IV. VERGLEICH DER VERSCHIEDENEN KLASSEN ENDVERSTÄRKUNG FÜR TRIODEN UND PENTODEN

In den vorigen Paragraphen haben wir ausführlich die Einstellungen für verschiedene Klassen Endverstärkung untersucht. Es ist nun sehr nützlich, die verschiedenen Endstufen noch einmal miteinander zu vergleichen. Um auch einen Vergleich zwischen Trioden und Pentoden vornehmen zu können, stellt man sich am besten vor, man erhalte die Triode dadurch, daß man das Schirmgitter und die Anode einer Pentode für Wechselspannung (und eventuell für Gleichspannung) miteinander verbindet.

Um vergleichbare Größen zu erhalten, ist alles in universalem Maßstab aufgetragen. Als Daten für die Röhre sind die Anodenspannung V_b und der dazugehörende Wert des Anodenstromes I_{ao} für $V_g = 0$ angenommen (welcher Wert für eine Pentode durch den gewählten Wert der Schirmgitterspannung bestimmt wird).

Man stellt dann fest, daß die kennzeichnende Größe für die Röhre gegeben wird durch $$x = \sqrt{\frac{V_b\, I_{ao}}{W_{amax}}}.$$

Aus den Werten für eine Pentode erhält man nun für dieselben Werte der Schirmgitter- und der Anodenspannung die entsprechenden Größen für die gleichwertige Triode, nämlich V_b und I_{ao} (wobei vorausgesetzt wird, daß $I_{g2} \ll I_a$).

Die Ausgangsleistung kann charakterisiert werden durch die Größe
$$\frac{W_o\ (2\ \text{Röhren})}{W_{amax}\ (1\ \text{Röhre})}.$$
Für die Klassen A, AB und B sind nun, für Trioden bzw. Pentoden, die Ergebnisse in Abb. 158 wiedergegeben. Hieraus ergeben sich unmittelbar ein paar wichtige Schlußfolgerungen:

1. Bei niedrigen Spannungen ist die Ausgangsleistung einer Pentode, mit demselben gitterseitigen Aussteuerungsbereich und demselben Anodennullstrom wie bei einer Triode, 4mal größer.
2. Die maximale Leistung für eine Pentode kann bei einer viel niedrigeren Spannung verwirklicht werden als für eine Triode.

Als Beispiel wählen wir die Pentode EL 34.

Für $V_b = V_a = 250$ V, $V_{g2} = 250$ V beträgt, für zwei Röhren in Klasse A-Einstellung, die Ausgangsleistung 24 W. Die hierbei zugeführte Leistung beträgt dann 50 W.

Als Trioden geschaltet geben zwei Röhren bei $V_b = 350$ V eine Ausgangsleistung von etwa 12 W; bei einer zugeführten Leistung von 25 W, umgerechnet auf $V_b = 250$ V, wird dies
$$\left(\frac{250}{350}\right)^2 \times 12 = 6\ \text{W}.$$
Hieraus ersehen wir also, daß dieselbe Röhre als Pentode bei einer niedrigen Speisespannung eine etwa 4mal höhere Ausgangsleistung gibt als die Triode.

Als Pentode in Klasse AB finden wir, für $V_b = V_{g2} =$ ca. 330 V, eine Ausgangsleistung von ca. 37 W; vergleichen wir dies mit dem aus Abb. 158 Ermittelten, so müßten wir ca. 48 W bei $1{,}4 \times 250 = 350$ V erhalten.

Ist die Röhre als Triode geschaltet, so finden wir bei $V_b = 370$ V in Klasse AB etwa 16,5 W, was etwa 40% von dem ist, was die Pentoden maximal liefern konnten; aus dem Diagramm berechnen wir ca. 13 W.

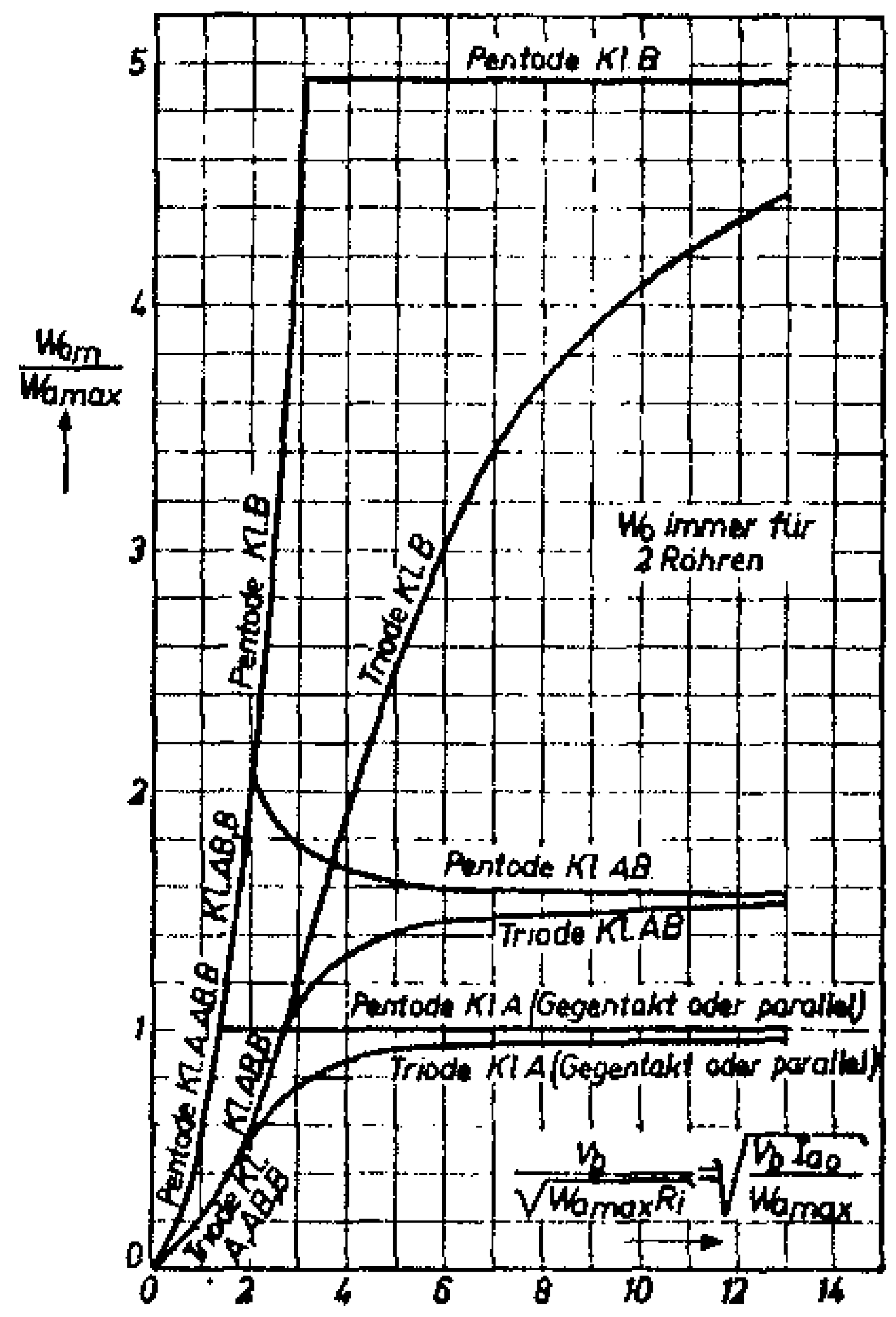

Abb. 158. $\frac{W_{om}\ (2\ \text{Röhren})}{W_{amax}\ (1\ \text{Röhre})}$ für 2 Pentoden und gleichwertige Trioden als Funktion von $\sqrt{\frac{V_b\, I_{ao}}{W_{amax}}}$, für Klasse A-, B- und AB-Einstellung.

