

A. Die Mischverfahren

1) Additive Mischung

Nach Bild 1 werden dem Gitter der Mischröhre gleichzeitig die beiden einander zu überlagernden Frequenzen (Eingangsfrequenz f_e , Oszillatorfrequenz f_o) zugeführt. Die Spannungswerte dieser beiden Frequenzen addieren sich.

Den Mischvorgang erläutert Bild 2. Steht nur die Spannung u_o am Gitter (Fall a), so wird der Anodenstrom bis zum Wert i_a angesteuert. Liegen sowohl u_o als auch u_e am Gitter, so ist der angesteuerte Strom von der Phasenlage beider Spannungen zueinander abhängig. Die Addieren sich die additiven Halbwellen (Fall b), dann wird der Strom bis i_b angesteuert. Überlagert sich der positiven Halbwelle von u_o die negative von u_e (Fall c), so steigt der Strom nur bis zum Wert i_c an. Die ohne Anwesenheit von u_e vollkommen gleichmäßige Impulsfolge wird also durch u_e moduliert. Eine modulierte Schwingung enthält aber stets neben der Trägerfrequenz die beiden Seitenbänder, deren Abstand von der Trägerfrequenz gleich der Modulationsfrequenz ist. Im UKW-Fall mit $f_o = 100$ MHz, $f_e = 90$ MHz bilden sich also: 100 MHz, 190 MHz und 10 MHz (die gewünschte Zwischenfrequenz).

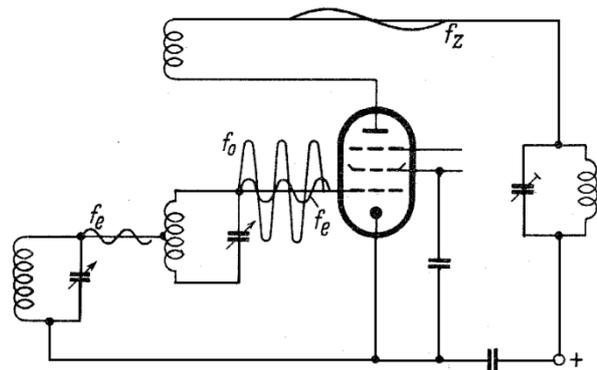


Bild 1. Prinzipschaltung der additiven Mischung

Die Frequenz beider Spannungen ist ja verschieden.

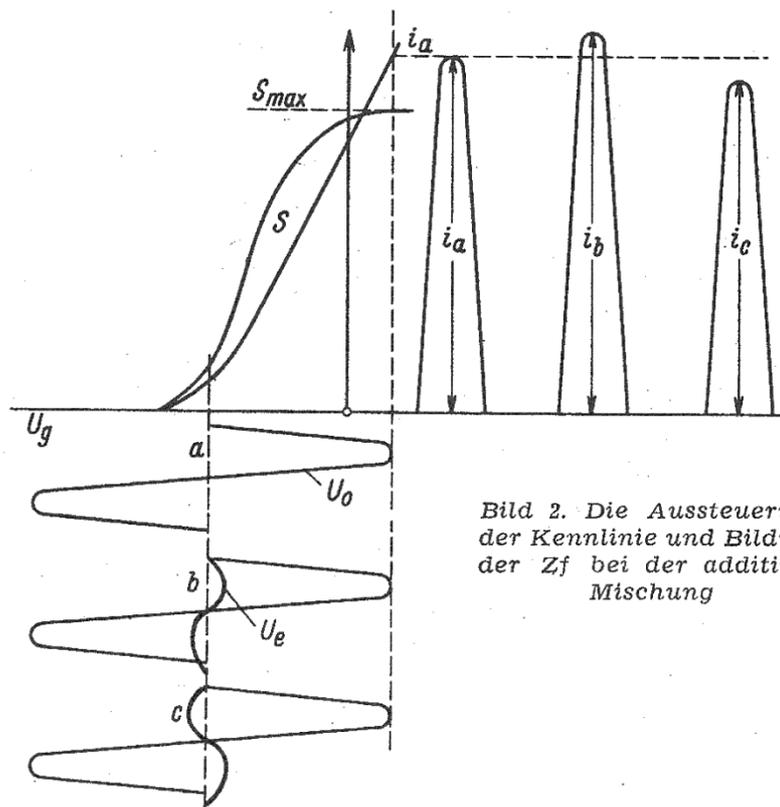


Bild 2. Die Aussteuerung der Kennlinie und Bildung der Z_f bei der additiven Mischung

Man kann den Vorgang auch unter Zuhilfenahme von FtA Rö 31/1 erklären. Die Röhre wird gleichzeitig von zwei Frequenzen angesteuert. Dann treten bei Zerlegung der verzerrten Ausgangsspannung auf:

die Grundwellen,

die Harmonischen der Grundwellen,

die Kombinationsfrequenzen d. h, aber $f_o + f_e$ und $f_o - f_e$.

Mit $f_o - f_e$ erhält man die gewünschte Zwischenfrequenz.

Die Voraussetzung für das Funktionieren eines solchen Mischverfahrens ist also (s. a. Bild 2) das Vorhandensein einer nicht linear verlaufenden Kennlinie.

Man kann daher sogar ein Schaltelement mit nichtlinearer Kennlinie, z. B. eine Röhrendiode oder Kristalldiode, zur Mischung verwenden. Allerdings ist deren Mischverstärkung natürlich immer < 1 . Um sich dem Grenzwert 1 möglichst weit anzunähern, ist es notwendig, den Stromflußwinkel klein zu halten, die Oszillatoramplitude also groß zu machen. Ferner soll der Leitwert des Zf-Kreises sehr klein gegenüber der mittleren Steilheit der Diodenkennlinie sein.

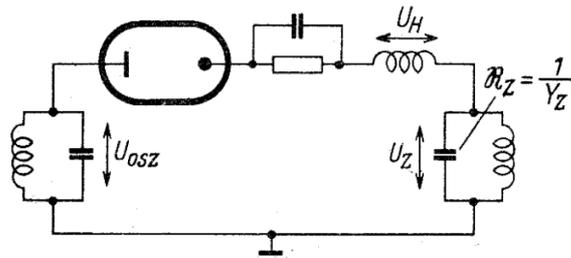


Bild 3. Prinzipschaltung einer additiven Mischung mit Diode

Die Prinzipschaltung einer solchen Diodenmischung zeigt Bild 3. Sie hat nur bei kürzesten Wellen Bedeutung. Hier ist sie aber wegen der kleinen Elektrodenabstände und der Möglichkeit, die beiden Anschlüsse der Diode induktivitätsarm auszubilden, besonders wertvoll.

