



„MINIWATT“
EMPFÄNGER-
RÖHREN

VERSTÄRKER-
RÖHREN

GLEICHRICHTER
RÖHREN

REGULATOR
RÖHREN

ÖLKONDEN-
SATOREN

ELEKTROLYT-
KONDENSATOREN

N. F. TRANS-
FORMATOREN

LAUTSPRECHER-
SYSTEME

WIDERSTÄNDE

Verzerrung und Ausgangs-
leistung bei Endröhren.

Verzerrung und Ausgangsleistung bei Endröhren

Zum Vergleich verschiedener Endröhren miteinander ist die Möglichkeit zur Bestimmung der Ausgangsleistung bei gegebenen Verzerrungswerten von Bedeutung. Diese Bestimmung kann auf graphischem Wege oder durch Messungen ausgeführt werden, und im folgenden werden einige Verfahren mit ihren Eigenschaften näher beschrieben.

Graphische Bestimmung.

Trioden.

Das Verfahren, das auf dem Verhältnis 9/11 beruht, ist für Trioden unzweifelhaft das einfachste und bekannteste. Das genannte Verhältnis wird folgendermassen gefunden.

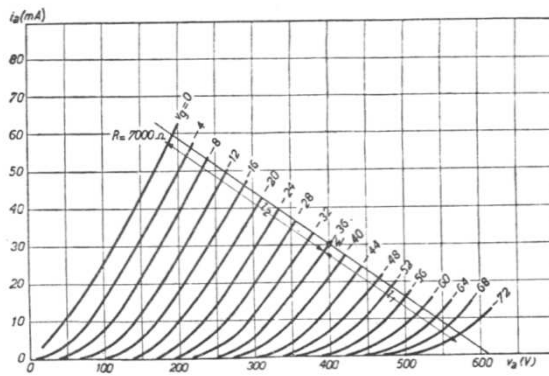


Abb. 1

Ausgangspunkt sind die I_a-V_a -Kurven, die in Abb. 1 für eine bestimmte Röhre dargestellt sind. W ist der normale Arbeitspunkt, durch den eine einem Belastungswiderstand ($R_a = t_g \alpha$) entsprechende Gerade gezogen ist. Trägt man die Punkte dieser Linie mit I_a und V_g als Koordinaten auf, so ergibt sich die dynamische Kennlinie für den bewussten Belastungswiderstand (Abb. 2).

Es hat sich herausgestellt, dass bei Verzerrungen von 10% und weniger hauptsächlich die zweite Harmonische auftritt. In dem Falle lässt sich die dynamische Kennlinie bei Verlegung des Ursprunges auf den normalen Arbeitspunkt v_{g0} darstellen durch:

$$i_a = i_o + av_g + \beta v_g^2 \dots \dots \dots (1)$$

Für eine sinusförmige Spannung am Gitter ist beispielweise $v_g = v_{gm} \cos \omega t$, so dass $i_a = i_o + av_{gm} \cos \omega t + \beta v_{gm}^2 \cos^2 \omega t$ oder

$$i_a = i_o + \frac{1}{2} \beta v_{gm}^2 + av_{gm} \cos \omega t + \frac{1}{2} \beta v_{gm}^2 \cos 2 \omega t.$$

Der zweite Ausdruck ($\frac{1}{2} \beta v_{gm}^2$) bezeichnet die Zunahme des Anodengleichstromes; die Amplitude der zweiten Harmonischen ist gleich $\frac{1}{2} \beta v_{gm}^2$, so dass die durch die zweite Harmonische hervorgerufene Verzerrung dargestellt werden kann durch

$$d_2 = \frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{2} \frac{\beta v_{gm}^2}{av_{gm}} \dots \dots \dots (2)$$

Daraus müssen a und β eliminiert werden, und es werden eingeführt:

i_{max} = der Anodenstrom, der bei $+v_{gm}$ auftritt,

i_{min} = der Anodenstrom, der bei $-v_{gm}$ auftritt.