Bei $V_b = 800$ V und $V_{g2} = 400$ V finden wir für Klasse B in Pentodenschaltung für 2 Röhren eine Ausgangsleistung von 108 W, was $4\frac{1}{2}$mal die Maximalleistung der Klasse A-Einstellung dieser Pentode ist.

Theoretisch finden wir hierfür ungefähr das 4,9fache.

Die Übereinstimmung zwischen den theoretischen und praktischen Ergebnissen hinsichtlich der Aussteuerung für die verschiedenen Klassen ist befriedigend.

Zusammenfassend könnten wir nun folgende Schlußfolgerungen bezüglich der Verwirklichung einer hohen Ausgangsleistung ziehen; auf die Verzerrung kommen wir noch ausführlich in B zurück.

a. Es ist vorteilhaft, was die Ausgangsleistung anbelangt, Pentoden zu benutzen.

b. Trotz der Nachteile, die einer Klasse B-Endstufe anhaften, stellt diese ein sehr einfaches Mittel zur Verwirklichung einer hohen Ausgangsleistung dar.

V. DOPPELTON-MÊTHODE

§ 1. Einleitung

Bis nun haben wir die verschiedenen Endstufen unter der Annahme beurteilt, daß sie mit *einer* sinusförmigen Spannung am Gitter gesteuert werden. Dies ist eine bequeme Methode, nach der Berechnungen und Messungen einfach ausgeführt werden können. Es ist jedoch die Frage, inwieweit eine solche Spannung charakteristisch ist für die Wiedergabe von Musik und Sprache, da sowohl in Musik als auch in Sprache selten ein rein sinusförmiger Ton allein hervorgebracht wird, sondern meistens eine Gesamtheit von verschiedenen Frequenzen.

Wir wollen deshalb zunächst einmal experimentell untersuchen, wie eine Endstufe, die entsprechend der Aussteuerung mit einer einzigen sinusförmigen Spannung eingestellt ist, sich bei Aussteuerung mit Musik und Sprache verhält.

Zu diesem Zweck bestimmen wir die mittleren und die Scheitelwerte von Anoden-, Schirmgitter- und Kathodenströmen, wenn eine Endstufe so mit Musik ausgesteuert wird, daß gerade bei den Scheitelwerten der Aussteuerung Gitterstrom fließt. Die Bestimmung der Scheitelwerte der Anoden-, Schirmgitter- und Kathodenströme geschieht mit Hilfe eines Oszillographen an einem Meßwiderstand, der in die Zuleitung zu der betreffenden Elektrode gelegt ist (siehe Abb. 159).

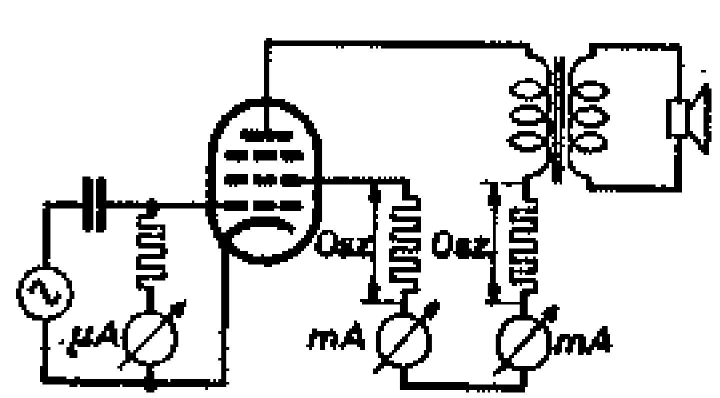

Abb. 159. Anordnung zur Messung des mittleren und des Scheitelwertes des Schirmgitter- und Anodenstromes einer Röhre bei Aussteuerung der Röhre mit Musik bis Gitterstromeinsatz.

Man kommt dann zu folgenden entscheidenden Ergebnissen:

I. Bei Klasse A-Aussteuerung ist der mittlere Anodenstrom nahezu unabhängig von der Aussteuerung und in Übereinstimmung mit dem mitgeteilten Wert; der Schirmgitterstrom bei voller Aussteuerung ist erheblich kleiner als der mitgeteilte Wert; die Spannung an dem Kathodenwiderstand ist nahezu unabhängig von der Aussteuerung.

II. Bei Klasse B-Aussteuerung ist der mittlere Anodenstrom bei voller Aussteuerung etwa 1,5mal kleiner als der mitgeteilte Wert; der Schirmgitterstrom ist unter denselben Bedingungen 2 bis 2,5mal kleiner.

III. Für Klasse AB-Aussteuerung ist bei Aussteuerung bis zum Gitterstromeinsatz die Spannung am Kathodenwiderstand beträchtlich kleiner, als angegeben wurde, während für Anoden- und Schirmgitterstrom dieselben Bemerkungen gelten wie unter II.
Im Fall einer Gegentaktendstufe mit Kathodenwiderstand, die bei Aussteuerung mit einer einzigen sinusförmigen Spannung eine B-Einstellung erhält, bemerkt man, daß es nicht gelingt, diese B-Einstellung bei Musikwiedergabe und Aussteuerung bis zum Gitterstromeinsatz zu verwirklichen.

Vergleichen wir die Stromwerte, die wir bei „Musikaussteuerung" einer Endstufe messen, mit jenen, die wir bei Aussteuerung einer Endröhre bis zum Gitterstromeinsatz mit zwei Wechselspannungen gleicher Amplitude, aber verschiedener Frequenz, erhalten, so stellen wir eine viel bessere Übereinstimmung der Ergebnisse fest.

Wiederholt man die Experimente mit drei Wechselspannungen von gleicher Amplitude, aber verschiedenen Frequenzen, bei Aussteuerung bis zum Gitterstromeinsatz, um Klasse B-Einstellung zu erhalten, so ergeben sich keine großen Unterschiede mehr gegenüber der Aussteuerung mit Musik.

Das Messen von Endröhren mit Hilfe mehrerer Frequenzen ist noch nicht genormt; in Amerika mißt man z.B. mit Hilfe zweier sinusförmiger Wechselspannungen von ungleicher Frequenz und einem Amplitudenverhältnis von 3 : 1.

Wir wollen nun ganz kurz noch einmal die Klasse A-, B- und AB-Endstufe betrachten, und zwar für den Fall, daß am Gitter der Endröhre zwei sinusförmige Spannungen verschiedener Frequenz, aber mit gleicher Amplitude, liegen.

