

Kurzwellen-Röhren-PAs noch selbstbauen?

MARTIN STEYER – DK7ZB

Zunehmend wird die Frage gestellt, ob eine Leistungsstufe noch ihre Daseinsberechtigung hat. Steigendes Interesse an QRP, Auftreten von BCI/TVI und die sattsam bekannte EMVU-Diskussion haben die in manchen Kreisen gepflegte „Kilowatt-Kraftmeierei“ etwas in Verruf gebracht. Unbestritten gibt es aber Situationen, wo das volle Ausschöpfen der legalen Leistung unabdingbar ist. Ganz abgesehen davon ist der Bau einer Röhren-Linear eine echte Herausforderung für jemanden, der sich nicht zum „Steckdosenamateur“ degradieren lassen will.

Wer als ernsthafter DXCC-Multiband-Jäger arbeitet, kommt um den gelegentlichen Einsatz einer Leistungsstufe kaum herum, wenn er nicht gegen die starke Konkurrenz das Nachsehen haben will. Ein rares Land im Pazifik ist eben im Sonnenfleckenminimum auf den höheren Bändern einfach nicht mit 100 W zu arbeiten, wenn das empfangene Signal einer DXpedition mit 1 kW Sendeleistung nur mit S 1 bis S 2 ankommt.

Bedauerlicherweise gibt es in Deutschland zur Zeit kein Grundlagenbuch, in dem man sich umfassend informieren könnte. Das einzige, das hier gute Kenntnisse vermittelte, wird nicht mehr aufgelegt [1].

Historische Entwicklung

Eigentlich verlief die Entwicklung, zumindest in den Alt-Bundesländern, kurios: Zu Zeiten, als ausrangierte Leistungsröhren und Endstufenbauteile problemlos erhältlich waren, limitierte die Lizenzbehörde die zulässige Anodenverlustleistung auf 150 W. Damit war der Einsatz echter Senderöhren legal praktisch nicht möglich. Ich erinnere mich noch gut der Zeit, als wir mit Trickschaltungen fünf Zeilenendröhren PL 509 mit Klasse-C-Linearschaltung, Hüllkurvenregelung und anderen Mitteln zu mehr als 1 kW HF quälten ...

Seit einiger Zeit ist sinnvollerweise die zulässige Ausgangsleistung das Beurteilungskriterium. Leider entwickelte sich dazu parallel die Tendenz, im kommerziellen Bereich auch bei Leistungen bis zu 1 kW nur noch Halbleiter zu verwenden. Routinemäßig getauschte Röhren aus Fernsehumsetzern, Sendetreibern usw. wurden zur

Mangelware. Neupreise erreichen Freudenhausniveau, eben weil die Kommerziellen als Abnehmer weitgehend ausfallen.

Jetzt bietet sich aber durch den Zusammenbruch des Warschauer Paktes eine neue attraktive Quelle: Röhren und PA-Bauteile aus ehemaligen östlichen Militärbeständen werden in hervorragender Qualität recht preiswert angeboten. Das mangelnde Interesse daran kann dem recht sein, der die Gelegenheit beim Schopfe packt und sich mit Bastelmaterial eindeckt. Brauchbare Röhren gibt es neu im Handel (siehe einschlägige Inserate im FA) und auch auf den bekanntesten Amateurfunk-Flohmärkten wie Weinheim, Friedrichshafen, Hannover, Dortmund oder Nürnberg.

Wer sich vor der eigenen Courage nicht scheut und etwas handwerkliches Geschick mitbringt, kann neben dem Effekt der Geldersparnis gegenüber dem Kauf einer Röhren-Linear auch noch ein gehöriges Gefühl an gestiegenem Selbstwert vor sich und den Amateurfunk-Nachbarn verbuchen.

Nun will ich, weil Originalteile einer Baubeschreibung meist nicht so zur Verfügung stehen, mehr allgemeine Hinweise und Tips geben, wie man planen und bauen kann.

Konzepte

Die klassische Linearschaltung gibt es praktisch nicht; vielmehr bietet sich eine ganze Reihe verschiedener Lösungsmöglichkeiten, die heute eher folgendermaßen angegangen werden müssen: Wo früher eine nachbausichere Schaltung als Vorlage zur Verfügung stand und man nach

den passenden Bauteilen suchte, sollte man heute (die OMs aus den neuen Bundesländern kennen diese Prämisse) den umgekehrten Weg gehen. Welche Bauteile und Röhren kann ich beschaffen bzw. habe ich schon, und welches Konzept paßt dazu? Aufgabe dieses Beitrags soll es sein, auch auf einige weniger bekannte Varianten hinzuweisen, die nicht in den klassischen Lehrbüchern stehen.

