

Die Röhre ist tot – hoch lebe die Röhre!

Arno Weidemann, DL9AH

Transistorendstufen haben ihren modernen Charme, obgleich sie technisch empfindlicher sind. Dieser Beitrag beschreibt eine Kurzwellen-Endstufe mit solider Röhrentechnik – zunächst mit dem Fokus auf die Theorie.

Die Zukunft der Elektronik liegt zweifelsfrei in der Transistortechnik – auch beim Bau von Hochfrequenzverstärkern! Trotzdem sind auch heute noch Röhrenverstärker sehr beliebt. Der Grund ist einfach; zum einen

sind röhrenbestückte PAs weniger empfindlich und bringen einen größeren und von der Qualität her besseren Output, zum anderen gibt es noch immer viele Elektroniker und Funkamateure, die mit der Röhrentechnik groß geworden

sind. Nach den guten Erfahrungen mit [9] kam dem Verfasser die Idee, doch noch eine Röhren-PA zu entwickeln. Nachdem er sich zunächst mit den preiswerten russischen Röhren GU 50 beschäftigt hatte, wandte er sich wieder den deutschen Zeilenendröhren zu. Wie andere Entwickler musste auch er feststellen, dass nahezu alle GU 50 mittlerweile ein schlechtes Vakuum haben und zu Überschlägen neigen.

Die Probleme, die damit einhergehen, wollte der Verfasser einem interessierten Nachbauer nicht zumuten; und er brach deshalb zunächst die Weiterentwicklung ab. Da der Nachbau aber unbedingt preiswert bleiben sollte, fiel seine Wahl auf die alte, aber sehr gute PL 36. Diese wird im Internet noch immer für ca. 5...10 € angeboten. Außerdem verfügt der Verfasser noch

über ca. 300 neue Exemplare von Siemens.

Obwohl es sich um kleinere Röhren handelt, hatte er mit ihnen immer nur gute Erfahrungen gemacht. Selbstverständlich kann man auch andere Zeilenendröhren nach diesem Konzept verwenden. Die Anodenverlustleistung sollte zusammen genommen etwa 150...300 W betragen. Die Heizung müsste natürlich entsprechend angepasst werden.

Erstes Konzept aus 1969

Die erste vom Verfasser veröffentlichte Zeilenendröhren-PA mit $5 \times$ PL 519 [1], erbrachte in einer bewusst einfachen, und damit auch preiswerten Anordnung erstaunliche 800 W Output – und zwar mit nur 620 V Anodenspannung aus einer Spannungsverdopplung direkt aus

dem Netz. Diese große Ausgangsleistung war in der damaligen Zeit ungeheuer viel; und das damals auch noch legal mit 150 W Anodenverlustleistung! Da die PA preiswert und leicht nach zu bauen war, entwickelte sie sich zu einer regelrechten „Volks-PA“.

Das Grundprinzip wurde über 30 Jahre weiter entwickelt, sodass am Ende kurzfristig – mit $12 \times$ PL 36 parallel, und einer Anodenspannung von 1600 V – ein „Output“ von über 5000 W möglich wurde. Natürlich legal – mit der *damals* erlaubten Anodenverlustleistung von nur 150 W.

Danach wandte er sich den Transistoren zu und veröffentlichte eine Serie von Kurwellenendstufen unter Verwendung von preiswerten Schalttransistoren. Da der finanzielle Aufwand gering war, haben auch diese Entwicklungen nicht

nur eine große Verbreitung gefunden, sondern sie haben auch andere Entwickler angeregt, eigene Überlegungen an zu stellen.

Allerdings: Transistor-Endstufen müssen vorsichtig behandelt werden! Man kann sie von vorne defekt machen; man kann sie von hinten defekt machen und sie dürfen nicht zu heiß werden! Ein Grund, warum bei kommerziellen Transistorendstufen der Aufwand an komplizierten, schlecht zu überblickenden Sicherheitsabschaltungen letztendlich größer ist, als der Aufwand für die PA selbst!

Transistor oder Röhre?

Als es vor Jahren darum ging, in Kroatien ein Shack einzurichten, stand der Verfasser vor der Wahl: Transistorendstufe oder Röhrenendstufe? Weil eine Tran-

sistorendstufe bei Umgebungstemperaturen von ca. 40 °C, und das bei größeren Leistungen und einer maximal zulässigen Kühlkörpertemperatur von nur 75 °C, leicht zu heiß werden kann, entschied er sich für eine Röhrendstufe; natürlich mit Zeilenendröhren.

Zeilenendröhren haben den Vorteil, mit Anodenspannungen von 650 V oder 950 V auszukommen und können bei Glasoberflächentemperaturen von bis zu 300 °C besser gekühlt werden. Außerdem nehmen sie eine kurzfristige Überlastung bei Weitem nicht so schnell übel wie eine Transistorendstufe. Es kommt hinzu, dass man Zeilenendröhren bei entsprechender Hintereinanderschaltung direkt aus dem Netz heizen kann. Dadurch kann der Heiztrafo vollständig entfallen. Bei richtiger Behandlung kann man mit Zeilenendröhren darüber hin-

aus erstaunlich hohe Intermodulationsabstände erreichen. Das Netzteil kann außerdem trafolos, und damit leicht, einfach, und darüber hinaus sehr preiswert erstellt werden.

Bei der Umsetzung dieses Gedanken wurde auf Bauteile einer mehr als 40 Jahren alten PA zurückgegriffen. Diese war zwar noch funktionsfähig, aber sie war über die Jahre unansehnlich geworden, sodass sie bis auf die noch verwendbaren Bauteile entsorgt werden konnte. Vorgesehen waren 9 × PL36, betrieben mit 975 V Anodenspannung.

Die Endstufe in der Theorie

Will man ein solches Projekt verwirklichen, muss man sich vorher darüber Gedanken machen, wie das Ganze funktionieren soll. Dazu ist ein wenig einfache Theorie notwendig. Da es bei

der Berechnung von Endstufen immer noch die merkwürdigsten Missverständnisse gibt, hat der Verfasser sich vorgenommen, die notwendigen Formeln bis ins Kleinste zu erläutern. Dazu kann es hilfreich sein, sich noch einmal die elektronischen Abläufe vor Augen zu führen. Bei Pentoden und B-Verstärkern wird zunächst eine große, negative Steuergittervorspannung die Röhren soweit sperren, dass nur noch ein kleiner Anodenruhestrom fließt. Das führt ohne Ansteuerung zu einer kleinen Verlustleistung und belastet insofern die Röhren wenig. Werden die Röhren dann über einen Kondensator mit der positiven Halbwelle angesteuert, so wird mit der sinusförmig ansteigenden positiven Spannung die negative Spannung am Gitter deshalb aufgehoben, weil die negative Spannung dort über einen relativ großen Wider-

stand zugeführt wird – und zwar beim Scheitelwert der angesteuerten Sinuskurve vollständig.