§ 2. Klasse A-Endstufe

Bei dieser ist alles ziemlich einfach. Ist die Röhre auf einen Ruhestrom I_{amed} eingestellt, so sind die maximalen Amplituden beider Wechselströme gleich $\frac{I_{amed}}{2}$. Der richtige Anpassungswiderstand bleibt gleich demjenigen bei Aussteuerung mit *einer* Frequenz, da die totale maximale Amplitude durch Addition beider Amplituden gefunden wird.

Die maximale Ausgangsleistung für beide Frequenzen zusammen beträgt:

$$W_{om}(d) = 2 \times \tfrac{1}{2} \times \left(\frac{I_{amed}}{2}\right)^2 R_a = \tfrac{1}{4} I_{amed}^2 R_a, \quad \text{(VII A 138)}$$

gegenüber

$$W_{om}(e) = \tfrac{1}{2} I_{amed}^2 R_a \quad . \; . \; . \; . \quad \text{(VII A 139)}$$

bei Aussteuerung mit einer einfachen sinusförmigen Spannung.

Zunächst sei noch darauf hingewiesen, daß die maximale Anodenverlustleistung bei Gitterwechselspannung gleich Null auftritt.

Man sieht, daß bei Aussteuerung mit zwei gleichen sinusförmigen Spannungen die Ausgangsleistung halb so groß ist wie bei Aussteuerung mit einer einfachen sinusförmigen Spannung der doppelten Amplitude.

Da Begriffe wie 20 W-Verstärker, 5 W-Endleistung usw. bereits seit 20 bis 25 Jahren auf Einzeltonmessung gegründet sind, wird es schwierig, dieselben mit zwei Tönen gemessenen Verstärker usw. mit 10 W bzw. $2\frac{1}{2}$ W anzudeuten. Wir schlagen deshalb vor, die mit Doppelton (Zweiton) gemessene Leistung mit 2 zu multiplizieren und dann als den „Musikfaktor" zu bezeichnen das Verhältnis:

$$f = \frac{2\, W_o(d)}{W_o(e)} \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad \text{(VII A 140)}$$

Mit diesem Musikfaktor erhalten wir eine Vergleichsziffer zum Vergleich mit Ergebnissen, die zu der Aussteuerung mit einer einfachen sinusförmigen Spannung gehören.

Für die ideale Klasse A-Endstufe ist dieser Faktor $f = 1$.

Wir wollen nun auch diesen Faktor für Klasse B-Einstellung untersuchen, und zwar bei Aussteuerung einer Röhre mit gerader Kennlinie. In diesem Fall beträgt der Anodenwechselstrom für jede Frequenz $\frac{I_{ao}}{2}$; die Ausgangsleistung je Röhre ist gleich (für die beiden Frequenzen zusammen):

$$W_o(d) = 2 \times \tfrac{1}{4} \left(\tfrac{1}{2} I_{ao}\right)^2 R_a = \tfrac{1}{8}\; I_{ao}^2 R_a, \; . \; . \; . \quad \text{(VII A 141)}$$

während dies für die Aussteuerung mit einem einfachen Sinus beträgt:

$$W_o(e) = \tfrac{1}{4} I_{ao}^2 R_a \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad \text{(VII A 142)}$$

Für den „Musikfaktor" finden wir für eine Klasse B-Endstufe bei Aussteuerung einer Röhre mit gerader Kennlinie bei derselben Spannung ebenfalls $f = 1$; bei Röhren mit gekrümmter Kennlinie wird man einen Wert von f finden, der hiervon abweicht.

Es wird sich zeigen, daß bei einer Klasse B-Endstufe der mittlere Strom für Doppelton sich von dem für Einzelton unterscheidet; dementsprechend werden auch die zuzuführende Leistung, die Anodenverlustleistung usw. verschieden sein.

Es besteht offenbar ein wesentlicher Unterschied im Formfaktor (Verhältnis zwischen Mittelwert und Scheitelwert des Stromes) des Anodenstromes für eine Klasse B-Endstufe bei Aussteuerung mit *einer* sinusförmigen Wechselspannung oder mit zwei sinusförmigen Wechselspannungen.

Bei einer geraden i_a/v_g-Kennlinie haben wir bei der Klasse B-Endstufe berechnet, daß bei Aussteuerung mit einer sinusförmigen Wechselspannung der mittlere Anodenstrom je Röhre

$$\frac{I_{ao}}{\pi} = 0{,}318\, I_{ao} \text{ beträgt.}$$

Im folgenden Paragraphen wollen wir nun zunächst den mittleren Anodenstrom für Klasse B berechnen bei Aussteuerung mit zwei gleichen sinusförmigen Wechselspannungen für eine gerade i_a/v_g-Kennlinie.

§ 3. Bestimmung des mittleren Anodenstromes für eine Klasse B-Endstufe bei Aussteuerung mit zwei gleichen sinusförmigen Spannungen

Die Wechselspannung an dem Gitter beträgt:

$$v_g = \frac{V_{gp}}{2} \cos \omega_1 t + \frac{V_{gp}}{2} \cos \omega_2 t, \quad . \; . \; . \quad \text{(VII A 143)}$$

worin ω_1 und ω_2 die Kreisfrequenzen der beiden sinusförmigen Spannungen darstellen.

Der Augenblickswert des Anodenstromes der Röhre beträgt:

$$i_a = \frac{S}{2} V_{gp} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t),$$

solange $\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t > 0$.

Für den mittleren Anodenstrom finden wir somit:

$$I_{amed} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \frac{S}{2} V_{gp} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)\, dt,$$

für $\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t > 0$. . . . . . . (VII A 144)

(τ ist ein zunächst beliebig langes Zeitintervall; den mittleren Strom während desselben wollen wir bestimmen).

In Abb. 160*a* ist $\frac{S}{2} V_{gp} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$ als Funktion der Zeit dargestellt.

Die Fläche unterhalb ist gleich der Fläche oberhalb der Zeitachse, für eine längere Zeit gerechnet, da $\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t$ in bezug auf die Zeitachse eine symmetrische Funktion darstellt. Klappen wir den Teil unter der Achse um, so ergibt sich, daß die Fläche oberhalb der Achse gleich dem Doppelten des Integrals ist, das wir suchen (siehe Abb. 160*b*).

