

Verwendungshinweise

für Telefunkenröhren

Betriebsvorschriften zur Verringerung der Hochfrequenz-Aufheizung bei Dezimetertrioden mit Oxydkathode

Beim Betrieb einer Röhre im Dezimeterwellenbereich ist im Hinblick auf Erzielung ausreichender Lebensdauer besonders darauf zu achten, daß keine starke Aufheizung des Brenners durch Hochfrequenzströme auftritt. Die Widerstandserhöhung des Heizfadens bei Betrieb darf maximal 3—4% gegenüber dem bei alleiniger Heizung der Kathode mit normaler Heizspannung vorhandenen Wert betragen. Besonders gefährdet hinsichtlich Aufheizung sind Oszillatorstufen mit geringer Leistungsauskopplung. Es empfiehlt sich daher, in manchen Fällen eine zusätzliche Leistungseñtnahme, auch wenn diese im Hinblick auf die Anwendungsart der Röhre nicht erforderlich wäre. Beseitigen oder vermindern und ungefährlich machen läßt sich die Hochfrequenz-Aufheizung durch geeignete Einstellung der Rückkopplung und zweckmäßige Abstimmung der Kathode und der Heizleitungen gegen Chassis. Besonders starke Aufheizung tritt im allgemeinen auf bei unmittelbarer oder kapazitiver Verbindung eines Heizfadestiftes mit dem Kathodenstift. Die geringste Aufheizung läßt sich erzielen bei getrennter Abstimmung beider Heizfadenanschlüsse sowie der Kathode. Die hinsichtlich Kleinheit der Aufheizung optimale Einstellung von Rückkopplung und Abstimmung der Kathode und der Brenneranschlüsse ist eventl. nur unter Verzicht auf maximale Nutzleistung durchführbar. Läßt sich durch diese Maßnahmen die Aufheizung nicht genügend klein halten, so empfiehlt sich, die Heizspannung unter den Normalwert soweit zu senken, daß im Betrieb der Widerstand des Heizfadens um nicht mehr als 3—4% den bei 12,6 Volt ohne Hochfrequenzspannung an der Röhre vorhandenen Wert überschreitet. Bei Sendern mit größerem Wellenlängenbereich ist hierbei allerdings darauf zu achten, daß nicht in einzelnen Teilen des Bereiches wegen dort verminderter Aufheizung eine zu starke Unterheizung der Röhre auftritt. Dies ist gewährleistet, wenn der Widerstand nicht unter 96% des bei 12,6 V ohne Hochfrequenzspannung an der Röhre vorhandenen Wertes sinkt.

Diese Messung des Brennerwiderstandes im Betrieb kann durch eine einfache Präzisionsmessung des Heizstromes bei Verwendung eines Heizleistungsgenerators ohne Innen- und Vorwiderstand (Transformator, Batterie) erfolgen.



Verwendungshinweise für Telefunkenröhren

Frequenzabhängigkeit der Kapazität von Empfangsdioden im Dezimeterwellengebiet

Empfangsduodioden werden im Dezimeterwellengebiet bei Wellenlängen benutzt, bei denen die Zuleitungsinduktivitäten bereits von wesentlichem Einfluß auf das Verhalten der Röhre sind. Diese Zuleitungsinduktivitäten äußern sich derart, daß die zwischen den äußeren Anschlußpunkten gemessenen Kapazitäten gegenüber ihren statischen Werten vergrößert erscheinen. Ist L die gesamte Zuleitungsinduktivität, C die bei langen Wellen gemessene Systemkapazität und C_0 die zusätzliche Fassungskapazität, so erscheint zwischen den äußeren Klemmen eine frequenzabhängige Kapazität, die durch den Ausdruck

$$C_e = \frac{C}{1 - \omega^2 L C} + C_0 \text{ bzw.}$$

$$C_e = \frac{C}{1 - (\lambda_{\text{res}}/\lambda)^2} + C_0$$

gegeben ist. Hierin bedeutet λ_{res} die durch die Serienschaltung von L und C_e bestimmte Resonanzwellenlänge. Im ersten Knoten kann man eine Diode nur abstimmen bei Wellenlängen, die praktisch einige Zentimeter oberhalb dieser Resonanzwellenlänge liegen. Bei der Resonanzwellenlänge stellt die Diode einen Kurzschluß dar; bei kürzeren Wellen erscheint an den äußeren Anschlußpunkten keine Kapazität, sondern eine Induktivität.

