

Hochfrequenzverstärkung mit Trioden [1]

Dr. R. Cantz

1953

1 Einleitung

Katodenstrom-Gegenkopplung bei angezapftem Eingangskreis

Für die Verstärkung sehr hoher Frequenzen werden heute häufig Trioden verwendet. Bei Einzelvorstufen greift man bisher meist zur Gitterbasisschaltung, wobei man auf eine Neutralisation verzichten kann. Daneben findet man auch die Katodenbasisschaltung, welche im allgemeinen sehr genau neutralisiert werden muß, wenn sie stabil arbeiten soll. Neuerdings hat eine besondere Kombination einer Katodenbasisvorstufe mit einer darauf folgenden Gitterbasisstufe große Verbreitung gefunden: die meist mit einer Doppeltriode ausgeführte Cascode-Schaltung. Dabei wird der Ausgangskreis der ersten Stufe durch den niederohmigen Eingang der folgenden Gitterbasisstufe so stark bedämpft, daß die erste Stufe leicht zu neutralisieren ist.

Die zur Kennzeichnung der HF-Verstärkung kurzer Wellen hauptsächlich in Betracht kommenden Größen sind die Geräuschzahl, die Verstärkungszahl und die Bandbreite. Aus grundsätzlichen Überlegungen ergibt sich, daß die optimale Geräuschzahl und die ihr entsprechende optimale Antennenkopplung für die Katodenbasisschaltung und für die Gitterbasisschaltung dieselben sind [2]. Diese „rauschoptimale“ Anpassung unterscheidet sich in beiden Fällen von der „leistungsoptimalen“, welche die höchste Verstärkung liefert. Bei der Katodenbasisschaltung muß die Antenne für „rauschoptimale Anpassung“ (RA) bekanntlich fester angekoppelt werden als für „Leistungsanpassung“ (LA) [2]. Bei der Gitterbasis-(GB)-Schaltung ist die für RA geltende Antennenkopplung, wie schon erwähnt, dieselbe wie bei Katodenbasis-(KB)-Schaltung. Dagegen muß wegen der starken Bedämpfung des Eingangskreises durch die Röhre die Antennenkopplung für LA um ein Vielfaches höher sein. Dieses weite Auseinanderliegen der RA und LA stellt – neben dem bekannten Nachteil eines geringen Eingangswiderstandes – einen weiteren Nachteil der GB-Schaltung dar. Wird eine solche Stufe auf geringste Geräuschzahl eingestellt, so ergibt sie eine erheblich unter dem Bestwert liegende Leistungsverstärkung. Außerdem ist, wenn man ein Antennenkabel verwendet, dieses nicht mehr mit seinem Wellenwiderstand, sondern mit einer davon stark abweichenden Impedanz abgeschlossen. Die Folge davon sind Reflexionen an seinem geräteseitigen Ende, welche, wenn auch auf der Antennenseite gewisse Anpassungs-Ungenauigkeiten bestehen, z. B. beim Fernsehempfang zu einem Mehrfacherscheinen von Kanten im Bilde führen können.

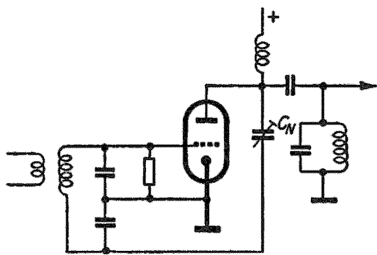


Bild 1. Hf-Stufe in Katodenbasis-schaltung, neutralisiert

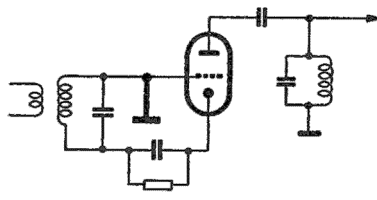


Bild 2. Hf-Stufe in Gitterbasis-schaltung

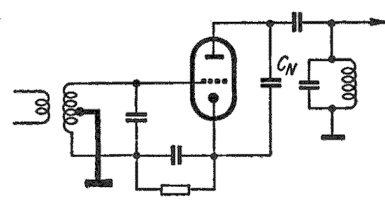


Bild 3. Hf-Stufe in Gegenkopplungs-schaltung, neutralisiert

Die Empfängerentwicklung für den UKW-Rundfunk im 100-MHz-Band gab Veranlassung, die verschiedenen Möglichkeiten näher zu untersuchen, wie eine rauscharme HF-Stufe mit einem einzigen Triodensystem aufgebaut werden kann. Nach anfänglichen Versuchen mit einer GB-Schaltung ergab sich dem Verfasser der Gedanke, die Masse bzw. die Rückleitung des Anodenkreises weder an das Gitter noch an die Katode, sondern an eine Anzapfung des Gitter-Katoden-Schwingkreises zu legen. Während die Bilder 1 und 2 das Prinzipschema der bekannten KB- und GB-Schaltung darstellen, zeigt Bild 3 das Prinzipschema der neuen Schaltung. Man erkennt, daß der Katodenstrom den unteren Teil des Schwingkreises durchfließt und damit

eine Art Stromgegenkopplung hervorruft, welche allerdings dann entsprechend geringer ist als die bei der GB-Schaltung wirksame. Die Schaltung nach Bild 3 weist daher Eigenschaften auf, die je nach der Wahl der Anzapfstelle irgendwo zwischen denen der KB-Schaltung und denen der GB-Schaltung liegen.

Es ergibt sich insbesondere die Möglichkeit, die Anzapfung so zu legen, daß RA und LA zusammenfallen oder wenigstens so nahe beieinander liegen, daß beim Rauschoptimum ein möglichst geringer Verstärkungsverlust eintritt und das Antennenkabel auf der Empfängerseite einen möglichst reflexionsfreien Abschluß bekommt.

Der Eingangswiderstand dieser Gegenkopplungsschaltung liegt zwischen dem der KB-Schaltung und dem der GB-Schaltung. Für die Anwendung im UKW-Rundfunkempfänger kommt dabei in Betracht, daß der Gerätekonstrukteur im allgemeinen nur eine Zweigangabstimmung für den Oszillatorkreis und für den Eingangskreis der Mischstufe vorsehen möchte. Der Vorstufeneingang soll dann fest auf die Mitte des UKW-Rundfunk-Bandes abgestimmt bleiben und muß bei angekoppelter Antenne die nötige Bandbreite von 10 bis 15 MHz aufweisen. Diese Bandbreite würde bei KB-Schaltung einen zusätzlichen Dämpfungswiderstand für den Gitterkreis der Vorstufe erfordern, während andererseits die GB-Schaltung eine meist viel zu große Eingangsbandbreite liefert. Während das erstere eine Erhöhung der Geräuschzahl ergäbe, würde im letzteren Fall die Spiegelselektion zu schlecht. Die neue Gegenkopplungsschaltung ermöglicht hier die geforderte Bandbreite zu realisieren, ohne dadurch die Geräuschzahl zu verschlechtern.

