



### Die Schaltung der Vorstufe im UKW-Rundfunk-Empfänger

#### 1. Einleitung:

Beim Entwurf von UKW-Schaltungen wird heute fast stets eine Vorstufe vor der Mischstufe angeordnet. Bei den hohen Anforderungen an die Gesamtverstärkung ist es günstig, diese so aufzuteilen, daß ein wesentlicher Teil auf die Eingangsschaltung (Eingangsfrequenz) entfällt, damit die zwischenfrequenzzeitige Verstärkung nicht zu hoch wird und dadurch Stabilitätsschwierigkeiten verursacht. Mindestens ebenso wichtig ist die durch eine Vorstufe zu erzielende Verbesserung der Rauschzahl und die Verminderung der Ausstrahlungsfahrer für die Grundwelle und die Oberwelle des Oszillators.

Für die Vorstufe wird in neuerer Zeit meist ein Triodensystem verwendet. Eine besonders wirtschaftliche Lösung ergibt die Verwendung einer Doppeltriode (ECC/UCC 85), deren 1. System zur Vorverstärkung und deren 2. System zur Mischung benutzt wird. Für den Eingangskreis einer solchen Triodenvorstufe gibt es bekanntlich 3 Schaltungsarten:

- 1) Kathodenbasis-(KB)-Schaltung
- 2) Gitterbasis-(GB)-Schaltung
- 3) Zwischenbasis-(ZB)-Schaltung

Während diese 3 Schaltungsarten, wie H. Rothe gezeigt hat [1], in ihrem Rauschverhalten keine wesentlichen Unterschiede zeigen, sind sie hinsichtlich der Dämpfung und Frequenzbandbreite ihres Einganges, der Spannungstransformation von der Antenne auf den Eingangskreis und der Stabilität gegenüber der Gefahr einer Selbsterregung wesentlich verschieden. Da ein systematischer Vergleich der drei Schaltungsarten unter Berücksichtigung dieser sämtlichen Gesichtspunkte in der Literatur bisher fehlt, sei hier das für den Geräte-Entwickler Wichtigste angegeben.

#### 2. Allgemeine Zwischenbasis-Schaltung

Die KB- und GB-Schaltung sind für quantitative Überlegungen als die beiden Grenzfälle der allgemeinen Zwischenbasis-Schaltung aufzufassen. Bezeichnet man das Anzapfverhältnis des Eingangskreises mit

$$x = \frac{U_k}{U_1}$$

worin  $U_1$  die gesamte am Eingangskreis, d. h. zwischen Gitter und Kathode stehende Wechselspannung und  $U_k$  den kathodenseitigen Anteil dieser Wechselspannung darstellt, so bedeuten

- $x = 0$  KB-Schaltung
- $x = 1$  GB-Schaltung

während  $0 < x < 1$  das Gebiet der eigentlichen ZB-Schaltung darstellt. Erst durch die Angabe eines bestimmten  $x$

[1] H. Rothe: Die Grenzempfindlichkeit gittergesteuerter Röhren. Teil II: Der Einfluß von Rückkopplungen auf die Geräuschzahl von Trioden. Die Telefunkenröhre, Festschrift zur 50 Jahr-Feier, 1953.

Wertes ist die letztere eindeutig bestimmt. Es sei bemerkt, daß man es bei sehr hohen Frequenzen und bei Verwendung von Röhren üblicher Bauform mit Stiftnschlüssen in der Praxis nie ganz streng mit einer reinen KB- oder einer reinen GB-Schaltung zu tun hat, weil schon die Zuleitungs-Selbstinduktion von der Kathode bzw. von dem Gitter im Röhreninnern bis zum Masse-Anschluß einen gewissen Spannungsabfall für den kapazitiven Blindstrom hervorruft, welcher zu der betr. Röhren-Elektrode fließt. Im Gebiet von 100 MHz gilt

$$\begin{aligned} \text{für eine praktische KB-Schaltung } x &\approx 0,01 \dots 0,03 \\ \text{für eine praktische GB-Schaltung } x &\approx 0,97 \dots 0,99. \end{aligned}$$

Für unseren Vergleich stellen wir die Berechnungsformeln für die allgemeine ZB-Schaltung auf, um den Gang der wichtigsten Größen in Abhängigkeit von  $x$  verfolgen zu können. Die Röhrenstufe selbst betrachten wir als Vierpol, wobei die Eingangsklemmen, Kathode und Gitter, die Ausgangsklemmen Anode und Masse bedeuten (Abb. 1). Dabei ist noch zu beachten, daß zwischen den Anschlußfahnen der Röhrenfassung und den Elektroden im Röhreninnern gewisse Transformationen der Spannungen auftreten können. Wir rechnen im Folgenden mit den Spannungen und Leitwerten, welche an den Elektroden selbst gelten, weil dies für die meisten Überlegungen zweckmäßiger ist.

Die Eigenschaften eines derartigen Vierpols werden am besten durch die 4 Konstanten  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{22}$  der Leitwertmatrix beschrieben.

Es seien

$Y_1 = G_1 + jg_1 =$  Leitwert des Eingangskreises einschließlich der Röhre, jedoch ohne Rückkopplung.