Während dieses zeitlichen Ablaufs war der Strom zwischen den Kathoden und Anoden sinusförmig bis zum Maximalwert der jeweiligen Röhren angestiegen – dem so genannten Kathodenspitzenstrom. Im Verlaufe dieses Vorgangs war die Spannung an den Anoden gleichzeitig sinusförmig abgesunken, und zwar bis zu der restlichen Anodenspannung, die notwendig war, um den gewollten Kathodenspitzenstrom der Röhren überhaupt noch zu erreichen.

Zustande kommt dieses Absinken der Anodenspannung dadurch, weil der Spannungsabfall am Außenwiderstand sich polungsmäßig von der Betriebsspannung abzieht, sodass dann bei Vollansteuerung an der Anode nur noch

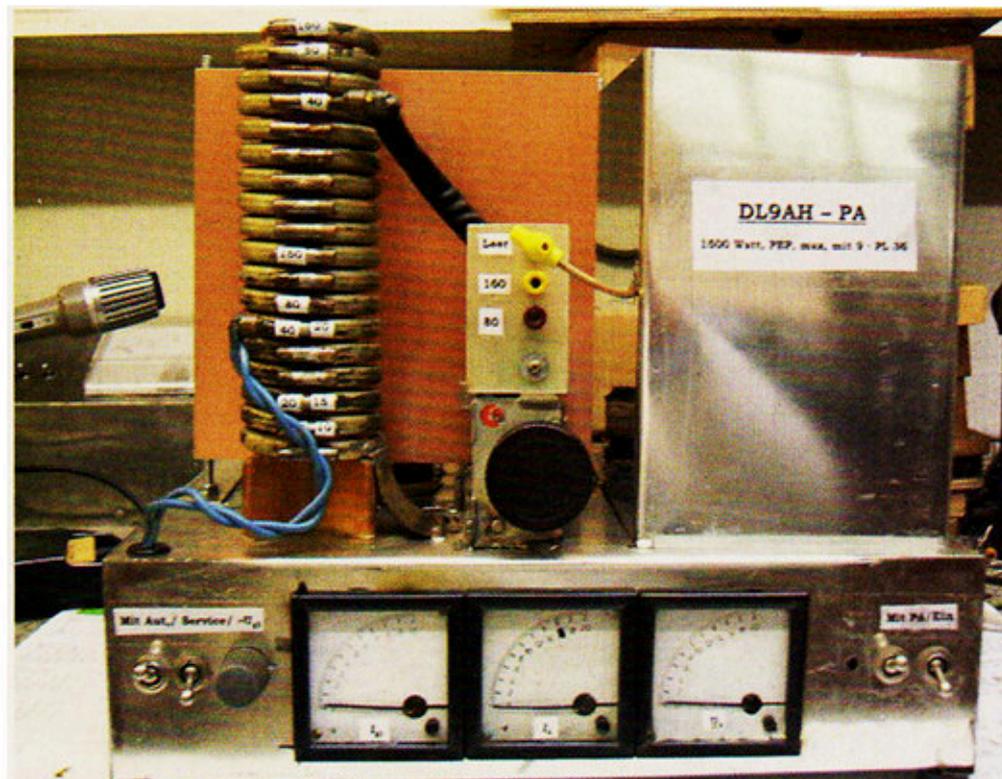


Bild 1: Vorderansicht des Laboraufbaus

die Anodenrestspannung übrig bleibt. Spannungsmäßig haben wir es jetzt mit der bekannten Phasendrehung von 180° zwischen Aus- und Eingang zu tun.

Zeitlich nach der positiven Steuerhalbwelle folgt die negative Halbwelle. Diese erhöht die eingestellte negative Vorspannung sinusförmig bis zum Spitzenwert der negativen Halbwelle. Abgesehen davon, dass die negative Halbwelle nur noch den restlichen Ruhestrom zu Null werden lässt, passiert in diesem Zeitabschnitt in der Röhre nichts. Wir haben es über eine volle Periode gesehen, nur mit einer aktiven, positiven Halbwelle zu tun (Eintaktbetrieb).

Bei Eintaktendstufen ist im Ausgang ein Resonanzsystem notwendig, um durch das Resonanzverhalten dieses Systems die 2., nicht aktiv erstellte Halbwelle hinzu zu fügen. Tatsächlich speist die

Röhre ihre Ausgangsleistung zunächst in dieses Resonanzsystem ein. Die Antenne bezieht erst danach ihre Sendeleistung aus diesem Resonanzsystem. Das bedeutet, dass der Lastwiderstand von 50Ω so übersetzt werden muss, dass der Außenwiderstand der Röhren den richtigen Wert bekommt.

Man berechnet also zuerst den Außenwiderstand der aktiven Halbwelle, und erhöht ihn dann auf den doppelten Wert. Das ist notwendig, weil die Schwungradenergie des Resonanzsystems die 2. Halbwelle liefern muss. Der Lastwiderstand von 50Ω belastet schließlich das Resonanzsystem während der ganzen Periode, auch während der nicht aktiven Halbwelle.

Der optimale Wert des Außenwiderstandes errechnet sich ganz einfach nach dem Ohmschen Gesetz. Also die am Au-

ßenwiderstand stehende hochfrequente Spitzenspannung bei Vollansteuerung, geteilt durch den hindurch fließenden Spitzenstrom. Da der durch den Leistungsinnenwiderstand der Röhre von der Kathode zur Anode fließende Strom den gleich Wert hat, wie der Strom der durch den Außenwiderstand fließt, bleibt nur noch zu klären, wie hoch die Spannung in diesem Augenblick zwischen Anode und Kathode ist. Dazu ist es notwendig, bei den jeweiligen Röhren fest zu stellen, wie hoch die röhrenabhängige Restspannung ist (I_a/U_a -Ausgangskennlinie).

Die Anodenrestspannung ist vom Röhrentyp abhängig. Bei Zeilenendröhren ist sie erfreulich niedrig, bei Hochspannungsröhren leider z. T. sehr hoch.