Von großer Bedeutung für eine HF-Stufe ist die Frage der Sicherheit gegen Selbstschwingen, gegen unzulässige Entdämpfung und gegen eine Verschiebung der Resonanzfrequenz infolge Anodenrückwirkung, also insgesamt der Stabilität. Die GB-Schaltung hat zunächst den Vorteil, daß ihre Stabilität auch ohne Neutralisationsmaßnahmen fast immer ausreicht, weil ihr Eingangswiderstand extrem niedrig ist. Demgegenüber muß die KB-Schaltung nicht nur in jedem Fall neutralisiert werden, sondern es müssen an die Genauigkeit der Neutralisation bei hohen Frequenzen äußerst scharfe Anforderungen gestellt werden, wenn die Stufe für eine größere HF-Verstärkungszahl dimensioniert ist. Die Schaltung nach Bild 3 steht nun auch hinsichtlich ihrer Stabilität und der Neutralisationsschwierigkeiten zwischen der KB- und der GB-Schaltung. Zu ihrer Neutralisation wird man gewöhnlich eine kleine Kapazität einfach zwischen Anode und Katode legen. Ihre Größe ist dann weniger kritisch als bei der KB-Schaltung. Für eine ganz bestimmte Anzapfstelle tritt sogar schon durch die Kapazitäten C_{ga} und C_{ka} , welche im Röhreninneren, in der Fassung und in der Leitungsführung liegen, eine Neutralisation ein, ohne daß man dazu einer äußeren Zusatzkapazität bedarf.

Es war somit für die neue Gegenkopplungsschaltung eine Reihe praktisch günstiger Eigenschaften zu erwarten. Deshalb wurden vom Verfasser sowohl rechnerische Überlegungen als auch Messungen an derartigen Schaltungen im Laboratorium ausgeführt. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sollen im folgenden dargestellt werden.

2 Der Eingangsleitwert

Für alle weiteren Betrachtungen spielt der zwischen Gitter und Katode auftretende Wirkleitwert eine wichtige Rolle. Zu seiner Berechnung gehen wir von Bild 4 aus. Wenn wir annehmen, daß auf den Eingangskreis eine Einströmung wirkt, welche bei g ein- und bei k austritt, und eine Spannung U_e zwischen diesen Punkten hervorbringt, so ist der Eingangsleitwert als $G_e = \frac{I_e}{U_e}$ definiert. Dieser Wert enthält einerseits den Wirkleitwert $G_{kr} + G_{el}$ des Abstimmkreises einschließlich des elektronischen Eingangswiderstandes der Röhre, andererseits einen Bestandteil, welcher durch die Gegenkopplungswirkung der Röhre hinzu gebracht wird.

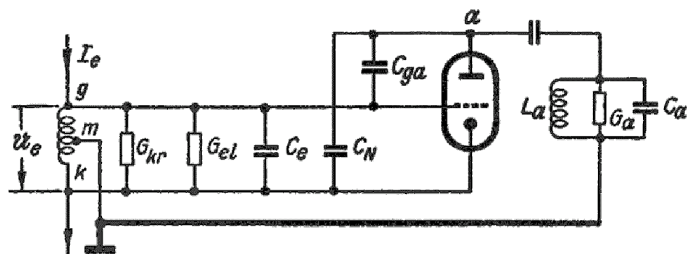


Bild 4. Gegenkopplungsschaltung, schematisch

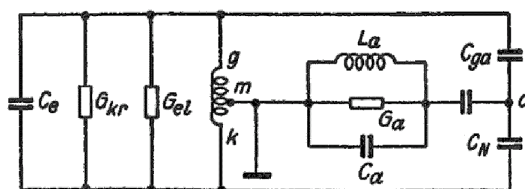


Bild 5. Brückenschema zu Bild 4.

Bevor wir auf diesen zweiten Bestandteil eingehen können, ist es notwendig, die Wirkung der in Bild 4 eingezeichneten Neutralisationsbrücke genauer zu betrachten, die in Bild 5 nochmals heraus gezeichnet ist. Wir tun dies zunächst bei „kalter“ Röhre. Die Brückenzweige werden durch die beiden Teile der

Eingangskreis und durch die beiden Kapazitäten C_{ga} und C_N gebildet. Dabei bedeutet C_{ga} die Gitter-Anodenkapazität der Triode einschließlich der zugehörigen Fassungs- und Schaltkapazität und C_N die Neutralisationskapazität einschließlich der inneren Anoden-Katodenkapazität und wiederum der Fassungs- und Verdrahtungskapazität. Für die Spule können wir das Anzapfverhältnis als Spannungsverhältnis $x = \frac{U_{mk}}{U_{gk}}$ definieren, wobei U_{mk} die HF-Spannung zwischen den Punkten m und k und U_{gk} die Spannung zwischen den Punkten g und k bedeutet. Bei einem Resonanzkreis, welcher nicht gerade extrem hohe Dämpfung aufweist, kann man diese einfache Definition ohne Bedenken anwenden und braucht dann z.B. auf die Streuung zwischen den beiden Wicklungsteilen, überhaupt auf die Bauform der Spule, keine Rücksicht zu nehmen. Dieselbe Definition ist übrigens auch auf eine entsprechende kapazitive Spannungsteilung anwendbar. Der Ausgangskreis der Triodenstufe, der aus L_a , C_a und G_a besteht, liegt in der Brückendiagonale $m - a$. Er ist gegenüber dem Eingangskreis entkoppelt, wenn $\frac{C_N}{C_{ga}} = \frac{1-x}{x}$. Die Kapazitäten C_{ga} und C_N gehen jedoch in die Resonanzabstimmung der beiden Kreise ein. Für den Eingangskreis kommt die Serienkapazität $\frac{C_{ga}C_N}{C_{ga}+C_N}$ zu C_e hinzu, während man auf der Ausgangsseite etwa mit der Summenkapazität $C_{ga} + C_N$ als Parallelkapazität zu C_a zu rechnen hat.