$Y_2 = G_2 + jg_2 =$  Leitwert des Ausgangskreises, wie sich dieser bei „kalter“ bzw. „gesperrter“ Röhre, aber einschließlich der Belastung durch eine nachfolgende, als Verbraucher zu betrachtende Röhrenstufe (Mischstufe) ergibt,

$D =$  Durchgriff,

$\Theta = S \cdot e^{-i\varphi_s} =$  Steilheit der Röhre, welche wegen der nicht mehr zu vernachlässigenden Elektronenlaufzeit eine nachteilige Phase  $-\varphi_s$  aufweist.

Außerdem sei zwischen Anode und Gitter noch eine Kapazität  $\Delta C_{ga}$  und zwischen Anode und Kathode eine Kapazität  $\Delta C_{ak}$  wirksam gedacht. Diese beiden Kapazitäten oder vielmehr Kapazitätsdifferenzen sollen die Abweichungen der betr. Kapazitäten von demjenigen Wert darstellen, für welchen die Neutralisation der Schaltung eingestellt wurde.  $\Delta C_{ga}$  und  $\Delta C_{ak}$  können daher innerhalb einer gewissen Streubreite liegen und sowohl positiv als auch negativ sein. Mit diesen Größen erhält man, wie in Anhang 1 näher gezeigt ist, die folgenden Größen der

obengenannten Leitwertmatrix der allgemeinen ZB-Schaltung:

$$Y_{11} = G_1 + jg_1 + (1-x)^2 \cdot j\omega\Delta C_{ga} + x^2 \cdot (\mathcal{E}D + j\omega\Delta C_{ak}) + x\mathcal{E}$$

$$Y_{12} = -(1-x)j\omega\Delta C_{ga} + x(\mathcal{E}D + j\omega\Delta C_{ak})$$

$$Y_{21} = \mathcal{E} - (1-x)j\omega\Delta C_{ga} + x(\mathcal{E}D + j\omega\Delta C_{ak})$$

$$Y_{22} = G_2 + j\omega\Delta C_{ga} + \mathcal{E}D + j\omega\Delta C_{ak}$$

Aus diesen können alle wichtigen Größen für die praktische Beurteilung errechnet werden. Die Berechnung sei für ein Triodensystem der ECC 85 mit den folgenden Daten durchgeführt:

$$S = 6 \text{ mA/V}; \varphi_s = 10^\circ \text{ (für das 100 MHz-Band)}$$

$$D = 0,0175$$

Außerdem sei  $G_1 = 0,2 \text{ mS}$ . Die Antenne sei so angekoppelt, daß sich das geringste Rauschen ergibt, d. h. bei dem gewählten Triodensystem im 100 MHz-Band ein übertragener Antennen-Wirkleitwert  $G_A = 0,9 \text{ mS}$  in den Eingangskreis eingekoppelt wird.

### 3. Sicherheit gegen Selbstschwingen infolge Neutralisationsfehlern.

Durch eine Angabe von  $G_2$  wären nun alle wesentlichen Werte für eine Berechnung der Verstärkung usw. bestimmt. Man würde dann für jedes gewählte  $G_2$  einen bestimmten Mindestwert von  $x$  finden, für welchen gerade noch Stabilität gegen Selbstschwingen an den Streugrenzen für die Rückwirkungskapazität bestünde. Kleinere  $x$ -Werte, insbesondere die KB-Schaltung selbst ( $x = 0$ ) müßten dann bei üblichen  $G_2$ -Werten aus der vergleichenden Betrachtung ausgeschieden werden, da sie die Forderung nach Stabilität nicht mehr erfüllen.

Es erscheint daher zweckmäßiger, den Vergleich so durchzuführen, daß  $G_2$  nicht von vornherein festgelegt, sondern für jedes  $x$  so gewählt wird, daß gerade mit einer gewissen Sicherheit kein Selbstschwingen möglich ist. Wir stellen daher eine Bedingung für  $G_2$  so auf, daß bei den ungünstigsten Werten von  $\Delta C_{ga}$  und  $\Delta C_{ak}$  und bei herausgezogener Antenne noch 1,3fache Sicherheit gegen Selbstschwingen besteht.

Die Grenzbedingung für Selbstschwingung lautet

$$Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21} = 0$$

Für die jeweils gefährlichsten möglichen Abstimmverhältnisse kann man, wie im Anhang 2 gezeigt wird, setzen

$$G_{11} G_{22} = |Y_{12}| \cdot |\mathcal{E}| \cdot \cos^2 \frac{\varphi_{12} - \varphi_s}{2}$$

worin  $\varphi_{12}$  den Phasenwinkel des Rückwirkungsleitwertes bedeutet. Für den letzteren gilt

$$\text{tg } \varphi_{12} = \frac{g_{12}}{G_{12}} = \frac{x \cdot \omega\Delta C_{ak} - x \text{ SD} \sin \varphi_s - (1-x) \omega\Delta C_{ga}}{x \text{ SD} \cos \varphi_s}$$

oder mit ausreichender Annäherung

$$\text{tg } \varphi_{12} \approx \frac{x \cdot \omega\Delta C_{ak} - (1-x) \omega\Delta C_{ga}}{x \text{ SD}}$$