Zur Ermittlung der erforderlichen Abstimmelemente ist daher die Kenntnis der Zuleitungsinduktivität bzw. der Resonanzwellenlänge erforderlich. Für die gebräuchlichsten Duodioden sind diese Werte in der folgenden Tabelle zusammengestellt:

Röhren- type	System- kapazität C_e pF	Zuleitungs- induktivität L 10^{-9} H	Resonanz- wellenlänge λ_{res} cm
LG 1	0,5	1,2	14,5
LG 2	1,4	2,0	32
LG 7	1,2	1,1	22
LG 9	2,2	1,7	37

Die angegebenen Werte beziehen sich auf die äußeren Anschlußpunkte der beiden Anoden, und zwar ist als Bezugspunkt das der Röhre abgewandte Ende im Dezimeterwellenbereich gebräuchlicher Kontaktfedern gewählt. Die praktische Anwendung sei an einem Beispiel erläutert: Die Größe der zwischen den Anodenanschlußpunkten erscheinenden Kapazität C_e der LG 1 bei $\lambda = 17$ cm und bei einer Fassungskapazität $C_0 = 1$ pF soll angegeben werden. Man erhält mit $C_e = 0,5$ pF, $\lambda_{\text{res}} = 14,5$ cm.

$$C_e = \frac{0,5}{1 - \left(\frac{14,5}{17}\right)^2} + 1 \approx \frac{0,5}{0,27} + 1 \approx 3 \text{ pF}$$



Verwendungshinweise für Telefunkeröhren

Innerer Widerstand

zwischen Heizfaden und Kathodenschicht und seine Auswirkungen (Begrenzung des äußeren Widerstandes zwischen Faden und Schicht)

Der bei einer indirekt geheizten Röhre zwischen Heizfaden und Kathode (Faden-Schicht) im Betriebszustand vorhandene innere Widerstand r_{fk} zeigt wesentlich kleinere Werte als der Isolationswiderstand zwischen kalten Elektroden. Der über diesen Widerstand fließende Fehlstrom ist sehr stark von der Temperatur (Heizspannung) und, wie Bild 1 zeigt, von der zwischen Heizfaden und Kathode vorhandenen Spannung U_{fk} abhängig. Er zeigt eine starke Nichtlinearität. Die Zunahme des Fehlstromes bei der Erwärmung beruht auf thermischer Emission der Innenfläche der Kathode bzw. des Fadens sowie auf einer durch elektrolytische Vorgänge in der Isolationsschicht entstehenden Leitfähigkeit. Ist der Heizfaden mit dem Spannungsnulldpunkt (Erde) verbunden, so liegt dem äußeren zwischen Kathode und Spannungsnulldpunkt vorhandenen Widerstand R_{fk} dieser innere Widerstand r_{fk} parallel und setzt dessen Wert insbesondere durch seine Nichtlinearität eine Grenze. Dabei hat man zu unterscheiden zwischen dem Gleichstromwiderstand, der sich aus dem im jeweiligen Arbeitspunkt fließenden Fehlstrom und der wirksamen Spannung ergibt, und dem differentiellen Widerstand, der für eine äußere Wechselspannung maßgebend ist. Zur Vermeidung von Störeffekten muß verlangt werden, daß der äußere Widerstand nicht größer gewählt werden darf als etwa $\frac{1}{3}$ des im ungünstigsten Falle auftretenden inneren Widerstandes zwischen Faden und Schicht. Die Störeffekte, die durch den Fehlstrom bei Gleichrichter- bzw. Verstärkeröhren entstehen, sind im wesentlichen folgende:

1. Der durch eine an r_{fk} vorhandene Gleichspannung entstehende Fehlstrom verschiebt das Potential der Kathode (Anlaufspannung und Richtspannung).
2. Der bei Wechselstromheizung entstehende Fehlwechselstrom verursacht an einem äußeren Widerstand eine Brummspannung, die z. B. auf den folgenden NF-Teil übertragen und weiter verstärkt wird.
3. Eine am äußeren Widerstand R_{fk} vorhandene Wechselspannung kann infolge der Nichtlinearität des inneren Widerstandes zusätzliche Verzerrungen erhalten.