Bei „warmer“ Röhre gehen die Kapazitäten C_{ga} und C_N in der gleichen Weise in die Abstimmung ein. Doch vermitteln sie auch dann keine Rückkopplung von der Ausgangsseite auf die Eingangsseite, solange die Brückenbedingung erfüllt ist. Eine Rückkopplung auf den Eingangskreis kommt jedoch dadurch zustande, daß ein Teil desselben vom Katodenwechselstrom I_k der Röhre durchflossen wird. Dieser beträgt bei Resonanz des Ausgangskreises

$$I_k = I_a = \frac{S \cdot U_{gk}}{1 + \frac{DS}{G_a}}$$

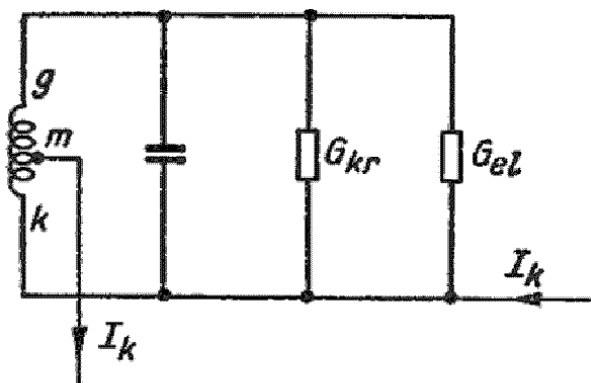


Bild 6. Eingangskreis, vom Katodenstrom durchflossen

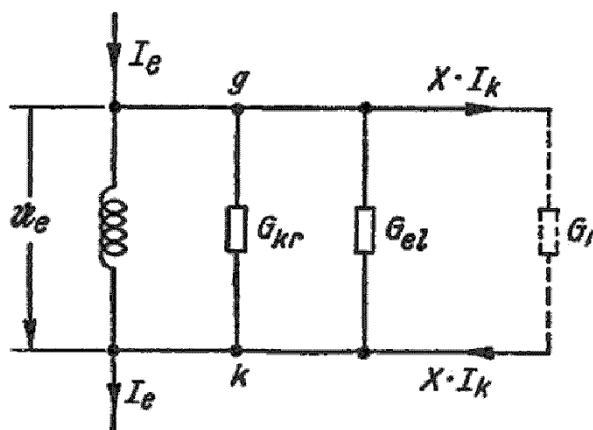


Bild 7. Eingangskreis mit Ersatzstrom

Gemäß dem schematischen Bild 6 strömt er bei k in den Eingangskreis ein und tritt bei der Anzapfung, d.h. bei m wieder aus. Wenn wir auf die bei der Definition des Anzapfverhältnisses x gemachten Voraussetzungen zurückgreifen, dürfen wir die Wirkung dieses Stromes mit Bezug auf den gesamten Eingangskreis der Wirkung eines Stromes gleichsetzen, welcher bei k eintritt und bei g austritt. Diese Rückkopplungseinstromung wirkt sich, wie durch Bild 7 verdeutlicht wird, genau so aus, wie wenn ein Teil von I_e welcher die Größe $x \cdot I_k$ aufweist, in einem parallel zum Kreis liegenden Wirkleitwert $G_r = \frac{x \cdot S}{1 + \frac{DS}{G_a}}$ verbraucht würde. Ergänzend sei bemerkt, daß für Frequenzen, welche um $\Delta\omega$ von der Resonanzfrequenz des Ausgangskreises abweichen, gilt:

$$G_r = \frac{x \cdot S}{1 + \frac{DS}{G_a + j \cdot 2\Delta\omega(C_a + C_{ga} + C_N)}}$$

Dies bedeutet sowohl eine Vermehrung der reellen Komponente als auch das Hinzutreten einer imaginären Komponente des Rückwirkungsleitwertes.

Eine weitere imaginäre Komponente tritt hinzu, wenn die Steilheit infolge von Laufzeiteffekten nicht mehr als reell angesehen werden kann. Bei modernen UHF-Trioden, wie EC92, ECC81, ist der Phasenwinkel im 100-MHz-Band noch recht klein (ca. 8°), so daß man ihn noch kaum in Rechnung zu setzen braucht.

Auch im 200-MHz-Band tritt durch den Phasenwinkel der Steilheit noch keine wesentliche Änderung der reellen Komponente des Eingangsleitwertes ein, während die imaginäre Komponente durch Nachstimmen ausgeglichen werden kann.

3 Verstärkungszahl bei Leistungsanpassung, Bandbreite

Die Verstärkungszahl einer HF-Stufe mit Eingangsübertrager hängt von dem Übersetzungsverhältnis dieses Übertragers und von der Spannungsverstärkung der Röhre selber ab. Für UKW-Rundfunkempfänger ist es zweckmäßig, als Vorstufenverstärkung die Verstärkung zwischen einer Antenne mit $R_A = 240\Omega$ und dem Gitter der Mischröhre anzugeben. Wenn letzteres unmittelbar am heißen Ende des Ausgangskreises angeschlossen ist, so gilt

$$V_{\max} = \ddot{u} \cdot \frac{S}{G_a + DS}$$

Dieselbe Formel kann auch bei beliebiger Ankopplungsart der Mischstufe verwendet werden, wenn man unter G_a den sogenannten Übertragungsleitwert des Koppelgliedes versteht (siehe weiter unten, Abschnitt 5!).

Bei Leistungsanpassung muß $G'_A = G_{kr} + G_{el} + \frac{xS}{1 + \frac{DS}{G_a}}$ werden. Es gilt dann für die Eingangsübersetzung

$$\ddot{u} = \frac{1}{\sqrt{R_A \left(G_{kr} + G_{el} + \frac{xS}{1 + \frac{DS}{G_a}} \right)}}$$

und für die Verstärkungszahl

$$V_{\max} = \frac{S}{(G_a + SD) \sqrt{R_A \left(G_{kr} + G_{el} + \frac{xS}{1 + \frac{DS}{G_a}} \right)}}$$

Man kann nun die Verstärkungszahl für bestimmte festliegende Kreis- und Röhrendaten in Abhängigkeit vom Anzapfverhältnis x darstellen. In Bild 8 ist eine solche Kurve $V_{\max} = V_{\max}(x)$ für die Röhre EC92 bzw. ein System der ECC81 gezeichnet. Es wurden dabei die folgenden Werte zugrunde gelegt:

$$\begin{array}{lll} G_{Kr} = 0,1 \text{ mS} & G_{el} = 0,05 \text{ mS} & R_A = 0,24 \text{ k}\Omega \\ S = 5 \text{ mS} & G_a = 0,5 \text{ mS} & D = 0,02 \end{array}$$

mS = Mili-Siemens ($k\Omega^{-1}$).

Zu dem etwas niedrig erscheinenden Wert G_{el} sei bemerkt, daß dieser den rein elektronischen Anteil + den Dämpfungsanteil der kalten Röhre darstellen soll. Bei den üblichen Messungen von G_{el} erhält man höhere Werte, in welchen schon ein gewisser Rückwirkungsleitwert enthalten ist, welcher von der endlichen Selbstinduktion der Katodenleitung herrührt, d. h. derartige Messungen sind in Wirklichkeit nicht bei $x = 0$ ausgeführt.

