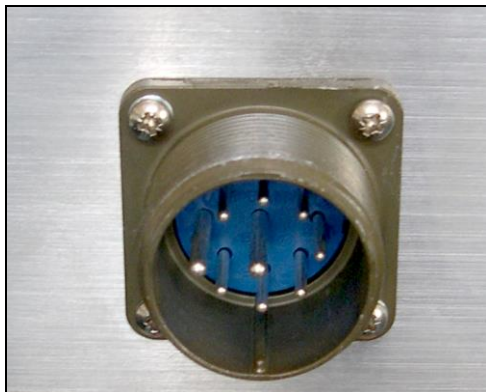
+12V (gegen Erde) für Relais

Es wird ein 9-poliger Standard-MIL-Steckverbinder vorgesehen, der für 700V DC und 500V AC spezifiziert ist.

Beschreibung	Einbauort	Amphenol-Teilenummer	RS-Bestellnummer
Flanschdose, Buchsenkontakt	Netzteil	97-3102A-20-16S	2508525175
Flanschdose, Stiftkontakt	HF-Teil	97-3102A-20-16P	2508525169
Kabelstecker, Buchsenkontakt	Kabel HF-Teil-seitig	97-3106A-20-16S	2508531473
Kabelstecker, Stiftkontakt	Kabel Netzteilseitig	97-3106A-20-16P	2508531489
Endgehäuse für Kabelstecker Größe 20 mit Tülle (2 x benötigt)	Kabel	97-3057-1012-1	475-965

Alle Teile sind bei RS im erweiterten Lieferservice mit einer Lieferzeit von 10AT lieferbar.

Die Gehäuse des Netzteils und des HF-Teils werden über separate Erder mit Schraubanschluss jeweils einzeln mit dem Zentralerder verbunden.



Amphenol-Steckverbinder an der HF-Endstufe für 230V und 12V und den Minuspol der Hochspannung

Hinweis: In Zuge des Aufbaus stellte sich heraus, dass der für die Übertragung der Hochspannung vorgesehene Amphenol-Stecker im nicht gesteckten Zustand deutlich zu geringe Kriechstrecken zwischen Kontaktbuchse und Oberfläche des Isolierkörpers aufweist. Damit besteht bei Betrieb des Netzteils ohne Anschlusskabel oder mit nicht mit der Endstufe verbundenem Anschlusskabel Lebensgefahr.

Daher wurden diese Stecker gegen in das gleiche Bohrbild passende Stecker mit ausreichenden Kriechstrecken der Firma GES ausgetauscht. Diese Änderung ist in dem folgenden Abschnitt „Änderungen im Zuge des tatsächlichen Aufbaus“ beschrieben.

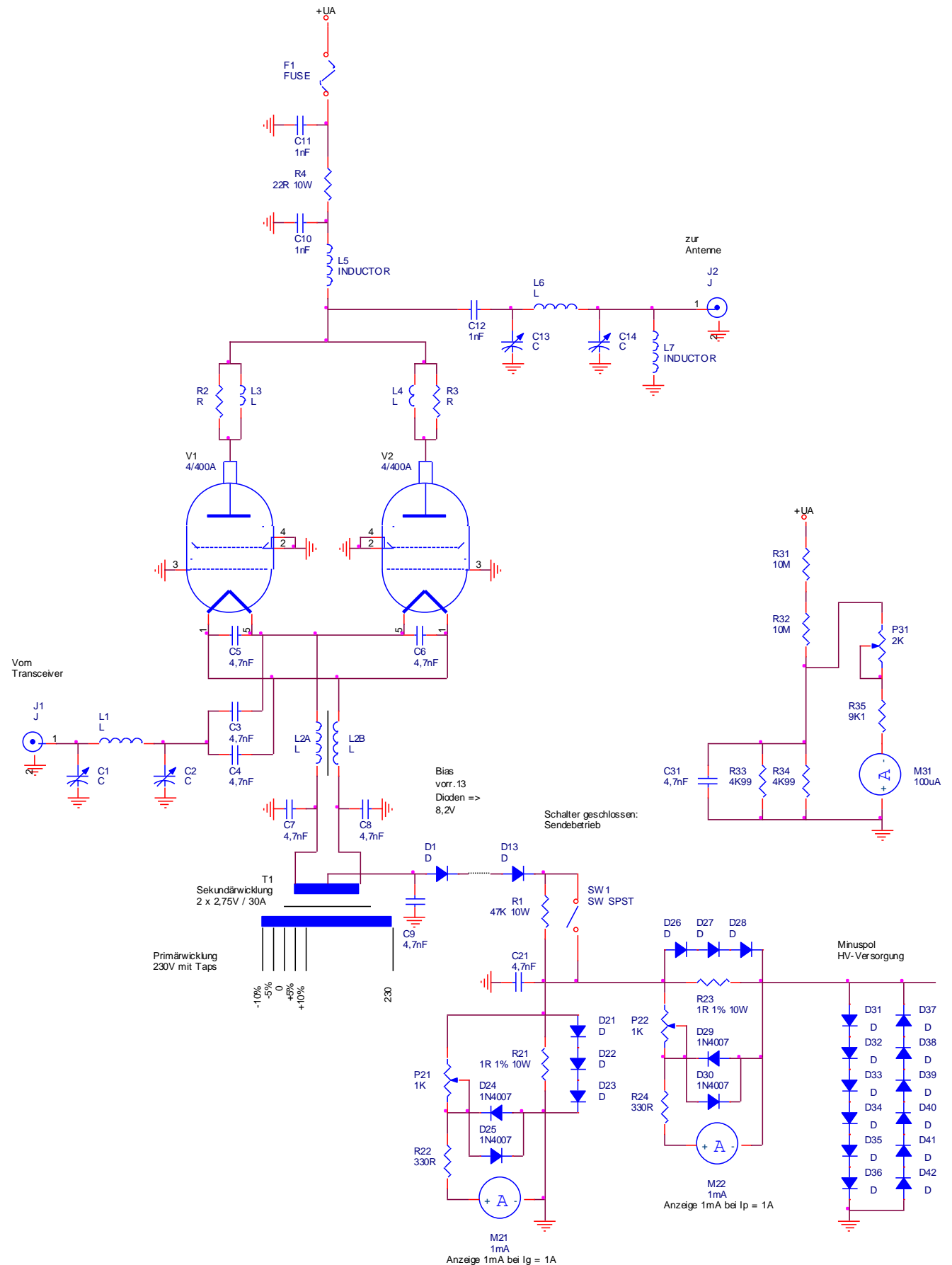
Schritt 9: Anzeigeeinstrumente für die wichtigen Parameter des HF-Teils

Für eine sichere Inbetriebnahme und einen sicheren Betrieb müssen die wichtigsten Parameter der Endstufe direkt visuell erfassbar sein. Um auch schnelle Änderungen sicher zu erkennen kommt nur eine analoge Anzeige in Frage. Digitale Instrumente sind auch deswegen ungeeignet, da man nicht davon ausgehen kann, dass sie bei den in der Endstufe vorhandenen HF-Feldern noch einwandfrei arbeiten.

Es werden die folgenden Parameter angezeigt:

- Anodenstrom
- Gitterstrom
- Anodenspannung

Die folgende Abbildung zeigt das Einfügen der Anzeigeeinstrumente in die Schaltung der Endstufe:



Anzeige der Anodenspannung:

Es wird ein Einbaumesswerk mit 100uA Endausschlag benutzt (Pollin 830545)

Der Endausschlag des Instruments soll bei einer (selbstverständlich nur theoretisch vorhandenen) Spannung von 10kV erfolgen, um ein intuitives Ablesen der Skala zu ermöglichen. Die eingeschränkte Auflösung im Nutzbereich wird dafür in Kauf genommen.

Durch R31 und R32 ergäbe sich bei einer Eingangsspannung von 10kV der folgende Strom:
 $10kV / 20M\Omega = 0,5mA$. Der Innenwiderstand des Instruments wird als Null angenommen. Wenn die Serienschaltung aus P31 und R35 auf 10k Ω eingestellt ist (Einstellbereich 9,1k Ω ..11,1k Ω) dann muss über R34 bei Vollausschlag 1V anliegen. Damit fließt durch die Parallelschaltung von R33 und R34 ein Strom von $0,5mA - 0,1mA = 0,4mA$. Die Parallelschaltung hat damit den Wert von $1V / 0,4mA = 2,5k\Omega$. Dies wird mit der Parallelschaltung von $2 * 4,99k\Omega$ angenähert.

Die Parallelschaltung der „unteren“ Widerstände des Spannungsteilers und die Serienschaltung der „oberen“ Widerstände des Spannungsteilers wird aus Redundanzgründen vorgenommen.

Die maximal zu erwartende Leerlaufspannung ist 4kV.

Daher soll R31 und R32 jeweils für sich 5kV „aushalten“, wenn einer der beiden Widerstände in einen kurzschließenden Fehler übergehen sollte. Es entsteht dann eine Verlustleistung von 2,5W am verbleibenden Widerstand.

Geeignet ist der Widerstand VISHAY DALE ROX10010M0FNLB 10M 1% 200ppm 7,5kV (Mouser-Nr.:71-ROX10010M0FNLB)

Für die anderen Widerstände in der Schaltung werden Standard-Metallfilmwiderstände VISHAY-BC MRS25 eingesetzt.

Auswahl der Schutzdioden:

Vishay P600M-E3/54 Gleichrichter 6.0 Amp 1000 Volt 400 Amp IFSM
Mouser 625-P600M-E3

Die Besonderheit dieser Diode ist der relativ hohe Spitzenstrom von 400A, der Sicherheit bei Überschlügen gibt.

Anzeige des Anodenstroms:

Das Messwerk wird in die Minus-Leitung der HV-Versorgung gelegt. Ein Messwerk auf HV-Potential ist aus Sicherheitsgründen nicht praktikabel.