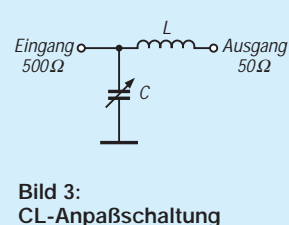
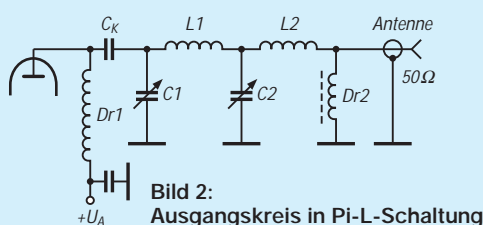
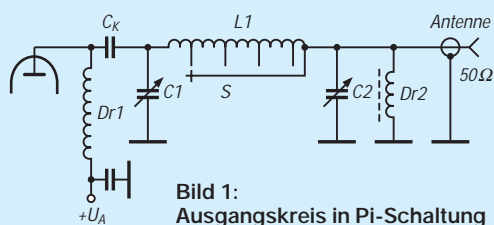
Ausgangsschaltungen

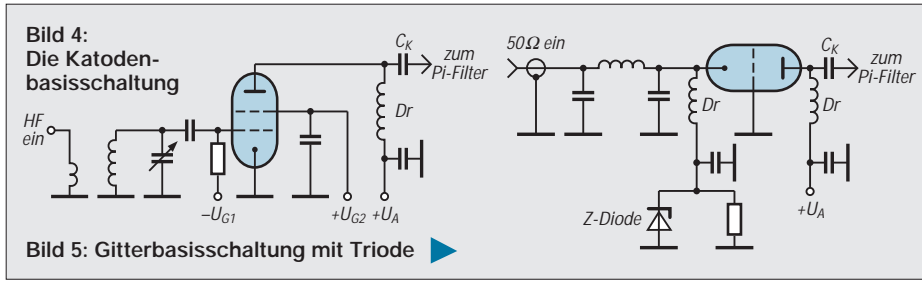
Wir wollen das Pferd nicht von hinten aufzäumen, aber gerade hier haben wir nicht viel Gestaltungsspielraum, deshalb fangen wir damit an. Standard ist die bekannte Pi-Schaltung bzw. das Collinsfilter (Bild 1), bei der die beiden Kapazitäten zur Abstimmung dienen und die Induktivität festliegt. Zumindest gilt letzteres für jeweils ein Band, wofür eine feste Spulenzapfung vorzuzählen ist. C1 ist der Anodendrehkondensator („Plate“), C2 stellt den Antennendrehkondensator („Load“) dar. L1 wird mit Hilfe des Schalters S auf das jeweilige Band eingestellt.

Eine in bestimmten Fällen nahezu unumgängliche Variante ist die Pi-L-Schaltung, bei der man eine zusätzliche Induktivität in Reihe mit dem Antennenanfang schaltet. Warum dies notwendig sein kann, wird später klar, wenn wir uns dem Ausgangswiderstand der Röhre zuwenden. Zunächst sei aber die Aufgabe der weiteren Bauteile geklärt.

Dr1 führt die Anodengleichspannung zu und sperrt mit ihrem Wechselstromwiderstand die HF, so daß diese den Weg über den Koppelkondensator C_k zum Pi-Filter nehmen muß. Beide Bauteile sind nicht unkritisch, weshalb wir uns auch damit noch näher beschäftigen müssen.

Dr2 ist eine reine Schutzmaßnahme, damit im Falle eines Defektes (Durchschlag von C_k!) nicht etwa die volle Anodenspannung zum Antennenanfang gelangt. Der durch die Drossel gebildete gleichstrommäßige Kurzschluß löst die Sicherung für die Anodenspannungszuführung aus und schützt vor unnötigem Risiko. Werte von 100 µH bis 250 µH sind wegen der Niederohmigkeit dieses Punktes verwendbar; der Wickeldraht sollte nicht zu dünn sein, damit im Falle eines Falles auch wirklich die flinke Glassicherung in





der Anodenleitung und nicht die Drossel „abraucht“.

Der Anodenausgangswiderstand der Linearendstufe hängt von Anodenspannung, Anodenstrom und Arbeitspunkt ab. Für uns kommt nur ein Arbeitspunkt im AB-Bereich in Frage, für ihn lautet die Formel:

$$R_a = 0,7 \cdot U_a / I_a.$$

In Fällen, bei denen sich ein sehr hoher Wert von R_a ergibt, kann das Widerstands-transformationsverhältnis sehr kritisch ausfallen. Ein praktisches Beispiel verdeutlicht das: Eine 3-500 Z hat als Betriebsdaten $U_a = 3 \text{ kV}$ und $I_a = 400 \text{ mA}$; daraus ergibt sich ein R_a von $5,25 \text{ k}\Omega$. Das Widerstandstransformationsverhältnis ist also größer als 100:1, was die Grenzen eines normalen Collinsfilters überschreitet. Bei einer anzustrebenden Güte des Kreises von 12 bis 15 liegt die optimale anodenseitige Kapazität für das 10-m-Band bei 11 bzw. 14 pF. Die Röhrenausgangskapazität und unvermeidliche Schaltkapazitäten erreichen aber schon Werte von 25 bis 40 pF.

Hier muß nun eine Pi-L-Schaltung (Bild 2) verwendet werden. Sie transformiert in zwei Schritten, z.B. von $5 \text{ k}\Omega$ auf 500Ω , dann von 500Ω auf 50Ω , wobei der mittlere Widerstandswert völlig unkritisch ist und in der Praxis zwei umschaltbare Induktivitäten für L2 genügen. Die geringere ist für die Bänder 10 bis 20 m, die größere für 40 und 80 m bestimmt.

Die CL-Schaltung als Transformationsglied ist den Antennenbauern als Anpaßschaltung für Langdrähte bekannt (Bild 3). Bei der Pi-L-Variante dient ein Teil von C2 als Kapazität für das Pi-Glied, der andere gehört zum L-Glied. Eine höhere Oberwellenselektion und verbesserter Wirkungsgrad sind Vorteile, der erhöhte Schaltungsaufwand stellt einen Nachteil dieser Variante dar.