Nun muß man in der Serienfertigung ein Gerät mit beliebigen Röhren abgleichen können, ohne daß bei einem späteren Röhrenwechsel die Stabilität gefährdet ist. Da die Röhre, mit welcher der Abgleich erfolgt, auch extreme  $C_{ak}$ - und  $C_{ga}$ -Werte haben kann, müssen für die Stabilitätsberechnung die maximal vorkommenden Streudifferenzen  $\pm \Delta C_{ak \text{ max}}$  und  $\pm \Delta C_{ga \text{ max}}$  eingesetzt werden. Während man dabei  $|\Delta C_{ga \text{ max}}|$  praktisch gleich der

vom Röhrenhersteller angegebenen relativ großen  $C_{ga}$ -Toleranzbreite setzen kann, wird man  $|\Delta C_{ak \text{ max}}|$  sicherheitshalber größer ansetzen müssen, als der angegebenen Toleranzbreite von  $C_{ak}$  entspricht, welche für die Röhre selbst ziemlich klein ist. Es ist zweckmäßig, hier noch die durch die Nachgiebigkeit der Fassungsfedern und Zuleitungen bedingte Kapazitäts-Unsicherheit sowie die Einstell-Unsicherheit der Neutralisation mit einzurechnen. Für die Röhre ECC 85 wurde  $\Delta C_{ga \text{ max}} \approx \pm 0,5 \text{ pF}$  und  $\Delta C_{ak \text{ max}} \approx \pm 0,1 \text{ pF}$  (für im Gerät einstellbare Neutralisation) bzw.  $\Delta C_{ak \text{ max}} \approx \pm 0,25 \text{ pF}$  (für Neutralisation mittels Festkondensator) den folgenden Rechnungen zugrundegelegt. Es sei bemerkt, daß bei einer gut abgeschirmten Pentoden-Verstärkerstufe die Streuung der Rückwirkungskapazität etwa im selben Verhältnis kleiner ist als diejenige einer Triode, in welchem die Absolutwerte der Rückwirkungskapazität kleiner sind. Für nachteilige Steilheitsphase ergibt sich aus der Formel für die Stabilitätsgrenze, daß  $+\Delta C_{ak \text{ max}}$  und  $-\Delta C_{ga \text{ max}}$  die gefährlichsten Werte darstellen. Bei kleinen  $x$ -Werten (nahe der KB-Schaltung) spielt  $\Delta C_{ga}$  die Hauptrolle, während bei großen  $x$ -Werten (nahe der GB-Schaltung) hauptsächlich  $\Delta C_{ak}$  maßgebend wird. Im Gebiet mittlerer  $x$ -Werte wirken beide Kapazitätsdifferenzen entsprechend zusammen. Der ungünstigste theoretisch mögliche Fall wäre der, daß  $-\Delta C_{ga \text{ max}}$  und  $+\Delta C_{ak \text{ max}}$  zusammentreffen, doch ist die Wahrscheinlichkeit dafür äußerst gering. Dem trägt man Rechnung, indem man die beiden Streuungen statistisch kombiniert. Man gelangt dann zu den Formeln

$$g_{12 \text{ max}} \approx \omega \sqrt{x^2 (\Delta C_{ak \text{ max}})^2 + (1-x)^2 (\Delta C_{ga \text{ max}})^2}$$

$$\text{tg } \varphi_{12 \text{ max}} \approx \frac{\omega \sqrt{x^2 (\Delta C_{ak \text{ max}})^2 + (1-x)^2 (\Delta C_{ga \text{ max}})^2}}{x \text{ SD}}$$

Für die Stabilitätsbedingung bei 1,3facher Sicherheit ergibt sich jetzt

$$G_{22 \text{ min}} = \frac{|Y_{12 \text{ max}}| \cdot |Y_{21}| \cdot \cos^2 \frac{\varphi_{12 \text{ max}} - \varphi_s}{2}}{G_{11}} \cdot 1,3$$

### 4. Eingangs- und Ausgangsleitwert, Verstärkung.

Nachdem man so  $G_{22} = G_{22 \text{ min}}$  in Abhängigkeit von  $x$  ermittelt hat, kann man die für die Funktion der Schaltung wichtigen Größen berechnen. Hierbei interessierere nun in erster Linie die Größen, welche sich bei richtig eingestellter Neutralisation ergeben. Für den kleinen Steilheitsphasenwinkel von  $\varphi_s = -10^\circ$  genügt dabei die reelle Näherungsrechnung mit den folgenden Formeln:

$$G_I \approx G_{11} - \frac{G_{12} G_{21}}{G_{22 \text{ min}}}; \quad V_R \approx \frac{S}{G_{22 \text{ min}}};$$

$$G_{II} \approx G_{22 \text{ min}} - \frac{G_{12} G_{21}}{G_{11} + G_A}; \quad G_2 \approx G_{22 \text{ min}} - \text{SD}$$

### 5. Antennen-Aufschaukelung.

Für die Beurteilung der ganzen Trioden-Vorstufe muß man noch die beiden Übersetzungsverhältnisse  $\bar{u}_A$  von der Antenne zum Eingangskreis und  $\bar{u}_M$  von der Vorstufenanode bis zum Gitter der nachfolgenden Mischröhre kennen. Es ist dann die Gesamtverstärkung

$$V = \bar{u}_A \cdot V_R \cdot \bar{u}_M$$

Die Antennentransformation  $\bar{u}_A$  rechnen wir von einer Antenne mit  $R_A = 60 \Omega$  aus, weil dies dem Innenwiderstand der gebräuchlichen Meßsender entspricht. Für

rauschoptimale Ankopplung ( $G_A = G_{A \text{ opt}} = 0,9 \text{ mS}$ ) ist

$$\ddot{u}_A = \frac{2\sqrt{G_A}}{\sqrt{R_A \cdot (G_A + G_1)}} = \frac{7,75}{0,9 + G_1}$$

