

Die Röhre im UKW- Empfänger

Teil II

Mischstufen

Von Dr. Rudolf Cantz
Dipl.-Ing. Alfred Nowak

Herausgegeben von Dr.-Ing. Horst Rothe
Leiter der Röhrenentwicklung Telefunken

Additive Mischung in Trioden

1. Allgemeines	2
2. Die Anodenrückwirkung und ihr Einfluß auf die Mischverstärkung	4
a) Veränderung des Innenwiderstandes durch Anodenrückwirkung	4
b) Innenwiderstand und Stufenverstärkung	6
c) Mittel zur Beseitigung der Anodenrückwirkung.....	9
d) Vergrößerung des scheinbaren Innenwiderstandes über den natürlichen Wert hinaus .	11
e) Berechnung der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung	12
f) Berechnung der Fußpunktkapazität C_p	14
3. Die Rückmischung	14
a) Veränderung der Resonanzkurve der UKW-Vorselektion	15
b) Berechnung des Rückmischungseffektes	16
4. Das Zusammenwirken von Zf-Anodenrückwirkung und UKW-Rückmischung	19
5. Das Einstellen der richtigen Arbeitsbedingungen	26
6. Betriebsdaten und Meßergebnisse	28
7. Wahl des günstigsten Arbeitspunktes	34
8. Schaltbeispiele für additive UKW-Mischstufen	35

1. Allgemeines

Im ersten Aufsatz dieses Heftes war gezeigt worden, daß Trioden-Mischstufen eine Reihe von vorteilhaften Eigenschaften besitzen. Dagegen weisen sie jedoch auch verschiedene Nachteile gegenüber Hexoden und Pentoden auf. Ihr Innenwiderstand ist relativ klein, auch in schwingendem Zustand wird man 30 k Ω kaum überschreiten können. Es bereitet deshalb gewisse Schwierigkeiten, die große Mischsteilheit voll auszunützen und eine entsprechend große Mischverstärkung zu erreichen.

Trioden besitzen überdies eine verhältnismäßig große Gitter-Anoden-Kapazität, und ihr Durchgriff ist ebenfalls wesentlich größer als bei Mehrgitterröhren. Dadurch machen sich in Trioden-Mischstufen einige Effekte bemerkbar, die z. B. bei multiplikativer Mischung mit Hexoden meist verschwindend klein bleiben und deshalb dort praktisch nicht beobachtet werden können.

Es handelt sich dabei im wesentlichen um:

1. Zusätzlich steuernde Wirkung der an der Anode stehenden Zf-Spannung (Anoden-Rückwirkung);
2. Rückbildung der ursprünglichen Empfangsfrequenz durch Zusammenwirken von Oszillator- und Zwischenfrequenz in der Mischstufe. Diese Erscheinung soll im nachstehenden als „Rückmischung“ bezeichnet werden.

Der erste dieser Effekte ist für die richtige Dimensionierung einer Trioden-Mischstufe von grundsätzlicher Bedeutung, da er den scheinbaren Innenwiderstand der Mischröhre in weiten Grenzen verändert. Der zweite Effekt tritt nur in gewissen Schaltungen deutlich auf und ist deshalb auch nur von relativ untergeordneter Bedeutung. Er kann den Eingangswiderstand der Mischröhre in gewissem Umfang verändern und damit auch die Verstärkung einer vorgeschalteten Hochfrequenzstufe bzw. die Antennentransformation beeinflussen.

Erst wenn man beide Effekte beherrscht, kann man Trioden-Mischstufen in bezug auf Verstärkung, Selektion und Stabilität richtig auslegen.

Was dabei zu beachten ist, soll im nachstehenden an Hand von zwei typischen Schaltungen erklärt werden. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse lassen sich meist leicht auf andere Ausführungsformen von additiven Mischstufen übertragen.

Zwei Schaltbeispiele

Aus Gründen der Wirtschaftlichkeit wird man Trioden in UKW-Mischstufen meist so schalten, daß sie sich auf der Oszillatorfrequenz selbst erregen. Man muß dann an die Röhre drei Schwingungskreise anschließen:

- a) Einen Kreis, der auf die Empfangsfrequenz abgestimmt ist,
- b) einen Oszillatorkreis,
- c) ein Zf-Bandfilter.

Da eine Triode nur drei Elektroden besitzt, bereitet es gewisse Schwierigkeiten, diese drei Kreise so anzuordnen, daß sie sich gegenseitig nicht in unerwünschter Weise beeinflussen. Besonders gut sollte man den auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Kreis gegen den Oszillatorkreis entkoppeln, da sonst eine gegenseitige Bedämpfung bzw. ein Mitziehen in der Abstimmung zu erwarten ist.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

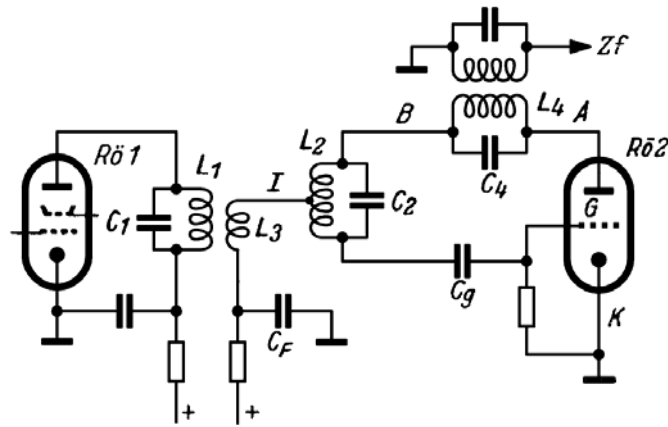


Bild 1. Oszillator-Brückenschaltung

Man sollte deshalb stets versuchen, einen dieser Kreise in einer Brückenschaltung aufzubauen, damit man den anderen Kreis in eine Diagonale dieser Brücke legen kann. Bei genügender Abschirmung ist dann eine weitgehende Entkopplung beider Kreise möglich.

Will man den Oszillator in der für das UKW-Band üblichen Dreipunktschaltung schwingen lassen, so läßt sich eine solche Brückenschaltung dadurch erzielen, daß man nach **Bild 1** die UKW-Empfangsspannung zwischen dem „kalten Punkt“ I des Oszillatorkreises L_2C_2 und der Katode K der Mischröhre einkoppelt.

In Bild 1 wird der auf die Empfangsfrequenz abgestimmte Kreis durch L_1C_1 gebildet, an diesen Kreis wird der Eingangswiderstand der Mischröhre durch die Koppelspule L_3 angepaßt. Der erste Zf-Kreis besteht aus L_4C_4 . Wählt man C_4 genügend groß, legt den Anzapfungspunkt I der Spule L_2 richtig und macht die Verbindungsleitungen zwischen L_2C_2 einerseits und dem Gitter und der Anode der Mischröhre andererseits genügend kurz, so wird leicht eine ausreichend große Oszillatorspannung zu erreichen sein.

Schirmt man ferner L_1C_1 gegen L_2C_2 sauber ab, so bleibt das Mitziehen zwischen diesen beiden Kreisen meist auch genügend klein. Man muß allerdings auch darauf achten, daß die Zuleitungen zu der Koppelspule L_3 nicht so verlegt werden, daß in ihnen eine merkliche Oszillator-Spannung induziert wird.

Wie schon auf Seite 35 gezeigt wurde, eignet sich die Schaltung nach Bild 1 besonders gut für Geräte, in welchen die Abstimmung der UKW-Kreise durch symmetrische Drehkondensatoren erfolgt.

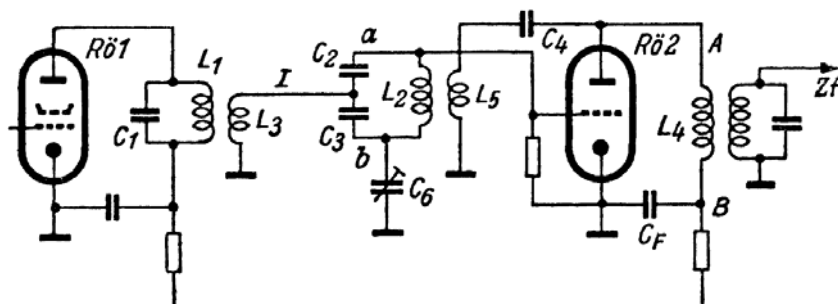


Bild 2. Oszillatorschaltung, für Variometerabstimmung geeignet

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Für Variometerabstimmung besser geeignet ist die Schaltung nach Bild 2. Die Spannungsteilung am Oszillatorkreis erfolgt hier kapazitiv. Dabei ist die Zahl der für eine solche Schaltung notwendigen Kondensatoren nicht größer als bei induktiver Spannungsteilung, weil der sonst übliche Kondensator zwischen Oszillatorkreis und Gitter hier entfallen kann. Die Parallelschaltung von C_2 , C_3 und C_6 übernimmt die Rolle des Gitterkondensators.

Soll der Anzapfpunkt I keine Oszillatorspannung gegen das Chassis besitzen, so muß für C_6 folgende Beziehung bestehen:

$$C_6 = \frac{C_e \cdot C_3}{C_2} \quad *) \quad (1)$$

Es empfiehlt sich, C_6 als Trimmer auszubilden. Für nicht allzu hohe Ansprüche wird man für C_6 anstatt eines Trimmers vielfach auch einen Festkondensator verwenden können, da die Abstimmung von C_6 nicht besonders kritisch ist. Die richtige Größe dieses Kondensators muß jedoch durch Versuch ermittelt werden; die Gleichung (1) gibt nur einen ungefähren Richtwert an, da bei ihr die Größe der verschiedenen Streukapazitäten und der Zuleitungsinduktivitäten nicht berücksichtigt wird.

Eine Erregung des Oszillators in Dreipunkt-Schaltung ist bei einem Aufbau nach Bild 2 nicht möglich, man muß deshalb eine Rückkopplungsspule L_5 aufbringen. Übliche Trioden schwingen in einer solchen Schaltung nur dann verlässlich, wenn die Verbindungsleitungen zwischen dieser Rückkopplungsspule und der Anode bzw. der Katode genügend kurz gehalten werden.

Der erste Zf-Kreis wird in Bild 2 durch L_4 , C_4 und C_F gebildet. C_4 soll zwischen der Anode und L_5 liegen. Alle Anordnungen, bei welchen L_5 unmittelbar mit der Anode verbunden sind, vergrößern die Gitter-Anodenkapazität und sind deshalb ungünstig.

2. Die Anodenrückwirkung und ihr Einfluß auf die Mischverstärkung

a) Veränderung des Innenwiderstandes durch Anodenrückwirkung

Die an der Anode stehende Zf-Spannung kann die Verstärkung einer Röhre auf zweierlei Arten beeinflussen:

1. Die Anoden-Wechselspannung gelangt über die Gitter-Anodenkapazität auf das Steuergitter und setzt sich dort mit der Gitter-Wechselspannung zusammen. Im allgemeinen wird der auf diese Weise zum Gitter gelangende Teil der Anoden-Wechselspannung der ursprünglichen Gitter-Wechselspannung entgegenwirken.
2. Die Anoden-Wechselspannung steuert den Emissionsstrom der Röhre in ähnlicher Weise wie ein Gitter. Diese Steuerung erfolgt gegenphasig zur Gitter-Wechselspannung und wirkt sich somit so aus, als ob die Gitter-Wechselspannung oder die Steilheit der Röhre kleiner geworden wären. Man kann diesen Einfluß der Anoden-Wechselspannung entweder dadurch erfassen, daß man mit einer auf das Gitter reduzierten „Steuerspannung“ U_{st} oder mit einer „Arbeitssteilheit“ S_a rechnet.

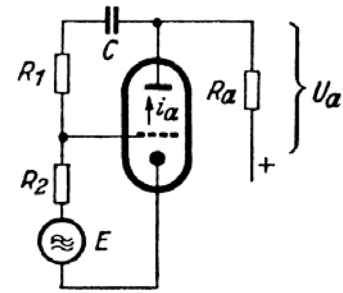


Bild 3. Prinzipschaltbild zur Erläuterung der Anodenrückwirkung

*) Unter C_e ist hierbei die zwischen Punkt a und Masse wirksame Kapazität, also die Eingangskapazität der Röhre + Schaltungskapazität zu verstehen.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Um den Einfluß der Gitter-Anoden-Kapazität verfolgen zu können, wollen wir annehmen, daß eine Röhre in der Schaltung nach Bild 3 betrieben wird. Die Anode soll über einen Widerstand R_a Anodenspannung erhalten. Die Widerstände R_1 und R_2 teilen die Anoden-Wechselspannung auf, der Kondensator C dient zur gleichstrommäßigen Trennung. Überdies soll gelten:

$$R_1 \gg \frac{1}{\omega C}, \quad R_1 \gg R_2, \quad R_1 \gg R_a.$$

Die EMK E gelangt dann praktisch in ihrer vollen Größe an das Gitter. Die Anoden-Wechselspannung teilt sich, über R_1 und R_2 zum Gitter auf. Für die Größe dieser Aufteilung a gilt:

$$a = \frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

Bedeutet D den Durchgriff der Röhre und U_a die Anoden-Wechselspannung, so gilt für die Steuerspannung U_{st} :

$$U_{st} = E - D \cdot U_a - a \cdot U_a = E - U_a \cdot (D + a)$$

Für den Anoden-Wechselstrom i_a einer Röhre mit der Steilheit S gilt dann:

$$i_a = S \cdot U_{st} = S \cdot [E - U_a \cdot (D + a)]$$

Die Anoden-Wechselspannung U_a erhält man jetzt mit:

$$U_a = i_a \cdot R_a = S \cdot [E - U_a \cdot (D + a)] \cdot R_a$$

Beachtet man, daß der Innenwiderstand R_i mit der Steilheit und dem Durchgriff durch die Beziehung $S \cdot R_i \cdot D = 1$ verknüpft ist, so läßt sich obige Gleichung auch so schreiben:

$$U_a = E \cdot R_a \cdot S \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a \cdot (1 + \frac{a}{D})} \quad (3)$$

Wäre die Aufteilung a gleich Null und hätten wir gleichzeitig eine Röhre mit dem Innenwiderstand R'_i bei gleicher Steilheit S zur Verfügung, so würde (3) übergehen in:

$$U_a = E \cdot R_a \cdot S \cdot \frac{R'_i}{R'_i + R_a} \quad (4)$$

Man kann nun verlangen, daß R'_i so gewählt wird, daß bei gleicher steuernder EMK E in beiden Fällen die gleiche Anoden-Wechselspannung U_a entsteht. Wir können dann (3) und (4) gleichsetzen und erhalten:

$$\frac{R'_i}{R'_i + R_a} = \frac{R_i}{R_i + R_a \cdot (1 + \frac{a}{D})}$$

Aus dieser Beziehung kann man leicht errechnen:

$$R'_i = R_i \cdot \frac{D}{D + a} \quad (5)$$

Man gelangt auf diese Weise zu einer Formel, welche auch sonst häufig in der Literatur verwendet wird (1, 2, 3). Diese Formel sagt aus:

Eine Röhre, deren Anoden-Wechselspannung im Verhältnis a aufgeteilt zum Gitter zurückgeführt wird, verhält sich demnach so, wie eine Röhre ohne Anoden-Rückwirkung, jedoch mit dem Innenwiderstand R'_i . Erfolgt die Spannungsaufteilung in der in Bild 3 dargestellten Form, so wird a positiv und R'_i wird nach (5) kleiner als R_i . Es liegt dann der Fall einer Gegenkopplung vor, durch welche der Innenwider-

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

stand der Röhre scheinbar verkleinert wird. Eine ähnliche Wirkung tritt ein, wenn die Anodenspannung nicht über zwei Widerstände wie in Bild 3 aufgeteilt wird, sondern über zwei Kapazitäten. Eine solche kapazitive Aufteilung besteht von Natur aus in den meisten Mischstufen. Die Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} liegt an der gleichen Stelle wie R_i , die Rolle von R_2 übernimmt ein ev. vorhandener Gitter-Kondensator C_g .

Bei Hexoden oder Pentoden ist die durch eine solche Gegenkopplung verursachte Änderung des Innenwiderstandes meist zu vernachlässigen. Bei Trioden sind dagegen die Gitter-Anoden-Kapazität und der Durchgriff verhältnismäßig groß. Der an sich kleine Innenwiderstand einer solchen Röhre kann deshalb durch eine Anoden-Rückwirkung auf der Zwischenfrequenz leicht noch weiter verkleinert werden.

Beispiel 1

Die Triode EC92 besitzt in schwingendem Zustand einen Innenwiderstand von etwa $28\text{ k}\Omega$, ihr Durchgriff beträgt $1,6\% = 0,016$ und ihre Gitter-Anodenkapazität etwa 2 pF (unter Berücksichtigung der üblichen Schaltkapazitäten).

Betreibt man eine solche Röhre mit einem Gitter-Kondensator von 50 pF , so gilt für die Aufteilung der Anoden-Wechselspannung zum Gitter:

$$a = \frac{2}{50} = 0,04$$

Der wirksame Innenwiderstand R'_i der Röhre sinkt dadurch ab auf:

$$R'_i = 28 \cdot \frac{0,016}{0,016 + 0,04} \approx 8\text{ k}\Omega$$

Mit einem so kleinen Innenwiderstand wird die Mischverstärkung natürlich auch recht klein. Überdies wird der erste Zf-Kreis unverhältnismäßig stark gedämpft, die Selektion der Mischstufe wird also entsprechend schlecht.