Es wird ein Einbaumesswerk mit 1mA Endausschlag benutzt (Pollin 830549)

Bei einem (theoretischen) Stromfluss von 1A soll der Vollausschlag des Instruments erreicht werden.

An R23 fällt hierbei 1V ab.

Wenn der Innenwiderstand des Messwerks vernachlässigt wird und die Serienschaltung aus P22 und R24 1k Ω beträgt, dann ist der Vollausschlag erreicht, indem ein Strom von 1mA durch das Messwerk fließt.

D26 bis D30 schützen das Messwerk im Fehlerfall und bei Überschlügen innerhalb der Röhren.

Für R23 ist wird ein Drahtwiderstand 1 Ohm 1% 10W vorgesehen:

VISHAY DALE RS0101R000FE73
(Mouser 71-RS0101R000FE73)

Anzeige des Gitterstroms:

Das Messwerk wird in die Verbindung zwischen der Minus-Leitung der HV-Versorgung und der Masse gelegt. (Der Teil des Kathodenstroms, der nicht aus der HV-Versorgung „zurückkommt“ fließt über die Gitter nach Masse)

Die Messschaltung entspricht der bereits beschriebenen Schaltung für den Anodenstrom.

C21 schließt HF-Reste nach Masse kurz.

Für R21 ist wird ein Drahtwiderstand 1 Ohm 1% 10W vorgesehen:

VISHAY DALE RS0101R000FE73
(Mouser 71-RS0101R000FE73)

Potentialbegrenzung:

Das Potential der Minusleitung der HV-Versorgung wird im Fehlerfall durch die Dioden D31 bis D42 auf ca. 4V begrenzt.

Im HV-Netzteil selbst findet sich eine identische Schaltung.

Schritt 10: Relais

Es wird ein Relais mit 250V-Kontakten und 12V-Spulenspannung vorgesehen.
Das Relais hat drei Kontaktpaare, um Möglichkeit für Erweiterungen/Modifikationen zu bieten.

SCHRACK MT321012 Bürklin 30 G 8935
Fassung dazu: (11-polig, mit Schraubbefestigung) SR3P-05C IDEC Farnell 133-4231

Schritt 11: Weitere Detaillierung des HF-Teils im Zuge der Planung der Konstruktion

(04.02.2018)

Es wurden keine inhaltlichen Änderungen mehr vorgenommen. Die Kleinteile wurden auf drei PCBs zusammengefasst (grüne Umrandung im Schaltplan). Der Trimmer zum Abgleich des Messwerks zur Messung der Anodenspannung ist versenkt von der Frontplatte aus zugänglich. J109 wurde vorgesehen, um den Abgleich auch mit einer extern eingespeisten kleineren Spannung (z.B. 100V über Widerstand) vornehmen zu können.

Schritt 12: Weitere Änderungen im Zuge des tatsächlichen Aufbaus

Hochspannungs-Steckverbinder

(03.04.2018)

Es wurden, zum Ersatz für die Amphenol-Steckverbinder, deren Kriechstrecken im nicht gesteckten Zustand lebensgefährlich gering sind Steckverbinder von GES vorgesehen, die glücklicherweise direkt in die schon gefertigten Fronplattenausschnitte für die Amphenol-Stecker passen.

Es wurden die folgenden Teile bestellt:

HV-Gerätebuchse, 2-polig
Flanschgehäuse
5002010 GB-MC 207 POM

HV-Gerätestecker, 2-polig
Flanschgehäuse
5002020 GS-MC 207 POM

HV-Kabelstecker, 2-polig
5002030 KS-MC 207 POM

HV-Kabelbuchse, 2-polig, 10kVDC
5002040 KB-MC 207 POM

Für die Verdrahtung der Hochspannungskreise wurde in diesem Zuge das folgende Kabel bei GES bestellt:

HV-Kabel 30 kVDC, PVC rot, geschirmt, Koaxkabel
Leiterquerschnitt 0,35 mm² (AWG22)
1. 3330007

Koppelkondensatoren im HF-Teil

(01.05.2018)

Für die Koppelkondensatoren im HF-Teil C3, C4, C5, C6 werden Glimmerkondensatoren des Typs CDE 4700pF 5% 1500V Mouser 598-CDV30FH472J03 vorgesehen, da diese sich an der vorgesehenen Stelle besser als die ursprünglich vorgesehenen Keramikkondensatoren montieren lassen.

Hinweise zur Beschaffung von Spezialteilen

Ein Großteil der benötigten Spezialteile wird nicht mehr gefertigt und muss daher je nach aktueller Gelegenheit gebraucht oder NOS beschafft werden. Hierbei hat sich Ebay/USA als besonders ergiebig gezeigt.

In der Folge sind einige sehr hilfreiche Bauteile gelistet, die „regulär“ bezogen werden können und teilweise nicht im Text erwähnt sind.

Konstruktionsteile und Halbzeug:

Isolierstützer aus Keramik l = 2,54mm
Keystone
Teilenummer 7716
Mouser-Bestellnummer: 534-7716

Befestigungsschraube für Isolierstützer
Schraube 6-32 l = 0.375 Inch
Keystone
Teilenummer 9904
Mouser-Bestellnummer: 534-9904

Federzahnscheibe für Befestigungsschraube 6-32 für Isolierstützer
Multicomp
WLI-06-018-SC
Farnell-Bestellnummer: 121-8669

Halbzeug für PTFE-Spulenkörper
PTFE-Rundstab d = 20mm L = 1m
RS-PRO
RS-Bestellnummer 680-640 (VE2)

Lüfter:

Radiallüfter 130m³/h bei 70pa
EBM-PAPST
G2E108-AA01-50
Farnell-Bestellnummer 101-1719

Kondensatoren:

Durchführungskondensator für Lüfterversorgung:

50nF 250V AC

EPCOS

B85121A2503C160

RS-Bestellnummer 496-2946

Drehko Pi-Filter anodenseitig

OREN-ELLIOT

Typ 73-1-14-25H

17..102pF, 3,7kV rms

Direktbezug vom Hersteller als Einzelstück über Online-Shop auf www.orenelliotproducts.com

Drehko Pi-Filter antennenseitig

OREN-ELLIOT

Typ 73-1-32-65N

22..1017pF 1,1kV rms

Direktbezug vom Hersteller als Einzelstück über Online-Shop auf www.orenelliotproducts.com

Hinweis: Durch eine Fehlbestellung/Lieferung haben wir tatsächlich einen Kondensator mit kleinerer Kapazität eingebaut und diesen dann durch Parallelschaltung von Festkondensatoren auf die benötigte Kapazität gebracht.

Gleichrichter:

Gleichrichtung Anodenspannung

Brückengleichrichter 5kV 5A

HVCA

5HVFWB5KC

Bezug über HVP (www.hvproducts.de)

Messwerke und Teiler:

Messwerk für Anzeige Anodenspannung

Einbaumesswerk mit 100uA Endausschlag

POLLIN-Bestellnummer 830545

Messwerke für Anzeige I_k , I_{g1}

Einbaumesswerk mit 1mA Endausschlag

POLLIN-Bestellnummer 830549

Teilerwiderstand für HV-Messung

Metalloxydwiderstand 10M 1% 200ppm 7,5kV

VISHAY DALE

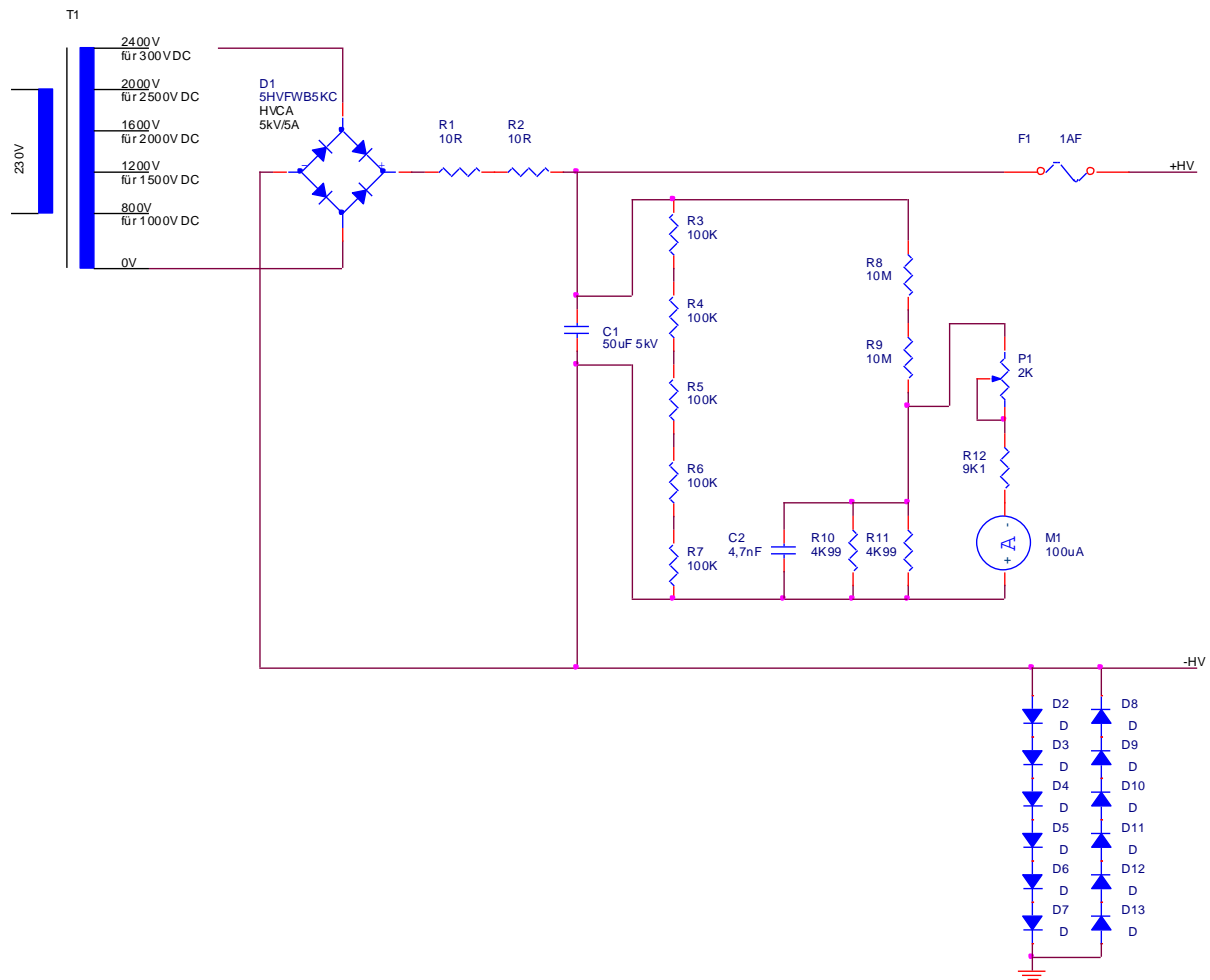
ROX10010M0FNLB

Mouser -Bestellnummer 71-ROX10010M0FNLB

Der Detailentwurf der Stromversorgung

Schritt 1: Auslegung der Anodenversorgung

Die folgende Abbildung stellt den Sekundärkreis der Anodenversorgung dar:



Der Sekundärkreis der Anodenversorgung

Die Bauteile werden wie folgt dimensioniert:

D1:
Brückengleichrichter 5kV / 5A Typ HVCA 5HVFWB5KC
Dieser Gleichrichter wurde bei HVP als Distributionsware bestellt.

R1,R2:
Es werden kurzzeitüberlastbare Drahtwiderstände 10R / 14W WELWYN W24-10RJ1 (Farnell 950-5580) vorgesehen.

C1:
Es wird ein als Lagerbestand vorhandener Folienkondensator 50uF 5kV (Ausbauware) verwendet.

R3 bis R5:

Es werden 5 Drahtwiderstände WELWYN W24-100KJ1 (100kOhm, 14W, Farnell 950-5555) mit einer Spannungsbelastbarkeit von 750V hintereinandergeschaltet, womit sich dann eine Gesamt-Spannungsbelastbarkeit von 3,75kV ergibt. Bei einer Ausgangsspannung von 3kV ergibt sich ein Querstrom von 6mA und damit eine Gesamt-Verlustleistung von 18W. Die Entladezeitkonstante beträgt 1s. Ausgehend von 3kV ist nach 5s eine ungefährliche Spannung von 56V erreicht.

Spannungsanzeige:

Hier findet die bereits beschriebene Schaltung erneut Anwendung. Mit der zweiten Spannungsanzeige im HF-Teil kann das Durchbrennen der Sicherungen erkannt werden.

Potentialbegrenzung:

Hier findet die bereits beschriebene Schaltung erneut Anwendung. Durch die Parallelschaltung von zwei Diodenketten jeder Polarität wird Redundanz erreicht.

Sicherung:

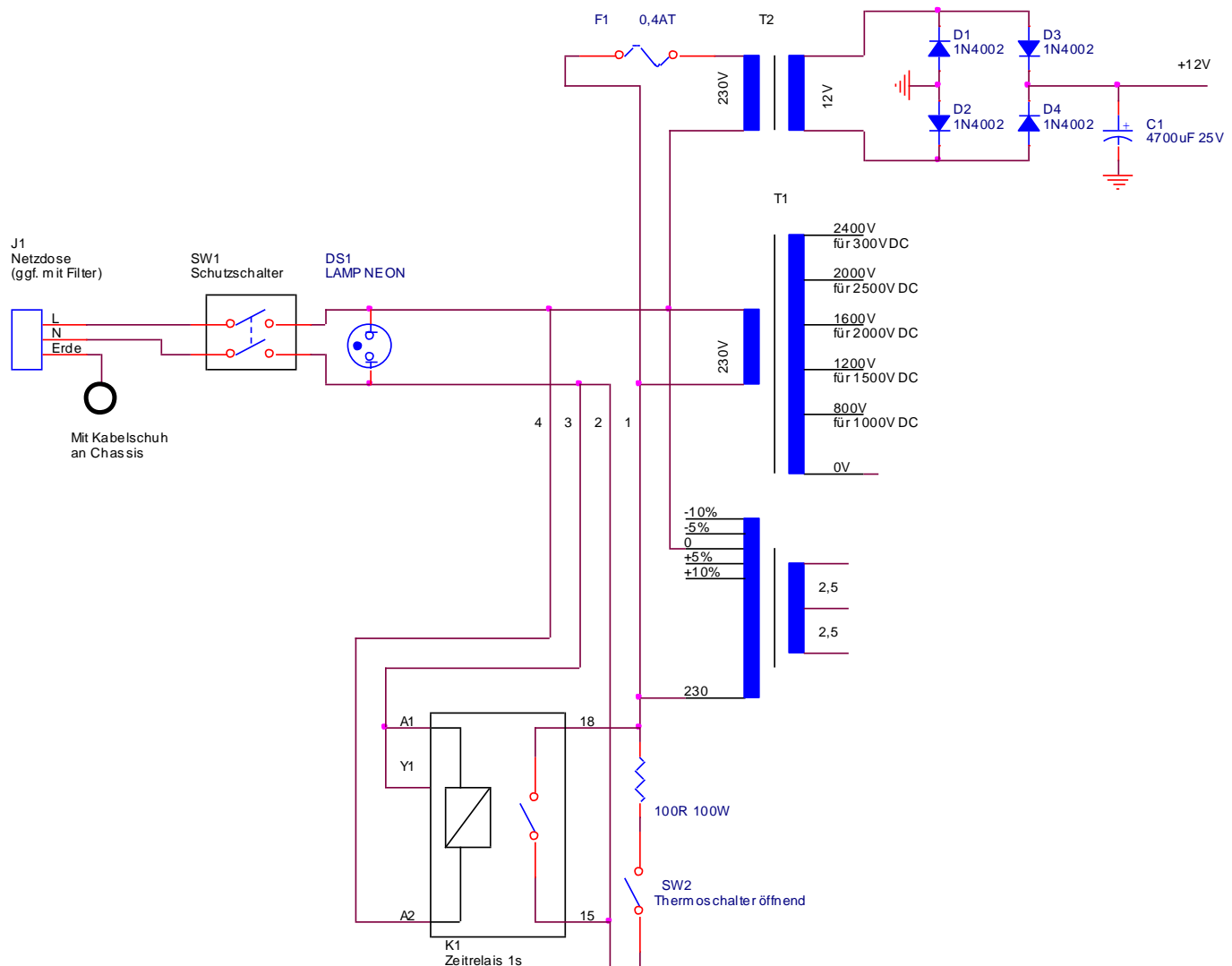
Es sind keine Sicherungen für 3kV Nennspannung bei den hier erforderlichen kleinen Strömen erhältlich. Daher wird eine übliche 250V-Feinsicherung vorgesehen. In der Vergangenheit hat sich gezeigt, dass eine 250V-Feinsicherung in dieser Anwendung im Fehlerfall einwandfrei unterbricht.

Dennoch ist diese Vorgehensweise nicht normgerecht. Das Netzteil darf daher nur im beaufsichtigten akademischen Versuchsbetrieb betrieben werden.

Transformator:

Der Trafo wurde mit der Angabe „DC-Nennstrom 700mA“ bei Bremer-Transformatoren als Einzelstück angefragt. Bremer-Transformatoren fertigte uns diesen Transformator im Sinne einer Spende zu einem „symbolischen Preis“.

Die folgende Abbildung zeigt die Beschaltung der Trafo-Primärseite:



Es wird ein frontplattenmontierbarer Schutzschalter mit 15A Nennstrom und 1,5s Auslösezeit des Typs Potter & Brumfield, W92-X113-15 Mouser 655-W92-X113-15 vorgesehen.

Es wird eine rote Einbauglimmlampe für 230V Betriebsspannung des Typs ARCOELECTRIC C027500NAE (Farnell 254915) vorgesehen.

Zur Einschaltstrombegrenzung wird ein Zeitrelais des Typs SCHNEIDER ELECTRIC RE17RAMU (Farnell 2614597) vorgesehen. Als Strombegrenzungswiderstand wird ein chassismontierbarer 100 Ohm/100W-Widerstand ARCOL HS100 100R J (Mouser 284-284-HS100100R5%) vorgesehen. Zum Schutz des Widerstandes bei Versagen des Zeitrelais wird ein bei 80°C öffnender Bimetallschalter MULTICOMP 05EN1034(80/M) (Farnell 732540) mit 250V /10A-Kontakten vorgesehen.

Hinweis: Diese Schaltung wurde im Zuge der Inbetriebnahme noch einmal modifiziert

Die 12V-Versorgung für die Relaispule weist keine Besonderheiten auf. Die tatsächliche Ausgangsspannung liegt bei knapp 15V, es wird ggf. ein Serienwiderstand von 27 Ohm $\{ (15V - 12V) / 110mA \}$ zur Relaispule benötigt.

Schritt 2: Weitere Detaillierung der gesamten Netzteilerschaltung

(04.02.2018)

(Bezug zum anliegenden Schaltplan im Anhang)

Mit FI1 wurde ein EMV-Filter des Typs Schaffner FN2060-20-06 vorgesehen. Das Filter ist für einen Nennstrom von 20A ausgelegt, dieses Filter hat eine sehr gute Dämpfung im Bereich des 20m-Bandes.

Mit den Relais K1, K2 und K3 wird eine Selbsthalteschaltung realisiert, um eine bleibende Ausschaltung durch Betätigung des Not-Aus-Tasters SW4 zu realisieren. Für K2 und K3 wurden getrennte Relais vorgesehen, um bei einem Einzelfehler (Kontaktkleben) eines Relais immer noch eine Unterbrechung durch das andere Relais sicherzustellen.