Um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erreichen ist es wichtig, den Außenwiderstand der Röhren so groß

wie möglich zu machen, und den Innenwiderstand so klein wie möglich zu halten. Allerdings gibt es bei Linearbetrieb Grenzen. So ist unter Linearbetriebsbedingungen nur ein theoretisch maximaler Wirkungsgrad von 78,5 % möglich. Bei C-Betrieb oder gar bei Impulsen bemüht man sich den Innenwiderstand besonders klein gegenüber dem Außenwiderstand zu machen. Nur dann sind Wirkungsgrade von über 90 % zu erreichen. Der Innenwiderstand errechnet sich ebenfalls nach dem Ohmschen Gesetz, nämlich Anodenrestspannung durch den gleichen Anodenspitzenstrom, der den Außenwiderstand durchfließt. Es kommt also darauf an, die vom Netzteil gelieferte Gesamtenergie auf einen kleinen Innenwiderstand und auf einen möglichst großen Außenwiderstand zu verteilen. Die gelegentliche, erstaunlicher Weise

leider auch von akademisch vor gebildeten Fachleuten nicht durchdachte Meinung, es käme nur auf Leistungsanpassung an, also $R_i = R_a$, ist technisch nicht haltbar und somit falsch. In einem solchen Fall wären ja Wirkungsgrade von >50 % bei AB, B- oder C-Betrieb überhaupt nicht möglich. Zum Anderen ist hier ja Leistungsanpassung gar nicht gegeben. Die vom Netzteil gelieferte Energie wird lediglich auf zwei hintereinander geschaltete Widerstände, dem Innen- und dem Außenwiderstand, verteilt. Der wirksame Außenwiderstand errechnet sich also, indem man von der Betriebsgleichspannung die röhrenabhängige, restlich an der Anode verbleibende Spannung abzieht, und dann durch den röhrenabhängigen Spitzenstrom bei Vollensteuerung teilt: $R = U/I$. Den Spitzenstrom kann man auch aus

den Daten der Ia/Ug-Kennlinie berechnen. Man misst die für den Ruhestrom notwendige, negative Gittervorspannung und multipliziert sie mit der Steilheit der Röhre. Unter Steilheit versteht man den Anodenstromwert, um den sich der Anodenstrom pro Volt Gitterspannungsänderung erhöht (mA/1 V). Der Außenwiderstand errechnet sich also mit der Spitzenspannung, die am Außenwiderstand bei Vollensteuerung ansteht, geteilt durch den durch den Außenwiderstand fließenden Spitzenstrom. Die Anodenrestspannung muss man bei den verschiedenen Röhren (oder auch Transistoren) aus den Herstellerdaten entnehmen. Der Verfasser hat schon Anfang der 70er Jahre aus diesen Erkenntnissen eine einfache Arbeitsformel entwickelt:

$$R_a = (U_b - U_{a,\text{rest}}) \cdot 2 / I_a \cdot \pi \quad (1)$$

U_b ... Betriebsspannung

$U_{a,\text{rest}}$... röhrenabhängige Anodenrestspannung

I_a ... messbarer Anodengleichstrom

$\pi = 3,14$; hier reduziert auf 3.

Die auf dem Bruchstrich liegende 2 verdoppelt den Außenwiderstand bei Eintaktendstufen mit einem im Ausgang liegenden Resonanzsystem. Der unter dem Bruchstrich liegende Begriff: Anodengleichstrom mal π (3,14), gibt nach der Integralrechnung prinzipiell den Anodenspitzenstrom an. Wegen des bei Linearbetrieb notwendigen Ruhestroms (Stromflusswinkel etwas unter 180°) kann der Wert π auf 3 gesenkt werden. Diese Methode ist in der Praxis einfach, weil sich der Anodengleichstrom leicht

messen lässt, der tatsächliche Anodenspitzenstrom in der Praxis aber nicht.

Die gleiche Methode zur Bestimmung des Außenwiderstandes kann man ebenfalls bei Transistoren anwenden. Die Bezeichnungen und die elektrischen Werte sind dort natürlich anders. Bei Gegentaktbetrieb, bei dem üblicherweise ein Resonanzsystem im Ausgang nicht notwendig ist, entfällt lediglich die 2 auf dem Bruchstrich. Das notwendige Widerstandsgesamtübersetzungsverhältnis errechnet sich aus 50Ω geteilt durch den ermittelten Außenwiderstand der Transistoren auf einer Seite. Danach wird dann das notwendige Gesamttransformationssystem aufgebaut. In aller Regel dort notwendigerweise aber in zwei Transformationsschritten. Auch hier wird die vom Netzteil gelieferte elektrische Energie auf zwei hintereinander geschaltete Wider-

stände verteilt; dem möglichst niedrigen Innenwiderstand bei Vollansteuerung zwischen z.B. „Source“ und „Drain“, und dem möglichst hohen, von 50Ω herunter transformierten Außenwiderstand von „Drain“ zur Plusspannung.

Im vorliegenden Fall haben wir es aber mit einer Eintaktendstufe, und insofern auch mit der Dimensionierung des resonanten Auskoppelsystems zu tun. Bei dieser PA wird nicht wie üblich ein π -Filter benutzt, sondern ein resonanter Spartransformator, der aus einer an jeder dicken Windung abgreifbaren Spule und einem parallelen Drehkondensator besteht. Also einem Parallelschwingkreis, bei dem der Auskoppelstrom dem Schwingkreisstrom entgegen fließt und damit diesen anteilig verringert. Dadurch entstehen in diesem Bereich weniger Verluste. Es kommt hinzu, dass bei gleichen sonsti-

gen Gegebenheiten ein Parallelschwingkreis eine geringere Induktivität erfordert als bei einem π -Filter. Insoweit auch hier weniger Verluste! Zwar ist es so, dass es kaum ein vom Wirkungsgrad und von den vielfältigen Möglichkeiten her besseres Auskoppelsystem geben kann; aber trotzdem muss auch dieser Parallelkreis richtig dimensioniert werden.

Um das oben erwähnte Ziel, nämlich, dass aus der Schwingkreisenergie zu einer Zeit in der die Röhre keine Energie liefert, die 2. Halbwelle bereit gestellt werden kann, muss die im Schwingkreis vorhandene Energie ca. zehn Mal größer sein. Das bedeutet, dass der Strom im Schwingkreis ca. zehn Mal größer sein muss, als der Strom, der durch den Außenwiderstand R_a fließt.