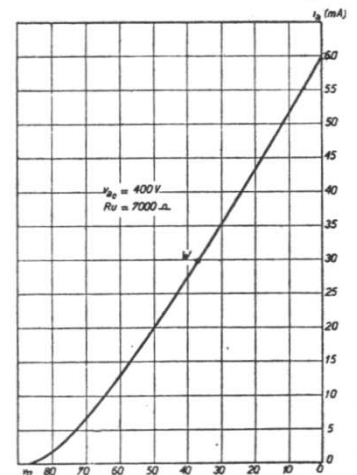


Abb. 2

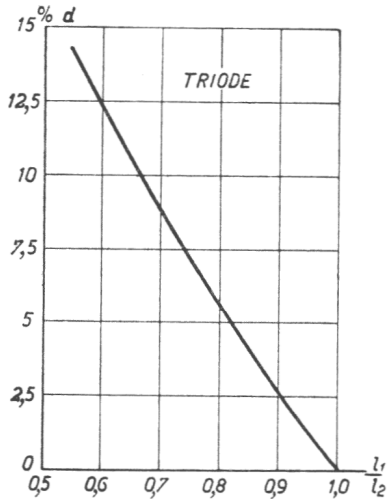


Abb. 3

Aus (1) folgt, dass

$$i_{max} = i_o + \alpha v_{gm} + \beta v_{gm}^2$$

$$\text{und } i_{min} = i_o - \alpha v_{gm} + \beta v_{gm}^2$$

oder

$$\alpha v_{gm} = \frac{1}{2} (i_{max} - i_{min})$$

$$\beta v_{gm}^2 = \frac{1}{2} (i_{max} + i_{min} - 2i_o)$$

so dass

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{i_{max} + i_{min} - 2i_o}{i_{max} - i_{min}}$$

Dies kann auch folgendermassen geschrieben werden:

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{(i_{max} - i_o) - (i_o - i_{min})}{(i_{max} - i_o) + (i_o - i_{min})}$$

und mit Hilfe der Abb. 1:

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{l_2 - l_1}{l_2 + l_1}$$

oder

$$d_2 = \frac{1}{2} \frac{1 - \frac{l_1}{l_2}}{1 + \frac{l_1}{l_2}} \dots \dots \dots (3)$$

Demnach ist die Verzerrung gegeben durch das Verhältnis $\frac{l_1}{l_2}$; aus Abb. 3 kann für jeden Wert dieses Verhältnisses die Verzerrung unmittelbar abgelesen werden.

Beträgt die Verzerrung 5%, so ist das Verhältnis $\frac{l_1}{l_2} = \frac{9}{11}$, auf dem das folgende bekannte Verfahren zur Bestimmung des günstigsten Belastungswiderstandes beruht.

Es wird davon ausgegangen, dass kein Gitterstrom auftreten darf; die Amplitude der Gitterwechselspannung kann also im Höchsthalle der negativen Gittervorspannung etwa gleich werden. Bei direkt geheizten Röhren mit gleichstromgespeistem Heizfaden ist die zulässige Amplitude ein wenig grösser, für direkt geheizte Wechselstromröhren ein wenig kleiner.

Ist die Amplitude = v_{go} , so schwankt die Gittervorspannung von 0 bis $-2v_{go}$. Man zieht nun durch den Arbeitspunkt W eine Linie, von der die Kurven $v_g = 0$ und $v_g = -2v_{go}$ Strecken im Verhältnis von 11 : 9 abschneiden; dies ist ohne weiteres möglich, wenn man eine Messlatte mit zwei von der Mitte ausgehenden Teilungen benutzt, deren rechte Skalenlänge $\frac{9}{11}$ von der linken Skalenlänge beträgt.

Aus der Neigung der Linie folgt der Belastungswiderstand, und die Ausgangsleistung wird sehr annähernd bestimmt durch:

$$W = \frac{1}{8} (i_{max} - i_{min})^2 r \dots \dots \dots (4)$$

oder

$$W = \frac{1}{8} (v_{max} - v_{min})^2 \frac{1}{r} \dots \dots \dots (5)$$

oder

$$W = \frac{1}{8} (i_{max} - i_{min}) (v_{max} - v_{min}) \dots \dots \dots (6)$$



Pent h o d e n.

Die bei Penthoden auftretende Verzerrung rührt nicht zur Hauptsache von der zweiten Harmonischen her, so dass Gleichung (1) nicht gilt und obiges Verfahren hier unbrauchbar ist. Wohl aber kann man für Penthoden Ähnliches ableiten.