### 6. Übersetzung zum Mischstufengitter

Für eine Berechnung der Übersetzung  $\ddot{u}_M$  ist die folgende Überlegung maßgebend. Der Ausgangskreis der Vorstufe bildet ja zugleich den Eingangskreis der Mischstufe, und ist über die bekannte Symmetrieschaltung für die Oszillatorschwingung mit dem Gitter der Mischstufe verbunden. Der Eingangskreis der Mischstufe sei nun an einer passenden Stelle für den Anschluß der Vorstufenanode angezapft. Dann hat man es mit den beiden Kapazitäten  $C_2$  und  $C_3$  zu tun (Abb. 2), von denen  $C_3$  wegen der Bauteile und Leitungen der Oszillator-Symmetrieschaltung notwendigerweise ziemlich groß ist. Die oben angegebene Berechnung von  $G_2$  nach der Stabilitätsbedingung legte  $G_{11}$  und damit den Wirkleitwert des Kreises zwischen Anoden-Anzapfung und Masse fest. Damit gilt für die Bandbreite des Kreises die Beziehung

$$B_{11} = \frac{G_{11}}{2\pi (C_2 + \ddot{u}_M^2 C_3)}$$

Mit wachsendem  $\ddot{u}_M$  wird also zugleich die Gesamtverstärkung größer und die Bandbreite schmäler. Für die letzte gibt es nun eine untere Grenze, welche durch die Forderung nach einem ausreichend genauen Gleichlauf des Eingangskreises mit dem Oszillatorkreis bestimmt wird. Man wird nach Möglichkeit mit  $\ddot{u}_M$  so hoch gehen, daß gerade die kleinste hiernach zulässige Bandbreite herauskommt, welche man mit  $B_{11 \text{ min}} = 1 \text{ MHz}$  ansetzen kann. Natürlich tritt dabei die Frage auf, ob man die Mischstufen-Eingangsschaltung so dämpfungsarm aufbauen kann, daß eine so geringe Bandbreite auch wirklich in allen Fällen erreicht wird. Eine beliebig aufgebaute Mischstufe erfüllt diese Bedingung meist nicht. Man kann aber bei sorgfältigem Aufbau und mit einer guten Eingangskreis-Spule auf solche Dämpfungswerte kommen.

### 7. Entdämpfung des Mischstufen-Eingangs durch Kathodenkondensator.

Daneben besteht insbesondere noch die Möglichkeit, den Eingangskreis der Mischröhre etwas zu entdämpfen, ähnlich, wie sich dies beim zwischenfrequenten Ausgangskreis längst eingebürgert hat. Zu dieser Entdämpfung des Eingangskreises dürfte ein Serienkondensator von 20...50 pF in der Kathodenleitung der Mischröhre, welcher für den Gleichstrom und die Zwischenfrequenz durch eine räumlich sehr klein aufzubauende Drossel mit etwa 1  $\mu\text{H}$  überbrückt wird, fast immer ausreichen. Ein solcher Kathodenkondensator zum Zweck der Entdämpfung des Mischstufen-Eingangs wurde in dem Band: Die Telefunken-Röhre im UKW-Empfänger, Teil II, auf S. 58 für selbstschwingende Pentoden-Mischschaltungen besprochen. Auf S. 37—38 desselben Bandes war die Anwendung eines Kathodenkondensators bei selbstschwingenden Trioden-Mischschaltungen zum Zweck der Entrübung des Minimums der Oszillatorbrücke angegeben worden. Es ist praktisch nicht schwierig, die Bemessung so zu wählen, daß beide Vorteile zugleich erzielt werden. Irgendwelche Bedenken gegen eine solche Maßnahme hinsichtlich der Stabilität der Entdämpfung sind unbegründet, da eine selbstschwingende Mischtriode ihre mittlere wirksame Steilheit automatisch konstant hält. Gemäß den vorstehenden Überlegungen wählt man das

Übersetzungsverhältnis von der Vorstufen-Anode zum Mischstufengitter nach der Formel

$$\ddot{u}_M = \sqrt{\frac{G_{11} - 2\pi B_{11} C_2}{2\pi B_{11} C_3}}$$

### 8. Neutralisation und Verstärkungsvergleich bei verschiedenem x.

Mittels der vorstehenden Formeln ist nun ein quantitativer Vergleich zwischen den Schaltungen mit verschiedenen x von der KB-Schaltung bis zur GB-Schaltung möglich. Will man einen solchen Vergleich bei laufendem x-Wert rechnerisch durchführen, so ist freilich zu beachten, daß man praktisch die Neutralisationsschaltung für verschiedene x-Werte verschieden ausführen wird. Für  $x = 0 \dots 0,2$  kann nach Abb. 3 eine zur Anodenwechselspannung gegenphasige Spannung über  $C_N$  zum Gitter zurückgeführt werden. Oder es wird die Rückwirkungskapazität durch eine hochfrequent parallel zu  $C_{ga}$  liegende Selbstinduktion wegekompensiert (Abb. 4). Die erstere Neutralisationsart beruht auf dem Brückenprinzip und ist weitgehend frequenzunabhängig. Die zweite, eine sogenannte „L-Neutralisation“, stimmt grundsätzlich nur für eine einzige Frequenz; doch ist sie innerhalb des UKW-Rundfunkbandes meist ausreichend, wenn sie für die Bereichsmitte richtig eingestellt wird. Für  $x = 0,2 \dots 0,7$  kann die Neutralisation am einfachsten durch einen zwischen Anode und Kathode gelegten Kondensator bewirkt werden. Die Kathode führt dann eine ausreichend große zur Gitterwechselspannung gegenphasige Spannung, so daß eine Brückenschaltung unter Benutzung des aufgeteilten Eingangskreises möglich ist (Abb. 5). Die Neutralisationskapazität ergibt sich dann zu