Beim Zuschalten der Netzspannung über den Hauptschalter SW1 (gleichzeitig Überstromschutz) ist die Spule von K1 zunächst stromlos, da SW2 im Ruhezustand unterbrechend ist. Bei Druck auf SW2 zieht K1 an. (SW3 und SW4 sind im unbetätigten Zustand geschlossen). Damit wird SW2 durch den „linken“ Arbeitskontakt von K1 kurzgeschlossen. Damit bleibt K1 auch nach Loslassen des Tasters SW2 angezogen. Mit dem Anziehen von K1 ziehen auch, gesteuert über den „rechten“ Arbeitskontakt K2 und K3 an. Damit gelangt die Netzspannung an die primärseitigen Schaltungsteile des Netzteils.

Beim Drücken von SW3 wird der Strom durch die Spule von K1 unterbrochen, K1 fällt ab, die Netzspannung wird durch das damit verursachte Abfallen von K2 und K3 getrennt.

Beim Betätigen des Not-Aus-Tasters SW4 wird ebenfalls der Spulenstrom von K1 unterbrochen, so dass sich ebenfalls ein Abschalten ergibt. Beim Entriegeln des Not-Aus-Tasters wird die Netzspannung nicht erneut zugeschaltet, hierzu muss dann wieder SW2 betätigt werden.

Mit dem Zuschalten der Netzspannung über K2 und K3 liegen zunächst der Heiztrafo im HF-Teil (und der Radiallüfter) über R22 am Netz. Damit wird ein zu hoher Einschaltstrom in die noch kalten Heizfäden der Senderöhren vermieden. Gleichzeitig läuft das Zeitrelais K6 an und schließt nach 1s R22 kurz. Für den Fall eines Ausfalls von K6, bei der dessen Arbeitskontakt dauerhaft offen bleibt, wird R22 durch das Öffnen des Bimetallschalters TH2 vor Überhitzung geschützt. Mit dem Zuschalten des Netzes läuft auch das Zeitrelais K4 an. Nach Ablauf der Verzögerungszeit von K4 wird der Anodentrafo über den Vorwiderstand R21 ans Netz gelegt. Damit wird eine Überlastung des HV-Gleichrichters durch den Ladestrom des HV-seitigen Glättungskondensators vermieden. Gleichzeitig läuft das Zeitrelais K5 an, dass nach 1s R21 kurzschließt. R21 ist mit TH1 gegen Überhitzung geschützt.

(Hintergrund für die Verzögerung der Anodenspannung: Wenn Anodenspannung ohne Heizspannung anliegt geht die Lebensdauer der Röhren zurück)

F1 und F2 sichern die 230V-Zuleitung zum HF-Teil separat ab. ($500W / 230V = 2,17A$, daher Wahl des Sicherungswertes 2,5A). Für den Fall, dass eine dieser Sicherungen unterbrochen ist, soll auch keine Anodenspannung erzeugt werden, da dann keine Heizspannung und kein Luftstrom vorhanden sind.

Die Kleinteile wurden auf zwei PCBs zusammengefasst (grüne Umrandung im Schaltplan). Der Trimmer zum Abgleich des Messwerks ist versenkt von der Frontplatte aus zugänglich. J109 wurde vorgesehen, um den Abgleich auch mit einer extern eingespeisten kleineren Spannung (z.B. 100V über Widerstand) vornehmen zu können.

Schritt 3: Verbindliche Spezifikation und Bestellung der Netztrafos für Anode und Heizung

(23.01.2018)

In der Folge wird die Spezifikation, die die Grundlage für die Fertigung der Transformatoren bei Bremer-Transformatoren GmbH darstellte, wiedergegeben.

Allgemeines/Zweckbestimmung

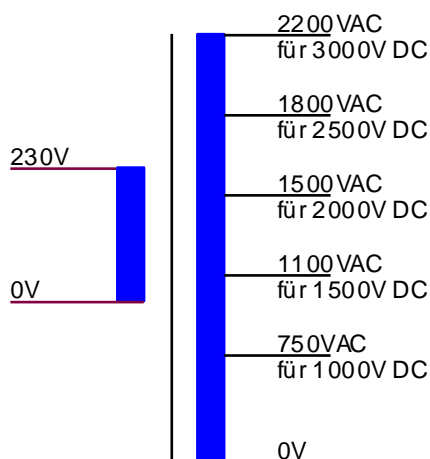
Die angefragten Trafos werden als Einzelstücke für den experimentellen Aufbau einer Sendeendstufe im Rahmen eines Seminars an der TU-Berlin benötigt.

Es wird daher kein den Normen entsprechender Anschluss der Hochvolt-Ausgänge benötigt. Die Trafos werden sinnvollerweise mit dem Vermerk „Verwendung nur durch über die möglichen Gefahren unterwiesenes Fachpersonal im Rahmen des akademischen Versuchsbetriebs“ geliefert.

Anodentrafo

Der Anodentrafo wird so ausgelegt, dass „hinter“ dem an ihn angeschlossenen Brückengleichrichter ein Gleichstrom von 0,66A entnommen werden kann. Der Ladekondensator hat eine Kapazität von 50uF. Dementsprechend wird ein AC-Strom von 1,5A spezifiziert.

Die folgende Abbildung zeigt das Schaltbild des Anodentrafos:

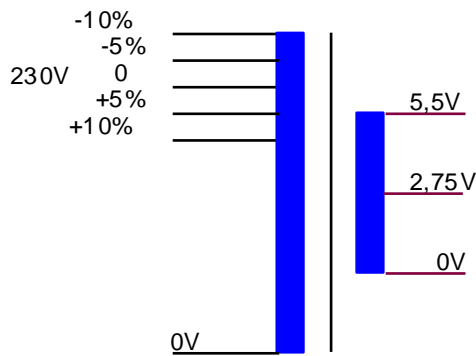


Da der Trafo in ein Gehäuse eingebaut wird, soll er als offene Bauform ausgeführt werden. Für den Anschluss der Hochspannung eignen sich M3-Gewindebolzen, die auf einer Kunststoffplatte montiert sind.

Heiztrafo

Der Heiztrafo soll dauerhaft 30A abgeben können. Über Abgriffe auf der Primärseite lässt sich die Heizspannung in 5%-Schritten einstellen, um Spannungsabfälle an Kontakten und HF-Filtern zu kompensieren.

Die folgende Abbildung zeigt das Schaltbild des Heiztrafos:



Bei Anlegen von 230V an „-10%“ ergibt sich eine Sekundärspannung von 5,0V zwischen den äußeren Enden der Sekundärwicklung.

Bei Anlegen von 230V an „-5%“ ergibt sich eine Sekundärspannung von 5,25V zwischen den äußeren Enden der Sekundärwicklung.

Bei Anlegen von 230V an „0“ ergibt sich eine Sekundärspannung von 5,5V zwischen den äußeren Enden der Sekundärwicklung.

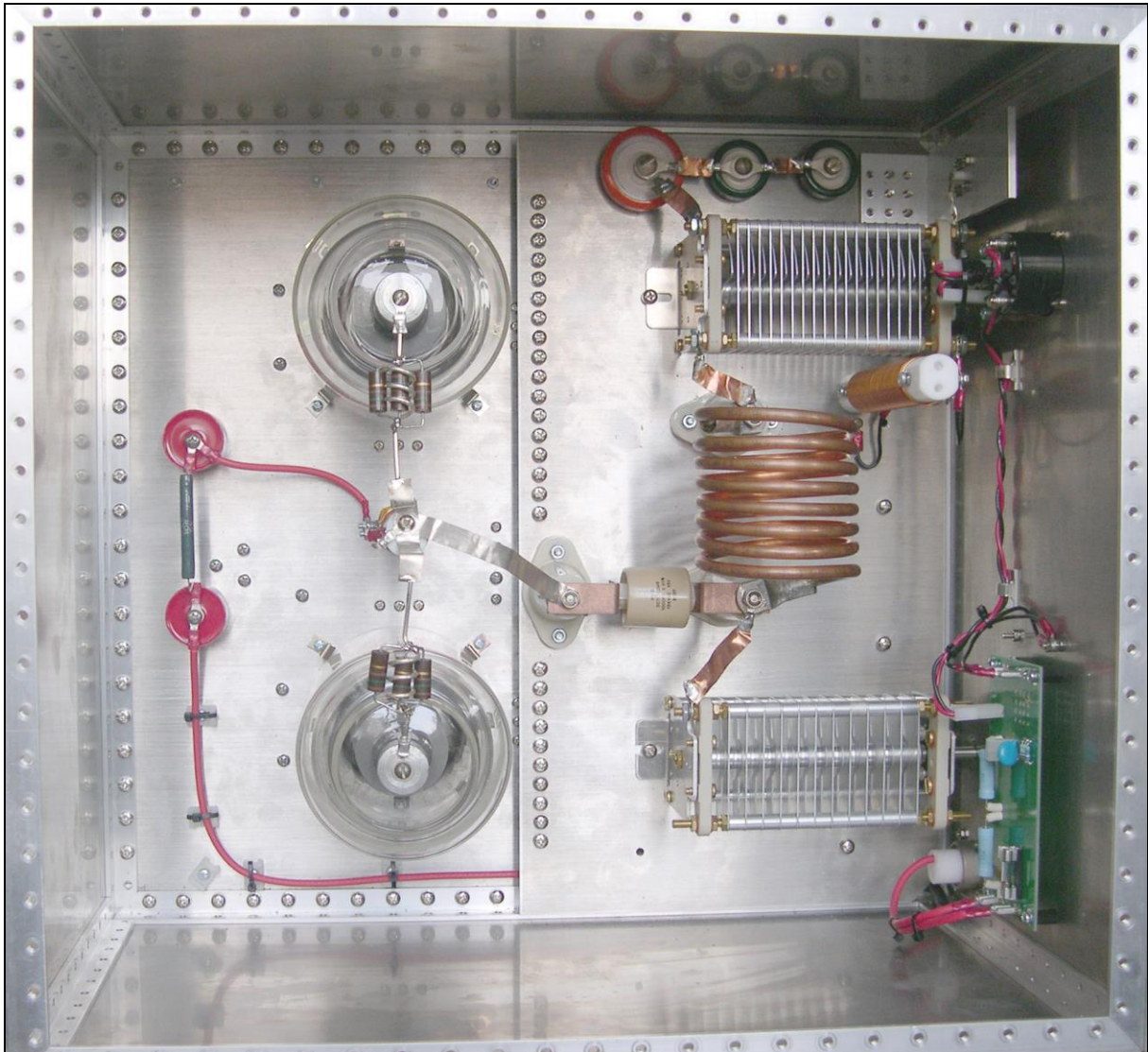
Bei Anlegen von 230V an „+5%“ ergibt sich eine Sekundärspannung von 5,78V zwischen den äußeren Enden der Sekundärwicklung.