2) Multiplikative Mischung

In Bild 4 ist die Prinzipschaltung für dieses Mischverfahren gezeigt. Eingangs- und Oszillatorspannung werden zwei getrennten Gittern zugeführt. Bei dem wichtigsten Röhrentyp, der für die multiplikative Mischung benützt wird, der Hexode, liegt das zweite Steuergitter zwischen zwei kapazitiv geerdeten Schirmgittern. Die Mischung erfolgt bei diesem Verfahren durch eine Doppelsteuerung des Elektronenstromes (Bild 4a). Ist die Spannung am Gitter 1 konstant, so erfolgt die Steuerung des Anodenstromes durch Gitter 3 längs einer der in Bild 4a gezeigten Kennlinien für $u_{g1} = \text{const.}$ Der Strom wird immer bis zu einem festen Wert durchgesteuert. Im Betriebsfall, d. h. bei am Gitter 1 anliegender Eingangswchelsspannung, erfolgt die Aussteuerung je nach der Phasenlage dieser Eingangsspannung auf einer strommäßig höher oder tiefer liegenden Kennlinie. Wie bei der additiven Mischung tritt auch hier eine Modulation

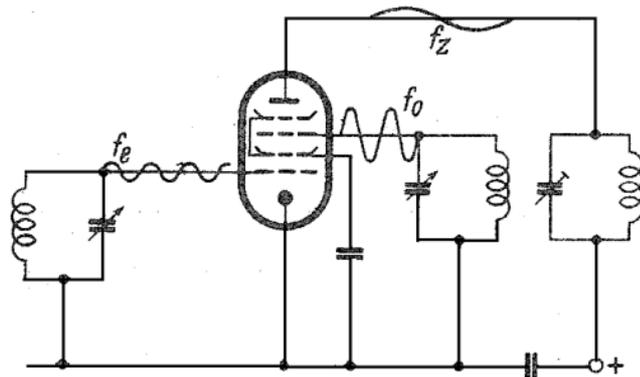


Bild 4. Prinzipschaltung der multiplikativen Mischung

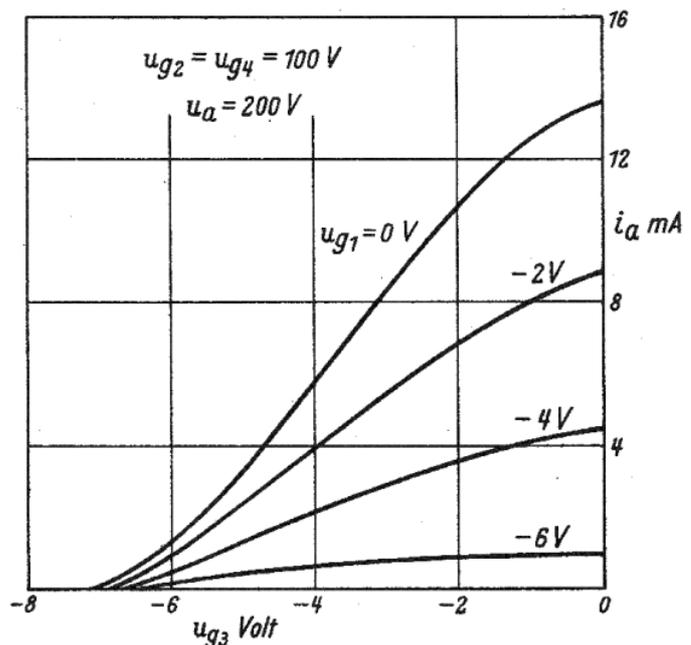


Bild 4a. Das Kennlinienfeld einer Doppelsteuerröhre (Hexode)

des Anodenstromes durch u_e ein.

Der Ausdruck „multiplikative Mischung“ ist folgendermaßen zu erklären: Der Anodenwechselstrom ist — in erster Näherung — proportional $(u_e \cdot \cos \omega_e t) \cdot (u_o \cdot \cos \omega_o t)$, also dem Produkt der beiden steuernden Wechselspannungen. Bei der multiplikativen Mischung entsteht dieses Produkt direkt ¹⁾ (auch bei linearen Kennlinien) durch den Doppelsteuervorgang, bei der additiven nur infolge der Kurvenverzerrung auf Grund nichtlinearer Röhren-Charakteristik. Das Produkt kann nach den „Funktechnischen Arbeitsblättern“ Mth 21/1 in eine Summe mit den Gliedern $\cos(\omega_o - \omega_e)$ und $\cos(\omega_o + \omega_e)$ zerlegt werden. $\omega_o - \omega_e$ bzw. $f_o - f_e$ ist die gewünschte Zwischenfrequenz.

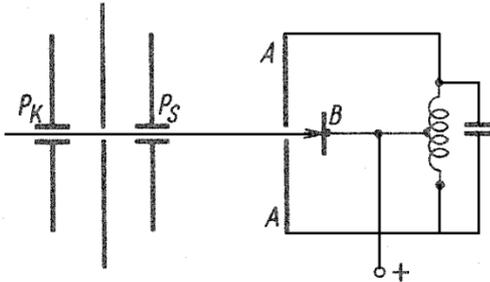
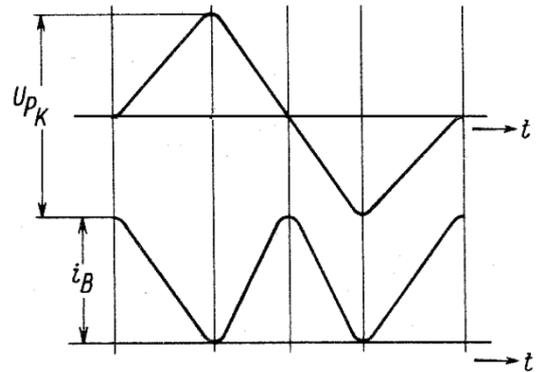


Bild 5. Prinzipschaltung einer Quersteuerröhre

Bild 6. Der Steuervorgang in einer Quersteuerröhre



3) Quersteuerung

Nach Bild 5 wird ein scharf gebündelter Elektronenstrahl erzeugt. Mit Hilfe des Plattenpaares P_K kann er senkrecht zur Bewegungsrichtung ausgelenkt werden. Eine gleichartige Richtungsänderung kann durch das Plattenpaar P_S erzeugt werden. Beide Plattenpaare sind durch einen statischen Schirm voneinander getrennt. Der von den Spannungen an P_K und P_S gesteuerte Strahl trifft entweder auf die beiden Platten A oder die Platten B auf. Ändert sich z. B. an P_S die Spannung sinusförmig, so verläuft der Strom auf Platte B wie in Bild 6 gezeigt. Führt man nun sowohl P_K als auch P_S je eine Wechselspannung verschiedener Frequenz zu, so erhält man eine Doppelsteuerung und es wird, wie unter A_2 , die gewünschte Zwischenfrequenz gebildet. Man koppelt sie wie in Bild 5 gezeigt aus, indem man den Zf-Kreis zwischen die Platten A und die Platte B legt. Man gewinnt so, wie bei jeder Gegentaktschaltung, die doppelte Spannung. Die Verhältnisse sind hier nur sehr schematisch dargestellt. Nähere Einzelheiten siehe Schrifttum.

¹⁾ K. Steimel, Die Grundprinzipien der Hexoden, Telefunken-Zeitung 14, Nr. 65 (1933), 33/46.

B. Die Ausführungsformen der Mischröhren

1) Multiplikativ

Die Hexode; sie wird gewöhnlich mit einer Triode — zur Erzeugung der Oszillatorfrequenz — zu einer Triode-Hexode ACH 1, ECH 11, ECH 42, ECH 81 kombiniert (Bild 7).

Die Heptode (Bild 8); sie enthält ein Hexodensystem und zusätzlich zwischen Schirmgitter (g_4) und Anode ein Bremsgitter. Durch dieses Bremsgitter wird wie in einer Pentode der Sekundärelektronenaustausch zwischen g_4 und Anode verhindert, der Innenwiderstand erhöht und unter Umständen der Rauschwert der Röhre verkleinert.