Nun ist die Fläche oberhalb der Achse jedoch gleich:

$$\int_0^\tau |\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t|\, dt.$$

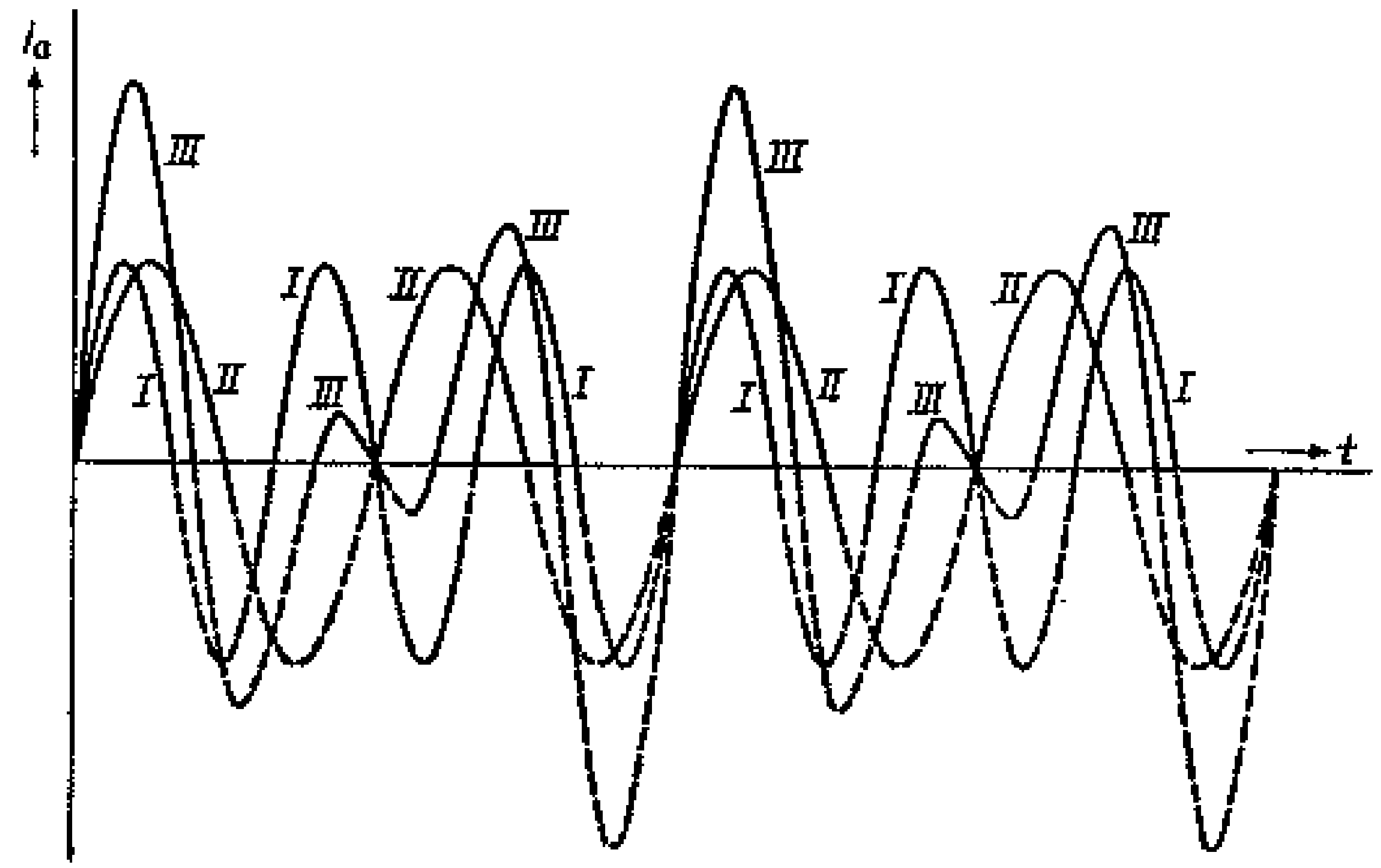

Abb. 160*a*.
I = Anodenstrom als Funktion der Zeit für eine Röhre mit gerader Kennlinie, wenn am Gitter eine sinusförmige Spannung wirksam ist.
II = idem, aber die Frequenz ist niedriger als sub I.
III = resultierender Anodenstrom, wenn beide Gitterwechselspannungen gleichzeitig am Gitter wirksam sind.

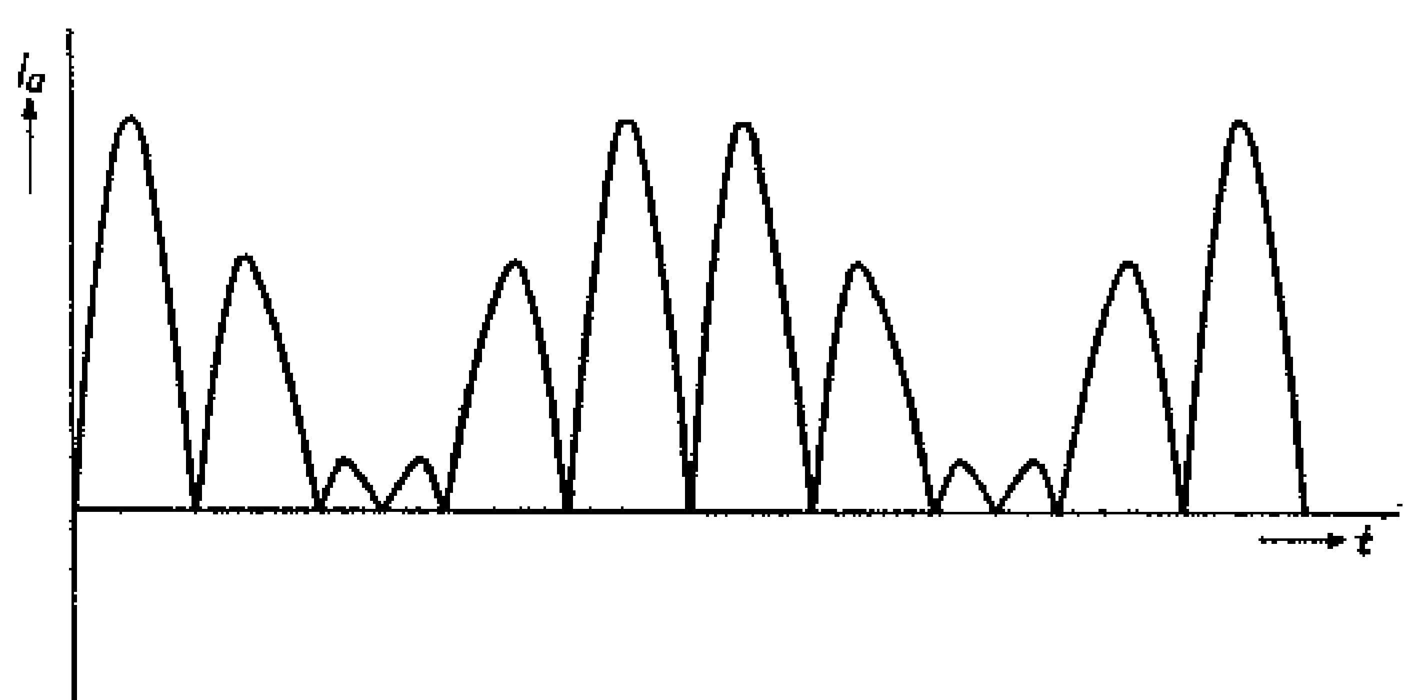

Abb. 160*b*. Die negativen Stromspitzen des Anodenstromes in Abb. 160*a* sub III sind in bezug auf die horizontale Achse gespiegelt.

Unser gesuchter mittlerer Strom ist somit gleich:

$$I_{amed} = \lim_{\tau=\infty} \frac{S V_{gv}}{2\tau} \int_0^\tau (\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)\, dt =$$

$$\lim_{\tau=\infty} \frac{S V_{go}}{4\tau} \int_0^\tau |\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t|\, dt,$$

wenn $\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t > 0$.