Diese Schaltungstechnik ist in kommerziellen Linears wie der Heathkit SB-1000, der Ameritron AL-80A/B oder der ETO-91b zu finden. Die normale Pi-Schaltung kommt dort zum Einsatz, wo sich durch Parallelschaltung zweier (oder auch mehr) Leistungsröhren bei etwas niedrigerer Anodenspannung und verdoppeltem Anodenstrom ein geringerer Außenwiderstand für die Röhren ergibt. Beispiele dafür

sind die Kenwood TL-922 und Heathkit SB-220.

Wer sich für die Werte der Induktivitäten und Kapazitäten auf den verschiedenen Amateurbändern interessiert, findet dazu Tabellen und Berechnungsgrundlagen im ARRL-Handbook [2]. Genaue Daten, auch für die WARC-Bänder, ergeben sich mit einem Rechenprogramm für das Pi-Filter, das der Verfasser gegen eine formatierte DOS-Diskette (3,5") und Rückporto beinhaltet.

■ Prinzipschaltungen

Katodenbasisschaltung

Die klassische Katodenbasisschaltung mit einer Tetrode oder Pentode bei Ansteuerung am Gitter und der Katode auf Masse (Bild 4) sei hier ausgeklammert. Ihren Hauptvorteil, hohe Verstärkung, erkauft man sich durch den Zwang zum Neutralisieren, was erhebliche Probleme aufwerfen kann. Zudem ist eine hohe Verstärkung in der Regel unnötig, weil gängige Transceiver mit 100 W genug Steuerleistung liefern.

Eine sehr gute und ausführliche Diskussion speziell dieses PA-Typs wurde von DL3FM in [2] veröffentlicht. Bei Bedarf sollte man sich dort informieren.

Gitterbasisschaltung mit Trioden

Dies ist wohl die am meisten verbreitete Schaltung (Bild 5). Spezielle HF-Leistungstrioden benötigen normalerweise eine niedrige negative Gittervorspannung (-5 bis

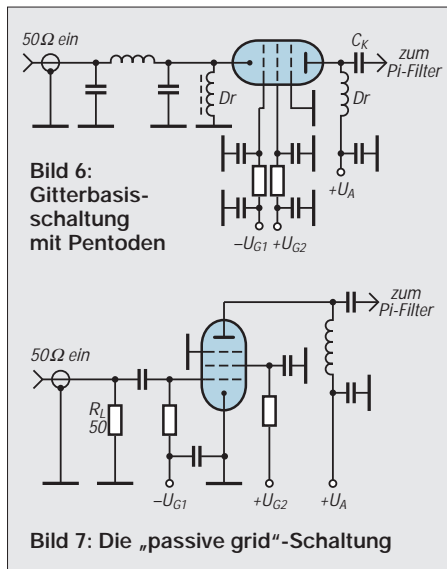


Bild 7: Die „passive grid“-Schaltung

-25 V), die man durch den Spannungsabfall an einem Konstanthaltungszweipol in der Katodenleitung erzeugt. Im einfachsten Fall kann das nur eine Z-Diode entsprechender Belastbarkeit sein, besser ist eine Transistor-Regelschaltung.

Einen Sonderfall bilden „Zero-Bias“-Röhren, die mit 0 V Gitterspannung den richtigen Ruhestrom für Linearbetrieb aufweisen. Am bekanntesten dafür sind wohl die Tetroden 4-400 A, bzw. QB 4/1100, bei denen Steuer- und Schirmgitter zur Triodenschaltung („High- μ “) miteinander verbunden werden.

Mit Vorsicht zu genießen sind spezielle Röhrentrioden aus Industriegeräten für HF-Schweißen oder Diathermiezwecke. Hier entsteht die notwendige hohe negative Gitterspannung durch Selbstgleichrichtung des im C-Betrieb arbeitenden Leistungsoszillators. Für Amateurzwecke sind solche preisgünstig auf Flohmärkten angebotenen Röhren (z.B. TB 2,5/250) nur mit besonders strombelastbaren und stabilisierten Gitternetzteilen zu verwenden.

Grundsätzlich müssen direkt und indirekt geheizte Röhren bifilare HF-Drosseln in der Heizleitung erhalten, um einen hochfrequenten Kurzschluß der Ansteuerspannung zu vermeiden (bzw. bei indirekt geheizten Röhren eine HF-Belastung der Isolations Heizfaden/Katode zu vermeiden). Meist sind die Heizströme extrem hoch (bei $2 \times 3-500 \text{ Z}$ z.B. 30 A), weshalb die meist bifilar auf Ferritstäbe ausreichender Größe gewickelten Drosseln nicht unproblematisch sind. Bewährt haben sich neben Bausätzen und Fertigdrosseln aus amerikanischen Quellen drei mit Isolierband zusammengehaltene, mindestens 200 mm lange Ferritstäbe für Rundfunkzwecke.

Die einfache Netzteilschaltung, die ja nur die Anodenspannung bereitstellen muß, erkauft man sich allerdings durch ein für jedes Band umschaltbares Pi-Filter zwischen Transceiver und Katode. Der nahe-liegende Gedanke, bei Katodeneingangswiderständen in der Nähe von 50Ω direkt ohne Pi-Filter zu speisen, führt besonders bei modernen Transistorsendestufen zu schlechtem Intermodulationsverhalten. Aus diesem Grund ist hiervon dringend abzuraten.