$$C_N = \frac{(1-x) C_{ga}}{x} - C_{rk}$$

wobei für  $C_{ga}$  und  $C_{rk}$  die Werte jeweils einschließlich der Fassungs- und Verdrahtungskapazität zu nehmen sind. Man kann jedoch auch im Gebiet dieser x-Werte eine der beiden vorgenannten Neutralisationsschaltungen anwenden. Für  $x \approx 1$  (GB-Schaltung) ist wegen der extrem starken Bedämpfung des Eingangskreises durch die Röhre gewöhnlich keine Neutralisation erforderlich. Will man eine solche trotzdem anwenden, so empfiehlt sich besonders die Einfügung einer kleinen Selbstinduktion zwischen Gitter und Masse nach Abb. 6. Ihr Wert errechnet sich zu

$$L_{gN} \approx \frac{C_{ak}}{\omega^2 C_{ga} C_{gk}}$$

und ist wiederum frequenzabhängig. Da eine solche Neutralisation jedoch sehr wenig kritisch ist, schadet diese Frequenzabhängigkeit innerhalb des UKW-Rundfunkbereiches noch weniger als im oben genannten Fall.

Die Verschiedenheit der zweckmäßigen Neutralisations-schaltung erschwert nun den durchlaufenden Vergleich der Gesamtverstärkung in Abhängigkeit von x deshalb, weil sich dadurch wesentlich verschiedene  $C_2$ -Werte ergeben können, welche in  $\ddot{u}_M$  eingehen. Ein solcher Vergleich läßt sich nur durchführen, wenn wir zunächst stets eine Neutralisation durch eine Selbstinduktion, die bei kleinem x parallel zu  $C_{ga}$  und bei großem x parallel zu  $C_{rk}$  gelegt ist, voraussetzen. Anschließend ist dann noch für dasjenige Gebiet von x, in welchem die Brücken-Neutralisation eine wesentliche  $C_2$ -Vergrößerung ergibt, die dadurch bedingte Verstärkungsverringeringung zu ermitteln. Für die Röhre ECC 85 wurden nun die interessierenden Größen ausgerechnet, wobei  $G_1 = 0,2 \text{ mS}$  voraus-

gesetzt wurde. Tabelle 1 gibt die Werte, welche sich für  $\Delta C_{ak\ max} = \pm 0,1\ pF$  (im Gerät einstellbare Neutralisation, vergl. Abschnitt 3!) ergeben, während Tabelle 2 für  $\Delta C_{ak\ max} = \pm 0,25\ pF$  (feste Neutralisation) gerechnet ist. In den Abb. 7 und 8 ist der Verlauf einiger besonders wichtiger Größen in Abhängigkeit von  $x$  dargestellt. Man erkennt, daß bei der KB-Schaltung ( $x = 0$ ) die zulässige Verstärkung  $V_R$  der Röhre selbst noch unter 1 liegt, und dann mit wachsendem  $x$  stark ansteigt. Die beiden in die Gesamtverstärkung  $V$  eingehenden Übersetzungsverhältnisse  $\bar{u}_A$  und  $\bar{u}_M$  fallen mit wachsendem  $x$  ab. Während die meisten bisher ausgeführten UKW-Vorstufen eine Abwärtsübersetzung zum Mischstufengitter erforderten, ergibt sich hier für  $x < 0,6$  eine Aufwärts-Übersetzung. Für die Gesamtverstärkung  $V$  ergibt sich sowohl bei  $x \rightarrow 0$  als auch bei  $x \rightarrow 1$  ein wesentlicher Abfall, während sie im Gebiet von  $x = 0,2 \dots 0,5$  ein flaches Maximum mit  $V \approx 56$  aufweist. Unter Berücksichtigung der  $C_2$ -Vergrößerung bei C-Neutralisation ergeben sich die mit Ringen bezeichneten Punkte für  $x = 0,2 / 0,3 / 0,5$ . Die Verstärkung einschließlich der Mischstufe, d. h. von der 60- $\Omega$ -Antenne bis zum Gitter der 1. ZF-Stufe wird etwa 1300.

Zu der letzten Spalte für  $x = 1$  in Tabelle 1 sei noch bemerkt, daß hier die schematische Durchführung der Rechnung eine schlechtere Gesamtverstärkung  $V$  liefert als bei der größeren  $C_{ak}$ -Toleranz in Tabelle 2. Bei den zugrundeliegenden Werten ergibt sich für die GB-Schaltung, daß  $V$  bei Verkleinerung von  $G_{22}$  nicht wie in allen anderen Fällen zunimmt, sondern für  $G_{22} < 0,17\ mS$  wieder abnimmt. Es wurden daher die der schematischen Rechnung entsprechenden Werte in Klammern gesetzt und dahinter die Werte für  $G_{22} = 0,17\ mS$  gesetzt, welche der verstärkungsmäßig günstigsten Bemessung entsprechen.