Der Verlauf des gesamten Eingangswirkleitwertes

$$G_e = G_{Kr} + G_{el} + \frac{xS}{1 + \frac{DS}{G_a}}$$

der Schaltung ist in Bild 8 ebenfalls eingetragen: er steigt mit wachsendem x linear an. Dieselbe Linie bezeichnet – mit entsprechendem Maßstab – auch den Gang der Bandbreite des Eingangskreises, wie er sich zunächst bei abgeschalteter Antenne ergibt.

Durch Anschluß der Antenne wird dann die Bandbreite noch merklich vergrößert, z. B. bei Leistungsanpassung an ein Antennengebilde mit etwa derselben Eigenbandbreite auf das 1,4 fache. Es muß bemerkt werden, daß die Bandbreitenangaben in dieser Form nur gelten, wenn G_a als konstant angesehen werden kann. Für einen Ausgangskreis, dessen Abstimmung man stehen ließe, während die Meßsenderfrequenz geändert wird, wäre dies selbstverständlich nicht der Fall.

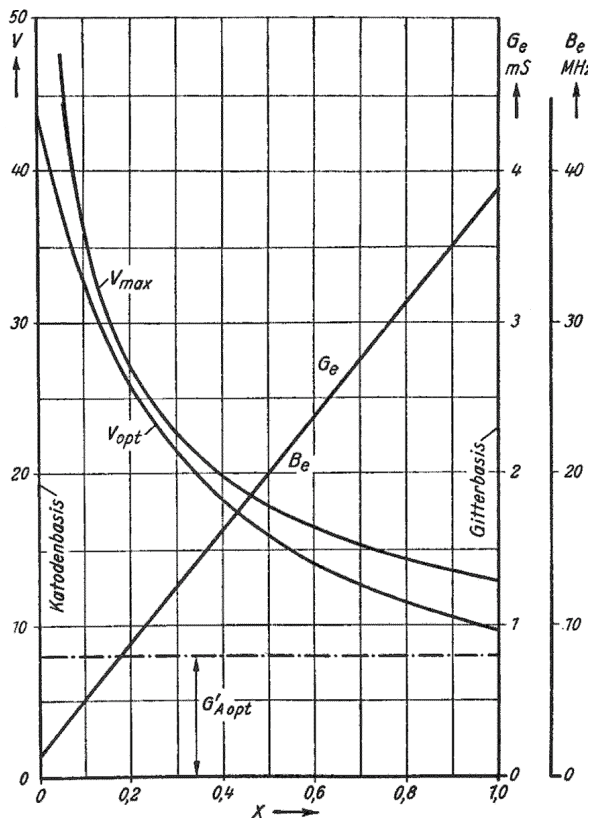


Bild 8. Eingangswirkleitwert, Eingangskreis-Bandbreite für 16 pF gesamte Kreiskapazität, Verstärkung V_{max} bei Leistungsanpassung und Verstärkung V_{opt} bei Rauschanpassung

Es würde sich dann bei relativ schmalen Ausgangskreis eine Resonanzkurve für die Eingangsspannung U_e gemäß Bild 9 ergeben.

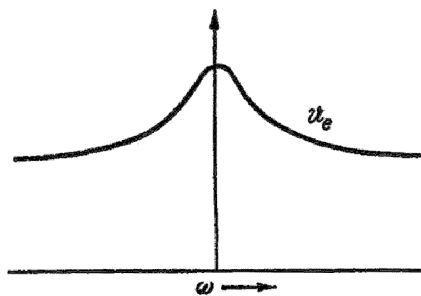


Bild 9. Resonanzkurve am Eingangskreis, wie sie sich bei feststehender Abstimmung eines schmalbandigen Ausgangskreises ergeben würde

Diese Meßbedingungen entsprechen aber auch nicht der Praxis. Beim UKW-Rundfunkempfänger wird man im allgemeinen einen „mitlaufend abgestimmten“ Ausgangskreis der HF-Stufe haben. Bei richtiger Einstellung des Gleichlaufes mit dem Oszillator ändert sich dann für die jeweils eingestellte Empfangsfrequenz der Wert G_a innerhalb des UKW-Rundfunkbandes nur unbedeutend.

Bei einem fest auf die Bandmitte abgestimmten Ausgangskreis, wie er z. B. in Fernsehempfängern in Frage kommt, ist die Änderung von G_a ebenfalls beschränkt, weil dieser Kreis dann selbst eine große Bandbreite besitzen muß.

4 Anpassung auf beste Grenzempfindlichkeit (geringstes Rauschen)

Es war eingangs schon erwähnt worden, daß man die höchste Grenzempfindlichkeit mit einer ganz bestimmten Antennenanpassung erreicht, welche von x unabhängig ist. Die für „RA“ notwendige Größe des

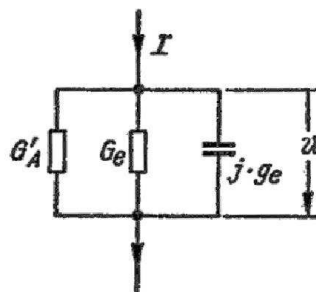
übertragenen Antennen-Wirkleitwertes bezeichnen wir mit $G'_{A_{opt}}$. Außerdem ist immer wieder festgestellt worden, daß man das Rauschoptimum nicht genau bei der Resonanzabstimmung des Eingangskreises erhält, sondern bei einer gewissen – nicht sehr großen – kapazitiven Verstimmung desselben. Diese sei durch einen parallel zu G_{kr} gedachten Blindleitwert $j \cdot g_e$ ausgedrückt. Diese Verhältnisse bei der Rauschanpassung bilden den Gegenstand mehrerer Untersuchungen. Es sei hier auf eine neue Arbeit von H. Rothe hingewiesen [3], in der man die übrige maßgebliche Literatur ebenfalls zusammengestellt findet. In den Arbeiten sind auch Formeln für die Rauschanpassung angegeben worden. Während nun aber die älteren Formeln gewisse wesentliche Einflüsse unberücksichtigt lassen, geben neuere Formeln, insbesondere die Rothe'schen, einen tieferen Einblick in die physikalischen Zusammenhänge. Es würde jedoch an dieser Stelle zu weit führen, näher darauf einzugehen.

Für die folgenden Untersuchungen war die Anpassung auf beste Grenzempfindlichkeit für die Röhre EC92 und $G_{kr} = 0,1 \text{ mS}$ durch Messung ermittelt worden: $G'_{A_{opt}} = 0,8 \text{ mS}$, $g_e = 0,45 \text{ mS}$ für $f = 93 \text{ MHz}$ (Mitte des UKW-Rundfunkbandes).

In Bild 8 wurde eine horizontale Gerade entsprechend diesem Wert $G'_{A_{opt}}$ eingezeichnet. Abgesehen von der erwähnten Verstimmung fallen LA und RA dort zusammen, wo diese horizontale Gerade die ansteigende G_e -Gerade schneidet. Dies ist in dem gewählten Beispiel für $x = 0,17$ der Fall.

