

3. Die Triode ...

3.2.3. Die Leistungsverstärkung der Röhre

Bei einer Anzahl von Anwendungsgebieten interessiert nicht die maximale Spannungsverstärkung, sondern die von der Triode an den Arbeitswiderstand (Wirkwiderstand) abgegebene Wechselstromleistung (z. B. die einem Lautsprecher zugeführte Sprechleistung). Fließt Gleichstrom über einen Ohmschen Widerstand, dann errechnet sich die an den Widerstand abgegebene Gleichstromleistung P_{\sim} zu

$$P_{\sim} = U \cdot I. \quad (3.29)$$

Gleiche Phasen von Strom und Spannung vorausgesetzt, ergibt sich die Wechselstromleistung zu

$$P_{\sim} = \tilde{U} \cdot \tilde{I}, \quad (3.30)$$

d. h., die an einen Ohmschen Widerstand abgegebene Wechselstromleistung (Wirkleistung) errechnet sich aus dem Produkt der Effektivwerte von Strom und Spannung. Bemerkt sei, daß für die Effektivwerte in der Literatur vielfach auch die Größen U_{eff} und I_{eff} stehen. Zwischen dem Spitzenwert und dem Effektivwert besteht bei einer sinus- bzw. kosinusförmig verlaufenden Wechselgröße der Zusammenhang

$$\tilde{U} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \approx 0,7 \cdot \hat{U}, \quad (3.31)$$

$$\tilde{I} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} \approx 0,7 \cdot \hat{I}. \quad (3.32)$$

Damit ergibt sich

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \cdot \hat{U} \cdot \hat{I}. \quad (3.30a)$$

Die Leistung, in diesem speziellen Fall die Wechselstromleistung, wird zu Null, wenn der Strom oder die Spannung bzw. beide zu Null werden. Im Fall $R_a = 0$ wird $\hat{U} = 0$ und damit $P_{\sim} = 0$. Das gleiche gilt für $R_a \Rightarrow \infty$. Dann geht $I \Rightarrow 0$ und damit ebenfalls P_{\sim} gegen Null. Aus der Zweipoltheorie läßt sich ableiten, daß von einer Stromquelle mit einem bestimmten Innenwiderstand R_i , und als solche muß hier die Röhre mit ihrem Wechselstromwiderstand R_i betrachtet werden, unter der Voraussetzung

$$R_i = R_a \text{ (Anpassungsfall)}$$

die maximale Leistung an R_a abgegeben wird (Bild 60). Für eine vorgegebene Gitterwechselspannung läßt sich im Anpassungsfall für eine Röhre mit bekanntem S und D die maximale Wechselstromleistung nach der Beziehung

$$P_{\sim \text{max}} = \frac{1}{8} \cdot \hat{U}_g^2 \cdot \frac{S}{D} \quad (3.33)$$

errechnen. Der in Gleichung (3.33) auftretende Quotient

$$G_r = S / D \quad (3.34)$$

wird als *Güte* oder *Gütefaktor* der Röhre bezeichnet. Damit bestimmen Steilheit und Durchgriff bzw. über Gleichung (3.6) 2 andere Kennwerte der Röhre die bei vorgegebener Gitterwechselspannung maximal an R_a abgegebene Wechselstromleistung.

Die in Gleichung (3.30a) errechnete Wechselstromleistung läßt sich im I_a / U_a - Kennlinienfeld als Fläche (Dreieck) darstellen (Bild 61). In diesem Bild sind noch weitere Flächen enthalten, denen eine bestimmte Bedeutung zukommt. Durch I_{a_0} wird nach oben, durch U_{a_0} nach links, durch U_B

nach rechts eine Fläche begrenzt, deren Flächeninhalt die an den Arbeitswiderstand abgegebene Gleichstromleistung

$$P_- = (U_B - U_{a0}) I_{a0} \quad (3.35)$$

repräsentiert. Diese Leistung (Verlustleistung) wird an R_a ohne Nutzen in Wärme umgesetzt. Eine weitere Fläche, begrenzt durch I_{a0} nach oben, $U_a = 0$ nach links und U_{a0} nach rechts, läßt sich einzeichnen. Sie stellt die an der Anode der Röhre in Wärme umgesetzte Anodenverlustleistung P_Q dar. Wird die Röhre - wie im vorliegenden Bild gezeigt - angesteuert, dann ist von dieser Fläche das Dreieck

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} \hat{I}_a \cdot \hat{U}_a,$$

d. h. die Wechselstromleistung an R_a abzuziehen. P_Q verringert sich bei bleibendem Arbeitspunkt mit größer werdender Aussteuerung.

Die gesamte von der Stromquelle zu liefernde Gleichstromleistung ergibt sich als Summe dieser Flächen entsprechend der Beziehung

$$P_{B-} = U_B \cdot I_{a0} \quad (3.36)$$

Als Wirkungsgrad η der Röhre gibt man das Verhältnis von Wechselstromleistung zu zugeführter Gleichstromleistung entsprechend Gleichung (3.36) an, d. h.,

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{B-}}. \quad (3.37)$$

Der Wirkungsgrad wird meist in Prozent angegeben und liegt für NF-Endröhren bei tragbaren Verzerrungen zwischen 25 bis 40 %.