Da viele moderne Transceiver ein Antennenabstimmgerät enthalten, liegt es nahe, dieses anstelle des separaten Pi-Filters benutzen zu wollen. Damit sind allerdings zwei Probleme verbunden: Der mit der Ansteuerung leicht schwankende Eingangswiderstand veranlaßt den Tuner zu laufendem Nachstimmen, was u.U. zu einem un-stabilen Betriebszustand führt.

Umgehen läßt sich dieser Nachteil durch ein 3-dB-Leistungsdämpfungsglied vor der Katode. Allerdings muß die Linearend-

stufe dann so viel verstärken, daß sie mit 50 W Ansteuerleistung voll durchgesteuert werden kann. Realistische Verstärkungswerte für Trioden in Gitterbasisschaltung sind meist 10 bis 12 dB.

Gitterbasisschaltungen mit Pentoden

Unter Umständen läßt sich die gegenüber Trioden höhere Verstärkung von Pentoden nutzen, ohne daß eine Neutralisation wie bei der Katodenbasisschaltung notwendig wird. Man führt dem Steuergitter die negative Spannung für AB-Betrieb zu; das Schirmgitter muß allerdings eine stabilisierte Versorgungsspannung erhalten. Auf eine Trickschaltung, die das umgeht, gehe ich weiter unten ein.

Für die Hochfrequenz werden alle drei Gitter kapazitiv geerdet, die Ansteuerleistung gelangt über ein Pi-Filter zur Katode (Bild 6). Die höhere Verstärkung von Pentoden ermöglicht gegenüber Trioden eine Ansteuerung mit weniger Leistung. Hier bietet sich der beschriebene Fall der Nutzung des Transceiver-Tuners mit Leistungsdämpfungsglied von 5 bis 8 dB anstelle eines Pi-Filters an. An Verstärkung kann man so sichere 13 bis 16 dB erwarten.

„Passive Grid“-Schaltung

Die für Pentoden oder Tetroden in Katodenbasisschaltung an sich zu hohe Steuerleistung kann an einem 50-Ω-Lastwiderstand, der allerdings die volle Leistung vertragen muß, verbraucht werden. Die Ansteuerspannung gelangt dann über einen Kondensator direkt zum Steuergitter (Bild 7). Da jetzt das Steuergitter mit dem Lastwiderstand niederohmig abgeschlossen ist, erübrigt sich eine Neutralisation.

Die Einfachheit dieser Variante bietet sich für den Selbstbau geradezu an, weil keine Abstimmemelemente notwendig sind und trotzdem optimale Eingangsanpassung erzielt wird. Allerdings geht die bei Gitterbasisstufen zu einem großen Teil durch die Stufe zum Ausgang „hindurchge-reichte“ Leistung hier verloren.

Die meisten modernen Mehrgitter-Senderöhren lassen sich in dieser Schaltungsvariante mit 30 bis 60 W HF im Linearbetrieb voll aussteuern. C-Betrieb ist damit nicht möglich, Telegrafie wird auch im AB-Betrieb abgewickelt. Diese Schaltungsvariante findet man im Leistungsverstärker ETO-91b verwirklicht, in dem zwei Tetroden GU-74b (4 CX 800 A 7) mit 50 W Treiberleistung 1,5 kW Ausgangsleistung produzieren können.

■ Klasse-C-Linear-Betrieb

Die offensichtlich weitgehend unbekanntesten Varianten dieser Schaltungstechnik haben eine Gemeinsamkeit: Der Spannungsabfall an einem Lastwiderstand wird dazu genutzt,

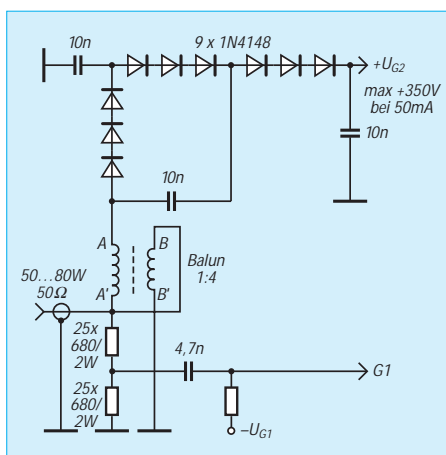


Bild 8: Erzeugen der Schirmgitterspannung aus der Hüllkurve der ansteuernden HF an einem Lastwiderstand

die Kennlinie der Röhre weiter auszusteuern, quasi „länger“ zu machen. Die Hüllkurve des SSB-Signals „moduliert“ durch eine Längsregelung das Schirmgitter oder die Anodenspannung bzw. beides zusammen. Dies war vor über 30 Jahren schon aktuell, um die geringen zulässigen Anodenverlustleistungen der Senderöhren legal mit hoher Ausgangsleistung zu nutzen [4]. Meist steuerte man nur das Schirmgitter über eine sogenannte Clamp-Regelröhre.

Aus einer 2-m-Endstufe mit der QQE 06/40 nach [5], die beim üblichen AB-Betrieb bei 850 V Anodenspannung etwa 100 W HF abgibt, lassen sich so über 200 W HF erzeugen. Ein paar Längsröhren (2 x E 130 L) in der Anodenspannungsleitung führen im Rhythmus der ansteuernden Hüllkurve die Anodenspannung von 300 auf 1200 V hoch. Gleichzeitig wurde das Schirmgitter über einen Spannungsteiler von 40 V auf 400 V gebracht.