Bei Anlegen von 230V an „+10%“ ergibt sich eine Sekundärspannung von 6,11V zwischen den äußeren Enden der Sekundärwicklung.

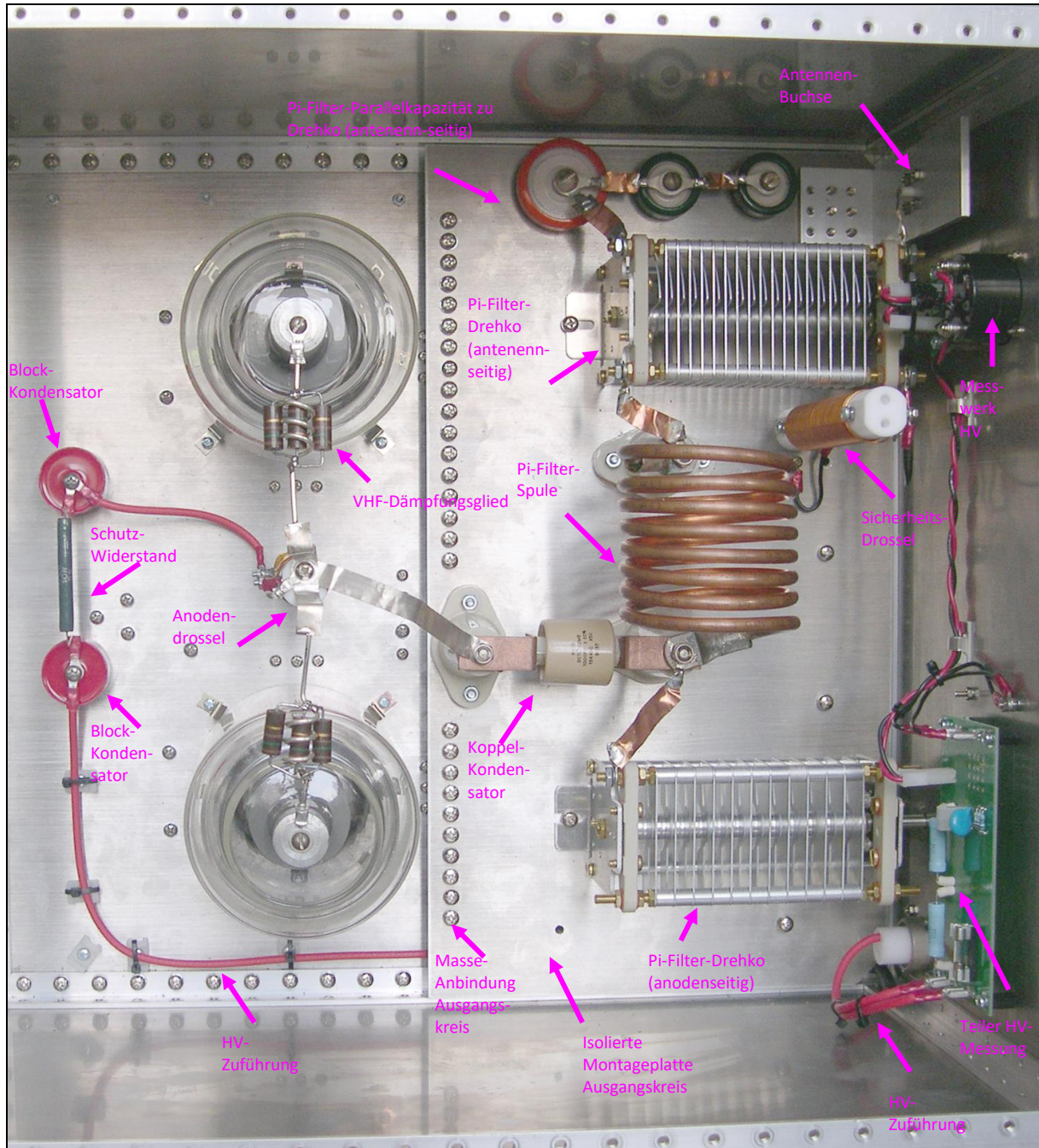
Die Konstruktion

Das Erreichen der gewünschten Funktion der Endstufe ist gleichermaßen durch die konstruktive Ausführung wie durch die Schaltung selbst bestimmt.

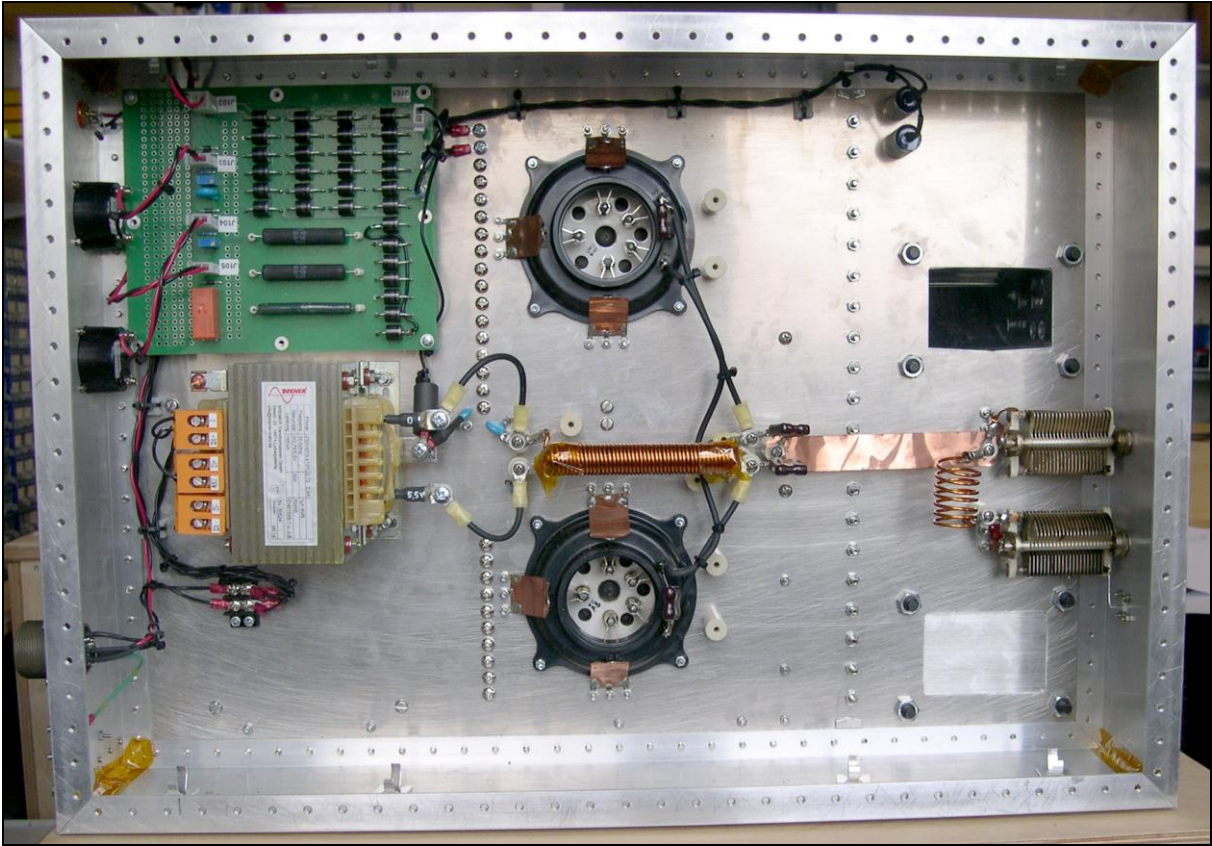
In der Folge sind daher eine Vielzahl an konstruktiven Details wiedergegeben.
Alle Aufnahmen in diesem Abschnitt entsprechen dem abschließenden Revisionsstand der Endstufe.



