III. GEGENTAKTENDSTUFE KLASSE AB

§ 1. Einleitung

Die Gegentaktendstufe, Klasse B, bietet dem Benutzer einige Schwierigkeiten, wie sie in (A II) bereits beschrieben wurden. Die wichtigsten sind:

1. die Notwendigkeit der Benutzung eines Speisegerätes mit niedrigem inneren Widerstand, weil die Stromschwankungen in einer Klasse B-Endstufe groß sind;
2. die Notwendigkeit eines eigenen Gleichrichterkreises für die feste negative Vorspannung;
3. der große Einfluß, den die Streuung der Röhrendaten auf die abzugebende Leistung, die Verzerrung, usw. hat.

Um diese Schwierigkeiten zu beheben, kann man zwei Röhren in Klasse AB schalten. Man erhält in diesem Fall die negative Vorspannung durch den Spannungsabfall des Kathodenstromes der Röhren über einem in die Kathodenleitung gelegten Widerstand R_k (siehe Abb. 121).

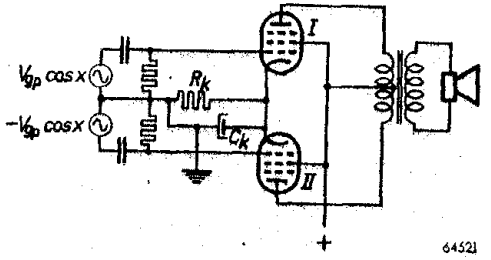


Abb. 121. Schaltung von 2 Röhren in Gegentakt mit automatischer negativer Gittervorspannung.

Es kann auch vorkommen, daß man die negative Vorspannung an einem Widerstand in der Minusleitung des Speisegerätes erhält, durch den auch der Strom der anderen Röhren des Gerätes fließt. Von der Benutzung des zuletztgenannten Widerstandes wird in den hier folgenden theoretischen Betrachtungen abgesehen.

Ohne Wechselspannung an den Gittern der Röhren stellen diese sich so ein (siehe Abb. 122), daß der Anodenstrom der Röhren I_{amedo} beträgt und der Spannungsabfall über dem Kathodenwiderstand gleich V_{amedo} ist. Dieser Arbeitspunkt ist in Abb. 122 durch den Punkt C auf der dynamischen Kennlinie AB dargestellt.

Solange die Wechselspannung so klein ist, daß der Anodenstrom nicht gleich Null wird, bleibt der Arbeitspunkt C an seinem Ort und der Wechselstrom jeder Röhre ist wieder rein sinusförmig (Fall I); die Röhren haben dabei reine A-Einstellung. Dies gilt für alle Gitterwechselspannungen, die kleiner sind als V_{gII}. Für diese Wechselspannung wird der Anodenstrom in der negativen Phase gerade gleich Null.

Der resultierende Anodenstrom im Anodenkreis ist dann gleich dem Doppelten des Anodenstromes je Röhre.

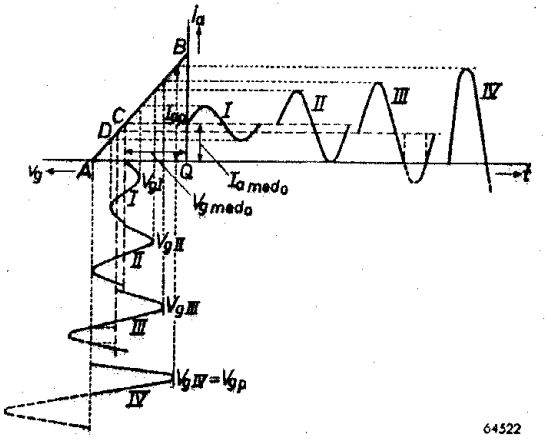


Abb. 122. Verschiedene Verläufe von Gitterwechselspannung und Anodenwechselstrom als Funktion der Zeit, bei einer Klasse AB-Endstufe.

Anders wird die Sachlage bei Wechselspannungen, die größer sind als V_{gII} (z.B. V_{gIII}). Der Arbeitspunkt bleibt dann nicht an seinem Ort. Infolge der Zunahme des mittleren Anodenstromes wird der Spannungsabfall am Kathodenwiderstand größer und dadurch der Arbeitspunkt nach einer höheren negativen Vorspannung verschoben (Punkt D). Die Anodenstromkurve jeder Röhre ist nicht ganz sinusförmig, da die eine Hälfte der Kurve zum Teil abgeplattet ist (siehe III). Hierdurch nimmt der mittlere Anodenstrom noch weiter zu. Beim Ansteigen der Gitterwechselspannung verschiebt sich der Arbeitspunkt immer mehr in Richtung des Sperrpunktes. Für die maximale Gitterwechselspannung, welche wir V_{gp} nennen, ist die Zunahme des mittleren Anodenstromes so groß, daß der Spannungsabfall am Kathodenwiderstand gerade gleich der Sperrspannung der Röhren ist. Die Anodenstromkurve jeder Röhre ist dann halbsinusförmig, und die Aussteuerung stimmt mit derjenigen für Klasse B überein (IV in Abb. 122). Den höchsten Augenblickswert des Anodenstromes, der bei dieser Aussteuerung erreicht wird, bezeichnen wir mit I_{ap}.

Die Leistungen der AB-Stufe liegen zwischen denen einer Klasse A- und denen einer Klasse B-Stufe.

Aus dem folgenden Paragraphen wird dies deutlich werden.

§ 2. Belastungslinien für Klasse AB-Aussteuerung

Wir erhalten einen wesentlich deutlicheren Einblick in die bei Klasse AB-Aussteuerung sich ergebenden Probleme, wenn wir die Belastungslinien für jede Röhre gesondert kennen. Es läßt sich zeigen, daß die Belastungslinie für denselben Belastungswiderstand R_{aa} (d.h. den Belastungswiderstand zwischen den Anoden der beiden Röhren) in hohem Maße von der Art der Aussteuerung abhängig ist. Zur Veranschaulichung wählen wir folgende zwei extreme Fälle:

a. 2 Trioden in Gegentakt Klasse A mit Belastungswiderstand R_{aa},

b. 2 Trioden in Gegentakt Klasse B mit demselben Belastungswiderstand R_{aa},

Im Fall *a* ist diese Schaltung, wie wir wissen, gleichwertig der gesonderten Schaltung von 2 Röhren in Klasse A mit einem Belastungswiderstand $\frac{R_{aa}}{2}$; infolgedessen wird die dynamische i_a/v_g-Kennlinie durch die Gerade CD durch den Arbeitspunkt P gegeben (siehe Abb. 123), deren dynamische Steilheit

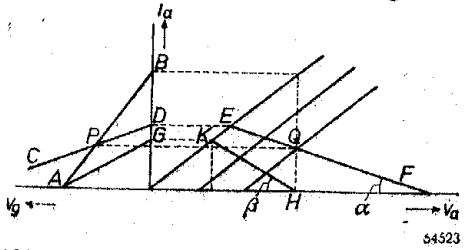


Abb. 123. Belastungslinien für 2 Trioden in Gegentaktschaltung für denselben Belastungswiderstand, aber für verschiedene Endstufe-Einstellungen. AG = Belastungslinie im i_a/v_g-Diagramm für Belastungswiderstand R_{aa} und Klasse B-Einstellung der Endstufe; HK = entsprechende Belastungslinie im i_a/v_a-Diagramm. CD = Belastungslinie im i_a/v_g-Diagramm für denselben Belastungswiderstand R_{aa}, aber für Klasse A-Einstellung der Endstufe; EF = entsprechende Belastungslinie im i_a/v_g-Diagramm.

$$S_a' = \frac{S}{1 + \frac{R_{aa}}{2\,R_i}},$$

wenn S die Steilheit und R_i den inneren Widerstand der betreffenden Triode darstellen.

$$\operatorname{tg}\beta = 2\operatorname{tg}\alpha.$$

Auf dieselbe Weise wird im i_a/v_a-Diagramm (Abb. 123) die Belastungslinie durch die Gerade EF durch den Arbeitspunkt Q gegeben.

Im Fall *b* dagegen beträgt der Belastungswiderstand je Röhre $\frac{R_{aa}}{4}$ und wird daher die Belastungslinie im i_a/v_g-Diagramm gegeben durch die Linie AG mit der dynamischen Steilheit

$$S_a'' = \frac{S}{1 + \frac{R_{aa}}{4\,R_i}} \quad \text{(größer als } S_a'\text{)},$$

und im i_a/v_a-Diagramm durch die Linie HK, deren Neigung zweimal so groß ist wie die von EF.

Bei AB-Aussteuerung erhält man eine Belastungslinie, in der die Merkmale der Klasse A- und der Klasse B-Aussteuerung zusammen vorkommen.

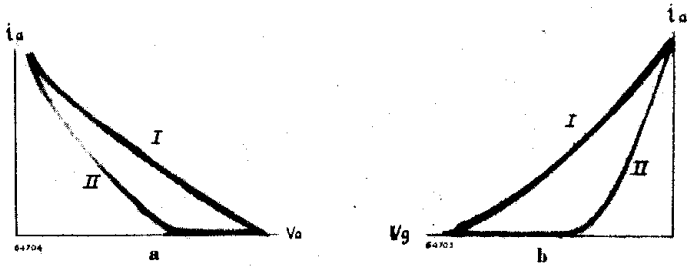


Abb. 124. Belastungslinien der als Triode geschalteten Röhre EL 34.
I. $V_a = V_{g2} = 175$ V; $-V_{g1} = 6$ V; $R_{aa} = 5\,\mathrm{k}\Omega$
II. $V_a = V_{g2} = 175$ V; $-V_{g1} = 21$ V; $R_{aa} = 5\,\mathrm{k}\Omega$
a) i_a/v_a-Belastungskennlinien
b) i_a/v_g- „ „

Offenbar wird die Belastungslinie stark durch die Aussteuerungsart beeinflußt. Nun braucht dies nicht zu verwundern, wenn man bedenkt, daß letzten Endes der Strom durch den Belastungswiderstand von dem Verhalten *beider* Röhren abhängig ist, wobei unter der Belastungslinie der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung *einer* Röhre verstanden wird.

Zur Veranschaulichung zeigt in Abb. 124*a* die Kurve I das Oszillogramm der Belastungslinie im i_a/v_a-Diagramm der als Triode geschalteten Röhre EL 34 für die Einstellung $V_a = V_{g2} = 175$ V, und $-V_{g1} = 6$ V, $R_{aa} = 5\,\mathrm{k}\Omega$. Kurve II gibt dasselbe Oszillogramm für $-V_{g1} = 21$ V wieder. Man sieht, daß die Belastungslinie II aus zwei markanten Teilen besteht, von denen der eine (nämlich der stromführende Teil) beträchtlich steiler ist als der von Kurve I.

Dasselbe Verhalten sieht man in den i_a/v_g-Belastungslinien, welche in Abb. 124*b*, ebenfalls durch die Kurven I und II, gegeben sind.

Wir wollen nun im folgenden den Zusammenhang zwischen den Stromänderungen in den beiden Röhren und der dazugehörenden Anodenspannungsänderung jeder dieser Röhren ableiten.

Die Anoden der beiden Röhren der Gegentaktschaltung sind über den gemeinsamen Ausgangstransformator mit — wie wir voraussetzen — geringer Streuung miteinander verbunden. Sind ferner die beiden Hälften

des Transformators einander gleich, so bedeutet dies, daß eine an der Anode der einen Röhre auftretende Spannungszunahme mit einer ebenso großen Spannungsabnahme an der Anode der anderen Röhre verbunden ist. Die Stromänderungen in den beiden Transformatorhälften brauchen überhaupt nicht einander gleich zu sein; man denke nur an die stromlose Periode einer der Röhren. Der Strom in der Sekundärwicklung ist gleich dem Unterschied zwischen den beiden in der Sekundärwicklung hervorgerufenen Stromänderungen.

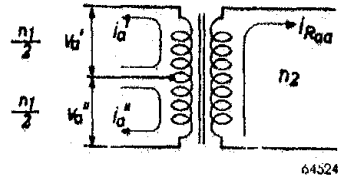


Abb. 125. Ströme und Spannungen in einem Gegentaktransformator.
n_1 = Anzahl Primärwicklungen,
n_2 = „ Sekundärwicklungen,
i_a' = Anodenstrom der ersten Röhre,
i_a'' = Anodenstrom der zweiten Röhre,
iR_{aa} = Strom durch Belastungswiderstand.

Beträgt die Gesamtanzahl Primärwindungen n_1 und die Anzahl Sekundärwindungen n_2 (siehe Abb. 125), so folgt aus der Tatsache, daß die Amperewindungen des Sekundärstromes durch die des Primärstromes kompensiert werden (Streuung und Magnetisierungsstrom sind hierbei vernachlässigt):

$$\frac{n_1}{2}\,\Delta i_a' - \frac{n_1}{2}\,\Delta i_a'' = n_2\, i_{Raa}, \text{ oder:}$$

$$i_{Raa} = \tfrac{1}{2}\,\frac{n_1}{n_2}\,(\Delta i_a' - \Delta i_a'').$$

Hierin stellen $\Delta i_a'$ und $\Delta i_a''$ die Stromänderungen der beiden Röhren in bezug auf den Arbeitspunkt dar; sie haben im allgemeinen entgegengesetzte Vorzeichen. Setzen wir $n_1 = n_2$, so folgt hieraus:

$$i_{Raa} = \tfrac{1}{2}\,(\Delta i_a' - \Delta i_a''),$$

woraus sich das Ersatzschaltbild von Abb. 126 erklärt.

Stellen $\Delta v_a'$ und $\Delta v_a''$ die Änderungen der Anodenspannung der beiden Röhren dar, so folgt aus dieser Abbildung auch die Beziehung:

$$\Delta v_a' - \Delta v_a'' = \tfrac{1}{2}\,(\Delta i_a'' - \Delta i_a')\,R_{aa},$$

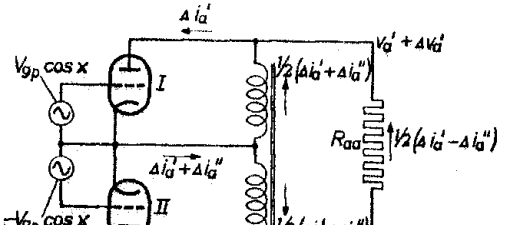
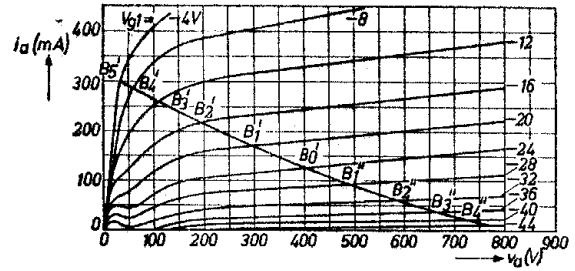


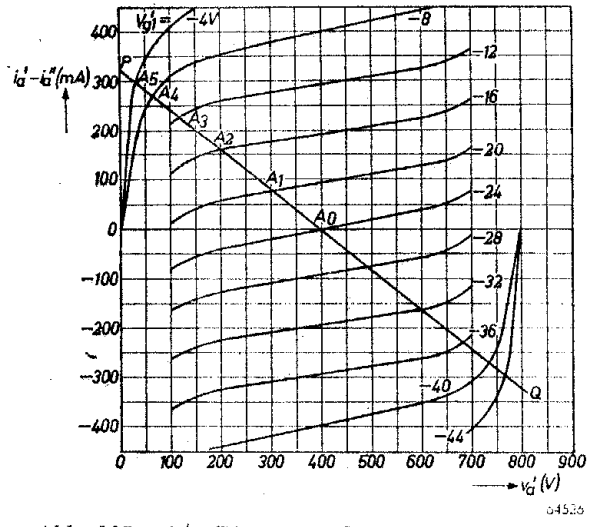
Abb. 126. Gegentaktendstufe mit zugehörigen Strömen und Spannungen.

während aus dem bereits Bemerkten noch folgt: $\Delta v_a' = -\Delta v_a''$, woraus schließlich die grundlegende Beziehung hervorgeht:

$$\Delta v_a' = (\Delta i_a'' - \Delta i_a')\,\frac{R_{aa}}{4}.$$



a



b

Abb. 127*a*. i_a/v_a-Diagramm der Röhre EL 34 für $V_{a2} = 425$ V mit Belastungslinie für $R_{aa} = 5\,k\Omega$, bei $-V_{gimedo} = 24$ V.
Abb. 127*b*. $i_a' - i_a''$ als Funktion von v_a' für $-V_{gimedo} = 24$ V. Belastungslinie für $R_{aa} = 5\,k\Omega$.

Nehmen wir noch an, daß die Gleichstromeinstellung der beiden Röhren gleich ist, so finden wir;

$$\Delta v_a' = v_a' - V_b = (i_a'' - i_a')\,\frac{R_{aa}}{4} \quad . \quad . \quad . \qquad \text{(VII A 87)}$$

(diese Formel gilt sowohl für Trioden als auch für Pentoden).