In Abb. 4 sind die I_a-V_a -Kennlinien für eine bestimmte Penthode gezeichnet; W ist der Arbeitspunkt. Wie bei Trioden, kann man auch hier durch W eine Gerade ziehen, die einem bestimmten Belastungswiderstand entspricht, und davon eine dynamische Kennlinie ableiten (Abb. 5).

Nun hat es sich gezeigt, dass bei Penthoden unter Voraussetzung des günstigsten Belastungswiderstandes und mässiger Verzerrung namentlich die dritte Harmonische auftritt. Dies bedeutet, dass die dynamische Kennlinie für diesen Widerstand gegen den Arbeitspunkt nahezu symmetrisch verläuft. Es lässt sich diese dynamische Kennlinie also darstellen durch

$$i_a = i_o + av_g + \gamma v_g^3 \dots \dots \dots (7)$$

Ist $v_g = v_{gm} \cos \omega t$, so wird

$$i_a = i_o + (av_{gm} + \frac{3}{4} \gamma v_{gm}^3) \cos \omega t + \frac{1}{4} \gamma v_{gm}^3 \cos 3 \omega t,$$

so dass die durch die dritte Harmonische verursachte Verzerrung gleich ist:

$$d_3 = \frac{\frac{1}{4} \gamma v_{gm}^3}{av_{gm} + \frac{3}{4} \gamma v_{gm}^3}$$

Jetzt wird eingeführt i_{max} bei $v_g = v_{gm}$
 i_1 bei $v_g = \frac{1}{2} v_{gm}$

Aus (7) folgt:

$$i_{max} = i_o + av_{gm} + \gamma v_{gm}^3$$

$$i_1 = i_o + \frac{1}{2} av_{gm} + \frac{1}{8} \gamma v_{gm}^3$$

oder

$$av_{gm} = \frac{1}{3} (8i_1 - 7i_o - i_{max})$$

$$\gamma v_{gm}^3 = -\frac{4}{3} (2i_1 - i_o - i_{max}).$$

Setzt man dies in den Ausdruck für die Verzerrung ein, so folgt nach Vereinfachung:

$$d_3 = -\frac{1}{2} \frac{(i_1 - i_o) - (i_{max} - i_1)}{2(i_1 - i_o) + (i_{max} - i_1)}$$

Das Minuszeichen besagt, dass die Amplitude der dritten Harmonischen derjenigen der Grundfrequenz entgegengesetzt ist (so dass eine Ablflachung der Scheitel entsteht) und hat für den absoluten Wert der Verzerrung keine Bedeutung.

Mit Hilfe der Abb. 4 findet man:

$$d_3 = \frac{1}{2} \frac{1 - \frac{l_1}{l_2}}{1 + 2 \frac{l_1}{l_2}} \dots \dots \dots (8)$$

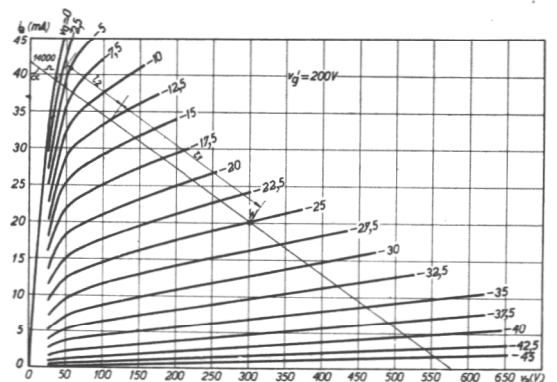


Abb. 4

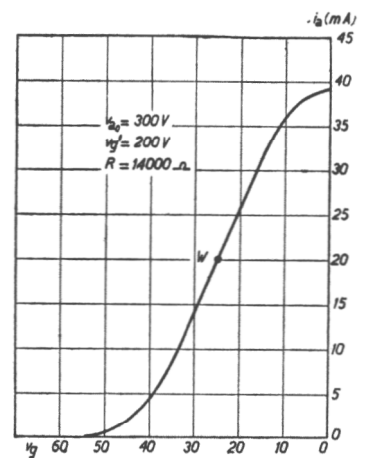


Abb. 5



Der Unterschied gegen Gleichung (3) für Trioden liegt nur im Faktor 2 im Nenner. Gleichung (8) gilt nur, wenn die dynamische Kennlinie eine reine Kurve der dritten Potenz ist; es darf also keine zweite Harmonische vorhanden sein, d.h., die Kurven für $v_g = -v_{g0} - v_{gm}$

und für $v_g = -v_{g0} + v_{gm}$ müssen von der Belastungslinie gleich grosse Strecken abschneiden.