Die Spannung, die am Außenwiderstand liegt, und die Spannung, die am Schwing-

kreis liegt, sind gleich. Da die Ströme bei gleich anliegender Spannung ein Funktion der Widerstände ist, erreicht man das dadurch, dass man den kapazitiven Widerstand X_c um den Faktor Q , also ca. zehn Mal, kleiner macht als den Außenwiderstand R_a ($X_c = 0,1 R_a$). Dadurch wird dann der Wert des Kondensators um den Faktor Q , also ca. zehn Mal größer. Diese Verhältnisse hat der Verfasser, ebenfalls schon vor langer Zeit, in einer weiteren einfachen Arbeitsformel zusammengefasst:

$$C_a = I_a Q / (U_b - U_{a,rest}) 4 F \quad (2)$$

I_a ... messbarer Anodengleichstrom

Q ... Betriebsgütefaktor (von Quality)

U_b ... Anodengleichspannung

$U_{a,rest}$ = Anodenrestspannung

F = Frequenz

C_a ... An der Anode liegender Parallelkondensator zur Schwingkreisspule (oder in anderen Fällen als anodenseitiger Kondensator eines π -Filters)

In dieser Formel ist notwendigerweise auch die Frequenz enthalten. Mit fallender Frequenz wird X_c immer hochohmiger, was bedeutet, dass die Parallelkapazität C_a mit fallender Frequenz immer größer werden muss.

Der zweite Teil des Artikels beschäftigt sich mit konstruktiven Details.

Im zweiten Teil des Beitrags geht es um Details, wie der Autor seine Endstufe technisch gestaltet hat. Besonderes Augenmerk legt er auf die Spule, Spannungsversorgung und Kühlung.

Auf jedem Band muss der Drehkondensator entsprechend eingestellt bzw. eine andere Festkapazität zu gesteckt werden. Die Zusteckkapazitäten sind in der Praxis aber nur auf 160 m und 80 m notwendig. Im praktischen Gebrauch ist es aber unerheblich, wenn auf den verschiedenen Bändern die verbleibenden Kapazitäten, z.B. auf 10 m die Röhrenauskangskapazitäten, zu groß, oder die Zusteckkapazitäten auf 160 m wegen der Resonanz ebenfalls zu groß sind.

Die notwendigen Induktivitäten, um Resonanz zu erreichen, werden einfach an

der Spule mit dem zum Drehkondensator gehenden dicken Draht abgegriffen. Der 50- Ω -Ausgang wird an einem Teil der in Aktion befindlichen Windungen gegenüber Masse abgegriffen. Selbstverständlich liegt die unterste Windung der Spule an Masse. Kleinere Blindwerte können in dieses Resonanzsystem einbezogen, und bei der Abstimmung kompensiert werden. In vielen Fällen ist so ein resonantes Abstimmgerät oder Anpassgerät für die Antenne nicht mehr notwendig.

Die Spule wurde aus 10 mm dickem Kupferrohr erstellt. Der Innendurch-

messer der Spule beträgt 50 mm. Der große Durchmesser der ca. 15 bis 18 Rohrwindungen bringt wieder weniger Verluste. Die Herstellung der Spule erfordert allerdings gewisse handwerkliche Fähigkeiten. Im vorliegenden Fall hat der Verfasser seiner Zeit kleine Rohrstücke mit einem Innendurchmesser von 4 mm quer auf jede Windung aufgelötet. Es genügt aber, von oben nach unten in jede Windung ein 4 mm Loch zu bohren. So kann man später den Bananenstecker (Büschelstecker) direkt in das Loch der jeweiligen Windung stecken. Der sich dabei ergebene Kontakt ist nach allen Erfahrungen mit dieser Methode völlig ausreichend.

Bei dem Drehkondensator sollten alle erreichbaren heißen Anschlüsse mit einem Stück Blech untereinander verbunden werden. Das reduziert die Bolzen- und

sonstigen Induktivitäten. Entsprechend sollte der Drehko an mehreren Stellen mit Masse verbunden werden. Auf diese Weise werden die Ströme über mehrere Wege verteilt. Die Anschlussdrähte der Zusteckkapazitäten für 160 m und 80 m sollten möglichst kurz sein, um unerwünschte Induktivitätsanteile so klein wie möglich zu halten. Bei zu langen Zuleitungen können sich „wilde“ Schwingungen einstellen. Außerdem sollten die flexiblen Zuleitungen möglichst dick sein.

Ebenfalls schon vor vielen Jahrzehnten hat der Verfasser einmal geprüft, mit welchen Koppelkondensatoren von den Anoden zum gleichspannungsfreien Schwingkreis die besten Ergebnisse auf den hohen Frequenzen zu erreichen sind. Es stellte sich heraus, dass eine einfache, doppelt kaschierte Platte aus

Basismaterial (1,5...2 mm) den höchsten „Output“ auf 10 m zu Stande brachte. Sie ist zwar relativ groß, hat dafür aber praktisch keine Induktivitätsanteile, die den „Output“ mindern könnten. Die notwendige Kapazität beträgt ca. 500...800 pF. Je nach Basismaterial kann man von 2,5...3,2 pF/cm² ausgehen. Das ergibt eine Fläche von ca. 180 bis 220 cm². Damit es keine elektrischen Überschlüge an den Rändern gibt, sollten die Kupferkaschierungen rundherum auf beiden Seiten etwas zurück geschliffen werden.

Der Verfasser hat die auf dem Drehko aufliegende Weißblechplatte nach hinten etwas überstehen lassen, sodass er dort den Anodenkoppelkondensator anlöten konnte. Von hinten, auf der Röhrenseite, hat er einen ca. 5 cm breiten Weißblechstreifen vertikal auf die hinten

liegende Kaschierung gelötet. Dieser Blechstreifen dient als induktivitätsarme Zuleitung von den Anoden der in Reihen aufgebauten Röhren. Die Anodenanschlüsse der PL 36 liegen oben.

Die Röhrenfassungen sollte man bei der Montage so drehen, dass die Steuergitter nach innen zeigen. Auf diese Weise verkleinert man alle Zuleitungsinduktivitäten zu den Steuergittern auf ein Minimum. Gerade bei hohen Frequenzen haben selbst kleine Induktivitäten einen induktiven Widerstand. Dieser liegt in Serie zu der Eingangskapazität und bildet insofern gemeinsam einen Tiefpass.