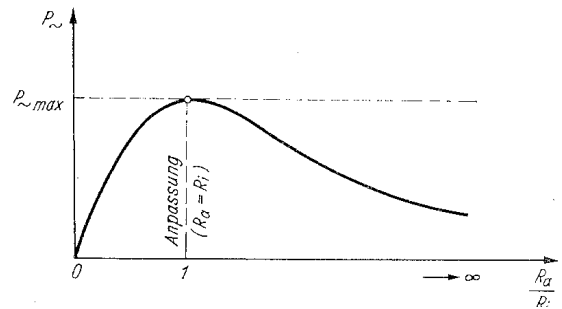


Bild 60 An R_a abgegebene Leistung in Abhängigkeit von R_a/R_i

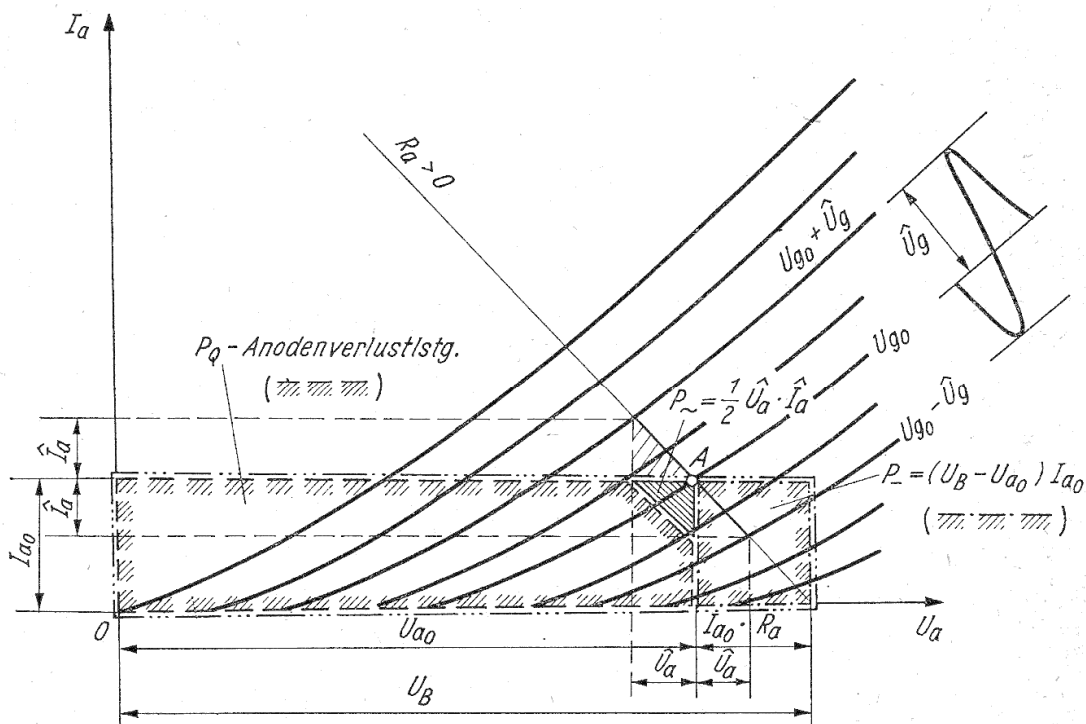


Bild 61 Leistungsverhältnisse an der Röhre; dargestellt im I_a / U_a - Kennlinienfeld

3.2.4. Die Wahl des Arbeitspunkts

Die Bedingung $R_i = R_a$ legt zwar die Richtung der Widerstandsgeraden (Arbeitsgeraden) im I_a / U_a - Kennlinienfeld fest; das ergibt jedoch noch keine Aussage über die Wahl des günstigsten Arbeitspunkts (Bild 62). Die Lage der Widerstandsgeraden wird durch U_B , die Lage des Arbeitspunkts auf ihr durch U_{g0} bestimmt. Bei Bestimmung der Lage der Widerstandsgeraden und des Arbeitspunkts sind einige Forderungen zu berücksichtigen:

- möglichst hohe Verstärkung,
- geringe Verzerrungen,
- Einhalten der konstruktiv bedingten Röhrengrenzwerte (maximal zulässige Anodenverlustleistung, maximal zulässige Anodenspannung).

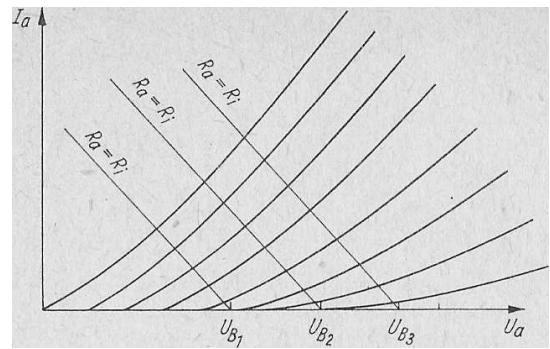


Bild 62 Mögliche Lagen der Widerstandsgeraden im I_a / U_a - Kennlinienfeld bei vorgegebenen Betriebsspannungen