In den Abb. 7 und 8 sind die Kurven für die günstigste Bemessung durchgezogen und die der schematischen Rechnung entsprechenden gestrichelt gezeichnet.

## 9. Breitband-Anpassung der Antenne.

Zur Frage der Antennen-Anpassung muß noch das Folgende in Betracht gezogen werden:

Es war schon anfangs erwähnt worden, daß die Bandbreite des Eingangskreises von der Wahl der Röhrenschaltung bzw. des  $x$ -Wertes abhängt:

$$B_1 = \frac{G_1}{2\pi C_1} = \frac{1}{2\pi C_1} \left[ G_{11} - \frac{G_{12} G_{21}}{G_{22}} \right]$$

worin  $C_1$  die gesamte wirksame Kapazität des Eingangskreises bedeutet. Die Gesamtbreite der Eingangsschaltung hängt außer von  $B_1$  noch von der Resonanzbreite der Antenne und der Ankopplung derselben ab. Es war angegeben worden, daß die Rauschzahl am geringsten wird, wenn  $G_A = G_{A\ opt} \approx 0,9\ mS$  beträgt. Wählt man nun die Antennen-Ankopplung so, daß sich dieser Wert in der Mitte des UKW-Bereichs ergibt, so sinkt  $G_A$  wegen der Resonanzeigenschaften der Antenne nach den Bereichsgrenzen hin ziemlich stark ab, besonders im Falle eines Gehäusedipols, dessen Eigenbandbreite ja meist  $< 4\ MHz$  ist. Dies bedeutet, daß die Rauschzahl nach den Bereichsgrenzen hin stark ansteigt. Aus diesem Grunde ist es besser, die Antennenkopplung fester zu machen, so daß sich ein besser ausgeglichener Verlauf der Rauschzahl über den UKW-Bereich ergibt. Ähnliches gilt auch für die Verstärkung. Der Verlauf derselben über den UKW-Bereich zeigt dann bei größeren  $x$ -Werten stets einen Abfall nach den Bereichsgrenzen zu, während man bei den kleinsten  $x$ -Werten, insbesondere bei der KB-Schaltung, eine leichte Einsattelung in der Bereichsmitte erhalten kann.

Es ist noch die Frage offen, wie groß  $C_1$  zweckmäßig zu wählen ist. Durch die Kapazität der Röhre, der Spule und evtl. eine zusätzliche, durch die Neutralisationsschaltung bedingte Kapazität ist ein Mindestwert gegeben. Vermehrt man diesen durch unnötig große Zusatzkapazitäten, so tritt insbesondere an der oberen Bereichsgrenze eine merkliche Verschlechterung der Rauschzahl ein. Man sollte daher  $C_1$  nicht größer als unbedingt nötig machen.

## 10. Schaltungsbeispiele.

Die Abb. 9 u. 10 zeigen Schaltungsbeispiele für den UKW-Eingangsteil von FM-Empfängern, bei welchen die Ergebnisse der obigen Berechnungen zugrundegelegt sind. Das Schalterschema Abb. 9 sieht Induktivitätsabstimmung mit Aluminium-Schiebezyllindern vor. Würde man bei dieser Art der Abstimmung die Anode des Vorstufensystems an eine Anzapfung der Spule des Mischstufen-Eingangskreises legen, so würden sich Schwierigkeiten für den Abstimmungs-Gleichlauf dieses Kreises mit dem Oszillatorkreis ergeben, weil das wirksame Anzapfverhältnis dann von der Stellung des Schiebezyllinders abhängt und dadurch das Transformationsverhältnis für die Kapazität zwischen Vorstufen-Anode und Masse erheblich geändert wird.

Aus diesem Grund wurde das Anzapfverhältnis des Eingangskreises in Abb. 9 mit  $x = 0,6$  angegeben, wofür sich aus der Kurve Abb. 8 ein Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}_M \approx 0,7$  ergibt, welches durch den Spannungsabfall der Eingangsfrequenz an den beiden symmetrischen Kapazitäten von je 20 pF im Oszillator-Gitterkreis verwirklicht ist. Die Schwingkreisspule selbst braucht dann nicht angezapft zu werden.

Zur Einstellung des richtigen Abstimmbereiches und des Gleichlaufs für den Mischstufen-Eingangskreis und den Oszillatorkreis sind Trimmerkondensatoren vorgesehen, ebenso im Eingangskreis der Vorstufe zur Abstimmung derselben auf die Mitte des Frequenzbereiches 87,5 bis 100 MHz.