Das Gleiche gilt für die UKW-Fallen im Ausgang. Der Weg über die mit Widerständen gedämpften UKW-Drosseln von Anode zu Anode sind bei dieser Montageart so kurz, dass alleine die ex-

trem hohe Resonanzfrequenz, die sich theoretisch daraus ergeben könnte, die gefürchteten „wilden Schwingungen“ in aller Regel nicht mehr zustande kommen lässt. Dass der Ausgang durch eine entsprechende Abschirmung nicht auf den Eingang zurückkoppeln darf, ist eine Selbstverständlichkeit. Im vorliegenden Fall stellten sich bei dem Labormuster keine wilden Schwingungen ein, selbst dann nicht, wenn bei offenem Ein- und Ausgang, der Arbeitspunkt durch Hochfahren des Ruhestroms in den höchsten Verstärkungsbereichs gebracht wurde! Im Eingang der Röhren werden an den Steuergittern ebenfalls UKW-Fallen notwendig. Beim Mustergerät wurden sie einfacher Weise durch jeweils einen Drahtwiderstand von $7,5 \Omega/2 \text{ W}$ realisiert. Der Induktivitätsbeiwert dieses Drahtwiderstandes liegt in etwa bei

$2,2 \mu\text{H}$, sodass sich mit der Eingangskapazität ein stark gedämpfter Serienschwingkreis bildet. Dadurch wird die Eingangskapazität nicht nur auf den hohen Bändern weitestgehend kompensiert, sondern die Steuerspannungen an den Steuergittern der Röhren werden auch noch z.T. angehoben. Trotzdem kann es auf 10 m durch die Vorwiderstände zu einer geringfügigen Erhöhung der Steuerleistung kommen. Wer über solche Drahtwiderstände nicht verfügt, kann sich auch kleine Spulen mit ca. $2 \mu\text{H}$ herstellen und dann einen $68\text{-}\Omega$ -Widerstand parallel legen. Jede Röhre bekommt einen eigenen Gitterableitwiderstand, der die negative Gittervorspannung dem Gitter zuführt. Desgleichen bekommt jede Röhre einen eigenen Koppelkondensator, der bewusst niedrig ausgelegt wurde. Das sich da-

raus ergebene Zeitglied liegt bei ca. 30...60 ms. Das wiederum bedeutet, dass in den Sprachspitzen, bei ungewollter Übersteuerung, die sich durch den Gitterstrom zusätzlich ergebene Vorspannung blitzschnell wieder abbaut. Auf diese Weise werden die Verzerrungsprodukte, die sich immer bei Übersteuerung ergeben, wenigstens zeitlich kurz gehalten. Der kleine Koppelkondensator hat zudem die Aufgabe, die niederfrequente Funkenspannung, die bei einem Überschlag innerhalb einer schlechten Röhre aus dem Steuergitter heraus kommen kann, von den anderen Röhren fern zu halten. Sollte es wider Erwarten doch einmal zu einem Überschlag zwischen Anode und G3 kommen, so würde der unüberbrückte Kathodenwiderstand wegbrennen, was man sofort am niedriger werdenden Inputstrom erkennt. Es

ist nicht zwingend, aber vorteilhaft, die unüberbrückten Kathodenwiderstände von 56Ω als Kohlemasse-Widerstände zu verwenden.

Das Netzteil im Detail

Im Netzteil werden die Betriebsspannungen direkt aus dem Netz erstellt – siehe dazu auch Sicherheitshinweise in der Randspalte. Notwendig ist zum einen eine Spannungsverdreifung, um auf die 975 V Anodenspannung zu kommen, zum anderen zwei Einweggleichrichtungen zur Erzeugung der positiven Gitter-2- und der negativen Gitter-1-Spannung. An allen Diodenpositionen wurden die BY 255 verwendet.

Leider ist die Spannungsstabilität bei einer Spannungs-Verdreifachung bei Belastung nicht ganz so gut. Werden die Elkopakete allerdings groß bemessen, so halten

sich die Spannungsschwankungen bei maximal 1,9 A PEP Anodenstrom, und intermittierendem SSB-Betrieb, noch in vertretbaren Grenzen. Empfehlenswert ist es aber, die Elkopakete nicht nur alle gleich groß zu machen, sondern sie von der Kapazität auch möglichst groß zu dimensionieren. Damit die Spannungen sich entsprechend verteilen können, sollte parallel zu jedem Elkopaket ein gleicher Widerstand von ca. $80 \text{ k}\Omega/2 \text{ W}$ geschaltet werden (nicht eingezeichnet).

Um beim Weiterarbeiten oder bei Reparaturen vor allem die Elektrolytkondensatoren innerhalb der Anodenspannungserzeugung schneller entladen zu können, ist ein zusätzlicher Entlade-widerstand von ca. $1000 \Omega/>6 \text{ W}$ vorgesehen, der nach dem Abschalten der PA über einen Taster nach Masse kon-

taktiert werden kann (nicht eingezeichnet). Auf diese Weise wird verhindert, dass man sich über die nicht ausreichende schnelle Restentladung der Elkopakete an der Anodenspannung elektrisiert. Während der Verfasser früher den Erde führenden Mittelpunktleiter (Mp) mit dem ebenfalls Erde führenden Schutzleiter (PE) zusammen an Masse gelegt hat, hat er dieses Mal eine Schaltung entwickelt, bei der eine Falschpolung an der „Schukosteckdose“ und ein Abschalten durch den Fehlerstromschutzschalter (FI) von vorne herein ausgeschlossen sind.

Benutzt wird ein 230-V-Relais, dessen 16-A-Relaiskontakte nur dann das Netz richtig in das Gerät weiter leiten, wenn das Relais angezogen hat. Das heißt, ein Betrieb ist nur möglich, wenn der Erde führende Mittelpunktleiter dann

an Masse liegt. Damit der Fehlerstromschutzschalter (FI) im Betrieb durch einen z.B. Leitungsbedingten Fehlerstrom nicht abschaltet, wurde dieses Mal der Schutzleiter zwar in das Gerät eingeführt, aber nicht mit Masse verbunden.

Vom bereits im Gerät befindlichen Außenleiter (Phase) wird über einen relativ großen Widerstand mit einer in Serie geschalteten Diode ein kleiner Elko aufgeladen. Vorausgesetzt, der Netzstecker ist in der richtigen Stellung in die Steckdose gesteckt worden. Ist der Netzstecker falsch herum in die Steckdose eingeführt worden, dann kann sich naturgemäß der Elko nicht aufladen. Ist der Elko bei richtiger Polung aufgeladen, kann man mit dem einpoligen Netzschalter die Relaisspule mit dem Pluspol des Elkos verbinden

– das Relais zieht an – und der über den Widerstand begrenzte, geringe Haltestrom hält das Relais angezogen (Haltestrom unter 5 mA).

Selbstverständlich ist die andere Seite der Relaisspule mit Masse verbunden. Sind nach einigen Sekunden die im Netzteil vorhandenen Elkos weitestgehend aufgeladen, was man am Voltmeter sehen kann, wird der Anlaufwiderstand von $50 \Omega/20 \text{ W}$ mit einem zweiten Schalter überbrückt (Netz 2).