Die Verstärkung bei rauschoptimaler Einstellung V_{opt} ist stets kleiner als die Verstärkung bei Leistungsanpassung V_{max} . Der Quotient V_{opt}/V_{max} läßt sich an Hand von Bild 10 leicht errechnen.

Bild 10. Einströmungsschema bei kapazitiv verstimmtem Eingangskreis



Wir setzen eine Einströmung I in die dort gezeichnete Parallelschaltung an, welche, wenn wir zunächst $G'_A = G_e$ und $g_e = 0$ setzen, eine Spannung von $U_{max} = \frac{I}{2G_e}$ hervorruft. Es herrscht dann Leistungsanpassung, d. h. es ist die Leistung im Verbraucher gleich der angebotenen Leistung:

$$N_{max} = \frac{I^2}{4G_e} = \frac{I^2}{4G'_A}$$

Für den Vergleich der Verstärkungen bei verschiedenen Werten von G'_A und g_e muß man von einem konstanten Wert der angebotenen Leistung N_{max} ausgehen, d. h. es muß für jeden Wert von G'_A die Einströmung entsprechend angesetzt werden

$$I = 2\sqrt{G'_A \cdot N_{max}}$$

Da wir nun die durch I bei beliebigen Werten von G'_A und g_e an der Parallelschaltung hervorgebrachte Spannung U mit U_{max} vergleichen wollen, benutzen wir noch die Beziehung

$$N_{max} = U_{max}^2 \cdot G_e$$

und erhalten damit, wenn wir jetzt auch die Verstimmung berücksichtigen:

$$U = \frac{I}{G'_A + G_e + j \cdot g_e} = \frac{2\sqrt{G'_A} \cdot \sqrt{G_e} \cdot U_{max}}{G'_A + G_e + j \cdot g_e}$$

woraus man nach einigen Umformungen erhält:

$$\left| \frac{U}{U_{max}} \right| = \frac{2}{\sqrt{\frac{G'_A}{G_e} + 2 + \frac{G_e}{G'_A} + \frac{g_e^2}{G'_A \cdot G_e}}}$$

Nach dieser Formel wurde eine Kurve für den Quotienten $V_{opt}/V_{max} = U/U_{max}$ für die schon früher zugrunde gelegten Daten errechnet (Bild 11). Außerdem wurde V_{opt} in Bild 8 mit eingezeichnet. Man erkennt, daß V_{opt} und V_{max} sowohl für $x = 0$ (KB-Schaltung) als auch für $x = 1$ (GB-Schaltung) viel weiter auseinander liegen als in einem dazwischen liegenden Gebiet in der Nähe von $x = 0,2$.

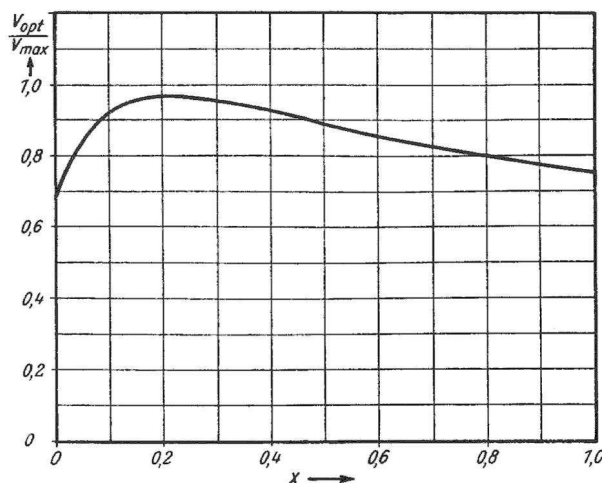


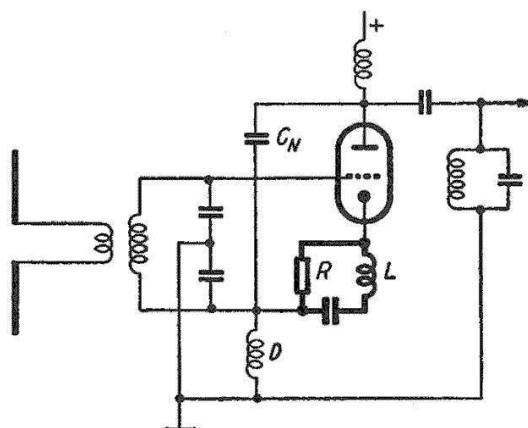
Bild 11. Verhältnis der Verstärkungszahlen V_{opt}/V_{max} in Abhängigkeit von x

5 Praktische Gesichtspunkte für die Wahl des Anzapfverhältnisses x

Der verhältnismäßig flache Verlauf der Kurve für V_{opt}/V_{max} in Bild 11 läßt praktisch einen gewissen Spielraum für die Wahl des günstigsten x -Wertes, so daß noch andere Gesichtspunkte berücksichtigt werden können. Diese liegen in der Verstärkungszahl, der Bandbreite, der erforderlichen Neutralisationskapazität und der Stabilität gegenüber Neutralisationsfehlern.

Wenn wir eine Schaltung mit den für die obigen Berechnungen geltenden Werten zugrunde legen, so ergibt sich der Maximalwert für V_{opt}/V_{max} etwa bei $x = 0,2$. In diesem Falle wird die erforderliche Neutralisierungskapazität, wenn wir C_{ga} mit 2,5 pF ansetzen, mit 10 pF zu wählen sein. Man erhält eine Bandbreite von 8,5 MHz und eine Verstärkung $V_{opt} = 26$, welche 2,7 mal größer ist als die bei reiner Gitterbasisschaltung erzielbare. Man kann bei dieser Verstärkung eine durchaus betriebssichere Neutralisation durchführen. Es ist allerdings, wie sich gezeigt hat, besser, nicht eine Anzapfung der Eingangskreisspule, sondern eine kapazitive Spannungsteilung für den Eingangskreis nach Bild 12 zu verwenden.

Bild 12. Gegenkopplungsschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung am Eingangskreis und Dezimeter-Schwingenschutz in der Katodenleitung



Man erhält bei dieser Schaltung ein besseres Brückenminimum für die Neutralisation. Andererseits wird bei steilen Trioden die Gefahr wilder Schwingungen im Dezimeterwellen-Gebiet bei kapazitivem Teiler ebenfalls größer. Die Neigung zu diesen Schwingungen kann man am besten durch eine Kombination einer kleinen Selbstinduktion (ca. 20 nH) mit einem parallel dazu wirksamen Dämpfungswiderstand (60 bis 200 Ω , Zehntelwatt-Ausführung) und einem Kathoden-Überbrückungskondensator (100 pF) unterdrücken, welche man in die Katodenleitung legt, wie dies in Bild 12 ebenfalls eingezeichnet ist. Die kleine Selbstinduktion wirkt für die Dezimeterschwingungen außerordentlich stark gegenkoppelnd, während sie auf der Nutzfrequenz praktisch nur die Wirkung einer kleinen Beeinflussung des x -Wertes hat, welche durch entsprechende Wahl des kapazitiven Teilverhältnisses wieder korrigiert werden kann.