Würde man den Gitter-Kondensator der gleichen Röhre auf z. B. 150 pF erhöhen, so wäre:

$$a = \frac{2}{150} = 0,0133$$

Der wirksame Innenwiderstand würde dadurch ansteigen auf:

$$R'_i = 28 \cdot \frac{0,016}{0,016 + 0,0133} \approx 15,3\text{ k}\Omega$$

Das ist zwar auch noch relativ wenig, die Verbesserung gegen den Zustand mit einem Gitterkondensator von 50 pF ist jedoch unverkennbar.

b) Innenwiderstand und Stufenverstärkung

So lange der Innenwiderstand einer Röhre sehr groß gegenüber dem Außenwiderstand R_a ist, wird der Anoden-Wechselstrom praktisch nur durch die Gitterwechselspannung und die Steilheit der Röhre bestimmt. Für die Verstärkung V_{ga} zwischen Gitter und Anode gilt dann:

$$V_{ga} = S \cdot R_a \quad (6)$$

Verwendet man zur Ankopplung der nachgeschalteten Röhre ein Bandfilter nach **Bild 4**, so kann man für die Verstärkung V_{gg} zwischen den Steuergittern der beiden Röhren $R_{\bar{O}1}$ und $R_{\bar{O}2}$ folgenden Ausdruck finden:

$$V_{gg} = S \cdot Z_{\bar{u}} \quad (7)$$

$Z_{\bar{u}}$ bezeichnet man — in Anlehnung an (6) — als den „Übertragungswiderstand“ des Bandfilters. Bedeuten Z_1 und Z_2 die Resonanzwiderstände des (jeweils für sich

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

allein betrachteten) Primär- bzw. Sekundärkreises, so gilt für den Fall der optimalen Kopplung:

$$Z_{\ddot{u}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad (8)$$

Ist der Innenwiderstand R_i der ersten Röhre bzw. der Eingangswiderstand R_g der zweiten Röhre wesentlich größer als Z_1 bzw. Z_2 , so wird $Z_{\ddot{u}}$ nach (8) allein durch die Eigenschaften der verwendeten Abstimmkreise bestimmt. Kommen dagegen R_i oder R_g in die Größenordnung der Kreiswiderstände, so muß man beachten, daß sich der Widerstand der Primärseite des Bandfilters aus der Parallelschaltung von R_i zu Z_1 und der Widerstand der Sekundärseite aus der Parallelschaltung von R_g zu Z_2 ergibt. (8) geht damit über in:

$$Z_{\ddot{u}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{Z_1 \cdot R_i}{Z_1 + R_i} \cdot \frac{Z_2 \cdot R_g}{Z_2 + R_g}} \quad (9)$$

Die zum Primär- und Sekundärkreis des Bandfilters parallel liegenden Widerstände bestimmen dann also maßgeblich die Größe des Übertragungswiderstandes. Selbstverständlich ergeben in jedem Fall hohe Resonanzwiderstände der Abstimmkreise eine entsprechende Verbesserung des Gesamtwiderstandes und damit nach (7) auch eine größere Stufenverstärkung. Werden die Widerstände R_i und R_g jedoch klein gegen die Resonanzwiderstände Z_1 und Z_2 , so wird $Z_{\ddot{u}}$ praktisch nur noch durch R_i und R_g bestimmt. Für eine große Stufenverstärkung ist es deshalb wichtig, R_i und R_g möglichst groß zu machen.

Man darf aber den Übertragungswiderstand nicht nur nach dem Gesichtspunkt einer hohen Stufenverstärkung dimensionieren. Wichtig ist es z. B. auch, daß die Abstimmkreise so stabil ausgelegt werden, daß sie auch bei Röhrenwechsel nicht allzu sehr verstimmt werden. Es läßt sich nachweisen, daß man zur Sicherstellung einer solchen ausreichenden „Abstimmstabilität“ bei einer Frequenz von etwa 10 MHz ein $Z_{\ddot{u}}$ von rund 12 k Ω nicht wesentlich überschreiten darf. Es ist dabei — in bezug auf diese Stabilität — praktisch gleichgültig, ob man diese 12 k Ω mit großen Kreiskapazitäten bei hohen Kreisgüten oder mit kleinen Kreiskapazitäten bei kleinen Kreisgüten erreicht¹⁾.

Voraussetzung für diese Betrachtungsweise ist es allerdings, daß die Güte der beiden Abstimmkreise nicht allzu unterschiedlich sein darf, d. h. es muß sich um ein ungefähr „symmetrisches“ Filter handeln.

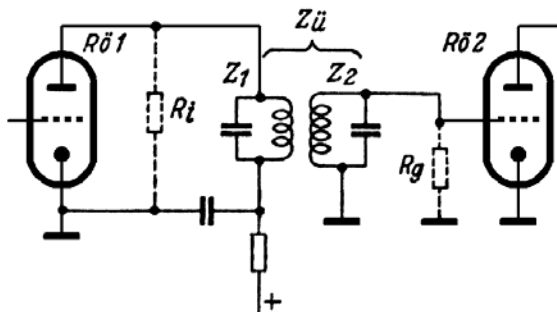


Bild 4. Zur Berechnung der Stufenverstärkung

¹⁾ Bekanntlich gilt für den Resonanzwiderstand Z_0 eines Parallelschwingungskreises:

$$Z_0 = \frac{G}{\omega \cdot C}$$

Dabei bedeuten: G ... die Kreisgüte (reziproker Wert der Kreisdämpfung)
 C ... die Kapazität des Resonanzkreises.

Große Kreisgüte und kleine Kreiskapazität ergeben also große Resonanzwiderstände.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Ein Abstimmkreis mit 25 pF Gesamtkapazität besitzt bei einer Güte von 66 (Kreisdämpfung $d = 1,5 \%$) bei 10,7 MHz einen Resonanzwiderstand von rund 40 k Ω . Der Übertragungswiderstand eines aus zwei solchen Kreisen gebildeten Bandfilters würde nach (8) also etwa 20 k Ω betragen. Besitzt die Röhre $R_{\ddot{o}1}$ in Bild 4 eine Steilheit von 1 mA/V, so würde sich bei sehr großem R_i und R_g nach (7) eine Stufenverstärkung ergeben:

$$V_{gg} = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3 = 20$$

In Wirklichkeit liegen die Verhältnisse jedoch meist anders: Ist $R_{\ddot{o}1}$ eine Triode mit einem Innenwiderstand $R_i = 28 \text{ k}\Omega$ in üblicher Schaltung, so können wir nach Beispiel 1 folgende Innenwiderstände erwarten:

- a) bei einem Gitterkondensator von 50 pF..... etwa 8 k Ω
- b) bei einem Gitterkondensator von 150 pF..... etwa 15,3 k Ω

Auch der Eingangswiderstand R_g der Röhre $R_{\ddot{o}2}$ ist niemals unendlich groß. Bei 10 MHz liegt er — je nach Röhrentype und Schaltung — zwischen etwa 20 und 300 k Ω . Für unsere weiteren Überlegungen wollen wir einen relativ guten Wert mit 100 k Ω annehmen.

Es ergibt sich dann bei zwei Abstimmkreisen mit je 40 k Ω Resonanzwiderstand:

- a) Für einen Gitterkondensator von 50 pF bei der Röhre $R_{\ddot{o}1}$:

$$Z_{\ddot{u}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{40 \cdot 8}{40 + 8} \cdot \frac{40 \cdot 100}{40 + 100}} \approx 6,9 \text{ k}\Omega$$

Die Verstärkung zwischen den Gittern der beiden Röhren beträgt dann bei einer Steilheit der Röhre $R_{\ddot{o}1}$ von 1 mA/V:

$$V_{gg} = 6,9$$

- b) Für einen Kondensator von 150 pF am Gitter der Röhre $R_{\ddot{o}1}$:

$$Z_{\ddot{u}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{40 \cdot 15,3}{40 + 15,3} \cdot \frac{40 \cdot 100}{40 + 100}} \approx 8,9 \text{ k}\Omega$$

Die Stufenverstärkung bei 1 mA/V Steilheit ist demnach auch auf 8,9 angestiegen.

Wir haben für unser Beispiel ziemlich hochohmige Kreise gewählt. Die Röhren- und Schaltkapazitäten wird man mit 10 bis 15 pF einsetzen müssen. Es verbleibt für den im Filter vorhandenen Festkondensator demnach ein Wert von höchstens 15 pF. Auch eine Kreisgüte von 66 ist relativ hoch. Sie stellt zwar nicht die Grenze des technisch Möglichen dar, setzt jedoch bereits recht saubere Aufbauten voraus.

Trotzdem ist die erzielte Stufenverstärkung unerwartet klein. Auch die Selektion des hinter der Mischstufe liegenden Bandfilters wird bei einem solchen Betriebszustand merklich verschlechtert. Der kleine Innenwiderstand der Mischröhre liegt parallel zum Primärkreis des Filters und dämpft diesen Kreis beachtlich. Zwischen der Eigendämpfung d_0 und der Betriebsdämpfung d_b dieses Kreises besteht folgender Zusammenhang:

$$d_b = d_0 \cdot \left(1 + \frac{Z_1}{R_i} \right) \quad (10)$$

Danach ergibt sich als Betriebsdämpfung des Primärkreises bei $d_0 = 1,5 \%$ und $Z_1 = 40 \text{ k}\Omega$:

- Bei $R_i = 8 \text{ k}\Omega$... $d_b = 9 \%$ (entspricht einer Kreisgüte von etwa $G = 11$)
- bei $R_i = 15,3 \text{ k}\Omega$... $d_b = 5,42 \%$ (entspricht einer Kreisgüte von etwa $G = 18,5$)

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Man sieht sofort, daß der Kreis zusätzlich so stark bedämpft wird, daß er für die Gesamtselektion des Empfängers praktisch ausfällt.

Dabei muß man bedenken, daß ein Innen-Widerstand von 28 k Ω in schwingendem Zustand nur mit besonders hochwertigen Trioden (z. B. EC92) zu erreichen ist. Verwendet man die Triode der ECH81, so liegen die Verhältnisse noch merklich schlechter.

Die starke zusätzliche Bedämpfung des ersten Zf-Kreises kann man in gewissem Umfang dadurch vermeiden, daß man entweder das L/C-Verhältnis dieses Kreises klein macht oder auch dadurch, daß man die Anode der Mischtriode an einen Anzapf dieses Kreises legt. Will man z. B. einen scheinbaren Innenwiderstand von 8 k Ω auf diese Weise auf den fünffachen Wert, also 40 k Ω transformieren, so muß man die Röhre an einen Anzapfpunkt des Primärkreises legen, der einem Übersetzungsverhältnis von $1 : \sqrt{5} = 1 : 2,24$ entspricht. Der oben angenommene Primärkreis wird dann eine Betriebsdämpfung von 3% (also eine Güte von 33) besitzen, was den sonst üblichen Ausführungsformen recht nahe kommt. Gleichzeitig wird jedoch die Verstärkung merklich absinken. Der Übertragungswiderstand eines solchen Bandfilters beträgt dann etwa 5,4 k Ω ; bei 1 mA/Volt Mischsteilheit kann man also nur mit einer etwa 5,4-fachen Mischverstärkung rechnen.

c) Mittel zur Beseitigung der Anodenrückwirkung

Der beschriebene Effekt entspricht einer Gegenkopplung. Als einziges Mittel zur Herabsetzung dieser Gegenkopplung wurde bisher die Vergrößerung des Gitterkondensators erwähnt.

Dieses Mittel kann allerdings nur beschränkt angewendet werden, da es sich um den Gitterkondensator einer schwingenden Röhre handelt. Verwendet man an dieser Stelle zu große Kapazitätswerte, so kann die Stufe, wie wir bereits auf Seite 24 gesehen haben, leicht in Pendelschwingungen geraten. Überdies kann man durch Vergrößern des Gitterkondensators im besten Fall den natürlichen Innenwiderstand der Mischröhre — bei der Triode EC92 also etwa 28 k Ω , bei der Triode der ECH81 dagegen nur etwa 15 k Ω — erreichen.

Eine andere Möglichkeit, die nachteilige Wirkung der Anodenrückwirkung zu beseitigen, besteht darin, daß man eine zusätzliche Mitkopplung auf der Zwischenfrequenz einführt. Man kann auf diese Weise nicht nur die Gegenkopplung vollkommen beseitigen, man kann vielmehr deren Einfluß sogar überkompensieren und so einen wirksamen Innenwiderstand der Mischröhre erreichen, der weit über dem natürlichen Wert liegt.

Für die Erzeugung einer solchen Mitkopplung kann man praktisch alle bekannten Rückkopplungsarten verwenden. Man kann also induktiv oder kapazitiv rückkoppeln, man kann aber auch Dreipunktschaltungen, deren Rückkopplungsgrad wohl zur Entdämpfung, nicht aber zur Schwingungserzeugung ausreicht, benützen.

Alle solche Anordnungen haben jedoch den Nachteil, daß sie zusätzliche Schaltelemente benötigen. Dagegen lassen sich die Schaltungen nach Bild 1 und 2 durch gewisse Kunstgriffe leicht so abändern, daß der gewünschte Entdämpfungseffekt ohne jeden zusätzlichen Aufwand erreicht wird. Beide Anordnungen lassen sich nämlich auf Brückenschaltungen zurückführen, in welchen die am Anodenkreis der Mischröhre stehende Zf-Spannung über verschiedene Kapazitäten so aufgeteilt werden kann, daß die zwischen Gitter und Katode stehende Spannung ihren Betrag und ihre Phase weitgehend ändert. **Bild 5** zeigt die aus Bild 1 herausgezeichnete Brücke. Es wurde dabei angenommen, daß der Primärkreis L_4C_4 des ersten Bandfilters einen

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Zf-Generator mit der EMK U darstellt. Die Klemme A (Anodenseite) dieses Generators liegt über die Gitter-Anodenkapazität C_{ga} am Gitter G und über die Ausgangskapazität C_a der Röhre (einschl. der Raumkapazität des Zf-Kreises L_4C_4) an Chassis.

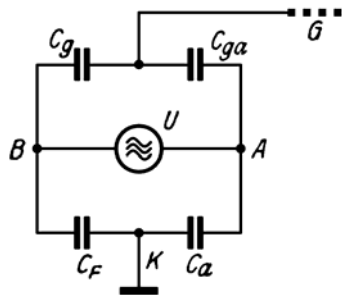


Bild 5. Prinzipschaltbild einer ZF-Brücke

Der andere Pol B (Batterieseite) des Zf-Generators liegt dagegen über den Gitter-Kondensator C_g am Gitter und über den Kondensator C_F am Chassis (der Zf-Widerstand des Oszillators ist so klein, daß man ihn vernachlässigen kann).

Zwischen dem Gitter G und der Katode K der Röhre wird also nur die in der Brücken-Diagonale GK stehende Zf-Spannung wirksam.

Die Brücke ist abgeglichen und somit die Gitter-Kathodenstrecke frei von Zf-Spannung, wenn folgende Beziehung gilt:

$$C_g : C_F = C_{ga} : C_a \quad (11)$$

Der rechte Teil der Brücke, also die zwischen Gitter und Anode liegende Kapazität C_{ga} sowie die Ausgangskapazität C_a liegen durch die Eigenschaften der verwendeten Röhre und durch die Art des Aufbaues fest. Einfluß auf den Brückenabgleich kann man also nur durch Verändern von C_F oder C_g nehmen.

Die Beziehung (11) gibt an, wann die Stufe neutralisiert ist. Für die Triode EC92 gelten in üblichen Aufbauten ungefähr folgende Werte:

C_{ga} (einschl. Schaltkapazitäten) etwa 2 pF

C_a (einschl. Schaltkapazitäten) etwa 10 pF

Wählt man den Gitter-Kondensator C_g mit 30 pF, so ergibt sich nach (11):

$$C_F = \frac{C_g \cdot C_a}{C_{ga}} = \frac{30 \cdot 10}{2} = 150 \text{ pF}$$

Ein ähnlicher Wert ergibt sich auch für die Triode der ECH81. Man ist bei einem solchen Ansatz gezwungen, wenigstens zwei von den vier Brückenskapazitäten zu schätzen. C_{ga} und C_a hängen stark von der Leitungsführung und der Art des verwendeten Aufbaues ab. Will man die Richtigkeit der Schätzung überprüfen, so muß man durch eine Messung feststellen, für welches Verhältnis $C_g : C_F$ die am Gitter stehende Zf-Spannung ein Minimum wird.

Eine solche Messung ist verhältnismäßig schwer durchzuführen, da sie bei schwingender Röhre erfolgen soll. Am Gitter der Mischstufe steht dann außer der Zf-Spannung auch noch die viel größere Oszillatorspannung. Brauchbare Ergebnisse wird man also nur erhalten, wenn man die Messung mit einem genügend selektiven Röhren-Voltmeter oder einem Meßempfänger vornimmt.

Hat man solche Geräte zur Verfügung, so wird man feststellen können, daß die praktisch erzielten Ergebnisse meist gut mit den Bedingungen der Gleichung (11) übereinstimmen.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Ein Aufbau nach Bild 2 enthält zunächst keine Brückenschaltung für die Zf-Anodenspannung. Man kann aber diese Schaltung leicht so abändern, daß man den Fußpunkt der Spule L_3 nicht an die Katode der Mischröhre, sondern an den Punkt B legt. Es ergibt sich dann eine Schaltung nach **Bild 6a**, welche eine Zf-Brücke enthält. Diese Brücke ist in **Bild 6b** wieder getrennt herausgezeichnet.

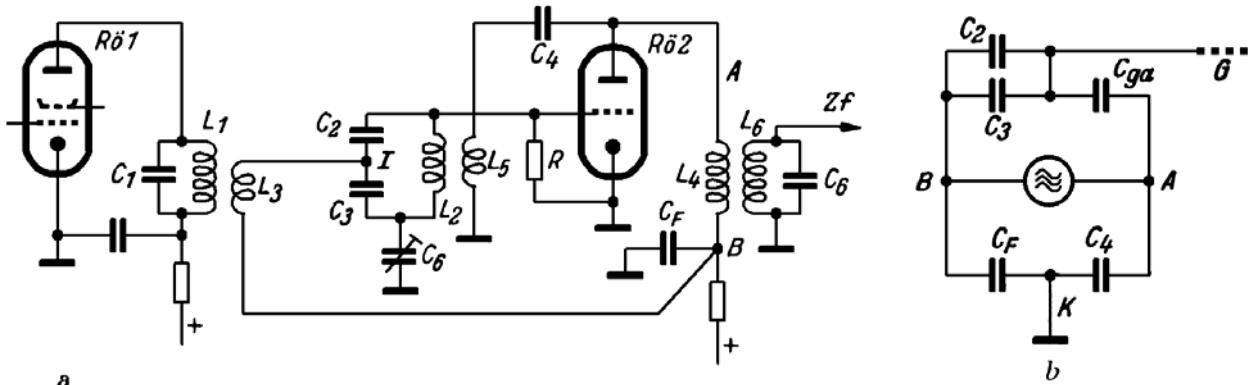


Bild 6a und b. Trioden-Mischstufe mit ZF-Brücke

Für Brückengleichgewicht, also für den Fall, daß keine Zf-Spannung zwischen dem Gitter G und der Katode K stehen bleiben soll, muß hier gelten:

$$(C_2 + C_3) : C_F = C_{ga} : C_4 \quad (12)$$

Verwenden wir die EC92 als Mischröhre, so können wir C_{ga} wieder mit etwa 2 pF annehmen. C_4 liegt als Primärkapazität des ersten Bandfilters fest. Einschließlich der Schaltungskapazitäten soll gelten $C_4 = 25$ pF.

C_2 und C_3 bilden in Serienschaltung die Kapazität des Oszillatorkreises. Sie sind also nicht beliebig veränderlich. Wählt man $C_2 = 10$ pF, $C_3 = 20$ pF, so kann man das für Brückengleichgewicht notwendige C_F nach (12) so errechnen:

$$C_F = \frac{C_4 \cdot (C_3 + C_5)}{C_{ga}} = \frac{25 \cdot 30}{2} = 375 \text{ pF}$$

Wählt man also C_F mit 350 bis 400 pF, so besitzt die Mischröhre praktisch ihren natürlichen Innenwiderstand.

d) Vergrößerung des scheinbaren Innenwiderstandes über den natürlichen Wert hinaus

Erreichen wir durch irgendwelche Maßnahmen (also z. B. durch richtigen Abgleich der Brückenkapazitäten), daß am Gitter überhaupt keine Zf-Spannung mehr steht, so ist das Ergebnis das gleiche, als ob R_i in **Bild3** unendlich groß geworden wäre. Nach (2) wird dann die „Aufteilung“ der Zf-Spannung $a = 0$.

