

Röhren und Kreise für die kommerzielle Dezimeterwellen-Technik

Von Dipl.-Ing. Hans Freygang

Beim Erzeugen und Verstärken von Dezimeterwellen-Schwingungen in kommerziellen Geräten scheidet die Verwendung von Röhren und Kreisen, wie sie von der Rundfunktechnik her geläufig sind, aus.

1. Grundbegriffe

Die Benutzung von Kreisen aus Spulen und Kondensatoren scheidet an der physikalischen Unmöglichkeit, die erforderlichen sehr kleinen Elemente L und C in der gewohnten Form zu verwirklichen. Außerdem lassen sich bei den sehr hohen Frequenzen wegen des ungünstigen L/C -Verhältnisses und der äußerst starken Bedämpfung durch Leitungs- und Strahlungsverluste keine brauchbaren Kreiswiderstände erzielen. Aus diesem Grund bedient man sich im Dezimeterwellengebiet der Leitungskreise, meist in der Ausführung als Koaxialkreise.

Wenn man von den Röhren mit Geschwindigkeits- und Lauffeldsteuerung absieht, so schließen hauptsächlich zwei Faktoren die Verwendung der üblichen Verstärkerröhren mit Dichte- (Gitter-) Steuerung bei hohen Frequenzen aus, und zwar die Verluste durch Elektronenlaufzeit und durch die Zuleitungsimpedanzen.

Die Erkenntnisse aus diesen Tatsachen führten zur Entwicklung der Scheibentrioden 2 C 39 A und 2 C 40, mit denen es möglich ist, brauchbare Verstärkungen bis ins Zentimetergebiet zu erzielen.

a) Kreise aus Spulen und Kondensatoren

Bei niederen Frequenzen sind im Schwingkreis Induktivität und Kapazität als Spule und Kondensator konzentriert vorhanden. An jeder Stelle des Kreises fließt im gleichen Augenblick derselbe Strom; Spannungs- und Stromverteilung sind als quasistationär anzusehen.

Wollte man die gleichen Verhältnisse bei sehr hohen Frequenzen darstellen, müßten die räumlichen Abmessungen so konzentriert gedachter Kreiselemente extrem kleine Werte annehmen, die physikalisch nicht mehr herstellbar sind. Ein Schwingkreis beispielsweise für eine Wellenlänge von $\lambda = 20$ cm ($f = 1500$ MHz) benötigt bei einer Kapazität von 5 pF eine Induktivität von ca. $2,25 \cdot 10^{-9}$ H. Ein Drahtstück mit einem Durchmesser von 3 mm, das zu einem Kreis von $D = 2$ cm gebogen wird, besitzt jedoch schon eine Induktivität von $25 \cdot 10^{-9}$ H!

Abgesehen davon, daß mit solchen Mitteln der gewünschte Kreis nicht aufzubauen ist, zeigt das Beispiel, daß bei diesen Frequenzen bereits kürzeste Schaltverbindungen Blindwiderstände aufweisen, die bei gleichen Werten liegen wie die der Schwingkreiselemente. Kommen die Leitungsstücke in die Größenordnung der Wellenlänge, so ist keine quasistationäre Stromverteilung mehr vorhanden, und der Leiter beginnt zu strahlen. Dadurch entstehen Energieverluste, die den Kreis stark bedämpfen und die quadratisch mit der Frequenz ansteigen.

Ein weiteres Argument, das gegen die Verwendung solcher Kreise spricht, ist durch den Skin-Effekt begründet. Die bei Wechselströmen bekannte Stromverdrängung nach der Oberfläche des Leiters hin wirkt sich bei sehr hohen Frequenzen so aus, daß hier nur mehr eine Schicht von wenigen Tausendstel Millimetern Dicke zur Leitung beiträgt. Dadurch erhöht sich der Leitungswiderstand im Kreis um einige Größenordnungen, und als Folge davon verschlechtern sich die Resonanzeigenschaften.

b) Koaxialkreise

Um den angedeuteten Schwierigkeiten zu begegnen, werden in der Dezimeterwellentechnik Leitungskreise, abgestimmte Lecherleitungen, vorwiegend in der Ausführungsform als Koaxialkreise benutzt. Das sind Resonanzgebilde mit stetig verteilter Induktivität und Kapazität. Güte und Resonanzwiderstand eines sachgemäß aufgebauten unbelasteten Koaxialkreises sind sehr hoch, da die Leitungsverluste infolge der großen, zur Stromführung verfügbaren Flächen niedrig bleiben. Noch geringer ist der Energieanteil, der durch Strahlung verloren geht, denn die elektrischen Felder befinden sich ausschließlich im Innern des Topfes, zwischen Innen- und Außenleiter, bzw. um den Innenleiter herum, während die Außenfläche kalt bleibt.