Für die Neutralisation der Vorstufe genügt ein mit  $\pm 0,2\ pF$  tolerierter Festkondensator  $C_N$  zwischen Anode und Kathode, dessen Größe bei durchschnittlichen konstruktiven Verhältnissen etwa 1,5 pF betragen muß. Es ist jedoch bei der Neuentwicklung eines UKW-Eingangsteils unbedingt notwendig, den richtigen Wert von  $C_N$  durch Versuch zu ermitteln. Auf den Eingangskreis der Mischstufe wird durch den Kathodenkondensator  $C_k$  eine leichte Entdämpfung bewirkt. Auch dessen günstigste Größe (ca. 40 pF) muß bei der Entwicklung zuerst ausprobiert werden. Zu kleine  $C_k$ -Werte können eine zu starke Entdämpfung und damit Selbstschwingen oder eine so schmale Bandbreite des Mischstufen-Eingangskreises ergeben, daß bei einem etwaigen Röhrenwechsel der Gleichlauf nicht mehr gesichert ist. Zu große  $C_k$ -Werte können eine zu geringe Entdämpfungswirkung und damit eine zu geringe Verstärkung  $V$  ergeben. Für die Symmetrierung der Oszillatorbrücke sollte man ebenfalls einen Trimmer verwenden. Am Fußpunktkondensator  $C_F \approx 105\ pF$ , dessen günstigste Größe wiederum auszuprobieren ist, entsteht dann ein zwischenfrequenter Spannungsabfall, welcher über den letztgenannten Symmetriekondensator auf das Gitter des Mischsystems im Sinne einer zwischenfrequenten Mitkopplung wirkt, wie diese in selbstschwingenden Trioden-Mischstufen heute allgemein angewandt wird (vgl. Rö-Mitteilung Nr. 520 526 und das Sonderheft II: Die Telefunken-Röhre in der UKW-Mischstufe).

Das zweite Schaltungsbeispiel nach Abb. 10 macht von kapazitiver Abstimmung Gebrauch. Hierbei bestehen keine wesentlichen Schwierigkeiten beim Anzapfen der Spule des Mischstufen-Eingangskreises; man kann kleine

x-Werte und dementsprechend hohes  $\ddot{u}_M$  zur Anwendung bringen, was vor allem mit Rücksicht auf die Gefahr der Oszillator-Ausstrahlung recht vorteilhaft ist (s. weiter unten!) In Abbildung 10 ist  $x = 0,2$  und  $\ddot{u}_M = 2,1$  vorgesehen. Die Spule des Schwingkreises, welcher zugleich den Ausgangskreis der Vorstufe und den Eingangskreis der Mischstufe bildet, ist hier zweimal angezapft. Die Vorstufen-Anode liegt an der „unteren“ Anzapfung; von der „oberen“ geht es über einen Gleichspannungstrennkondensator zum Brückenpunkt B des Oszillator-Gitterkreises. Auf die ganze Schwingkreisspule bezogen liegt die untere Anzapfung bei etwa 20...25%, die obere Anzapfung bei etwa 65...70%. Man erreicht so einerseits das gesamte Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_M = 2,1$  von der Vorstufen-Anode zum Mischstufen-Gitter, andererseits den erforderlichen Abstimmbereich von 87,5 bis 100 MHz mit einem der üblichen Drehkondensatoren, welche einschl. der Verdrahtungskapazität z. B. eine Variation von 9,5 bis 18 pF ergeben. — Die Oszillatorschaltung ist im Anodenkreis abgestimmt. Die Kapazitätswerte für die Zusatzkondensatoren hängen stark vom konstruktiven Aufbau ab und müssen durch Versuch ermittelt werden. Die Oszillator-Gitterspule soll bifilar gewickelt sein (vgl. Röhrenmitteilung Nr. 530 407!) — Für die Neutralisation der Vorstufe ist eine ziemlich große Kapazität von etwa 10 pF erforderlich (möglichst Trimmerkondensator). Im übrigen gilt sinngemäß das zu Abb. 9 Gesagte.

**11. Oszillator-Störstrahlung**

Eine besondere Betrachtung muß nun noch der Unterdrückung oszillatorfrequenter Spannungen am Antenneneingang gewidmet werden. Bekanntlich wird zur Zeit gefordert, daß die Oszillator-Ausstrahlung in 30 m Abstand von dem mit einem freistehenden Dipol versehenen Empfänger sowohl auf der Oszillatorgrundwelle als auch auf der 2. Harmonischen geringer als 30 µV/m ist; lediglich bei der Grundwelle ist unterhalb 107 MHz, d. h. wenn Empfangsfrequenzen unterhalb 96,3 MHz eingestellt sind, eine Störfeldstärke von 1 mV/m zulässig.

Der wesentliche Teil der störenden Ausstrahlung der Oszillator-Grundwelle erfolgt über den Empfängerdipol. Wenn dieser über eine 240-Ω-Leitung gespeist wird, so wird die zulässige Störfeldstärke von 30 µV/m etwa bei 1,5 mV Leitungsspannung erreicht. Nun gelangt die Oszillator-Grundwelle hauptsächlich auf zwei Wegen zu den Antennenklemmen: einerseits über den nicht neutralisierten Rest des Rückwirkungsleitwertes ( $\Delta C_{ak}$  und  $\Delta C_{ga}$ ), andererseits von der Mischstufen-Kathode über den Heizkreis zur Vorstufen-Kathode.