Die an sich weit über dem Limit liegenden vollen Spannungen für Anode und Schirmgitter lagen jedoch nur im Scheitel der Hüllkurve an, wodurch sich insgesamt Wirkungsgrade von 80 % und mehr ergeben konnten! Dies war für meine seinerzeitige C-Lizenz die Möglichkeit, mit den A-Lizenzen mithalten zu können. Das hatte der Lizenzgeber aber sicher mit der Begrenzung der Anodenverlustleistung nicht gewollt ... Nun ist diese Technik durch die veränderten Genehmigungsbedingungen nicht mehr

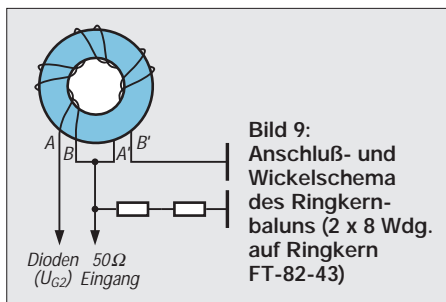


Bild 9: Anschluß- und Wickelschema des Ringkernbaluns (2 x 8 Wdg. auf Ringkern FT-82-43)

aktuell, aber eine weitere Variante, die meines Wissens erstmals von G2DAF vorgeschlagen wurde [6], sei in moderner Halbleiterschaltungstechnik durchaus empfohlen. Benutzte G2DAF zur Erzeugung der Schirmgitterspannung noch Röhrendioden (6 U 4 = EY 81) mit Spannungsverdopplung an einem 300-Ω-Lastwiderstand für 2 x 4-125 A (QB 3/300), so bieten sich heute an deren Stelle billige Siliziumdioden 1 N 4148 an.

Eine erprobte Schaltung dazu zeigt Bild 8. Mit in Reihe geschalteten und kaskadierten Dioden in einer Spannungsverdreifacherschaltung an einem zusätzlichen Ringkernübertrager 1:4 mit einem FT 82-43 (Anschlußschema nach Bild 9) wird die Schirmgitterspannung an einem Hochlastwiderstand von 50 Ω direkt aus der Hüllkurve des SSB- oder CW-Signals erzeugt. Da zu hohe Kapazitätswerte in der Vervielfacherkette die Hüllkurve verzerren, muß man sich auf maximal 10 nF beschränken.

So erhält man bei diesen geringen Ladekapazitäten nicht die theoretisch erreichbare 12fache Spannung. Gleichzeitig nutzt man die oben beschriebene „Passive-Grid“-Schaltung, die entweder direkt oder über einen Spannungsteiler auch die Steuergitterspannung für die Endröhre erzeugt.

Die exzellente russische Leistungstetrode GU-43b, die normalerweise mit einer stabilisierten Schirmgitterspannung von 360 V bei maximal 50 mA betrieben wird, läßt sich so mit 75 bis 80 W HF voll aussteuern. In der Spitze werden 350 V am Schirmgitter bei 50 mA Strom erreicht. Die Steuergitterspannung wird so eingestellt, daß ohne Ansteuerung praktisch kein Anodenstrom fließt; bei Vollast nimmt die Röhre 800 mA bei 3 kV Anodenspannung auf. Die sonst ohne Ansteuerung bei 250 mA (!) Ruhestrom umgesetzte Wärmeleistung entfällt damit fast völlig.

Da die HF-Spannung am Steuergitter bei dieser Leistung schon zu hoch ist, wird der Auskoppelpunkt an eine Anzapfung des Pakets von Hochlastwiderständen gelegt. Damit verringert sich auch der Einfluß der Röhreneingangskapazität. Sie könnte sonst auf den höheren Bändern schon erheblich als kapazitiver Nebenschluß wirken. Bei der GU-43b hält sich das bei dieser Schaltung noch in Grenzen. Ein Eingangs-Stehwellenverhältnis von 1,2 auf 80 m steigt auf 1,5 bei 10 m an. Jeder moderne Transceiver sollte sich davon noch unbeeindruckt zeigen.

Der Lastwiderstand wird aus 2 x 25 Widerständen mit je 680 Ω (2 W, Metalloxid) gebildet, die als „Widerstandsigel“ zusammengelötet werden. Dabei lötet man je zwei Widerstände hintereinander und verbindet sie in der Mitte. Die sich so insgesamt ergebenden 54 Ω bilden zusammen mit dem der Anzapfung parallelliegenden Röhreneingang

und dem Ringkerntransformator einen recht guten 50-Ω-Abschluß.

Nachteilig ist, daß der Gleichrichterwirkungsgrad der Siliziumdioden mit zunehmender Frequenz nachläßt. Teilweise kann man das durch Erhöhen der Ansteuerung auf 90 bis 100 W ausgleichen; eine auf 12 m und 10 m etwas abfallende Leistung muß man in Kauf nehmen. Die zulässigen 750 W werden aber so noch spielend erreicht.

Bei einem Lastwiderstand von 10 kΩ (Simulation von G2) und einer Eingangsfrequenz von 14 MHz ergab sich bei 5 W (10 W, 20 W, 50 W, 100 W) Steuerleistung eine vervielfachte Spannung von 90 V (125 V, 173 V, 266 V, 390 V).

Noch leichter ist es, die Schirmgitterspannung für Röhren der Reihe 4CX ... auf diese Weise zu erzeugen, da in diesem Fall nur sehr geringe Ströme fließen. Auch hier muß die HF-Steuer Spannung für das Steuergitter unbedingt aus einem Spannungsteiler am Lastwiderstand gewonnen werden, da seine Überlastung unter allen Umständen zu vermeiden ist.