Ganz allgemein läßt sich deshalb das I_a / U_a - Kennlinienfeld begrenzen. Die durch den gewählten Arbeitspunkt erzeugte Anodenverlustleistung (vergleiche Bild 61) - darf den vom Hersteller angegebenen Maximalwert P_{Qmax} nicht überschreiten, d. h.,

$$P_Q \leq P_{Qmax}$$

Diese obere Begrenzung (Verlustleistungshyperbel) läßt sich entsprechend der Beziehung (ohne Aussteuerung !)

$$P_Q = U_a \cdot I_a \tag{3.38}$$

und Umstellung nach

$$I_a = P_{Qmax} / U_a$$

leicht in das I_a / U_a - Kennlinienfeld einzeichnen. Als rechte Grenze ergibt sich die maximal zulässige Anodenspannung U_{amax} und als linke Begrenzung die I_a / U_a - Kennlinie mit U_g etwa $-1V$ (Gitterstromeinsatz ist zu vermeiden) als Parameter. Eine ideale Triode hat I_a / U_a - Kennlinien mit gleichbleibenden Abständen; der Durchgriff bleibt über das gesamte Kennlinienfeld konstant. Die reale Triode zeigt hiervon Abweichungen — Bild 63.

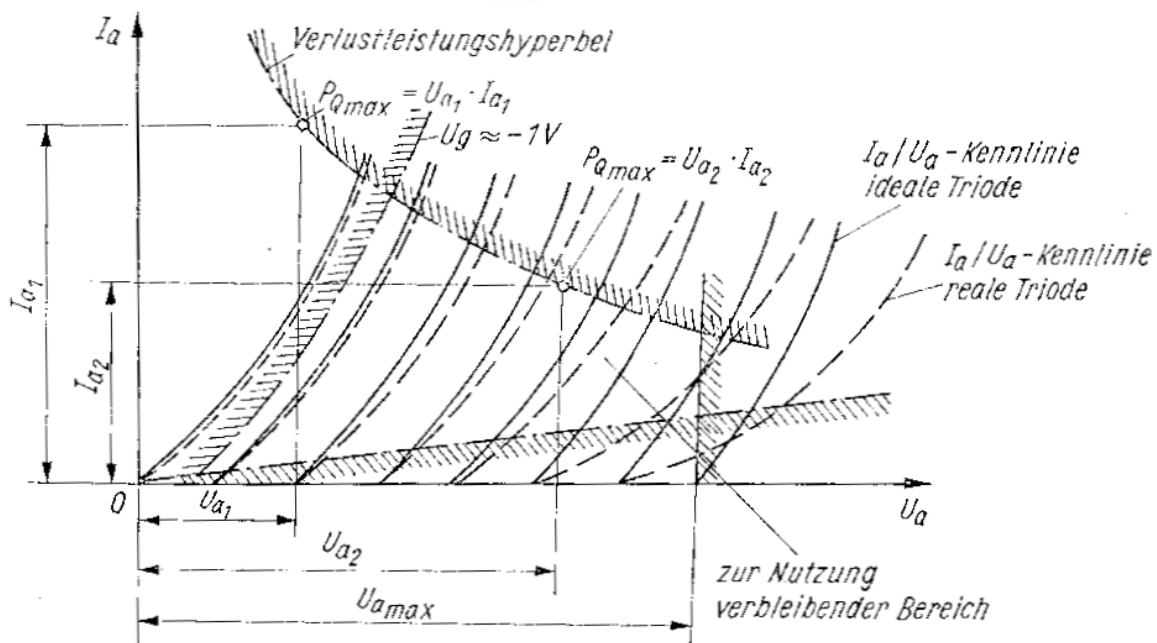


Bild 63 I_a / U_a - Kennlinienfeld mit eingezeichnetem Nutzungsbereich

Steuert man daher die Arbeitsgerade in das Gebiet großer negativer Gitterspannungen aus, dann entstehen Verzerrungen der Ausgangsgröße. Der nutzbare Teil des Kennlinienfelds wird damit auch nach unten begrenzt. Zweckmäßig ist es, die Widerstandsgerade nun durch Parallelverschieben so in dieses begrenzte Kennlinienfeld zu legen, daß sie die Verlustleistungshyperbel gerade berührt (evtl. geringfügig schneidet) — Bild 64. Die maximal mögliche Aussteuerung ergibt sich durch die Begrenzung der Widerstandsgeraden (Gitterstromereinsatz und Durchgriffsverzerrungen). Der Arbeitspunkt liegt damit etwa in der Mitte des nutzbaren Teiles und bestimmt die Gittervorspannung U_{g0} . Damit man geringe Verzerrungen erhält, ist Gleichheit der Strecken a und b in Bild 64 anzustreben.