Für $a = 0$ ergibt sich wieder aus (5) $R'_i = R_i$. Die Röhre besitzt also ihren natürlichen Innenwiderstand. (5) zeigt jedoch auch, daß $R'_i > R_i$ werden muß, wenn a negativ wird. Das bedeutet nichts anderes, als daß eine Vergrößerung des wirksamen Innenwiderstandes über den natürlichen Wert hinaus eintritt, wenn die von der Anode dem Gitter zugeführte Zf-Spannung entgegengesetzt wie in **Bild3** gepolt ist. Eine solche Phasenlage der rückgeführten Spannung kann man z. B. dadurch erreichen, daß man den Kondensator C_F kleiner macht, als es der Bedingung (12) entsprechen würde (**Bild5**).

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Diese Tatsache läßt sich folgendermaßen erklären: Die Punkte A und B besitzen gegen das Chassis entgegengesetzt gepolte Spannungen, da ja der Anodenkreis der Mischröhre nicht unmittelbar mit dem Chassis verbunden ist. Geerdet ist vielmehr nur der Abgriff des kapazitiven Spannungsteilers C_F/C_a . Gleichgewicht in der Brücke nach Bild 6b bedeutet deshalb nichts anderes, als daß das Gitter über C_{ga} ebensoviel Spannung vom Punkt A erhält, als entgegenwirkende Spannung über C_2+C_3 vom Punkt B.

Macht man jedoch C_F kleiner, als es dieser Betriebsfall erfordert, so überwiegt die von B herrührende Spannung. An Stelle einer Gegenkopplung entsteht jetzt eine Mitkopplung, die den wirksamen Innenwiderstand der Röhre über den natürlichen Wert hinaus vergrößert.

Wird $a = -D$, so muß nach (5) $R'_i = \infty$ werden. In diesem Fall wird also die dämpfende Wirkung des Innenwiderstandes der Röhre genau aufgehoben. Die resultierende Kreisgüte ist dann ebenso groß, als ob die Mischröhre überhaupt nicht angeschaltet wäre.

Nimmt a noch größere negative Werte an, als diesem Zustand entspricht, so beginnt die Röhre den Kreis zu entdämpfen. R'_i wird dann negativ. Wird R'_i entgegengesetzt gleich dem Primärwiderstand des Bandfilters, so tritt schließlich Selbstschwingen auf der Zf ein.

e) Berechnung der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung

Die in **Bild 5** dargestellte Ersatzschaltung ist unvollständig. Zwischen dem Gitter G und der Katode K liegt in Wirklichkeit eine Querlast, deren Größe bei einer Schaltung nach Bild 1 im wesentlichen durch die Eingangskapazität der Mischröhre gegeben ist. In einer Schaltung nach **Bild 6** liegt parallel zu dieser Eingangskapazität auch noch der Trimmer C_6 . Beide Schaltungen lassen sich deshalb auf eine Ersatzschaltung nach **Bild 7** zurückführen, die als Querlast eine Kapazität C_L enthält.

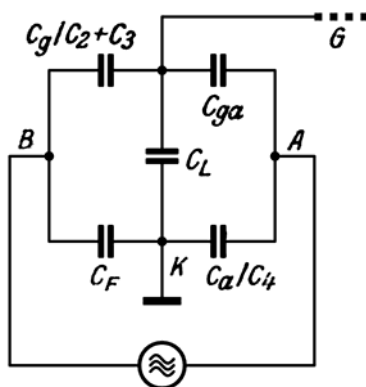


Bild 7. Zf-Brücke mit Querlast

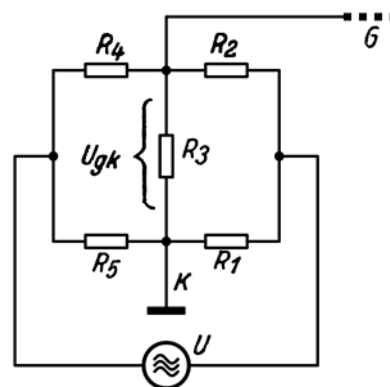


Bild 8. Ersatzschaltbild einer Zf-Brücke unter Verwendung von ohmschen Widerständen

Wenn die Brücke so abgeglichen wird, daß zwischen den Punkten G und K keine Spannung stehen bleibt, so kann zwischen diesen Punkten ein beliebiger Widerstand liegen, ohne daß sich die Verhältnisse ändern. In die Gleichgewichtsbedingungen nach (11) oder (12) geht deshalb eine Querlast nicht ein.

Anders ist es dagegen, wenn man die Brücke gegen diesen Abgleichpunkt verstimmt. Die Querlast kann dann einen merklichen Einfluß auf die sich zwischen G und K ausbildende Spannung haben. Will man also die Brücke so aufbauen, daß eine gewünschte Veränderung des Innenwiderstandes entsteht, so muß man die Aufteilung a der Zf-Anodenspannung unter Berücksichtigung dieser Querlast vornehmen.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Zur Ermittlung dieser Aufteilung geht man am besten von einer ähnlichen Anordnung mit rein ohmschen Widerständen wie in Bild 8 aus. Nach den Kirchhoff'schen Gesetzen läßt sich für eine solche Schaltung schreiben:

$$\frac{U_{gk}}{U} = \frac{R_3 \cdot (R_1 R_4 - R_2 R_5)}{R_1 R_2 \cdot (R_3 + R_4 + R_5) + R_4 R_5 \cdot (R_1 + R_2 + R_3) + R_3 \cdot (R_2 R_5 + R_1 R_4)}$$

Das Verhältnis von U_{gk} (Spannung zwischen Gitter und Katode) zu U (Spannung am Anodenkreis) stellt aber offensichtlich den bisher stets benutzten Faktor a dar. Man sieht auch sofort, daß a sowohl positiv als auch negativ werden kann, je nachdem, ob $R_1 R_4$ oder $R_2 R_5$ größer ist.

Wir können die obige Formel ohne weiteres von ohmschen Widerständen auf die Verhältnisse unserer Zf-Brücke übertragen, wenn die sonst in der Schaltung verwendeten Widerstände so bemessen sind, daß sie keine merkliche Phasenverschiebung verursachen. Das ist jedoch bei üblicher Dimensionierung in weiten Grenzen der Fall. Wir können also anstatt $R_1 \dots R_5$ die entsprechenden kapazitiven Widerstände für die Zwischenfrequenz der Kondensatoren aus **Bild 7** einsetzen und so den Wert von a ermitteln, mit dem wir wieder nach (5) die Größe des zu erwartenden wirksamen Widerstandes der Mischröhre errechnen können.

Dabei muß man sinngemäß für die Schaltungen nach Bild 1 bzw. 6 einsetzen:

$$\begin{aligned} \text{anstatt } R_1 \dots & \frac{1}{\omega C_a} \text{ bzw. } \frac{1}{\omega C_4} \\ \text{anstatt } R_2 \dots & \frac{1}{\omega C_{ga}} \\ \text{anstatt } R_3 \dots & \frac{1}{\omega C_L} \\ \text{anstatt } R_4 \dots & \frac{1}{\omega C_g} \text{ bzw. } \frac{1}{\omega \cdot (C_2 + C_3)} \\ \text{anstatt } R_5 \dots & \frac{1}{\omega C_F} \end{aligned}$$

Setzt man diese kapazitiven Widerstände in die Brücken-Gleichung ein, so erhält man nach einigem Umformen folgende Ausdrücke: Für eine Schaltung nach **Bild 1**:

$$a = \frac{C_{ga} C_F - C_a C_g}{C_F \cdot (C_g + C_L + C_{ga}) + C_g \cdot (C_L + C_a) + C_a \cdot (C_L + C_{ga}) + C_L C_{ga}}$$

und für eine Schaltung nach **Bild 6**:

$$a = \frac{C_{ga} C_F - C_4 \cdot (C_2 + C_3)}{C_F \cdot (C_2 + C_3 + C_L + C_{ga}) + (C_2 + C_3) \cdot (C_L + C_4) + C_{ga} C_L + C_4 \cdot (C_L + C_{ga})}$$

Beispiel 2

Eine Röhre mit einem natürlichen Innenwiderstand von $R_i = 16 \text{ k}\Omega$ (gemessen in schwingendem Zustand) und einem Durchgriff $D = 1,6\% = 0,016$ soll in einer Schaltung nach Bild 6 verwendet werden. Wie groß ist der zu erwartende wirksame Innenwiderstand? Die einzelnen Kapazitäten sollen folgende Werte besitzen:

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

$$\begin{aligned}C_F &= 300 \text{ pF} & C_2 + C_3 &= 30 \text{ pF} \\C_4 &= 25 \text{ pF} & C_{ga} &= 2 \text{ pF} \\C_L &= 14,9 \text{ pF}\end{aligned}$$

Aus (13) ergibt sich dann ein $a = -0,00954$. Der zu erwartende scheinbare Innenwiderstand beträgt somit nach (5) :

$$R'_i = 16 \cdot \frac{0,016}{0,016 - 0,00954} = 39,6 \text{ k}\Omega$$

f) Berechnung der Fußpunkt-Kapazität C_F

In der Praxis besteht oft der Wunsch, eine Schaltung so auszulegen, daß der scheinbare Innenwiderstand der Mischröhre einen bestimmten gewünschten Wert annimmt. Wenn der natürliche Innenwiderstand der Röhre bekannt ist, so kann man aus (5) die dazu notwendige Aufteilung a ermitteln. Die einzige Kapazität einer Zf-Brücke nach Bild 7, die man in gewissen Grenzen frei wählen kann, ist meist C_F . Die anderen Kapazitäten liegen praktisch durch andere Bedingungen fest. Man wird deshalb für eine gegebene Dimensionierung meist die richtige Größe von C_F ermitteln müssen. Man muß dazu die Gleichung (13) nach C_F auflösen. Führt man eine entsprechende Rechnung durch, so erhält man:

$$C_F = \frac{C_4 \cdot (C_2 + C_3) + a \left[(C_4 + C_L) \cdot (C_2 + C_3) + C_4 (C_{ga} + C_L) + C_{ga} C_L \right]}{C_{ga} - a \left[C_{ga} + C_2 + C_3 + C_L \right]} \quad (14)$$

Beispiel 3

Die gleiche Röhre wie in Beispiel 2 soll wieder in der Schaltung nach Bild 6 betrieben werden. Es wird diesmal jedoch gefordert, daß der wirksame Innenwiderstand $R'_i = \infty$ werden soll. Dazu ist die richtige Größe von C_F zu bestimmen. Alle übrigen Kapazitäten sollen die gleichen, wie in Beispiel 2, bleiben.

Für $R'_i = \infty$ ergibt sich nach (5) $a = -D = -0,016$. Aus (14) kann man die richtige Größe von C_F errechnen:

$$C_F = \frac{25 \cdot 30 - 0,016 \left[(25 + 14,9) \cdot 30 + 25(2 + 14,9) + 2 \cdot 14,9 \right]}{2 + 0,016 \left[2 + 30 + 14,9 \right]} = 263 \text{ pF}$$

3. Die Rückmischung

Manche UKW-Mischschaltungen zeigen deutlich einen zunächst unerklärlich erscheinenden Effekt. Mißt man z. B. mit einem selektiven Röhren-Voltmeter die am Gitter der Mischröhre stehende UKW-Empfangsspannung, so kann man immer dann eine deutliche Änderung dieser Spannung feststellen, wenn man nur die Oszillatorfrequenz verändert und sich dabei jener Stelle nähert, wo die Differenz zwischen Empfangs- und Oszillatorfrequenz gleich der Zwischenfrequenz wird. Läßt man die Empfangs- und Oszillatorfrequenz unverändert, so kann man durch Verstimmen des ersten Zf-Kreises die gleiche Erscheinung hervorrufen.

Die Schaltung nach Bild 1 zeigt diesen Effekt deutlich. Man kann bei ihr — bei sonst gleicher Dimensionierung — durch das Verhältnis $C_g : C_F$ die Größe und die Richtung der Änderung der UKW-Gitterspannung beeinflussen. Man kann also

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

1. einen Zustand einstellen, bei dem die UKW-Empfangsspannung am Gitter der Mischröhre ansteigt, wenn sich an L_4C_4 eine merkliche Zf-Spannung ausbildet,
2. erreichen, daß die Abstimmelage des Oszillators und des ersten Zf-Kreises ohne Einfluß auf die Gitterspannung bleibt, und
3. bei entsprechender Wahl des Verhältnisses $C_g : C_F$ ein Absinken der Empfangsspannung am Gitter der Mischröhre beobachten.

a) Veränderung der Resonanzkurve der UKW-Vorselektion

Eine für additive Mischstufen geeignete Methode, die Resonanzkurve der UKW-Vorselektion zu messen, ist folgende: man legt an das Gitter der Röhre $Rö_1$ (Bild 1) einen Meßsender, dessen Ausgangsspannung konstant gehalten wird. Ein selektives Röhren-Voltmeter (Meß-Empfänger) wird lose an das Gitter der Röhre $Rö_2$ angeschlossen. Verändert man jetzt die Meßsenderfrequenz, so entspricht die Anzeige des Röhren-Voltmeters dem Gang der Verstärkung zwischen den Gittern der beiden Röhren.

Bei sonst richtigem Aufbau wird dieser Verstärkungsgang im wesentlichen der Resonanzkurve des Kreises L_1C_1 entsprechen. Man sollte also erwarten, daß eine solche Messung eine Kurve ergibt, die dem bekannten Widerstandsverlauf eines Parallel-Schwingungskreises wenigstens annähernd folgt.

In Wirklichkeit kann man jedoch — je nach Wahl des Verhältnisses $C_g : C_F$ — drei verschiedene typische Kurvenformen messen, die in Bild 9 dargestellt sind. Bild 9a zeigt einen möglichen Verlauf, der sich meist gut mit der natürlichen Resonanzkurve des Kreises L_1C_1 (unter Berücksichtigung der durch die Schaltung bedingten zusätzlichen Bedämpfung) zur Deckung bringen läßt. Einen solchen Verlauf kann man jedoch nur dann messen, wenn entweder das Verhältnis $C_g : C_F$ einen ganz bestimmten Wert annimmt, oder wenn man den in der Anode der Mischröhre liegenden Zf-Kreis kurzschließt. Bild 9a stellt also einen besonderen Grenzfall dar.

Am häufigsten ergibt sich dagegen ein Verlauf nach Bild 9b. Zu der gleichen Grundform wie in Bild 9a addiert sich hier eine schmale, plötzlich ansteigende Spitze. Die Breite dieser Spitze entspricht etwa der Zf-Bandbreite.

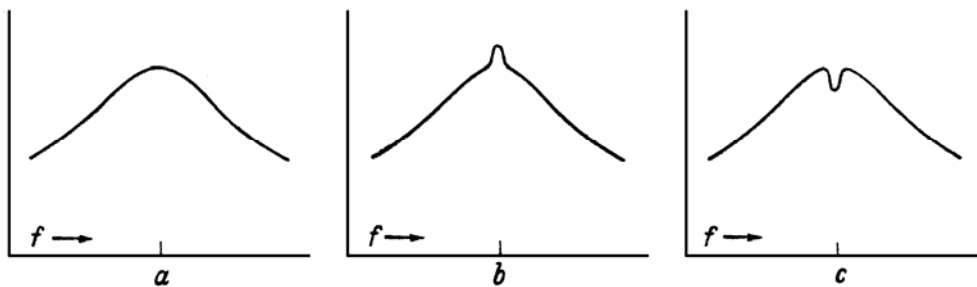


Bild 9. Einfluß der Rückmischung auf die Resonanzkurve der UKW-Vorselektion

Es kann jedoch manchmal auch ein Verlauf nach Bild 9c beobachtet werden, bei welchem die am Gitter gemessene Spannung in einem schmalen Bereich plötzlich absinkt. Die Breite dieses Bereiches entspricht ebenfalls etwa der Zf-Bandbreite.

Zu bemerken wäre noch, daß Bild 9 idealisierte Kurvenformen darstellt. Vielfach sind die tatsächlich gemessenen Kurven schief, die zusätzliche Spitze von Bild 9b sitzt nicht symmetrisch zum gesamten Kurvenverlauf usw. Man kann aber im Prinzip eine der drei Grundformen nach Bild 9 meist deutlich wiedererkennen.

Selbstverständlich besteht ein Zusammenhang zwischen dieser Verformung der Resonanzkurve und der bereits beschriebenen Änderung der Empfangsspannung am

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Gitter der Mischröhre bei Änderung der Abstimmung des Oszillators bzw. der Zwischenfrequenz. Es ändert sich die Größe der Gitterspannung immer nur dann, wenn eine genügend große Zf-Spannung an der Anode der Mischröhre entsteht. Offenbar liegt also eine Art „Rückmischung“ vor, bei welcher sich aus Zf und Oszillatorfrequenz die ursprüngliche Empfangsfrequenz zurückbildet. Je nach Phasenlage dieses „Rückmischungsproduktes“ wird die ursprünglich vorhandene Empfangsspannung entweder vergrößert oder verkleinert.

In der Resonanzkurve kann sich dieser Vorgang natürlich nur in einem Frequenzband auswirken, das etwa der Zf-Bandbreite entspricht, da ja außerhalb dieses Bandes die zwischenfrequente Anoden-Wechselspannung sehr schnell zusammenbricht.

b) Berechnung des Rückmischungseffektes

Es soll eine Schaltung nach Bild 1 untersucht werden. Paßt man den Eingangswiderstand der Röhre $R_{\infty 2}$ an den Abstimmkreis $L_4 C_1$ optimal an, so kann man für die weiteren Überlegungen ein vereinfachtes Prinzip-Schaltbild nach Bild 10 verwenden. Im Gitterkreis der Röhre $R_{\infty 2}$ liegen hier zwei Widerstände mit der Bezeichnung R_e parallel. Sie stellen einmal (links) den auf die Gitterseite reduzierten Widerstand des Abstimmkreises $L_1 C_1$ dar, zum anderen (rechts) den eigentlichen Eingangswiderstand der Röhre $R_{\infty 2}$. Da Leistungsanpassung bestehen soll, sind beide Widerstände gleich groß.

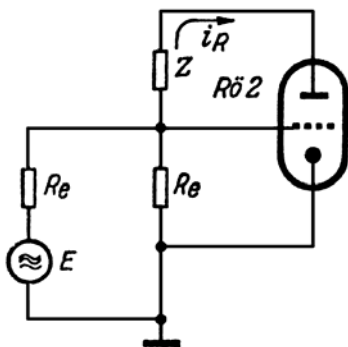


Bild 10. Prinzipschaltbild zur Erläuterung der UKW-Rückmischung

Die Einspeisung der Empfangsspannung erfolgt vom Abstimmkreis her, eine entsprechende EMK E muß deshalb in Serie mit dem linken Widerstand R_e angenommen werden.