Ist ein Koaxialkreis an einem Ende kurzgeschlossen und nicht durch Blindwiderstände – meist Kapazitäten – belastet, so beträgt seine axiale Länge, genau wie die eines Paralleldrahtsystems, $l = \lambda/4$ oder ein ungeradzahliges Vielfaches davon, wobei l die Resonanzwellenlänge ist. Bild 1 zeigt die Strom- und Spannungsverteilung in einem $\lambda/4$ -Topfkreis. Aus dem Verlauf ist leicht abzuleiten, daß eine kapazitive Ankopplung, etwa durch einen Stift, am offenen Ende im Spannungsbauch am festesten ist. Hingegen wird man die Verkopplung mit dem magnetischen Feld durch eine Schleife am zweckmäßigsten in der Nähe der Kurzschlußscheibe vornehmen.



Sind die Enden des Koaxialkreises beide offen oder beide kurzgeschlossen, so beträgt seine Länge $l = \lambda/2$ oder ein Vielfaches davon. Im Hinblick auf leichte Durchstimmbarkeit der Kreise und eine zweckmäßige Anschaltung der Röhre wählt man in der Regel die Schwingungsform mit $\lambda/4$. Dabei liegt am offenen Ende die Röhre mit der Gitter-Anoden- bzw. Gitter-Katoden-Strecke, während das andere Ende durch einen verschiebbaren Kurzschluß im Strombauch abgestimmt wird. Dabei ist anzustreben, die Abstimmung im ersten Knoten, also bei $\lambda/4$, vorzunehmen, weil hierbei durch geringste Leitungsverluste die höchste Resonanzgüte und völlige Eindeutigkeit der erzeugten Frequenz erzielt wird. Da jede kapazitive Belastung des Koaxialkreises in der Nähe des Spannungsbauches – etwa durch Röhrenkapazitäten oder Koppelorgane – die zur Erregung der Resonanz erforderliche Leitungslänge verkürzt, ist es bei kürzeren Wellen meist erforderlich, in einem höheren Knoten abzustimmen.

c) Elektronenlaufzeit

Die Elektronenlaufzeit, deren Einfluß in Verstärkerröhren bei niedrigen Frequenzen zu vernachlässigen ist, tritt etwa oberhalb von 300 MHz in Erscheinung. Sie bewirkt – steigend mit der Frequenz – ein Absinken der Verstärkung durch Erniedrigung der effektiven Steilheit und indirekt durch Bedämpfung des Eingangskreises.

Die zwischen Gitter und Katode liegende Spannung, die verstärkt werden soll, bildet in diesem Raum ein elektrisches Feld, das sich bei tiefen Frequenzen so langsam ändert, daß ein Elektron auf seinem Weg von der Katode zum Gitter durch ein nahezu konstant bleibendes Feld beschleunigt wird. Bei hohen Frequenzen wird die Laufzeit des Elektrons vergleichbar mit der Schwingungsdauer der Gitterwechselspannung. Das Feld zwischen Gitter und Katode bleibt nicht konstant, und mit weiter zunehmender Frequenz tritt sogar der Fall ein, daß das Steuerfeld seine Richtung umkehrt, noch ehe das Elektron die Gitterebene erreicht hat. Es ist zu träge, wird in seinem Flug wieder gehemmt, und die Folge davon ist, daß der Wechselanteil des Anodenstromes geringer ist als bei gleicher Gitterwechselspannung, aber niedrigerer Frequenz: die Verstärkung sinkt, dies drückt sich in einer Verringerung des Realteils der Steilheit aus.

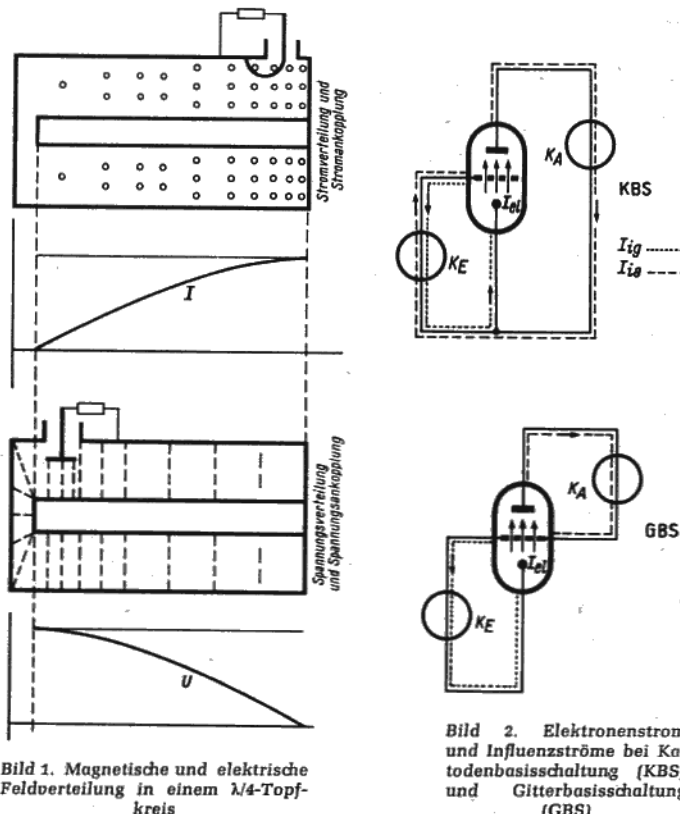


Bild 1. Magnetische und elektrische Feldverteilung in einem $\lambda/4$ -Topfkreis