Ausgehend von dieser Gleichung kann man aus dem i_a/v_a-Kennlinien-

feld einer Röhre für eine gegebene negative Vorspannung die Belastungslinie der Röhre konstruieren. Wir müssen hierbei bemerken, daß diese Konstruktion selbstverständlich auch bei Gegentaktendstufen Klasse A und Klasse B anwendbar ist.

Diese Übertragung ist in Abb. 127 durchgeführt für 2 Röhren EL 34 bei der Arbeitspunkteinstellung

$$V_a = 400\ \text{V}\ ;\ V_{g2} = 425\ \text{V}\ ^*);\ -V_{g1med_0} = 24\ \text{V};\ R_{aa} = 5\ \text{k}\Omega.$$

In Abb. 127*a* ist das i_a/v_a-Kennlinienfeld der Röhre dargestellt.

Hieraus ist eine Schar Kennlinien $i_a' - i_a'' = f(v_a')$ zusammengestellt. Diese Kennlinien erhält man auf folgende Weise:

Für $V_{g1} = -24$ V und $V_a' = 400$ V beträgt $I_a' - I_a'' = 0$. Nimmt für dieselbe Gitterspannung V_a' bis 500 V zu, wobei $I_a' = 135$ mA, dann ist V_a'' bis auf 300 V zurückgegangen, wobei

$$I_a'' = 113\ \text{mA}\ ;\ I_a' - I_a'' = 22\ \text{mA}.$$

Diesen Punkt findet man in Abb. 127*b*. So findet man für $V_a' = 600$ V die entsprechenden Werte: $I_a' = 145$ mA, $V_a'' = 200$ V, $I_a'' = 107$ mA, $I_a' - I_a'' = 38$ mA. So kann man Punkt für Punkt für $V_{g1} = -24$ V die Kennlinie $i_a' - i_a'' = f(v_a')$ konstruieren.

Für $V_{g1} = -20$ V findet man bei $V_a' = 400$ V $I_a' = 180$ mA, und man muß dann bedenken, daß $V_{g1}'' = -28$ V, wobei $I_a'' = 85$ mA.

Aus Abb. 127*b* ergibt sich daher für $I_a' - I_a'' = 95$ mA.

In ähnlicher Weise findet man z.B. $V_a' = 600$ V; $V_{g1}' = -20$ V; $I_a' = 202$ mA, $V_a'' = 200$ V, $V_{g1}'' = -28$ V, $I_a'' = 75$ mA, folglich:

$$I_a' - I_a'' = 127\ \text{mA}.$$

Auf diese Weise ist durch Punkt-für-Punkt-Konstruktion aus Abb. 127*a* Abb. 127*b* entstanden. Wir ziehen nun in letztgenannter Abbildung die Belastungslinie $PQ = \dfrac{R_{aa}}{4} = 1{,}25\ \text{k}\Omega$, welche natürlich durch den Punkt geht mit

$$+V_a' = 400\ \text{V},\ -V_{g1med_0} = 24\ \text{V},\ I_a' - I_a'' = 0\ \text{mA}.$$

Diese Belastungslinie schneidet die Kennlinie $V_{g1}' = -20$ V in Punkt A_1, woraus man abliest $V_a' = 305$ V, $I_a' - I_a'' = 75$ mA. In Abb. 127*a* findet man nun den entsprechenden Punkt B_1', nämlich $V_{g1}' = -20$ V, $V_a' = 305$ V, $I_a' = 170$ mA, während für die andere Röhre gilt: $V_a'' = 495$ V, $I_a'' = 95$ mA, $V_{g1}'' = -28$ V. Dies ist der Punkt B_1''. In entsprechender Weise findet man aus den Punkten A_2, A_3, A_4 usw.

*) Die Anodenspannung der Röhre ist ca. 25 V niedriger als die Schirmgitterspannung durch den Spannungsabfall im Ausgangstransformator.

die Punkte B_2', B_3', B_4' usw. und B_2'', B_3'', B_4'', usw.

Verbindet man diese Punkte B miteinander, so hat man die Belastungslinie einer einzelnen Röhre gesondert gefunden. Sie weist Kurvenform auf; die Neigung im Arbeitspunkt beträgt 2500 Ω, was gut mit dem Klasse A-Charakter der Aussteuerung übereinstimmt

$$(R_a = \frac{5000}{2} = 2500\ \Omega).$$

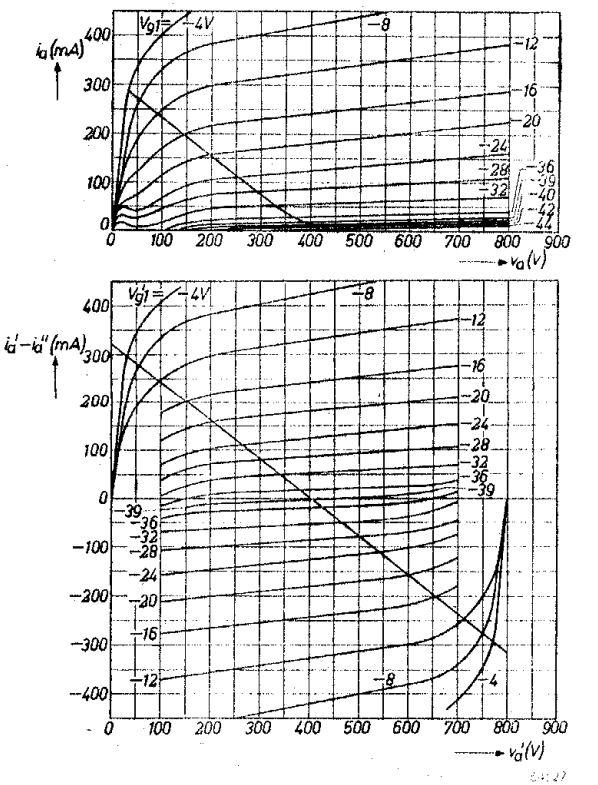


Abb. 128*a*. i_a/v_a-Diagramm der Röhre EL 34 für $V_{g2} = 425$ V mit Belastungslinie für $R_{aa} = 5\ \text{k}\Omega$ bei $-V_{g1med_0} = 39$ V.
Abb. 128*b*. $i_a' - i_a''$ als Funktion von v_a' für $-V_{g1med} = 39$ V mit Belastungslinie für $R_{aa} = 5\ \text{k}\Omega$.

Bei voller gitterseitiger Aussteuerung nimmt die negative Vorspannung bis zu —39 V zu; in Abb. 128 ist hierfür auf analoge Weise, wie soeben beschrieben, die Belastungslinie konstruiert. Bei dieser Aussteuerung beträgt der Differenzwiderstand:

$$\frac{400 - 30}{0{,}300 - 0{,}020} = \frac{370}{0{,}280} = 1320\ \Omega,$$

was ziemlich übereinstimmt mit dem theoretischen Wert einer Klasse B-Aussteuerung:

$$(R_a = \frac{R_{aa}}{4} = \frac{5000}{4} = 1250\ \Omega).$$

Auf dieselbe Weise, wie hier der Fall einer Pentode behandelt worden ist, läßt sich auch die Belastungskurve einer Triode konstruieren; bei der Behandlung der Trioden werden wir von dieser Möglichkeit Gebrauch machen.

Wir wollen nun für den Fall der geraden Kennlinien die verschiedenen Beziehungen zwischen den Größen in einer Tabelle zusammenfassen.

Wir nehmen dabei an, daß die Kennlinien der Röhren gleich und in bezug auf den Arbeitspunkt symmetrisch sind (der nicht mit dem Sperrpunkt zusammenfällt).

	A Röhre I und II Strom:	B Röhre I Strom „ II kein Strom	C Röhre I kein Strom „ II Strom
Anodenstrom Röhre I	$i_a' = I_{amedo} + \Delta i_a'$	$i_a' = I_{amedo} + \Delta i_a'$	$i_a' = 0$
„ II	$i_a'' = I_{amedo} + \Delta i_a''$	$i_a'' = 0$	$i_a'' = I_{amedo} + \Delta i_a''$
Anodenspannung I	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$
„ II	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$
Beziehung für $\Delta i_a'$ und $\Delta i_a''$	$\Delta i_a' = -\Delta i_a''$	$\Delta i_a'' = 0$	$\Delta i_a' = 0$
Beziehung für R_{aa}	$\Delta v_a' = -\Delta i_a' \frac{R_{aa}}{2}$	$\Delta v_a' = -\Delta i_a' \frac{R_{aa}}{4}$	$\Delta v_a'' = -\Delta i_a'' \frac{R_{aa}}{4}$
Belastungskennlinie Röhre I	$v_a' - V_b = -\Delta i_a' \frac{R_{aa}}{2}$	$v_a' - V_b = -\Delta i_a' \frac{R_{aa}}{4}$	$v_a' - V_b = \Delta i_a'' \frac{R_{aa}}{4}$
„ II	$v_a'' - V_b = -\Delta i_a'' \frac{R_{aa}}{2}$	$\begin{cases} v_a'' - V_b = \Delta i_a' \frac{R_{aa}}{4} \\ i_a'' = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} v_a'' - V_b = -\Delta i_a'' \frac{R_{aa}}{4} \\ i_i' = 0 \end{cases}$

Wir können noch bemerken, daß der Übergang von Phase A nach Phase B stattfindet bei

$$V_{a1}' = V_b - I_{amedo}\frac{R_{aa}}{4},\ I_{a1}' = 2\,I_{amedo},\ V_{a1}'' = V_b + I_{amedo}\frac{R_{aa}}{4},\ I_{a1}'' = 0,$$

und der Übergang von Phase B nach Phase C bei

$$V_{a2}' = V_b + I_{amedo}\frac{R_{aa}}{2},\ I_{a2}' = 0,\ V_{a2}'' = V_b - I_{amedo}\frac{R_{aa}}{2},\ I_{a2}'' = 2\,I_{amedo}.$$

In Abb. 129 ist der Übergang der drei Phasen ineinander sehr deutlich zu sehen. Ein Vergleich mit der Praxis (siehe Abb. 128) lehrt, daß der abrupte Charakter in einen fließenden Verlauf übergeht.

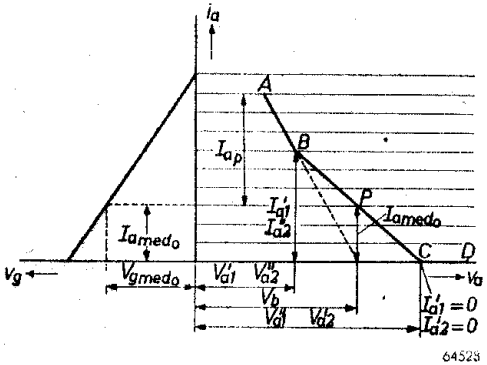


Abb. 129. Belastungslinie, aus drei Teilen bestehend, für Klasse AB-Aussteuerung in idealisiertem i_a/v_a-Kennlinienfeld
P = Arbeitspunkt
Belastungslinie = $ABPCD$.

Aus der Tabelle geht noch einmal deutlich hervor, wie der Belastungswiderstand je Röhre $\frac{R_{aa}}{2}$ für Klasse A-Aussteuerung in $\frac{R_{aa}}{4}$ für die Klasse B-Aussteuerung übergeht.

Aus Formel (VII A 87) ist auch zu ersehen, daß im Falle $\Delta i_a' = \Delta i_a''$ (d.h. die Röhren parallel an den Gegentakttransformator angeschlossen werden, weil die Gitterwechselspannungen dann nicht in Gegenphase sind), dies zu $\Delta v_a' = \Delta v_a'' = 0$ führt, d.h. daß man in diesem Fall keine Ausgangsleistung erhält.

§ 3. Berechnung der Spannungen und Ströme als Funktion der Gitteraussteuerung für Pentoden mit geraden Kennlinien und mit automatischer Vorspannung bei fester Speisespannung

Obwohl es der historischen Entwicklung mehr entsprechen würde, die Theorie für eine Triode zu behandeln, ist es zur Gewinnung eines guten Einblickes in die bei Klasse AB-Einstellung sich ergebenden Probleme von großem Vorteil, die wichtigsten Vorgänge zuerst für Pentoden abzuleiten. Werden doch bei diesen die dynamischen Kennlinien durch den Belastungswiderstand nicht beeinflußt, was zu einer erheblichen Vereinfachung führt.

Im Gegensatz zu den Betrachtungen in § 2 gehen wir hier von idealisierten Kennlinien aus. Wir wollen in diesen Paragraphen Beziehungen ableiten, die u.a. den Zusammenhang zwischen Kathodenwiderstand und Gitterwechselspannung geben. Außerdem soll die Größe des mittleren Stromes als Funktion der Gitterwechselspannung bestimmt werden.

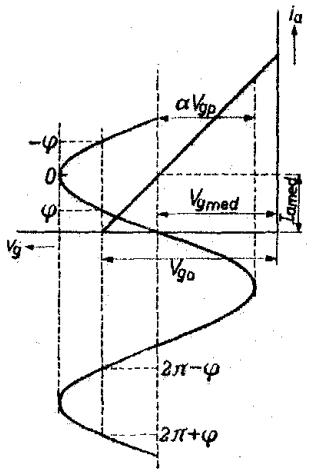


Abb. 130. Situation für die Klasse AB-Aussteuerung mit dazugehörenden Größen.

Ist die Gitterwechselspannung gleich Null, so beträgt der Anodenstrom I_{amedo} und die negative Vorspannung V_{gmedo}. Diese negative Vorspannung wird als der Spannungsabfall am Kathodenwiderstand R_k erhalten. Wir nehmen an, daß bei Mehrgitterröhren der Schirmgitterstrom so klein ist in bezug auf den Anodenstrom, daß er keinen Beitrag zum Spannungsabfall am Kathodenwiderstand ergibt. Die Gittersperrspannung und die Steilheit der Röhre bezeichnen wir mit V_{go} bzw. S. Wir erhalten dann folgende Gleichungen (wobei wir voraussetzen, daß die Kennlinie gerade ist; siehe Abb. 130):

$$I_{amedo} = S \left\{ V_{go} - V_{gmedo} \right\}^{*}) \quad \ldots \quad \text{(VII A 88)}$$

$$2\, I_{amedo}\, R_k = V_{gmedo} \quad \ldots \quad \text{(VII A 89)}$$

Bei der größten Gitterwechselspannung V_{gp}, welche vorläufig willkürlich gewählt ist, ist die negative Vorspannung gleich der Sperrspannung V_{go} und die Amplitude des Anodenstromes I_{ap}. Der mittlere Anodenstrom beträgt in diesem Fall je Röhre:

$$\frac{I_{ap}}{\pi}.$$

Hieraus folgen die Gleichungen:

$$I_{ap} = S\, V_{gp} \quad \ldots \quad \text{(VII A 90)}$$

$$2\, \frac{I_{ap}}{\pi}\, R_k = V_{go} \quad \ldots \quad \text{(VII A 91)}$$

*) Unter V_{go} und V_{gmed} sind positive Größen zu verstehen.

Die Unbekannten in diesen vier Gleichungen sind I_{ap}, I_{amedo}, V_{gmedo} und R_k. Aus den Gleichungen (VII A 90 und 91) folgt:

$$S\, R_k = \frac{\pi}{2}\, \frac{V_{go}}{V_{gp}} \quad \ldots \quad \text{(VII A 92)}$$

Der Kathodenwiderstand folgt also aus dem Wert von V_{gp}, der als Bedingung für maximale Aussteuerung festgestellt worden ist, während V_{gmedo} und I_{amedo} aus den Gleichungen (VII A 89) für den Ruhezustand und aus der Kennlinie (VII A 88) bestimmt werden können,

nämlich:
$$V_{gmedo} = \frac{\pi V_{go}}{\pi V_{go} + V_{gp}}\, V_{go} \quad \ldots \quad \text{(VII A 93)}$$

$$I_{amedo} = S\, V_{go} \left\{ 1 - \frac{\pi V_{go}}{\pi V_{go} + V_{gp}} \right\} = \frac{I_{ao}\, V_{gp}}{\pi V_{go} + V_{gp}} = I_{ap}\, \frac{V_{go}}{\pi V_{go} + V_{gp}} \quad \ldots \quad \text{(VII A 94)}$$

Diese Formeln gewinnen Interesse, wenn die Wechselspannung am Gitter so groß gewählt wird, daß gitterseitig die Röhre gerade voll ausgesteuert wird.

Wir finden dann:

$$I_{ap} = I_{ao} = S\, V_{go} \quad \ldots \quad \text{(VII A 90a)}$$

$$S\, R_k = \frac{\pi}{2} \quad \ldots \quad \text{(VII A 92a)}$$

$$V_{gmedo} = \frac{\pi}{\pi + 1}\, V_{go} \approx 0{,}75\, V_{go} \quad \ldots \quad \text{(VII A 93a)}$$

$$I_{amedo} = \frac{1}{\pi + 1}\, I_{ao} = 0{,}241\, I_{ao} \approx \frac{I_{ao}}{4} \quad \ldots \quad \text{(VII A 94a)}$$

Die negative Vorspannung ist in diesem Fall gleich $\frac{3}{4}\, V_{go}$, während der Ruhestrom ungefähr $\frac{1}{4}$ des Nullstromes beträgt.