Nun ist:

$$|\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t| = 2\left|\cos\tfrac{1}{2}(\omega_1+\omega_2)t \times \cos\tfrac{1}{2}(\omega_1-\omega_2)t\right| =$$
$$= 2\left|\cos\tfrac{1}{2}(\omega_1+\omega_2)t\right|\left|\cos\tfrac{1}{2}(\omega_1-\omega_2)t\right|,$$

woraus folgt, daß:

$$I_{amed} = \lim_{\tau=\infty} \frac{S V_{gv}}{2\tau} \int_0^\tau \left|\cos\frac{(\omega_1+\omega_2)\,t}{2}\right| \left|\cos\frac{(\omega_1-\omega_2)}{2}\,t\right| dt.$$

Die Funktion $|\cos x|$ ist in einer Fourierschen Reihe zu entwickeln. Die Funktion $|\cos x|$ ist in Abb. 161 wiedergegeben.

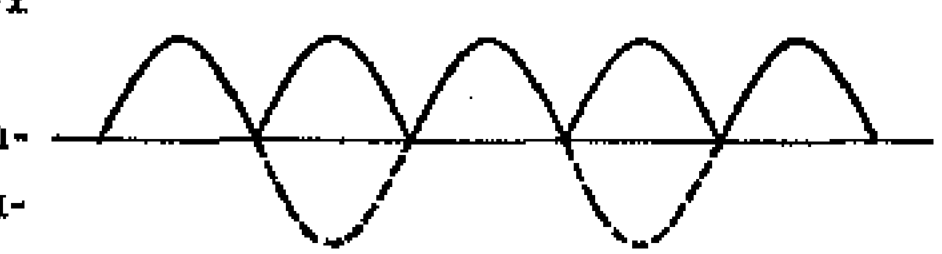

Abb. 161. Die voll ausgezogene Linie stellt die Funktion $|\cos x|$ dar, welche durch die Spiegelung der negativen Werte der Funktion $\cos x$ erhalten wurde.

Bekanntlich beträgt die Gleichstromkomponente in dieser Fourierschen Reihe $\frac{2}{\pi}$, und treten weiter nur Kosinusglieder auf, da die Funktion spiegelsymmetrisch ist in bezug auf $x = 0$. (Die Funktion ändert sich nämlich nicht in ihrem Wert, wenn x durch $-x$ ersetzt wird.)

Die Fourier-Entwicklung lautet:

$$|\cos x| = \frac{2}{\pi} + \sum_{n=1}^{n=\infty} A_n \cos nx \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 145)}$$

Für den mittleren Strom finden wir folglich:

$$I_{amed} = \lim_{\tau=\infty} \frac{S V_{gv}}{2\tau} \int_0^\tau \left\{\frac{2}{\pi} + \sum_{n=1}^{n=\infty} A_n \cos\frac{n}{2}(\omega_1+\omega_2)t\right\} \times$$
$$\times \left\{\frac{2}{\pi} + \sum_{m=1}^{m=\infty} B_m \cos\frac{m}{2}(\omega_1-\omega_2)t\right\} dt.$$

Es bieten sich uns also folgende Integrale dar:

a. $$\lim_{\tau=\infty} \frac{1}{\tau}\int_0^\tau \frac{4}{\pi^2}\, dt = \frac{4}{\pi^2},$$

b. $$\lim_{\tau=\infty} \frac{1}{\tau}\int_0^\tau \cos\frac{n}{2}(\omega_1 \pm \omega_2)\, t\, dt = \lim_{\tau=\infty} \left. \frac{2\sin\frac{n}{2}(\omega_1 \pm \omega_2) t}{\tau n(\omega_1 \pm \omega_2)} \right|_0^\tau =$$

$$= \lim_{\tau=\infty} \frac{2\sin\frac{n}{2}(\omega_1 \pm \omega_2)\tau}{\tau n(\omega_1 \pm \omega_2)} = 0,$$

denn $\omega_1 \neq \omega_2$,

Ferner:

c. $$\lim_{\tau=\infty} \frac{1}{\tau}\int_0^\tau \cos\frac{n}{2}(\omega_1 + \omega_2)\, t \cos\frac{m}{2}(\omega_1 - \omega_2)\, t\, dt.$$

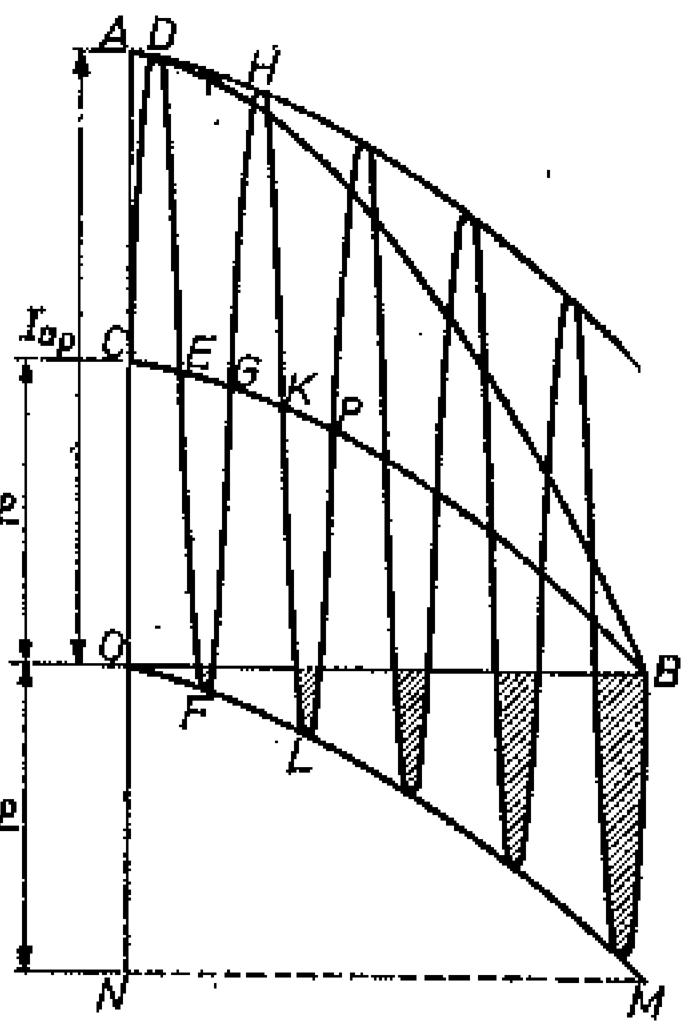

Abb. 162a.

$AB = I_{ap} \cos \omega_1 t$ für $0 < \omega_1 t < \frac{\pi}{2}$

$CB = \frac{I_{ap}}{2} \cos \omega_1 t$ für $0 < \omega_1 t < \frac{\pi}{2}$.

Der Funktion $\frac{I_{ap}}{2} \cos \omega_1 t$ wird eine Funktion

$\frac{I_{ap}}{2} \cos \omega_2 t \; (\omega_2 \gg \omega_1)$

überlagert.

Als Resultante erhält man die Funktion *CDEFGHKLP*.

Ist das Verhältnis der beiden Frequenzen sehr groß, so ist auch dieses letztere Ergebnis gleich Null.