Die soeben besprochene Bemessung stellt für die Vorstufe eines UKW-Rundfunkempfängers mit einem breitbandigen, auf Bandmitte abgestimmten Eingangskreis eine günstige Lösung dar. Man kann jedoch ohne das Verhältnis $V_{\text{opt}}/V_{\text{max}}$ wesentlich zu verschlechtern, einen kleineren x -Wert wählen und dadurch eine noch wesentlich höhere Verstärkung erzielen. Dies dürfte für besonders hochwertige UKW-Empfänger mit Dreigangabstimmung in Betracht kommen. Für $x = 0,1$ z. B. erzielt man $V_{\text{opt}} = 27,4$, d. h. eine mehr als dreimal höhere Verstärkung als mit reiner Gitterbasisschaltung. Die Bandbreite beträgt dabei 5 MHz und reicht für eine feste Abstimmung des Eingangskreises auf die Mitte des 100-MHz-UKW-Bandes nicht mehr aus. Die Neutralisation ist bei dieser hohen Verstärkung schon ziemlich kritisch, und die erforderliche Neutralisationskapazität würde in den bisher angegebenen Schaltungen ca. 20 pF betragen müssen. Ein so großer Wert ist für viele Zwecke ungeeignet, weil C_N als Parallelkapazität zu dem Ausgangskreis geht und die Gesamtkapazität dieses Kreises dadurch meist unzulässig vergrößert wird.

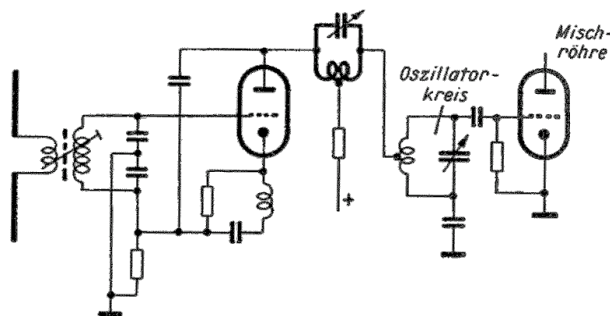


Bild 13. Gegengekoppelte Vorstufe mit zwischen Vorstufenanode und Eingangspunkt der Mischstufe liegendem Ausgangskreis

Man kann diese Schwierigkeit auf zwei Wegen vermeiden. Der eine besteht darin, daß man einen symmetrischen Ausgangskreis verwendet (Bild 13). Dieser liegt nicht zwischen Anode und Masse, sondern zwischen der Anode der Vorstufe und dem Gitter der Mischstufe bzw. dem Symmetriepunkt des Oszillatorkreises der Mischstufe, während der Symmetriepunkt des Ausgangskreises an Masse liegt. Die ungefähr symmetrische Aufteilung erfolgt dann durch die etwa gleichen Kapazitäten von den beiden heißen Punkten des Kreises nach Masse, welche auf der Anodenseite durch $C_{\text{ga}} + C_N$ und auf der Gitterseite der Mischstufe durch die Eingangskapazität der Mischschaltung gegeben sind. Eine solche Schaltung kann dann z. B. mit einem Dreigang-Abstimmkondensator mit isolierten Rotorpaketen ausgeführt werden.

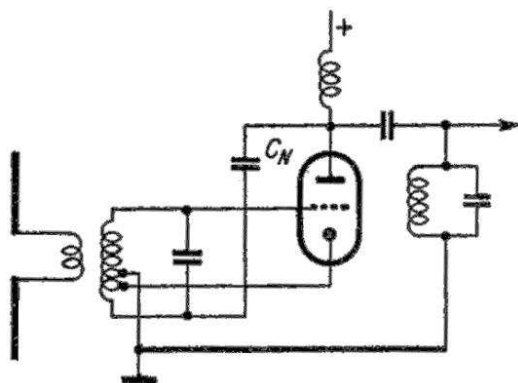


Bild 14. Gegenkopplungsschaltung mit zwei Anzapfungen der Eingangsspule

Bei dem zweiten Weg umgeht man die Notwendigkeit einer großen Kapazität für C_N dadurch, daß man zwei Anzapfungen des Eingangskreises vorsieht, wie dies in Bild 14 gezeichnet ist. Die Katode der Röhre liegt dann nicht mehr am „unteren“ Endpunkt des Eingangskreises, sondern an der zweiten Anzapfung. Die an Masse liegende erste Anzapfung legt man dann z. B. in den Symmetriepunkt des gesamten Kreises. Es wird dann $C_N = C_{\text{ga}}$. Eine entsprechende Schaltung mit kapazitiver Spannungsteilung ist in Bild 15 gezeichnet. Man kann hier eine Kombination aus einer Selbstinduktion L und einem Widerstand R in die

Verbindung mit dem Ausgangskreis legen, welche die Aufgabe der Unterdrückung von Dezimeterschwingungen hat.

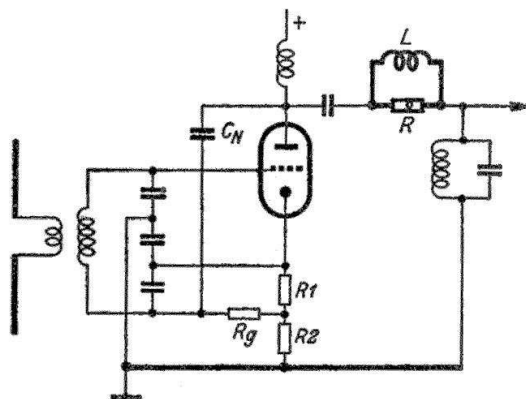


Bild 15. Gegenkopplungsschaltung mit zweimal kapazitiv aufgeteiltem Eingangskreis sowie mit Dezimeter-Schwoingschutz in der Zuleitung zum Ausgangskreis

Während man mit den zuletzt besprochenen Anordnungen besonders hohe Verstärkungszahlen erreichen kann, gibt es selbstverständlich auch die entgegengesetzte Möglichkeit, mit der Anzapfung in Richtung auf größere x -Werte (z.B. $x = 0,5$) zu gehen. Eine solche Bemessung ergibt eine besonders große Bandbreite und Sicherheit gegenüber Neutralisation-Ungenauigkeiten. Wählt man gerade $x = 0,5$, so erhält man wieder einen symmetrischen Eingangskreis. Diesen kann man statt mit konzentrierten Selbstinduktionen und Kapazitäten auch mit entsprechenden Stücken einer UKW-Dopelleitung ausführen. Man kann z. B. von den beiden Antennenbuchsen über ein solches Leitungsstück zum Gitter und zur Katode der Röhre gehen, und an die Antennenbuchsen außerdem ein zweites Doppelleitungsstück anschließen, dessen andere Enden hochfrequent an Masse liegen. Durch geeignete Wahl der Längen dieser Leitungsstücke kann man sowohl die richtige Abstimmung als auch die richtige Anpassung des Antennenwiderstandes erreichen. Diese Anordnung hat den Vorteil äußerster Einfachheit, zumal sie auch keine besonderen Mittel zur Unterdrückung von Dezimeterschwingungen erfordert.