Die Oktode (Bild 9) enthält ein Misch- und ein Oszillatorsystem, die beide hintereinandergeschaltet sind. Dadurch ergeben sich bestimmte Rückwirkungen der beiden Röhrenfunktionen aufeinander. Den

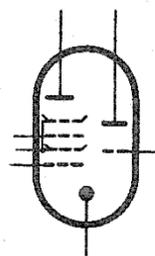


Bild 7. Aufbau-Schema einer Triode-Hexode

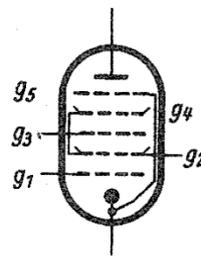


Bild 8. Aufbau-Schema einer Heptode

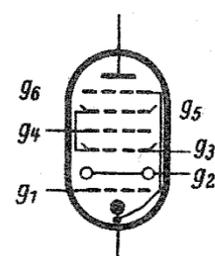


Bild 9. Aufbau-Schema einer Oktode

einzelnen Elektroden in Bild 9 kommt folgende Bedeutung zu:

Katode, Steuergitter (Gitter des Oszillatorsystems), Schwinganode (Anode des Oszillatorsystems), 1. Schirmgitter, Steuergitter (Hf-Eingangsgitter), 2. Schirmgitter, Bremsgitter und Anode.

Vereinfachte Oktode, Pentagrid-converter Bild 10) entspricht der Oktode mit dem Unterschied, daß das äußerste Gitter der Oktode, das Bremsgitter weggelassen ist (z. B. 6 A 8).

Vereinfachte Oktode (z.B. DK 40) (Bild 11). Der Aufbau des Elektrodensystems ist hier folgender:

Heizfaden (Katode);
Oszillatorgitter, Schwinganode, Gitter 3 mit dem Oszillatorgitter verbunden, Hf-Eingangsgitter, Schirmgitter, Bremsgitter, Anode. Charakteristisch gegenüber der normalen Oktode ist, daß Gitter 3 nicht als Schirmgitter betrieben, sondern mit Gitter

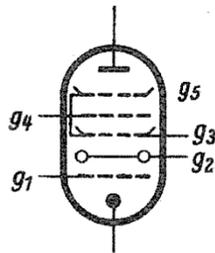


Bild 10. Aufbau eines Pentagrid-converters (z. B. 6 A 8)

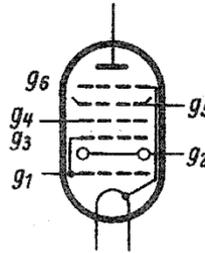


Bild 11. Aufbau einer vereinfachten Oktode (z. B. DK 40)

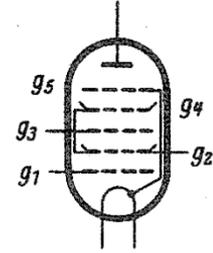


Bild 12. Aufbau einer vereinfachten Oktode (z. B. DK 91, 6 BE 6)

1 verbunden, also negativ vorgespannt ist und Oszillatorspannung führt. Der Grund zu dieser Maßnahme ist, daß man den Stromverbrauch (Fortfall eines stromziehenden Schirmgitters) verkleinern will. Außerdem wird erreicht, daß alle vor dem vierten Gitter umkehrenden Elektronen zur Schwinganode gehen, — das sonst vor dem Hf-Eingangsgitter liegende Schirmgitter fehlt ja. Bezogen auf gleichen Katodenstrom ist der Schwinganodenstrom hoch, d. h. gute Oszillatoreigenschaften bei sparsamem Stromverbrauch.

Vereinfachte Oktode, Pentagrid-converter (z. B. DK 91, 6 BE 6

(Bild 12) Die Röhre unterscheidet sich von der Oktode dadurch, daß Schwinganode und erstes Schirmgitter zu einem Gitter vereinigt sind. Der Oszillatorkreis liegt bei der Batterieröhre am ersten Gitter (Bild 13), die Rückkopplungsspule in der Schirmgitterzuleitung.

B) Die Ausführungsformen der Mischröhren (Forts.)

Bei indirekt geheizten Röhren wendet man gewöhnlich die in Bild 13a gezeigte Schaltung an. Dabei liegt der Schwingkreis wieder am ersten

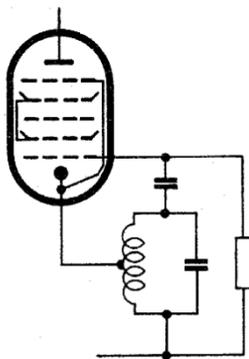


Bild 13 a. Schwingschaltung einer vereinfachten Oktode (Pentagrid-converter) z. B. einer 6 BE 6

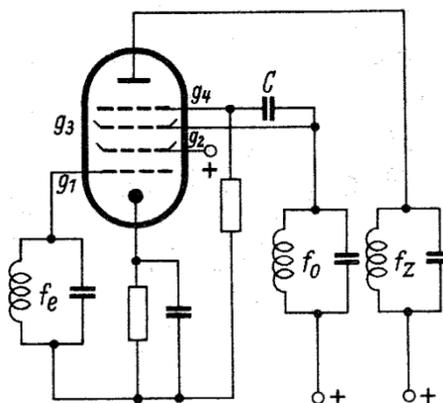


Bild 14. Schaltung einer selbstschwingenden Hexode

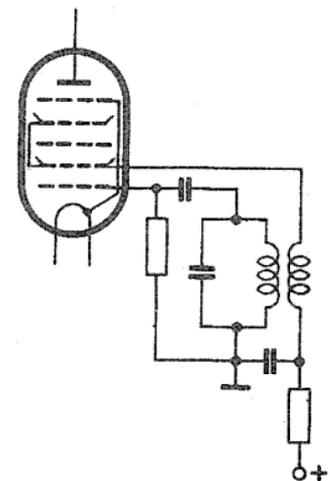


Bild 13. Schwingschaltung einer vereinfachten Oktode (Pentagrid-converter) z. B. einer DK 91

Gitter, die Rückkopplung aber an der Katode.

Die selbstschwingende Hexode (Bild 14). Wie bei Oktode und Pentagridröhre sind zwei Röhrenfunktionen in Reihe geschaltet.

Bei Oktode und Pentagridröhre ist der Katode das Oszillatorsystem benachbart, dahinter — zur

Anode zu — folgt das Mischsystem. Bei der selbstschwingenden Hexode wird der Strom zuerst durch die Spannung U_{fe} gesteuert. Das dafür notwendige System umfaßt als Tetrode: Katode, g_1 , Schirmgitter g_2 und Anode. Die zweite Steuerung des Elektronenstromes erfolgt an g_4 . Dieses Steuersystem besteht aus der virtuellen Katode zwischen g_3 und g_4 , dem zweiten Steuergitter g_4 und der Anode.

Die Schwingungserzeugung ist in folgender Weise möglich: Verschiebt sich g_4 in positiver Richtung, so nimmt i_{g3} ab (i_a nimmt zu). g_4 hat eine negative Steuerwirkung (negative Steilheit) auf i_{g3} . Verschiebt sich also g_4 in positiver Richtung, so wird i_{g3} kleiner, entsprechend wird u_{g3} größer, und es wird auch die über C an g_4 kommende Wechselfspannung größer, d. h. aber g_4 verschiebt sich in positiver Richtung und die Rückkopplung ist infolge dieser Phasenlage der Spannungen gegeben.

2) Die additive Mischung

Für den Mischvorgang allein stehen Pentoden und Trioden (Bild 15) zur Verfügung. Die Dioden bleiben hier unberücksichtigt, sie erbringen keine Mischverstärkung und werden im normalen Rundfunk-Empfänger nicht verwendet.