In diesem Fall finden wir:

$$I_{amed} = \frac{2}{\pi^2} S V_{ap} = \frac{2}{\pi^2} I_{ap} = 0{,}203\, I_{ap}. \tag{VII A 146}$$

Hat das Verhältnis der Frequenzen einen einfachen Wert (2, 3, 4 ...), so findet man eine kleine Abweichung von diesem Wert; wir gehen hierauf nicht näher ein.

Dieses Ergebnis läßt sich auch mit guter Näherung auf folgende übersichtliche Weise erhalten.

Die Linie *AB* stellt einen Teil des Anodenstromes in der Größe von I_{ap} dar, bei Aussteuerung mit einer einfachen sinusförmigen Spannung (siehe Abb. 162*a*).

Als Maß für den mittleren Strom gilt die Fläche *OBA*. Die Situation ist nur für $\frac{1}{4}$ Periode gegeben; die Figur ist symmetrisch in bezug auf *OA*, und in der vorhergehenden und folgenden Halbperiode führt die Röhre keinen Strom (Klasse B-Aussteuerung); für den mittleren Wert des Anodenstromes finden wir $\frac{I_{ap}}{\pi}$.

Beim Aussteuern mit 2 sinusförmigen Spannungen nehmen wir an, daß die Frequenz der einen beträchtlich größer ist als die der anderen. Der Verlauf des Anodenstromes wird durch die Figur *CDEFGH* oberhalb der Zeitachse *OB* gegeben.

Die von dieser Figur eingeschlossene Fläche oberhalb der Zeitachse bildet ein Maß für den mittleren Anodenstrom. Die gesamte von dieser Figur eingeschlossene Fläche ist gleich der Fläche von *OCBM*, da Fläche *CED* = Fläche *EFG*, Fläche *GKH* = Fläche *KPL* usw. und ist gleich $\frac{I_{ap}}{2\pi}$.

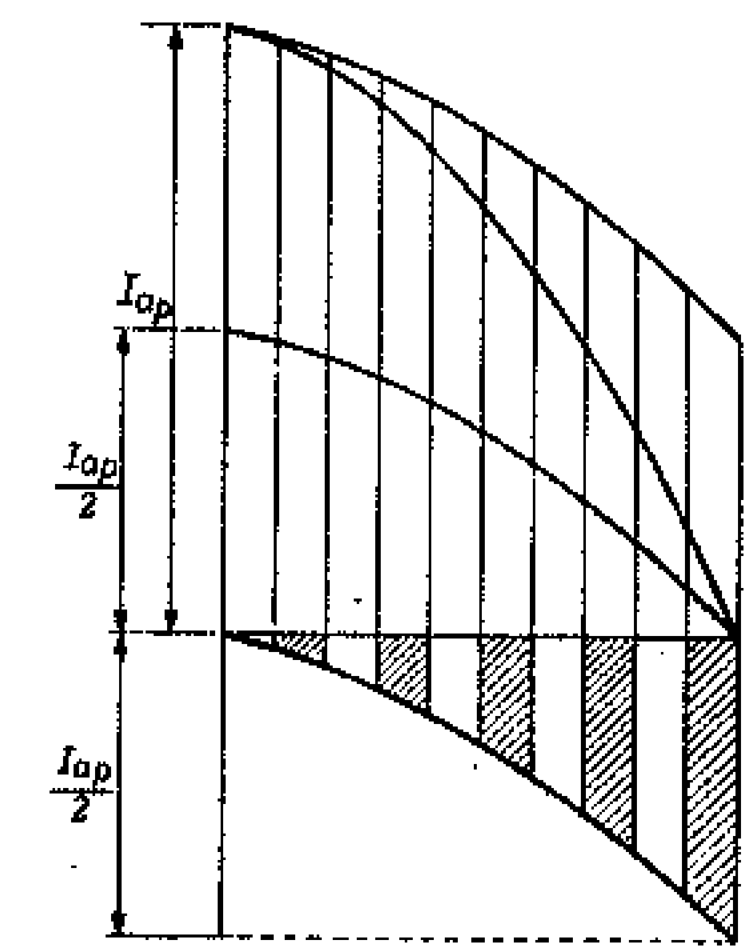

Abb. 162*b*. Der Funktion $\frac{I_{ap}}{2} \cos \omega_1 t$ wird nun eine blockförmige Zeitfunktion überlagert.

Nun stellt diese ganze Fläche jedoch nicht den gesamten mittleren Strom dar; es müssen zu ihr noch die schraffierten Flächenteile unter der Achse hinzugefügt werden. Diese schraffierten Stücke setzen wir näherungsweise gleich der Hälfte der Fläche *OMB*. Exakt wird diese Näherung, wenn wir der sinusförmigen Spannung eine rein blockförmige Spannung überlagern (siehe Abb. 162*b*).

Nun ist

$$\text{Fläche } OMB = \text{Fläche } ONMB - \text{Fläche } ONM = \text{Rechteck} - \text{Sinus}.$$

Der mittlere Wert der schraffierten Abschnitte ist gleich:

$$\underset{\text{Klasse B}}{\tfrac{1}{2}\downarrow}\left[\frac{I_{ap}}{2} - \frac{2}{\pi}\frac{I_{ap}}{2}\right]\underset{\substack{\text{schraffierte}\\ \text{Hälfte}}}{\tfrac{1}{2}\downarrow} = \frac{I_{ap}}{8} - \frac{I_{ap}}{4\pi}.$$

Insgesamt finden wir also:

$$I_{amed} = I_{ap}\left(\frac{1}{4\pi} + \frac{1}{8}\right) = (0{,}0795 + 0{,}125)\, I_{ap} = 0{,}205\, I_{ap}.$$

Dieser Näherungswert stimmt gut mit dem exakt abgeleiteten Wert überein.

§ 4. Bedingungen für Klasse B-Endstufe bei Aussteuerung mit zwei sinusförmigen Spannungen gleicher Amplitude

Wir haben für Klasse B-Verstärker abgeleitet, daß die Anodenverlustleistung als Funktion der Gitterwechselspannung bei Aussteuerung mit einer einzigen sinusförmigen Spannung ein Maximum aufweist, und weiter im Zusammenhang damit die maximal durch eine Klasse B abzugebende Endleistung beträgt:

$$W_{omax} = 4{,}93\ W_{amax}\ \ldots\ldots \qquad \text{(VII A 46)}$$

Wir wollen in diesem Paragraphen das Verhalten einer Klasse B-Endstufe bei Aussteuerung mit zwei sinusförmigen Spannungen einmal näher untersuchen.