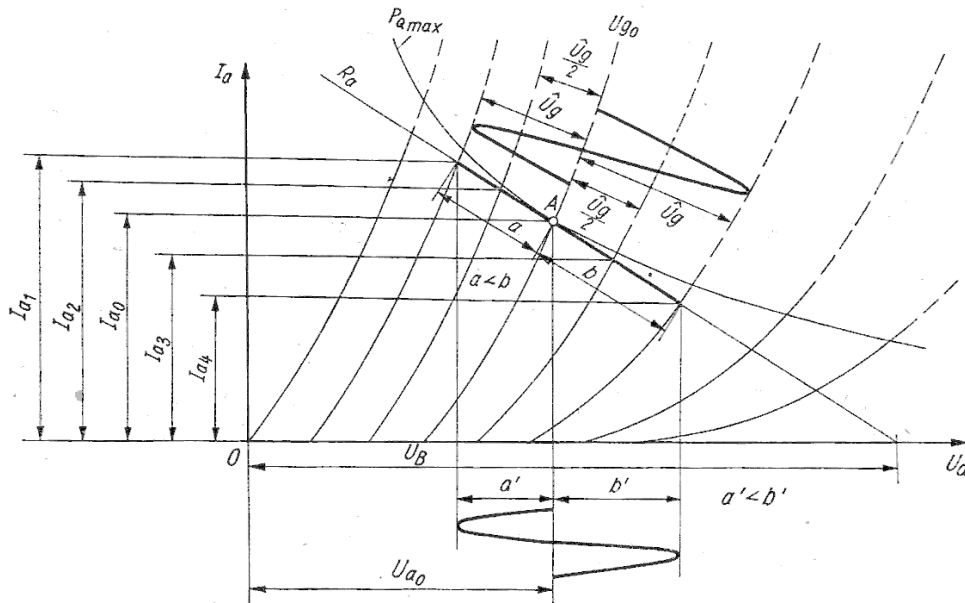


Bild 64 Grafische Ermittlung des Klirrfaktors aus dem I_a / U_a - Kennlinienfeld

Die zur Wahl der Lage der Widerstandsgeraden und des Arbeitspunkts aufgestellten Bedingungen fordern sich teilweise entgegenwirkende Maßnahmen. Man wird daher vielfach durch mehrmaliges Probieren, evtl. durch Verwendung einer anderen Röhre und mit entsprechenden Kompromissen in bezug auf maximale Wechselstromleistung bei geringen Verzerrungen, das gewünschte Ziel anstreben.

Oft werden die bei der Verstärkung entstehenden Verzerrungen genannt. Man faßt sie unter dem Begriff *Klirrfaktor* zusammen und definiert als Klirrfaktor k das Verhältnis vom Effektivwert des Stromes bzw. der Spannung aller durch die nichtlineare Verstärkung entstandenen Oberwellen zum Effektivwert des Gesamtstroms bzw. der Gesamtspannung

$$k = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \tilde{I}_i^2}{\sum_{i=0}^n \tilde{I}_i^2}} ; \quad (3.39)$$

\tilde{I}_0 = Effektivwert der Grundwelle,

\tilde{I}_1 = Effektivwert der 1. Oberwelle usw.

Die Angabe des Klirrfaktors erfolgt in Prozent, wobei ein Klirrfaktor von maximal etwa 10% als höchstzulässige Grenze bei Tonübertragungen gilt.

Für den praktischen Gebrauch reicht folgende Näherung völlig aus (nur Berücksichtigung der 1. und 2. Oberwelle)

$$k \approx \sqrt{\frac{\tilde{I}_1^2 + \tilde{I}_2^2}{\tilde{I}_0^2 + \tilde{I}_1^2 + \tilde{I}_2^2}} \quad (3.40)$$

Diesen Näherungswert erhält man aus dem I_a / U_a - Kennlinienfeld durch eine einfache Rechnung. Man vergleiche dazu Bild 64. Nach [4] gelten folgende Beziehungen :

$$\begin{aligned} \tilde{I}_0 &= \frac{I_{a1} + I_{a2} - I_{a3} - I_{a4}}{3}, \\ \tilde{I}_1 &= \frac{2 I_{a0} - I_{a1} - I_{a4}}{4}, \\ \tilde{I}_2 &= \frac{2 I_{a2} - I_{a1} + I_{a4} - 2 I_{a3}}{6} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Durch Berechnen der Effektivwerte, Quadrieren, Summation, Division der Summanden und Radizieren des Quotienten ergibt sich schließlich k entsprechend Gleichung (3.40).