In sehr vielen Fällen wird das Mischsystem gleichzeitig mit für die Schwingungserzeugung verwendet, das ergibt die selbstschwingende Mischschaltung. Auch diese Aufgabe kann mit Trioden oder Pentoden gelöst werden (Bild 16).

C. Die prinzipiellen Eigenschaften der verschiedenen Mischverfahren

1) Die multiplikative Mischung

Gute Entkopplung zwischen Oszillator- und Eingangskreis sowie zwischen Oszillator- und Anodenkreis. Eine Kopplung ist ja nur dadurch gegeben, daß die abschirmende Wirkung der Gitter 2 und 4 nicht beliebig vergrößert werden kann. Durch die Entkopplung wird Mitziehen zwischen den Kreisen vermieden, ebenso kann die Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz genügend klein gehalten werden.

Nach sehr kurzen Wellen zu (UKW - Gebiet) wird die Entkopplung ungenügend, einmal wird der relative Frequenzabstand zwischen Oszillatordspannung und Eingangsspannung sehr klein, damit wird die Spannungsteilung (gegeben aus Kapazität g_3/g_1 und Impedanz des Eingangskreises für die Oszillatorfrequenz) ungenügend. Außerdem tritt eine Verkopplung über die gemeinsame Katodenleitung ein. Bei UKW wirkt die Katodenleitung als Induktivität. Da sie sowohl im Oszillator als auch im Eingangskreis (Bild 7) liegt, ergibt sie eine Verkopplung beider Kreise.

Bild 15.
Additive Mischschaltung
mit einer Pentode

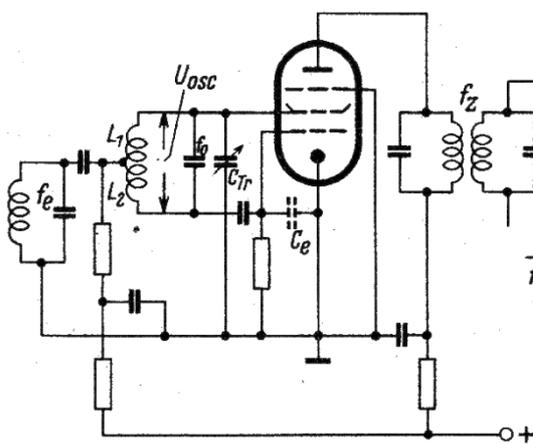
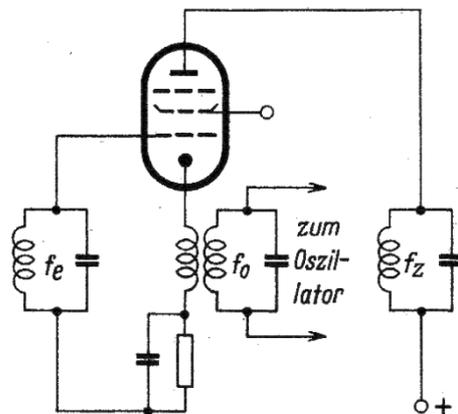
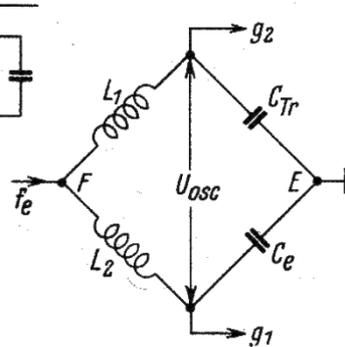


Bild 16. Selbstschwingende
Mischschaltung mit einer
Pentode

Bild 16a. Ersatzschaltung
(Brückenschaltung)
zu Bild 16



Regelmöglichkeit.

Bedingt durch die Methode der Doppelsteuerung läßt sich die Steilheit des ersten Gitters in weiten Grenzen verändern, ohne daß dadurch der Mischvorgang beeinträchtigt oder der Oszillator ernstlich verstimmt wird (Frequenzverwerfung).

Starke Unabhängigkeit von der Oszillatorspannung

Wie Bild 18 zeigt, steigt die Mischsteilheit mit zunehmender Oszillatorspannung stark an; dann bleibt sie für einen großen Bereich ziemlich konstant, um später langsam wieder abzunehmen. Man sagt, die Kurve hat Sättigungscharakter.

Das ist aber entscheidend wichtig, wenn große Frequenzbereiche wie im Normalwellenrundfunk (1:3) durchgestimmt werden sollen. Denn es würde einen nicht tragbaren Aufwand in der Dimensionierung des Oszillators bedeuten, wenn er mit praktisch konstanter Spannung über einen so großen Bereich (vor allem auf kurzen Wellen durchschwingen sollte).

Relativ kleine Mischsteilheit S_e . Infolge der Stromentnahme über die beiden Schirmgitter ist die Anodenstromsteilheit, bezogen auf einen gegebenen Katodenstrom, relativ klein. Daher bleibt auch die Mischsteilheit klein, S_e -Werte von $\sim 0,7$ mA/V sind üblich.

Im Normalwellenfall (lang, mittel, kurz) ist die erzielbare Mischverstärkung ($S_e \cdot R_a$) durchaus ausreichend, da mit Bandfilterwiderständen (für eine Zf von 470 kHz) bis zu 200 k Ω gerechnet werden kann.

Im UKW-Fall ist die Mischverstärkung klein und nicht ausreichend, da die Bandfilterwiderstände für 10,7 MHz nur Werte von 10...20 k Ω erreichen.

Hoher äquivalenter Rauschwiderstand r_{ae} . Der in der Anode vorhandene Rauschstrom ist bei Mehrgitterröhren nicht nur durch das Schrotrauschen (siehe Funktechnische Arbeitsblätter RÖ 81/2), sondern auch durch das Stromverteilungsrauschen bestimmt. Bei einer Hexode mit den zwei Schirmgittern ist der letztgenannte Rauschanteil relativ groß. Dadurch wird der Wert für r_{ae} hoch, ca. 70 k Ω . Im Mittel- und Langbereich tritt das durch r_{ae} bedingte Rauschen hinter dem Rauschen des Eingangskreises und hinter den Störspannungen, die von der Antenne aufgenommen werden, zurück. Im Kurzwellenfall wird bei hochwertigen Empfangsgeräten eine (rauscharme) Hf-Vorstufe vor die Mischröhre geschaltet. Da alle Spannungen auf das Gitter der Eingangsröhre bezogen werden (Funktechnische Arbeitsblätter Vs 11/1a), ist dann das r_{ae} der Mischröhre durch v^2 (Verstärkung der Vorstufe) zu dividieren.

Niedriger Gittereingangswiderstand r_e . Im Vergleich zur additiven Mischung liegen die Eingangswiderstände bei der multiplikativen Mischung erheblich niedriger (siehe C 2).

2) Die additive Mischung

Hohe Mischsteilheit. Die erzielbare Mischsteilheit S , ist gegeben durch

$$S_e \sim 0,25 \dots 0,3 S_{\max}$$

S_{\max} ist der größte Steilheitswert der beim Durchsteuern der i_a/u_g -Kennlinie erzielt wird (Bild 2). Es ergeben sich hohe Mischsteilheiten. Deshalb ist dieses Mischverfahren besonders für UKW wichtig, weil hier die Arbeitswiderstände (Kreiswiderstände in der Zf) wesentlich niedriger als bei Normalwelle sind.

