

ZF-Verstärkerstufe für AM- und FM-Rundfunkempfänger

Zwischenfrequenzen und Bandbreiten

Bei der Wahl der Zwischenfrequenzen mußte man Kompromisse schließen zwischen Spiegelfrequenzsicherheit und genügender Nahselektion mit normal erreichbaren Schwingkreisgüten bei einer den Verhältnissen angepaßten Breite des Frequenzbandes.

Für AM wäre das zu übertragende Frequenzband in der Zwischenfrequenz eigentlich doppelt so breit wie das Nf-Spektrum. Ein volles Ausnutzen dieses Bandes würde eine Bandbreite von etwa 30 kHz erfordern. Mit Rücksicht auf den gegenseitigen Trägerfrequenz-Abstand von nur 9 kHz muß man sich für Fernempfang mit einer Bandbreite von $4 \cdot \cdot \cdot 5$ kHz begnügen. Hierzu geeignete Schwingkreise sind mit verhältnismäßig geringem Aufwand bis zu Frequenzen um 500 kHz zu bauen. Deshalb hat man als AM-Zwischenfrequenz 468 kHz festgelegt und diese Frequenz international von Funkdiensten freigemacht.

Für FM ist die Bandbreite etwa durch den 2,5-fachen maximalen Sender-Frequenzhub bestimmt. Hier kann man die volle Breite des Spektrums mit tragbarem Aufwand im Empfänger nicht immer ausnutzen. Vor allem verlangt aber die erforderliche Spiegelselektions-Sicherheit eine weit über 500 kHz liegende Zwischenfrequenz. Im Hinblick auf die Funkdienste wurde so 10,7 MHz gewählt.

Stufenverstärkung mit Einzelkreis

Bild 1 zeigt die grundsätzliche Schaltung der Zf-Stufe.

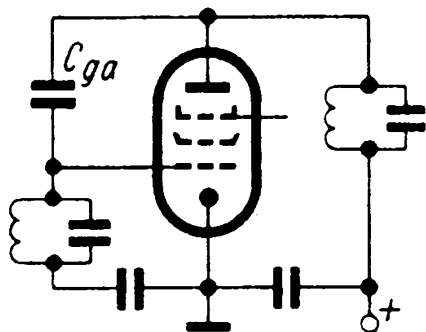


Bild 1

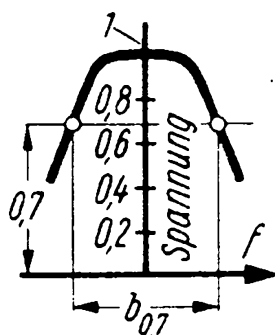


Bild 2

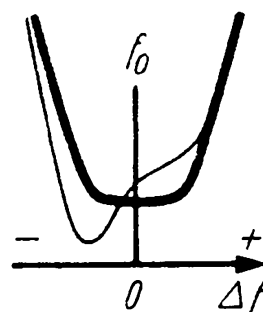


Bild 3

Wegen der notwendigen Entkopplung zwischen Gitter- und Anodenkreis sowie mit Rücksicht auf geringe Zusatzdämpfung des Anodenkreises durch den Röhren-Innenwiderstand kommt hier nur eine Pentode in Frage. Mit deren Steilheit S , dem Widerstand R_a der Parallelschaltung aus Röhrenwiderstand und Resonanzwiderstand des Anodenkreises ist die Stufenverstärkung V gegeben durch

$$V = S \cdot R_a \tag{1}$$

R_a folgt aus Blindwiderstand des Anodenkreises und Dämpfungsfaktor. Zweckmäßigerweise berechnet man den Blindwiderstand mit der Kreis-Gesamtkapazität C , die Röhren- und Schaltkapazitäten einschließt. Der Dämpfungsfaktor d berücksichtigt – neben dem Kreis-Resonanzwiderstand – auch den Innenwiderstand der Verstärkerröhre.