Bild 2. Elektronenstrom und Influenzströme bei Katodenbasisschaltung (KBS) und Gitterbasisschaltung (GBS)

Die Bedämpfung des Eingangskreises der Röhre unter dem Einfluß der Elektronenlaufzeit erklärt sich aus der Veränderung von Größe und Phasenlage der Influenzströme.

Bekanntlich binden elektrische Ladungsträger im Raum, beispielsweise zwischen Gitter und Katode oder zwischen Gitter und Anode, durch Influenzwirkung entgegengesetzte Ladungen auf den benachbarten Elektroden. Bewegen sich die betrachteten Ladungsträger, so setzen sich auch die Influenzladungen in Bewegung, und es fließt ein Influenzstrom, hierzu Bild 2. Während nun die Elektronen auf ihrem Wege von Katode zu Anode auf das Gitter zufliegen, ziehen sie in gleichem Maße positive Ladungen im Außenkreis von der Katode auf das Gitter. Entfernen sie sich wieder nach dem Durchtritt durch die Gitterebene in Richtung auf die Anode, so fließen die vorher gebundenen positiven Ladungen vom Gitter weg und im angeschlossenen Netzwerk auf die Anode.

Solange nun die Periodendauer der Gitterwechselspannung groß ist gegen die Flugzeit der Elektronen, können diese beiden Influenzströme, der erste von Katode zum Gitter und der andere vom Gitter zur Anode, als gleich groß und gleichzeitig fließend und mit der Gitterwechselspannung in Phase bzw. in Gegenphase befindlich angesehen werden. Bei niedrigen Frequenzen heben sich so die beiden Influenzströme in der angeschlossenen Gitterleitung auf und belasten dadurch den Eingangskreis einer *Katodenbasisschaltung* nicht. Im Eingangskreis einer *Gitterbasisschaltung* fließt der Gitter-Influenzstrom *allein* und bedämpft den Kreis.

Mit steigender Frequenz bleiben – wie vorher angedeutet – der Elektronenfluß und damit auch die Influenzströme hinter der Gitterwechselspannung zurück. Auch werden sie kleiner. Dadurch verringert sich bei höheren Frequenzen die Bedämpfung einer *Gitterbasisschaltung*. Die Tendenz bei der *Katodenbasisschaltung* ist wieder entgegengesetzt. Dadurch, daß der Anodeninfluenzstrom eine stärkere Nachteiligung zeigt und stärker abnimmt als der Gitterinfluenzstrom, kompensieren sich beide im Eingangskreis nicht mehr, und der resultierende Strom dämpft mit seinem Realteil den Eingangskreis.

Diese Zusammenhänge, die übrigens gleichzeitig die Überlegenheit der *Gitterbasisschaltung* hinsichtlich ihres günstigeren Eingangswiderstandes bei höheren Frequenzen erklären, wurden im Interesse der leichteren Verständlichkeit hier nur stark vereinfacht dargestellt. Bei der praktischen Anwendung setzt die Trägheit der Elektronen der Verstärkung mit dichtegesteuerten Röhren eine Grenze nach höchsten Frequenzen. Man ist deshalb bemüht, die Elektronenlaufzeit nach Möglichkeit herabzusetzen, was bis zu einem gewissen Grade durch kleine Abstände, namentlich zwischen Gitter und Katode, und hohe Beschleunigungsspannungen erreicht werden kann. Beim heutigen Stande der Fertigungsmöglichkeiten liegt die kürzeste Wellenlänge, die mit der Dichtesteuerung noch wirtschaftlich verstärkt werden kann, bei etwa 6...7 cm.

d) Ausbildung von Elektroden und Zuführungen

Während bei den Röhren der üblichen Bauformen die Impedanzen der Elektroden bei niedrigen Frequenzen nicht in Erscheinung treten, verursachen sie schon im UKW-Gebiet Verluste, die mit weiter zunehmender Frequenz rasch ansteigen. Bild 3a zeigt schematisch den Aufbau einer Röhre in Pico-Ausführung und Bild 3b das für hohe Frequenzen abgeleitete Ersatzschaltbild. Die Ströme werden den Elektroden von außen durch Drahtzuführungen zugeleitet, die im Präbrenner eingeschmolzen sind. Diese Zuleitungsdrähte besitzen eine Induktivität mit einem in Reihe liegenden Verlustwiderstand. Untereinander bilden sie Kapazitäten, die durch die Dielektrizitätskonstante der Einschmelzungen und der Fassung vergrößert werden und deren Verlustwinkel mit der Frequenz ansteigt.