Z soll der im Anodenkreis liegende wirksame Zf-Widerstand sein. Wenn R'_i den wirksamen Innenwiderstand der Mischröhre und Z_1 den Resonanzwiderstand des Primärkreises des auf die Mischstufe folgenden Bandfilters bedeutet, so ergibt sich für optimale Kopplung dieses Bandfilters:

$$Z = \frac{Z_1 R'_i}{Z_1 + 2R'_i} \quad (15)$$

Z und R_e stellen merkliche Widerstände natürlich nur für solche Frequenzen dar, die in der Nähe der Eigenfrequenz des entsprechenden Kreises liegen.

Z besitzt einen merklichen Widerstand also nur für die Zf oder dicht benachbarte Frequenzen, für UKW wird sein Widerstand praktisch gleich Null.

R_e besitzt einen merklichen Widerstand dagegen nur für UKW-Frequenzen, für die Zf stellt er einen Kurzschluß dar. Ferner soll angenommen werden, daß der Oszillatorkreis so weit gegen die Empfangs- und Zwischenfrequenz verstimmt ist, daß sein Widerstand für diese Frequenzen vernachlässigt werden kann.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Wenn in der Röhre eine Rückmischung stattfinden soll, so muß ein Rückmischungs-Anodenstrom i_R mit der Frequenz der Empfangsspannung die Widerstände R_e , Z und die Röhre selbst durchfließen. Da die beiden Widerstände R_e bei UKW wirksam sind, entsteht an ihnen ein Spannungsabfall $i_R \cdot \frac{R_e}{2}$ der wieder dem Gitter zugeführt wird.

Am Gitter der Röhre stehen im allgemeinen drei Frequenzen: die UKW-Empfangsfrequenz, die Oszillatorfrequenz und eine Zwischenfrequenzspannung, welche über die Gitter-Anodenkapazität zum Gitter gelangt. Der Rückmischungsstrom soll sich aus der Zwischenfrequenz und der Oszillatorfrequenz bilden. Ein Ansteigen der Zf-Gitterspannung in positiver Richtung muß eine Vergrößerung des Rückmischungsstromes zur Folge haben. Dadurch entsteht wieder ein vergrößerter Spannungsabfall an den beiden parallel geschalteten Widerständen R_e . Die logische Folge aus diesen Verhältnissen ist, daß der Spannungsabfall, welchen der Rückmischungsstrom an den Widerständen R_e hervorruft, so gepolt sein muß, daß er die wirksame Gitterspannung herabsetzt. Die Empfangsspannung und der Spannungsabfall des Rückmischungsstromes wirken einander also entgegen.

Für die gesamte am Gitter stehende UKW-Spannung $U_{\text{Gitter}}^{\text{UKW}}$ können wir nunmehr schreiben:

$$U_{\text{Gitter}}^{\text{UKW}} = \frac{E}{2} - i_R \cdot \frac{R_e}{2} \quad (16)$$

Wie bereits erwähnt, entsteht der Strom i_R dadurch, daß die Zf mit der Oszillatorfrequenz gemischt wird. Seine Größe muß man also erhalten, wenn man die in der Röhre wirksame Zf-Steuer Spannung mit der Überlagerungssteilheit multipliziert. Diese Zf-Steuer Spannung $U_{\text{st}}^{\text{ZF}}$ setzt sich wieder aus zwei Teilen zusammen:

1. aus der steuernden Wirkung der Zf-Anodenspannung U_a^{ZF} mit dem Betrag $D \cdot U_a^{\text{ZF}}$,
2. aus dem Teil von U_a^{ZF} , der mit der Aufteilung a auf das Gitter der Mischröhre zurückkommt.

Für die Zf-Steuer Spannung gilt also:

$$U_{\text{st}}^{\text{ZF}} = U_a^{\text{ZF}} \cdot (D + a)$$

Über das Vorzeichen von a wird hier noch keine Aussage gemacht. Dieses ergibt sich vielmehr aus den Brückenbedingungen für die Zf-Spannung und kann später eingeführt werden.

Wenn S_c die Überlagerungssteilheit der verwendeten Röhre bedeutet, so gilt für den Rückmischungsstrom nach dem Vorgesagten:

$$i_R = S_c \cdot U_{\text{st}}^{\text{ZF}} = S_c \cdot U_a^{\text{ZF}} \cdot (D + a) \quad (17)$$

Die Zf-Anodenspannung U_a^{ZF} entsteht andererseits jedoch dadurch, daß die Röhre durch die UKW-Empfangsfrequenz gesteuert wird. Wenn wir beachten, daß die Anodenspannung jeweils um 180° gegen die Gitterspannung gedreht sein muß, können wir also schreiben:

$$U_a^{\text{ZF}} = -U_{\text{st}}^{\text{UKW}} \cdot S_c \cdot Z \quad (18)$$

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Die Steuerspannung einer Röhre folgt im allgemeinen der Bedingung

$$U_{st} = U_g + D \cdot U_a$$

Man berücksichtigt hier durch den Faktor $D \cdot U_a$ die steuernde Wirkung der Anodenspannung. Dabei ist zu beachten, daß in üblichen Verstärkerschaltungen die Anodenspannung gegen die Gitterspannung um 180° gedreht ist. Der zweite Summand wirkt deshalb dem ersten in Wirklichkeit entgegen. In einer Schaltung nach Bild 1 haben wir es für U_{st}^{UKW} jedoch mit einem Spezialfall zu tun: für die Empfangsfrequenz liegt hier nämlich zwischen Gitter und Anode kein nennenswerter Widerstand. Wir können deshalb in erster Näherung annehmen, daß diese beiden Elektroden direkt miteinander verbunden sind. Damit wird die UKW-Spannung an ihnen gleichphasig und wir können schreiben:

$$U_{st}^{UKW} = U_{Gitter}^{UKW} + D \cdot U_{Anode}^{UKW}$$

Aus der direkten Verbindung Gitter-Anode folgt auch die Bedingung:

$$U_{Gitter}^{UKW} = U_{Anode}^{UKW}$$

somit können wir auch schreiben:

$$U_{st}^{UKW} = U_{Gitter}^{UKW} \cdot (1 + D)$$

Für die Zf-Anodenspannung gilt dann nach (18):

$$U_a^{ZF} = -U_{Gitter}^{UKW} \cdot (1 + D) \cdot S_c \cdot Z$$

Aus der Kombination dieses Ausdruckes mit (16) und (17) erhalten wir schließlich:

$$U_{Gitter}^{UKW} = \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{1 - (D + a) \cdot (1 + D) \cdot S_c^2 \cdot Z \cdot \frac{R_e}{2}} \quad (19)$$

Es tritt also tatsächlich eine Rückwirkung auf die UKW-Empfangsspannung ein. Die Größe dieser Rückwirkung hängt von den Röhrendaten (Durchgriff D , Überlagerungsteilheit S_c und Eingangswiderstand R_e), vom wirksamen Zf-Widerstand Z im Anodenkreis der Mischröhre und auch von der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung ab. Bestimmend für die Phase dieser Rückwirkung ist offensichtlich der Ausdruck $D + a$ im Nenner des rechten Bruches. Ist $D + a > 0$, so wird dieser Nenner kleiner als 1, die UKW-Gitterspannung ist dann größer, als es der Empfangs-EMK E allein entsprechen würde. Es liegt also eine Entdämpfung des UKW-Gitterkreises vor.

Wird a negativ und so groß, daß $D + a = 0$ wird, so tritt überhaupt keine Rückwirkung auf, die Röhre ist für die UKW-Empfangsspannung neutralisiert.

Verschiebt man aber a nach noch größeren negativen Werten, so wird $D + a < 0$, der Nenner des rechten Bruches wird größer als 1 und die UKW-Gitterspannung wird kleiner, als sie es ohne Vorliegen einer Rückwirkung wäre. Es besteht dann also eine Gegenkopplung auf der Empfangsfrequenz.

4. Das Zusammenwirken von Zf-Anodenrückwirkung und UKW-Rückmischung

Wie stark sich der innere Widerstand einer Mischröhre durch die Anodenrückwirkung ändert, hängt nach (5) nur vom Durchgriff der verwendeten Röhre und von der Aufteilung a der Zf-Spannung zwischen Anode und Gitter ab.

Für eine gegebene Röhre ist deshalb $R'_i = f(a)$ leicht zu ermitteln.

Umständlicher ist es dagegen, den Einfluß einer evtl. vorhandenen Rückmischung zu übersehen. Die Formel (19) sieht zunächst zwar recht übersichtlich aus, man darf jedoch nicht vergessen, daß sich der im Anodenkreis liegende wirksame Zf-Widerstand Z mit dem Innenwiderstand der Röhre ändert. Dieser Innenwiderstand liegt ja parallel zum Primärkreis des ersten Zf-Bandfilters und bestimmt dadurch maßgeblich dessen Dämpfung. Da der Innenwiderstand selbst durch a in weiten Grenzen verändert werden kann, hängt natürlich die Größe von Z auch von a ab. Will man also für ein gegebenes a die Auswirkung der Rückmischung ermitteln, so muß man zunächst feststellen, wie groß der Innenwiderstand R'_i der Mischröhre für diesen Wert von a wird, Z aus der Parallelschaltung von R'_i mit der Primärseite des Zf-Bandfilters bestimmen und kann dann erst die Gleichung (19) auswerten.

Für die Praxis des Empfängerbaues ist eine solche Berechnung meist zu umständlich, andererseits ist es wichtig, daß man die zu erwartenden Einflüsse wenigstens in ihrer Größenordnung übersehen kann. Es werden deshalb in den Bildern 11 und 12

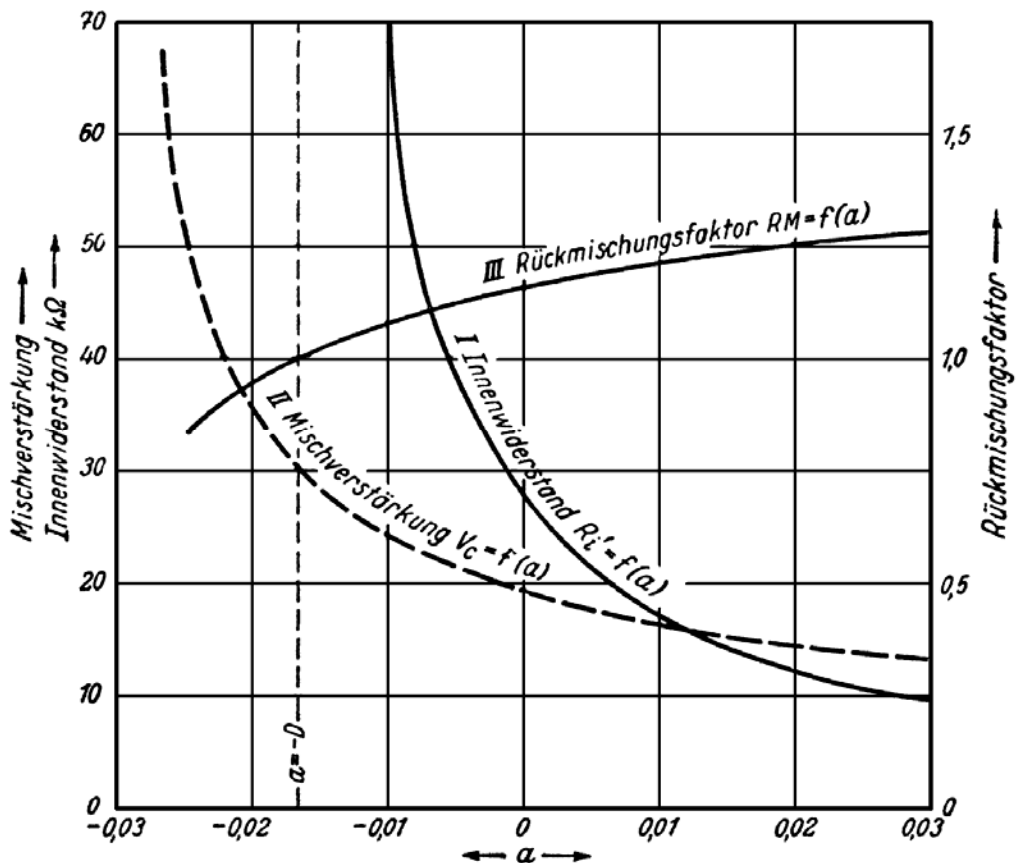


Bild 11. Die Abhängigkeit von scheinbarem Innenwiderstand, Mischverstärkung und Größe der Rückmischung von der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung zum Gitter. Die Angaben gelten für die Röhre EC 92 mit einer Mischsteilheit von $1,8 \text{ mA/V}$ in Verbindung mit einem optimal gekoppelten Zf-Bandfilter, deren Abstimmkreise Resonanzwiderstände von $40 \text{ k}\Omega$ besitzen. Die Eingangsdämpfung der ersten Zf-Röhre wurde mit $100 \text{ k}\Omega$ angenommen.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

zwei besonders charakteristische Fälle dargestellt. Bild 11 gilt für eine EC92, Bild 12 für die Triode der ECH81. Beide Röhren sollen unter normalen Bedingungen betrieben werden. Für die beiden Abstimmkreise des angeschlossenen Zf-Bandfilters wurden Resonanzwiderstände von je 40 k Ω angenommen. Die Kopplung zwischen den beiden Abstimmkreisen soll jeweils optimal mit

$$\frac{k}{\sqrt{d_1 d_2}} = 1$$

eingestellt werden. Der Eingangswiderstand R_g der ersten Zf-Röhre soll 100 k Ω betragen.

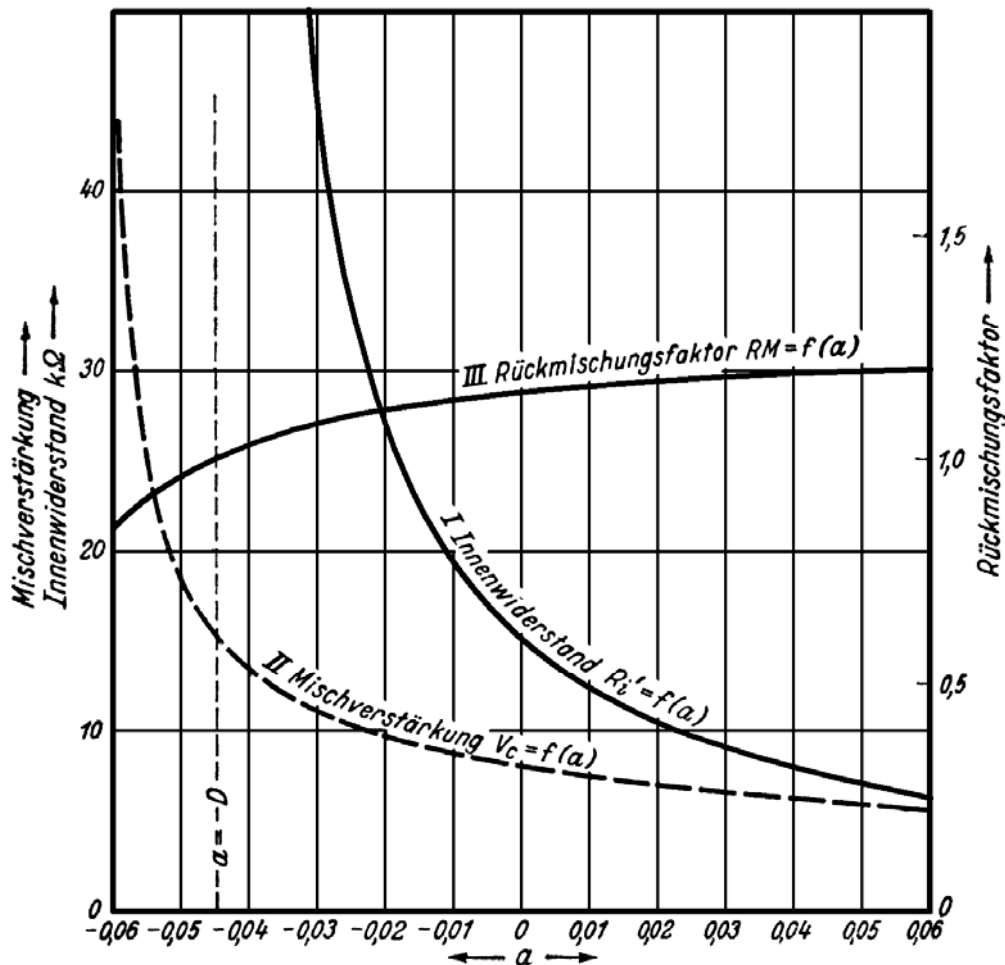


Bild 12. Die Abhängigkeit von scheinbarem Innenwiderstand, Mischverstärkung und Größe der Rückmischung von der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung zum Gitter. Die Angaben gelten für das Triodensystem einer ECH81 mit einer Mischsteilheit von 0,9 mA/V in Verbindung mit einem optimal gekoppelten Zf-Bandfilter, dessen Abstimmkreise Resonanzwiderstände von je 40 k Ω besitzen. Die Eingangsdämpfung der ersten Zf-Röhre wurde mit 100 k Ω angenommen.

Für den Verlauf von $R'_i = f(a)$ ist es gleichgültig, ob eine Schaltung nach Bild 1 oder 6 verwendet wird. Dagegen bezieht sich der dargestellte Einfluß der Rückmischung nur auf die Schaltung 1, da nur hier eine Kopplung zwischen Anode und Gitter über einen gemeinsamen UKW-Widerstand besteht. In einer solchen Schaltung sinkt der Eingangswiderstand R_e der Mischröhre verhältnismäßig stark ab, da für die Empfangsspannung Anode und Gitter direkt miteinander verbunden sind. Es wurde deshalb ein Wert von $R_e = 440$ bzw. 780 Ohm angenommen.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Die Größe der UKW-Rückmischung wurde in den Bildern 11 und 12 durch einen „Rückmischungsfaktor“ $RM = f(a)$ dargestellt. Dieser Rückmischungsfaktor ist identisch mit dem rechten Bruch in (19). Nimmt also RM z.B. den Wert 1,1 an, so bedeutet das, daß die UKW-Gitterspannung um 10% größer ist, als es der Empfangs-EMK allein entsprechen würde. Es besteht dann eine positive Rückwirkung. Für $RM = 1$ ist die Mischstufe für die Empfangsfrequenz neutralisiert und für $RM = 0,5$ besteht eine UKW-Gegenkopplung von 1 : 2.

Den Bildern 11 und 12 kann man folgendes entnehmen: Je größer man a in positiver Richtung macht, desto kleiner wird der wirksame Innenwiderstand der Röhre. Der Rückmischungsfaktor sollte in diesem Gebiet mit größer werdendem a deutlich ansteigen. Der Einfluss des sich gleichzeitig ändernden Innenwiderstandes wirkt diesem Ansteigen jedoch so stark entgegen, daß RM in weiten Grenzen ungefähr konstant einen Wert von etwa 1,2 bis 1,3 behält. Man kann in einer Schaltung nach Bild 1 durch den Rückmischungseffekt also höchstens eine UKW-Entdämpfung von etwa 20—30% erzeugen¹⁾.