Auch für Penthoden kann also in diesem genauer bestimmten Fall, in dem keine zweite Harmonische auftritt, die Verzerrung aus dem Verhältnis zweier Längen abgeleitet werden.

Aus Abb. 6 ist für jeden Wert von $\frac{l_1}{l_2}$ die Verzerrung unmittelbar abzulesen. Beträgt die Verzerrung 5%, so ist $\frac{l_1}{l_2} = \frac{8}{11}$, welches Verhältnis nicht mit $\frac{9}{11}$ für Trioden verwechselt werden darf.

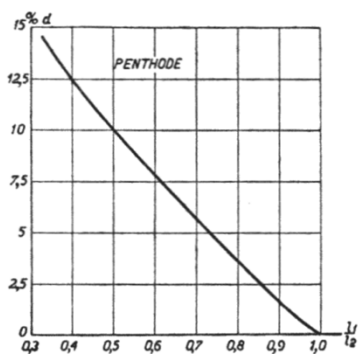


Abb. 6

Die Ermittlung des günstigsten Belastungswiderstandes ist nun nicht so einfach wie für Trioden.

Mit Rücksicht auf den Gitterstrom wäre die höchstzulässige Amplitude der Gitterwechselspannung $= v_{g0}$. Man zieht nun durch W eine Linie, dergestalt, dass die Kurven für $v_g = 0$ und $v_g = -2v_{g0}$ davon gleiche Strecken abschneiden; die zweite Harmonische für diese Amplitude ist dann Null. Sodann bestimmt man das Verhältnis der Strecken $-v_{g0}$ zu $-\frac{1}{2}v_{g0}$ und $-\frac{1}{2}v_{g0}$ zu Null. Beträgt das Verhältnis $\frac{8}{11}$, so ist

die Bestimmung erfolgt; liegt das Verhältnis näher bei 1, so ist die Verzerrung kleiner als 5%. Bei einer grösseren Amplitude würde die Röhre mit Gitterstrom arbeiten, was sofort eine grosse Verzerrung veranlasst. In zahlreichen Fällen kann man dann die Schirmgitterspannung etwas höher wählen. Um denselben Wert für die Anodenleistung zu behalten, muss dabei v_{g0} etwas grösser eingestellt werden. Auch die Gitterwechselspannung kann jetzt grösser werden, wodurch die Ausgangsleistung steigt. Ist das Verhältnis kleiner als $\frac{8}{11}$, was meist der

Fall sein wird, so beträgt die Verzerrung mehr als 5%. Man nimmt dann eine kleinere Gitterwechselspannung an, zieht eine neue Belastungslinie, so dass die zweite Harmonische Null ist, und bestimmt von neuem das Verhältnis $\frac{l_1}{l_2}$. Schliesslich findet man auf diese Weise den richtigen Wert $\frac{8}{11}$.

Es leuchtet ein, dass dies in vielen Fällen eine zeitraubende Arbeit ist und dass, wie sich zeigen wird, die Genauigkeit nur mässig ist. Ausserdem ist in der Praxis die Belastung von der Frequenz abhängig, so dass es darauf ankommt, auch die Verzerrung für andere Belastungswiderstände zu kennen. Da für diese anderen Widerstände die zweite Harmonische nicht mehr Null ist, kann diese Methode hier nicht benutzt werden.

Annäherungsweise kann auch hier die Leistung aus den Gleichungen (4), (5) oder (6) bestimmt werden.

Genauere graphische Bestimmung.

Trioden und Penthoden.

Indem man von mehr als 3 oder 4 Punkten der dynamischen Kennlinie ausgeht, kann man die Verzerrung graphisch genauer ermitteln. Gleichzeitig ist man dann bei Penthoden nicht an den günstigsten Belastungswiderstand gebunden, sondern kann die Verzerrung auch für andere Belastungswiderstände finden.