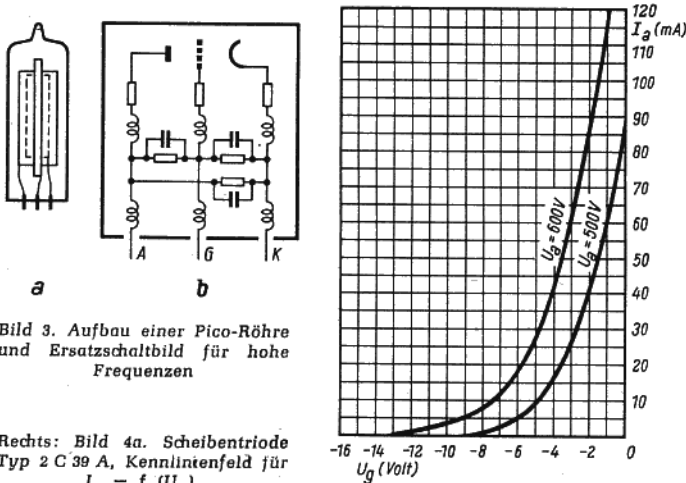


Bild 3. Aufbau einer Pico-Röhre und Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen

Rechts: Bild 4a. Scheibentriode Typ 2 C 39 A, Kennlinienfeld für $I_a = f(U_a)$

Schließt man an dieses Gebilde einen Schwingkreis an, so wird er einmal von den parallel liegenden Verlustwiderständen bedämpft. Außerdem – und das wirkt sich wesentlich nachteiliger aus – erfährt die vom Kreis auf die Elektroden zu übertragende Spannung eine Teilung zwischen den Impedanzen der Zuleitungen und denen der eigentlichen Elektroden, wodurch sie dort nur mit verkleinerter Amplitude wirken kann. Daraus resultiert eine empfindliche Verringerung der Verstärkung. Als geläufiges Beispiel sei hier auf die Anschaltung einer UKW-Stufe mit der EF 80 verwiesen. Bei Frequenzen um 100 MHz bringt die Verringerung der Katodeninduktivität durch die zweifache, als breite Bändchen ausgeführte Katodenzuführung schon eine merkbare Verringerung der Dämpfung, die sich in einer Erhöhung des Eingangswiderstandes der Röhre ausdrückt.

2. Übergang zu anderen Röhrenformen

e) Scheibenröhren

Aus dem Bestreben, eine Röhre zu schaffen, bei der die durch Elektrodenzuleitungen gebildeten Induktivitäten und Reihenverlustwiderstände so klein wie möglich sind, und die gleichzeitig einen verlustfreien organischen Übergang von den Elektroden zu den Koaxialkreisen gewährleistet, entstand die Scheibentriode. Bei dieser ist das Röhrensystem plan und nicht, wie sonst üblich, konzentrisch angeordnet. Die Zuleitungen zu den Elektroden sind großflächige, verlustarme, metallische Ringeinschmelzungen – „Scheiben“. Diese besitzen eine sehr niedrige Induktivität und geringen Verlustwiderstand. Sie bilden gleichsam einen Teil des angeschlossenen koaxialen Schwingkreises, den sie so in der Röhre bis an die Elektroden heranzuführen. Dadurch entfällt die erwähnte Aufteilung der verfügbaren Wechsellleistung zwischen Zuleitung und Elektrode.

In der Mitte des Röhrensystems befindet sich das Gitter; Anode und Katode liegen zu beiden Seiten. Diese Anordnung hat besondere Vorteile in Verbindung mit der bei hohen Frequenzen ausschließlich angewandten Gitterbasisschaltung. Sie ermöglicht hier eine wirksame Entkopplung zwischen Eingang und Ausgang, da die auf Massepotential befindliche Gitterebene zwischen Anode und Katode liegt und Anoden- und Katodenkreis in der Röhre, wie auch in den angeschlossenen Koaxialsystemen räumlich und elektrisch trennt. Die Scheibenbauweise kommt auch den Anforderungen nach geringer Elektronenlaufzeit entgegen: Sie gestattet die Einhaltung kleiner Elektrodenabstände und begünstigt einen Systemaufbau, der die Anwendung relativ hoher Betriebsspannungen ermöglicht.

f) Die Scheibentriode 2 C 39 A

Die Entwicklung der ersten Scheibentrioden sowohl mit Glas- wie auch mit Keramikisolation erfolgte bei Telefunken zwischen 1936 und 1938. In den darauffolgenden Jahren erlangte dieser Röhrentyp bald eine beachtliche Vervollkommnung. Die bekanntesten Röhren der damaligen Fertigung, LD 7, LD 9, LD 10, LD 11, LD 12 wurden mit Rücksicht auf einen höheren Leistungsumsatz in Metall-Keramik-Ausführung gebaut.