Wir wollen nun weiter untersuchen, wie der mittlere Anodenstrom, die negative Vorspannung usw. sich als Funktion der Gitterwechselspannung verhalten. Dabei sehen wir zunächst wieder ab von dem soeben erwähnten Spezialfall, daß $V_{gp} = V_{go}$.

Wie wir bereits bemerkten, bleibt für jeden gewählten Wert von V_{gp} der Arbeitspunkt an seinem Ort, solange in jedem Zeitmoment der

Anodenstrom fließt, also wenn der Teil $a\,V_{gp}$ *) der Wechselspannung kleiner ist als (wobei V_{gp} nicht gleich V_{go} zu sein braucht):

$$a\,V_{gp} < V_{go} - V_{gmedo},$$

oder nach Substitution von (VII A 93):

$$a \leqq \frac{1}{\pi + \frac{V_{gp}}{V_{go}}} \quad \ldots\ldots\ldots \quad \text{(VII A 95)}$$

Solange (VII A 95) genügt wird, ändert sich der mittlere Anodenstrom nicht und er ist dann gleich dem Ruhestrom der Röhre:

$$I_{amedo} = \frac{V_{gp}}{\pi V_{go} + V_{gp}}\, I_{ao} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 94)}$$

Für Gitterwechselspannungen, die größer sind als $V_{go} - V_{gmedo}$, wird die negative Vorspannung auch wieder aus dem Spannungsabfall des mittleren Stromes der Röhren am Kathodenwiderstand R_k gefunden.

Wir untersuchen nun die Einstellung der Röhren für:

$$\frac{1}{\pi + \frac{V_{gp}}{V_{go}}} \leqslant a \leqslant 1.$$

In diesem Fall ist während eines Teiles der Periode der Anodenstrom gleich Null.

Das stromlose Intervall wird durch den Winkel φ bezeichnet. Der Zusammenhang zwischen dem Winkel φ und der Größe a wird gegeben durch (siehe Abb. 130):

$$V_{gmed} + a\,V_{gp}\cos\varphi = V_{go},$$

oder:

$$a = \frac{V_{go} - V_{gmed}}{V_{gp}}\,\frac{1}{\cos\varphi}, \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 96)}$$

worin V_{gmed} die negative Vorspannung der Röhren darstellt, welche zu der Gitterwechselspannung $a V_{gp}$ gehört.

Wir finden mit Hilfe von Gleichung (VII A 92) somit:

$$V_{gmed} = 2\,I_{amed}\,R_k = \pi\,\frac{I_{amed}}{S}\,\frac{V_{go}}{V_{gp}} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 97)}$$

Den Augenblickswert des Anodenstromes der Röhre finden wir aus:

*) Eine willkürliche Wechselspannung wird im weiteren durch $a\,V_{gp}$ bezeichnet.

$$i_a = S\,(V_{go} + v_g) = S\,(V_{go} - V_{gmed} - a\,V_{gp}\cos\omega t) = S\,(V_{go} - V_{gmed} - a\,V_{gp}\cos x),$$

worin $x = \omega t$.

Für den mittleren Anodenstrom je Röhre finden wir:

$$I_{amed} = \frac{1}{2\pi}\int_{\varphi}^{2\pi-\varphi} i_a\,dx =$$

$$= S a V_{gp}\left\{\left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right)\cos\varphi + \frac{\sin\varphi}{\pi}\right\} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 98)}$$

Aus den Gleichungen (VII A 98), (97) und (96) folgt:

$$V_{gmed} = V_{go}\,\frac{\frac{V_{go}}{V_{gp}}\,(\pi - \varphi + \operatorname{tg}\varphi)}{1 + \frac{V_{go}}{V_{gp}}\,(\pi - \varphi + \operatorname{tg}\varphi)} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 99)}$$

Mit Hilfe dieser Gleichung können wir V_{gmed} als Funktion von φ bestimmen. Danach kann man den mittleren Strom aus Gleichung (VII A 97) berechnen, welche auch in der Form geschrieben werden kann:

$$\frac{I_{amed}}{I_{ao}} = \frac{1}{\pi}\,\frac{V_{gmed}}{V_{go}}\,\frac{V_{gp}}{V_{go}}, \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 100)}$$

während a durch Gleichung (VII A 96) gegeben wird.

Es sei auch hier wieder auf den Spezialfall der vollen Aussteuerung, d.i. $V_{gp} = V_{go}$, aufmerksam gemacht. Wir finden dann folgende Formeln:

Wenn:

$$a = \frac{1}{\pi + 1} = 0{,}241, \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 95}a\text{)}$$

so ist:

$$\frac{I_{amed}}{I_{ao}} = \frac{I_{amedo}}{I_{ao}} = \frac{1}{\pi + 1} = 0{,}241 \quad \text{(VII A 94}a\text{)}$$

Diese Formeln hatten wir bereits abgeleitet.

Für:

$$1 \geqslant a \geqslant \frac{1}{\pi + 1} = 0{,}241 \quad \ldots \quad \text{(VII A 95}a\text{)}$$

gilt:

$$V_{gmed} = V_{go}\,\frac{\pi - \varphi + \operatorname{tg}\varphi}{1 + \pi - \varphi + \operatorname{tg}\varphi} \quad \ldots \quad \text{(VII A 99}a\text{)}$$

$$\frac{I_{amed}}{I_{ao}} = \frac{1}{\pi}\,\frac{V_{gmed}}{V_{go}} \quad \ldots \quad \text{(VII A 100}a\text{)}$$

$$a = \frac{V_{go} - V_{gmed}}{V_{go}}\,\frac{1}{\cos\varphi} \quad \ldots \quad \text{(VII A 96}a\text{)}$$

Diese Formeln lassen sich in übersichtlicher Weise graphisch darstellen. Zu diesem Zweck wird V_{gmed} aus einem vorausgesetzten φ ermittelt; danach I_{amed} aus V_{gmed}. Schließlich folgt a aus φ und V_{gmed}.

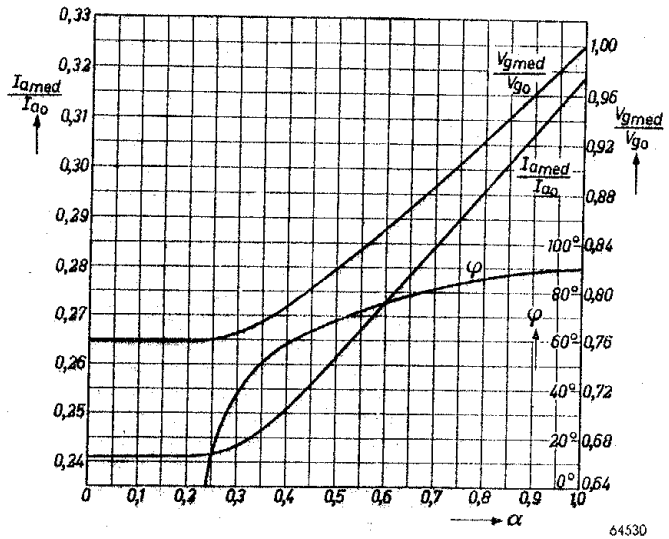


Abb. 131. φ, $\frac{I_{amed}}{I_{ao}}$ und $\frac{V_{gmed}}{V_{go}}$ als Funktion der Aussteuerung a für eine Klasse AB-Endstufe mit zwei Pentoden in Gegentaktschaltung für volle gitterseitige Aussteuerung.

Der Verlauf von $\frac{V_{gmed}}{V_{go}}$, $\frac{I_{amed}}{I_{ao}}$ und φ als Funktion von a für den Fall $V_{gg} = V_{go}$ ist in Abb. 131 wiedergegeben.

Aus dieser Abbildung können wir für einen Wert von a leicht die Werte von $\frac{V_{gmed}}{V_{go}}$ und $\frac{I_{amed}}{I_{ao}}$ bestimmen; diese Werte sind wichtig zur Berechnung der erforderlichen Leistung, der abzugebenden Leistung und der Anodenverlustleistung.

Aus dieser Abbildung ist deutlich zu ersehen, daß die Anodenstromzunahme in bezug auf den Ruhestrom nicht groß ist; dieser beträgt nur:

$$\frac{I_{amed}\left(\varphi = \frac{\pi}{2}\right)}{I_{amedo}} = \frac{0{,}318}{0{,}241} = 1{,}32\times.$$

§ 4. Erforderliche Leistung, abgegebene Leistung, günstigster Anpassungswiderstand für gegebene gitterseitige Aussteuerung der Röhre bei fester Speisespannung für zwei Pentoden

Solange die Endstufe in Klasse A arbeitet, finden wir für die erforderliche Leistung (aus VII A 94a):

$$W_b = 2\,I_{amedo}\,V_b = \frac{2}{\pi + 1}\,I_{ao}\,V_b \quad \ldots \quad \text{(VII A 101)}$$

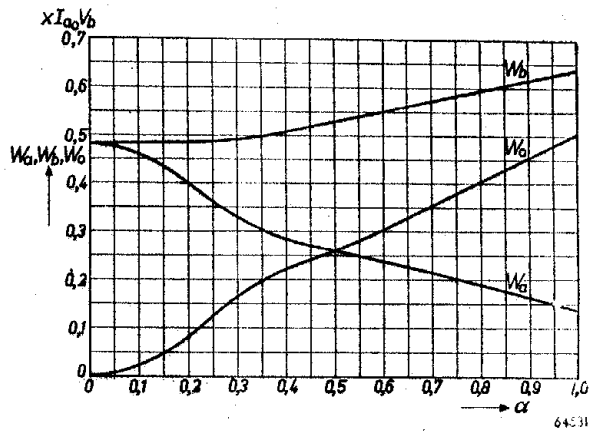


Abb. 132. Verlauf von W_b, W_o und W_a als Funktion der gitterseitigen Aussteuerung für zwei Pentoden Klasse AB und den Anpassungswiderstand

$$R_{aa} = \frac{4\,V_b}{I_{ao}}.$$

Im Fall der AB-Aussteuerung finden wir:

$$W_b = 2\,I_{amed}\,V_b.$$

Da der Verlauf von I_{amed} als Funktion der Gitterwechselspannung

aus Abb. 131 abzulesen ist, kann W_b berechnet werden; der Verlauf als Funktion von α ist in Abb. 132 dargestellt.

Zur Berechnung der Ausgangsleistung müssen wir den Wechselstrom, der durch den Belastungswiderstand R_{aa} geht, kennen. Dieser Strom ist, wie wir bereits in § 2 gesehen haben, gleich

$$i_{Raa} = \tfrac{1}{2}\,(i_a' - i_a'').$$

Solange die Röhren in Klasse A-Einstellung arbeiten, beträgt der Anodenwechselstrom je Röhre $\alpha S\, V_{gp} \cos x$ $(x = \omega t)$; folglich beträgt der Strom durch den auf die Primärwicklung transformierten Belastungswiderstand:

$$\alpha S\, V_{gp} \cos x.$$

Wir finden für die gesamte Ausgangsleistung:

$$W_a = \tfrac{1}{2}\,\alpha^2 S^2\, V_{gp}^2\, R_{aa} = \tfrac{1}{2}\,\alpha^2\, I_{ap}^2\, R_{aa}. \quad \ldots\ldots \text{(VII A 102}a\text{)}$$

Bei der Aussteuerung in AB-Einstellung bleiben die Ströme der beiden Röhren miteinander in Gegenphase, aber sie sind nicht mehr einander gleich. Während bestimmter Teile einer Periode ist eine der beiden Röhren stromlos.

Wir kommen dann zu der Tabelle von S. 179 für den Fall $V_{gp} = V_{go}$ (volle Aussteuerung der Gitterseite).

Der Anodenstrom einer der Röhren läßt sich darstellen durch eine Fourierreihe:

$$i_a' = I_{amed} + I_{a1} \cos x + I_{a2} \cos 2x + I_{a3} \cos 3x + \ldots$$

Da die Gitterwechselspannung an der einen Röhre in Gegenphase und gleich derjenigen der anderen ist, wird der Anodenstrom der anderen Röhre:

$$i_a'' = I_{amed} - I_{a1} \cos x + I_{a2} \cos 2x - I_{a3} \cos 3x \ \ldots,$$

Der Strom durch den Belastungswiderstand ist dann:

$$i_{Raa} = I_{a1} \cos x + I_{a3} \cos 3x \ \ldots,$$

woraus wir ersehen:

1. es ist keine Gleichstromkomponente vorhanden;
2. es treten nur ungerade Harmonische auf.

Für die Leistung, welche dieser Strom an den Belastungswiderstand abzugeben hat, finden wir:

$x = \omega t$	Strom durch Röhre Nr. 1	Strom durch Röhre Nr. 2	Strom durch Belastungswiderstand
$-\phi < x < \phi$	$S\,(V_{go} - V_{gmed} + \alpha V_{go} \cos x)$	0	$+\frac{S}{2}\,(V_{go} - V_{gmed} + \alpha V_{go} \cos x)$
$\phi < x < \pi - \phi$	$S\,(V_{go} - V_{gmed} + \alpha V_{go} \cos x)$	$S\,(V_{go} - V_{gmed} - \alpha V_{go} \cos x)$	$S\alpha V_{go} \cos x$
$\pi - \phi < x < \pi + \phi$	0	$S\,(V_{go} - V_{gmed} - \alpha V_{go} \cos x)$	$-\frac{S}{2}\,(V_{go} - V_{gmed} - \alpha V_{go} \cos x)$
$\pi + \phi < x < 2\pi - \phi$	$S\,(V_{go} - V_{gmed} + \alpha V_{go} \cos x)$	$S\,(V_{go} - V_{gmed} - \alpha V_{go} \cos x)$	$S\alpha V_{go} \cos x$

$$W_o = \frac{R_{aa}}{2\pi} \int_{-\varphi}^{2\pi-\varphi} i_{Raa}^2 \, dx =$$

$$= \tfrac{1}{2} S^2 a^2 V_{go}^2 \left\{ 1 + \frac{\sin 2\varphi}{4\pi} + \frac{\varphi}{2\pi} \cos 2\varphi - \frac{\varphi}{\pi} \right\} R_{aa} \ldots \text{(VII A 102}b\text{)}$$

Wir haben in Formel (VII A 102*b*) die Gesamtausgangsleistung der verzerrten Anodenspannung gegeben. Die Leistung für die Grundwelle ist auch sehr einfach zu berechnen, nämlich $W_o = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_{aa}$.

Für die Grundwelle finden wir:

$$I_{a1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\varphi}^{2\pi-\varphi} i_{Raa} \cos x \, dx = S a V_{go} \left\{ 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi} \right\}.$$

Demzufolge wird die Ausgangsleistung für die Grundwelle:

$$W_o \, (I_{a1}) = \tfrac{1}{2} S^2 a^2 V_{go}^2 \left\{ 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi} \right\}^2 R_{aa} \ldots \text{(VII A 102}b'\text{)}$$

Der Unterschied zwischen der Gesamtausgangsleistung und der Ausgangsleistung der Grundwelle ist sehr gering.

Der relative Unterschied $\frac{\Delta W_o}{W_o}$ beträgt als Funktion von φ:

φ	0	15°	30°	45°	60°	75°	90°	
$\frac{\Delta W_o}{W_o}$	0	6	20	44	62	128	0	$\times 10^{-4}$,

also im maximalen Fall gut 1%.

Für unsere Berechnungen und Messungen genügt somit die Grundwelle.

Wir wollen nun für den Fall, daß der Anpassungswiderstand R_{aa} der günstigste ist, den Verlauf von W_o als Funktion von a bestimmen. Den günstigsten Anpassungswiderstand finden wir aus

$$S V_{go} R_{aa} = I_{ao} R_{aa} = 4 V_b.$$

Somit ergibt sich für die Ausgangsleistung:

$$W_o = \tfrac{1}{2} S^2 a^2 V_{go}^2 \left\{ 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi} \right\}^2 R_{aa} =$$

$$= 2 a^2 I_{ao} V_b \left\{ 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi} \right\}^2 \ldots \text{(VII A 103)}$$

In Abb. 132 ist der Verlauf von $\frac{W_b}{I_{ao} V_b}$ als Funktion der Gitterwechselspannung (also als Funktion von a) dargestellt. In dieser Abbildung ist auch der Verlauf von $\frac{W_o}{I_{ao} V_b}$ als Funktion der Gitterwechselspannung wiedergegeben.