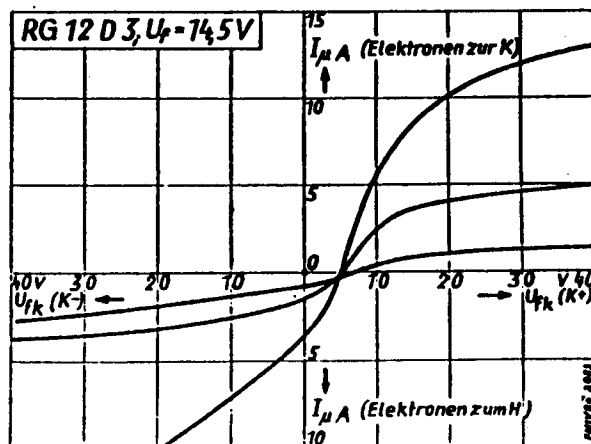


Bild 1



Bei den verschiedenen Betriebsarten ergeben sich folgende Verhältnisse:

I. Gleichstromheizung

a) die an R_{fk} vorhandene Gleichspannung wird zwischen Faden und Schicht wirksam (positive Regelspannungserzeugung)

Ein praktischer Betriebsfall hierfür ist gegeben, wenn die an R_{fk} durch Gleichrichtung entstehende Richtspannung als positive Steuerspannung benutzt werden soll (Bild 2). Dem Widerstand R_{fk} liegt der Widerstand r_{fk} parallel. Der für die Schwankungen der Richtspannungen maßgebende differentielle Widerstand besitzt seinen kleinsten Wert im Wendepunkt der Fehlstromkennlinie. Da die Kennlinie bei höheren Spannungsdifferenzen zwischen Heizfaden und Kathode sehr flachen Verlauf annimmt, so kann man durch entsprechende Vorspannung den Arbeitspunkt in Gebiete günstigster Arbeitsbedingungen verlegen. Dies kann bei höherer Heizspannung schon dadurch geschehen, daß man ein Heizfadenende an den Spannungsnullpunkt legt (erdet) und dadurch der Kathode die halbe Heizspannung als Vorspannung gegenüber dem Heizfaden erteilt. Bei Erzeugung einer positiven Regelspannung muß man das positive Heizfadenende erden, um das Durchlaufen des Wendepunktes der Fehlstromkennlinie zu vermeiden. Es ist darüber hinaus möglich, durch eine zusätzliche Vorspannung zwischen Kathode und Heizfaden den Arbeitspunkt in ein Gebiet großen inneren Widerstand zu verlegen und dadurch höhere Werte für R_{fk} zuzulassen. Unter ungünstigsten Verhältnissen beträgt der Widerstand r_{fk} z. B. in Bild 1 ca. 0,5 Megohm. Ein äußerer Widerstand R_{fk} von 20 kOhm, wie er im allgemeinen als Grenzwert angegeben wird, kann also auf jeden Fall ohne Bedenken zugelassen werden. Ist jedoch die Gleichspannung zwischen Kathode und Faden stets größer als 10 V, so wird, wie aus Bild 1 zu entnehmen ist, der innere Wechselstromwiderstand im ungünstigsten Fall nicht unter 3 Megohm sinken. In diesem Falle wäre auch durch einen äußeren Widerstand $R_{fk} = 0,5$ Megohm die eingangs erwähnte Forderung erfüllt, daß r_{fk} stets größer sein muß als $5 \cdot R_{fk}$. Die unter diesen Umständen zulässigen Werte werden für die einzelnen Typen von Fall zu Fall angegeben.

Die Tatsache, daß die Fehlstromkurven nicht durch den Nullpunkt gehen, ist darauf zurückzuführen, daß die einzelnen Punkte der Heizfäden entsprechend dem Spannungsabfall, der am Faden vorhanden ist, verschiedenes Potential gegenüber der Kathode besitzen. Der Fehlstrom wird also dann Null, wenn die Vorspannung etwa den halben Wert der Heizspannung erreicht. Die Fehlströme fließen dann von beiden Hälften des Heizfadens in entgegengesetzter Richtung zur Kathode und kompensieren sich.