Zusammengefasst: Wird der Netzstecker falsch herum in die Schuko-Steckdose gesteckt, kann man die PA nicht einschalten. Wird der Netzstecker richtig in die Steckdose gesteckt, so kann man die PA einschalten. Dann aber liegt auf jeden Fall das Erdpotenzial über dem Mittelpunktsleiter (Mp) an Masse.

Sollte der Schutzleiter aus irgendeinem Grunde einmal unterbrochen sein, dann schaltet die PA einfach ab. Damit der Schutzleiter nicht doch wieder über den angeschlossenen Transceiver der PA zu geführt wird, ist es notwendig, die HF-Eingangsbuchse isoliert einzusetzen. Die ankommende Steuerleistung wird sowohl von der Abschirmung über einen kleinen Kondensator nach Masse, als auch vom Innenleiter über einen kleinen Kondensator mit dem Eingangsrelais im Gerät verbunden. Will man eine Antenne mit einem Kontakt zur Erde (z.B. Groundplane mit einem in der Erde liegenden Erdnetz) verwenden, empfiehlt es sich, auch die Ausgangsbuchse isoliert einzusetzen. Auch hier muss dann die Ausgangsleistung über zwei entsprechende Kondensatoren, die zweckmäßigerweise aber jeweils aus

mehreren kleinen, parallel geschalteten Kondensatoren bestehen sollten, ausgekoppelt werden. Sowohl im Eingang als auch im Ausgang sollten Schutztrennkondensatoren mit einer ausreichend hohen Wechselspannungsbelastbarkeit – mindestens 250 V Wechselspannung, oder 1000 V Gleichspannung – verwendet werden.

Die Spannung für das Ein- und Ausgangsrelais wird durch eine einfache Einweggleichrichtung von der einseitig gegen den Schutzleiter des Transceivers liegenden 12-V-Wicklung eines kleinen Transformators gewonnen. Im Sendefall werden die beiden parallel geschalteten Relais vom Transceiver-Vox-Relais über einen bipolaren NPN-Schalttransistor nach Masse des Transceivers geschaltet. Da das Vox-Relais im Regelfall nach Masse – gleich Erde – schaltet, musste

ein PNP-Transistor wegen der notwendigen Polungsumkehr vorgeschaltet werden. Dadurch konnte der Widerstand, der zum Voxrelais führt, so hoch gewählt werden, dass auch hier praktisch so gut wie kein weiterer Strom über den Schutzleiter des Transceivers fließen kann.

Über zunächst einem Schließkontakt des Ausgangsrelais und danach über einen Schließkontakt des Eingangsrelais wird die Schirmgitterspannung auf die G2 gegeben. Auf diese Weise wird im Sendefall verhindert, dass die PA bereits Leistung macht, bevor das Ausgangsrelais angezogen hat und die Antennenkontakte geschlossen sind. Um Verkoppelungen vom Ausgang zum Eingang zu unterdrücken, empfiehlt es sich, die Relaiswicklungen direkt am Relais auf beiden Seiten mit Abblockkondensatoren

von etwa ca. 4,7 nF zu versehen (nicht eingezeichnet).

Die Anodendrossel sollte für 160 m groß genug sein ($XL = 10 \times Ra$) aber auf 10 m wiederum nicht zu groß sein, weil sich sonst Partialschwingungen in der Spule mehreren kleinen, parallel geschalteten Kondensatoren bestehen sollten, ausgekoppelt werden. Sowohl im Eingang als auch im Ausgang sollten Schutztrennkondensatoren mit einer ausreichend hohen Wechselspannungsbelastbarkeit – mindestens 250 V Wechselspannung, oder 1000 V Gleichspannung – verwendet werden.

Die Spannung für das Ein- und Ausgangsrelais wird durch eine einfache Einweggleichrichtung von der einseitig gegen den Schutzleiter des Transceivers liegenden 12-V-Wicklung eines kleinen Transformators gewonnen. Im Sendefall

werden die beiden parallel geschalteten Relais vom Transceiver-Vox-Relais über einen bipolaren NPN-Schalttransistor nach Masse des Transceivers geschaltet. Da das Vox-Relais im Regelfall nach Masse – gleich Erde – schaltet, musste ein PNP-Transistor wegen der notwendigen Polungsumkehr vorgeschaltet werden. Dadurch konnte der Widerstand, der zum Voxrelais führt, so hoch gewählt werden, dass auch hier praktisch so gut wie kein weiterer Strom über den Schutzleiter des Transceivers fließen kann.

Über zunächst einem Schließkontakt des Ausgangsrelais und danach über einen Schließkontakt des Eingangsrelais wird die Schirmgitterspannung auf die G2 gegeben. Auf diese Weise wird im Sendefall verhindert, dass die PA bereits Leistung macht, bevor das Ausgangsre-

lais angezogen hat und die Antennenkontakte geschlossen sind. Um Verkoppelungen vom Ausgang zum Eingang zu unterdrücken, empfiehlt es sich, die Relaiswicklungen direkt am Relais auf beiden Seiten mit Abblockkondensatoren von etwa ca. 4,7 nF zu versehen (nicht eingezeichnet).

Die Anodendrossel sollte für 160 m groß genug sein ($X_L = 10 \times R_a$) aber auf 10 m wiederum nicht zu groß sein, weil sich sonst Partialschwingungen in der Spule bilden können. Partialschwingungen sind offene Resonanzen, bei denen Induktivitätsanteile mit den sich in der Spule bildenden Wickelkapazitäten, prinzipiell wie bei einer $\lambda/2$ -Antenne, offene Schwingkreise bilden. Liegt die Arbeitsfrequenz der PA dann auf dieser Resonanzfrequenz, so können Teile der Anodendrossel durch die resonante

Stromüberhöhung innerhalb dieser unerwünschten Schwingkreisgebilde abbrennen.