Aus dieser Abbildung ist ersichtlich, daß W_b konstant bleibt, solange die Röhren in A-Einstellung arbeiten, um danach in AB-Einstellung langsam zuzunehmen. Ferner nimmt W_o in A-Einstellung quadratisch mit der Gitterspannung zu; im AB-Gebiet ist die Zunahme viel weniger stark (ungefähr linear als Funktion der Gitterwechselspannung).

§ 5. Günstigster Anpassungswiderstand, Anodenverlustleistung und maximale Ausgangsleistung als Funktion der Speisespannung

Wir wollen nun für den Fall der vollen gitterseitigen Aussteuerung bei Pentoden den günstigsten Anpassungswiderstand, die maximale Ausgangsleistung und die Anodenverlustleistung als Funktion der Speisespannung bestimmen.

Den Kathodenwiderstand finden wir aus:

$$S R_k = \frac{\pi}{2} \ldots \ldots \ldots \text{(VII A 92}a\text{)}$$

Die negative Vorspannung ohne Gitterwechselspannung ist gleich:

$$V_{gmedo} = \frac{\pi}{\pi + 1} V_{go} \ldots \ldots \text{(VII A 93}a\text{)}$$

Bei voller gitterseitiger Aussteuerung beträgt die Amplitude des Anodenwechselstromes I_{ao}; beträgt der Belastungswiderstand von Anode zu Anode R_{aa}, so finden wir die Ausgangsleistung aus Formel (VII A 102*b*) für:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \text{ und } a = 1, \qquad \text{(Siehe auch Klasse B)}$$

$$W_o = \tfrac{1}{8} I_{ao}^2 R_{aa}.$$

Diesen Betrag wünschen wir bei einer bestimmten Speisespannung möglichst groß zu machen. Das ist der Fall, wenn die Anodenwechselspannung gleich der Speisespannung ist, also:

$$V_{ap} = I_{ao} \frac{R_{aa}}{4} = V_b.$$

Die Ausgangsleistung beträgt dann:

$$W_{om} = \tfrac{1}{2}\, I_{ao}\, V_b \quad \ldots\ldots\ldots \quad \text{(VII A 104)}$$

Die erforderliche zugeführte Leistung beträgt dann:

$$W_{bm} = \frac{2}{\pi}\, I_{ao}\, V_b \quad \ldots\ldots\ldots \quad \text{(VII A 37)}$$

Die Anodenverlustleistung beträgt somit in diesem Fall:

$$W_{am} = \left(\frac{2}{\pi} - \tfrac{1}{2}\right) I_{ao}\, V_b = 0{,}136\, I_{ao}\, V_b \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 105)}$$

Der Wirkungsgrad bei dieser vollen Aussteuerung ist $\eta = 78{,}5\,\%$.

Für die Anodenverlustleistung ohne Gitterwechselspannung ($a = 0$) finden wir (diese erweist sich als die größte Anodenverlustleistung bei einem möglichen Aussteuerungsgrad a zwischen 0 und 1):

$$W_{ao} = 2\, I_{amedo}\, V_b = \frac{2}{\pi + 1}\, I_{ao}\, V_b = 0{,}485\, I_{ao}\, V_b.$$

Aus dem bereits bekannten Verlauf von W_a als Funktion der Gitterwechselspannung für den günstigsten Anpassungswiderstand können wir durch Abziehen dieses Betrages von W_b aus Abb. 132 den Verlauf von W_a ableiten. Man sieht, daß W_a in dem Maße abnimmt, als die Gitterwechselspannung zunimmt. Die größte Anodenverlustleistung tritt tatsächlich auf, wenn die Gitterwechselspannung gleich Null ist. Man kann die Ausgangsleistung nur noch vergrößern durch Erhöhung der Speisespannung; die Ausgangsleistung nimmt linear mit der Speisespannung zu, wenn I_{ao} konstant bleibt (Schirmgitterspannung auf demselben Wert halten). Diese Erhöhung der Speisespannung kann nur solange fortgesetzt werden, als die maximal zulässige Anodenverlustleistung der Röhre nicht überschritten wird.

Für alle Speisespannungen, die niedriger sind als die, bei denen die Anodenverlustleistung maximal zulässig ist, ist die Ausgangsleistung bei voller Aussteuerung einer AB- und B-Endstufe gleich.

Die Speisespannung, bei der dies gerade zutrifft, finden wir aus:

$$\frac{I_{ao}\, V_{bmax}}{\pi + 1} = W_{amax},$$

oder:

$$V_{bmax} = (\pi + 1)\, \frac{W_{amax}}{I_{ao}}. \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 106)}$$

Für die Speisespannung V_{bmax} beträgt die Ausgangsleistung bei voller itterseitiger Aussteuerung:

$$W_{omax} = \tfrac{1}{2}\, I_{ao}\, V_{bmax} = \frac{\pi + 1}{2}\, W_{amax} = 2{,}071\, W_{amax} \quad \text{(VII A 107)}$$

Für eine Klasse B-Endstufe fanden wir für die maximale Ausgangsleistung

$$W_{omax}\,(B) = \frac{\pi^2}{2}\, W_{amax}.$$

Wir erhalten also bei voller Aussteuerung mit einer einfachen sinusförmigen Gitterwechselspannung:

$$\frac{W_{omax}\,(B)}{W_{omax}\,(AB)} = \frac{\pi^2}{\pi + 1} = 2{,}385.$$

Der Nachteil einer AB-Stufe gegenüber einer B-Endstufe liegt darin, daß die Ausgangsleistung wesentlich kleiner ist. Die Vorteile einer Klasse AB-Endstufe wurden bereits in A II § 1 aufgeführt.

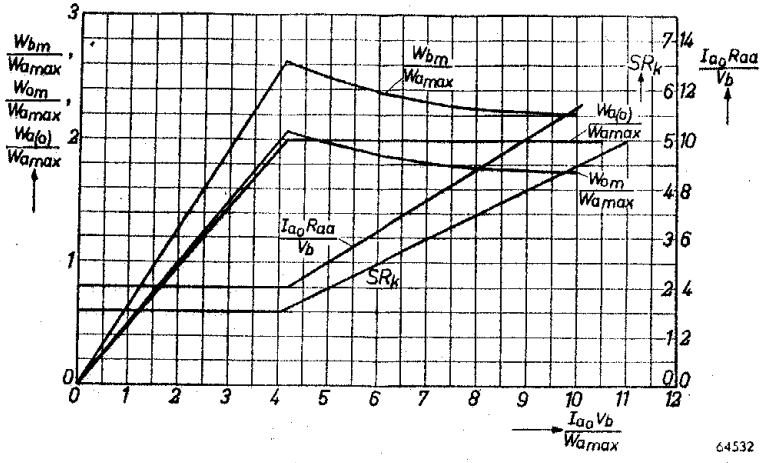


Abb. 133. SR_k, $\frac{W_{bm}}{W_{amax}}$, $\frac{W_{om}}{W_{amax}}$, $\frac{W_{ao}}{W_{amax}}$ und $\frac{I_{ao}\, R_{aa}}{V_b}$ als Funktion von $\frac{I_{ao}\, V_b}{W_{amax}}$, für zwei Pentoden in Gegentakt, für Klasse AB-Einstellung.

In Abb. 133 ist der Verlauf von

$$\frac{W_{om}}{W_{amax}},\ \frac{W_{bm}}{W_{amax}},\ \frac{W_{ao}}{W_{amax}}$$

als Funktion der Speisespannung V_b wiedergegeben.

Es ließe sich noch versuchen, eine solche Einstellung der Röhren oberhalb V_{bmax} zu finden, daß die zulässige Anodenverlustleistung der Röhren nicht überschritten wird. In diesem Fall wählt man den Kathodenwiderstand in der Weise, daß im Ruhezustand die Anodenverlustleistung gerade zulässig ist, also:

$$I_{amedo} = \frac{W_{amax}}{V_b} \quad \text{(VII A 108)}$$

Da

$$I_{amedo} = I_{ao}\left\{1 - \frac{V_{gmedo}}{V_{go}}\right\} \quad \text{(VII A 88)}$$

und

$$2\, I_{amedo}\, R_k = V_{gmedo}, \quad \text{(VII A 89)}$$

findet man:

$$SR_k = \tfrac{1}{2}\left(\frac{I_{ao}\, V_b}{W_{amax}} - 1\right) \quad \text{(VII A 109)}$$

Nun können wir uns die Frage stellen, welche Gitterspannung (bzw. Wechselstromamplitude) zulässig ist, um gerade die B-Einstellung zu erhalten; wir können nämlich nicht mehr den ganzen Anodenstrom der Röhre aussteuern, da wir sonst in Klasse C gelangen würden.

Die maximale Anodenstromamplitude finden wir aus:

$$2\,\frac{I_{ap}}{\pi}\, R_k = V_{go},$$

oder:

$$I_{ap} \leqq \frac{\pi I_{ao}}{\left(\frac{I_{ao}\, V_b}{W_{amax}} - 1\right)} \quad \text{(VII A 110)}$$

Die größte Ausgangsleistung erhalten wir, wenn wir mit dieser Wechselstromamplitude den Belastungswiderstand so wählen, daß gerade die Anodenspannung ausgesteuert wird, also:

$$R_{aa} = \frac{4\, V_b}{\pi I_{ao}}\left(\frac{I_{ao}\, V_b}{W_{amax}} - 1\right) \quad \text{(VII A 111)}$$

Die Ausgangsleistung beträgt dann:

$$\frac{W_{om}}{W_{amax}} = \frac{\pi}{2}\,\frac{1}{\left(1 - \frac{W_{amax}}{V_b\, I_{ao}}\right)} \quad \text{(VII A 112)}$$

Der Grenzwert für W_{om} für eine sehr hohe Speisespannung $V_b = \infty$ beträgt $W_o = \frac{\pi}{2}\, W_{amax}$; dieser Grenzwert ist um einen Betrag $\frac{W_{amax}}{2}$ niedriger als die maximale Ausgangsleistung.

Aus dieser Formel können wir schließen, daß die Ausgangsleistung für eine über V_{bmax} hinaus zunehmende Speisespannung immer kleiner wird. Die dazugehörende zuzuführende Leistung beträgt bei voller Aussteuerung:

$$\frac{W_{bm}}{W_{amax}} = \frac{2}{\left(1 - \frac{W_{amax}}{V_b\, I_{ao}}\right)} \quad \text{(VII A 113)}$$

Wir haben also bei Pentoden, Klasse AB, ohne Gitterstrom die eigenartige Erscheinung, daß ein gewisser Wert der Speisespannung aufgezeigt werden kann, bei dem die Ausgangsleistung am größten ist; es ist wichtig, für die Klasse AB diese günstigste Speisespannung zu bestimmen.

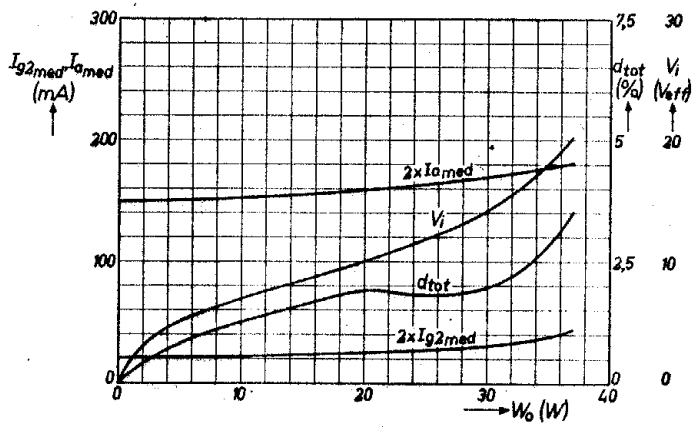


Abb. 134. Verlauf des mittleren Anodenstromes I_{amed}, der Gitterwechselspannung V_i, des mittleren Schirmgitterstromes I_{g2med} und der Verzerrung d_{tot} als Funktion der Ausgangsleistung, für 2 Röhren EL 34 in Klasse AB, für die Einstellung:

$V_{ba} = 375$ V $R_{aa} = 4$ kΩ
$V_{bg2} = 375$ V $R_k = 132$ Ω
$R_{g2} = 0{,}5$ kΩ $V_{g3} = 0$ V

Abb. 133 ist dieser Betrag auch sehr gut zu erkennen.

Zur Veranschaulichung dieser theoretischen Betrachtungen wollen wir sie anhand der Messungen von 2 Endpentoden EL 34 prüfen.

Die Messungen für die Einstellung:

$V_{ba} = 375$ V, $V_{bg2} = 375$ V, $R_{g2} = 0{,}5$ kΩ,

$R_{aa} = 4$ kΩ, $R_k = 132$ Ohm sind in Abb. 134 gegeben.

Aus dieser Abbildung können wir eine Tabelle (siehe S. 187) ableiten, die als Funktion der Gitterwechselspannung folgende Größen gibt:

Die Spalten V_i, W_o, I_{amed}, I_{g2} und I_k sprechen für sich;

V_{g1med} ist aus $V_{g1med} = 2\, I_k\, R_k$ berechnet; V_a aus $V_a = 375 - V_{g1med}$; $V_{g2} = 1000\, I_{g2}$; V_{g2} aus $V_{g2} = 375 - V_{g1med} - V_{Rg2}$ und W_b aus $W_b = 2\, I_{amed}\, V_a$.

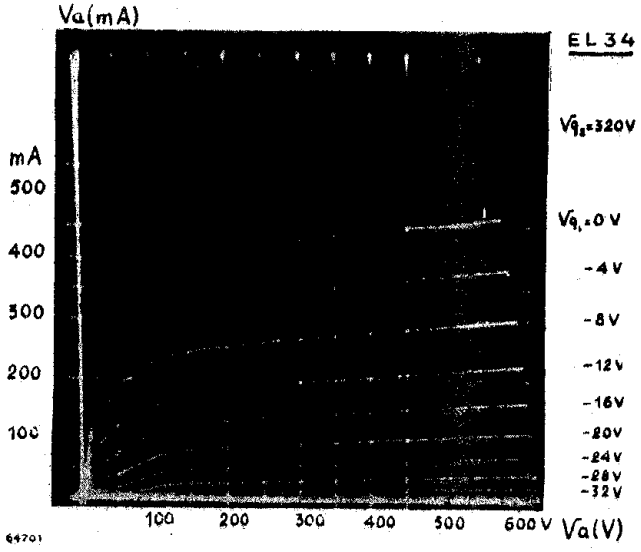


Abb. 135. i_a/v_a-Kennlinienfeld für die Röhre EL 34 als Pentode, für $V_{g2} = 320$ V.

Der innere Verstärkungsfaktor der Röhre EL 34 beträgt $\mu_{21} = 11$. Mit Hilfe dieses Verstärkungsfaktors kann man bei jeder Schirmgitterspannung die Sperrspannung der Röhre bestimmen; diese ist nämlich gleich $V_{go} = \frac{V_{g2}}{11}$. Hierbei ist von dem Einfluß der Inselbildung abgesehen.

Dieser Betrag ist ebenfalls in der Tabelle gegeben; er muß noch um

V_i (Scheitel)	W_o	$2I_{amed}$	$2I_{g2}$	$2I_k$	V_{g1med}	V_a	V_{Rg2}	V_{g2}	W_b	W_a	$V_{go} = \frac{V_{g2}}{11}$	V_{go}'	$\frac{V_i}{V_{go}'}$
0	0	150	20	170	22,4	353	10^5	343	53,2	53,2	31,2	30,4	0
7	5	152	21	173	22,8	352	11	342	53,5	48,5	31,1	30,3	0,23
14,1	20,0	160	26	186	24,6	350	13	339	56,0	36,0	30,8	30,0	0,47
21,2	31,0	172	32	204	27,0	348	16	332	60,0	29,0	30,2	29,4	0,71
28,4	37,0	182	45	227	30,0	345	22,5	322	62,8	24,2	20,2	28,4	1,00

etwa 0,8 V herabgesetzt werden, da der Gitterstrombereich bei ungefähr —0,8 V anfängt. Die Spannung, die somit für Aussteuerung in Betracht kommt, ist in der Tabelle mit V_{go}' angegeben. Als Funktion von $\frac{V_{gp}}{V_{go}} = \frac{V_i}{V_{go}'}$ aus der Tabelle sind nun in Abb. 136 die Größen W_o, W_a und V_{gmed} wiedergegeben. Wie man sieht, stimmt der Verlauf dieser Größen mit dem theoretisch ermittelten ziemlich überein, wie dies in den Abb. 131 und 132 wiedergegeben ist.