Nach längerer Pause hat Telefunken jetzt wieder zwei Scheibentrioden ins Fertigungsprogramm aufgenommen, und zwar die Typen 2 C 39 A und 2 C 40. Die 2 C 39 A ist eine luftgekühlte Leistungsrohre mit einer Anodenbelastbarkeit von 100 W. Sie ist verwendbar bis zu Frequenzen von etwa 2700 MHz. Mit einer Anodenspannung von 800 V kann die Röhre bei 1000 MHz eine Nutzleistung von ca. 30 W abgeben. Bei 2500 MHz beträgt diese immer noch mehr als 12 W. Die wichtigsten vorläufigen Daten der 2 C 39 A enthält Tabelle 1 auf Seite 18. Bild 4 zeigt das I_a/U_a -Diagramm und die Leistungskurve über der Frequenz. In Bild 5 ist ein Schnitt durch die Röhre wiedergegeben. Eine besondere Sockelung ist nicht vorgesehen, da man die Halterung zweckmäßigerweise direkt im Schwingkreis vornimmt. Die Zuführung zur Katode und zu dem einen Heizfadene

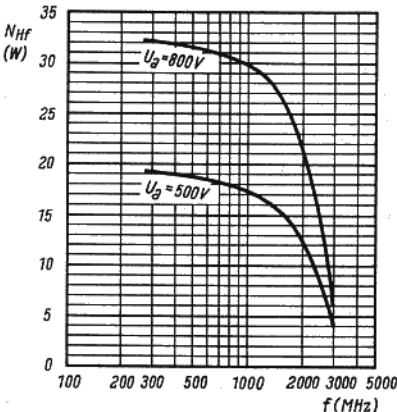
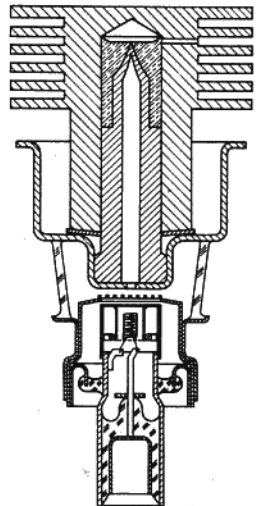


Bild 4b. Kennlinienfeld $N_{Hf} = f(f)$

Rechts: Bild 5. Scheibentriode 2 C 39 A, Schnittbild



erfolgt über ein dünnes Rohr, in welchem isoliert der zweite Heizfadenanschluß angebracht ist. Darüber sitzt, durch eine Glaseinschmelzung isoliert, ein breiter Ring, der innen das Gitter trägt. Über einem weiteren aufgeschmolzenen Glaszylinder ist die massive, ringförmige Anodenzuführung mit dem Köhkopf angebracht. Diese gestaffelte Anordnung der Elektroden ermöglicht die Verbindung mit den Kreisen durch einfaches Hineinstecken der Röhre.

Für die Einstellung der Heizung ist zu beachten, daß oberhalb 400 MHz durch Laufzeiteinflüsse im Gitter-Katoden-Raum eine mehr oder minder starke zusätzliche Aufheizung der Katodenoberfläche erfolgt, die durch Herabsetzen der Heizleistung ausgeglichen werden muß. Da die Stärke der Aufheizung von einer Reihe von Faktoren, der Frequenz, den eingestellten Betriebswerten, der Aussteuerung usw. abhängt, sind hier nur Richtwerte für die Absenkung der Heizspannung angegeben. Bei der Inbetriebnahme der Röhre geht man zweckmäßigerweise so vor, daß zunächst die normale Heizung von 6,3 V angelegt wird. Nach ca. 1 min Anheizzeit wird dann die Anodenspannung angelegt und nach weiteren 2...3 min Schwingbetrieb die Reduzierung der Heizleistung vorgenommen.

Bei Anodenbelastungen unter 8 Watt kann die Röhre 2 C 39 A ohne zusätzliche Kühlung arbeiten. Darüber rechnet man ungefähr mit einem Richtwert von 1 l/min Kühlluft für jedes Watt Anodenverlustleistung. Diese Angaben beziehen sich auf eine Temperatur von 20° für die eintretende Kühlluft bzw. den umgebenden Raum. Eine gebräuchliche Anordnung für die Luftkühlung zeigt schematisch Bild 6. Bei dieser Konstruktion entsteht am Kühlkörper der Röhre ein Druckabfall von circa 10 mm W.S. bei 100 l/min Luftströmung. Eine Kühlung des Gitter- und Katodenteils der Röhre erübrigt sich, wenn durch gute Wärmeableitende Kontaktabgabe zwischen Röhre und Kreis dafür gesorgt ist, daß die Röhrenoberfläche nicht heißer als 175° C wird.

g) Die Scheibentriode 2 C 40

Mit einer Anodenverlustleistung von 6,5 W ist die Röhre 2 C 40 vorwiegend für Schwingstufen kleinerer Leistung in Empfängern und Meßapparaturen bis zu Frequenzen von etwa 3300 MHz geeignet. Über die wichtigsten Daten informiert Tabelle 2 auf der folgenden Seite. In Bild 7 sind die I_a/U_g - und I_{Hf}/U_a -Kennlinienfelder wiedergegeben und in Bild 8 die Abhängigkeit der Hf-Leistung von der Frequenz.