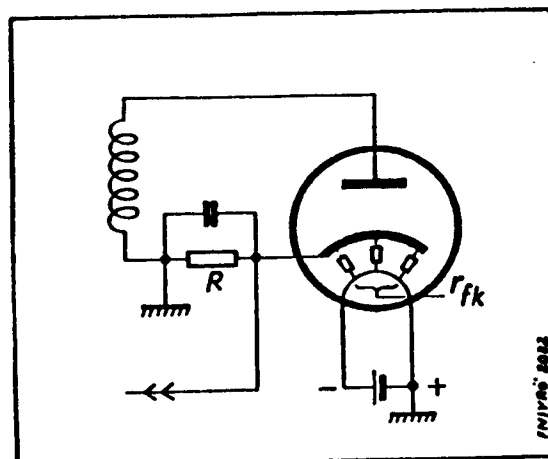


Bild 2



b) Die an R_{fk} vorhandene Wechselspannung wird zwischen Faden und Schicht wirksam

Dies kann bei Demodulationsschaltungen bzw. bei Verstärkerröhren (Kathodenwiderstand) der Fall sein. Hierfür gelten die gleichen Überlegungen wie für a), jedoch ist dabei zu berücksichtigen, daß durch die Nichtlinearität der Fehlstromkennlinie eine Verzerrung (Oberwellenbildung oder Modulationsverzerrung) der an R_{fk} vorhandenen Wechselspannung auftritt. Auch in diesem Fall kann $R_{fk} = 20 \text{ kOhm}$ ohne Bedenken zugelassen werden; höhere Außenwiderstände jedoch nur bei Anwendung einer entsprechenden Vorspannung. Bei starken Dynamikschwankungen der Wechselspannung zeigen die jedoch an Stelle der statischen Fehlstromkennlinien maßgebenden dynamischen Kennlinien starke Schwankungen, die zu hysteresisartigen Schleifenbildungen führen, in deren Verlauf sich Arbeitsbedingungen mit wesentlich kleineren inneren Wechselstromwiderständen ergeben. Von der Verwendung höherer Außenwiderstände als 20 kOhm ist dann zur Vermeidung von Verzerrungen und zusätzlichen Störerscheinungen unbedingt abzusehen.

II. Wechselstromheizung

Im Prinzip ergeben sich die gleichen Erscheinungen wie unter I a) beschrieben und es gelten auch die gleichen Überlegungen. Die Fehlstromkennlinie wird jedoch gegenüber der Kennlinie in Bild 1 um den halben Wert der Heizspannung nach links verschoben. Zusätzlich entsteht durch die Heizwechselspannung an dem unter Berücksichtigung des Überbrückungskondensators gegebenen äußeren Wechselstromwiderstand ($R_{fk} \parallel R_c$) eine Brummspannung, die außerdem durch die Nichtlinearität der Fehlstromkennlinie entsprechende Oberwellen enthält. Wird bei Gleichrichterschaltungen vom Widerstand R_{fk} nur die Richtspannung abgenommen, so kann diese Brummspannung durch Siebung unterdrückt werden. Bei Verstärkerstufen bzw. Empfangsgleichrichtung kann diese Brummspannung jedoch durch die weitere Verstärkung zu Störungen Anlaß geben. Es gilt hierfür die gleiche Begrenzung des Widerstandes R_{fk} wie unter I b).



Verwendungshinweise für Telefunkenröhren

Breitbandverstärkung

wird zur Wellenbandverstärkung (Bildbandverstärkung), ZF-Verstärkung in Dezigeräten, Kabelverstärkung und Meßverstärkung benutzt. Die zu verstärkenden Bandbreiten liegen in Größenordnung bis zu mehreren MHz. Innerhalb des Übertragungsbereiches wird Gleichmäßigkeit der Amplitude und vielfach auch der Laufzeit, d. h. des Differentialquotienten des Phasenwinkels φ nach ω innerhalb gewisser Grenzen verlangt.

Verstärkerarten: 1. Direktverstärkung

a) Widerstandsverstärker (RC-Kopplung)

b) Resonanzverstärker (stark gedämpfte Kreise evtl. mit Ohmschem Parallelwiderstand)

2. Trägerfrequenzverstärkung mit Sperrkreis- oder Übertragerkopplung (stark gedämpfte Kreise, evtl. auch mit Parallelwiderständen)

Röhrenproblem: Praktisch werden nur Pentoden benutzt, bei deren Verwendung meistens folgende vereinfachende Annahmen zulässig sind:

$C_{ga} = 0$ (Anodenrückwirkung zu vernachlässigen)

$R_i \gg R_A$ (Innenwiderstand zu vernachlässigen)