Der mittlere Strom für eine Anodenstromamplitude aI_{ap} beträgt:

$$I_{amed} = \frac{2}{\pi^2}\, aI_{ap}.\ \ldots\ldots\ldots \qquad \text{(VII A 147)}$$

Für einen Anpassungswiderstand R_a je Röhre finden wir dann für die Ausgangsleistung je Röhre:

$$2 \times \tfrac{1}{2}\,(\tfrac{1}{2}a\, I_{ap})^2\, R_a;$$

für 2 Röhren zusammen folglich:

$$W_o = \tfrac{1}{2}\, a^2\, I_{ap}^2\, R_a.$$

Falls $I_{ap} = I_{ao}$, ist für eine Pentode die Ausgangsleistung maximal, wenn $I_{ap}\, R_a = V_b$, also:

$$W_o\,(d) = \tfrac{1}{2}\, I_{ao}\, V_b\ \ldots\ldots\ldots \qquad \text{(VII A 148)}$$

Für eine Anodenstromamplitude aI_{ao} ist die Anodenverlustleistung

$$W_a = \frac{4}{\pi^2}\ aI_{ao}\, V_b - \tfrac{1}{2}\, a^2\, I_{ao}\, V_b\ \ldots \qquad \text{(VII A 149)}$$

Diese Funktion hat ein Maximum für:

$$\frac{\partial W_a}{\partial a} = \frac{4}{\pi^2}\, I_{ao}\, V_b - \frac{a}{2}\, I_{ao}\, V_b = 0,$$

d.h. $a = \dfrac{8}{\pi^2}$.

Die Anodenverlustleistung beträgt dann:

$$W_a\,(\text{opt}) = \frac{32}{\pi^4}\, I_{ao}\, V_b - \frac{16}{\pi^4}\, I_{ao}\, V_b = \frac{16}{\pi^4}\, I_{ao}\, V_b.$$

Dieser Betrag muß kleiner bleiben als die maximal zulässige Anodenverlustleistung der Röhre, d.h.:

$$\frac{16}{\pi^4}\, I_{ao}\, V_{bmax} < 2\, W_{amax},\ \text{oder:}$$

$$V_{bmax} < \frac{\pi^4}{8}\, \frac{W_{amax}}{I_{ao}} \sim 12{,}5\, \frac{W_{amax}}{I_{ao}}\ \ldots \qquad \text{(VII A 150)}$$

Der Verlauf der Ausgangsleistung W_o, der zugeführten Leistung W_b und der Anodenverlustleistung W_a als Funktion des Aussteuerungsfaktors $a\left(=\dfrac{I_{ap}}{I_{ao}}\right)$ ist in Abb. 163 wiedergegeben.

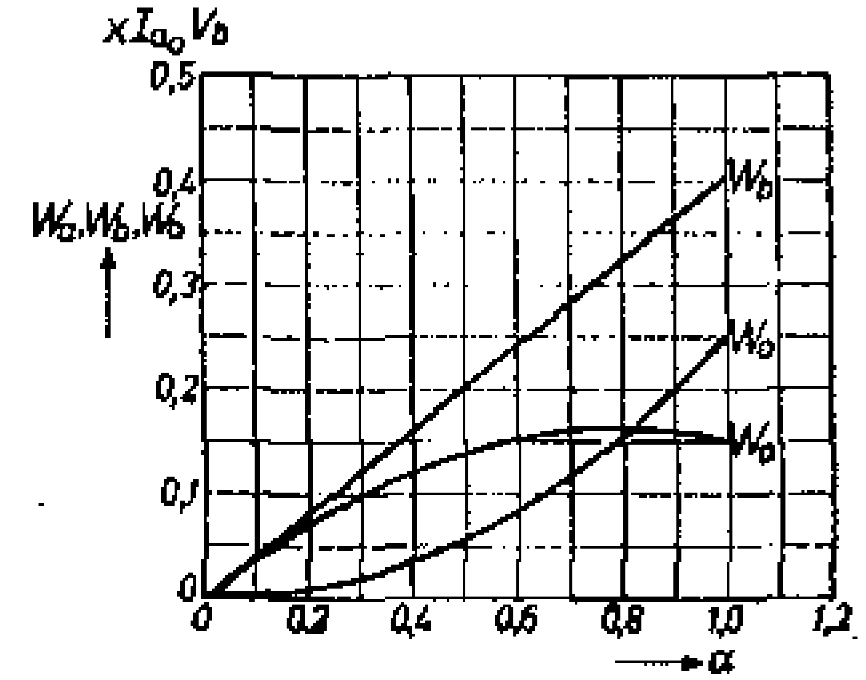

Abb. 163. W_o, W_b und W_a als Funktion von $a\left(=\dfrac{I_{ap}}{I_{ao}}\right)$ für die Aussteuerung einer Klasse B-Endstufe, wenn an dem Gitter zwei gleiche sinusförmige Spannungen verschiedener Frequenz gleichzeitig wirksam sind.

Oberhalb der Speisespannung V_{bmax} können wir die Endstufe nicht voll aussteuern, weil dann die maximal zulässige Anodenverlustleistung de Röhre überschritten wird. Die Ausgangsleistung der Röhren zusammen beträgt bei dieser Spannung:

$$W_{omax}\,(d) = \tfrac{1}{2}\, I_{ao}\, V_{bmax} =$$

$$= \frac{\pi^4}{32}\, W_{amax} = 3{,}1\, W_{amax}. \qquad \text{(VII A 151)}$$

Zur Durchführung eines Vergleiches zwischen der *maximalen* Ausgangsleistung bei Aussteuerung mit einem einzigen und der bei Aussteuerung mit einem doppelten Ton führen wir den Begriff „maximaler Musikfaktor" ein:

$$f_{max} = \frac{2\, W_{omax}\,(d)}{W_{omax}\,(e)} = \frac{6{,}2}{4{,}92} = 1{,}26\ \ldots \qquad \text{(VII A 152)}$$

Hieraus können wir den Schluß ziehen, daß eine Klasse B-Endstufe für Musikwiedergabe bis zu einer Speisespannung benutzt werden kann, die etwa 1,26mal höher liegt als diejenige, welche man aus der üblichen Theorie für Aussteuerung mit einer einfachen sinusförmigen Wechselspannung ermittelt, da die Musikwiedergabe den Bedingungen besser entspricht, die man bei Aussteuerung mit zwei gleichen sinusförmigen Spannungen erhält.

§ 5. Bedingungen einer Klasse AB-Endstufe bei Aussteuerung mit zwei sinusförmigen Spannungen gleicher Amplitude

Es leuchtet ein, daß der Kathodenwiderstand einer Klasse AB-Endstufe bei Aussteuerung mit zwei Tönen verschieden ist von dem für Aussteuerung mit nur einem Ton, da in beiden Fällen die mittleren Ströme verschieden sind.

Wir wollen nun zuerst den Kathodenwiderstand, den Ruhestrom und die negative Vorspannung im Ruhepunkt bestimmen.