Das Schnittbild der Röhre, Bild 9, zeigt die gleichen Elemente wie bei der Röhre 2 C 39 A, jedoch sind die Kontakttringe gerade umgekehrt gestaffelt. Hier hat der Anodenanschluß den kleinsten Durchmesser, während der große Katodenring direkt auf den Oktalsockel aufgesetzt ist. Die Heizung ist bei der 2 C 40 von der Katode isoliert. Diese wiederum besteht aus zwei Bauteilen, die durch einen Ringkondensator von ca. 100 pF gleichstrommäßig getrennt sind.

Diese Teile sind der eigentliche Katodenzylinder, in dem sich die Heizwendel befindet und dem über einen Sockelstift die Katodengleichspannung zugeführt wird, und der äußere Ring für die Hf-Verbindung. Infolge des geringen Leistungsumsatzes braucht die Röhre nicht zusätzlich gekühlt werden. Allerdings muß dafür gesorgt sein, daß die Kontaktgabe zwischen den Röhrenelementen und dem Metallkörper der Kreise nicht nur elektrisch sondern auch thermisch gut ist, damit die in der Röhre erzeugte Wärme abfließen kann und die Temperatur an der Röhrenoberfläche 200° C nicht überschreitet.

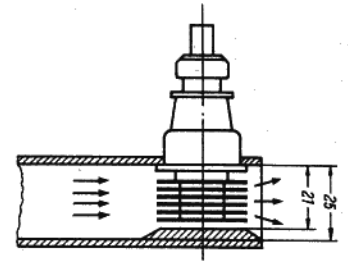


Bild 6. Scheibentriode 2 C 39 A, Anordnung für Luftkühlung

3. Schaltbeispiel einer Oszillatorstufe mit der Röhre 2 C 39 A

An Hand einer Aufbauskitze sollen abschließend einige Hinweise für den Entwurf von Rohrkreisstufen gegeben werden. Der Aufbau einer Oszillatorstufe mit der Röhre 2 C 39 A ist schematisch in Bild 10 skizziert, dazu das entsprechende Ersatzschaltbild.

Die drei ineinander gesteckten Rohre sind - von innen nach außen - an Katode, Gitter und Anode angeschlossen, an letztere über eine hinreichend große, als Ringkondensator ausgebildete Kapazität, welche die gleichspannungsmäßige Auftrennung zwischen Anode und Gitter bewirkt. Grundsätzlich ist es auch denkbar, die Kreise für Anode und Katode zu beiden Seiten der Gitterebene anzuordnen. Doch hat es sich als zweckmäßiger erwiesen, die Rohrsysteme ineinander zu stecken.

Man erreicht damit eine kürzere Baulänge, einfache Führung der Kühlluft und kann die Röhre bequemer auswechseln.

Beim Aufbau der Kreise ist größte Sorgfalt auf die Erreichung kleinster Übergangswiderstände zwischen Schieber und Rohr über den gesamten Kreisumfang zu verwenden, da die Kontaktfedern am Ort des größten Stromes liegen. Mangelhafte Kontaktgabe bedeutet Verschlechterung der Kreise und führt zu Leistungsverlust und gegebenenfalls auch Instabilität des Oszillators. Wenn der durchsteuer-

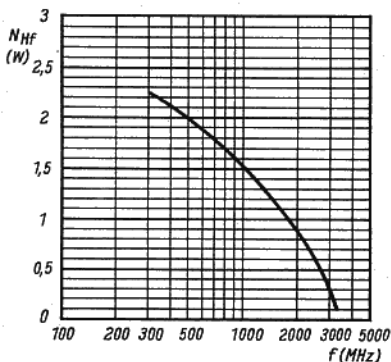
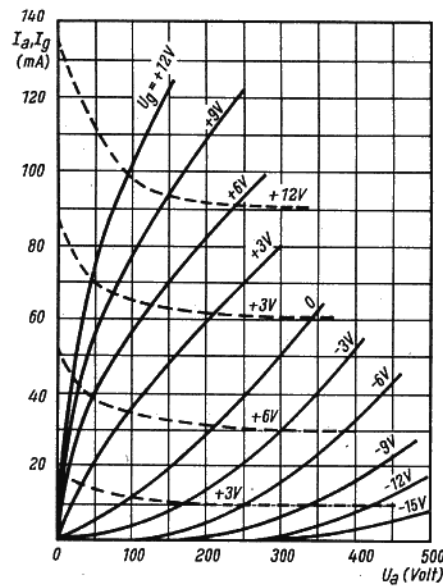
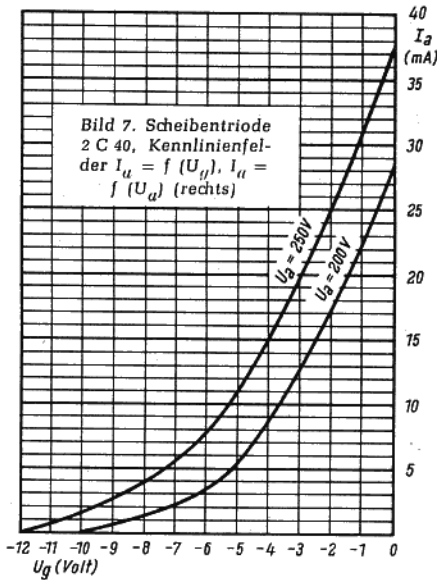