$R_g \gg R_A$ (Gitterableitwiderstand zu vernachlässigen)

Definition der elektrischen Größen:

$\Delta\omega$, Grenzfrequenzbereich des zu verstärkenden Frequenzbandes umfaßt den Bereich zwischen den Frequenzen 0 und ω_1 bei Direktverstärkung bzw. ω_1 und ω_2 bei Trägerfrequenzverstärkung, wobei die Stufenverstärkung an den Enden des Bereiches um den Faktor $\frac{1}{p}$ von der Maximalverstärkung V_m des Frequenzbandes abweichen darf.

p , Frequenzgangfaktor wird im allgemeinen mit $p = \sqrt{2}$ angenommen, wodurch $\frac{1}{p} = 0,7$. Frequenzband reicht in diesem Falle bis zur Grenzfrequenz (30% Abfall).

ω_g , Grenzfrequenz ist jene Frequenz, bei der die Verstärkung gegenüber V_m auf das 0,7-fache ($p = \sqrt{2}$), also um 30%, abgesunken ist.

C_e , Eingangskapazität der folgenden Stufe (einschließlich Raumladungs-, Kreis- und Schaltkapazität).

C_a , Ausgangskapazität der betrachteten Stufe (einschließlich Kreis- und Schaltkapazität).

C_p , Parallelkapazitäten, die im Anodenkreis der Verstärkerröhre wirksam sind.

U_a , Anodenwechselspannung.

U_g , Gitterwechselspannung der folgenden Stufe (bei Übertragerkopplung).

R_A , wirksamer Anodenkreis-Parallelwiderstand (unter Berücksichtigung von R_a der vorgeschalteten und R_e der nachfolgenden Stufe, die im KW-Bereich durch die inneren Röhrenwiderstände r_a und r_g bestimmt werden).

R_g , wirksame Gitterkreis-Paralleldämpfung (im Kurzwellenbereich meist durch Röhreneingangswiderstand r_e bedingt).

V , Stufenverstärkung (V_m ... Max. Verstärkung, V_ω ... Verstärkung bei Frequenz ω).

φ , Phasenwinkel ($\varphi(\omega)$... Phasenwinkel bei Frequenz ω).



Berechnung:

1. Direktverstärkung in Widerstandskopplung bzw. einfacher Resonanzverstärkung.

Max. mögliche Verstärkung

$$V_m = S \cdot \frac{\sqrt{p^2 - 1}}{\Delta\omega \cdot (C_e + C_a)}$$

Zu Erzielung dieser Verstärkung muß der wirksame Außenwiderstand bemessen werden mit

$$R_A = \frac{\sqrt{p^2 - 1}}{\Delta\omega \cdot (C_e + C_a)}$$

Nimmt man $p = \sqrt{2}$ (Abfall von 30%), so vereinfachen sich diese Formeln (Wurzel-
ausdruck = 1).

2. Trägerfrequenz-Resonanzverstärkung.

a) Sperrkreis voll an Gitter und Anode angekoppelt.

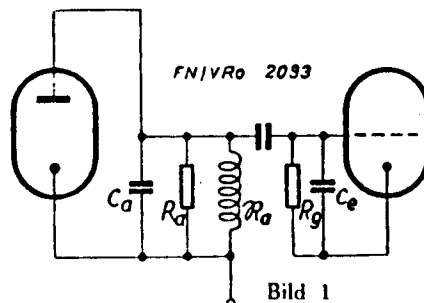


Bild 1

Die maximale Verstärkung besitzt wegen der doppelten Bandbreite (rechtes und linkes
Seitenband) gegenüber der Direktverstärkung nur den halben Wert

$$V_m = S \cdot \frac{\sqrt{p^2 - 1}}{\Delta\omega \cdot (C_e + C_a)}$$

Der hierzu erforderliche wirksame Außenwiderstand ergibt sich wieder mit

$$R_A = \frac{\sqrt{p^2 - 1}}{\Delta\omega \cdot (C_e + C_a)}$$

Für $p = \sqrt{2}$ vereinfachen sich wieder die Formeln wie oben.

b) Übertragungskopplung.