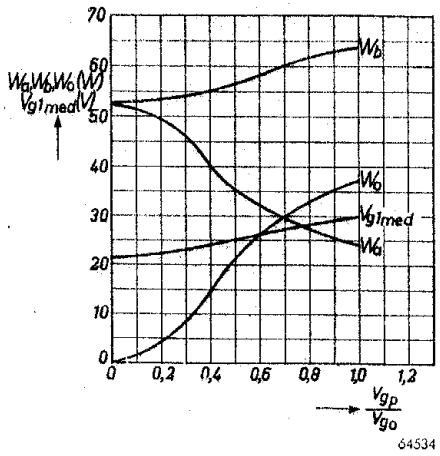


Abb. 136. Ausgangsleistung, zugeführte Leistung, Anodenverlustleistung und negative Gitterspannung als Funktion der Gitterwechselspannung in relativem Maßstab, für die Einstellung: $V_{ba} = 375$ V, $V_{bg2} = 375$ V, $R_{g2} = 0{,}5$ kΩ, $R_{aa} = 4$ kΩ, $R_k = 132$ Ω.

Berechnet man aus der soeben definierten Sperrspannung die negative Vorspannung für die Gitterwechselspannung gleich Null, so findet man $\frac{3}{4} \times 30 = 22{,}5$ V, was sehr gut mit dem experimentellen Wert übereinstimmt.

Der Anodenstrom bei $V_{g1} = 0$ und $V_a = 345$ V und $V_{g2} = 322$ V beträgt ca. 440 mA (siehe Abb. 135).

Auf Grund hiervon berechnet man wieder für die Ausgangsleistung $\frac{1}{2} \times 0{,}44 \times 375 = 82{,}5$ W.

Betrachtet man jedoch das i_a/v_a-Kennlinienfeld, so sieht man, daß für $V_{g1} = -0{,}8$ V und eine Anodenspannung von etwa 60 V der Anodenstrom ca. 290 mA beträgt.

Die Anodenwechselspannung beträgt dann beim Anpassungswiderstand von 4 kΩ 290 V, d.h. man steuert bis zu 55 V aus.

Man findet dies genau, indem man aus dem i_a/v_a-Kennlinienfeld auf die bereits in § 2 behandelte Weise aus dem Kennlinienfeld

$$i_a' - i_a'' = f(v_a')$$

die Belastungslinie konstruiert.

Man berechnet dann für die Ausgangsleistung:

$$W_o = \tfrac{1}{2} I_{ap}^2 \frac{R_{aa}}{4} = \tfrac{1}{2} \times 0{,}29^2 \times 1000 = 42 \text{ W},$$

was ziemlich gut mit dem gemessenen Resultat übereinstimmt.

Für den mittleren Strom berechnen wir:

$$\frac{290}{\pi} = 92 \text{ mA, gegen } 91 \text{ mA,}$$

wie in der Praxis gefunden wird.

Die Anodenverlustleistung bei voller Aussteuerung ist gleich

$$2 \times 91 \times 345 \times 10^{-3} - 37 = 25 \text{ W.}$$

In Abb. 137 ist der Verlauf der Ausgangsleistung als Funktion der Speisespannung für $V_{g2} = 375$ V gegeben. Darin sieht man das charakteristische Maximum, wie es auch errechnet worden ist. Aus der in Abb. 135 gegebenen i_a/v_a-Kennlinienschar berechnet man: $I_{ap} = 400$ mA bei $V_a = 50$ V *). Berücksichtigt man noch die Tatsache, daß man auch für die Klasse B-Einstellung einen Ruhestrom von etwa 20 bis 25 mA nötig hat, so findet man für die charakteristische Spannung bei diesem Maximum:

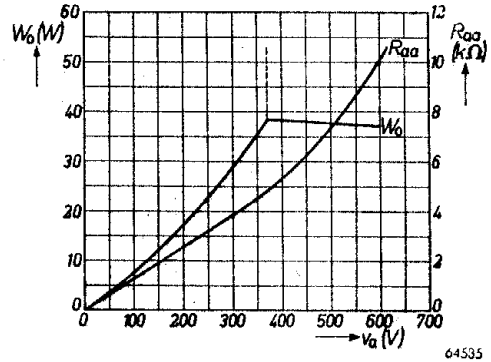


Abb. 137. Ausgangsleistung W_o und günstigster Anpassungswiderstand R_{aa}, als Funktion der Speisespannung für 2 Röhren EL 34 in Klasse AB, für $V_{g2} = 375$ V.

$$V_{bmax} = \frac{4{,}2\, W_{amax}}{I_{ao}} = \frac{4{,}2 \times 25}{0{,}375} = 280 \text{ V.}$$

Hierzu ist noch etwa 50 V zu addieren, da man die Anodenspannung nicht bis zu Null Volt aussteuern kann, so daß man auf etwa 330 V kommt.

Aus Abb. 137 liest man $V_{bmax} = 375$ V ab. Für die Größe der Ausgangsleistung findet man etwa 40 W (berechnet 50 W). Der Wert des günstigsten Anpassungswiderstandes ist in Abb. 137 für die verschiedenen Speisespannungen wiedergegeben. Aus den abgeleiteten Meßergebnissen findet man:

$$\frac{V_b\, I_{ao}}{W_{amax}} = 6{,}75 \text{ für } V_b = 600 \text{ V}$$

(siehe Abb. 133), wenn wir wählen:

*) Mit Berücksichtigung der Schirmgitterspannung von 375 V.

$$\frac{V_b\, I_{ao}}{W_{amax}} = 4{,}2 \text{ für } V_b = 375 \text{ V}.$$

Hieraus folgt:

$$\frac{I_{ao}\, R_{aa}}{V_b} = 7{,}2, \text{ oder } R_{aa} = \frac{600}{375} \times 7{,}2 = 11{,}5\ \text{k}\Omega,$$

wobei sich zeigte, daß 10 kΩ die besten Ergebnisse lieferte.

Für den Wert des Kathodenwiderstandes finden wir:

$$SR_k = 2{,}90 \text{ oder } R_k = \frac{2{,}90\ V_{go}}{I_{ao}} = \frac{2{,}90 \times 30}{0{,}375} = 252 \text{ Ohm};$$

in der Praxis wurde 310 Ohm gefunden.

Gleichzeitig wurde auch experimentell bestätigt, daß beim Erzielen der maximalen Ausgangsleistung bei höheren Spannungen gitterseitig nicht voll ausgesteuert wird; wir finden z.B. für $V_b = 600$ V, daß die Röhren bei einer negativen Vorspannung von 41 V eingestellt sind, während die Gitterwechselspannung nur 35 V als Scheitelwert aufweist.

§ 6. Die Ausgangsleistung als Funktion des Belastungswiderstandes für zwei Pentoden Klasse AB bei verschiedenen Speisespannungen

In den vorhergehenden Paragraphen haben wir die Aussteuerung der Röhren für den günstigsten Anpassungswiderstand behandelt. Da jedoch in der Praxis Betriebszustände vorkommen, bei denen der Belastungswiderstand hiervon abweichen kann, wollen wir auch für diesen Fall die Ausgangsleistung berechnen.

Es ist dabei zu bedenken, daß die Röhreneinstellung auch durch den Kathodenwiderstand bestimmt wird. Der Wert dieses Kathodenwiderstandes wurde in § 4 für den günstigsten Anpassungswiderstand als Funktion der Speisespannung berechnet. Es leuchtet ein, daß bei anderen Belastungswiderständen dieser Kathodenwiderstand auf die Resultate von Einfluß sein kann.

Nehmen wir zunächst an, die Speisespannung sei sehr niedrig. Wird der Anodenstrom I_{ao} ausgesteuert (was für alle Belastungswiderstände kleiner als R_{aak} *) der Fall ist), dann kommt der Arbeitspunkt, wie in Abb. 138 zu sehen ist, in den Punkt A zu liegen (B-Einstellung), da dies auch für den günstigsten Anpassungswiderstand der Fall ist

*) In diesem Paragraphen ist der günstigste Anpassungswiderstand mit R_{aak} bezeichnet.

$$\left(R_{aa} = R_{aak} = \frac{4\ V_b}{I_{ao}}\right).$$

Die Anodenverlustleistung bei maximaler Aussteuerung wird maximal sein, wenn der Belastungswiderstand gleich Null ist. Bei größeren Widerständen als dem günstigsten Anpassungswiderstand

$$R_{aak} = \frac{4\ V_b}{I_{ao}},$$

wird nicht mehr der ganze Anodenstrom, wohl aber die ganze Anodenspannung ausgesteuert werden.

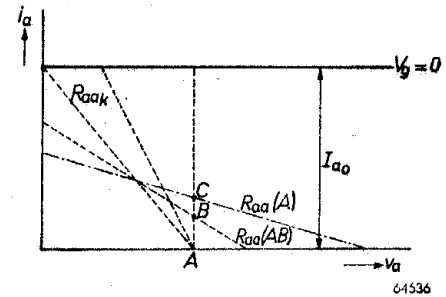


Abb. 138. Belastungslinien mit zugehörigen Arbeitspunkten für verschiedene Belastungswiderstände im i_a/v_a-Diagramm für eine Klasse AB-Endstufe.

Deshalb wird für den Belastungswiderstand R_{aa} (AB) der Arbeitspunkt z.B. in Punkt B liegen (der mittlere Anodenstrom ist kleiner geworden). Für einen gewissen Widerstand R_{aa} (A) ist der zur Aussteuerung der Anodenspannung erforderliche Anodenwechselstrom gleich dem Ruhestrom der Röhren, d.h. die Aussteuerung findet dann in A-Einstellung statt; der Arbeitspunkt bleibt unabhängig von der Aussteuerung in C. Dies trifft auch für alle Widerstände zu, die größer sind als dieser Widerstand R_{aa} (A).

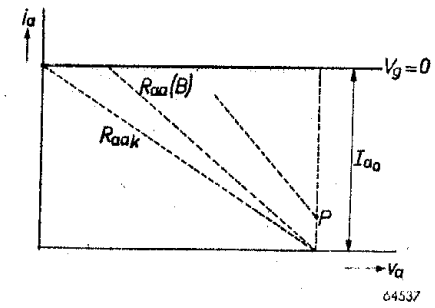


Abb. 139. Belastungslinien mit dazugehörenden Arbeitspunkten für verschiedene Belastungswiderstände im i_a/v_a-Diagramm für eine Klasse AB-Endstufe.
Für die Belastungslinie durch P kann der Anodenstrom nicht weiter, als eingezeichnet ist, ausgesteuert werden, da sonst die maximal zulässige Anodenverlustleistung der Röhre überschritten wird.

Bei Erhöhung der Speisespannung wird die Anodenverlustleistung für den Belastungswiderstand Null gleich der maximal zulässigen Anodenverlustleistung für volle Aussteuerung. Oberhalb dieser Speisespannung, bei der diese maximal zulässige Anodenverlustleistung erreicht wird, ist ein gewisser Grenzwiderstand angebbar, bei welchem man noch gerade B-Aussteuerung erreichen darf. Für kleinere Widerstände kann man

dann nicht den ganzen Anodenstrom aussteuern und behält man also AB-Aussteuerung bei (siehe Abb. 139).

Diese Grenze ist durch den Widerstand $R_{aa}\,(B)$ gekennzeichnet.

Man kann nun in ähnlicher Weise wie für Klasse B die Ausgangsleistung für einen bestimmten Belastungswiderstand bei gegebener Speisespannung, und zwar unter Berücksichtigung der höchstzulässigen Anodenverlustleistung, berechnen. Zur Veranschaulichung wollen wir z.B. zeigen, daß bei einem Belastungswiderstand gleich Null die Anodenverlustleistung bei voller Aussteuerung größer ist als bei Wechselspannung gleich Null.

Wie im vorigen Paragraphen bereits gezeigt, beträgt die Anodenverlustleistung für Wechselspannung gleich Null:

$$W_{ao} = 2\,I_{amedo}\,V_b = \frac{2}{\pi + 1}\,I_{ao}\,V_b = 0{,}483\,I_{ao}\,V_b,$$

während sie, bei voller Aussteuerung, für kurzgeschlossenen Belastungswiderstand

$$W_{am} = \frac{2}{\pi}\,I_{ao}\,V_b = 0{,}636\,I_{ao}\,V_b$$

beträgt, da die zugeführte Leistung in der Röhre verbraucht wird. Hieraus

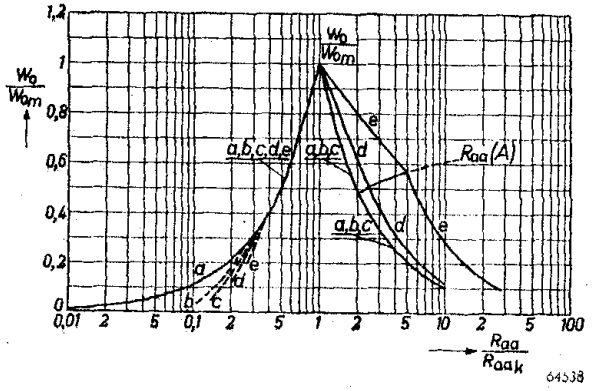


Abb., 140. Verlauf $\frac{W_o}{W_{om}}$ als Funktion von $\frac{R_{aa}}{R_{aak}}$ für zwei Pentoden in Klasse AB, für verschiedene Speisespannungen $\left(R_{aak} = \frac{4\,V_b}{I_{ao}}\right)$.

a) $V_b\,I_{ao} < \pi\,W_{amax}$
b) $V_b\,I_{ao} = 3{,}92\,W_{amax}$
c) $V_b\,I_{ao} = (\pi + 1)\,W_{amax}$
d) $V_b\,I_{ao} = 5\,W_{amax}$
e) $V_b\,I_{ao} = 10\,W_{amax}$

ersieht man, daß, bei höheren Speisespannungen, der Anodenstrom bei kleineren Belastungswiderständen als dem günstigsten nicht voll ausgesteuert werden kann.

Die Rechnungsergebnisse sind in Abb. 140 zu sehen, in der $\frac{W_o}{W_{om}}$ als Funktion von $\frac{R_{aa}}{R_{aak}}$ für verschiedene Speisespannungen wiedergegeben ist.

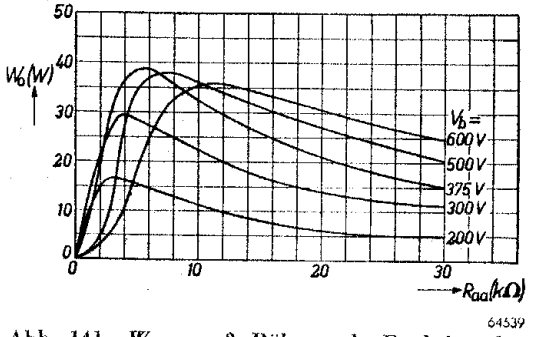


Abb. 141. W_o von 2 Röhren als Funktion des Belastungswiderstandes für verschiedene Speisespannungen für 2× EL 34 in Klasse AB. Bei den höheren Speisespannungen ist R_k so gewählt, daß W_{amax} nicht überschritten wird.

$V_{g2} = 375$ V.

Zur Verdeutlichung zeigt Abb. 141 den Verlauf von W_o als Funktion von R_{aa} für 2 Röhren EL 34, bei $V_{g2} = 375$ V und $V_b = 200$ V, 300 V, 375 V, 500 V und 600 V.

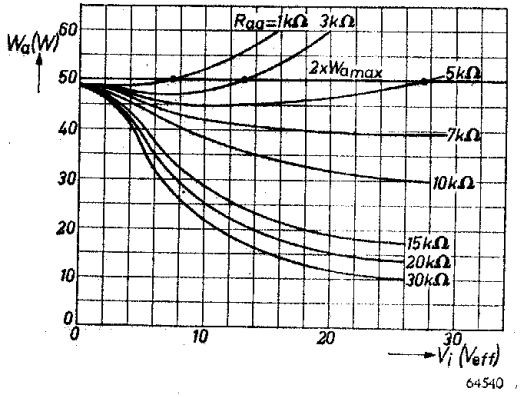


Abb. 142. Anodenverlustleistung von 2 Röhren EL 34 in Klasse AB-Einstellung als Funktion der Gitterwechselspannung für verschiedene Belastungswiderstände, wobei $V_b = 600$ V; $V_{g2} = 375$ V; $I_{amedo} = 2 \times 40$ mA; $R_k = 250\ \Omega$.

Aus diesen Kurven ersieht man, daß man die größte Ausgangsleistung bei einer Speisespannung von etwa 375 V erhält, und zwar bei einem Belastungswiderstand von 5 kΩ. Bei kleineren Belastungswiderständen und bei den Speisespannungen von 500 und 600 V ist die Ausgangsleistung kleiner als bei 300 V infolge der Beschränkung durch die maximal zulässige Anodenverlustleistung. Hierdurch kann bei 500 und 600 V, für Belastungswiderstände unter 4 kΩ, der Anodenstrom nicht voll ausgesteuert werden. Dies ist auch aus Abb. 142 zu ersehen, in der für

$V_b = 600$ V die Anodenverlustleistung als Funktion der Gitterwechselspannung wiedergegeben ist. Man sieht hierin, daß für die Belastungswiderstände von 1, 3 und 5 kΩ die maximal zulässigen Gitterwechselspannungen 7, 13 und 27 V_{eff} betragen.