Die neue Gegenkopplungsschaltung hat übrigens gerade in Bezug auf die Stabilität der Neutralisation noch einen besonderen Vorteil gegenüber der gewöhnlichen KB-Schaltung. Dies läßt sich an Hand der beiden Bilder 16 und 17 zeigen.

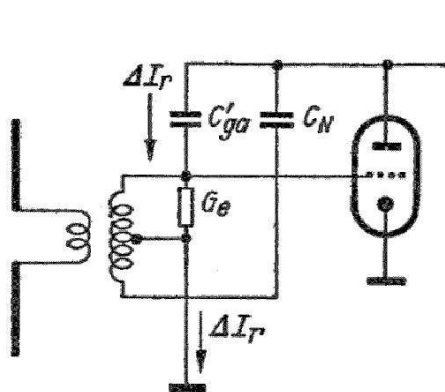


Bild 16. Rückkopplungseinströmung bei ungenauer Neutralisation in den Eingangskreis einer KB-Schaltung

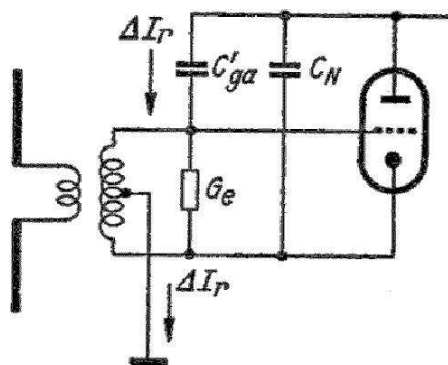


Bild 17. Rückkopplungseinströmung bei ungenauer Neutralisation in den Eingangskreis der Gegenkopplungsschaltung

Durch einen bestimmten Neutralisationsfehler überwiege z. B. der Einfluß der Gitter-Anodenkapazität: $C'_{ga} = C_{ga0} + \Delta C_{ga}$. Man erhält dann eine Rückkopplungseinströmung in den Eingangskreis mit der Größe

$\Delta I_r = j\omega \Delta C_{ga} \cdot U_a$. Der gesamte zwischen Gitter und Katode auftretende Wirkleitwert ist in beiden Schaltungen $G_e + G'_A$. Im Falle der KB-Schaltung (Bild 16) ergibt sich dann zwischen Gitter und Katode eine Rückkopplungsspannung

$$U_r = \frac{\Delta I_r}{G_e + G'_A}$$

während diese Spannung in der Schaltung Bild 17 nur

$$U_r = \frac{I_r}{G_e + G'_A} \cdot (1 - x)$$

beträgt. Im Falle $x = 0,5$ wird sie also bei sonst gleichen Verhältnissen nur halb so groß wie bei einer KB-Schaltung gleicher Verstärkungseigenschaften. Die Gegenkopplungsschaltung verträgt also etwa doppelt so große Neutralisationsfehler als die entsprechende KB-Schaltung.

6 Messungen zur Nachprüfung der Theorie

Es war zunächst die Richtigkeit der Formel für G_e in Abhängigkeit von x nachzuprüfen. Nun ist es bei einem UKW-Aufbau bekanntlich nicht leicht, das Anzapfverhältnis x mit der für eine solche Nachprüfung erforderlichen Genauigkeit zu bestimmen. Es wurde daher eine „Modell-Schaltung“ aufgebaut, welche mit einem genau definiert angezapften Eingangstransformator auf einer Frequenz von nur 100 kHz betrieben wurde (Bild 18).

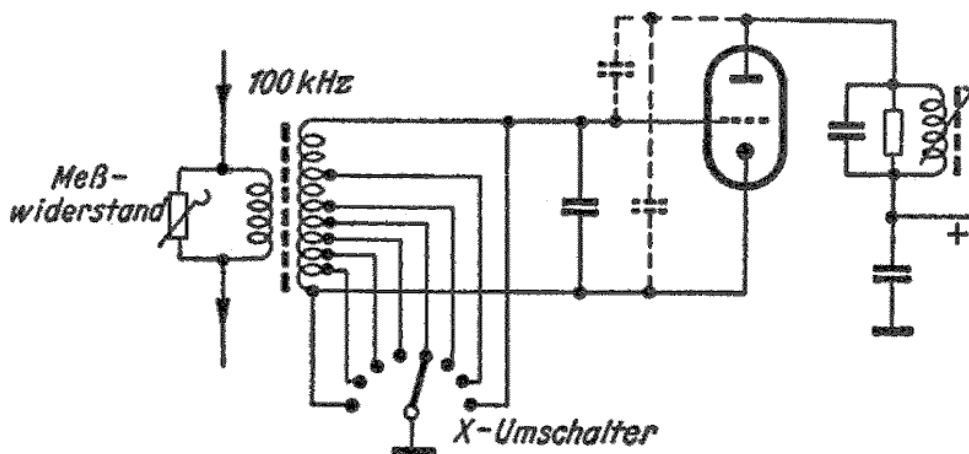


Bild 18. „Modellschaltung“ für grundsätzliche Messungen mit 100 kHz Meßfrequenz

Ihre Daten waren

$$\begin{array}{lll} G_{Kr} = 0,11 \text{ mS} & G_{el} = 0 & R_A = 0,6 \text{ k}\Omega \\ S = 5 \text{ mS} & G_a = 0,2 \text{ mS} & D = 0,02 \end{array}$$

Die Wicklung des Eingangskreises hatte Anzapfungen für $x = 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,7; 1,0$. Der Eingangskreis wurde nun von einem 100-kHz-Generator über einen „Einströmcondensator“ gespeist, welcher so klein war, daß man mit einer konstanten Einströmung unabhängig von der Belastung des Kreises rechnen konnte. Parallel zur Primärwicklung des Eingangstransformators war ein geeichter Meßwiderstand geschaltet und es wurde die Spannung am Eingangskreis gemessen. Es wurden die Einströmungen verglichen, welche mit und ohne Parallelwiderstand eine gleiche Spannung am Eingangskreis ergaben. Derjenige Parallelwiderstand, bei welchem dann gerade die doppelte Einströmung erforderlich war, hatte dann die Größe des gesuchten primärseitigen Eingangswiderstandes. Die Ergebnisse einer solchen Messung bei verschiedenen x -Werten, umgerechnet auf die Sekundärseite, sind in Bild 19 eingetragen, außerdem die Kurve der nach den obigen Formeln errechneten Widerstandswerte.