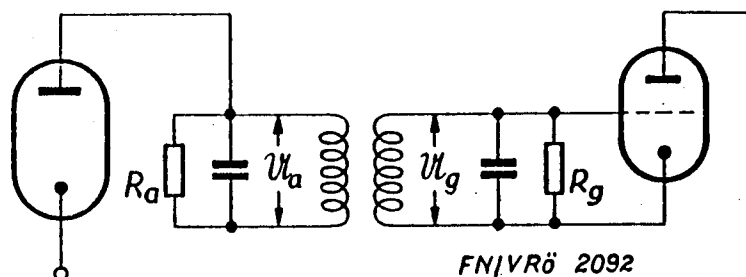


Bild 2

Die maximal mögliche Verstärkung ergibt sich zu

$$V_m = S \cdot \frac{\sqrt{p^2 - 1}}{\Delta\omega \cdot 2 \sqrt{C_e \cdot C_a}}$$



Hierzu ist erforderlich, das Übersetzungsverhältnis so zu bemessen, daß

$$\frac{u_g}{u_a} = \sqrt{\frac{C_a}{C_e}}$$

Außerdem müssen zur Erzielung optimaler Verhältnisse, die Dämpfungswiderstände R_a und R_g so gewählt werden, daß bei $p = \sqrt{2}$

$$\Delta\omega = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{R_a \cdot C_a} + \frac{1}{R_g \cdot C_g} \right)$$

Bei Breitbandverstärkung ist demnach die Verstärkung proportional dem Verhältnis der Steilheit zum Mittelwert der Kapazitäten, wobei bei voller Ankopplung das arithmetische Mittel, bei Übertragerkopplung das geometrische Mittel anzusetzen ist. Eine Verstärkung $V_m > 1$ wird überhaupt nur erreicht, wenn bei voller Ankopplung

$$\frac{S}{\Sigma C_p} > \frac{\Delta\omega}{\sqrt{p^2 - 1}}$$

und bei Übertragungskopplung

$$\frac{S}{2 \sqrt{C_e C_a}} > \frac{\Delta\omega}{\sqrt{p^2 - 1}}$$

3. Frequenzabhängigkeit der Verstärkung.

a) bei Direktverstärkung

$$V_\omega = \frac{V_m}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}}$$

b) bei Trägerfrequenzverstärkung

$$V_\omega = \frac{V_m}{\sqrt{1 + \left(\frac{y}{d}\right)^2}}$$

$$\text{Verstimmung } y = \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \approx \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} \quad \text{Dämpfung } d = \frac{1}{\omega_r \cdot R_A \cdot C_p}$$

In Bild 3 ist der Frequenzgang $\frac{V_\omega}{V_m}$ in Abhängigkeit von y/d und d bzw. ω/ω_g kurvenmäßig dargestellt.

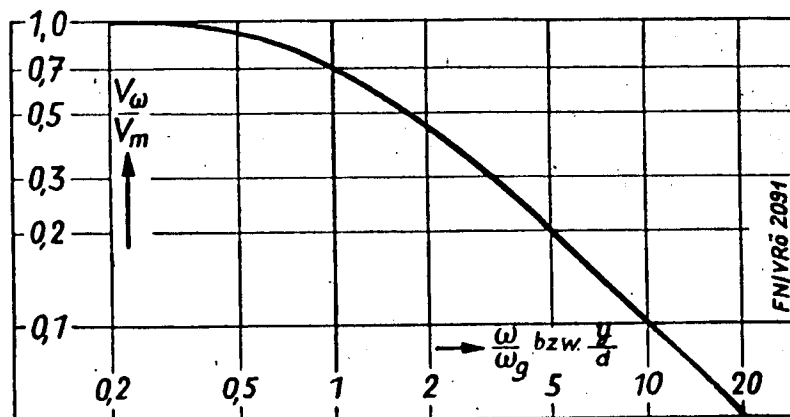


Bild 3



Der Gang des Phasenwinkels φ in Abhängigkeit von der Bandbreite interessiert z. B. bei Bild- und Meßverstärkung. Naturgetreue Übertragung erfordert jedoch nicht konstanten Phasenwinkel, sondern einen konstanten Differentialquotienten $\frac{d\varphi}{d\omega}$, d. h. konstante Laufzeit.

Beim Direktverstärker gilt

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi &= \omega \cdot C_p \cdot R_A \\ \text{also } \frac{d\varphi}{d\omega} &= \frac{1}{1 + \omega^2 C_p^2 R_A^2} \end{aligned}$$

d. h. die Laufzeit bleibt praktisch konstant, solange das Produkt $\omega^2 C_p^2 R_A \ll 1$.