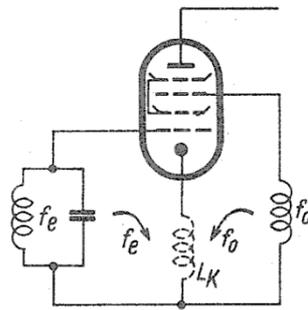


Bild 17. Verkopplung zwischen Oszillator- und Eingangskreis über die Katodeninduktivität

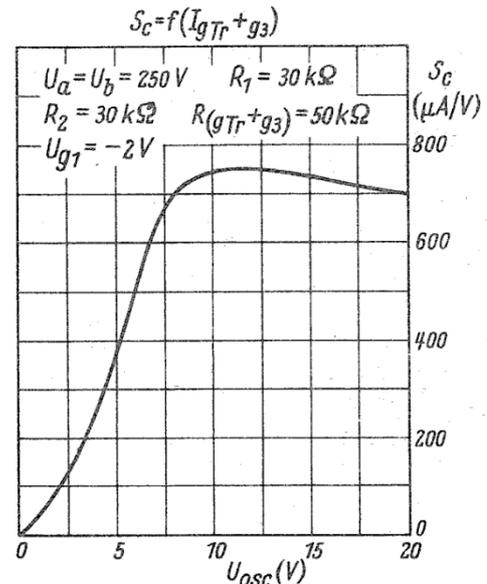


Bild 18. Verlauf der Mischsteilheit bei einer Hexode über der Oszillatorspannung

S_e bei EF 80	2,5 mA/V
EC 92	1,9 mA/V
ECH 81 (Triode)	0,9 mA/V.

Niedriges Rauschen. Vornehmlich im Falle der Triodenmischung ist das Rauschen sehr niedrig, da das Stromverteilungsrauschen hier völlig in Fortfall kommt. Aber auch mit Pentoden lassen sich wesentlich günstigere Werte als beim multiplikativen Mischverfahren erzielen (siehe Funktechnische Arbeitsblätter Rö 81/3).

Z. B. EF 80	r_{ac} 6 k Ω
EC 92	r_{ac} 2..3 k Ω
ECH 81 (Triode)	r_{ac} 4 k Ω

Bei hohem Gitterableitwiderstand.

Hoher Gittereingangswiderstand r_e . Nach Funktechnische Arbeitsblätter Rö 82/1 sind beide den Eingangswiderstand einer Röhre bestimmenden Anteile r_{e1} und r_{e2} der Steilheit umgekehrt proportional. Da die Kennliniengebiete hoher Steilheit in jeder Periode der Oszillatorschwingung nur sehr kurzzeitig angesteuert werden, ist die über eine Periode gemittelte Steilheit klein und somit der Eingangswiderstand hoch, zumindest höher als im Fall der Hf-Verstärkung, denn bei dieser wird die Röhre mit konstantem Strom bei hoher Steilheit betrieben. Bei der multiplikativen Mischung bleibt in gleicher Weise – vom Regelvorgang abgesehen – der Strom, der durch das erste Gitter hindurchtritt, praktisch konstant, so daß auch hier die Laufzeitdämpfung konstant bleibt.

Z. B. additive Mischung

EF 80	r_e (bei 100 MHz) 6 k Ω
EC 92	r_e (bei 100 MHz) 12 k Ω
ECH 81 (Triode)	r_e (bei 100 MHz) 7 k Ω

dagegen: Betrieb der Röhren im Arbeitspunkt (Hf-Verstärkung)

EF 80	r_e (bei 100 MHz) 3 k Ω
EC 92	r_e (bei 100 MHz) 7k Ω

ferner:: multiplikative Mischung

ECH 81	r_e (bei 100 MHz) 1,2 k Ω
--------	------------------------------------

gemessen bei: u_a 250 V

u_{g2+4}	250 V über 20 k Ω
u_{g3}	8 V ($i_{g3} \cdot R_{g3}$; $R_{g3} = 50$ k Ω)
u_{g1}	2 V

Niedriger Oszillatorspannungsbedarf. Infolge der normalen, großen Steilheit des ersten Gitters ist der Oszillatorspannungsbedarf klein. Das ist vorteilhaft vor allem im Hinblick darauf, daß die Oszillatorfrequenz so wenig wie möglich ausgestrahlt werden soll.

Z. B. ECH 81	u_{osc} 8 V (multiplikativ)
ECH 11	“ 8V “
AK 2	“ 8,5 V “
EF 80	“ 3,5 V (additiv)
EC 92	“ 3 V “
ECH 81 (Triode)	“ 6 V “

Abhängigkeit von der Oszillatorspannung. Der bei der multiplikativen Mischung erwähnte Vorteil des Sättigungscharakters fehlt bei der additiven Mischung. Hier ist es also notwendig, die Oszillatorspannung über dem Durchstimmbereich annähernd konstant oder aber den Durchstimmbereich entsprechend klein zu halten. Im UKW-Gebiet, in dem die additive Mischung angewendet wird, ist die letzte Bedingung, relativ kleiner Durchstimmbereich, immer erfüllt, so daß also dieses Mischverfahren ohne Schwierigkeiten angewendet werden kann.

Selbstschwingende Mischschaltung. Es ist möglich, Schwingungserzeugung und Mischung in einem Röhrensystem vorzunehmen (Bild 16).

Keine Entkopplung zwischen den Abstimmkreisen. Bei Verwendung einer Triode besteht weder eine Entkopplung des Oszillatorkreises gegen den Zf-Kreis, noch gegen den Eingangskreis. Die erstgenannte Kopplung ist im UKW-Fall wegen des großen Frequenzabstandes nicht kritisch. Die Kopplung Oszillatorkreis/Eingangskreis ist aus zwei Gründen von Nachteil:

Mitzieeffekt, Störstrahlung. Durch Brückenschaltungen lassen sich aber beide Kreise voneinander entkoppeln (Bild 16 und 16a).

Wenn die in Bild 16a gezeichnete Brücke abgeglichen ist, steht zwischen den Punkten E und F keine Oszillatorspannung, das heißt der Punkt F liegt hinsichtlich der Oszillatorspannung auf Chassispotential.

Quersteuerung

Der Vorteil dieses Mischverfahrens liegt in einer sehr guten Entkopplung zwischen Oszillator- und Eingangskreis. Die beiden steuernden Plattenpaare (Bild 5) sind durch einen statischen Schirm voneinander getrennt. Ein solches Abschirmblech ist natürlich um vieles wirksamer als das erste Schirmgitter einer Hexode. Außerdem ist das Röhrenrauschen kleiner als bei der vergleichbaren multiplikativen Mischung. Das hängt mit dem Fortfall der doppelten Stromverteilung an zwei Schirmgittern und dem Fortfall des Staueffektes vor dem dritten Gitter zusammen, denn durch diese Raumladung vor dem dritten Gitter der Mischhexode wird das Verhältnis Anoden- zu Schirmgitterstrom sehr ungünstig. Das aber führt zu den hohen äquivalenten Rauschwiderständen.

Die Schwierigkeit dieses Mischverfahrens beruht darin, einen scharf gebündelten Strahl hoher Stromdichte zu erhalten, um bei kleinen Änderungen der Steuerspannung (Ablenkspannung) eine große Stromänderung, also eine ausreichende Steilheit zu bekommen. Infolge ihrer Eigenladung stoßen sich die Elektronen in einem solchen Strahl voneinander ab und verhindern eine scharfe Bündelung. Will man Ströme, wie z. B. in Mischhexoden üblich, steuern und entsprechende Steilheitswerte erzielen, muß ein rechteckiges Elektronenstrahlenbündel sehr großer Längsausdehnung erzeugt werden. Das hat aber eine ganze Reihe konstruktiver und physikalischer Schwierigkeiten zur Folge. Deshalb hat dieses Verfahren zunächst nur Interesse in dem Wellengebiet erlangt, in dem man bisher zur Mischung Dioden verwendete, bei denen ja keine Mischverstärkung zu erzielen ist.