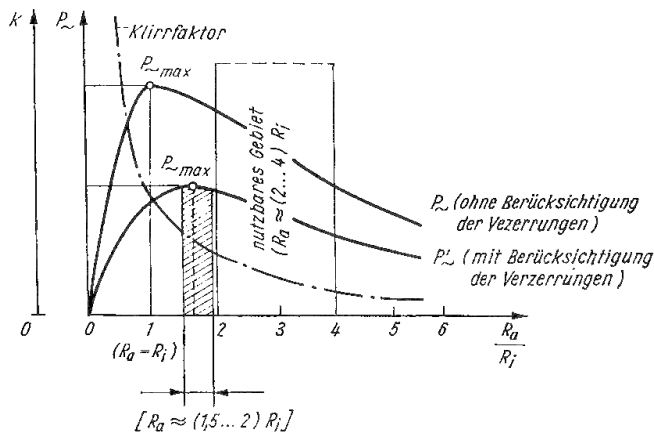


Bild 65
Zur Wahl des optimalen R_a bei
Leistungsverstärkung mit Trioden

Trägt man den Klirrfaktor über dem Verhältnis R_a / R_i auf, so zeigt sich im Falle der Triode ein fallender Verlauf mit wachsendem R_a . Unter der Voraussetzung $R_a = R_i$ ergibt sich ein relativ großer Klirrfaktor (Bild 65). Die in Bild 53 dargestellte Leistungskurve P_{\sim} (ohne Berücksichtigung des Leistungsabfalls durch Verzerrungen) wurde zum Vergleich nochmals eingezeichnet. Zeichnet man in das gleiche Bild die Leistungskurve P_{\sim} mit Berücksichtigung der Verzerrungen, so zeigt sich ein wesentlich flacherer Verlauf mit nicht sehr stark ausgeprägtem Maximum bei $R_a \approx (1,5 \text{ bis } 2) R_i$. Im Gebiet $R_a \approx (3 \text{ bis } 4) R_i$ ergibt sich gegenüber dem Maximum bei $R_a \approx (1,5 \text{ bis } 2) R_i$ noch kein wesentlicher Leistungsrückgang, allerdings ist der Klirrfaktor erheblich abgesunken. Aus diesen Erwägungen heraus arbeitet man bei Leistungsverstärkern für Tonübertragungen nicht mit Anpassung, d. h. $R_i = R_a$, sondern verwendet bei Leistungstrioden einen Arbeitswiderstand

$$R_a \approx (2 \dots 4) R_i.$$

3.2.5. Die Anpassung des Verbrauchers

Aus den bisherigen Betrachtungen könnte der Trugschluß entstehen, daß im Falle der Leistungsverstärkung die erzeugte Wechselstromleistung an einem fest in die Schaltung eingebauten Widerstand R_a in Wärme umgesetzt wird. R_a ist in diesem Fall nur als Ersatzangabe verwendet worden. In der praktischen Schaltung einer Leistungsstufe wird dieses R_a z. B. durch den Wechselstromeingangswiderstand des Lautsprechers gebildet. Da dieser Wert in den meisten Fällen sehr niedrig liegt, macht sich vielfach die Anpassung an die Röhrenstufe mittels eines Ausgangsübertragers (Widerstandstransformation) erforderlich (Bild 66).

Der in den Anodenkreis der Röhre transformierte Widerstand (Wechselstromwiderstand !) errechnet sich nach der Formel

$$R_a = \ddot{u}^2 \cdot Z; \quad (3.41)$$

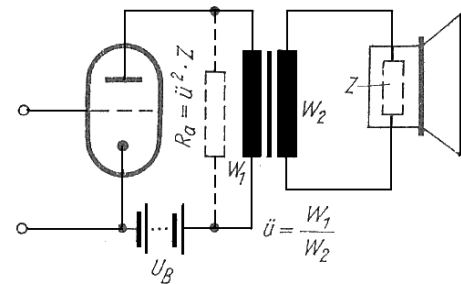


Bild 66
Widerstandstransformation mittels
Ausgangsübertrager

Z = Impedanz der Lautsprecherschwingpule bei 800 Hz in Ω , \ddot{u} = Verhältnis der Übertragerwindungszahlen entsprechend Bild 66.

Es gilt dabei

$$Z \approx 1,4 \cdot R_L;$$

R_L = Gleichstromwiderstand der Lautsprecherschwingpule.

Ausführliche Angaben zur Dimensionierung und Berechnung von Ausgangsübertragern sind z. B. in [5], [7] und [14] enthalten.

Die im Anodenkreis der Röhre liegende Übertragerwicklung besitzt nur einen sehr geringen Gleichstromwiderstand. Die Anode erhält damit praktisch die volle Betriebsspannung U_B . Der Arbeitspunkt ergibt sich bei diesem Betriebsfall als Schnittpunkt von U_B und der I_a / U_a - Kennlinie mit U_{g_0} als Parameter. Durch diesen legt man die Widerstandsgerade für den in den Anodenkreis hineintransformierten Arbeitswiderstand (Bild 67). Dieser Aufbau kommt mit einer geringeren Betriebsspannung aus, weshalb er oft auch dann angewendet wird, wenn die Anpassung auch ohne Übertrager gewährleistet wäre. Ähnliche Eigenschaften hinsichtlich der erforderlichen Betriebsspannung ergeben sich bei der Verwendung einer Drossel im Anodenkreis.

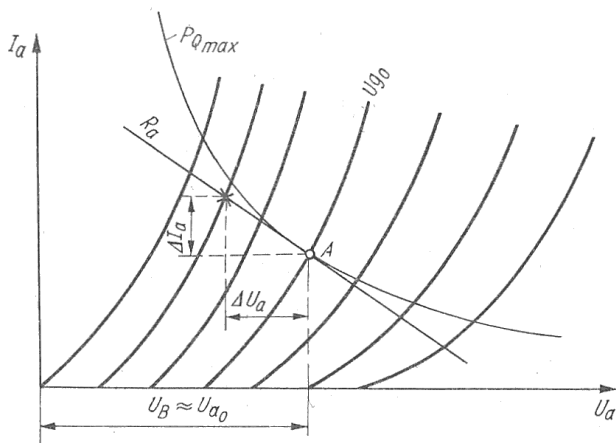


Bild 67 Arbeitsgerade im I_a / U_a - Kennlinienfeld bei Übertragerkopplung

4. Die Tetrode und die Pentode

4.1. Der Aufbau von Mehrgitterröhren

In Gleichung (3.34) wurde der entscheidende Einfluß von Steilheit und Durchgriff auf die Verstärkung der Röhre gezeigt. Mit Hilfe spezieller Technologien bei der Röhrenherstellung lassen sich Steilheiten von etwas weniger als 20 mA/V erreichen. Damit gelingt keine grundsätzliche Verbesserung des S/D-Verhältnisses. Erst durch den Einbau mehrerer Gitter kann der Durchgriff der Anode erheblich vermindert werden. Zu diesem Zweck ordnet man zwischen dem in unmittelbarer Nähe der Katode liegenden Steuergitter (Gitter 1) und dem Anodenzyylinder bei der Tetrode ein weiteres Gitter an, das Schirmgitter (Gitter 2), und bei der Pentode 2 weitere Gitter, das Schirmgitter (Gitter 2) und das Bremsgitter (Gitter 3). Sie ähneln in ihrem Aufbau dem Steuergitter der Triode.