Es gilt mit der Resonanz-Kreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$

$$R_a = \frac{1}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{d} \tag{2}$$

Damit wird:

$$V = S \cdot \frac{1}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{d} \tag{3}$$

Die Kreisdämpfung d läßt sich durch die Bandbreite $b_{0,7}$ (**Bild 2**) so ausdrücken:

$$d = \frac{b_{0,7}}{f_0} \tag{4}$$

Hiermit erkennt man, daß die Verstärkung

$$V = S \frac{1}{2\pi C} \cdot \frac{1}{b_{0,7}} \quad (5)$$

bei gegebener Röhre – unabhängig von der Frequenz – allein durch Röhrensteilheit S sowie Kapazität C und Bandbreite $b_{0,7}$ gegeben ist. Mit der Steilheit S in mA/V, der Kapazität C in pF und der Bandbreite $b_{0,7}$ in kHz rechnet man zahlenmäßig z. B. so:

$$V \approx S \frac{1590}{C} \cdot \frac{100}{b_{0,7}} \quad (6)$$

Beispiel 1:

Mit einer Steilheit von 3,6 mA/V (EF 89), einer Kreiskapazität von 300 pF und einer für den AM-Bereich als erforderlich angenommenen Bandbreite von 12 kHz ist in einer einzelnen Zf-Stufe eine Verstärkung $V \approx 160$ zu erreichen. Wollte man die gleiche Verstärkung im UKW-Bereich erzielen, für den eine Bandbreite von 240 kHz einzuhalten ist, so müßte man die Kreiskapazität auf ein Zwanzigstel von 300 pF, d. h. auf 15 pF verringern.

Folgen der C_{ga} -Rückwirkung

Bei sehr hoher Verstärkung wäre die Zf-Stufe wegen der Rückkopplung über die Gitter-Anodenkapazität C_{ga} nicht mehr stabil. Um festzustellen, welcher Sicherheitsgrad gegen Selbsterregung vorhanden ist, genügt es im allgemeinen, die Rückkopplung folgendermaßen überschlägig zu berechnen: Die an der Anode der Zf-Röhre auftretende verstärkte Spannung wird auf Gitter-Anoden-Kapazität und Gitterkreis-Resonanzwiderstand aufgeteilt. Für die Überschlagsrechnung dürfen wir die dabei vorhandene Phasenverschiebung unberücksichtigt lassen.

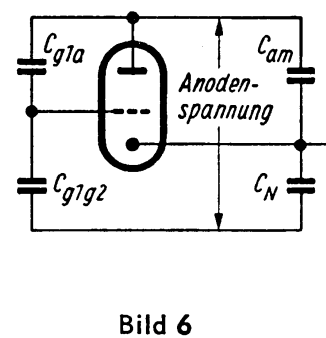
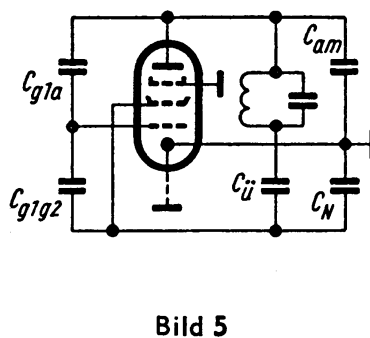
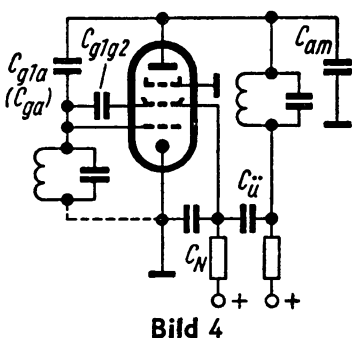
Falls mit dieser Spannungsteilung eine Spannung von nicht mehr als einem Fünftel der ursprünglichen Steuerspannung auf das Gitter einwirkt, hat man bereits eine vielfache Sicherheit gegen Selbsterregung. Doch beginnt hierbei die Selektionskurve schon unsymmetrisch zu werden (dünn gezeichnete Kennlinie in **Bild 3**), weil diese Rückkopplung nicht phasenrein ist.