■ Zur Praxis

Neben der Röhrenfassung, meist aus Keramik, stellen Drehkondensatoren und der Umschalter für die Ausgangsinduktivität die am schwierigsten zu beschaffenden Bauteile dar. Wird man auf den einschlägigen Flohmärkten nicht fündig, so ist Fa. Annecke praktisch die einzige Quelle, um noch an Drehkondensatoren und Schalter hoher Spannungsfestigkeit heranzukommen.

Die Anodendrossel Dr1 muß als Zylinder spule auf ein temperaturbeständiges Material wie Keramik oder Teflon gewickelt werden. Die Eigenresonanz, die sich durch die unvermeidlichen Kapazitäten der Windungen ergibt, sollte unbedingt mit einem Dipmeter gemessen werden und bei etwa 23 MHz liegen. Fällt sie in ein Amateurband, wirkt sie als Saugkreis für die HF und erhitzt sich bis zur Selbsterstörung. Eine Unterteilung in mehrere nebeneinanderliegende Wicklungen ist wegen der Verringerung der Eigenkapazität anzuraten.

Der Koppelkondensator C_k sollte mindestens eine Spannungsfestigkeit besitzen, die dem 2,5fachen der Anodenspannung entspricht. Je nach Außenwiderstand R_a sind Werte von 1,5 bis 5 nF angebracht. Wegen der Ströme und möglicher Verluste sind breite Anschlußfahnen und/oder Schraubverbindungen notwendig. Notfalls lassen sich mehrere Scheibenkondensatoren entsprechender Spannungsfestigkeit parallel schalten, um die Strombelastbarkeit zu erhöhen.

Die Hochfrequenzspannung an C1 ist der Anodenspannung direkt proportional. Für den Anodendrehkondensator gilt die Faustregel, daß er für je 1 kV Anodenspannung

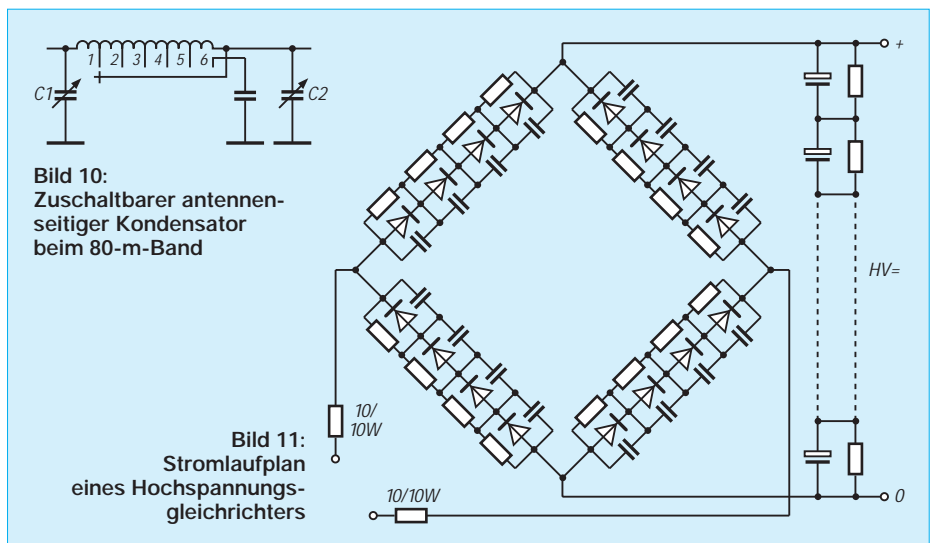


Bild 10:
Zuschaltbarer antennen-
seitiger Kondensator
beim 80-m-Band

Bild 11:
Stromlaufplan
eines Hochspannungs-
gleichrichters

0,7 bis 1 mm Plattenabstand aufweisen muß. So ergeben sich beispielsweise für $U_a = 3 \text{ kV}$, 2,5 mm. Je höher der Anodenausgangswiderstand ist, desto geringer ist die notwendige Abstimmkapazität.

In der Praxis liegen die Werte für das 80-m-Band zwischen 150 pF und 300 pF. Bei hohen Kapazitätswerten ist weniger die mechanische Größe das Problem; eher liegt die Anfangskapazität mit 20 bis 30 pF für das 10-m-Band zu hoch. Dies läßt sich nur dadurch umgehen, daß auf 40 und 80 m Zusatzkapazitäten, die entsprechend hohe Güte und Spannungsfestigkeit aufweisen müssen, einem Abstimm-drehkondensator geringer Kapazität parallel geschaltet werden müssen. Damit muß aber der Schalter eine zusätzliche, ebenfalls spannungsfeste Zusatzebene besitzen.

Für den Antennendrehkondensator genügen 0,25 bis 0,5 mm Abstand der Platten, allerdings muß er je nach R_a für 3,5 MHz eine Kapazität von 1000 bis 1500 pF besitzen. Auch hier ist es sinnvoll, einem Drehkondensator geringer Kapazität bei den frequenzniedrigeren Bändern Zusatzkondensatoren parallelzuschalten. Dazu ist nun noch eine dritte Schaltebene erforderlich. Beschränkt man sich auf eine Zusatzkapazität für 80 m, empfiehlt sich die Lösung nach Bild 10.