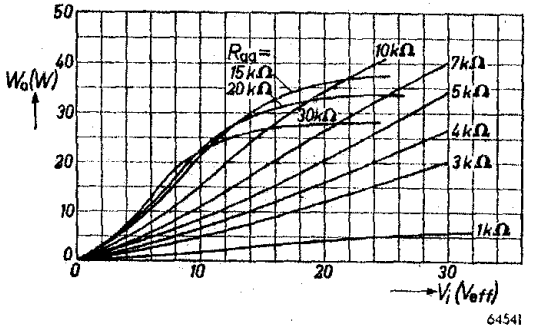


Abb. 143. Ausgangsleistung W_a von 2 Röhren EL 34 in Klasse AB-Einstellung als Funktion der Gitterwechselspannung für einige Belastungswiderstände.

Einstellung: $V_b = 600$ V
$V_{g2} = 375$ V
$I_{amedo} = 2 \times 40$ mA; $R_k = 250\ \Omega$

Abb. 143, in welcher die Ausgangsleistung als Funktion der Gitterwechselspannung gegeben ist, zeigt, daß bei den größeren Belastungswiderständen, z.B. bei $R_{aa} = 20$ kΩ, die Ausgangsleistung für eine Gitterwechselspannung von über 18 V_{eff} fast nicht mehr zunimmt. Dies weist auf die Tatsache hin, daß die Anodenwechselspannung nahezu gleich der Speisespannung ist, und diese daher mit der Erhöhung der Gitterwechselspannung nicht mehr zunehmen kann (es tritt dann nur mehr Verzerrung auf). Es zeigt sich dabei, daß der Anodenstrom der Röhre nicht voll ausgesteuert wird; denn die negative Vorspannung der Röhre beträgt dabei —33 V und die Gitterwechselspannung 18 V_{eff}.

Bei kleineren Belastungswiderständen (z.B. für den günstigsten Wert von 10 kΩ) beträgt, für die maximale Ausgangsleistung, die Gitterwechselspannung 27 V_{eff}, während die negative Vorspannung —43 V ist. Vergleichen wir dies mit der Bedingung für $R_{aa} = 20$ kΩ, so sehen wir, daß für $R_{aa} = 20$ kΩ die Aussteuerung in Klasse A/AB (—33 V) geschieht.

§ 7. Trioden in Klasse AB-Einstellung. Belastungslinien

Den Ausgangspunkt für unsere Betrachtungen bilden die allgemeinen Beziehungen in § 2, wobei wir fanden, daß die i_a/v_a-Belastungslinie aus einer geknickten Linie besteht. Für ideale Trioden, deren Kennlinien durch

$$i_a = S\left(v_g + \frac{v_a}{\mu}\right)$$

dargestellt werden, erhalten wir folgende Phasen während einer AB-Einstellung, welche in der Tabelle gegeben sind:

A. Beide Röhren führen Strom	B. Röhre′ führt Strom Röhre″ ist gesperrt	C. Röhre′ ist gesperrt Röhre″ führt Strom
Kennl. Röhre′	$i_a' = Sv_{g1}' + \frac{v_a'}{R_i}$	$i_a' = Sv_{g1}' + \frac{v_a'}{R_i}$	$i_a' \equiv 0$
Kennl. Röhre″	$i_a'' = Sv_{g1}'' + \frac{v_a''}{R_i}$	$i_a'' = 0$	$i_a'' = Sv_{g1}'' + \frac{v_a''}{R_i}$
Anodenspannung Röhre′	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$	$v_a' = V_b + \Delta v_a'$	$v_a' \equiv V_b + \Delta v_a'$
Anodenspannung Röhre″	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$	$v_a'' = V_b + \Delta v_a''$
Beziehung zwischen Röhren′ und ″	$\Delta v_a' = -\Delta v_a''$	$\Delta v_a' = -\Delta v_a''$	$\Delta v_a' \equiv -\Delta v_a''$
Belastungswiderst.	$\Delta v_a' - \Delta v_a'' = (i_a'' - i_a')\frac{R_{aa}}{2}$	$\Delta v_a' - \Delta v_a'' = (i_a'' - i_a')\frac{R_{aa}}{2}$	$\Delta v_a' - \Delta v_a'' = (i_a'' - i_a')\frac{R_{aa}}{2}$
Gitterspannung	$v_{g1}' = -V_{gmedo} - V_{gp}\cos x$	$v_{g1}' = -V_{gmedo} - V_{gp}\cos x$	$v_{g1}' \equiv -V_{gmedo} - V_{gp}\cos x$
	$v_{g1}'' = -V_{gmedo} + V_{gp}\cos x$	$v_{g1}'' = -V_{gmedo} + V_{gp}\cos x$	$v_{g1}'' \equiv -V_{gmedo} + V_{gp}\cos x$
	$I_{amedo} = -SV_{gmedo} + \frac{V_b}{R_i}$	$I_{amedo} \equiv -SV_{gmedo} + \frac{V_b}{R_i}$	$I_{amedo} \equiv -SV_{gmedo} + \frac{V_b}{R_i}$

A. Beide Röhren führen Strom	B. Röhre′ führt Strom Röhre″ ist gesperrrt	C. Röhre′ ist gesperrt Röhre″ führt Strom
Belastungskennl.	$V_b - v_a' = (i_a' - I_{amedo})\,\frac{R_{aa}}{2}$	$V_b - v_a' = i_a'\,\frac{R_{aa}}{4}$	$V_b - v_a'' = i_a''\,\frac{R_{aa}}{4}$ (siehe VII A 87)
	$i_a' = S\left(\frac{V_b}{\mu} - V_{gmedo}\right) + \frac{SV_{gp}\cos x}{1+\frac{R_{aa}}{2R_i}}$ *)	$i_a' = \frac{S}{1+\frac{R_{aa}}{4R_i}} \times \left(\frac{V_b}{\mu} - V_{gmedo} + V_{gp}\cos x\right)$	$i_a' = 0$
	$i_a'' = S\left(\frac{V_b}{\mu} - V_{gmedo}\right) + \frac{SV_{gp}\cos x}{1+\frac{R_{aa}}{2R_i}}$	$i_a'' = 0$	$i_a'' = \frac{S}{1+\frac{R_{aa}}{4R_i}}\left(\frac{V_b}{\mu} - V_{gmedo} + V_{gp}\cos x\right)$
	$i_{Raa} = \frac{SV_{gp}}{1+\frac{R_{aa}}{2R_i}}\cos x$	$i_{Raa} = \frac{\frac{S}{2}\left(\frac{V_b}{\mu} - V_{gmedo} - V_{gp}\cos x\right)}{1+\frac{R_{aa}}{4R_i}}$	$i_{Raa} = \frac{-\frac{S}{2}\left(\frac{V_b}{\mu} - V_{gmedo} + V_{gp}\cos x\right)}{1+\frac{R_{aa}}{4R_i}}$
	$\phi < x < \pi - \phi$ $\pi + \phi < x < 2\pi - \phi$	$\pi - \phi < x < \pi + \phi$	$-\phi < x < +\phi$

(Bezüglich der Bedeutung des Winkels ϕ, siehe Abb. 144)

In Abb. 144 sind die drei verschiedenen Zweige der Belastungs-

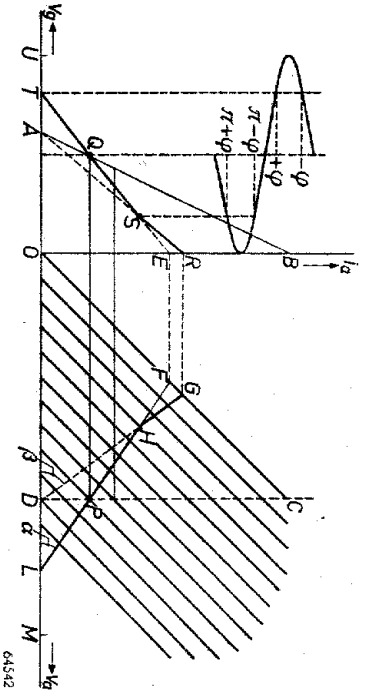


Abb. 144. Belastungslinie für Klasse AB-Einstellung zweier Trioden in Gegentakt $\left(i_a = Sv_g + \frac{v_a}{R_i}\right)$.
Belastungslinie im i_a/v_g-Diagramm $UTQSR$; im i_a/v_a-Diagramm $GHPLM$; $2\,\mathrm{tg}\,\alpha = \mathrm{tg}\,\beta$.

linie dargestellt.

In ähnlicher Weise, wie dies für Pentoden in § 2 ausführlich behandelt wurde, kann man in dem nicht idealisierten i_a/v_a-Diagramm die Belastungslinie *einer* Röhre konstruieren. Aus Abb. 145*a*, welche das i_a/v_a-Kennlinienfeld der Röhre EL 34 als Triode darstellt, lassen sich die in Abb. 145*b* wiedergegebenen Kennlinien

$$i_a' - i_a'' = f(v_a')$$

konstruieren. In diesem Kennlinienfeld kann man für

$V_b = 370$ V, $V_{g1med} = -28$ V

die Belastungslinie

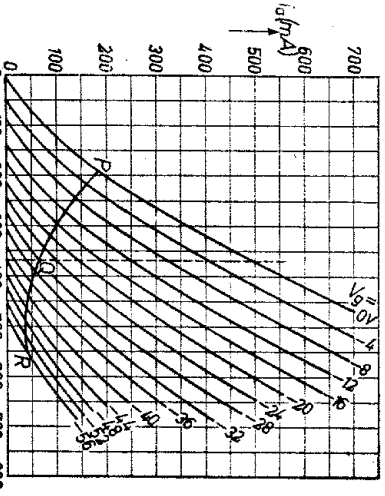


Abb. 145*a*. i_a/v_a-Kennlinienfeld der als Triode geschalteten Röhre EL 34 mit der Belastungslinie PQR für $R_{aa} = 5\,\mathrm{k}\Omega$, bei der Einstellung $V_{g1med} = -28$ V; $V_b = 370$ V, $I_{amedo} = 65$ mA.

$$\frac{R_{aa}}{4} = 1{,}25\ \mathrm{k}\Omega$$

ziehen. Man vermag dann bei jeder Gitterspannung zu bestimmen, wie

groß die dazugehörende Anodenspannung ist. Diese Punkte kann man dann wieder auf das ursprüngliche Kennlinienfeld übertragen, wonach man durch Verbinden dieser Punkte die gesuchte Belastungslinie findet (Linie PQR in Abb. 145a).

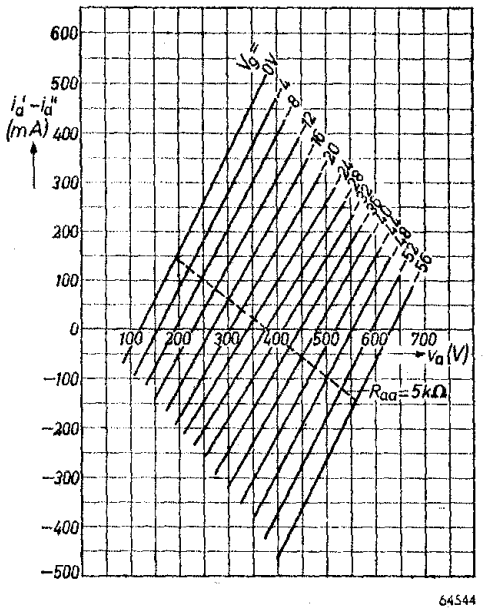


Abb. 145b. $i_a' - i_a''$ als Funktion von v_a' für zwei als Trioden geschaltete Röhren EL 34 für die Einstellung $V_{gmed} = -28$ V, $V_b = 370$ V, $I_{amedo} = 65$ mA. Die Belastungslinie ist für $R_{aa} = 5\ k\Omega$ gezeichnet.

Aus der Tabelle (siehe Gleichung *) findet man folgenden Wert für den Winkel φ (Abb. 144), wobei $i_a' = 0$, und zwar:

$$\frac{V_b}{R_i} - SV_{gmedo} = \frac{SV_{gp}\cos\varphi}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2\,R_i}\right)} \qquad \text{(VII A 114)}$$

Im Zeitpunkt $\pi - \varphi$ oder $\pi + \varphi$ ist i_a', wie man aus Abb. 144 ersieht, gleich $2\times$ der Ruhestrom, also:

$$2\left(\frac{V_b}{R_i} - SV_{gmedo}\right).$$

Die Formeln für die Belastungslinie (siehe Tabelle) als Funktion der Zeit können in folgender Form geschrieben werden:

$$i_{Raa} = \frac{I_{ap}}{1 + \frac{R_{aa}}{2\,R_i}}\cos x$$

für $\varphi < x < \pi - \varphi$ und
$\pi + \varphi < x < 2\pi - \varphi$;

$$i_{Raa} = \pm\frac{\left(I_{ap}\frac{\cos\varphi}{1 + \frac{R_{aa}}{2\,R_i}} \pm \cos x\right)}{1 + \frac{R_{aa}}{4\,R_i}} \quad \begin{matrix} + \text{ für } -\varphi < x < \varphi \\ - \text{für } \pi - \varphi < x < \pi + \varphi. \end{matrix}$$

In Abb. 146 gibt Kurve I eine reine Sinusform wieder.
Kurve II stellt den Belastungsstrom einer Pentode dar, wenn $\varphi = 45°$

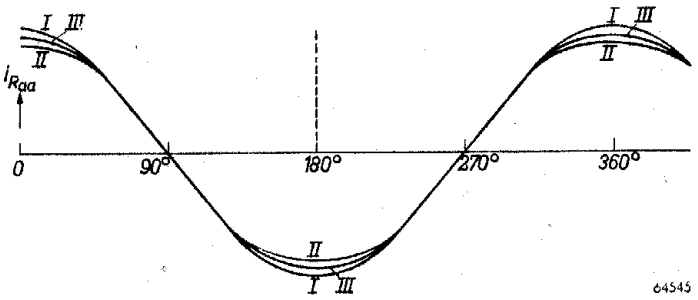


Abb. 146. Strom durch Belastungswiderstand als Funktion der Zeit.
I reine Sinusform
II $\phi = 45°$ $R_i = \infty$ (Pentoden)
III $\phi = 45°$ $R_{aa} = 4\,R_i$

und $R_i = \infty$. Es ergibt sich dabei eine abgeplattete Sinusform (Verzerrung!). Kurve III ist der Belastungsstrom einer Triode für $\varphi = 45°$, und $R_{aa} = 4\,R_i$. Wie man sieht, ist hierbei die Verzerrung geringer als bei einer Pentode, da sie teilweise durch den Einfluß der zweiten Röhre kompensiert wird. Alle drei Kurven sind zur Wiedergabe des reinen kosinusförmigen Stückes, das für alle gleich ist, auf denselben Maßstab zurückgeführt.

§ 8. Begründung der Ruheeinstellung bei einer Triode

Wir gehen von der Annahme aus, daß bei voller gitterseitiger Aussteuerung die Röhre gerade in Klasse B arbeitet; die Amplitude des Wechselstromes beträgt (siehe Belastungslinie in Abb. 144):

$$I_{ap} = \frac{V_b/R_i}{1 + \frac{R_{aa}}{4\,R_i}} \qquad \text{(VII A 115)}$$

Hieraus folgt dann für den mittleren Strom:

$$I_{amed} = \frac{V_b/R_i}{\pi\left(1 + \frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)} \qquad \text{(VII A 116)}$$

und, da der Spannungsabfall infolge des Kathodenstromes der beiden Röhren dann gerade die negative Vorspannung am Kathodenwiderstand liefern muß, finden wir:

$$\frac{2}{\pi}\,\frac{V_b/R_i}{\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}\,R_k=\frac{V_b}{\mu}\quad\text{also}\quad R_k=\frac{\pi}{2}\,\frac{\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}{S},\qquad\text{(VII A 117)}$$

worin μ den Verstärkungsfaktor der Röhre darstellt.

Aus der Kennlinie:

$$\frac{I_{amedo}}{I_{ao}}=1-\frac{V_{gmedo}}{V_b/\mu},\quad\ldots\ldots\quad\text{(VII A 118)}$$

und aus der negativen Vorspannung:

$$V_{gmedo}=2\,I_{amedo}\,R_k,\quad\ldots\ldots\quad\text{(VII A 119)}$$

nach Substitution von R_k aus Gleichung (VII A 117), finden wir dann:

$$\frac{I_{amedo}}{I_{ao}}=\frac{1}{1+\pi\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}\quad\ldots\ldots\quad\text{(VII A 120)}$$

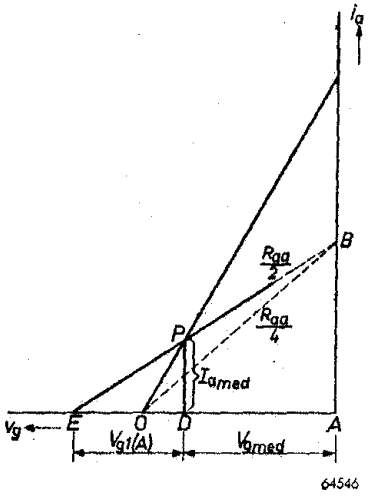


Abb. 147. i_a/v_g-Kennlinie einer Triode mit der Belastungslinie EB für Klasse A-Aussteuerung

$$I_{amed}=\frac{S}{1+\frac{R_{aa}}{2\,R_i}}\,V_{g1}\,(A)$$

$$V_{g1}\,(A)=\frac{I_{amedo}}{S}\left\{1+\frac{R_{aa}}{2\,R_i}\right\}=$$

$$=\frac{V_b}{\mu}\left\{\frac{1+\frac{R_{aa}}{2\,R_i}}{1+\pi\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}\right\}$$

$$\frac{V_{gmedo}}{V_b/\mu}=\frac{\pi\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}{1+\pi\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}\qquad\text{(VII A 121)}$$

Diese beiden Formeln geben wieder, bei Substitution von $R_i=\infty$, die bekannte Formel (VII A 94a und 93a) für Pentoden.