Bei $a = -D$ wird $R'_i = \infty$, die Mischröhre dämpft dann das angeschlossene Bandfilter überhaupt nicht mehr. Rückmischung tritt in diesem Zustand nicht auf, RM wird gleich 1.

Wird $(D - a) < 0$, so wird R'_i negativ, die Mischröhre entdämpft also das erste Zf-Bandfilter. Der UKW-Eingangskreis wird jetzt jedoch bedämpft, da $RM < 1$ wird.

Aus diesen Tatsachen kann man ohne weiteres den Bereich bestimmen, in welchem a normalerweise liegen sollte.

Für $a > 0$ wird der wirksame Innenwiderstand der Mischröhre kleiner als der an sich schon verhältnismäßig kleine natürliche Wert. Die Mischverstärkung und die Selektion des ersten Bandfilters werden dadurch besonders ungünstig beeinflusst. Irgendein merklicher Gewinn auf der UKW-Seite tritt nur in bestimmten Schaltungsarten auf, überdies dürfte ein solcher Gewinn niemals so groß sein, daß dadurch ein merkliches Abfallen der Mischverstärkung ausgeglichen werden kann.

Bei $D = -a$ ist die Mischstufe bereits stark entdämpft, es empfiehlt sich also aus Stabilitätsgründen, den Wert von a nicht noch weiter ins negative Gebiet zu verschieben. Eine solche Verschiebung würde überdies u. U. eine UKW-Gegenkopplung und somit einen Verstärkungsverlust im Gitterkreis zur Folge haben.

a sollte deshalb stets so gewählt werden, daß es zwischen $-D$ und 0 liegt. In diesem Gebiet arbeitet man prinzipiell mit einer Zf-Rückkopplung und es taucht sofort die Frage auf, ob eine solche Dimensionierung nicht ein Selbstschwingen des Empfängers zur Folge haben kann. Die Antwort auf diese Frage gibt zunächst (5). Selbstschwingen kann nur dann auftreten, wenn R'_i negativ und gleichzeitig kleiner als der Eingangswiderstand des Bandfilters wird. Nimmt man einen extrem ungünstigen Betriebsfall an, bei welchem die beiden Einzelkreise dieses Bandfilters miteinander sehr lose gekoppelt werden, so ist der Eingangswiderstand des Bandfilters praktisch gleich dem Resonanzwiderstand des Primärkreises. Wählt man diesen Resonanzwiderstand wieder mit 40 k Ω , so wird Selbstschwingen der Mischstufe nur dann eintreten können, wenn R_i negativ und in seinem Wert kleiner als 40 k Ω wird.

Es wäre also zu überlegen, ob sich z. B. durch ein Ansteigen der Betriebsspannungen oder durch Röhrenwechsel die Rückkopplungsbedingungen so stark ändern können, daß der scheinbare Innenwiderstand der Röhre unter -40 k Ω absinkt.

¹⁾ Gilt nur für optimale Kopplung des ersten Bandfilters. Wird dieses Bandfilter unteroptimal gekoppelt, so steigt der Primärwiderstand an, die UKW-Entdämpfung vergrößert sich dann entsprechend. Ebenso hat eine überoptimale Kopplung eine Verkleinerung des Rückmischungseffektes gegen die hier angegebenen Werte zur Folge.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Dazu wollen wir zunächst die Gleichung (5) so umformen, daß R'_i durch S und D ausgedrückt wird. Sie nimmt dann folgende Form an:

$$R'_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{D+a} \quad (20)$$

Man sieht hier sofort, daß sich der scheinbare Innenwiderstand (bei konstantem Durchgriff) umgekehrt proportional mit der Steilheit ändert. Solange $D + a > 0$ ist, wird ein Ansteigen der Steilheit R'_i verkleinern und somit eine Art Gegenkopplung ergeben, die wieder einer Selbsterregung entgegenwirkt. Umgekehrt wirkt sich dagegen eine Steilheitserhöhung in jenem Gebiet aus, wo $D + a < 0$ wird. Hier unterstützt sie die Schwingneigung. Diese Tatsache ist ein Grund mehr dafür, a nicht zu stark negativ zu machen.

Im übrigen sind Schwankungen der mittleren Steilheit bei einer selbstschwingenden Mischstufe nur in geringem Umfang zu erwarten. Eine solche Stufe hat die Eigenschaft, ihre Steilheit auch bei starken Schwankungen der Betriebsspannungen weitgehend konstant zu halten. Diese Tatsache ist leicht zu verstehen, wenn man bedenkt, daß z. B. eine Erhöhung der Anodenspannung selbstverständlich auch ein kräftigeres Schwingen auf der Oszillatorfrequenz zur Folge hat. Dadurch verlagert sich die Gleichspannung am Gitter nach größeren negativen Werten. Größere negative Vorspannung bedeutet jedoch wieder ein Absinken der mittleren Steilheit. Es tritt in einer solchen Mischstufe also eine Art Gegenkopplung ein, welche die Steilheit der schwingenden Röhre konstant zu halten sucht, auch wenn sich die Anodenspannung in weiten Grenzen ändert. Etwas Ähnliches gilt für Schwankungen der Heizspannung.

Diesen Effekt kann man z. B. dadurch verfolgen, daß man den Resonanzwiderstand des ersten Zf-Kreises bei verschiedenen großen Anodenspannungen mißt. Das Ergebnis einer solchen Messung zeigt Bild 13. Es wurde dort eine EC92 in der gleichen Schaltung einmal ohne (untere Kurve) und einmal mit Zf-Brücke (obere Kurve) betrieben. Die Zf-Brücke war dabei so abgeglichen, daß der scheinbare Innenwiderstand der Röhre ungefähr gleich ∞ würde.

Bis zu Anodenspannungen von etwa 80 Volt war die Schwingspannung relativ klein, so daß sie der Veränderung des Innenwiderstandes nicht genügend kräftig ent-

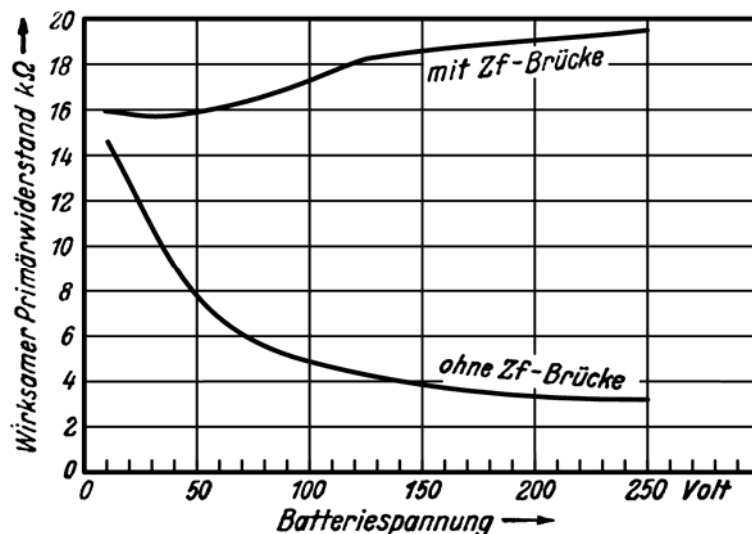


Bild 13. Widerstand der Parallelschaltung einer Mischröhre EC92 mit dem Primärkreis eines Zf-Bandfilters in Abhängigkeit von der zugeführten Anodenspannung

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

gegenwirken konnte. Dagegen zeigen beide Kurven zwischen etwa 80 und 240 Volt Anodenspannung einen ausgesprochen flachen Verlauf. Es besteht demnach eine große Sicherheit gegen unerwünschte Selbsterregung.

Neben einer Steilheitsänderung könnten natürlich auch Streuungen des Durchgriffs der Mischröhre (beim Röhrenwechsel) zum Schwingen auf der Zf führen. Wie stark sich solche Streuungen auswirken können, hängt in erster Linie davon ab, wie stark man die Zf durch eine entsprechende Dimensionierung der Zf-Brücke entdämpft.

Wir wollen annehmen, daß diese Entdämpfung so groß sein soll, daß der scheinbare Innenwiderstand der Röhre n -mal größer ist, als ihr natürlicher Innenwiderstand. Es muß dann gelten:

$$R'_i = \frac{n}{S \cdot D} \quad (21)$$

Durch Gleichsetzen dieses Wertes mit R'_i aus Gleichung (20) erhält man die zugehörige Größe von a mit:

$$a = D \cdot \left(\frac{1}{n} - 1 \right) \quad (22)$$

Wir wollen nun annehmen, daß sich — bei sonst gleichbleibenden Verhältnissen — die Größe von D um den Betrag ΔD ändern soll. Der wirksame Innenwiderstand soll dann den Wert R'_i annehmen. Aus (20) und (21) können wir dann folgenden Ausdruck bilden:

$$R''_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{D + \Delta D + D \left(\frac{1}{n} - 1 \right)} = \frac{1}{S} \cdot \frac{n}{D + n\Delta D} \quad (23)$$

Wenn wir feststellen wollen, wie sich der scheinbare Innenwiderstand unter dem Einfluß, der Durchgriffsstreuung ΔD gegenüber dem ursprünglichen Wert R'_i geändert hat, so können wir einfach durch (21) dividieren. Wir erhalten dann:

$$\frac{R''_i}{R'_i} = \frac{1}{S} \cdot \frac{n}{D + n\Delta D} \cdot \frac{S \cdot D}{n} = \frac{1}{1 + n \frac{\Delta D}{D}} \quad (24)$$

Die Auswertung dieser Gleichung zeigt **Bild 14**. Es ist dort die relative Änderung des scheinbaren Innenwiderstandes in Abhängigkeit von $\Delta D : D$ dargestellt.

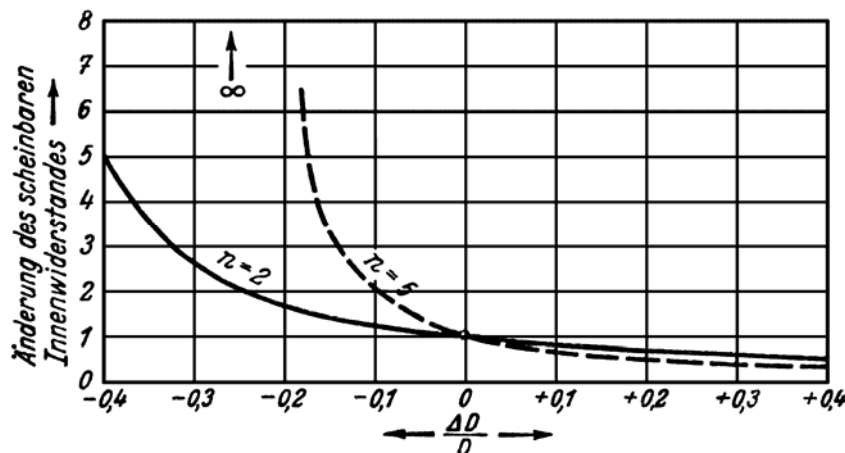


Bild 14. Einfluß der Durchgriffs-Streuung auf die relative Größe des scheinbaren Innenwiderstandes

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Beträgt die Durchgriffsänderung $\pm 20\%$ (entsprechend $\Delta D : D = \pm 0,2$), und hatte man R'_i ursprünglich mit $2 R_i$ gewählt (entsprechend $n = 2$), so ändert sich der zu erwartende scheinbare Innenwiderstand innerhalb der Grenzen von $1,66 R'_i$ und $0,71 R'_i$. Beträgt also der natürliche Innenwiderstand der verwendeten Röhre $28\text{ k}\Omega$, so kann man im Betrieb mit Widerständen zwischen etwa 93 und $40\text{ k}\Omega$ rechnen. Legt man hinter die Mischstufe ein Zf-Bandfilter mit Kreisen von je $40\text{ k}\Omega$ Resonanzwiderstand und nimmt man die Eingangsdämpfung der ersten Zf-Röhre mit $100\text{ k}\Omega$ an, so wird der Übertragungswiderstand dieses Bandfilters infolge der Durchgriffsstreuung der Mischröhre zwischen etwa 14 und $11,8\text{ k}\Omega$ schwanken.

Die Mischverstärkung ändert sich demnach um etwa $\pm 10\%$ gegen einen Mittelwert. Eine solche Streuung ist zu vernachlässigen.

Anders werden die Verhältnisse dagegen, wenn man die Zf-Brücke von vornherein so ausgelegt hat, daß der scheinbare Innenwiderstand einer Röhre mit mittlerem Durchgriff wesentlich größer wurde, als der natürliche Wert. Hat man z. B. das Fünffache dieses Wertes eingestellt, so gilt die Kurve $n = 5$ in Bild 14. Bei $\pm 20\%$ Durchgriffsstreuung liegen dann die Extremwerte von R''_i zwischen ∞ und $0,5 R'_i$. Wir müssen bei der oben erwähnten Röhre also mit scheinbaren Innenwiderständen zwischen ∞ und $70\text{ k}\Omega$ rechnen. Der Übertragungswiderstand liegt dann zwischen etwa 17 und $13\text{ k}\Omega$. Auch dieser Streubereich ist zwar noch nicht groß, man nähert sich aber bedenklich der Stelle, wo die Röhre das Zf-Bandfilter zu entdämpfen beginnt.

Außer der Steilheit und dem Durchgriff der Röhre kann auch noch ihre Gitter-Anodenkapazität streuen. Dadurch ändert sich die Aufteilung a der Anodenspannung. Will man diesen Einfluß verfolgen, so muß man (20) und (21) gleichsetzen und auf diese Weise ermitteln, welcher Wert von D bei gegebenem a notwendig ist, um einem gewünschten scheinbaren Innenwiderstand R'_i zu erhalten. Es ergibt sich dann:

$$D = a \cdot \frac{n}{1-n}$$
$$R'_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{a \cdot \frac{n}{1-n} + a} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1-n}{a} \quad (25)$$

Ändert sich jetzt die Aufteilung a um den Betrag Δa , so erhalten wir wieder einen neuen scheinbaren Innenwiderstand R''_i :

$$R''_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{a \cdot \frac{n}{1-n} + a + \Delta a} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1-n}{a + (1-n)\Delta a} \quad (26)$$

Die relative Widerstandsänderung erhalten wir wieder, wenn wir (26) durch (25) dividieren:

$$\frac{R''_i}{R'_i} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1-n}{a + (1-n)\Delta a} \cdot \frac{S \cdot a}{1-n} = \frac{1}{1 + (1-n) \frac{\Delta a}{a}} \quad (27)$$

Bild 15 zeigt die Auswertung dieser Gleichung. Auch hier sieht man, daß die Aufteilung a in ziemlich weiten Grenzen schwanken darf, wenn man n nicht zu groß macht. Bei $n = 2$ (also: scheinbarer Innenwiderstand gleich dem doppelten natürlichen Wert) ergeben Streuungen von a um $\pm 20\%$ Widerstandsänderungen im Verhältnis $1,25 : 0,83$. Bei $n = 5$ steigt dieses Verhältnis aber bereits auf $5 : 0,55$ an.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

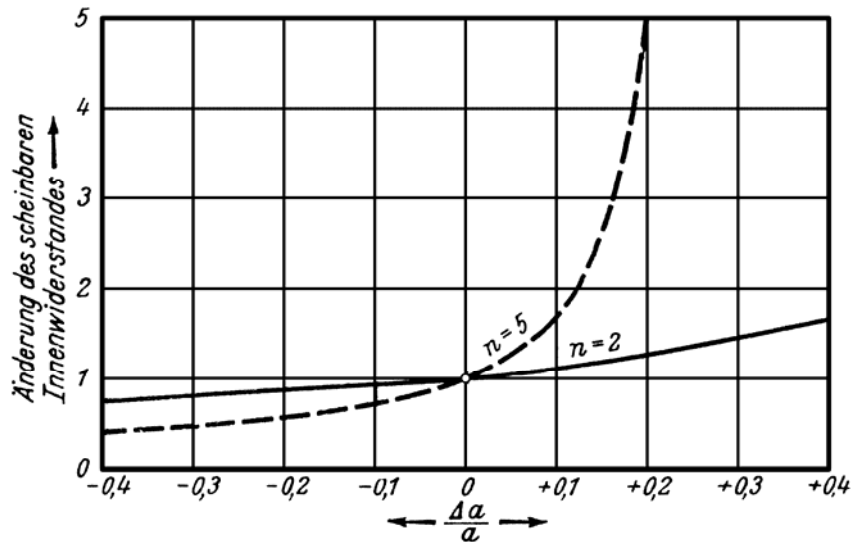


Bild 15. Einfluß der Streuung der Aufteilung a der Zf-Anodenspannung auf die relative Größe des scheinbaren Innenwiderstandes

Falls man eine Triodenmischstufe ohne Verwendung einer Zf-Brücke aufbaut, so ergibt sich a einfach als das Verhältnis der Gitter-Anodenkapazität zum Gitterkondensator. Streut die Gitter-Anodenkapazität, so hat die Größe des Gitterkondensators keinen Einfluß auf das Verhältnis $\Delta a : a$ und somit nach (27) auch nicht auf die zu erwartende relative Änderung des scheinbaren Innenwiderstandes.

Verwendet man dagegen eine Zf-Brücke, so wird die Größe von a durch (13) bestimmt. Die Verhältnisse sind dann relativ kompliziert. Eine genaue Betrachtung zeigt, daß $\Delta a : a$ umso größer wird, je kleiner man den Gitterkondensator der Mischröhre wählt. Man sollte deshalb an dieser Stelle 40 bis 50 pF möglichst nicht unterschreiten.

Aus dem Vorgesagten geht klar hervor, daß man nur bei einer individuellen Einpegelung eines Empfängers $R'_i = \infty$ wählen darf, ohne daß im Betrieb Unstabilität bzw. Selbsterregung der Mischröhre auf der Zwischenfrequenz befürchtet werden müßte. In einer Serienfertigung ist jedoch ein solches individuelles Einpegeln eines jeden Empfängers meist nicht möglich, alle Toleranzen kommen also voll zur Geltung. Ebenso soll ein serienmäßig hergestellter Empfänger auch bei Röhrenwechsel stabil bleiben. Es empfiehlt sich hier deshalb, a so zu wählen, daß R'_i etwa gleich $2R_i$ wird, daß die Mischröhre also einen wirksamen Innenwiderstand annimmt, der etwa dem doppelten natürlichen Wert entspricht.

R'_i soll demnach betragen:

Für die Röhre EC 92 etwa 50 bis 60 k Ω ,

für die Triode der ECH 81 etwa 30 k Ω .

In den Bildern 11 und 12 zeigen die Kurven II, welche Mischverstärkung man erwarten kann, wenn das erste Zf-Bandfilter aus zwei jeweils optimal gekoppelten Abstimmkreisen mit einem Resonanzwiderstand von je 40 k Ω besteht. Der Eingangswiderstand R_g der ersten Zf-Röhre wurde daher mit 100 k Ω angenommen. Die dargestellten Kurven gelten für die maximal erzielbare Mischsteilheit. Die optimale Mischsteilheit der EC 92 liegt bei etwa 1,8 mA/V, man kann mit ihr bei der oben empfohlenen Einpegelung mit $R'_i = 2R_i$ also eine rund 23fache Mischverstärkung erzielen.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Dazu ist eine Aufteilung der Anoden-Wechselspannung von etwa $a = -0,007$ bis $-0,008$ notwendig.