Die Abstimmungspule muß für 10 bis 20 m einen Drahtdurchmesser von 4 bis 5 mm aufweisen. Kupfer reicht aus, eine Versilberung ist besser, aber nicht unbedingt erforderlich. Gut eignet sich von der Isolierung befreiter Erdungsdraht aus der Elektroinstallation. Als Wickelkörper verwendet man Rohre mit 50 bis 60 mm Durchmesser; die eigentliche PA-Spule ist freitragend. Als Befestigungen dienen die Anzapfpunkte, die sinnvollerweise mit kleinen Schellen geschraubt werden. Eine solche Konstruktion erleichtert nicht nur den Abgleich; sie ist auch hitzebeständiger als Weichlot.

Für 40 und 80 m genügen Drahtdurchmesser von 2 bis 2,5 mm. Nachdem die früher aus USA importierten Stegspulen zum Abschneiden nicht mehr erhältlich sind, bleibt auch hier Fa. Annecke der meines Wissens einzige Lieferant für solche stabilen, selbsttragenden Induktivitäten aus versilbertem Kupferdraht.

Besonders auf den frequenzhöheren Bändern ist unbedingt zu berücksichtigen, daß bei der Berechnung des Pi-Filters unbedingt die Ausgangskapazität der Röhre(n) und die Leitungskapazitäten und -induktivitäten zu berücksichtigen sind. Sie können erhebliche Werte annehmen, weshalb auf kurze Leitungsführung Wert gelegt werden muß.

Außerordentliche Sorgfalt verlangt das Hochspannungsnetzteil. Nachlässigkeiten können hier fatale Folgen haben. Gleichrichter und Elektrolytkondensatoren sollten mit einer Isolierplatte aus Plexiglas abgedeckt werden, um ein Berühren bei geöffnetem Gerät unbedingt zu vermeiden. Bild 11 zeigt, wie man einen Graetzgleichrichter baut, der bis 3,5 kV geeignet ist. Die Dioden sind bei Strömen bis 500 mA vom Typ 1 N 4007, darüber 1 N 5407. Die Widerstände sollten mit 470 kΩ bei 1 W Belastbarkeit bemessen werden. Die Kondensatoren in der Brücke haben 10 nF bei 1000 V ~ Spannungsfestigkeit (Typ MKS).

Die Siebung erfordert je nach Strom mindestens 40 bis 80 µF wirksame Gesamtkapazität. Die beste, aber auch teuerste und voluminöseste Lösung stellen MP-Kondensatoren dar. Man kann sich aber auch durch Serienschaltung von Elektrolytkondensatoren behelfen, wenn man einige Regeln berücksichtigt: Die Summenspannung der in Serie hintereinandergeschalteten Kondensatoren sollte wenigstens 20 % über der auftretenden Spitzenspannung liegen. So sind 10 Stück mit je 470 µF/350 V für ein 3-kV-Netzteil schon sehr knapp bemessen!

Elektrolytkondensatoren müssen vor dem Einbau unbedingt formiert werden, um die

durch Lagerung unvermeidlichen Kapazitäts- und Dielektrikumsveränderungen auszugleichen. Dazu schaltet man alle Kondensatoren parallel und führt ihnen über einen Hochlastwiderstand von 1 k Ω die maximal zulässige Betriebsspannung zu. Nach einigen Minuten muß die Spannung auf den Höchstwert gestiegen sein, sicherheitshalber beläßt man die Kondensatoren noch mindestens 30 min an der Spannungsquelle. Danach klemmt man sie ab und entlädt sie über einen Widerstand.

Größte Vorsicht ist mit aufgeladenen Elektrolytkondensatoren geboten, sie können noch nach Tagen tödliche Schläge austeilen, wenn keine Entladewiderstände parallelgeschaltet sind! Man beachte, daß auch gerade völlig entladene Kondensatoren manchmal nach einiger Zeit wieder eine Ladung aufbauen.

Nach vollständigem Entladen sollte man die Kapazität messen und Ausreißer mit mehr als 10 % Abweichung vom Mittelwert unbedingt austauschen. Außerdem muß man in der Hochspannungskette die Spannungen an jedem Elko messen. Diejenigen mit zu niedriger Spannung (das sind die mit zu hohem Reststrom!) müssen gewechselt werden. Diese Parallelwiderstände zu jedem Kondensator (47 k Ω , 2 W) dienen zum Ausgleich der unterschiedlichen Leckströme und entladen die Elkos nach Ausschalten des Netzteils in wenigen Minuten.

Bei Abgleich oder Arbeiten im Anodenraum sollte man die Anodenspannung sicherheitshalber immer gegen Masse kurzschließen. Ein bei Öffnen des Abschirmdeckels automatisch schließender Schalter, wie im kommerziellen Bereich üblich, kann hilfreich sein.

Meist ist ein getrenntes Netzteil von Vorteil, das sich aus Platzgründen abgesetzt betreiben läßt. Zusätzlich kann man es zwischen KW- und UKW-Endstufe umstecken. Die Hochspannung wird über eine Verbindung aus Koaxialkabel des Typs RG-213 zugeführt. Dazu benötigt man hochspannungsfeste und absolut berührungssichere Steckverbindungen, die außerdem gewährleisten, daß unbedingt immer zuerst der Massekontakt Verbindung erhält.

■ Einsatz gelagerter Röhren

Senderröhren, die längere Zeit gelagert wurden (sowohl neu als auch gebraucht!), müssen vor dem Einbau, Anlegen der Hochspannung und insbesondere Ausfahren mit voller Leistung mindestens 24 Stunden geheizt werden. Dabei ist zu beachten, daß viele Röhren schon allein bei anliegender Heizspannung Kühlung benötigen!