Das bestätigt die amerikanische Literatur. Hier werden Versuchsmuster für 1200 MHz mit einem gesteuerten Strom von 0,2 mA und einer Steilheit von 0,3...0,5 mA/V beschrieben.

D. Besondere Eigenschaften der Röhren und Schaltungen

1) Multiplikative Mischung

a) Oktode

Frequenzverwerfung beim Regeln. Je nach dem Regelzustand, d. h. je nach der Regelspannung am Hf-Eingangsgitter ändert sich die vom Oszillatorsystem erzeugte Frequenz etwas. Für diese Erscheinung sind bei diesen gekoppelten Systemen — bei denen also Oszillator- und Mischsystem hintereinander geschaltet sind — drei Faktoren maßgebend:

In Abhängigkeit von der Regelspannung am Hf-Eingangsgitter werden mehr oder weniger Elektronen zur Umkehr gezwungen. Entsprechend verändert sich die Raumladung vor dem ersten Gitter. Das bedeutet eine Kapazitätsänderung dieses Gitters gegen Katode C_e und demzufolge (Bild 19) eine Frequenzverwerfung des Oszillators.

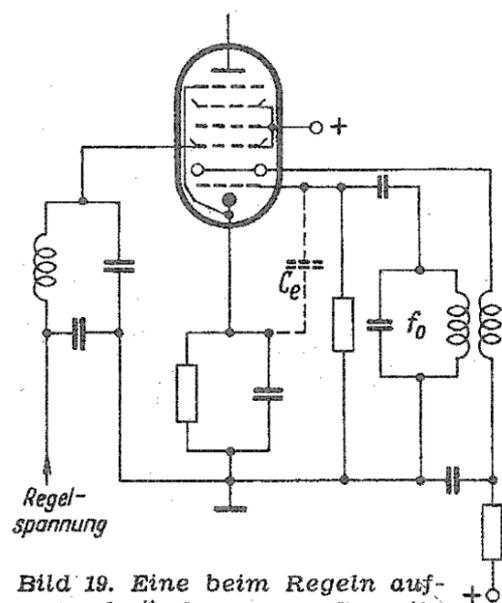


Bild 19. Eine beim Regeln auftretende Änderung von C_e ergibt eine Änderung von f_0

Ebenso ist der Schwinganodenstrom von der Regelspannung am Hf-Eingangsgitter abhängig. Wird das vierte Gitter stärker negativ, steigt der Schwinganodenstrom, die Steilheit des Oszillatorsystems wächst und seine Frequenz ändert sich.

Hinzu kommt ein Phasenfehler in der Steilheit des Oszillatorsystems. Die auf die Schwinganode auftreffenden Elektronen gelangen ja, wie Bild 20 zeigt, auf einem Umweg dorthin. Sie laufen von der Katode bis dicht vor das Gitter 4 (Hf-Eingangsgitter), kehren dort um und erreichen dann erst die Schwinganode. Infolge dieses langen Weges ist der Wechselstrom der Schwinganode nicht mehr in Phase mit der Wechselspannung vom Oszillatordgitter, d. h. aber, die Steilheit ist nicht phasenrein. Nach der Rückkopplungsgleichung darf dann \mathfrak{R}_a , ebenfalls kein rein ohmscher Widerstand sein; das bedeutet, daß der Oszillator nicht auf der Resonanzfrequenz des Schwingungskreises schwingt.

Diese frequenzverstimmenden Einflüsse sind nicht nur bei Regelung, sondern auch bei Schwankungen der Betriebsspannungen zu beobachten. Steigt z. B. die Betriebsspannung, so werden die Elektronen ihren Weg zur Schwinganode in kürzester Zeit zurücklegen, der Phasenwinkel der Laufzeit wird kleiner. Bei den moderneren Bauformen dieses Typs kann durch spezielle Ausbildung der Elektroden erreicht werden, daß diese Störeffekte stark reduziert werden. So wird z. B. bei der Pentagrid-Röhre 6 BE 6 durch Verwendung eines Systemaufbaus nach Bild 20a bewirkt, daß die vor dem Hf-Eingangsgitter umkehrenden Elektronen

nicht mehr in das Oszillatorsystem gelangen und die Änderung der Raumladung vor dem ersten Gitter beim Regeln des dritten Gitters klein bleibt. Gleichzeitig wird aber durch solche Maßnahmen das Verhältnis zwischen dem Nutzstrom (Anodenstrom) und dem Katodenstrom ungünstig. Das bedeutet hohen Stromverbrauch und stärkeres Rauschen (6BE6: $r_{ac} = 200 \text{ k}\Omega$!).

Induktionseffekt. Infolge der starken Durchsteuerung des Elektronenstromes seitens der Oszillatorspannung entsteht in der Nähe des zweiten Steuergitters eine stark schwankende Raumladung. Sie influenziert in der zugehörigen Gitterleitung einen Strom. Nimmt z. B. die Oszillatorwechselspannung in positiver Richtung zu, so steigt die (negative) Raumladung q_{g4} (Bild 21). Es fließt ein Elektronenstrom vom Gitter weg, er ist bekanntlich (Funktechnische Arbeitsblätter Kp 01/1) um 90° voreilend

$$i_{g4} = \frac{dq_{g4}}{dt}$$

In der Gitterleitung liegt der Eingangskreis, der für die höher liegende Oszillatorfrequenz einen kapazitiven Widerstand \mathfrak{R}_{ce} darstellt. An ihm entsteht durch den influenzierten Strom eine ihm um

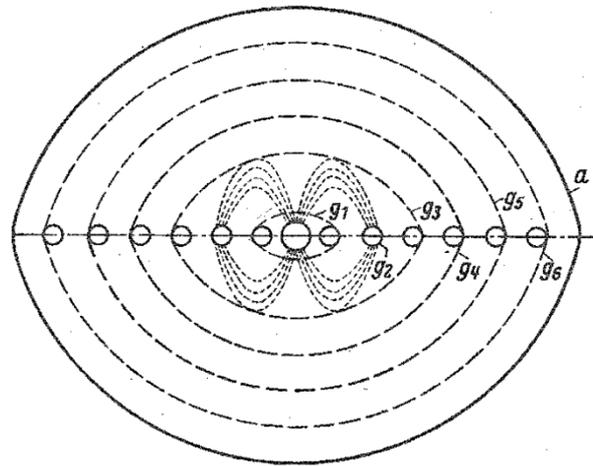
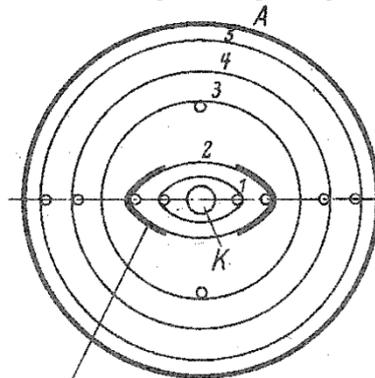


Bild 20. Schematische Darstellung der Bahnen bei einer Oktode, auf denen die Elektronen zur Schwinganode gelangen



Bleche auf dem 2. Gitter zum Abfangen der vor dem 3. Gitter umkehrenden Elektronen.