Würde man diese Röhre dagegen so betreiben, daß ihr wirksamer Innenwiderstand $R'_i = \infty$ wird, so würde die Mischverstärkung dann rund 30 betragen. Bei etwa $a = -0,0275$ ist Selbstschwingen der Röhre zu erwarten.

Bild 11 zeigt ferner, daß R'_i und besonders die Mischverstärkung sich bei Innenwiderständen über etwa 50 bis 60 k Ω stark zu ändern anfangen. Man wird also in diesem Gebiet bereits bei kleinen Änderungen von a mit stark veränderten Verhältnissen rechnen müssen.

Bei der Triode der ECH 81 betragen die zu erwartenden Mischverstärkungen:

Bei $a = 0,022$: $R'_i = 2R_i$, d. i. etwa 30 k Ω Mischverstärkung: etwa 10,

bei $a = -0,045$: $R'_i = \infty$, Mischverstärkung: etwa 15.

Bei einer Aufteilung von ungefähr $a = -0,062$ ist hier Selbsterregung auf der Zf zu erwarten.

5. Das Einstellen der richtigen Arbeitsbedingungen

Die richtige Einstellung des Arbeitspunktes ist für ein gutes und verlässliches Funktionieren der Mischstufe außerordentlich wichtig.

Nach den oben abgeleiteten Formeln kann man die dazu notwendige Größe der einzelnen Kondensatoren zwar theoretisch ermitteln, im praktischen Betrieb werden jedoch stets gewisse Abweichungen von diesen errechneten Werten zu erwarten sein. Will man also gute Ergebnisse erhalten, so muß man einen einmal gewählten Aufbau meßtechnisch überprüfen und richtig einpegeln.

Es empfiehlt sich, bei der Einpegelung einer Schaltung nach Bild 6 folgendermaßen vorzugehen:

- a) Es wird zunächst grob kontrolliert, ob der Oszillator den gewünschten Frequenzbereich überdeckt.
- b) Die richtige Größe der Rückkoppelspule wird ermittelt. Zu diesem Zweck wird ein genügend empfindliches Gleichstrom-Instrument in Serie mit dem Gitter-Ableitwiderstand R gelegt.

Die auf diese Weise gemessene Schwingspannung soll betragen:

Bei der EC 92 etwa 2,5 bis 5 Volt,

bei der Triode der ECH 81 etwa 5 bis 6 Volt.

- c) Ein Röhrenvoltmeter wird zwischen den Punkt I und das Chassis gelegt und durch Verstellen des Trimmers C_6 auf den kleinsten Ausschlag gebracht. Der Oszillatorkreis wird dadurch verstimmt, ein Nachgleichen des Frequenzbereichs ist meist nötig.
- d) Der wirksame Innenwiderstand der Röhre in schwingendem Zustand wird auf den gewünschten Wert gebracht. Am einfachsten erfolgt das durch Messung der Dämpfung des ersten Zf-Kreises. Zu diesem Zweck wird nach Bild 16 der Sekundärkreis des auf die Mischröhre folgenden Bandfilters aufgetrennt und an die dadurch freigewordene Spule L_6 ein Röhrenvoltmeter RV angeschlossen. Wenn die Eingangskapazität dieses Röhrenvoltmeters genügend klein ist, so ist dann die Sekundärseite des Bandfilters gegen seine Betriebsfrequenz so weit verstimmt, daß über eine praktisch aperiodische Ankopplung an den Primärkreis erfolgt. Die von RV angezeigte Hf-Spannung entspricht deshalb — bis auf einen Proportionalitätsfaktor — der Primärspannung. Man kann also durch Einspeisen einer Meß-

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

frequenz in den Gitterkreis der Mischstufe die Resonanzkurve des Zf-Kreises aufnehmen.

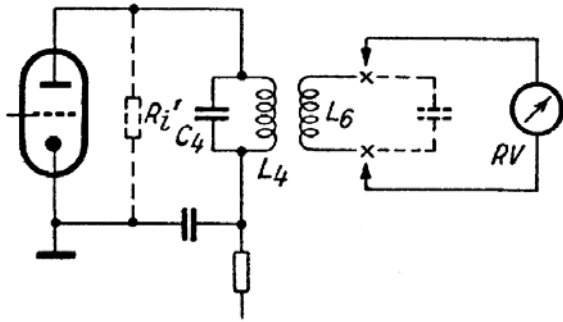


Bild 16. Prinzipschaltbild für das Einpegeln des scheinbaren Innenwiderstandes. Der Sekundärkreis des ersten Bandfilters wird aufgetrennt, an die Sekundärspule L_6 wird ein Röhren-Voltmeter RV gelegt

Dabei geht man am besten so vor, daß man einen Meßsender an das Gitter der UKW-Vorstufe legt. Bei Geräten ohne UKW-Vorstufe wird der Meßsender an die Antennenklemmen angeschlossen. Evtl. vorhandene Zf-Sperrkreise sind kurzzuschließen.

Bei einer Meßfrequenz von etwa 10 MHz ist in einem solchen Aufbau die Energieübertragung meist so günstig, daß man — selbst dann, wenn die Heizung der Mischröhre abgeschaltet ist — mit Meßsenderspannungen von höchstens 50 mV an einem genügend empfindlichen Röhren-Voltmeter gut ablesbare Ausschläge erhält.

Das Einpegeln des Innenwiderstandes der Mischröhre erfolgt am besten durch einen Vergleich mit einem bekannten Widerstand. Ein Schicht-Widerstand von der gewünschten Größe wird parallel zu L_4C_4 gelegt, und der Heizkreis der Mischröhre oder ihre Anodenspannung wird abgeklemmt.

Der Primärkreis L_4C_4 muß jetzt eine Dämpfung besitzen, wie sie später im Betriebsfall bestehen soll. Durch Verändern der Meßfrequenz in der Nähe von 10,7 MHz kann man die Resonanzkurve des so bedämpften Abstimmkreises ermitteln. Anschließend wird der Parallelwiderstand wieder abgeklemmt und die Mischröhre normal in Betrieb genommen. Da die Röhre die zugeführte Zf-Spannung jetzt verstärkt, muß man die Meßsenderspannung um einen entsprechenden Betrag herabsetzen, um am Röhren-Voltmeter die gleichen Spannungen zu erhalten wie bei der vorhergehenden Messung.

Durch Verändern des Kondensators C_F kann man jetzt den Innenwiderstand der Mischröhre auf den Wert des ursprünglich eingesetzten Schichtwiderstandes bringen. Die Dämpfung — und somit der Verlauf der Resonanzkurve — des Kreises L_4C_4 muß sich dann mit den in der ersten Messung ermittelten Ergebnissen decken.

Man kann mit dieser einfachen Methode den Innenwiderstand von schwingenden Mischröhren mit relativ großer Genauigkeit ermitteln. Eine Abwandlung des Verfahrens — etwa in der Weise, daß man das Röhren-Voltmeter parallel zu L_4C_4 legt — kann nicht empfohlen werden, weil dadurch die Zf-Brücke gegen den Betriebszustand verstimmt wird. Ebenso wäre es falsch, den Meßsender so anzuschalten, daß er die Zf-Widerstände im Gitterkreis merklich verändert. Legt man z. B. den Meßsender unmittelbar zwischen das Chassis und den Punkt I in Bild 6, so schließt man dadurch einen Teil der Zf-Brücke kurz und arbeitet dann unter vollkommen veränderten Bedingungen.

6. Betriebsdaten und Meßergebnisse

Für selbstschwingende UKW-Mischstufen eignen sich die EC92 und die Triode der ECH81 besonders gut.

Wichtig für die richtige Dimensionierung von UKW-Mischstufen sind dagegen vor allem: die Mischsteilheit S_c , der Eingangswiderstand R_e , der natürliche Innenwiderstand R_i und der äquivalente Rauschwert R_a . Alle diese Größen hängen zum Teil stark von der Schwingspannung und den übrigen Arbeitsbedingungen ab.

Die nachstehenden Bilder 17 bis 27 zeigen den Einfluß der Schwingspannung und des Gitter-Ableitwiderstandes. Die entsprechenden Messungen wurden in einer Schaltung nach Bild 28 durchgeführt. Als „Schwingspannung“ wurde dabei jeweils die am Gitter-Ableitwiderstand stehende Richtspannung bezeichnet (also das Produkt $R_g \cdot I_g$).

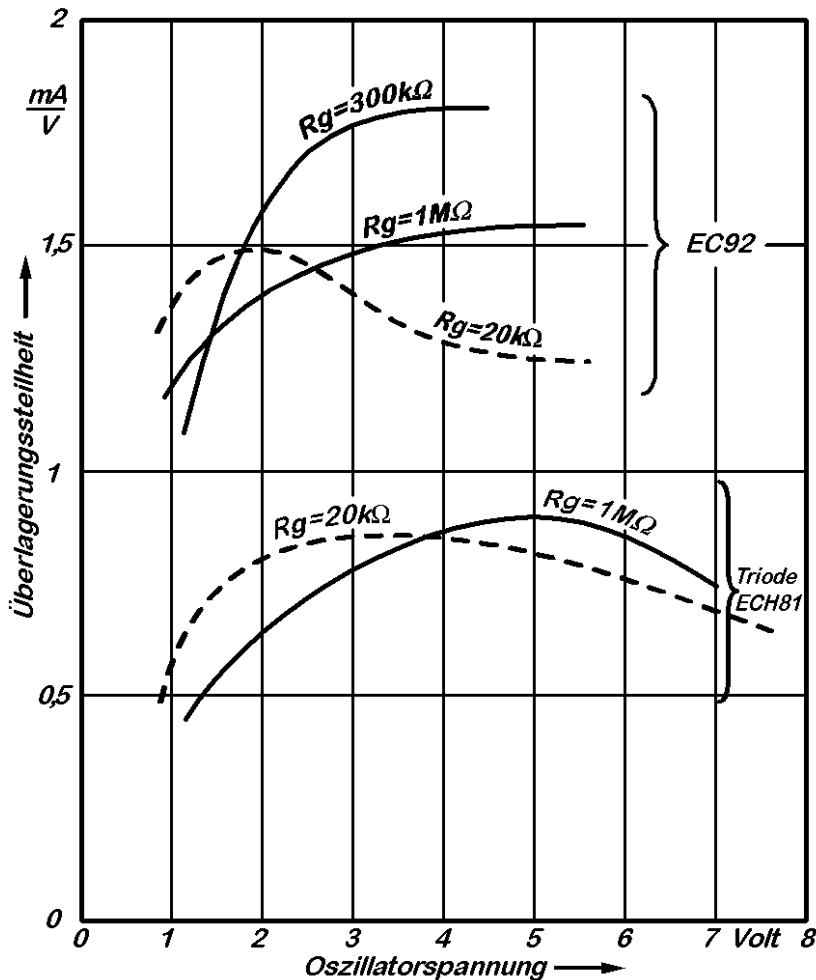


Bild 17. Mischsteilheit der EC92 und der Triode der ECH81, in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung

Bild 17 zeigt die Abhängigkeit der Mischsteilheit von der Oszillatorspannung. Wie man sieht, kann man große Mischsteilheiten schon bei verhältnismäßig kleinen Schwingspannungen erreichen. Die EC92 besitzt eine maximale Mischsteilheit von etwa 1,8 mA/V bei einer Schwingspannung von 3,5 bis 4 V und bei einem Gitter-Ableitwiderstand von etwa 200 bis 300 k Ω . Die maximale Mischverstärkung liegt bei etwa 4 bis 4,5 V Schwingspannung, da der Innenwiderstand der Röhre mit Erhöhung der Oszillatorspannung in diesem Gebiet noch ansteigt (siehe Bild 27).

Die Triode der ECH81 erreicht ihre günstigste Mischverstärkung bei einer Schwingspannung von etwa 5 V.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Bild 18 zeigt den Einfluß des Gitter-Ableitwiderstandes auf die Mischsteilheit. Bei der EC92 ergibt sich ein deutliches Optimum bei etwa 200 bis 300 k Ω . Die Mischsteilheit der Triode der ECH81 läßt sich durch den Gitter-Ableitwiderstand dagegen nur wenig beeinflussen.

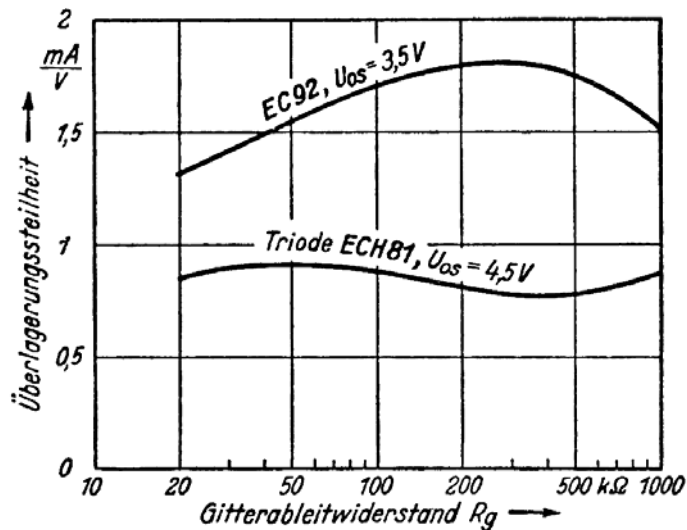


Bild 18. Mischsteilheit der EC92 und der Triode der ECH81, in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand

Die Bilder 19 und 20 zeigen die Abhängigkeit des elektronischen Eingangswiderstandes R_e von der Schwingspannung und von der Größe des Gitterableitwiderstandes. Diese Angaben gelten für eine Empfangsfrequenz von 90 MHz.

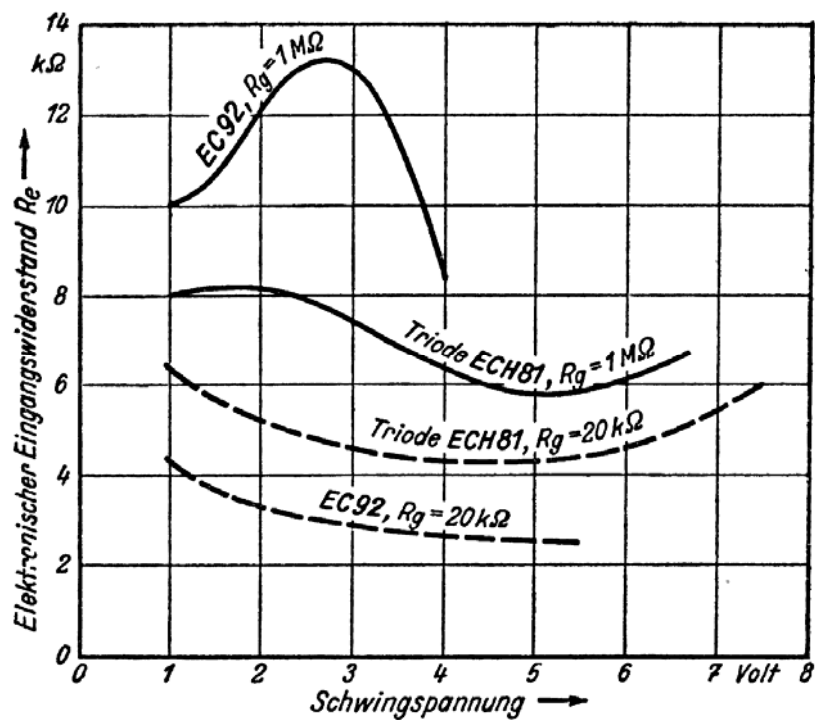


Bild 19. Elektronischer Eingangswiderstand in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

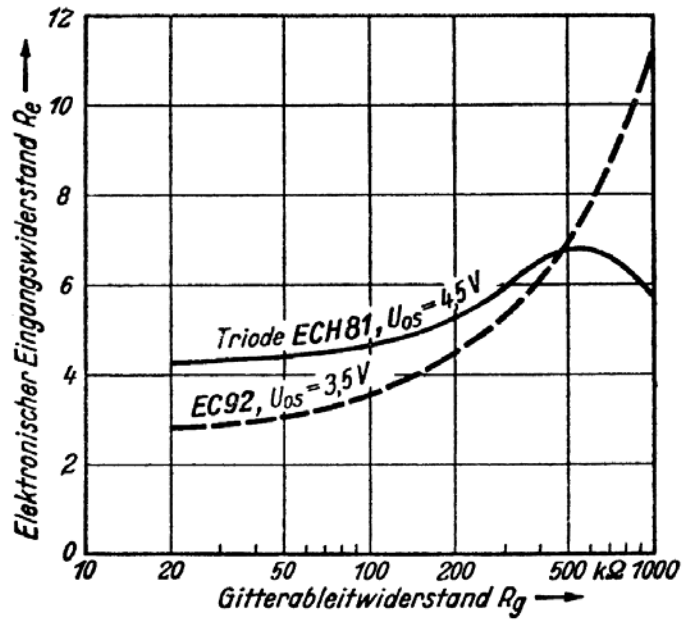


Bild 20. Elektronischer Eingangswiderstand in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand

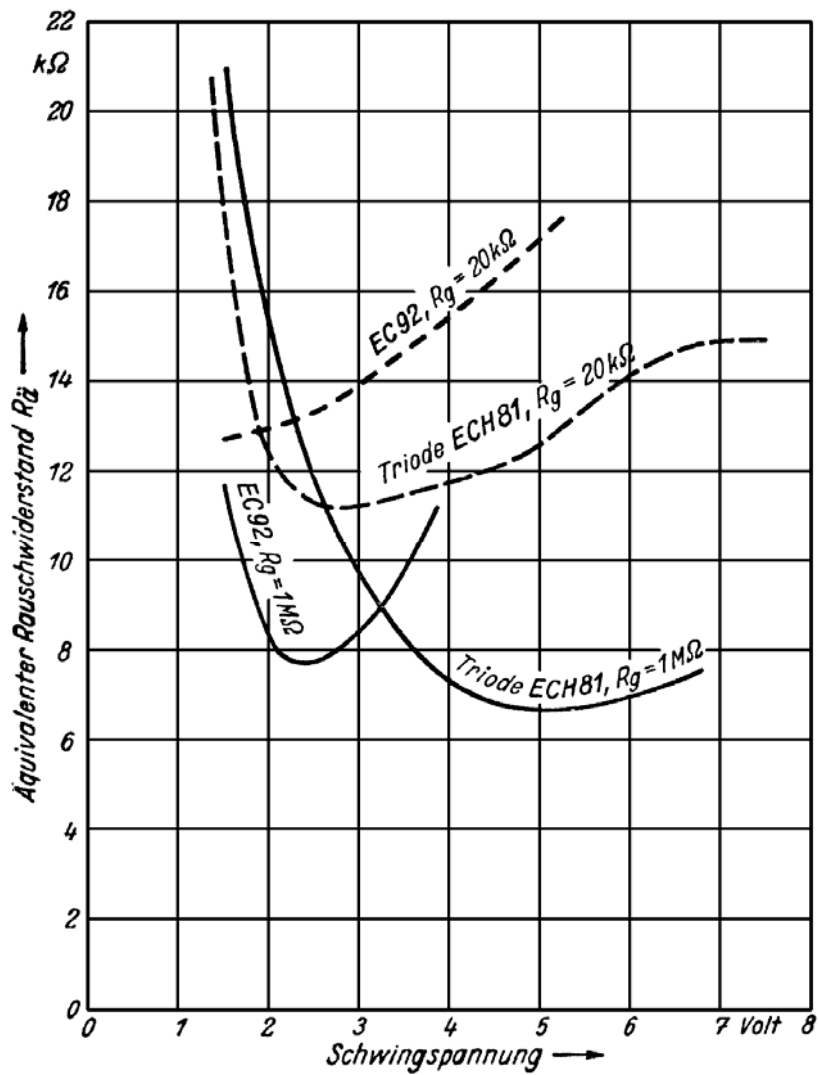


Bild 21. Äquivalenter Rauschwert in Abhängigkeit von der Oszillator-Spannung

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

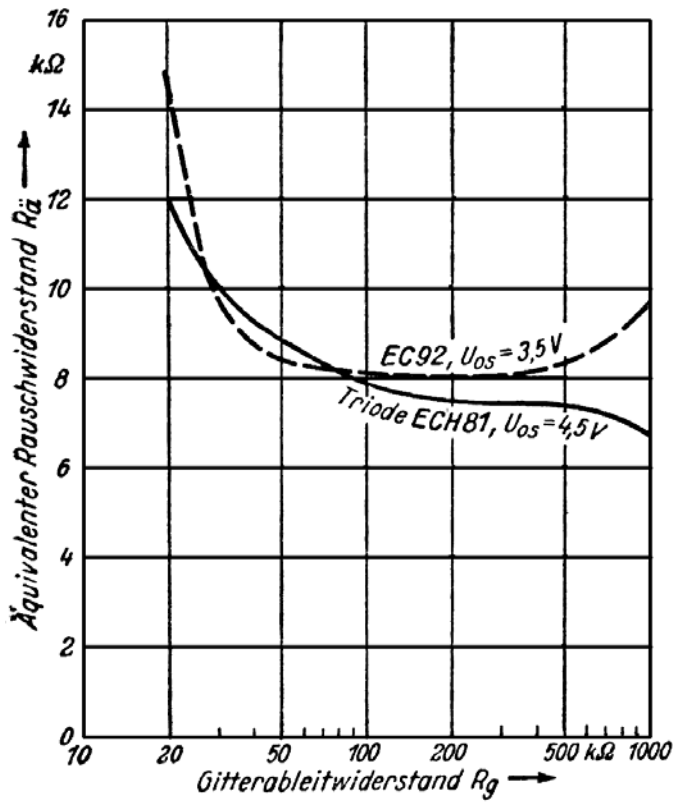


Bild 22. Äquivalenter Rausch-widerstand in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand

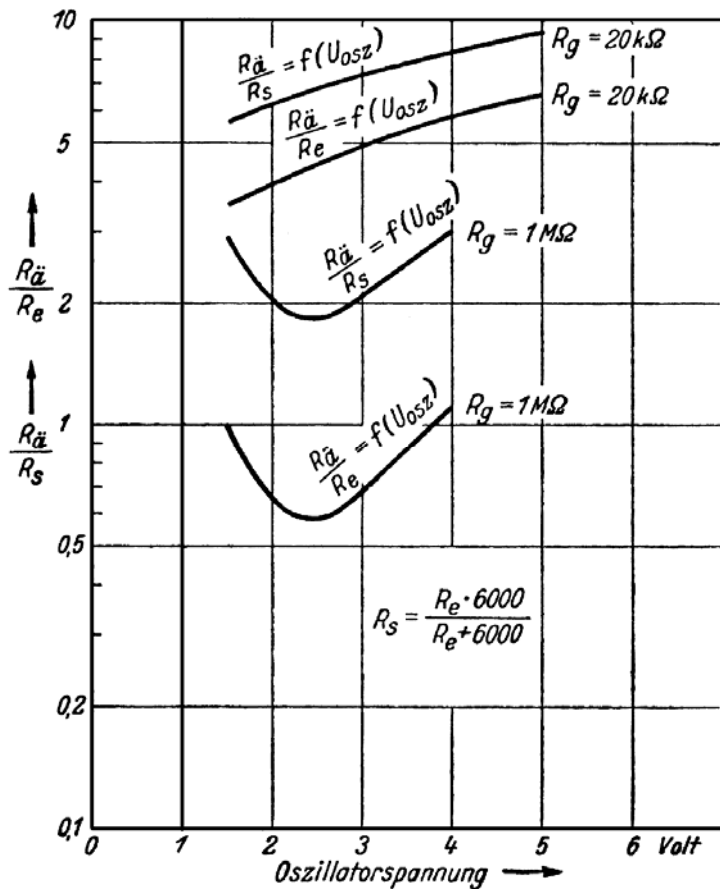


Bild 23.

$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e}$ und $\frac{R_{\ddot{a}}}{R_s}$ in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung, gilt für die Röhre EC92. R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit $6 k\Omega$ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

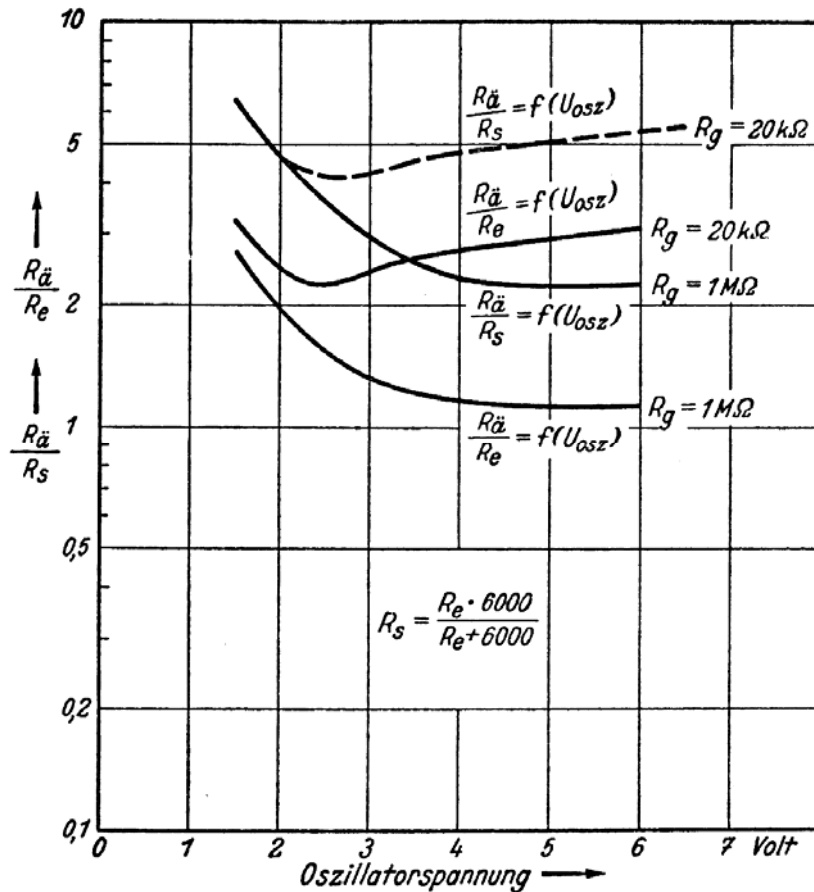


Bild 24.

$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e}$ und $\frac{R_{\ddot{a}}}{R_s}$ in Abhängigkeit von der Oszillator Spannung, gilt für die Triode der ECH 81.

R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit 6 kΩ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt

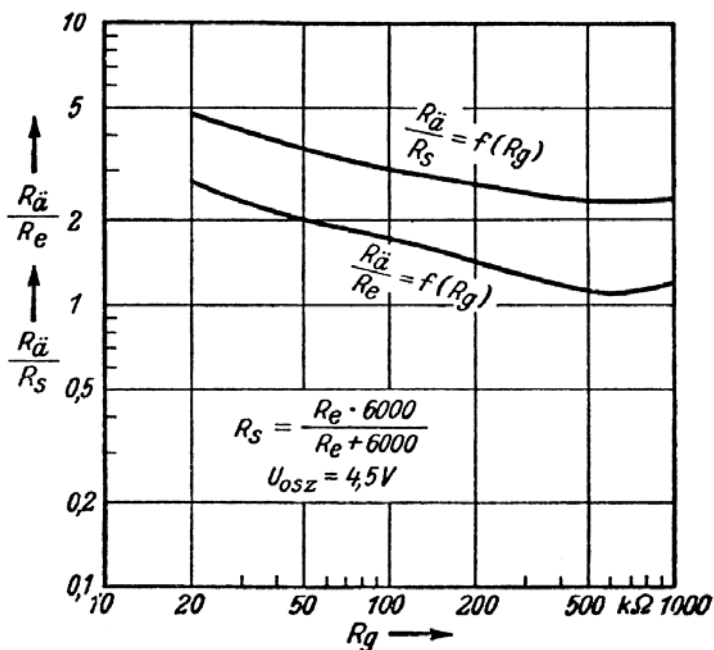


Bild 25.

$\frac{R_{\ddot{a}}}{R_e}$ und $\frac{R_{\ddot{a}}}{R_s}$ in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand, gilt für die Röhre EC 92. R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit 6 kΩ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

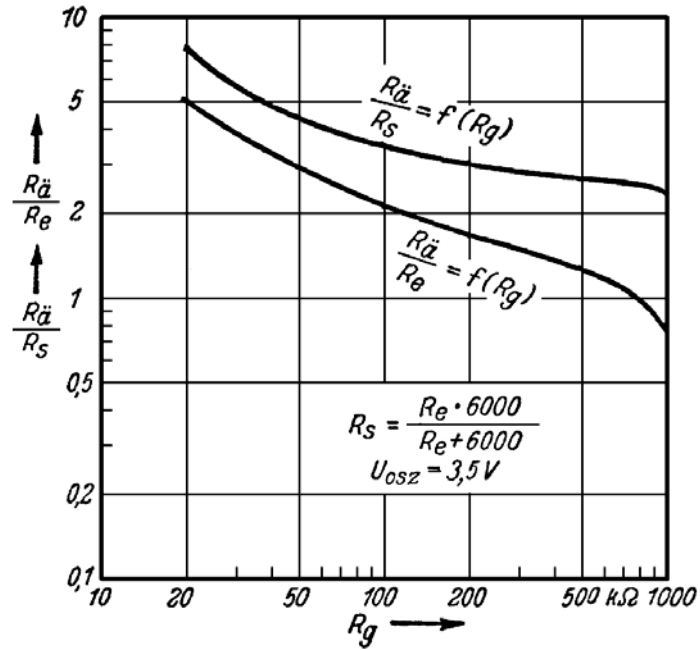


Bild 26.

$\frac{R_a}{R_e}$ und $\frac{R_a}{R_s}$ und in Abhängigkeit vom Gitter-Ableitwiderstand, gilt für die Röhre ECH81.

R_s bedeutet den resultierenden Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung eines Abstimmkreises mit $6\text{ k}\Omega$ Resonanzwiderstand mit dem elektronischen Eingangswiderstand der Röhre ergibt

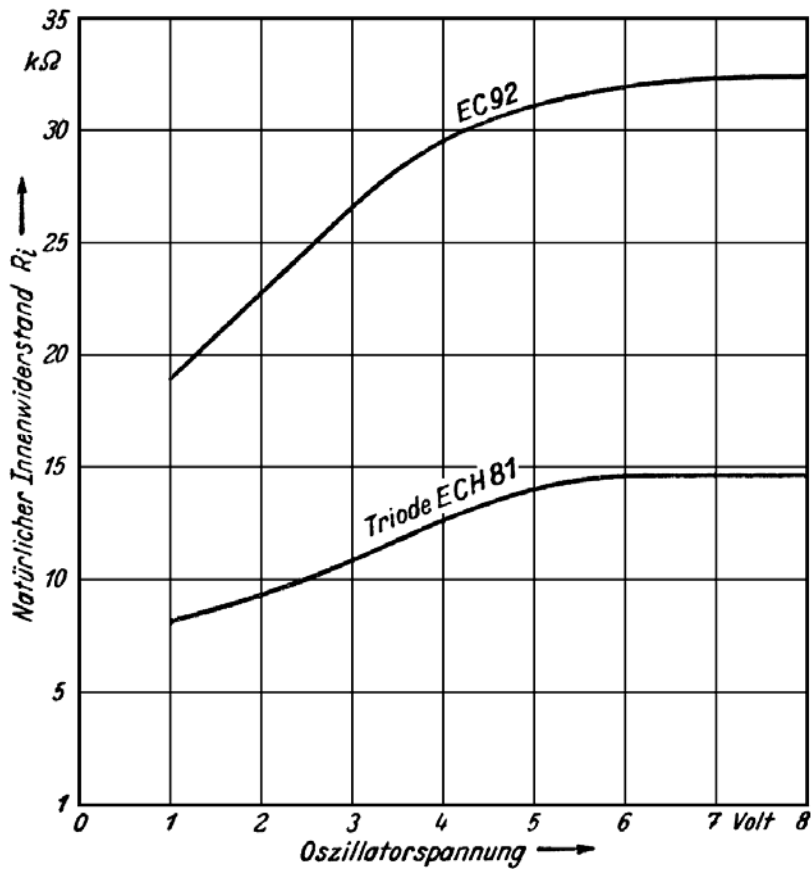


Bild 27.

Natürlicher Innenwiderstand (d. i. Innenwiderstand ohne Vorhandensein einer Anodenrückwirkung) in Abhängigkeit von der Oszillatortenspannung

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

In den Bildern 21 und 22 ist der entsprechende Verlauf des äquivalenten Rauschwiderstandes $R_{\bar{a}}^2$) dargestellt. Da der Rauschabstand eines Empfängers durch das Verhältnis $R_{\bar{a}} : R_e$ maßgeblich beeinflusst wird, ist in den Bildern 23 bis 26 dieses Verhältnis in Abhängigkeit von der Schwingspannung und vom Gitter-Ableitwiderstand nochmals getrennt angegeben.

Im praktischen Betrieb liegt parallel zum elektronischen Eingangswiderstand der Röhre auch noch der Widerstand des Abstimmkreises. Maßgebend für die Rauschverhältnisse ist dann nicht mehr R_e allein, sondern der Summenwiderstand R_s , der sich durch die Parallelschaltung von R_e mit dem Kreiswiderstand ergibt. In Bild 23 bis 26 ist deshalb für die Typen EC92 und ECH81 neben $R_{\bar{a}} : R_e$ auch noch jeweils der Verlauf von $R_{\bar{a}} : R_s$ dargestellt. Für die Errechnung von R_s wurde dabei immer ein Kreiswiderstand von 6 k Ω angenommen.

Je kleiner der Wert von $R_{\bar{a}} : R_e$, bzw. $R_{\bar{a}} : R_s$ wird, desto günstiger wird der Rauschabstand des Empfängers. Wie man den Bildern 23 bis 26 entnehmen kann, empfiehlt sich in dieser Beziehung die Verwendung eines möglichst hochohmigen Gitter-Ableitwiderstandes. Ein großer Gitter-Ableitwiderstand vergrößert jedoch die Zeitkonstante des Gitterkreises und deshalb bei einer schwingenden Röhre auch die Neigung zum Überschwingen (Pendeln). Abhilfe bringt in vielen Fällen eine Verkleinerung der Zeitkonstante im Anodenkreis (siehe auch Seite 25).

Bei den weiter unten beschriebenen Schaltungen ist dieser Gesichtspunkt bereits berücksichtigt. Man wird deshalb diese Schaltungen auch meist mit Gitter-Ableitwiderständen bis zu 1 M Ω betreiben können, wenn man dafür sorgt, daß die Schwingspannung nicht zu groß ist.

Bild 27 stellt die Abhängigkeit des Innenwiderstandes von der Schwingspannung dar. Diese Werte wurden in neutralisiertem Zustand ermittelt, so daß der Einfluß der Anoden-Rückwirkung hier entfällt. Bild 27 gibt also den oben bereits öfters erwähnten „natürlichen Innenwiderstand“ an.

7. Wahl des günstigsten Arbeitspunktes

Weiter oben wurde (unter 5) beschrieben, wie man den günstigsten Wert des wirk-samen Innenwiderstandes einpegeln kann. Dadurch wird die Röhre an ihren Ausgangskreis richtig angepaßt und eine genügend große Mischverstärkung erreicht. Fast ebenso wichtig ist es jedoch, die Röhre an den Eingangskreis richtig anzupassen, damit man eine ausreichende UKW-Vorverstärkung bzw. einen guten Rauschabstand erzielen kann. Die Bilder 17 bis 27 zeigen, daß dazu die Schwingspannung und der Gitter-Ableitwiderstand richtig gewählt werden müssen. Andererseits beeinflussen diese Größen jedoch auch die Mischverstärkung. Es ergeben sich dadurch zum Teil gegenläufige Einflüsse, ein Hinaufsetzen der Schwingspannung verbessert z. B. die Mischverstärkung, verschlechtert jedoch den Rauschabstand.

²⁾ Streng genommen entspricht die hier als $R_{\bar{a}}$ angegebene Größe nicht dem sonst als „äquivalenten Rauschwiderstand“ bezeichneten Begriff. Die hier als $R_{\bar{a}}$ angegebenen Werte enthalten nämlich im Gegensatz zu den auf S. 18 angegebenen außer dem Anodenstromrauschen auch noch einen vom Gitterstrom herrührenden Rauschanteil. Obwohl gegen eine solche Zusammenfassung grundsätzliche Einwände erhoben werden können, dürfte sie doch in diesem Spezialfall für den Geräteentwickler gewisse Vorteile mit sich bringen. Sie gilt allerdings nur für einen Leerlaufwiderstand des Gitterkreises von etwa 6 k Ω .

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Es empfiehlt sich deshalb, bei der Dimensionierung von additiven Mischstufen prinzipiell zwei verschiedene Betriebsarten zu unterscheiden:

- a) Die Röhre soll eine möglichst große Verstärkung ergeben.
- b) Es soll der bestmögliche Rauschabstand erreicht werden.

Es ergeben sich dann folgende Arbeitsbedingungen:

a) größte Verstärkung:	EC 92	Triode der ECH 81
Oszillatorspannung	4 V	5 bis 5,5 V
Gitter-Ableitwiderstand	200 bis 300 k Ω	1 M Ω
b) Bester Rauschabstand:		
Oszillatorspannung	2,5 V	4,5 bis 5 V
Gitter-Ableitwiderstand	1 M Ω	700 k Ω

8. Schaltbeispiele für additive UKW-Mischstufen

Die Auswahl der günstigsten Schaltung und Röhrenbestückung hängt weitgehend davon ab, ob man ein besonders hochwertiges Gerät aufbauen will oder ob man eine brauchbare Lösung mit besonders geringem Aufwand sucht. Auch die Art der Umschaltung zwischen AM- und FM-Betrieb ist für diese Frage von besonderer Bedeutung.