Für den Ruhezustand gilt:

$$\frac{I_{amedo}}{I_{ao}} = 1 - \frac{V_{gmedo}}{V_{go}} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 153)}$$

und

$$2\, I_{amedo}\, R_k = V_{gmedo} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 154)}$$

Bei voller Aussteuerung mit zwei gleichen sinusförmigen Spannungen gilt:

$$\frac{4}{\pi^2}\, I_{ao}\, R_k = V_{go} = \frac{I_{ao}}{S}, \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 155)}$$

woraus folgt:

$$SR_k = \frac{\pi^2}{4} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 156)}$$

$$\left(\text{für Einzelton } SR_k = \frac{\pi}{2} \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 92a)}\right)$$

Wir erhalten dann:

$$\frac{\pi^2}{2}\,\frac{I_{amedo}}{S} = V_{gmedo} = V_{go} - \frac{V_{go}\, I_{amedo}}{I_{ao}} = \frac{I_{ao}}{S} - \frac{I_{amedo}}{S},$$

oder

$$I_{amedo} = \frac{2\, I_{ao}}{\pi^2 + 2} \approx 0{,}169\, I_{ao}, \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 157)}$$

(für Einzelton $I_{amedo} \cong \frac{1}{4} I_{ao}$) (VII A 94a)

und

$$\frac{V_{gmedo}}{V_{go}} = 1 - \frac{2}{\pi^2 + 2} = 0{,}831 \quad \ldots \quad \text{(VII A 158)}$$

$$\left(\text{für Einzelton } \frac{V_{gmedo}}{V_{go}} = \frac{3}{4}\right) \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 93a)}$$

Ohne Signal ist die negative Vorspannung bei einer Klasse AB-Endstufe, wenn eine Einstellung entsprechend einer Aussteuerung mit zwei gleichen sinusförmigen Wechselspannungen vorliegt, größer als bei Aussteuerung mit einer einzigen Wechselspannung.

Das Verhältnis zwischen dem Ruhestrom und dem mittleren Strom bei voller Aussteuerung beträgt:

$$\frac{I_{amed}\,(V_g = V_{go})}{I_{amed}\,(V_g = 0)} = \frac{\dfrac{2}{\pi^2}}{\dfrac{2}{\pi^2 + 2}} = \frac{\pi^2 + 2}{\pi^2} = 1 + \frac{2}{\pi^2} = 1{,}20\times.$$

(Für Einzelton betrug dieses Verhältnis 1,32 ×.)

Wir wollen nun die Ausgangsleistung und die Anodenverlustleistung dieser Klasse AB-Endstufe für einige Werte der Gitterwechselspannung bestimmen.

Für die Anodenverlustleistung für die beiden Röhren zusammen finden wir im Ruhezustand:

$$W_{ao} = \frac{4}{\pi^2 + 2}\, I_{ao}\, V_b = 0{,}338\, I_{ao}\, V_b \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 159)}$$

(für Einzelton 0,485 $I_{ao}\, V_b$).

Für Wechselspannungen, die kleiner sind als $V_{gp} < 0{,}169\, V_{go}$, haben wir Klasse A-Einstellung, für größere Wechselspannungen Klasse AB.

Wir bestimmen nun weiter die Ausgangsleistung bei Aussteuerung der Röhre bis zum Gitterstromeinsatz.

Die Wechselstromamplitude beträgt für jede der beiden Frequenzen $\frac{I_{ao}}{2}$, bei einem Belastungswiderstand R_a je Röhre wird also für jede der beiden Frequenzen eine Leistung von $\frac{1}{8}\, I_{ao}^2\, R_a$ abgegeben; und für die gesamte Ausgangsleistung gilt:

$$W_o\,(d) = \frac{1}{4}\, I_{ao}^2\, R_a. \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 148)}$$

Für die Anodenverlustleistung bei voller Aussteuerung findet man dann:

$$W_a\,(d) = \frac{4}{\pi^2}\, I_{ao}\, V_b - \frac{1}{4}\, I_{ao}^2\, R_a. \quad \ldots\ldots \quad \text{(VII A 160)}$$

Wir wollen nun bestimmen, wann W_o seinen Höchstwert besitzt. Dies ist der Fall, wenn $I_{ao}\, R_a = V_b$, d.h. die maximale Ausgangsleistung für die beiden Röhren $W_o = \frac{1}{4}\, I_{ao}\, V_b$ beträgt; die Anodenverlustleistung bei voller Aussteuerung beträgt folglich:

$$W_{am} = \left(\frac{4}{\pi^2} - \frac{1}{4}\right) I_{ao}\, V_b = 0{,}155\, I_{ao}\, V_b \quad \ldots \quad \text{(VII A 161)}$$

(für Einzelton $W_o = 0{,}136\, I_{ao}\, V_b$). . . . . (VII A 105)

Beim Übergang vom A- in das AB-Gebiet ist die Amplitude des Anodenstromes für jede der Frequenzen gleich

$$\frac{I_{ao}}{\pi^2 + 2} = 0{,}084\, I_{ao}.$$

Demzufolge beträgt die Ausgangsleistung:

$$\frac{I_{ao}^2}{(\pi^2+2)^2}\,\frac{4\, V_b}{I_{ao}} = \frac{4}{(\pi^2+2)^2}\, I_{ao}\, V_b = 0{,}0286\, I_{ao}\, V_b.$$

Die Anodenverlustleistung beträgt dann:

$$W_a = (0{,}338 - 0{,}0286)\, I_{ao}\, V_b = 0{,}31\, I_{ao}\, V_b.$$

Wie sich zeigt, tritt bei Aussteuerung einer Klasse AB-Endstufe mit dem günstigsten Anpassungswiderstand und mit zwei gleichen sinusförmigen Spannungen die größte Anodenverlustleistung im Ruhezustand auf.

Wir wollen nun untersuchen, inwieweit wir die maximal abzugebende Leistung durch Erhöhung der Speisespannung erhöhen können.

Dem ist durch die maximal zulässige Anodenverlustleistung der Röhre eine Grenze gesetzt.

Wir finden:

$$V_{bmax} = \frac{\pi^2 + 2}{2}\,\frac{W_{amax}}{I_{ao}} \sim 5{,}93\,\frac{W_{amax}}{I_{ao}} \quad \ldots \ldots \quad \text{(VII A 162)}$$

$\left(\text{Einzelton } \frac{4\, W_{amax}}{I_{ao}}\right)$.

Für die maximale Ausgangsleistung findet man dann:

$$W_{omax} = \tfrac{1}{4}\, I_{ao} \times 5{,}93\,\frac{W_{amax}}{I_{ao}} = 1{,}48\, W_{amax} \quad \ldots \quad \text{(VII A 163)}$$

Für den maximalen Musikfaktor finden wir:

$$f_{max} = \frac{2\, W_{omax}\,(d)}{W_{amax}\,(e)} = 1{,}43.$$

Die maximal abzugebende Leistung liegt bei einer Klasse AB-Einstellung auch für Doppelton, bei einem sehr genau bestimmten Wert der Speisespannung V_{bmax}.

Bei Erhöhung der Speisespannung über V_{bmax} hinaus nimmt die von der Röhre abzugebende Ausgangsleistung wieder ab.

Ebenso wie sich das bei einer Klasse B-Endstufe zeigte, kann eine AB-Endstufe für Musikwiedergabe bei einer etwa $1\frac{1}{2}$mal höheren Speisespannung benutzt werden, als aus der Theorie für Aussteuerung mit einer einfachen sinusförmigen Gitterwechselspannung zu schließen wäre.

Wir wollen darauf hinweisen, daß ein nach dem Doppeltonprinzip eingestellter Verstärker bei voller Aussteuerung mit einer einfachen sinusförmigen Spannung überlastet werden kann. Man stelle also Meßverstärker für einen einfachen Ton nicht nach dem Doppeltonprinzip ein.