Beim Trägerfrequenzverstärker wird

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{d} \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \approx \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r \cdot d} = (\omega - \omega_r) R_A \cdot C_p$$

S/C-Werte einiger HF-Verstärkerröhren
ohne bzw. mit verschiedenen Werten der Schaltkapazität

Type	S mA/V	$C_e + C_a$ (einschl. C_r)	$\frac{S}{\Sigma C_p}$	$\frac{S}{\Sigma C_p}$	$\frac{S}{\Sigma C_p}$	$\frac{S}{\Sigma C_p}$	$\frac{S}{\Sigma C_p}$
			$C_s=0$	$C_s=5$	$C_s=10$	$C_s=15$	$C_s=20$
mA/V · pF							
RV 2.4 P 700	0,95	6,75	0,14	0,081	0,057	0,044	0,035
RV 2.4 P 1400	3,3	13	0,25	0,18	0,14	0,12	0,1
RV 12 P 2000	1,5	7,1	0,21	0,12	0,088	0,068	0,055
RV 12 P 3000	10	20,5	0,49	0,39	0,33	0,28	0,25
RL 12 P 10	9,5	30,2	0,32	0,27	0,24	0,21	0,19
AF 100	7	17,8	0,39	0,31	0,25	0,21	0,19



Verwendungshinweise für Telefunkenröhren

Definition und Berechnung der bei Hochfrequenzverstärkung auftretenden Verzerrungen

Allgemeines:

Die Größe der bei der HF-Verstärkung entstehenden Verzerrungen läßt sich allgemein durch Reihenentwicklung des durch die Kennlinienkrümmung verzerrten Anodenwechselstromes ableiten (Lit.: Rothe/Kleen „Bücherei der Hochfrequenztechnik“, Band 3). Verzerrend wirken bei selektiver HF-Verstärkung nur jene infolge der Nichtlinearität der Kennlinie in der Röhre entstandenen Seitenwellen, die innerhalb der Bandbreite des HF-Teiles liegen. Die Oberwellen der Trägerfrequenz verursachen dagegen praktisch nur eine Bildung von Pfeifstellen, die hier nicht besprochen werden soll.

Als Verzerrungsmaß ergibt sich das Verhältnis der 3. bzw. 2. Ableitung (S'' bzw. S') zur 1. Ableitung (Steilheit S) der I_a-U_g -Kennlinie. Bei Mischverstärkung sind die Ableitungen der S_c-U_g -Kennlinie einzusetzen (S''_c bzw. S'_c).

1. **Brummodulation m_B .** Die nichtlineare Kennlinie verursacht eine unerwünschte Modulation der Trägerwelle (Nutzwelle) mit einer am Gitter vorhandenen NF-Spannung (Störwelle) — im allgemeinen die Brummspannung bei Netz- oder Zerschneiderbetrieb bzw. deren Oberwellen.

Definition:

$$\text{Brummodulation } m_B = \frac{\text{Stör-Amplitude } U_{Bm}}{\text{Träger-Amplitude } U_N} \dots \dots \dots (1)$$

Berechnung:

$$\text{Brummodulation } m_B (\%) = 140 \cdot \frac{S'}{S} \cdot U_B \dots \dots \dots (1a)$$

Dabei ist U_B die am Gitter vorhandene Störspannung in V_{eff} .

Ist die Ableitung S' Null (quadratische Kennlinie), so tritt keine Brummodulation auf.

2. **Modulationsverzerrung k_m .** Die Nichtlinearität der Kennlinie verursacht unerwünschte Modulation der Trägerwelle mit den Oberwellen der Modulationsfrequenz.

Definition:

$$\text{Modulationsverzerrung } k_m = \text{Klirrfaktor der Modulation} = \sqrt{k_2^2 + k_3^2} \dots (2)$$

Berechnung:

$$\text{Modulationsverzerrung } k_m (\%) = 37,5 \cdot \frac{S''}{S} \cdot m_N \cdot U_N^2 \dots \dots \dots (2a)$$

3. **Kreuzmodulation m_K .** Die Nichtlinearität der Kennlinie verursacht eine unerwünschte Modulation des Trägers der Nutzwelle mit den Modulationsfrequenzen eines benachbarten Störsenders (Trägerspannung der Störwelle U_S).