Bild 20a. Schnitt durch das System einer Pentagrid-Röhre z. B. 6 BE 6 (schematisch)

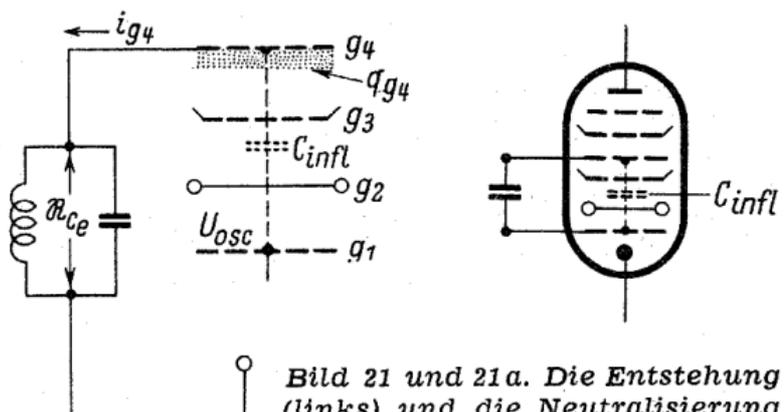


Bild 21 und 21a. Die Entstehung (links) und die Neutralisierung des Induktionseffektes (rechts)

90° nachteilige Spannung. Oszillatorspannung und Spannung an R_{ce} erreichen also gleichzeitig ihren Höchstwert. Einer positiven Amplitude der Oszillatorspannung entspricht aber eine negative an R_{ce} , da seine Aufladung durch einen Elektronenstrom (negativen Strom) erfolgt. Die durch Influenz am Gitter 4 erzeugte Spannung wirkt also der Oszillatorspannung entgegen und setzt damit die Konversionssteilheit herab.

	Heizspannung	Heizstrom	Heizleistung	Anodenspannung	Schwing-Anodenspg. (Triodenode)	Schirmgitterspannung	Gittervorspannung am HF-Eingangsgitter	Anodenstrom	Schwing-anodenstrom	Schirmgitterstrom	ges. Stromverbr.	Mischsteilheit	R_i	Spannung am Oszillatorgitter $I_g \times R_g$	Ableitwiderst. am Oszillatorgitter	Rauschwiderst. $r_{s,e}$	Anschwingsteilheit für Oszillatorgitter $U = 0 V$	R_o bei 100 MHz	
	V	A	W	V	V	V	V	mA	mA	mA	mA	mA/V	M Ω	V	k Ω	k Ω	mA/V	k Ω	
multiplikativ	AK 2	4	0,65	2,6	250	90	70	-1,5	1,6	2	3,8	7,4	0,6	1,6	-1,5 + 8,5V _{eff}				
	ECH 11	6,3	0,2	1,3	250	250*	100	-2	2,3	3,4	3	8,7	0,65	>0,8	-10	30	70	3,3	
	ECH 81	6,3	0,3	1,9	250	250*	100	-2	3,3	4,5	6,7	14,5	0,78	1	-10	50	70	3,7	1,2
	6 BE 6	6,3	0,3	1,9	250		100	-1	3,3		6,9	10,2	0,47	1	-10	20	200	7,2 ^{*)} 2,2 ^{**)}	
	6 A 8	6,3	0,3	1,9	250	250**)	100	-3	3,5	4	2,7	10,2	0,55	0,36	-20	50	160		
additiv	EF 80	6,3	0,3	1,9	170		170*		4,5		1,5	6	2,5	0,4	-3,5		10		6
	EC 92	6,3	0,15	0,95	200				5,0			5	1,9	0,02	-3	1000	5		12
	ECH 81 (Triode)				200				4,0			4	0,9	0,035	-6		7		7

*) über 30 k Ω

*) mit Katodenrückkopplung

**) mit Schirmgitterrückkopplung

**) über 20 k Ω

Ein weiterer Nachteil ist, daß auf diese Weise Oszillatorspannung in den Eingangskreis und damit in die Antenne kommt und ausgestrahlt werden kann. Wird die influenzierte Spannung sehr groß, so kann Gitterstrom gezogen und der Eingangskreis bedämpft werden. Schließlich kann infolge dieser kapazitiven Verkopplung Mitziehen zwischen Oszillator- und Eingangskreis entstehen. Gedanklich kann man diesen Induktionseffekt nachbilden, wenn man sich zwischen g_1 und g_4 eine nur in Richtung auf g_4 wirkende negative Kapazität gelegt denkt.

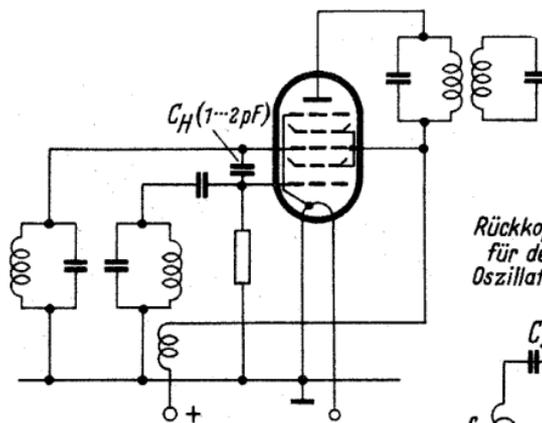
$$i_{g4} = C_{infl} \cdot \frac{du_{osc}}{dt}$$

Darauf beruhen auch die Abhilfemaßnahmen. Man schaltet eine gleich große positive Kapazität in oder an der Röhre zwischen die beiden Elektroden (Bild 21a). Die durch den Induktionseffekt erzeugte Spannung soll über den Hilfskondensator kompensiert werden. Im Gebiet kurzer Wellen muß außerdem noch ein ohmscher Widerstand zugeschaltet werden, um die Laufzeit von g_1 bis g_4 und den dadurch bedingten Phasenfehler zu berücksichtigen; diese Kompensationen funktionieren genau nur in einem engen Frequenzbereich.

Der Induktionseffekt ist am kritischsten an den oberen Frequenzgrenzen der Bereiche, und zwar besonders im KW-Bereich. Die induzierte Spannung kann einige Volt betragen. Die scheinbare Kapazität erreicht Werte von ca. 2 pF.

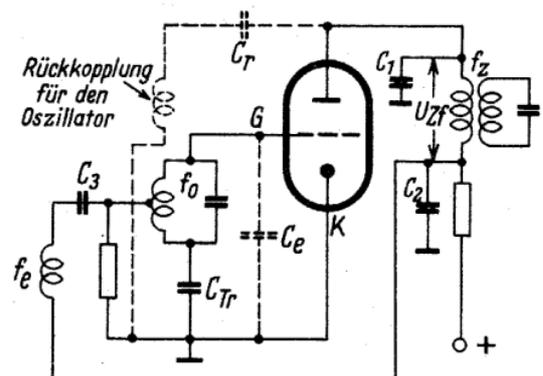
b) Vereinfachte Oktode, Pentagrid-converter (Bild 10).

Es gelten die gleichen Überlegungen wie unter D2. Hinzu kommt, daß durch Fortfall des Bremsgitters der Innenwiderstand absinkt. Bei der Oktode muß die Steilheit auf dem zweiten Steuergitter — im Gegensatz zur Hexode — groß sein, außerdem liegt ja, wenn auf das Bremsgitter verzichtet wird, nur das zweite Schirmgitter zwischen ihm und Anode.