Bild 8. Scheibentriode 2 C 40, Hochfrequenzleistung $N_{Hf} = f(f)$

Rechts: Bild 9. Scheibentriode 2 C 40, Schnittbild

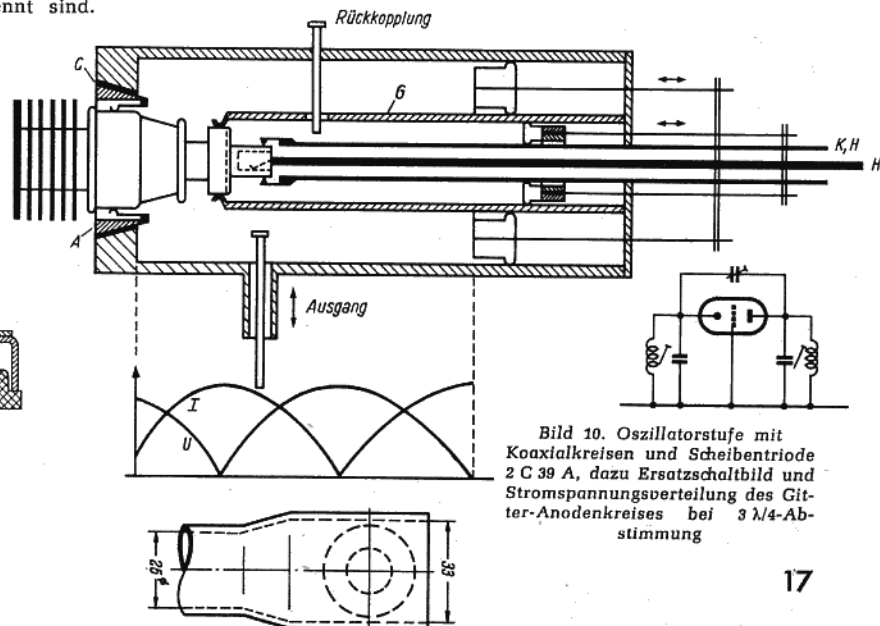
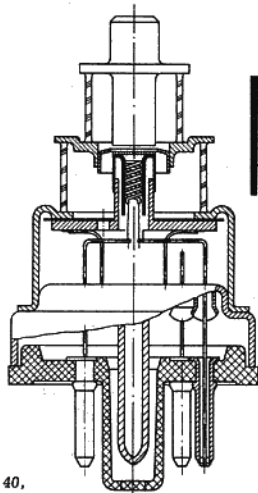


Bild 10. Oszillatorstufe mit Koaxialkreisen und Scheibentriode 2 C 39 A, dazu Ersatzschaltbild und Stromspannungsverteilung des Gitter-Anodenkreises bei 3/4-Abstimmung

bare Frequenzbereich klein ist, kann der Kurzschluß auch auf kapazitivem Wege erfolgen. Der Schieber muß dann eine Länge von $\lambda/4$ besitzen und isoliert vom Rohr geführt werden. Die Leitung ist damit nur für die Sollfrequenz abgeschlossen, was die erforderliche Frequenzstabilität des Senders erhöht.

Tabelle 1. Scheibentriode 2 C 39 A

Vorläufige technische Daten

Heizung:	U_f	6,3 V	Anheizzeit ca. 1 min
	I_f	1,0 A	
Meßwerte:	U_a	600 V	
	U_g	-2,5 V	
	I_a	70 mA	
	S	23 mA/V	
	μ	100	

Betriebswerte: Richtwerte für Schwingbetrieb bei $f = 2000$ MHz

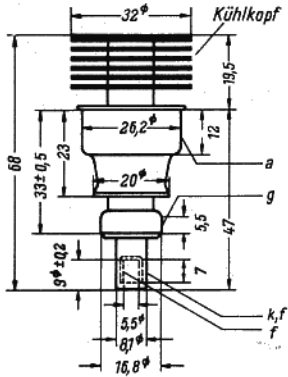
U_a	500	800 V
$U_g^{1)}$	-20	-20 V
I_k	100	100 mA
I_g	18	8 mA
N_{Hf}	13	22 W