Die Kopplung über den Rückwirkungsleitwert wird um so geringer, je besser die Neutralisation für die Oszillator-Grundwelle stimmt. Da diese um 10,7 MHz höher liegt als die Empfangsfrequenz, so ist es günstiger, die Neutralisation in Brückenschaltung, d. h. frequenzunabhängig auszuführen. Dies bildet wiederum einen Grund für die Zweckmäßigkeit der ZB-Schaltungen mit  $x = 0,2 \dots 0,7$ , weil diese eine sehr einfache Brücken-Neutralisation ermöglichen. — Bezeichnet man den Rückwirkungsleitwert für die Oszillator-Grundfrequenz mit  $Y_{12osz}$ , so interessiert wegen der oben genannten Forderungen besonders das Frequenzgebiet von 107 bis 110,7 MHz; im Mittel kann die Rechnung für 109 MHz durchgeführt werden. Die störende Spannung an einer 240-Ω-Antennenleitung wird dann

$$U_{A\ osz} = \frac{\ddot{u}_A}{2} \cdot (G_{11} + G_A) \cdot \ddot{u}_M \cdot \frac{|Y_{12\ osz}| \cdot \alpha}{1} \cdot U_{B\ osz}$$

in welcher  $U_{B\ osz}$  die Grundwellen-Restspegnung am Oszillator-Brückenpunkt (B in Abb. 10) und  $\alpha$  ein Schwächungsfaktor ( $\leq 1$ ) ist, welcher sich durch die Selektions-

wirkung des aus der Antenne und dem Eingangskreis der Vorstufe gebildeten Bandfilters für die Frequenz 109 MHz ergibt. Für unser Schaltungsbeispiel Abb. 10 mit  $x = 0,2$  kann man  $\alpha \approx 0,2$  und  $Y_{12\ osz} = Y_{12} = 0,24$  rechnen, so daß sich ergibt:

$$U_{B\ osz} = \frac{\ddot{u}_A}{2} \cdot (G_{11} + G_A) \cdot \ddot{u}_M = \frac{1,8 \cdot 2,3 \cdot 2,15}{0,24 \cdot 0,2} = 185.$$

Das heißt, daß die höchstzulässige Antennenwirksamkeit von 1,5 mV an 240 Ω bzw. eine ihr entsprechende Spannung von 0,75 mV an 60 Ω entsteht, wenn die restliche Grundwellenspannung am Oszillator-Brückenpunkt die Größe von 277 mV hat. Es macht praktisch keine besonders große Schwierigkeiten, die Oszillatorbrücke so gut abzugleichen, daß  $U_{B\ osz} < 100$  mV bleibt.

Der zweite Kopplungsweg über die Heizdrähte der Röhre bringt eine um so kleinere störende Oszillatorspannung am Eingangskreis hervor, je näher dessen Anzapfung an den Kathodenpol heranrückt. Setzt man nämlich eine kapazitive Einströmung  $J_e$  vom Heizdraht auf die Kathode der Vorstufe voraus, so wird die von ihr am Eingangskreis hervorgerufene Spannung

$$U_i = \frac{J_e \cdot x}{Y_i + Y_A}$$

Sie ist bei GB-Schaltung am größten, während sie bei reiner KB-Schaltung verschwindet. Die Einströmung selbst ist naturgemäß um so größer, je höhere Wechselspannung an der Kathode der Mischstufe liegt. Diese Wechselspannung wird, wenn die Kathodenfahne der Mischstufe kurz an Masse gelegt ist,  $U_{KM} = 0,1 \dots 0,2$  V betragen. In der Schaltung mit einem Kathodenkondensator  $C_k = 40$  pF zur Entdämpfung des Mischstufeneinganges wird die Spannung  $U_{KM}' = 0,2 \dots 0,3$  V. Man wird nun stets den einen Heizanschluß der ECC 85 unmittelbar, und den anderen über einen kapazitiven Kurzschluß an Masse legen. Dann tritt zwischen der Kapazität der Mischstufenkathode und der wirksamen Heizdrahtinduktivität eine Spannungsteilung auf, so daß die oben genannte kapazitive Einströmung vom Glühdraht auf die Vorstufen-Kathode etwa die Größe

$J_e = 0,01 \dots 0,02$  mA bzw  $J_e' = 0,02 \dots 0,03$  mA erhält.

Damit wird für  $x = 0,2$ :

$$U_A = 0,05 \dots 0,1$$
 mV bzw.  $U_A' = 0,1 \dots 0,15$  mV

Diese Werte sind ausreichend klein.

Über die Verhältnisse für die Oszillator-Oberwelle (2. Harmonische) können zwar einige wichtige allgemeine Angaben gemacht, aber keine allgemeine Rechnung durchgeführt werden, weil sie zu stark vom konstruktiven Aufbau abhängen. Die 2. Harmonische kann außer über die Dipolantenne auch vom Chassis oder von Teilen, welche mit diesem verbunden sind, unmittelbar abgestrahlt werden. Mit bezug auf die Vorstufe sei lediglich gesagt, daß hier der Kopplungsweg über den Glühdraht eine größere Rolle spielt als bei der Grundwelle, und daß dadurch die Anordnungen mit kleinem x der GB-Schaltung bedeutend überlegen sind. Auf der Mischstufenseite wird man außerdem versuchen, den Kathodenkreis so auszubilden, daß z. B. der Kathodenkondensator mit der Zuleitungselbstinduktion zusammen einen Kurzschlußkreis für das 200 MHz-Gebiet bildet; dasselbe wird man mit der Reihenschaltung der Rückkopplungsspule und des Trennkondensators auf der Anodenseite machen. Dadurch wird vermieden, daß irgendwo im Gerät ein größeres HF-Potential auf der Frequenz der zweiten Harmonischen entsteht.