Hinsichtlich der Einstellung der Pentoden, Klasse AB, ist eine Triode bei einer größeren negativen Spannung eingestellt. (Bei Pentoden betrug

$$\frac{I_{amedo}}{I_{ao}}=\frac{1}{\pi+1}\approx 0{,}25).$$

Diese Gleichungen können leicht auch unmittelbar aus den Gleichungen für die Pentode abgeleitet werden, indem man die Steilheit S durch die dynamische Steilheit ersetzt.

§ 9. Mittlerer Strom und erforderliche zuzuführende Leistung

Solange die Röhre in Klasse A arbeitet, bleibt der mittlere Strom gleich dem Ruhestrom; dies ist der Fall, wenn die Wechselspannung nicht größer wird als der entsprechende Abstand DE in Abb. 147. Die Größe dieser Wechselspannung folgt aus Abb. 147, nämlich:

$$DE=V_{g1}\,(A)=\frac{I_{amedo}}{S_d}=\frac{I_{amedo}\left(1+\frac{R_{aa}}{2\,R_i}\right)}{S}.$$

Nach Substitution von I_{amedo} aus Gleichung (VII A 120) finden wir dann:

$$V_{g1}\,(A)\leqq\frac{\left(1+\frac{R_{aa}}{2\,R_i}\right)}{1+\pi\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}\,\frac{V_b}{\mu}\quad\ldots\ldots\quad\text{(VII A 122)}$$

Die zuzuführende Leistung beträgt in diesem Fall:

$$W_b\,(A)=2\,I_{amedo}\,V_b=\frac{2\,V_b^2}{R_i}\,\frac{1}{1+\pi\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}\qquad\text{(VII A 123)}$$

In der AB-Einstellung kennzeichnen wir die Aussteuerung durch den Winkel φ (siehe Abb. 144).

Den mittleren Strom je Röhre in der AB-Einstellung finden wir durch Integration des Stromes aus der Tabelle. Als Resultat erhalten wir:

$$I_{amed}=\frac{S\,V_{gp}}{\pi}\left\{\frac{\sin\varphi}{\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}+\frac{\pi\cos\varphi}{\left(1+\frac{R_{aa}}{2\,R_i}\right)}-\frac{\varphi\cos\varphi}{\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)}\right\}.\qquad\text{(VII A 124)}$$

Außerdem gelten noch folgende Gleichungen:

$$\frac{V_b}{R_i}-S\,V_{gmedo}=\frac{S\,V_{gp}\cos\varphi}{1+\frac{R_{aa}}{2\,R_i}},\quad\ldots\quad\text{(VII A 114)}$$

und

$$R_k S=\frac{\pi}{2}\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right).\quad\ldots\ldots\quad\text{(VII A 117)}$$

während, nach Substitution der Gleichungen (VII A 114), (117) und (124), aus $V_{gmed}=2\,I_{amed}\,R_k$ folgt:

$$\frac{V_b}{\mu a\,V_{gp}}=\sin\varphi+\frac{\left\{\pi\left(1+\frac{R_{aa}}{4\,R_i}\right)+1\right\}\cos\varphi}{\left(1+\frac{R_{aa}}{2\,R_i}\right)}-\varphi\cos\varphi\quad\text{(VII A 125)}$$

Aus dieser Gleichung können wir für jeden Wert von $a V_{gp}$ den Winkel φ bestimmen, und dies in der Formel für I_{amed} substituieren, wonach $W_b = 2\, I_{amed}\, V_b$ erhalten wird.

Der Verlauf von W_b als Funktion der Gitterwechselspannung ist in Abb. 148 wiedergegeben, und zwar für den Fall, daß der günstigste Anpassungswiderstand ($R_{aa} = 4\, R_i$, siehe § 11) gewählt ist und $V_{gp} = V_b/\mu$. Natürlich bleibt in Klasse A die zugeführte Leistung konstant, um dann langsam um etwa 15% zuzunehmen (im AB-Aussteuerungsgebiet).

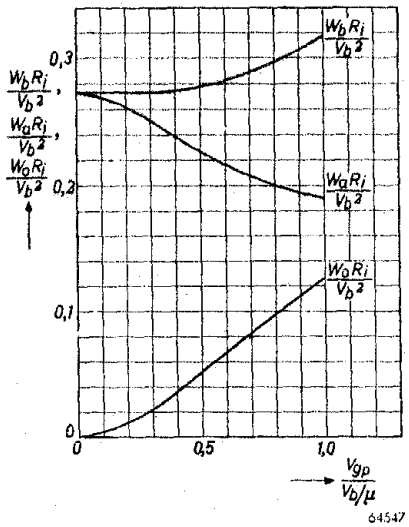


Abb. 148. Verlauf von $\frac{W_o R_i}{V_b^2}$, $\frac{W_a R_i}{V_b^2}$, $\frac{W_b R_i}{V_b^2}$ als Funktion der Gitterwechselspannung für Klasse AB-Einstellung von 2 Trioden für den Fall $V_{gp} = V_{ao}$.

§ 10. Ausgangsleistung und Anodenverlustleistung

Solange die Aussteuerung in Klasse A stattfindet, ist für eine Gitterwechselspannung $a V_{gp}$ die Wechselstromamplitude gleich

$$\frac{S a\, V_{gp}}{1 + \frac{R_{aa}}{2\, R_i}},$$

und demzufolge ist die Ausgangsleistung der beiden Röhren zusammen:

$$W_o = \frac{\frac{1}{2} S^2 a^2 V_{gp}^2}{\left(1 + \frac{R_{aa}}{2\, R_i}\right)} R_{aa} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 126}a\text{)}$$

Für die Klasse AB-Aussteuerung kann man die an den Belastungswiderstand abgegebene Leistung auf die gleiche Weise bestimmen, wie dies für die Pentoden geschah (§ 4). Aus der Tabelle § 6 läßt sich zuerst die Grundwelle des Stromes durch den Belastungswiderstand berechnen. Man findet hierfür:

$$i_{Raa1} = \frac{S a V_{gp}}{\pi}\left\{\frac{\pi}{\left(1+\frac{R_{aa}}{2\,R_i}\right)} - \frac{\varphi}{\left(1+\frac{R_{aa}}{2R_i}\right)\left(1+\frac{R_{aa}}{4R_i}\right)} + \frac{\sin 2\varphi}{2\left(1+\frac{R_{aa}}{4R_i}\right)\left(1+\frac{R_{aa}}{2R_i}\right)}\right\}.$$

Aus dieser Formel ist dann die Ausgangsleistung zu finden, nämlich:

$$W_o = \tfrac{1}{2}\frac{V_b^2}{R_i}\frac{a^2}{\pi^2}\left\{\frac{\pi}{1+\frac{R_{aa}}{2R_i}} - \frac{\varphi}{\left(1+\frac{R_{aa}}{2R_i}\right)\left(1+\frac{R_{aa}}{4R_i}\right)} + \frac{\sin 2\varphi}{2\left(1+\frac{R_{aa}}{4R_i}\right)\left(1+\frac{R_{aa}}{2R_i}\right)}\right\}^2 \frac{R_{aa}}{R_i} \quad \text{(VII A 126}b\text{)}$$

In Abb. 148 ist W_o für den günstigsten Anpassungswiderstand dargestellt (nämlich $R_{aa} = 4\, R_i$; siehe § 11) und $V_{gp} = V_b/\mu$, wobei aus Gleichung (VII A 125) der Zusammenhang zwischen $a V_{gp}$ und φ substituiert ist. Wie man sieht, nimmt W_o als Funktion der Gitterwechselspannung zuerst im Gebiet der Klasse A-Aussteuerung quadratisch zu; für Klasse AB ist diese Zunahme ungefähr linear.

Aus dem Unterschied zwischen der zugeführten Leistung und der Ausgangsleistung läßt sich die Anodenverlustleistung bestimmen; für den bereits erwähnten Fall $R_{aa} = 4\, R_i$ ist dies in Abb. 148 dargestellt. Man sieht, daß die Anodenverlustleistung am größten in der Ruhestellung der Röhren (Gitterspannung = 0) ist. Im Zusammenhang mit der weiteren Theorie wird in § 11 ein Beispiel gegeben, in dem die Theorie an der Praxis geprüft wird.

§ 11. Ausgangsleistung als Funktion der Speisespannung; günstigster Anpassungswiderstand, usw.

Bei voller gitterseitiger Aussteuerung beträgt die Ausgangsleistung der beiden Röhren aus Formel (VII A 126b) für $\varphi = \frac{\pi}{2}$:

$$W_o = \tfrac{1}{2}\frac{V_b^2}{R_i}\frac{\frac{R_{aa}}{4\,R_i}}{\left(1+\frac{R_{aa}}{4R_i}\right)^2} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 127)}$$

Diese Ausgangsleistung ist am größten, wenn der Belastungswiderstand $R_{aa} = 4\, R_i$ (vergleiche Klasse B-Aussteuerung). Man findet dann dementsprechend:

$$W_o = \frac{1}{8}\frac{V_b^2}{R_i}; \quad \ldots\ldots\ldots \quad \text{(VII A 57}d\text{)}$$

für den Anodenwechselstrom:

$$I_{ap} = \frac{I_{ao}}{2}; \quad \ldots\ldots\ldots \quad \text{(VII A 57}b\text{)}$$

für die hierzu erforderliche Leistung:

$$W_b = \frac{V_b^2}{\pi R_i} \quad \ldots\ldots\ldots \quad \text{(VII A 59)}$$

und für den Wirkungsgrad:

$$\eta = 39{,}3\% \quad \ldots\ldots\ldots \quad \text{(VII A 61)}$$

Die Anodenverlustleistung beträgt in diesem Fall:

$$W_{am} = \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{8}\right) V_b^2/R_i = (0{,}318 - 0{,}125)\ V_b^2/R_i = 0{,}193\ V_b^2/R_i \quad \text{(VII A 60)}$$

Die Anodenverlustleistung für Gitterwechselspannung gleich Null beträgt nämlich (aus Formel VII A 120) durch Substitution von $R_{aa} = 4\ R_i$:

$$W_{ao} = \frac{2}{2\pi + 1} V_b^2/R_i = 0{,}275\ V_b^2/R_i.$$

Die Ausgangsleistung nimmt quadratisch mit der Speisespannung zu, solange die maximal zulässige Anodenverlustleistung der Röhren nicht überschritten wird. Bei der Speisespannung V_{bo} wird die Anodenverlustleistung ohne Gitterwechselspannung gleich der zulässigen; dies ist der Fall für:

$$V_{bo} = \sqrt{(2\pi + 1)\ W_{amax}\ R_i} = 2{,}70\ \sqrt{W_{amax}\ R_i} \quad \text{(VII A 128)}$$

Die bei dieser Speisespannung maximal abgegebene Leistung beträgt:

$$W_o = \frac{2\pi + 1}{8} W_{amax} = 0{,}91\ W_{amax}.$$

Oberhalb der Speisespannung V_{bo} muß der Arbeitspunkt bei einer größeren negativen Vorspannung der Röhre gewählt werden, da sonst die Anodenverlustleistung im Ruhezustand der Röhre (ebenso wie dies für Pentoden galt) den maximal zulässigen Wert überschreiten würde. Infolgedessen wird dann der Kathodenwiderstand durch die Ruheeinstellung der Röhre bestimmt.

Die Aussteuerung der Röhre ist diesen Bedingungen anzupassen.

Wir erhalten somit für den Ruhestrom der Röhre:

$$I_{amedo} = \frac{W_{amax}}{V_b} \quad \ldots\ldots\ldots \quad \text{(VII A 129)}$$

Die negative Vorspannung finden wir aus der Kennlinie:

$$V_{gmedo} = \left(1 - \frac{W_{amax}\ R_i}{V_b^2}\right) \frac{V_b}{\mu} \quad \ldots \quad \text{(VII A 130)}$$

Damit liegt auch der Kathodenwiderstand fest; er beträgt:

$$R_k = \frac{V_{gmedo}}{2\ I_{amedo}} = \frac{1}{2S}\left(\frac{V_b^2}{W_{amax}\ R_i} - 1\right) \quad \ldots \quad \text{(VII A 131)}$$

Wir müssen nun die Wechselstromamplitude I_{ap} bestimmen, für welche die Klasse B-Einstellung verwirklicht wird; wir finden sie aus:

$$\frac{2}{\pi} I_{ap}\ R_k = \frac{V_b}{\mu},$$

oder, mit Hilfe von Formel (VII A 131):

$$I_{ap} = \frac{\pi}{2} \frac{V_b}{\mu R_k} = \frac{\pi}{2} \frac{V_b}{\mu} \frac{2\ S}{\left(\frac{V_b^2}{W_{amax}\ R_i} - 1\right)} = \frac{\pi V_b}{R_i} \frac{1}{\left(\frac{V_b^2}{W_{amax}\ R_i} - 1\right)} \quad \text{(VII A 132)}$$

Hierzu bestimmen wir den höchstzulässigen Wert von R_{aa}, weil dann die Ausgangsleistung am größten ist. Die Beschränkung von R_{aa} wird durch die Tatsache gegeben, daß die Anodenwechselspannung nicht größer sein darf als die Anodengleichspannung:

$$I_{ap}\left(1 + \frac{R_{aa}}{4\ R_i}\right) = \frac{V_b}{R_i},$$

oder:

$$\frac{R_{aa}}{4\ R_i} = \frac{1}{\pi}\left(\frac{V_b^2}{W_{amax}\ R_i} - 1 - \pi\right). \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 133)}$$

Wir finden für die Ausgangsleistung aus $W_o = \frac{1}{8} I_{ap}^2\ R_{aa}$:

$$\frac{W_o}{W_{amax}} = \frac{\pi}{2} \frac{1 - (\pi + 1)\frac{W_{amax}\ R_i}{V_b^2}}{\left(1 - \frac{W_{amax}\ R_i}{V_b^2}\right)^2} \quad \ldots \quad \text{(VII A 134)}$$

Die erforderliche zugeführte Leistung finden wir aus:

$$W_b = \frac{2}{\pi} I_{ap}\ V_b, \text{ oder}$$

$$\frac{W_b}{W_{amax}} = \frac{2}{1 - \frac{W_{amax}\ R_i}{V_b^2}} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 135)}$$

Für die Anodenverlustleistung bei voller Aussteuerung finden wir:

$$\frac{W_{am}}{W_{amax}} = \frac{\frac{4 - \pi}{2} + \left(\frac{\pi^2 + \pi - 4}{2}\right)\frac{W_{amax}\ R_i}{V_b^2}}{\left(1 - \frac{W_{amax}\ R_i}{V_b^2}\right)^2} \quad \ldots \quad \text{(VII A 136)}$$

Aus Gleichung (VII A 134) finden wir für $V_b = \infty$ die maximal abzugebende Ausgangsleistung zweier Trioden in Klasse AB, nämlich:

$$W_{omax} = \frac{\pi}{2} W_{amax} , \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 137)}$$

wobei der Wirkungsgrad $\eta = 78{,}5\%$ beträgt. Trioden in Klasse B ohne

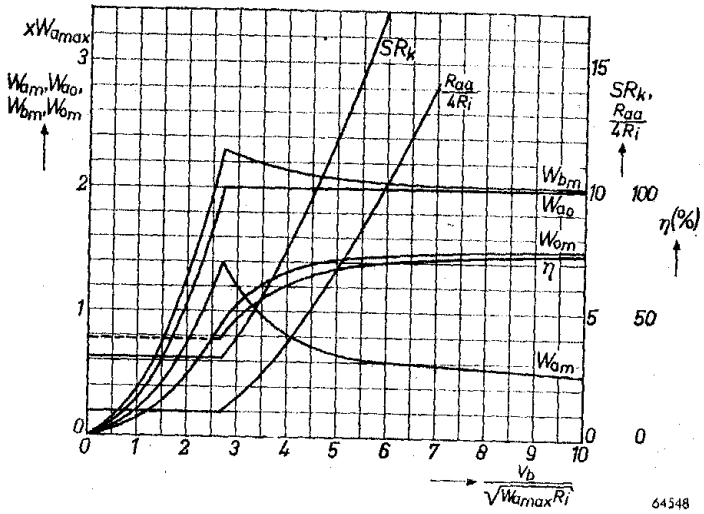


Abb. 149. W_{bm}, W_{am}, W_{om}, W_{ao}, SR_k, $\frac{R_{aa}}{4\,R_i}$ und η als Funktion von $\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax}\,R_i}}$, für 2 Trioden für Klasse AB-Einstellung bei voller gitterseitiger Aussteuerung.