Links: Bild 22. Schaltung zur Verkleinerung der Frequenzverwerfung beim Regeln

Rechts: Bild 23. Zf-Rückkopplung (kapazitiv) bei einer selbstschwingenden Mischtriode



Innenwiderstände	R_i
AK 2 (mit Bremsgitter)	1,5 M Ω
6A8 (ohne Bremsgitter)	0,36 M Ω

c) Vereinfachte Oktode (DK 40) (Bild 11)

Dadurch, daß das Gitter 3 — also das dem Hf-Eingangsgitter benachbarte — Oszillatorspannung führt, wird diese über die Kapazität zwischen den beiden Gittern auf das Eingangsgitter gekoppelt. Die so an Gitter 4 entstehende Oszillatorspannung soll der durch den Induktionseffekt erzeugten entgegenwirken und sie möglichst neutralisieren. Die Kapazität g_3/g_4 (~ 1 pF) entspricht der in D_1 (Induktionseffekt) erwähnten Hilfskapazität.

Um zu günstigen Schwingeneigenschaften auch im Kurzwellenteil zu kommen, soll der Oszillatorkreis in die Leitung zum Gitter 1, die Rückkopplung in die zum Gitter 2 gelegt werden (wie in Bild 19). Ferner soll der Gitterableitwiderstand von Gitter 1 nicht zu hoch gewählt und an das positive Heizfadenende, um eine schwach positive Vorspannung zu erhalten, geschaltet werden. Da bei Batterieempfängern infolge der meist verwendeten kurzen Antennen normalerweise keine so hohen Antenneneingangsspannungen wie beim Netzgerät vorliegen, spielt die durch das Regeln bedingte Frequenzverwerfung keine so ausschlaggebende Rolle. Im KW-Bereich wird mit Rücksicht auf die Frequenzverwerfung oft darauf verzichtet, die Mischröhre zu regeln.

d) Vereinfachte Oktode, Pentagrid-converter (DK 91, DK 92) (Bild 12).

Hier ist ein Hilfskondensator zur Bekämpfung des Induktionseffektes zwischen Oszillator- und Hf-Eingangsgitter ($\sim 1,0...2,0$ pF) erforderlich. Sein genauer Wert wird bei der höchsten Betriebsfrequenz des Gerätes so eingestellt, daß sich beste Empfindlichkeit ergibt.

Es ist zweckmäßig, die Rückkopplungsspule so zu schalten, daß sie vom Anodenstrom und den Schirmgitterströmen durchflossen wird. Einmal steigt dadurch die Rückkopplungssteilheit, zum andern ändert sich beim Regeln der Strom durch die Rückkopplungsspule nur geringfügig, so daß die bei einer Stromänderung sonst entstehende Frequenzverwerfung hier klein bleibt (Bild 22a und 13a).

e) Hexode und Heptode, kombiniert mit Triode.

Bei diesem Typ entsteht eine Frequenzverwerfung beim Regeln nur dadurch, daß durch die Gleichspannungsänderung am ersten Gitter die Raumladung vor dem dritten Gitter und damit dessen Kapazität geändert wird. Es ist deshalb zweckmäßig, den Schwingkreis in die Anode, die Rückkopplungsspule in die Gitterleitung zu legen und eine lose Kopplung zwischen Gitter und Anodenkreis zur wählen, um den Einfluß einer solchen Kapazitätsänderung klein zu halten.

Die Frequenzverwerfung kann dadurch klein gehalten werden.

ECH 11	$\lambda = 24$ m	voll geregelt Δf ca. 1 kHz
6 A 8	$\lambda = 24$ m	voll geregelt Δf ca. 15 kHz.

Die Regelung auf dem ersten Gitter, dem Hf-Eingangsgitter, hat sonst nur zur Folge, daß sich die Eingangskapazität ändert. Das bedeutet eine Verstimmung des Eingangskreises. Bei der im Vergleich zu den Zf-Filtern (470 kHz) größeren Bandbreite ist aber eine solche Kapazitätsänderung von weit geringerer Bedeutung, als wenn durch sie die Oszillatorfrequenz und damit die erzeugte Zwischenfrequenz verstimmt werden. Der Vorteil des in einer Triode-Hexode bzw. Triode-Heptode getrennt enthaltenen Triodensystems beruht darin, daß der Oszillator optimal dimensioniert werden kann und daß praktisch keine Kopplung zwischen Mischvorgang und Regelung einerseits und Schwingungserzeugung andererseits besteht.

2) additive Mischung

Vergleich zwischen Pentoden und Trioden.

Der Vorteil der Pentode ist gegeben:

durch ihren höheren Innenwiderstand, der in der Anode liegende Zf-Kreis wird weniger bedämpft, durch ihre kleine Gitter/Anoden-Kapazität. Der Nachteil der Pentode liegt in ihrem höheren Eigenrauschen (r_{ae}) und dadurch bedingt in ihrer schlechteren Grenzempfindlichkeit.

Aus den letztgenannten Gründen und der Tatsache eines einfacheren, billigeren Aufbaues wird

vielfach auf die Triode zurückgegriffen, zumal durch eine Brückenschaltung die Bedämpfung durch den Innenwiderstand weitgehend aufgehoben werden kann (Bild 23).

An sich ist bereits der Innenwiderstand einer Triode kleiner als der einer Pentode. Aber auch dieser kleinere Wert wird noch weiter dadurch abgesenkt, daß infolge ungenügender Entkopplung (zwischen Gitter und Anode) Zf-Spannung auf das Steuergitter kommt. Durch eine Neutralisierung, eine Brückenschaltung kann man in bekannter Weise erreichen, daß dieser Zf-Spannungsbetrag am Gitter auskompensiert wird.

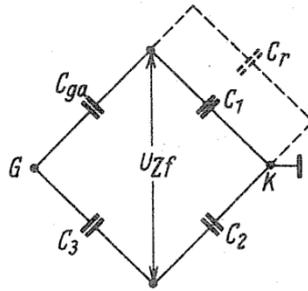


Bild 23a. Ersatzbild (Brückenschaltung zu Bild 23)

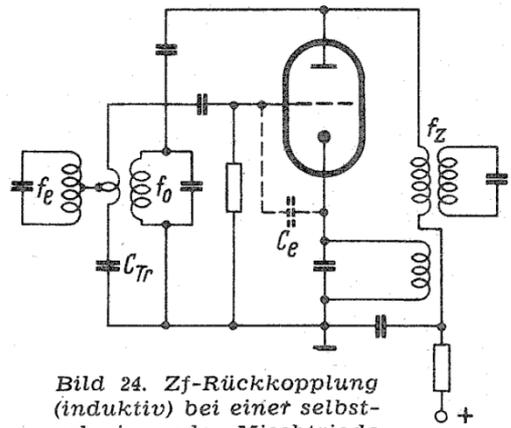


Bild 24. Zf-Rückkopplung (induktiv) bei einer selbstschwingenden Mischtriode

In diesem Fall erhält man also den gleichen Innenwiderstand, den die Triode ohne diese Verkopplung zwischen Eingangs- und Ausgangsseite hätte.

Für die in Bild 23 gezeigte Kompensationsschaltung ist in Bild 23a das Brückenersatzbild gezeichnet.

Bild 24 zeigt im Vergleich dazu eine Zf-Entdämpfung durch induktive Rückkopplung in der Kathodenleitung.