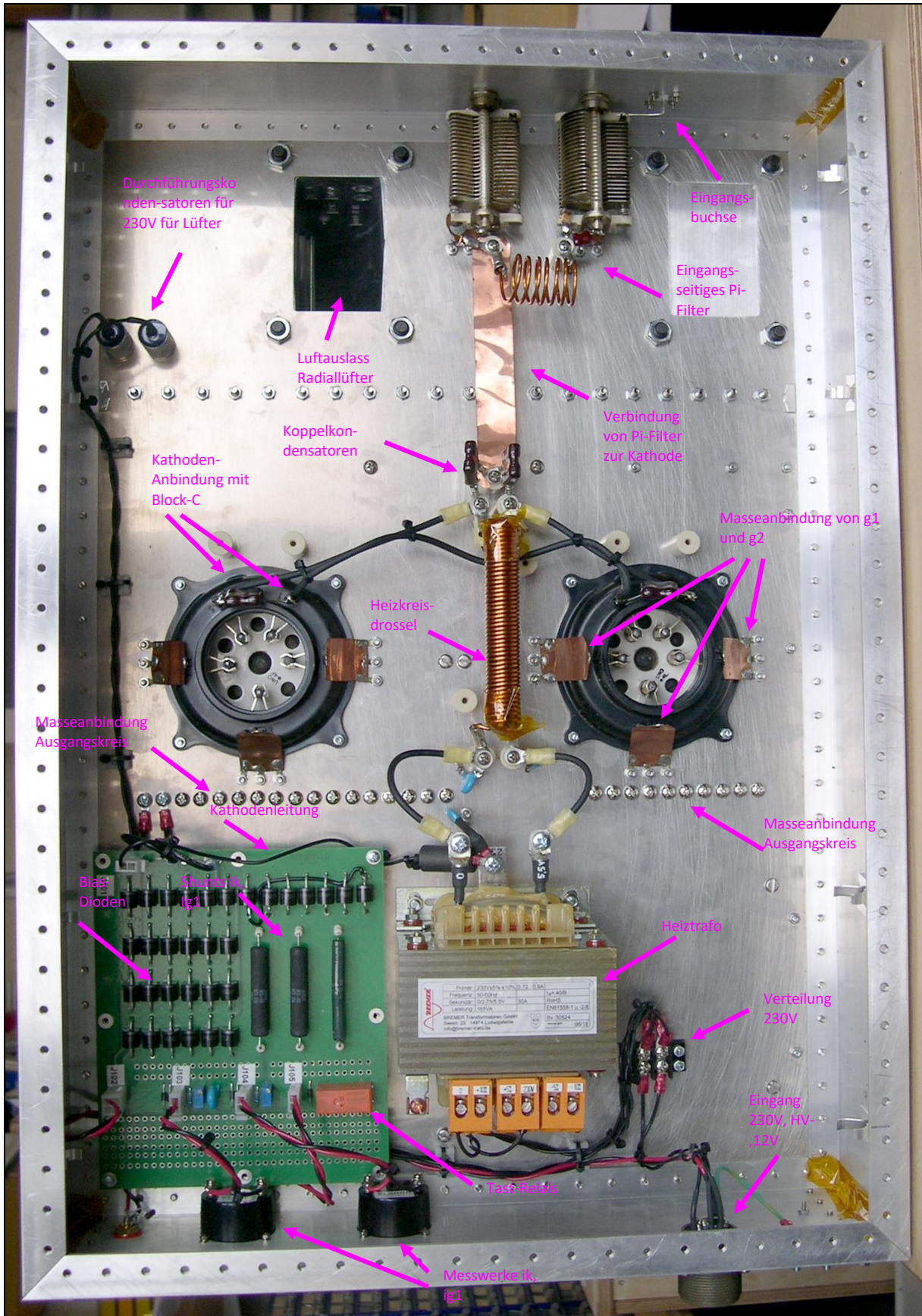
Blick auf die Endstufe von oben



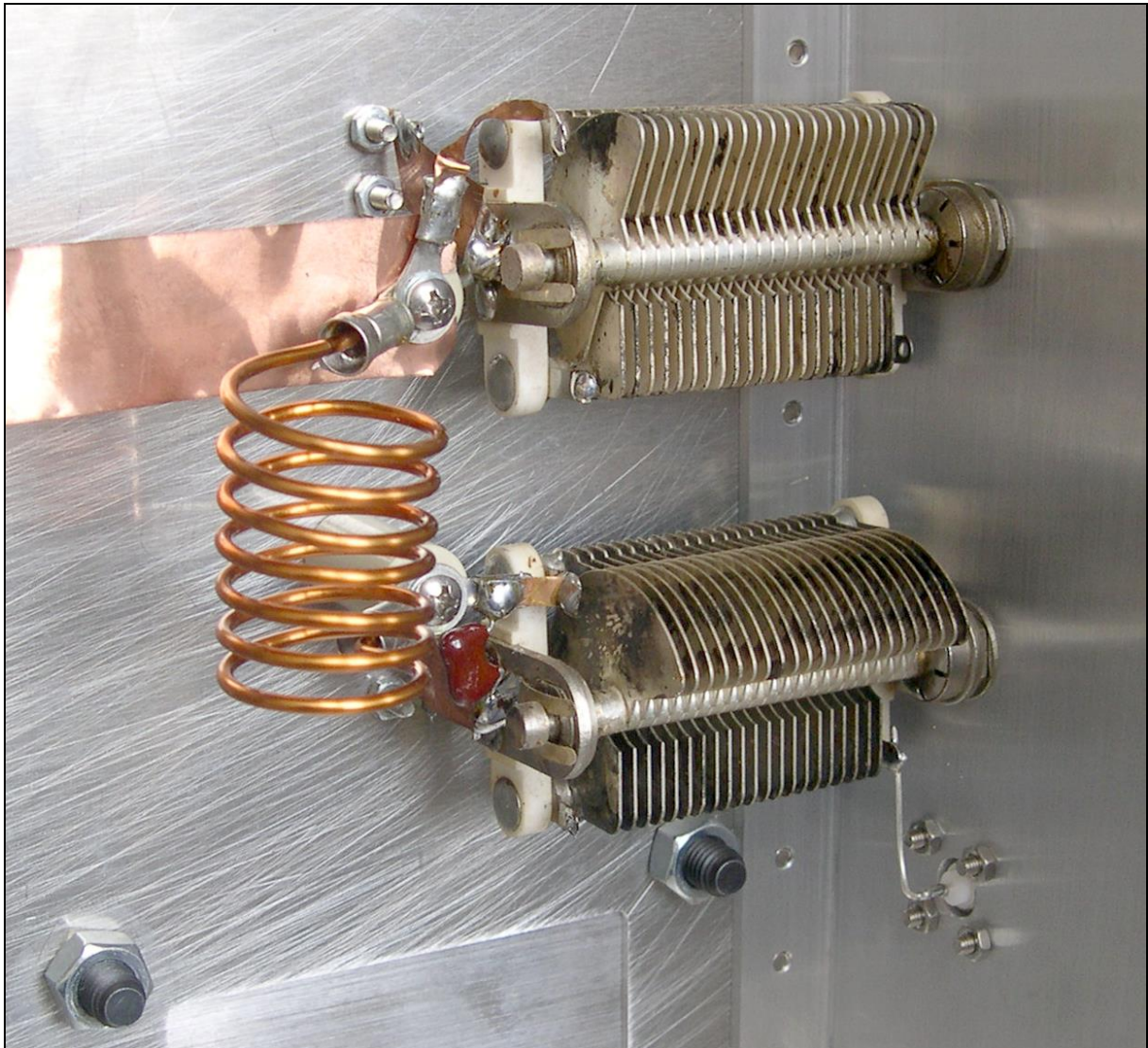
Blick auf die Endstufe von oben mit Kennzeichnung wesentlicher Funktionselemente