4.2. Kennwerte und Kennlinien von Tetrode und Pentode

Das Schirmgitter erhält in Verstärkerschaltungen ein konstantes positives Potential. Es ist wechselstrommäßig über einen ausreichend dimensionierten Kondensator zu erden. Durch das zwischengelegte Schirmgitter geht der Durchgriff der Anode in Tetroden auf einen Bruchteil des Wertes bei Trioden zurück, während der Wert der Steilheit erhalten bleibt. Die Güte der Röhre steigt damit erheblich. Zwar hat das Schirmgitter einen nicht zu vernachlässigenden Einfluß auf den Strom zwischen Katode und Anode, denn es gilt für die Steuerspannung der Tetrode

$$U_{st} = U_{g1} + D_1 U_{g2} + D_1 \cdot D_2 U_a, \quad (4.1)$$

wobei der Durchgriff der Anode $D_1 \cdot D_2 \approx 1\%$ gesetzt werden kann, aber bei der wechselstrommäßigen Betrachtung folgt wegen $U_{g2} = \text{const.}$ und damit $U_{g2} = 0$ (Kurzschluß durch entsprechenden Kondensator!)

$$U_{st} = U_{g1} + D_1 \cdot D_2 U_a \approx U_{g1}. \quad (4.2)$$

Der Anodenwechselstrom wird also fast nur von der Gitterwechselspannung gesteuert.

Dieser Röhrenaufbau hat allerdings einen erheblichen Nachteil. Die mit hoher Geschwindigkeit auf die Anode prallenden Elektronen schlagen aus der Anode Sekundärelektronen heraus. Liegt die Schirmgitterspannung U_{g2} über der Anodenspannung U_a , dann fliegen diese Sekundärelektronen zum Schirmgitter und gehen damit dem Anodenstrom verloren. Der Schirmgitterstrom, der mit zunehmender Anodenspannung eine fallende Tendenz hat, steigt in diesem Bereich der Anodenspannung nochmals an ($U_a = 10$ bis 100 V, $U_{g2} = 100$ V = const.).

Bei Anodenspannungen < 10 V tritt keine Sekundärelektronenemission auf, da die Elektronen mit relativ geringen Geschwindigkeiten auf die Anode prallen. Sehr deutlich läßt sich dieser Effekt am Verlauf der I_a / U_a - Kennlinie der Tetrode verfolgen (Bild 68). Dadurch eignet sich die Röhre für viele Zwecke nicht. Sie soll deshalb nicht weiter behandelt werden.

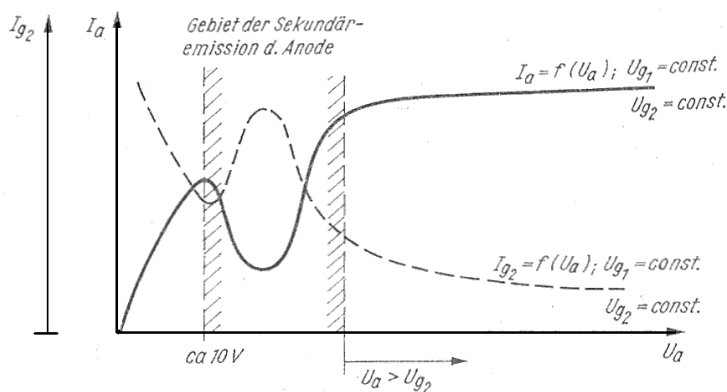


Bild 68 I_a / U_a - Kennlinie der Tetrode

Man vermeidet diesen Effekt durch den Einbau eines Bremsgitters zwischen Schirmgitter und Anode.

Es erhält durch eine Verbindung innerhalb der Röhre Katodenpotential bzw. wird gesondert herausgeführt und ist an die Katode oder an Masse zu legen. Es treibt infolge seines Potentials die emittierten Sekundärelektronen auf die Anode zurück.

Der Einbau dieses Bremsgitters vermindert den Anodendurchgriff nochmals. Es gilt

$$U_{st} = D_1 \cdot U_{g1} + D_1 D_2 U_{g2} + D_1 D_2 D_3 U_a \quad (4.3)$$

und damit analog zur Tetrode mit $D_1 \cdot D_2 \cdot D_3 \approx 0$;

$$U_{st} \approx U_{g1} \quad (4.4)$$

Wie bereits erläutert, ist der Durchgriff einer Elektrode auf eine andere unmittelbar mit der Kapazität zwischen beiden Elektroden verknüpft und ein großer Anodendurchgriff die Folge einer hohen Anoden-Katoden-Kapazität C_{ak} und damit einer hohen Gitter-Anodenkapazität C_{ga} . Über diese Kapazität wird ein Teil der Anodenwechselspannung auf das Gitter gekoppelt. Es kommt zu Rückwirkungen innerhalb der Röhre, die zur Selbsterregung führen können und oft bei Trioden mit relativ großem C_{ga} eine entsprechende Neutralisation dieser bei Verstärkern unerwünschten Koppelkapazität erfordern. In Oszillatorschaltungen wird dagegen diese hohe Gitter-Anoden-Kapazität zur Schwingungserzeugung genutzt.