In **Bild 28a** wird eine EF 80 oder EF 85 als Vorröhre und eine EC 92 als Mischröhre verwendet. Der Anodenkreis der Vorröhre wird durch die Variometerspule L_1 und durch die zu ihr parallel liegenden Röhren- und Schaltkapazitäten gebildet. Der Oszillatorkreis besteht aus dem Variometer L_2 und der Serienschaltung von C_1 und C_2 . Der Anschlußpunkt a wird durch den Trimmer C_3 symmetriert. L_3 ist die Rückkoppelspule. Der erste Zf-Kreis wird durch L_4 , C_4 und C_F gebildet.

Der Punkt a wurde direkt mit der Anode der Vorröhre verbunden, da die hier verwendete Mischröhre EC 92 einen großen Eingangswiderstand besitzt. Wollte man diesen Eingangswiderstand an den Anodenkreis der Vorröhre auf optimale Leistungsübertragung anpassen, so müßte man von L_1 zum Gitter der EC 92 hinauftrans-

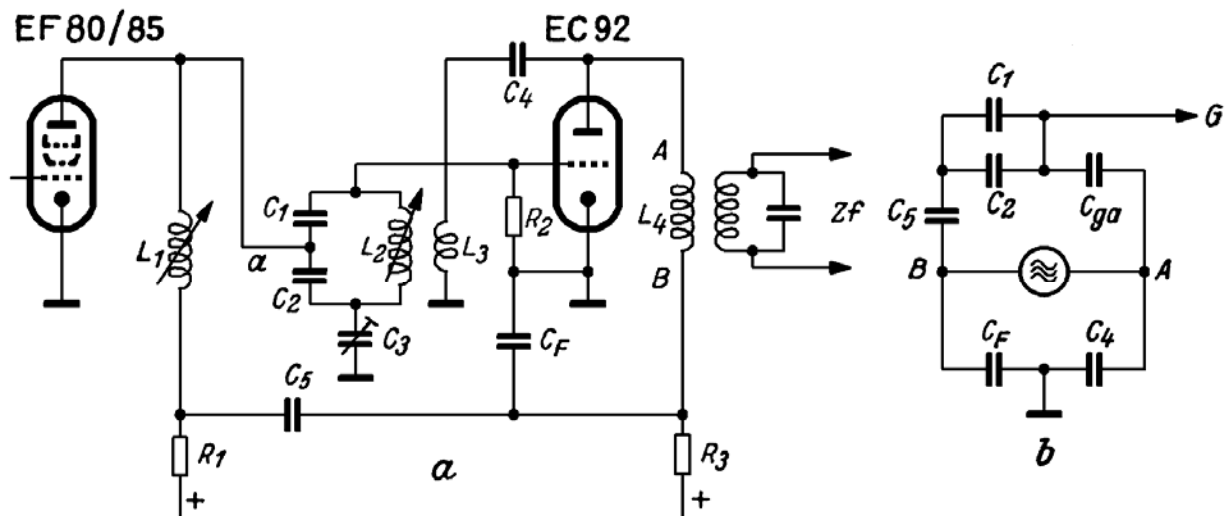


Bild 28. Schaltbeispiel für eine Trioden-Mischstufe mit UKW-Vorröhre.
Die Abstimmung erfolgt mittels Variometer

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

formieren. Das ist jedoch in üblicher Aufbauweise nicht möglich, da bei Verwendung einer genügend großen Ankoppelspule unerwünschte Nebenresonanzen auftreten. Es wurde deshalb auf eine solche optimale Leistungsanpassung verzichtet. Die mit der Vorröhre erzielbare UKW-Verstärkung ist trotzdem sehr gut, es lassen sich leicht Stufenverstärkungen von größer als 10 erreichen.

Durch das Wegfallen einer Ankoppelspule im Gitterkreis der EC92 ändert sich die in der Mischstufe vorgesehene Zf-Brücke gegenüber den bisher besprochenen Anordnungen. Die hier vorliegende Brückenschaltung ist in Bild 28b getrennt herausgezeichnet. Ein Vergleich mit Bild 6b zeigt, daß dort zwischen dem Punkt B und dem Gitter G die beiden Kondensatoren C_2 und C_3 liegen, während sich in Bild 28b an der gleichen Stelle C_5 , C_1 und C_2 befinden. Diesen Umstand muß man bei der Dimensionierung der Zf-Brücke berücksichtigen. Im übrigen sind die dadurch zu erwartenden Differenzen klein, da C_5 wesentlich größer als $C_1 + C_2$ angenommen wurde.

Empfehlenswerte Spulendimensionierungen sind:

L_1 4 bis 5 Windungen, etwa 20 mm lang, auf einem Körper mit 10 mm \varnothing , aus 1,8 mm starkem Kupfer-Lackdraht.

L_2 5 bis 6 Windungen, etwa 20 mm lang, auf einem Körper mit 10 mm \varnothing , aus 1,8 mm starkem Kupfer-Lackdraht.

L_3 1 Windung, isolierter Schaltdraht, 0,5 mm \varnothing , eng über die Mitte von L_2 gewickelt.

L_1 und L_2 werden mit Hf-Eisenkernen abgestimmt.

Bild 29 zeigt eine UKW-Mischstufe, die ohne UKW-Vorröhre direkt am Antennenkreis liegt. Als Mischröhre wird hier ebenfalls die EC92 verwendet. L_4 und L_6 sind zwei Variometerspulen zur Abstimmung des Antennen- bzw. des Oszillatorkreises. L_1C_1 und L_2C_2 sind zwei Zf-Sperrkreise. L_3 ist die Antennen-Ankoppelspule, L_5 die Rückkoppelspule. Der erste Zf-Kreis wird durch L_7 , C_3 und C_F gebildet.

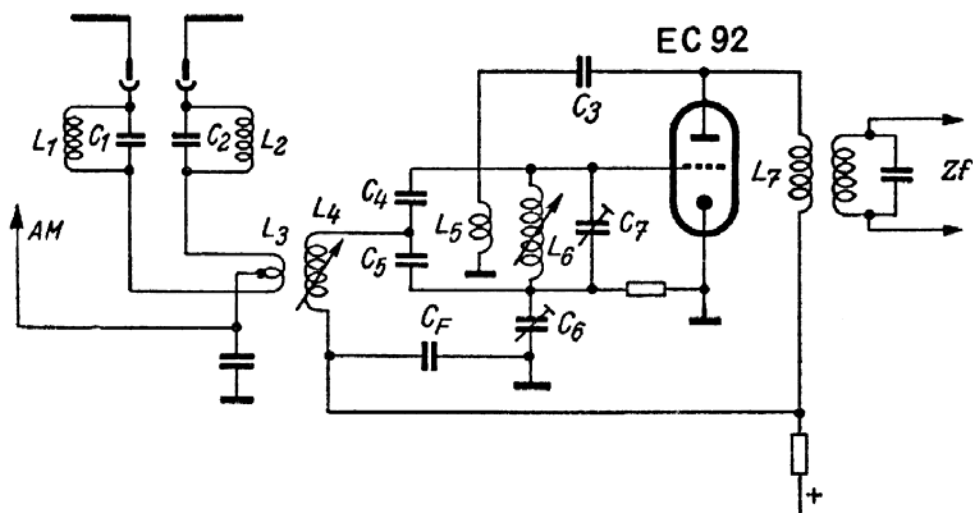


Bild 29. Schaltbeispiel für eine Trioden-Mischstufe ohne UKW-Vorröhre.
Die Abstimmung erfolgt mittels Variometer

Der große Eingangswiderstand der EC92 ermöglicht in dieser Schaltung eine Transformation der Antennenspannung bis zu etwa 1 : 8 (bei 70 Ohm Antennenwiderstand). In Verbindung mit einer Mischverstärkung von 20 läßt sich auf diese Weise eine Verstärkung zwischen Antenne und erstem Zf-Gitter von etwa 150 erreichen.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Für AM-Betrieb läßt sich die angeschlossene UKW-Antenne nach dem AM-Eingang des Empfängers durchschalten.

Empfehlenswerte Spulendimensionierungen sind:

L₁ 14 Windungen, 0,2 mm starker Kupfer-Lackdraht auf einem Körper mit 8,5 mm Ø, wird mit Hf-Eisenkern abgestimmt.

L₂ wie L₁.

L₃ 2 Windungen isolierter Schaltdraht, 0,5 bis 0,6 mm Ø, eng auf die Erdseite von L₄ aufgewickelt.

L₄ Variometerspule, 6 Windungen 1,2 mm Kupferdraht, etwa 25 mm lang, auf einen Körper mit 10 mm Ø aufgewickelt.

L₅ 1 Windung isolierter Schaltdraht, lose (gegebenenfalls freitragend, mit Abstand) um die Mitte von L₆ gewickelt.

L₆ wie L₄.

L₄ und L₆ werden durch Aluminiumkerne abgestimmt.

Bild 30 zeigt eine Schaltung, welche es ermöglicht, einseitig geerdete Drehkondensatoren für die UKW-Abstimmung zu verwenden. Die Rückkoppelspule L₃ liegt hier im Gitterkreis, der Oszillatorkreis L₂C₆T₃ ist dagegen an die Anode der Misch-

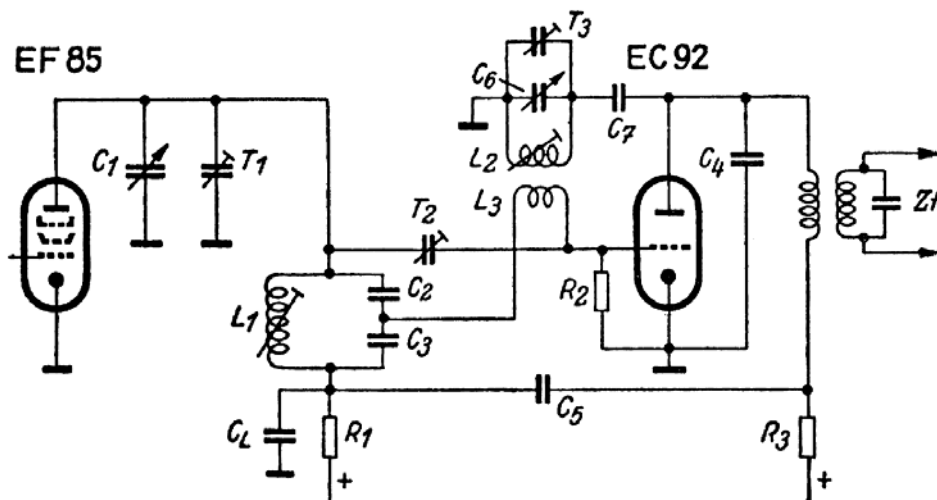


Bild 30. Schaltbeispiel für eine UKW-Mischstufe mit UKW-Vorröhre. Zur Abstimmung werden einseitig geerdete Drehkondensatoren verwendet. Geringe Oberwellenabstrahlung durch kapazitiven Kurzschluß zwischen Anode und Katode der Oszillatorröhre

röhre angeschlossen. Die Anordnung hat den Vorteil, daß eine Beeinflussung der Oszillatorfrequenz durch stark einfallende Sender wesentlich kleiner ist, als wenn der Abstimmkreis auf der Gitterseite liegt. Die Rückkoppelspule L₃ ist über eine „Stegmüllerbrücke“ an den Anodenkreis L₁C₁T₁C₂C₃ der Vorröhre angeschlossen. Durch richtige Einstellung des Trimmers T₂ kann man den Oszillator- und Vorkreis weitgehend entkoppeln. Die Anode der Mischröhre ist über einen Kondensator C₄ auf dem kürzesten Wege mit der Katode verbunden. Die Oberwellenausstrahlung des Oszillators wird dadurch sehr klein. Dieser Kondensator C₄ stellt allerdings eine zusätzliche Belastung des Oszillatorkreises dar. U. U. kann dadurch der Abstimmbereich des Oszillatorkreises zu stark eingengt werden. Liegt ein solcher Fall vor, so empfiehlt es sich, die Anoden-Leitung der Mischröhre an einen Anzapf der Spule L₂ zu legen (½ Windung vom heißen Ende ab genügt meist). Damit man eine genügend große Schwingspannung erhält, muß der Leitungszug Gitter — Mischröhre — L₃ — C₃ — C_L — Katode Mischröhre möglichst kurz gemacht werden.

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

Diese Schaltung hat sich bisher sehr gut bewährt. Da sie eine Reihe von Vorzügen gegenüber den sonst bekannten Anordnungen besitzt, könnte es durchaus möglich sein, daß sie sich zu einer Standard-Schaltung entwickelt.

Empfehlenswerte Spulendimensionierungen sind:

L₁ 1¾ bis 2 Windungen aus 1 bis 1,2 mm starkem Kupferdraht, mit etwa 1,5 mm Abstand auf einen Körper von 8,5 mm Ø aufgewickelt.

L₂ wie L₁.

L₃ 1 bis 1,5 Windungen, isolierter Schaltdraht, 0,5 bis 0,6 mm Ø, dicht zwischen die Windungen der Spule L₂ gewickelt.

In **Bild 31** ist die besonders wirtschaftliche Ausnutzung einer ECH 81 dargestellt. Bei AM-Empfang arbeitet diese Röhre als multiplikative Mischstufe, bei UKW-Empfang werden die beiden Röhrensysteme auseinandergeschaltet. Die Heptode arbeitet dann als UKW-Vorröhre, die Triode ist selbstschwingende additive Mischstufe.

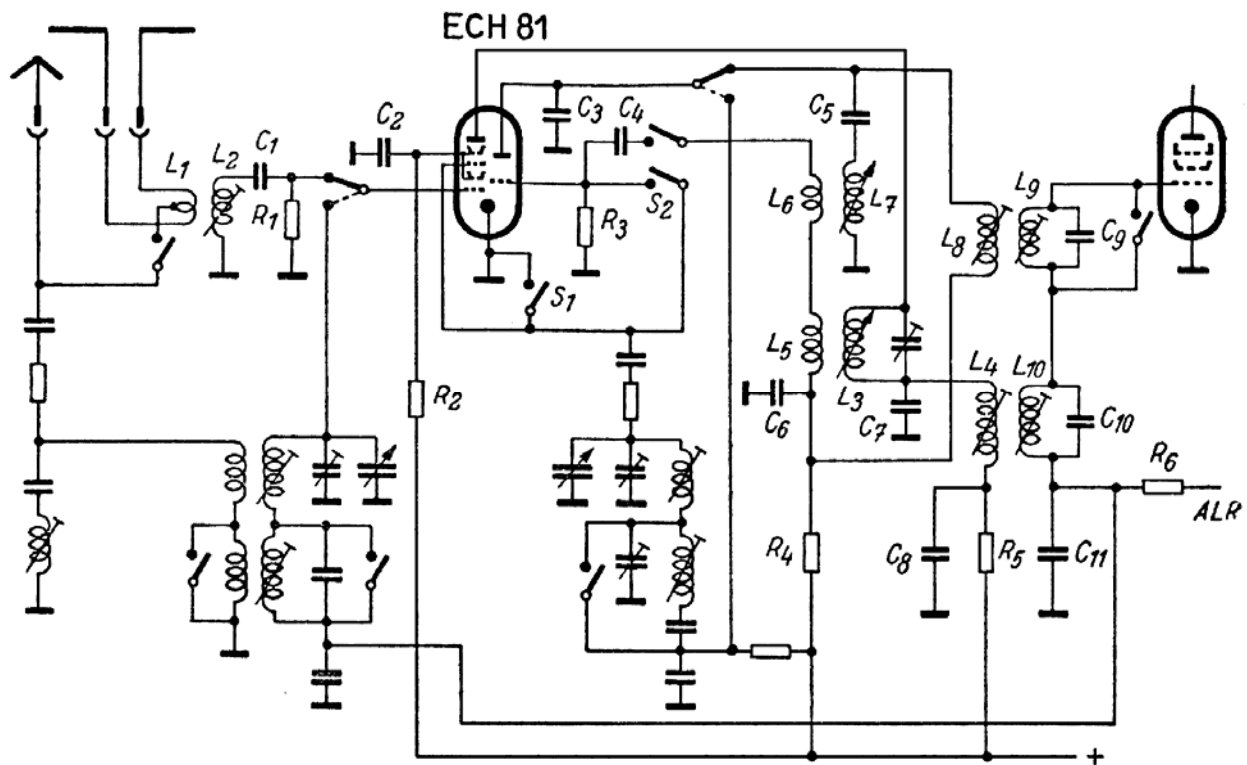


Bild 31. Schaltbeispiel für die besonders wirtschaftliche Ausnutzung einer ECH81. Bei UKW-Empfang arbeitet die Heptode als UKW-Vorröhre, die Triode als additive Mischröhre. Bei AM-Empfang arbeiten beide Systeme als Triode-Heptode zusammen

Den UKW-Eingangskreis bildet die Spule L₂, welche mit den parallel liegenden Schalt- und Röhrenkapazitäten fest auf die Bandmitte abgestimmt wird. Das dritte Gitter der Heptode wird bei UKW-Betrieb von der Triode getrennt und über den Schalter S₁ geerdet. Das Heptoden-System arbeitet dann mit entsprechend großer Steilheit als Geradeaus-Verstärker. Im Anodenkreis dieser Vorstufe liegt ein durch das Variometer L₃ abgestimmter Kreis. Über L₅ wird die Mischstufe an diesen Kreis angekoppelt.

In Serie mit L₅ liegt die Rückkoppelspule L₆. Man kann diese Rückkoppelspule natürlich auch in der früher beschriebenen Weise mit einer Anzapfung im Symmetriepunkt versehen und die Empfangsspannung dort einkoppeln. Der Abstimmkreis des Oszillators wird durch die Variometerspule L₇ und die Kondensatoren C₃ und C₅

Die Röhre im UKW-Empfänger

Additive Mischung in Trioden

gebildet. C_3 sollte möglichst nahe an der Triode der ECH81 angeordnet werden, damit die Oberwellenabstrahlung genügend klein bleibt.

Der erste Zf-Kreis besteht aus der Spule L_8 und den Kondensatoren C_3 , C_5 bzw. C_6 . Dieser Kondensator C_6 bestimmt wieder maßgeblich den wirksamen Innenwiderstand der Mischröhre.

Bei AM-Betrieb wird der Schalter S_1 geöffnet und S_2 geschlossen. Dadurch wird das dritte Gitter der Heptode mit dem Gitter der Triode verbunden und die Röhre arbeitet dann in normaler multiplikativer Mischschaltung.

Die Messungen zu den Bildern 17...27 wurden von Herrn H. Hein durchgeführt.

Literatur

- [1] H. Rothe und W. Kleen, Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker, S. 73.
- [2] F. Benz, Einführung in die Funktechnik, S 255.
- [3] M. J. O. Strutt, Verstärker und Empfänger, Springer 1951, S. 197.