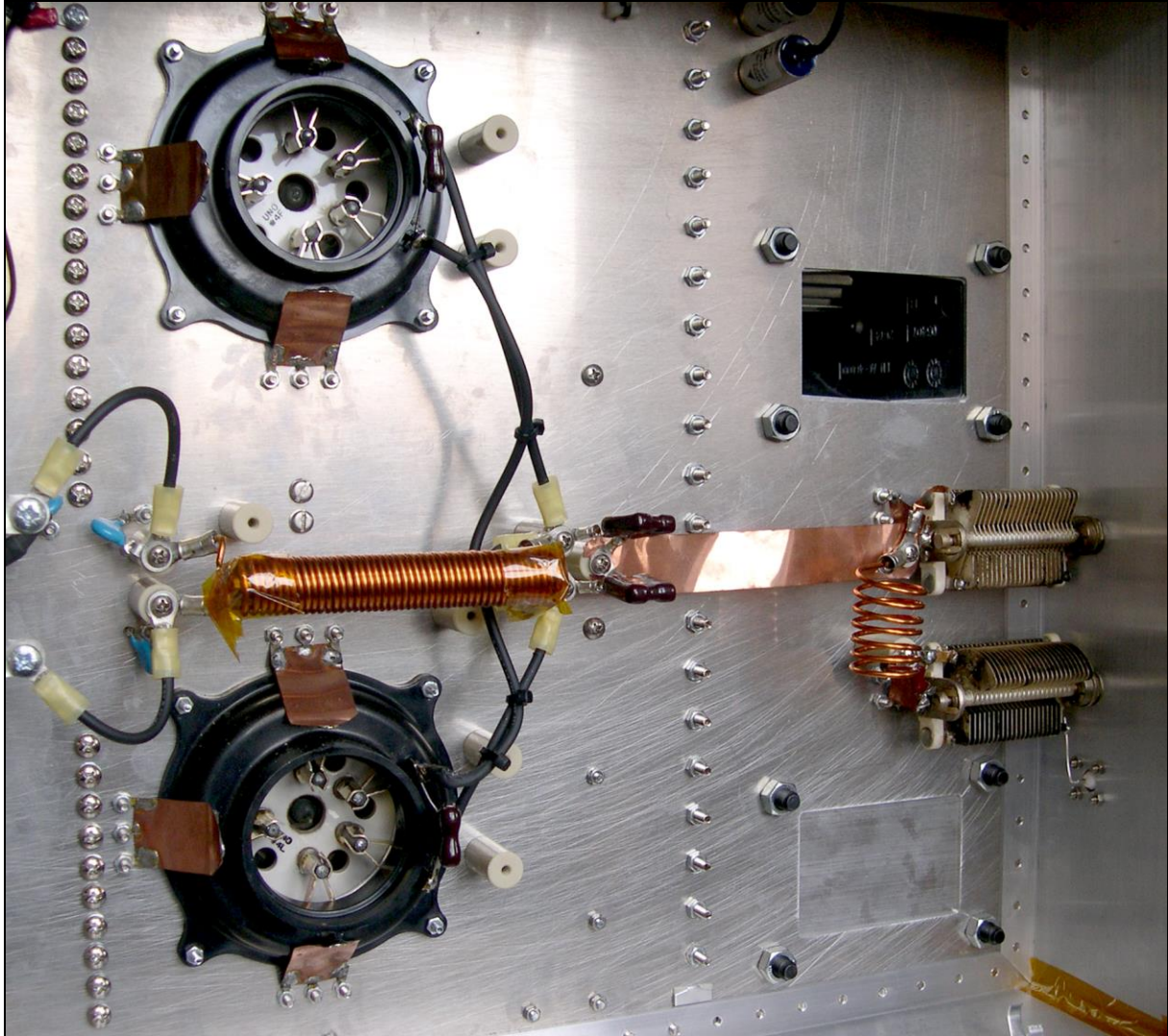
Blick auf die Endstufe von unten



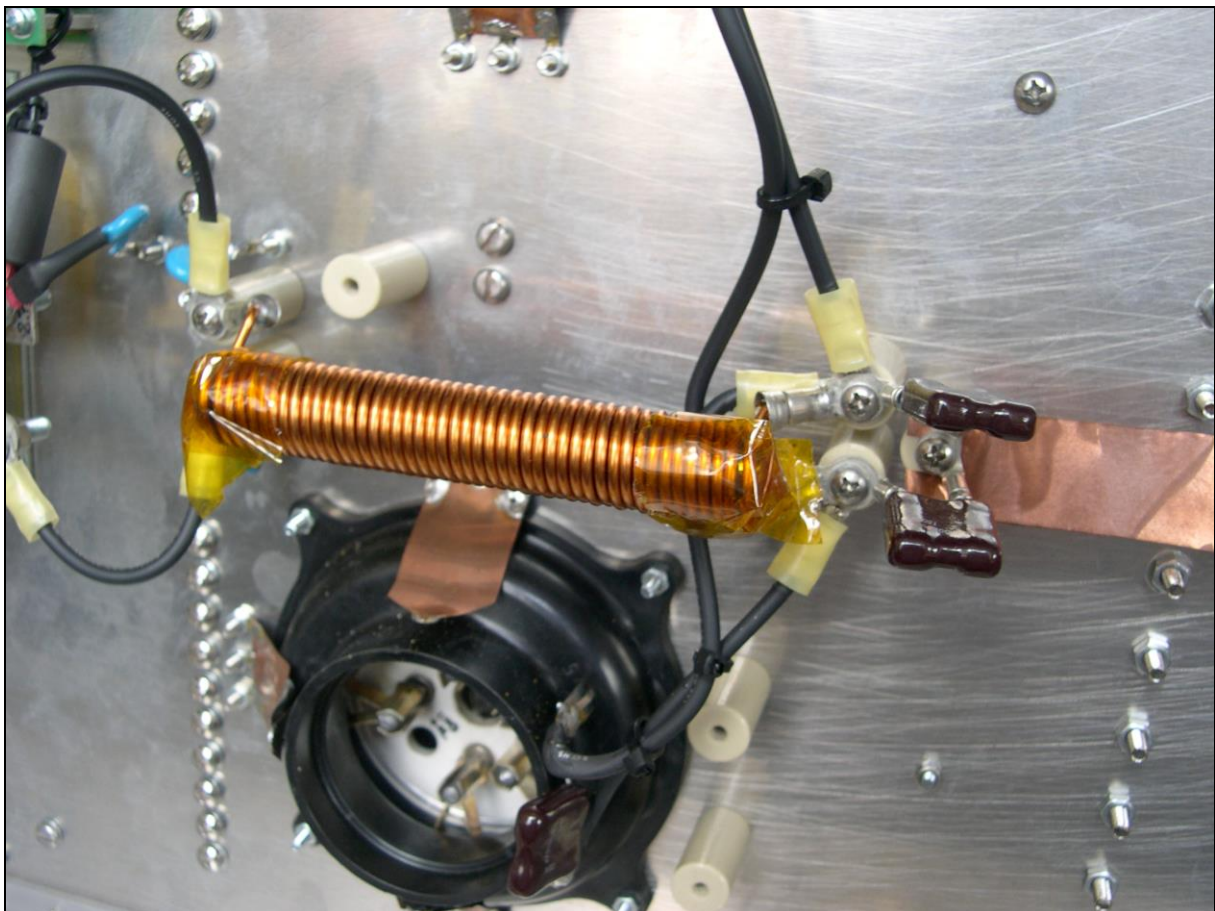
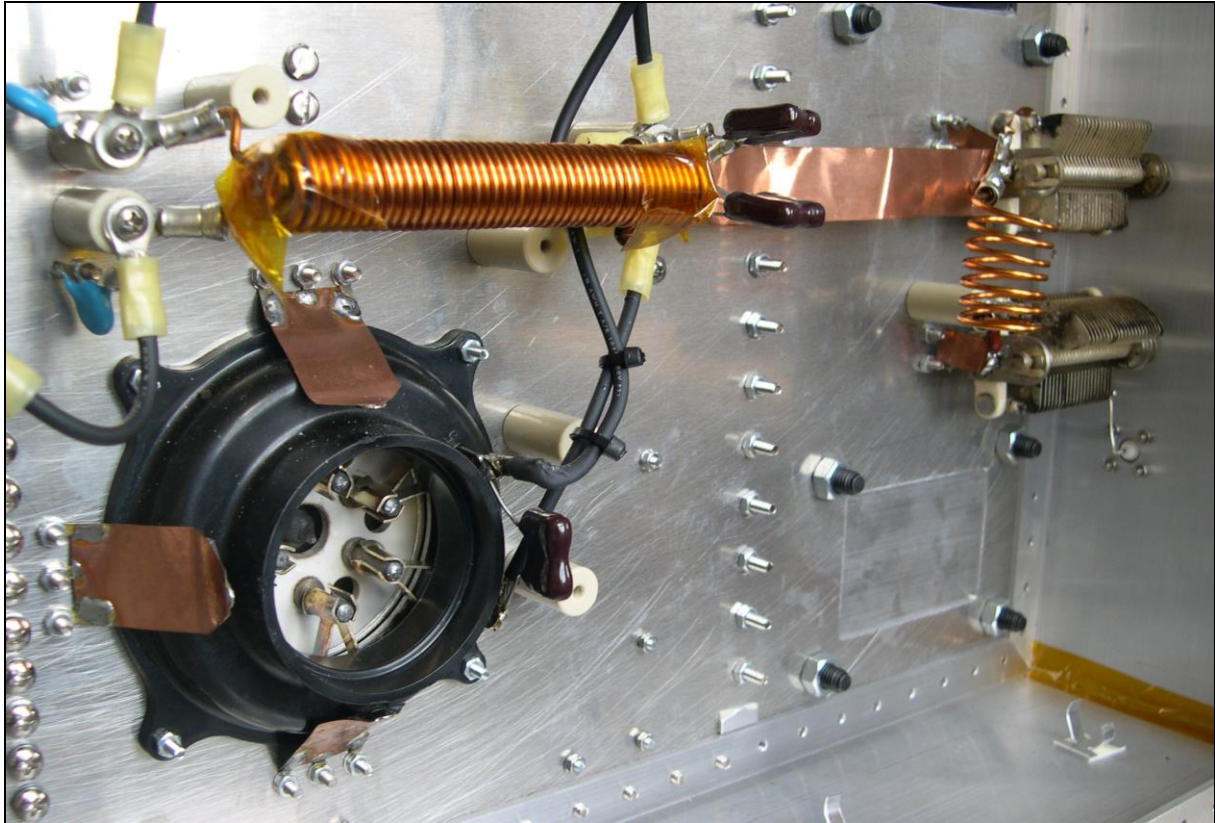
Blick auf die Endstufe von unten mit Kennzeichnung wesentlicher Funktionselemente