Definition:

$$\text{Kreuzmodulation } m_K = \frac{\text{NF-Amplitude der Störmodulation } U_S}{\text{NF-Amplitude der Nutzmodulation } U_N} \dots (3)$$

Berechnung:

$$\text{Kreuzmodulation } m_K (\%) = 100 \cdot \frac{S''}{S} \cdot \frac{m_S}{m_N} \cdot U_S^2 \dots \dots \dots (3a)$$



4. Modulationsgradänderung Δm . Die Nichtlinearität der Kennlinie verändert den Modulationsgrad m der zu verstärkenden Nutzwelle.

Definition:

$$\begin{aligned} & \text{Modulationsgradänderung } \Delta m \\ & = \text{geänderter Modulationsgrad } m_2 - \text{ursprünglicher Modulationsgrad } m_1 \dots (4) \end{aligned}$$

Berechnung:

$$\text{Modulationsgradänderung } \Delta m (\%) = 50 \cdot m \cdot \left(1 - \frac{3}{8} \cdot m^2\right) \cdot \frac{S''}{S'} \cdot U_N^2 \dots (4a)$$

Ist die Ableitung S'' Null, so treten Kreuzmodulation, Modulationsverzerrung und Modulationsgradänderung nicht auf.

Bei den Formeln (1—4) ist vorausgesetzt, daß die höheren Ableitungen der Kennlinie als die 3. (für 2, 3, 4) bzw. als die 2. (für 1) zu vernachlässigen sind, sowie für (2a) daß m_N und $\frac{S''}{S'} \cdot U_N^2 < 1$. Spannungswerte U sind in V_{eff} , der Modulationsgrad m als Dezimalzahl einzusetzen.

Ermittlung der HF-Verzerrungen für den praktischen Gebrauch.

a) Graphische Bestimmungen aus der Kennlinie: Für eine Exponentialkurve wird

$$\frac{S''}{S'} = \frac{1}{U_T^2} \text{ und } \frac{S'}{S} = \frac{1}{U_T}$$

Der U_T -Wert (ΔU_g für $\Delta S = 1 : 2,7$) kann aus der im linear-logarithmischen Maßstab gezeichneten $S-U_g$ -Kennlinie einfach gefunden werden. Ersatz einer beliebigen Kennlinie durch tangentielle Exponentialkurve im Arbeitspunkt zur Bestimmung von U_T ermöglicht somit angenäherte Berechnung der Verzerrungen mit Hilfe der Formeln (1a, 2a, 3a und 4a).

b) Entnahme der HF-Verzerrungen aus gemessenen Kurven: In den Daten der einzelnen Regelröhren sind durch Messung der Kennlinienableitungen gewonnene Kurven enthalten aus denen für die wichtigsten HF-Verzerrungen – Brummodulation und Kreuzmodulation – die für 1% Verzerrung zulässigen Spannungswerte unmittelbar abgelesen werden können. Da auch die Verzerrung k_m und Δm vom Verhältnis $\frac{S''}{S'}$ abhängen, können diese durch Umrechnung aus den Kreuzmodulationswerten leicht gefunden werden. Außerdem läßt sich aus der Kreuzmodulationskurve der Klirrfaktor an 3. Oberwelle k_3 (abhängig von $\frac{S''}{S'}$) und aus der Brummodulationskurve der Klirrfaktor an 2. Oberwelle k_2 (abhängig von $\frac{S'}{S}$) ermitteln, der bei Aussteuerung der Kennlinie mit einer Wechselspannung U_g (beliebiger Frequenz) entsteht.

Zahlenmäßiger Zusammenhang der einzelnen Verzerrungen:

$$k_3 : k_m : m_K = 1 : 4,5 : 12 \dots (5)$$

unter der Voraussetzung, daß bei m_K der Wert $\frac{m_S}{m_N} = 1$ bzw. bei k_m der Wert $m_N = 1$.

$$\Delta m : m_K = m \cdot \left(1 - \frac{3}{8} m^2\right) : 2 \approx m : 2 \text{ (für } m \leq 0,3) \dots (6)$$

$$k_2 : m_B = 1 : 4 \dots (7)$$

Mit Hilfe der in (5) bis (7) angegebenen Beziehungen lassen sich aus den Kreuz- bzw. Brummmodulationskurven die übrigen Verzerrungen bzw. die zulässigen Spannungswerte für beliebige prozentuale Verzerrungen berechnen.