Die statischen Heizdaten, $U_f = 6,3$ V, gelten nicht bei $f > \text{ca. } 400$ MHz. Hierfür werden folgende Richtwerte empfohlen:

f	U_f
<400 MHz	6,3 V
400...1000 MHz	6,0 V
1000...1500 MHz	5,5 V
1500...2000 MHz	5,0 V
>2000 MHz	4,5 V

Grenzwerte:

U_{unmod}	1000 V	Q_g	2 W
U_a 100% mod	800 V	I_g	50 mA
$Q_a^{2)}$	100 W	I_k	125 mA
U_g	-150 V	$I_k \text{ eff}$	150 mA
$U_{g \text{ sp}}$	+ 30 V	f_{max}	175 °C
$U_{g \text{ sp}}$	-400 V		(Röhrenoberfläche)



Kapazitäten:

c_{gk}	6,5 pF
c_{ga}	1,95 pF
c_{ak}	$\leq 0,035$ pF

1) U_g wird zweckmäßigerweise durch R_k erzeugt

2) mit Luftkühlung 100 l/min bei Eintrittstemperatur = 20° C

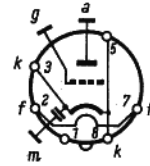
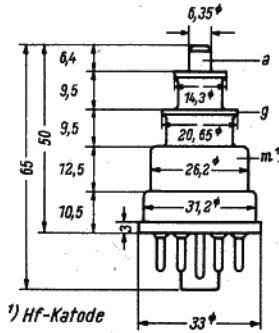
Abmessungen der Scheibentriode 2 C 39 A

Zur Rückkopplung dient ein verstellbarer Stift, der in beide Kreise hineinragt und etwa einer veränderbaren Kapazität zwischen Anode und Katode gleichzusetzen ist. Für die Auskopplung ist ein weiterer Stift vorgesehen, der zur Erreichung optimaler Anpassung an den Verbraucher mehr oder weniger tief in den Anodenkreis eingetaucht werden kann. Die Frequenz der erzeugten Schwingung wird im wesentlichen durch den Gitter-Anodenkreis bestimmt. Durch Variation der Rückkopplung und des Gitter-Katoden-Kreises kann der Grad der

Tabelle 2. Scheibentriode 2 C 40

Vorläufige technische Daten

Heizung:	U_f	6,3 V
	I_f	0,75 A
		Anheizzeit ca. 1 min



Abmessungen und Sokkelschaltung der Scheibentriode 2 C 40

Betriebswerte für Schwingbetrieb:

f	2300	3300 MHz
U_a	250	250 V
U_g	-10	-5 V
I_a	20	20 mA
I_g	1,2	0,3 mA
N_{Hf}	700	100 mW

Grenzwerte:

U_a	500 V
Q_a	6,5 W
I_a	25 mA
t_{max}	200 °C
	(Röhrenoberfläche)

Kapazitäten:

c_{gk}	2,2 pF
c_{ga}	1,3 pF
c_{ak}	$\leq 0,03$ pF
c_{km}	100 pF

Selbsterregung beeinflusst und der erforderlichen Leistungsabgabe optimal angepaßt werden. In Bild 10 ist unter dem Rohrkreis die Spannungs- und Stromverteilung aufgetragen. Bei einem ausgeführten Sender für eine Wellenlänge von 16,7 cm beträgt die Länge des Topfes rund 90 mm. Der Koaxialkreis zwischen Gitter und Anode ist hierbei im zweiten Knoten $3\lambda/4$ abgestimmt, da infolge der kapazitiven Belastung durch Röhre und Rückkopplungsstift die Länge eines $\lambda/4$ -Kreises weniger als 4 cm betragen müßte und damit die Schieberebene in die Röhre fiel. Die gleiche Anordnung kann mit geringen Abänderungen als Leistungsverstärker in Gitterbasis-Schaltung Verwendung finden. An Stelle der Vorrichtung für die Rückkopplung wird hierbei eine solche für die Einkopplung der zu verstärkenden Frequenz in den Katodenkreis benötigt. Da der Anodenkreis nicht durchbrochen werden darf, muß, um Zugang zum Katodenkreis zu erhalten, dieser verlängert, d. h. in einem höheren Knoten, beispielsweise bei $5\lambda/4$ abgestimmt werden. Das ist unkritisch, da der Katodenkreis ohnedies niederohmiger und für die Frequenzkonstanz und Leistungsabgabe von geringerer Bedeutung ist.

Eingesannt und bearbeitet für www.radiomuseum.org mit freundlicher Genehmigung des Franzis / Weka Verlags.

Die aktuellen Ausgaben der Funkschau finden Sie auf www.funkschau.de