Durch den Nichtgebrauch kommt es, besonders bei schon benutzten Röhren, zum Einlagern von Restgasmolekülen, u.a. in die Katode. Werden solche Katoden abrupt im

SSB- oder CW-Impulsbetrieb zur Emission von Elektronen gezwungen, so beschädigt das die Katodenoberfläche irreversibel, oder das Restgas selbst führt zu Überschlägen mit ähnlichen Folgen.

Daß die Hochspannung grundsätzlich etwa 2 bis 3 min zeitverzögert nach der Heizung zugeschaltet werden sollte, gilt besonders für indirekt geheizte Röhren und verlängert die Lebensdauer beträchtlich.

■ Zukunft von Röhrenverstärkern

Abgesehen vom Preis sind auch heute noch Röhren in der Leistungsklasse ab 1 kW Stand der Technik. Dies wird u.a. dadurch deutlich, daß industriell gefertigte Röhren nach wie vor erhältlich sind. Neufertigungen aus russischen Quellen (Svetlana) erreichen gewohntes amerikanisches Niveau. Dies steht ganz im Gegensatz zu in China produzierten Röhren der mittleren Leistungsklasse, wie z.B. 811 A oder 6146 B. Solche Röhren weisen meist recht große Toleranzen auf. Die Folge ist, daß für Parallelschaltungen zunehmend bei erhöhtem Preis sogenannte „MP“-Röhren (matched pair) ausgemessen erhältlich sind.

Hierzu muß klar festgestellt werden, daß dies früher bei Firmen wie RCA, General

Electric oder Eimac ausdrücklich nicht vorgesehen war. Die Hersteller fertigten mit solch geringen Toleranzen, daß ein Ausmessen unnötig blieb!

Da im Leistungsbereich Röhren auch in Zukunft Bedeutung haben werden, muß im Prüfungskatalog die Wirkungsweise und die Schaltungstechnik von Röhren erhalten bleiben. Fatale Folge des von interessierten Kreisen geforderten „Ausmistens“ der Prüfungsfragen für das Amateurfunkzeugnis könnte nämlich eine Leistungsreduzierung durch die Behörde mit der Argumentation sein, daß solche Verstärker mangels technischen Verständnisses nicht mehr betrieben werden könnten!

Literatur

- [1] Schubert, K.-H., Y21XE (Herausgeber): Amateurfunk, ein Handbuch für den Funkamateure, MV der DDR, 5. Auflage, Berlin 1978
- [2] ARRL-Handbook for the Radio-Amateur, Newington, CT 06111 USA (jährliche Neuauflage)
- [3] Prof. Dr. Lickfeld, K. DL3FM: Problemlösungen beim Bau von Sendeverstärkern für KW-Bereiche, neunteilige Folge ab CQ DL (1993), H. 1
- [4] Laufs, G., DL6HA: Eine Linear-Endstufe in Klasse C, DL-QTC (1963), H. 12
- [5] Schaltung von Edinger, F., DL5FAU, ex DK2DPX, nicht veröffentlicht (1971)
- [6] Thornley, G., G2DAF: 400-W-PEP-Linear, RSGB-Bulletin (1963), H. 4

Gewinn für unterwegs

Um unterwegs, im Urlaub oder bei sonstigen Gelegenheiten, mit dem Handfunkgerät auf 2 m oder 70 cm QRV zu sein, wäre eine gewinnbringende und dabei möglichst kleine Antenne wünschenswert. Leider kann sie aus grundsätzlichen Erwägungen nicht klein sein – zumindest im Betriebszustand. Gibt man sich damit zufrieden, daß sie wenigstens beim Transport keine Probleme macht, ist die Bandkabel-J-Antenne eine wohlbekannte Lösung dieses Problems. Es kann aber ohne wesentlich größeren Materialeinsatz noch etwas mehr sein.

Es bietet sich dabei die von der J-Antenne bewährte Endspeisung mittels eines Viertelwellentransformators an, der aber im vorgeschlagenen Fall nicht einen Halbwellenstrahler, sondern einen Doppelzepp speist. Gegenüber einem Viertelwellenstab ist so mit etwa 4 dB Gewinn zu rechnen. Das ist bereits mit etwa 0,7 m Bandkabel für das 70-cm-Band entsprechend der Skizze machbar. Die gestreckte Länge ist dann 108 cm. Entsprechendes gilt für das 2-m-Band. Die ge-

streckte Länge beträgt hierbei 3,37 m. Ich habe beide Varianten mit 240- Ω -Bandkabel aufgebaut.

Die genaue Dimensionierung erfolgte, da eine einfache Berechnung nicht zum gewünschten Ergebnis führte, durch planmäßiges Probieren. Bedingt durch den geringen Leiterdurchmesser sind diese Antennen recht schmalbandig. Nachmessen der Resonanzfrequenz sei deshalb dringend empfohlen. Die Anregung zu dieser kostengünstigen einfach zu realisierenden Antenne erhielt ich aus [1].

Weitere, aber nicht unbedingt notwendige Ergänzungen können die Speisung über eine Halbwellenumwegleitung oder die Anwendung einer Mantelwellendrossel im Viertelwellenabstand vom Speisepunkt sein.

P. H. Becher, DD6UPB

Literatur

- [1] McDonald, J., WB0JQH: An End-Fed Extended Double Zepp For 2 Meters, QST, 66 (1982), H. 6, S. 34, vorgestellt im Elektronischen Jahrbuch für den Funkamateure 1984, MV der DDR, Berlin, 1983