Der geringe Anodendurchgriff bei Tetroden und Pentoden läßt auf ein sehr kleines C_{ga} schließen. Die Rückwirkungen innerhalb der Röhre sind daher sehr gering; eine Neutralisation ist aus diesem Grunde nicht erforderlich.

Für die Pentode gibt man meist ein Kennlinienfeld mit U_{g1} als Abszisse, I_a und I_g als Ordinate, U_a , U_{g2} und U_{g3} , als Parameter an. Es entspricht dem I_a / U_g - Kennlinienfeld der Triode. Ein weiteres Kennlinienfeld enthält die I_a / U_a - und I_{g2} / U_a - Kennlinie mit U_{g2} und U_{g1} als Parameter. Dies entspricht dem I_a / U_a - Kennlinienfeld der Triode. Bild 69 zeigt beide Kennlinienfelder.

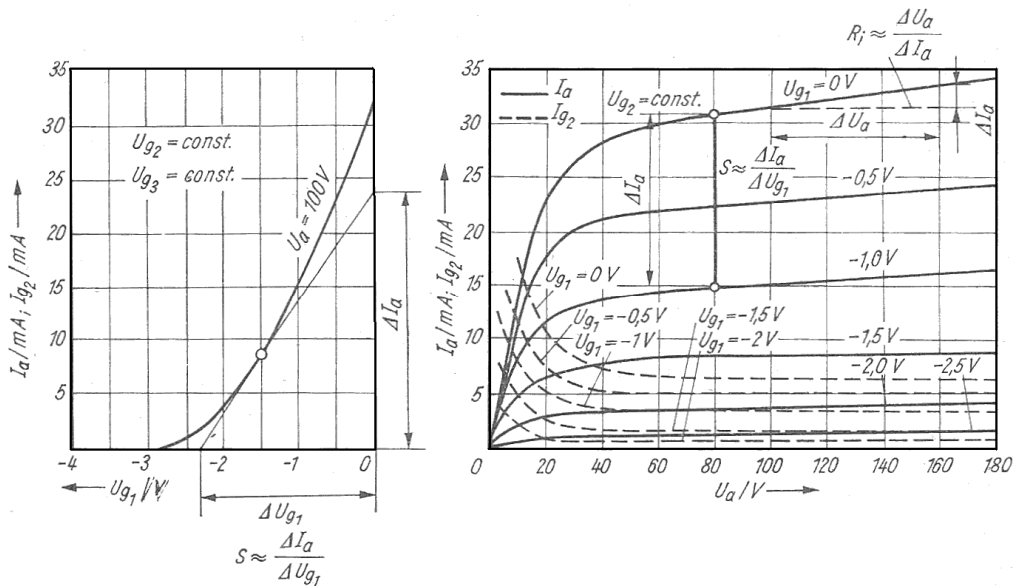


Bild 69 I_a / U_g - und I_a / U_a - Kennlinienfeld der Pentode

Auch in diesem Fall lassen sich, analog zur Triode, die Kennwerte Steilheit des Steuergitters S_1 und Innenwiderstand R_i auf grafischem Wege ermitteln. Es gilt

$$S_1 \approx \Delta I_a / \Delta U_{g1} \quad \begin{array}{l} U_a = \text{const.} \\ U_{g2} = \text{const.} \\ U_{g3} = \text{const.} \end{array} \quad (4,5)$$

bzw.

$$R_i \approx \Delta U_a / \Delta I_a \quad \begin{array}{l} U_{g1} = \text{const.} \\ U_{g2} = \text{const.} \\ U_{g3} = \text{const.} \end{array} \quad (4.6)$$

Im Bereich $U_a \geq U_{g2}$ verlaufen die I_a / U_a - Kennlinien sehr flach. Damit ergibt sich ein hoher Wert für R_i und entsprechend der Barkhausenschen Gleichung (3.6) ein sehr kleiner Anodendurchgriff. Er kann bei der Pentode nicht mehr direkt als konstante Größe aus den Kapazitäten zwischen den Elektroden bestimmt werden, da die zwischen Schirmgitter und Anode auftretende Stromverteilung seinen Wert gleichfalls beeinflusst. Ausführliche Betrachtungen dazu überschreiten den Rahmen.