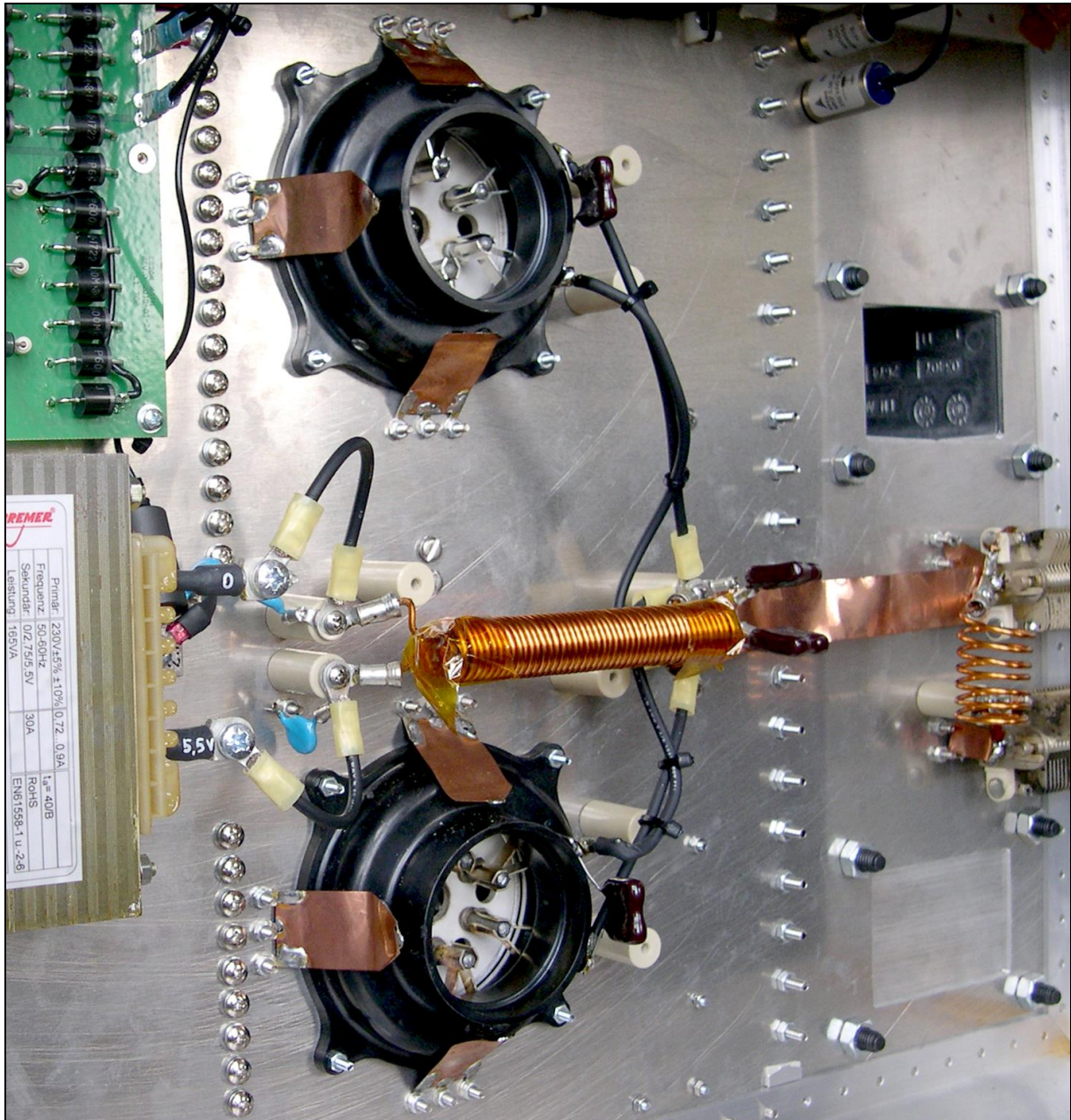
Das eingangsseitige Pi-Filter



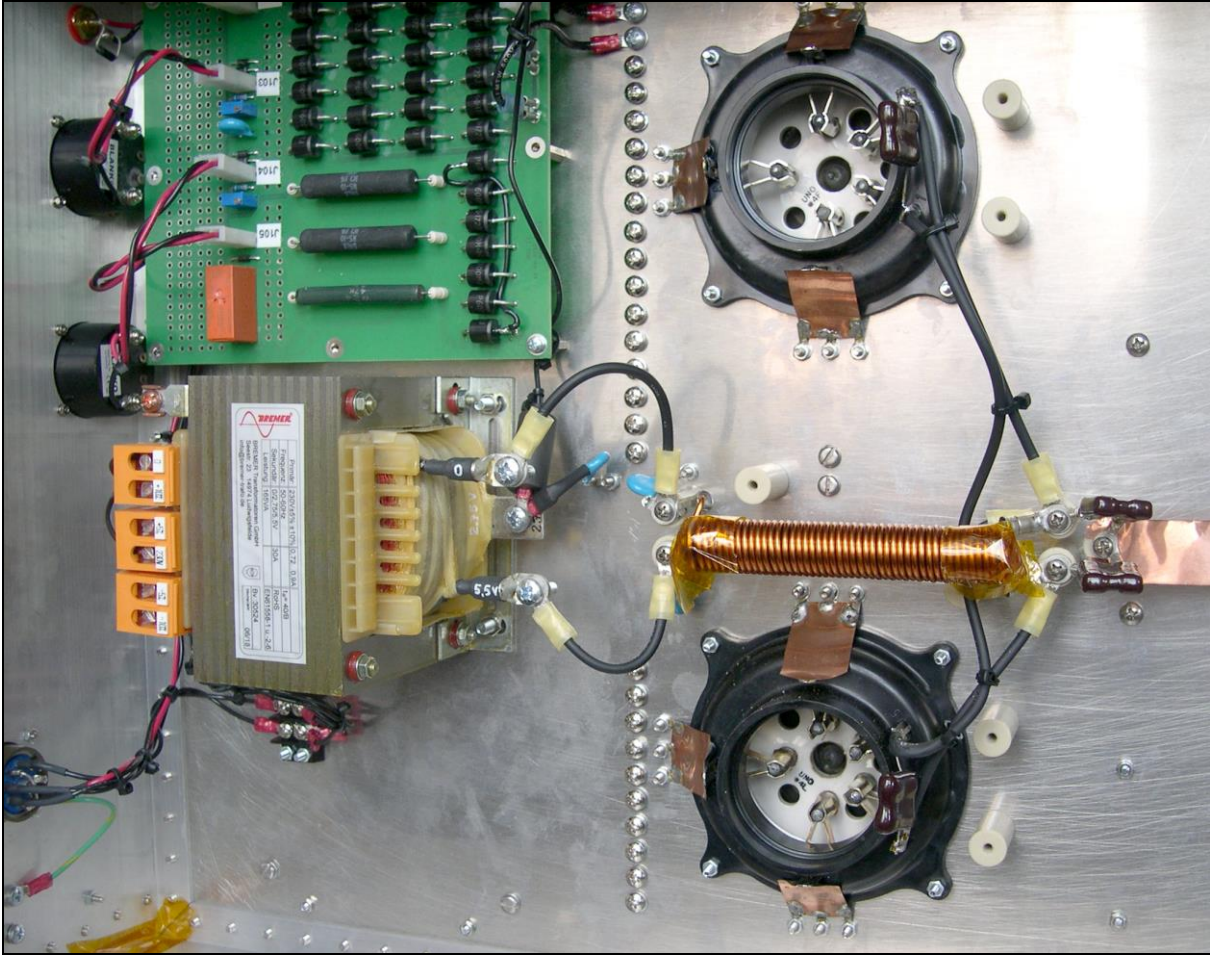
Das Eingang-Pi-Filter und der Kathodenkreis



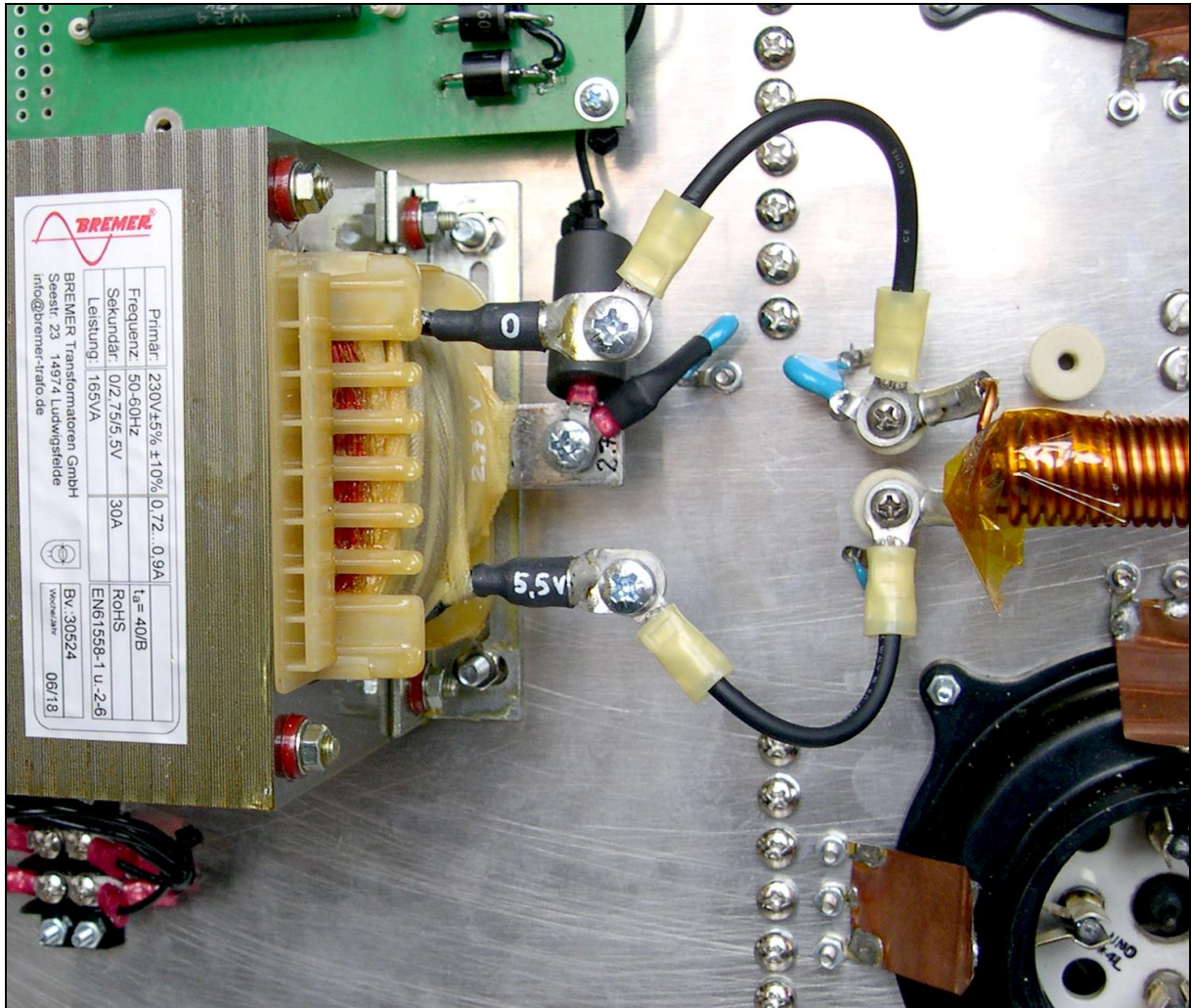
Detailansicht der Heizkreisdrossel und des Kathodenkreises



Weitere Detailansicht des Kathodenkreises



Der Heiztrafo und der Kathodenkreis



Die Befilterung des Heiztrafoanschlusses und der Kathodenleitung