Wo diese Partialschwingungen frequenzmäßig liegen, kann man auf folgende Weise leicht messen: Man schließt die Spule kurz, behandelt sie aber dann wie eine Schwingkreisspule. Zweckmäßigerweise benutzt man dann einen „Grid-dipper“ mit dem man die Frequenzen von unten nach oben durchfährt. Liegt der erste Dip, also die erste Resonanzstelle, oberhalb von 35 MHz, also außerhalb aller Amateurfunkbänder, dann ist alles in Ordnung. Hat man aber die Anodendrossel zu groß gemacht, so muss man so viele Windungen abwickeln, bis die erste Resonanzstelle tatsächlich oberhalb der Amateurfunkbänder liegt. Dreht man weiter nach oben, dann kommen immer mehr Resonanzstellen,

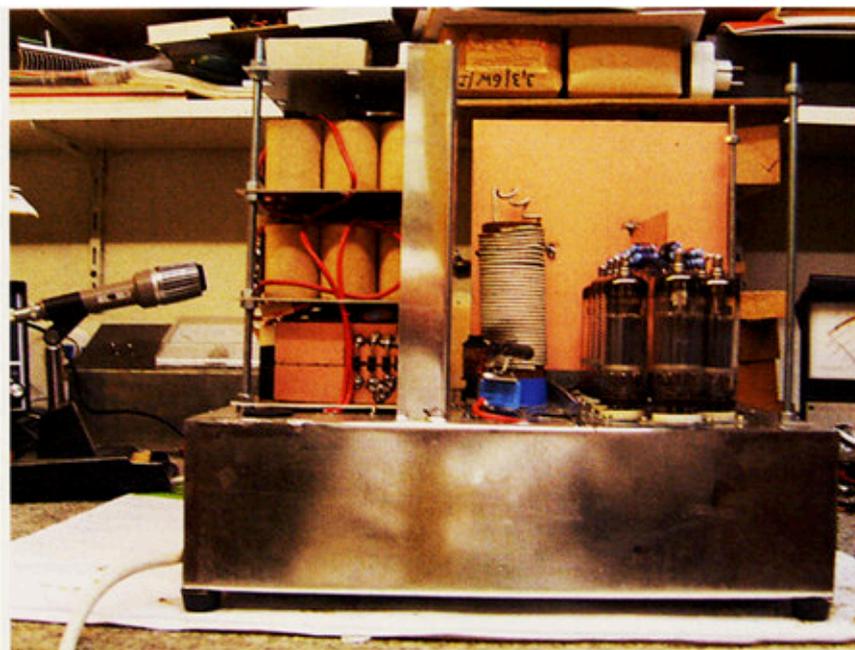
die aber für den praktischen Betrieb ohne Bedeutung sind.

Die an den Anoden befindlichen „UKW-Drosseln“ bestehen jeweils aus einem Widerstand $68 \Omega / 2 \text{ W}$ und ca. 8 Windungen $0,5 \dots 1 \text{ mm}$ Kupferlackdraht. Der Draht wird einfach auf den Widerstand gewickelt. Diese UKW-Drosseln haben die Aufgabe, die sich leider im Anodenbereich bildenden UKW-Schwingkreise durch die Widerstände zu bedämpfen. Aus Einfachheitsgründen, und um in jedem Fall einen sicheren Kontakt zu haben, hat der Verfasser die UKW-Drosseln direkt auf die oben liegenden Anodenanschlüsse der Röhren aufgelötet.

Eine weitere Besonderheit ist die „Arbeitspunktautomatik“, die der Verfasser ebenfalls bereits vor ca. 45 Jahren entwickelt und benutzt hat. Im Prinzip

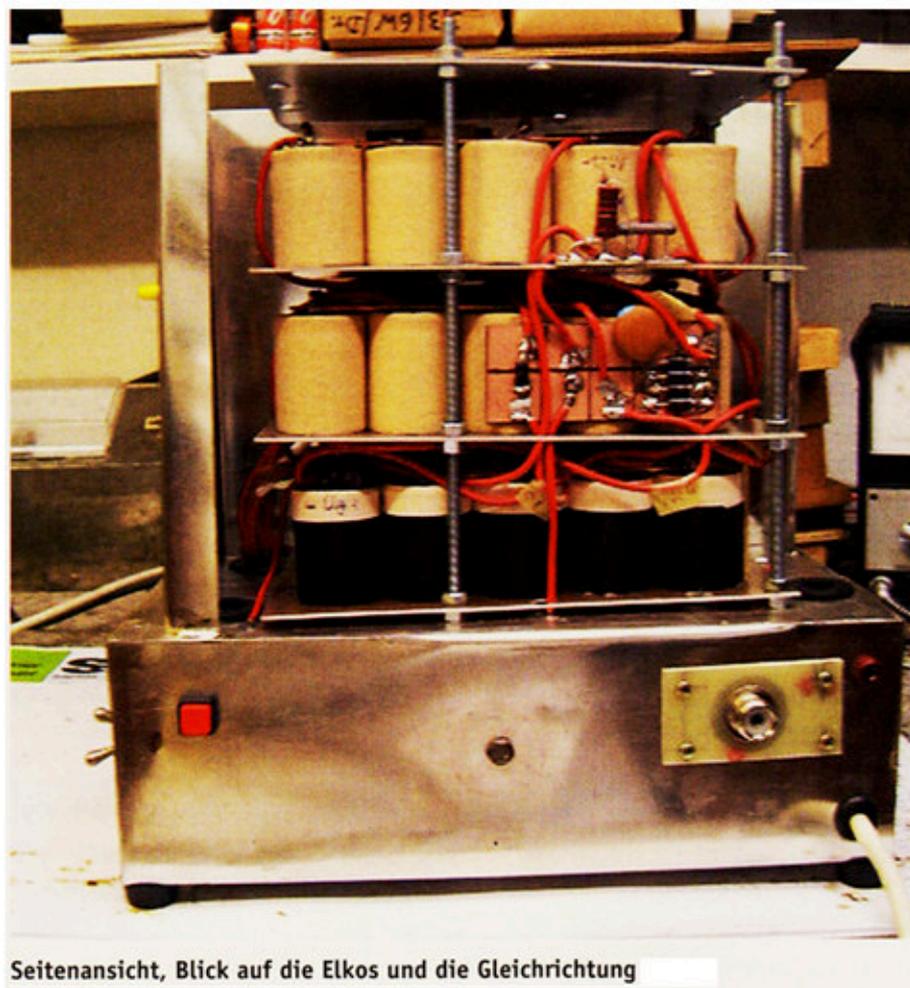
handelt es sich um einen einfachen elektronischen Schalter, der den für den Betrieb notwendigen Ruhestrom erst einschaltet, wenn die PA angesteuert wird. Das bedeutet, dass in den Sprach-

pausen, oder in den Zeitlücken bei abgesetzter Sprechweise etc. nahezu kein Ruhestrom fließt. Die dadurch im Mittel eingesparte Anodenverlustleistung kann dazu benutzt werden, den Ruhestrom



Rückansicht, Blick auf die Röhren und den großen Koppelkondensator

während der aktiven Ansteuerung höher einstellen zu können; was wiederum die Qualität der PA erhöht und damit den Anteil der Verzerrungsprodukte verringert. In der Praxis wird zu der für den normalen Betrieb notwendigen Z-Diode innerhalb der Gittervorspannungserzeugung eine zweite in Serie geschaltet. Dadurch wird die wirksame Minus-Gittervorspannung soweit erhöht, dass nur noch ein sehr kleiner Ruhestrom fließt. Die an Masse liegende zweite Z-Diode wird dann sprachabhängig durch den elektronischen Schalter überbrückt. Dadurch wird die Gittervorspannung kleiner, und der vorher gefundene Sollwert des Ruhestroms stellt sich ein. Im praktischen Betrieb sollte darauf geachtet werden, dass zunächst der Transceiver über eine saubere Modulation verfügt. D.h., der Frequenzgang