Es sind noch einige Bemerkungen zur Stromverteilung innerhalb der Röhre notwendig. Bei $U_a < U_{g2}$ wird ein Teil der von der Katode emittierten Elektronen zum positiveren Schirmgitter fliegen. Dieser Teilstrom verringert sich mit zunehmender Anodenspannung und erreicht für $U_a > U_{g2}$ einen konstanten Wert. Allgemein gilt somit

$$I_k = I_a + I_{g2} \quad (\text{für } U_{g1} < -1 \text{ V}). \quad (4.7)$$

Der sich im Bereich des nur noch gering steigenden Teiles der I_a / U_a - Kennlinie einstellende hohe Innenwiderstand R_i ist ein weiterer Vorteil der Pentode. Wird z. B. im Ausgangskreis ein Schwingkreis angeordnet, dann liegt R_i parallel zum Kreis und bewirkt eine entsprechende Dämpfung. Bei Trioden beträgt die Größenordnung von R_i 67Ω (AD-1-Endtriode) bis $62 \text{ k}\Omega$ (ECC 83; $S = 1,6 \text{ mA/V}$!). Bei Pentoden liegen die Werte bei $40 \text{ k}\Omega$ (EL-84-Endpentode) bis $500 \text{ k}\Omega$ (EF-80-Hochfrequenzverstärker) und höher. Es ist einleuchtend, daß eine HF-Pentode mit ihrem hohen R_i unmittelbar an den Schwingkreis angekoppelt werden kann. Der niedrigere R_i der Trioden dagegen erfordert z. B. Anzapfungen der Spule.

Für die Verstärkung gilt bei der Pentode gleichfalls

$$v = U_a / U_g = -S * (R_i R_a) / (R_i + R_a)$$

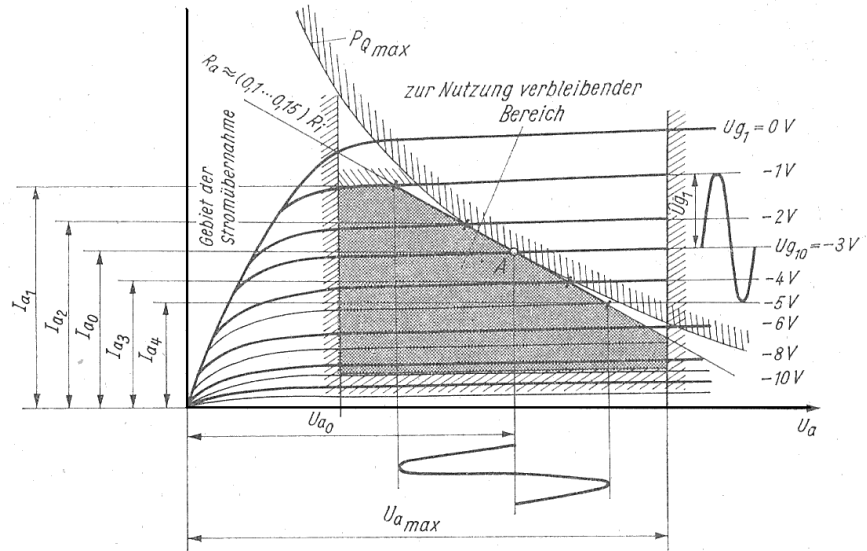
[vgl. Gleichung (3.25) und Gleichung (3.25f)].

Da bei der Pentode im allgemeinen $R_a \ll R_i$ und in einer Parallelschaltung (R_i und R_a liegen parallel) der kleinste Widerstand den Gesamtwiderstand bestimmt, so folgt die sehr einfache Näherungsformel

$$V \approx S * R_a \quad (R_a \ll R_i).$$

Für die Pentode können wie bei der Triode Betrachtungen über Verzerrungen (Klirrfaktor) angestellt werden. Sie führen zu der Erkenntnis, daß der Klirrfaktor der Pentode höher liegt als der der Triode. Die wesentlich höhere Verstärkung in einer Pentode erlaubt aber eine die Verzerrungen zum Teil kompensierende Gegenkopplung. Eine Abschätzung des Klirrfaktors bei Pentoden ist, wie bei der Triode gezeigt, am I_a / U_a - Kennlinienfeld möglich (Bild 70).

Bild 70 Pentode im dynamischen Betrieb mit Angabe zur grafischen Ermittlung des Klirrfaktors und eingezeichnetem Nutzungsgebiet



Für Leistungsstufen mit Pentoden ergeben sich optimale Arbeitswiderstände bei

$$R_a \approx (0,1 \text{ bis } 0,15) R_i.$$

In [5] findet sich zum gleichen Zweck die Faustformel

$$R_a = U_{a0} / I_{a0}$$

Die optimale Bemessung des Arbeitswiderstands für Hochfrequenz- und Niederfrequenzverstärkerstufen, die eine bestimmte Durchlaßcharakteristik aufweisen sollen, ist durch mehrere Faktoren der Schaltung gekennzeichnet. Der interessierte Leser findet Ausführungen dazu z. B. in [1] und [5].

Ähnlich wie bei der Triode ist es für einen nahezu verzerrungsfreien Betrieb erforderlich, den Nutzungsbereich im I_a / U_a - Kennlinienfeld einzuengen. Nach oben wird dieser Bereich durch die Leistungshyperbel, nach rechts durch die maximal zulässige Anodenspannung $U_{a \max}$, nach unten durch das Gebiet des inkonstanten Durchgriffs begrenzt. Eine Begrenzung nach links ergibt sich durch die Stromübernahme des Schirmgitters. Sie ergibt einen starken Abfall des Anodenstroms bei abnehmender Anodenspannung. Auch bei der Pentode gilt die I_a / U_a - Kennlinie mit $U_g \approx -1 \text{ V}$ als Grenze für die zulässige Aussteuerung der Arbeitsgeraden nach oben hin.