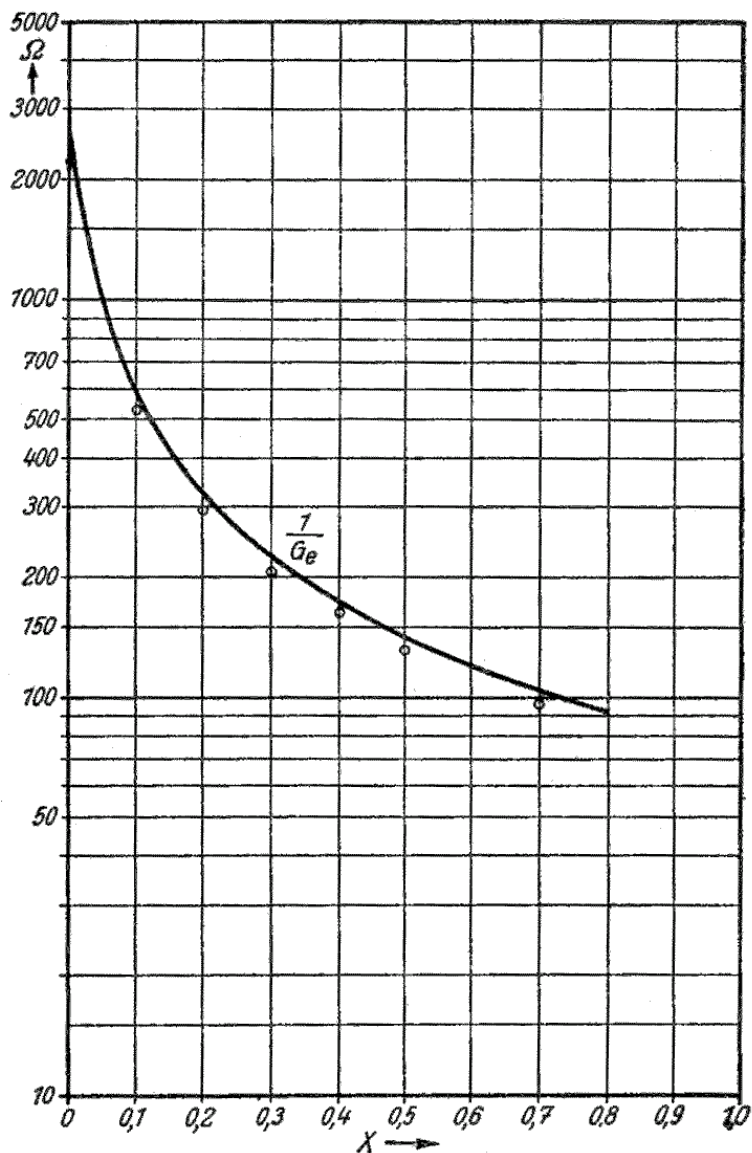


Bild 19. Errechnete und mit der Modellschaltung gemessene Werte von $1/G_e$ (Ordinate logarithmisch). Ausgezogene Kurve: gerechnet, einzelne Punkte: gemessen

Diese Messungen waren zunächst so vorgenommen worden, daß die Schaltung keine Kapazitäten enthielt, welche den Kapazitäten C_{ga} und C_N beim UKW-Betrieb entsprachen. Bei der niedrigen Arbeitsfrequenz der Modellschaltung war ja eine Neutralisation bei den gewählten Abmessungen nicht erforderlich. Nun war noch nachzuprüfen, ob sich die Verhältnisse ändern, wenn derartige Kapazitäten wirksam sind. Es wurden daher zusätzliche Kapazitäten für C_{ga} und C_N jeweils in dem der Größe x entsprechenden Verhältnis (nach der oben angeführten Beziehung $\frac{C_N}{C_{ga}} = \frac{1-x}{x}$) zugeschaltet. Bei der Nachprüfung der Resonanzlagen des Eingangs- und Ausgangskreises ergab sich, daß die beiden Kapazitäten in der in Abschnitt 2 beschriebenen Weise in die Abstimmung eingehen. Mit diesen Kapazitäten, welche z. B. für $x = 0,5$ je 1000 pF betragen, wurde wiederum eine Messung des primärseitigen Eingangswiderstandes durchgeführt. Es ergaben sich dabei keine wesentlichen Abweichungen gegenüber den ohne Zusatzkapazitäten gemessenen Werten. Die experimentelle Nachprüfung ergab somit die Richtigkeit der in Abschnitt 2 angestellten Überlegungen, daß nämlich die Neutralisationsbrücke bei richtigem Abgleich ohne Einfluß auf den Eingangswiderstand ist. Dies bestätigte sich übrigens auch durch eine von H. Schubert und dem Verfasser durchgeführte Berechnung des Eingangsleitwertes G_e mit Berücksichtigung dieser Kapazitäten. Diese genauere Rechnung ergab ebenfalls keine wesentlichen Unterschiede gegenüber den nach Abschnitt 2 errechneten G_e -Werten.

Praktisch ausgeführte HF-Stufen für UKW-Empfänger mit EC92 bzw. einem System einer ECC81 ergeben – von einer 240-Ohm-Antenne aus gerechnet – Verstärkungszahlen zwischen 20 und 30. Diese Werte, welche sich für $x = 0,3 \dots 0,4$ ergaben, stimmen ebenfalls recht gut mit den Erwartungen überein. Zur Prüfung der Stabilität einer solchen Schaltung wurden nach einmal erfolgtem Abgleich der Neutralisation 15 verschiedene Röhren des Typs ECC81 eingesetzt. Die Verstärkungswerte änderten sich von Röhre zu Röhre nur wenig (meist unter 10%). Eine Messung der Grenzempfindlichkeit ergab im 100-MHz-Band eine Geräuschzahl von etwa 3,0 (als Gesamtgeräuschzahl definiert). Ein Vergleich mit einer entsprechend aufgebauten Katodenbasisschaltung bestätigte die theoretisch zu erwartende Gleichheit der Geräuschzahlen.

Literatur

- [1] Cantz, R.: *Hochfrequenzverstärkung mit Trioden*, Telefunken-Röhre H. 30 (Sonderheft 1953), 52 – 69
- [2] Rothe, H.: *Die Empfindlichkeit von Empfängerröhren*, AEÜ 3 (1949), 233 – 240.
- [3] Rothe, H.: *Die Grenzempfindlichkeit gittergesteuerter Röhren*, Tfk-Röhre H. 30 (Sonderheft 1953), 7 – 21.