Beispiel 2:

Zu Beispiel 1 sei der Gitterkreis ebenso aufgebaut wie der Anodenkreis. Er besitzt gemäß (1), (2) und (6) für 10,7 MHz bei 15 pF Schwingkreiskapazität und 240 kHz Bandbreite einen Resonanzwiderstand R_a in $k\Omega \approx 159000 : (C \text{ in pF} \cdot b_{0,7} \text{ in kHz}) = 159000 : (15 \cdot 240) \approx 44 k\Omega$. Die schädliche Kapazität C_{ga} , die etwa $2 \cdot 10^{-3}$ pF beträgt, stellt bei 10,7 MHz einen Blindwiderstand von $7,5 M\Omega = 7500 k\Omega$ dar. Folglich gelangt hier etwa $44 : 7500$ oder rund $1/170$ der Anodenspannung an das Steuergitter zurück. Das würde bei 160-facher Verstärkung zwar noch nicht zur Selbsterregung der Zf-Stufe führen, aber **die Selektionskurve ganz unzulässig verformen** (dünn gezeichnete Kennlinie in **Bild 3**).

Neutralisieren — das Hilfsmittel für die AM-Bereiche

Man muß also die Resonanzwiderstände vorwiegend unter dem Gesichtspunkt ausreichend geringer Verformung der Selektionskurve festlegen und mit der Rückwirkung um ein Vielfaches unter der Selbsterregungsgrenze bleiben. Das bedeutet wirksames Neutralisieren. **Bild 4** zeigt eine hierfür benutzte Schirmgitter-Neutralisationsschaltung.



Darin bilden die Kapazitäten $C_{g_1 a}$, $C_{g_1 g_2}$, C_{am} (Anode gegen Masse) und C_N eine Brücke. In deren einer Diagonale wirkt die Anoden-Hf-Spannung, während in deren anderer Diagonale die Kathoden-Gitter-Strecke liegt (**Bilder 5 und 6**).

Brückengleichgewicht besteht für

$$C_N = \frac{C_{am} C_{g_1 g_2}}{C_{g_1 a}} \quad (7)$$

Stufenverstärkung mit Bandfilter

Der Eingangswiderstand des extrem lose gekoppelten Bandfilters stimmt mit dem Resonanzwiderstand des Primärkreises überein. Bei festerer Kopplung, also bei größerem Kopplungsfaktor k , wird der Primärkreis durch den Sekundärkreis zusätzlich bedämpft. Demgemäß sinkt der Eingangswiderstand des Bandfilters, womit - bei konstantem Anodenstrom - die Spannung um Primärkreis entsprechend zurückgeht.

Zu kritischer Kopplung gehören für Eingangswiderstand und Primärkreisspannung halbe Werte. Da die Sekundärspannung bei kritischer Kopplung den Wert der Primärspannung erreicht, ergibt sich hierfür die Verstärkung V_b der Röhre mit den Resonanzwiderständen R_1 und R_2 als Verhältnis der Spannung um Sekundärkreis zur Spannung um Steuergitter zu

$$V_b = \frac{S}{2} \sqrt{R_1 R_2} \quad (8)$$

Für $C_1 = C_2 = C$ und $d_1 = d_2 = d$ bedeutet das

$$V_b = \frac{S}{2} \cdot \frac{1}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{d} \quad (9)$$

Sind $C_1 \neq C_2$, und $d_1 \neq d_2$, so darf man bei mäßigen Abweichungen mit genügender Annäherung in die letzte Beziehung einsetzen

$$C = \sqrt{C_1 \cdot C_2} \text{ und } d = \sqrt{d_1 \cdot d_2} \quad (10)$$

Literatur

- [1] Telefunken Laborbuch für Entwicklung, Werkstatt und Service, Band 1, 6.A., pp. 293 – 295, Franzis, 1964