Gitterstrom geben maximal $\frac{\pi^2}{2} W_{amax}$ ab; theoretisch gibt also eine AB-Endstufe $\pi\times$ weniger Ausgangsleistung als eine Klasse B-Endstufe. Bei den vorgenannten Einstellungen nimmt die Anodenverlustleistung mit dem Größerwerden der Gitterwechselspannung ab.

In Abb. 149 ist als Funktion von $\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax}\,R_i}}$ der Verlauf von

$$SR_k, \frac{R_{aa}}{4\,R_i}, \frac{W_{om}}{W_{amax}}, \frac{W_{bm}}{W_{amax}}, \frac{W_{am}}{W_{amax}}, \frac{W_{ao}}{W_{amax}},$$

und der Wirkungsgrad η dargestellt.

Wir sehen, daß der Gewinn an Ausgangsleistung für $V_b > 4\sqrt{W_{amax}\,R_i}$ verhältnismäßig gering ist, währenderseits hierdurch ziemlich erhebliche Schwierigkeiten entstehen; es wird nämlich die erforderliche Gitterwechselspannung viel größer (es ist also eine höhere Verstärkung im NF-Teil nötig) und die höheren Spannungen an den Elektroden der Röhre bedingen zusätzliche Komplikationen bei der Konstruktion.

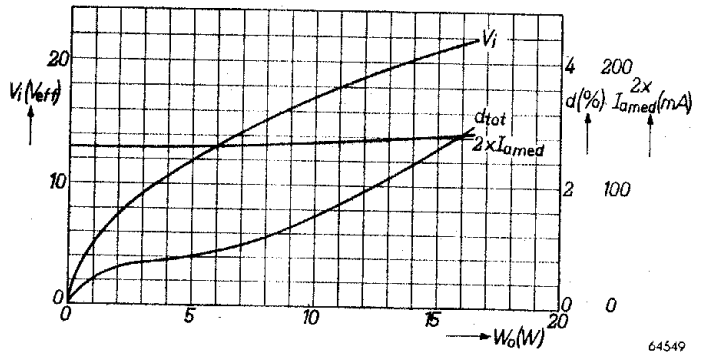


Abb. 150. Verzerrung d_{tot}, Eingangsspannung V_i und mittlerer Anodenstrom I_{amed} als Funktion der Ausgangsleistung für zwei als Trioden geschaltete Röhren EL 34, in Klasse AB, für die Einstellung $V_b = 400$ V, $R_k = 220\ \Omega$, $R_{aa} = 5\ \text{k}\Omega$.

Zur Verdeutlichung der theoretischen Betrachtungen der §§ 9 und 10 geben wir hier zunächst die bei 2 als Trioden geschalteten Röhren EL 34 gemessenen Ergebnisse für $V_b = 400$ V, $R_k = 220\ \Omega$, $R_{aa} = 5\ \text{k}\Omega$ in Klasse AB-Einstellung (siehe Abb. 150).

Aus dieser Abbildung erhalten wir folgende Tabelle:

V_i	W_o	$2I_{amed}$	V_k	V_a	W_b	W_a	$\frac{V_{ip}\,(\%)}{31}$	$V_b/\mu = \frac{V_a}{11}$
0	0	130	28,6	371	48,4	48,4	0	33,6
7	1	130	28,6	371	48,4	47,4	22,4	33,6
14	3,6	131	29,0	371	48,7	45,1	45	33,5
21	7,6	135	29,8	370	50,0	42,4	67	33,5
28	13,5	140	30,8	369	52,0	38,5	90	33,5
31	16,0	144	31,7	368	53,0	37,0	100	33,4

Die Resultate aus dieser Tabelle sind in Abb. 151 dargestellt; die Übereinstimmung mit den theoretischen Ergebnissen kann als befriedigend angesehen werden.

Aus Abb. 145 finden wir $I_{ao} = 500$ mA bei $V_b = 370$ V; hieraus folgt:

$$R_i = \frac{370}{0{,}5} = 740\ \Omega,$$

während $SR_i = \mu = 11$, woraus folgt $S = 15$ mA/V.

Für

$$\frac{V_b}{\sqrt{W_{amax}\, R_i}} = \frac{370}{\sqrt{25 \times 740}} = 2{,}72$$

finden wir aus Abb. 149:

$$W_o = 0{,}9 \times 25 = 22{,}5 \text{ W}.$$

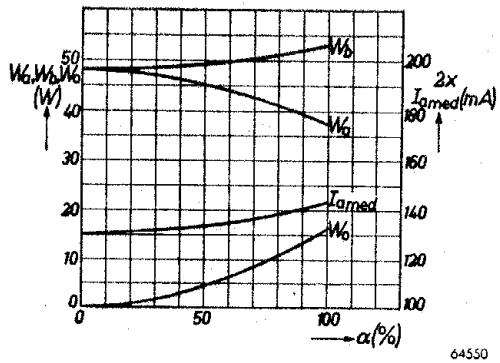


Abb. 151. W_o, W_a, W_b, I_{amed} als Funktion der Gitterwechselspannung für zwei als Trioden geschaltete Röhren EL 34 in Klasse AB für die Einstellung

$V_b = 370$ V, $R_k = 220\ \Omega$, $R_{aa} = 5$ kΩ.

Gemessen wurde $W_o = 16$ W; der Wirkungsgrad ist folglich etwa $^1/_3$ niedriger als der theoretisch ermittelte, genauer um 39,3%. Dies ist der Krümmung der Kennlinie zuzuschreiben, wodurch die B-Einstellung nicht vollständig erreicht werden kann.

Für den Kathodenwiderstand errechnet man:

$$R_k = \frac{3{,}14}{15 \times 10^{-3}} = 210\ \Omega,$$

während der experimentelle Wert 220 Ω beträgt. Für den Ruhestrom findet man, nach Formel (VII A 120):

$$I_{amedo} = \frac{I_{ao}}{(2\pi + 1)} = \frac{500}{7{,}28} = 68{,}5 \text{ mA},$$

während der experimentelle Wert 65 mA beträgt.

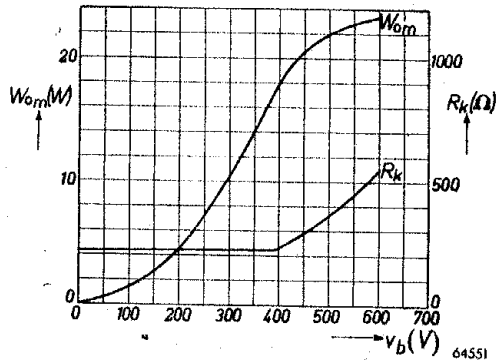


Abb. 152. Ausgangsleistung W_{om} und Kathodenwiderstand R_k von zwei als Trioden geschalteten Röhren EL 34 in Klasse AB-Einstellung, als Funktion der Speisespannung.

Für die negative Vorspannung berechnet man aus Formel (VII A 121):

$$V_{gmedo} = \frac{2\pi}{2\pi + 1} V_{ao} = \frac{6{,}28}{7{,}28} \times 33{,}6 = 28{,}8 \text{ V},$$

gegen —28,6 V in der Praxis.

Für den Anpassungswiderstand findet man 5 kΩ gegenüber einem berechneten Wert von 3 kΩ.

Weiter sind in Abb. 152 W_o und R_k als Funktion der Speisespannung wiedergegeben; vergleichen wir diese Abbildung mit der theoretischen Abb. 149, so ist eine auffallende Übereinstimmung festzustellen. Auch aus Abb. 149 ersieht man, daß die Zunahme in der Ausgangsleistung bei den höheren Speisespannungen nur verhältnismäßig gering ist.

§ 12. Die Ausgangsleistung als Funktion des Belastungswiderstandes für verschiedene Speisespannungen

Im vorhergehenden haben wir die Ausgangsleistung für den günstigsten Anpassungswiderstand bestimmt. Hierzu gehört auch der bestimmte Wert des Kathodenwiderstandes. Nun kann der Belastungswiderstand von dem günstigsten Anpassungswiderstand verschieden sein; wir werden deshalb auch die dazugehörende Ausgangsleistung bestimmen.

Die Einzelheiten sollen hier nicht alle untersucht werden. Es sei jedoch darauf hingewiesen, daß für Belastungswiderstände, die kleiner sind als der günstigste

$$\left(\text{in Abb. 153 } AC: \frac{R_{aa}}{4\, R_i} = 1\right),$$

wie z.B. durch AE dargestellt wird, die Röhre gitterseitig nicht weiter als bis AF ausgesteuert werden darf, weil der Anodenwechselstrom nicht größer werden darf als

$$I_{ap} = \frac{I_{ao}}{2},$$

da sonst die negative Vorspannung zu groß wird.

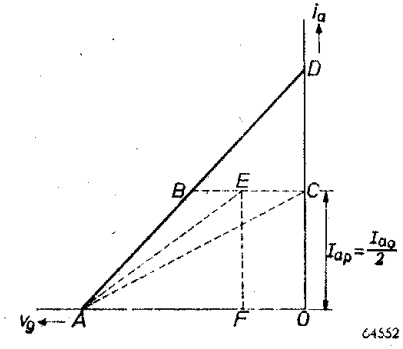


Abb. 153. i_a/v_g-Kennlinie der Triode mit Belastungslinie AC für den günstigsten Anpassungswiderstand $R_{aa} = 4\, R_i$.

Für alle Belastungswiderstände, die kleiner sind als 4 R_i, kann die Amplitude des Anodenwechselstromes nicht größer sein als $OC = \frac{I_{ao}}{2}$.

So kann z.B. für die Belastungslinie AE die Gitterwechselspannung nicht größer werden als AF, da dann bereits die Klasse B-Einstellung erreicht ist.

Würden wir die Gitterwechselspannung größer machen, so ergäbe sich durch den Spannungsabfall am Kathodenwiderstand eine Aussteuerung der Röhre in Klasse C. Ebenso wie dies für Pentoden Klasse AB-Aussteuerung der Fall war, hat man für Widerstände, die größer sind als der günstigste Belastungswiderstand, eine Klasse AB-Aussteuerung und für sehr große Belastungswiderstände sogar eine Klasse A-Aussteuerung.

Die Ergebnisse der Berechnungen für einige Speisespannungen sind in Abb. 154 als Funktion von $\frac{R_{aa}}{4\,R_i}$ dargestellt. Betrachten wir einmal die

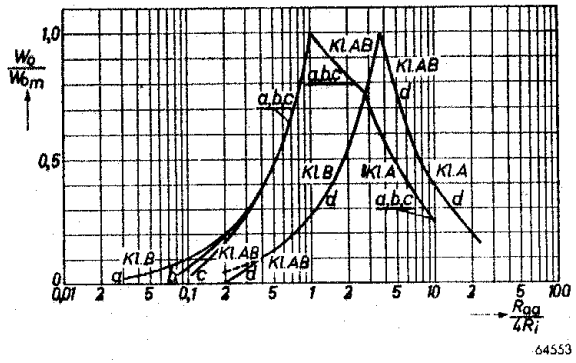


Abb. 154. $\frac{W_o}{W_{om}}$ als Funktion von $\frac{R_{aa}}{4\,R_i}$ für verschiedene Speisespannungen, für zwei Röhren in Klasse AB:

a) $V_b = \sqrt{W_{amax}\,R_i}$
b) $V_b = 2{,}4\,\sqrt{W_{amax}\,R_i}$
c) $V_b = 2{,}7\,\sqrt{W_{amax}\,R_i}$
d) $V_b = 4\,\sqrt{W_{amax}\,R_i}$

Situation bei kleinen Belastungswiderständen, also links in Abb. 154, so sehen wir, daß infolge der Beschränkung der maximal zulässigen Anodenverlustleistung bei höheren Speisespannungen die Klasse B-Einstellung in eine Klasse AB-Einstellung übergeht.

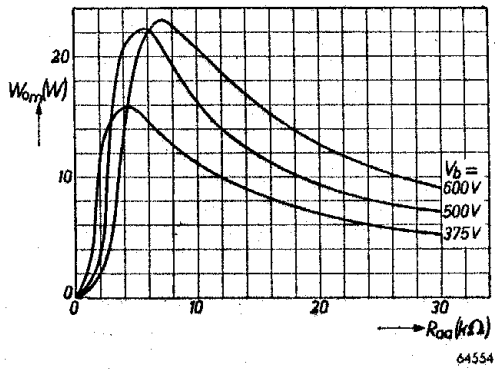


Abb. 155. W_{om} als Funktion von R_{aa} für zwei als Trioden geschaltete Röhren EL 34, in Klasse AB, für V_b = 375 V, 500 V und 600 V.

Im Abb. 155 sind die Ergebnisse dargestellt, die an 2 als Trioden geschalteten Röhren EL 34 für Klasse AB-Aussteuerung gemessen wurden, und zwar bei Speisespannungen V_b = 375 V, 500 V und 600 V.

Diese Kurven haben den berechneten Verlauf; es zeigt sich zugleich, daß z.B. für $R_{aa} = 3\ k\Omega$ die Ausgangsleistung für V_b = 375 V größer ist als für V_b = 600 V infolge der Beschränkung durch die maximal zulässige Anodenverlustleistung.

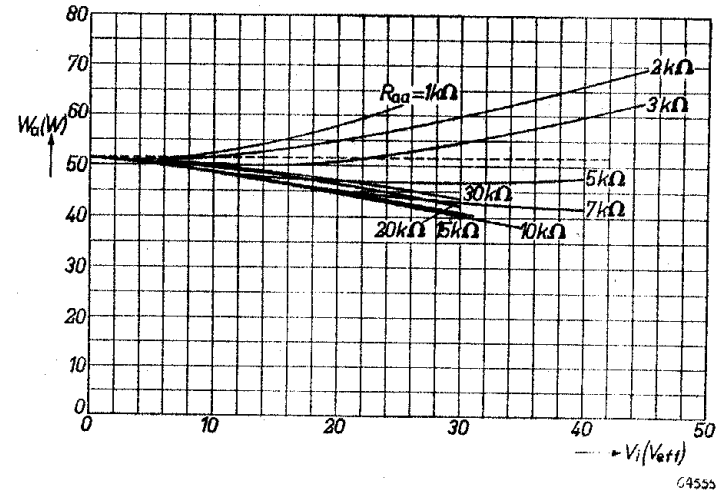


Abb. 156. W_a als Funktion der Gitterwechselspannung für einige Werte des Belastungswiderstandes, für zwei als Trioden geschaltete Röhren EL 34, in Klasse AB, für V_b = 600 V.

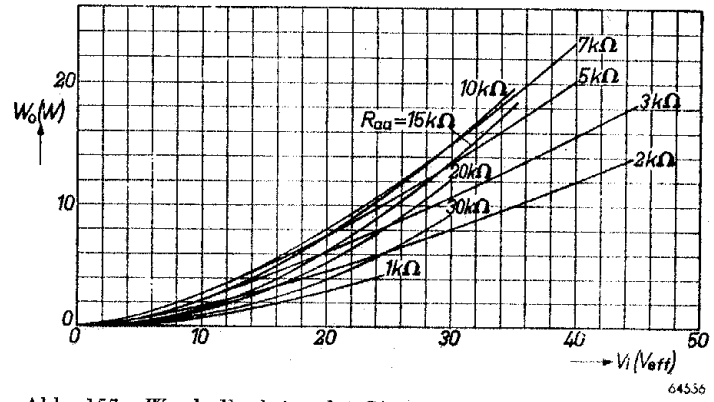


Abb. 157. W_o als Funktion der Gitterwechselspannung für einige Werte von R_{aa} für zwei als Trioden geschaltete Röhren EL 34, in Klasse AB, für V_b = 600 V.

Dies ist auch deutlich aus Abb. 156 zu ersehen, in der W_a als Funktion der Gitterwechselspannung wiedergegeben ist. Für $R_{aa} = 3\ k\Omega$ beträgt die zulässige Gitterwechselspannung 22 V_{eff}, während sie für $R_{aa} = 6\ k\Omega$ etwa 38 bis 40 V_{eff} beträgt.

Aus dieser Abbildung und aus Abb. 157, in der W_o als Funktion der Gitterwechselspannung wiedergegeben ist, ist ersichtlich, daß für die größeren Belastungswiderstände (z.B. 10 und 15 $k\Omega$) die Röhre nicht voll ausgesteuert wird.