Seitenansicht, Blick auf die Elkos und die Gleichrichtung

sollte u.a. ausgewogen sein, und der Prozessor sollte auf gar keinen Fall extrem aufgezo-gen werden. Des Weiteren sollte der Ansteuerpegel für die PA nur soweit erhöht werden, dass gerade kein Gitterstrom fließt. Geht man mit der Ansteuerung weiter hoch, und lässt man dann automatisch Gitterstrom zu, so ist das für die PA selbst unerheblich; es entstehen dann aber „Splatter“ und das Signal wird „breit“. Aus diesem Grunde ist ein Gitterstrominstrument mit einem maximalen Anzeigestrom von 1...5 mA unerlässlich.

Blick auf die Kühlung

Ein weiterer Punkt ist die Kühlung. Zwar dürfen Röhren wesentlich heißer werden als Transistoren, aber auch sie sollten gekühlt werden! Dabei ist zu

beachten, dass eine Kühlung von der Seite zwangsläufig zu einer Verziehung des Glaskolbens führt. Dies zieht eine mechanische Verziehung des gesamten Systems nach sich. Auf diese Weise kann es zu Überschlägen in den Röhren kommen.

Um das zu verhindern empfiehlt es sich, den Kühlstrom von oben auf die Röhren niedergehen zu lassen. Allerdings muss man darauf achten, dass der von den Röhren abgehende heiße Luftstrom nicht die Elkos im Netzteil erreicht. Elkos können aus verschiedenen Gründen eine Erwärmung nicht gut vertragen. Am Besten man achtet darauf, dass sie in allen Betriebssituationen kalt bleiben.

Ausblick

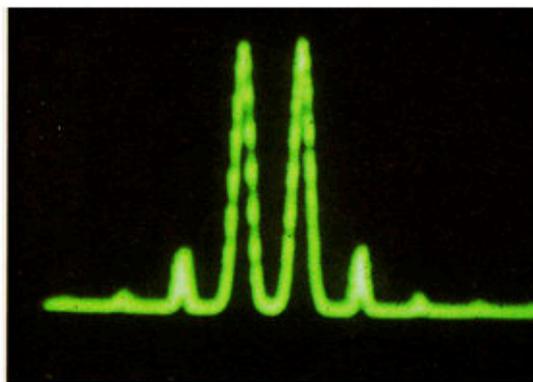
Die Anwendung von Röhren, auch im Amateurfunk, wird in den nächsten Jahrzehnten immer weiter zurückgehen. Das ist schon deshalb voraus zu sehen, weil es immer weniger Hersteller geben wird. Bei jüngeren Elektronikern und Funkamateuren stehen von daher oft nur noch Transistoren auf der Agenda. Allerdings sind gute Endstufentransistoren z. Zt. immer noch sehr teuer. Trotzdem kann es nicht schaden, wenn man sich einmal mit der scheinbar obsoleten Röhrentechnik beschäftigt. Diese Möglichkeit sollte dieser Beitrag bieten. Im Übrigen: Wer sich in der Röhrentechnik gut auskennt, hat es viel leichter, sich in die Transistortechnik ein zu arbeiten. Schließlich verhalten sich Transistoren prinzipiell auch nicht an-

ders als Röhren; besonders die sich immer weiter verbreitenden Feld-Effekt-Transistoren (FETs).

Der mechanische Aufbau des Labormusters hat sich aus der Verwendung der alten Bauteile ergeben. Er ist natürlich genau so wenig zwingend wie die Verwendung das oben beschriebene Netzteils. So könnte man z.B. die PA-Spule ca. 3...5 cm über dem Chassis horizontal anbringen.

Wird die Spule einseitig fest mit dem Drehko verlötet, so kann man sie an den infrage kommenden Windungen mit einem kurzen, dicken und flexiblen Draht mit Masse verbinden, so wie es die Resonanz erfordert. Der Verfasser verwen-

det dazu gerne Bananenbüschelstecker. Zum Einen weil diese einfach zu beschaffen sind, zum Anderen, weil die Kontaktwiderstände deutlich unter $3\text{ m}\Omega$ liegen, und von daher nie Kontaktschwierigkeiten machen.



Spektrum mit dem großen Intermodulationsabstand von -38 dB !

Technische Daten

Betriebsspannung: 230 V

Anodenspannung: 975 V

Anodenstrom: 1,9 A, max.

Ruhestrom: 250 mA bis 300 mA

Output, C-Betrieb: 160...40 m 1500 W,
20 m 1400 W, 15 m 800 W, 10 m 600 W

Steuerleistung: 50...80 W

**Intermodulationsabstand, IMD3,
40 m, bei 750 W Out:** -38 dB , auf
Zweiten bezogen

**Intermodulationsabstand, IMD3,
40 m, bei 750 W Out:** -44 dB ,
auf PEP bezogen

**Wirkungsgrad unter Linear-
bedingungen:** $>70\%$

Sicherheitshinweise

Beim Umgang mit hohen Spannungen ist äußerste Vorsicht geboten! Hier besonders, da sich der Autor entschlossen hat, das Netzteil nicht nach den Empfehlungen des VDE aufzubauen (z.B. durch fehlenden Netztrafo keine galvanische Trennung). Der Beitrag stellt also die Beschreibung eines Amateurfunkprojektes dar, welches im privaten Rahmen entstanden ist und hat daher vornehmlich

informativen Charakter. *Fachlich unerfahrenen Lesern wird von einem solchen Aufbau abgeraten.* Schaltungskonzepte zur Generierung der Betriebsspannungen, welche die VDE-Empfehlungen einhalten, sind zu bevorzugen. Aber auch in diesem Fall stellt die Handhabung der hohen Anodenspannung bei unsachgemäßem Umgang Gefahr für Leib und Leben dar. Letzteres kann auch für den offen gestalteten

Aufbau der Endstufe gelten. Netzteile wie im Beitrag werden seit 60 Jahren in den Amateurfunkmedien beschrieben. Durch ihre fachliche Prüfung als Funkamateure vor einer staatlichen Prüfungskommission sind Funkamateure jedoch juristisch: „Fachleute im technisch-physikalischen Sinne“. Auch Fachleute sind für ihr Tun selbst verantwortlich.