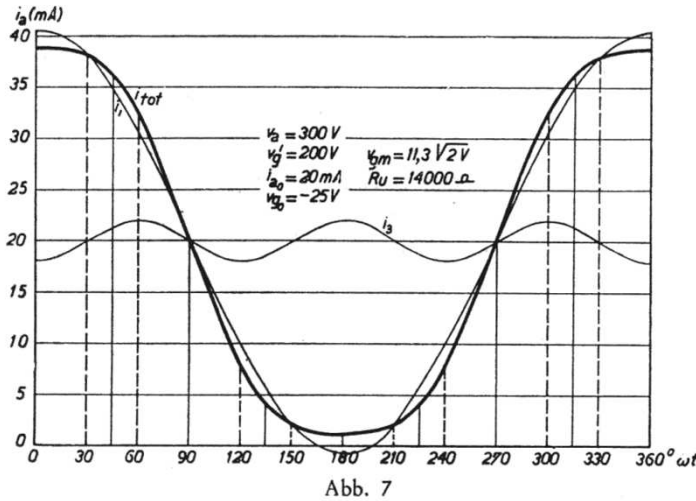


Abb. 7

In Abb. 7 ist zum Beispiel für die Penthode der Abb. 4 und 5 der Anodenstrom als Funktion der Zeit für $R_a = 14000$ Ohm und $v_{gm} = 11,3 \sqrt{2}$ Volt aufgetragen. Man kann diese Kurve in die Grundfrequenz und beispielsweise fünf Harmonische zerlegen, indem man eine Periode in 12 gleiche Teile teilt und die Ordinaten misst.

Den Anodenstrom kann man in dem Falle darstellen durch:

$$i_a = i_g + i_1 \cos \omega t + i_2 \cos 2 \omega t + \dots + i_6 \cos 6 \omega t,$$

worin i_g den Anodengleichstrom und i_1 bis einschliesslich i_6 die Amplitude der Grundfrequenzen und der Obertöne darstellen. Die Werte hierfür können gefunden werden aus:

$$\begin{aligned} i_g &= \frac{1}{12} \left\{ (i_{max} + i_{min}) + 2(i_p + i_q) + 2(i_r + i_s) + 2i_o \right\} \\ i_1 &= \frac{1}{6} \left\{ (i_{max} - i_{min}) + \sqrt{3}(i_p - i_q) + (i_r - i_s) \right\} \\ i_2 &= \frac{1}{6} \left\{ (i_{max} + i_{min}) + (i_p + i_q) - (i_r + i_s) - 2i_o \right\} \\ i_3 &= \frac{1}{6} \left\{ (i_{max} - i_{min}) - 4(i_r - i_s) \right\} \\ i_4 &= \frac{1}{6} \left\{ (i_{max} + i_{min}) - (i_p + i_q) - (i_r + i_s) + 2i_o \right\} \\ i_5 &= \frac{1}{6} \left\{ (i_{max} - i_{min}) - \sqrt{3}(i_p - i_q) + (i_r - i_s) \right\} \\ i_6 &= \frac{1}{12} \left\{ (i_{max} + i_{min}) - 2(i_p + i_q) + 2(i_r + i_s) - 2i_o \right\} \end{aligned}$$

worin

$$\begin{aligned} i_{max} &= \text{der Strom für } v_g = -v_{g0} + v_{gm} & i_r &= \text{der Strom für } v_g = -v_{g0} + \frac{1}{2} v_{gm} \\ i_{min} &= \text{„ „ „ } v_g = -v_{g0} - v_{gm} & i_s &= \text{„ „ „ } v_g = -v_{g0} - \frac{1}{2} v_{gm} \\ i_p &= \text{„ „ „ } v_g = -v_{g0} + \frac{1}{2} \sqrt{3} v_{gm} & i_o &= \text{„ „ „ } v_g = -v_{g0} \\ i_q &= \text{„ „ „ } v_g = -v_{g0} - \frac{1}{2} \sqrt{3} v_{gm} \end{aligned}$$

welche Werte unmittelbar den I_a - V_a -Kurven auf der Belastungslinie oder der Abb. 5 entnommen werden können.

Die Verzerrung durch die zweite Harmonische beträgt nun $d_2 = \frac{i_2}{i_1}$,
die Verzerrung durch die dritte $d_3 = \frac{i_3}{i_1}$

usw.

Die Gesamtverzerrung ist

$$d = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + d_4^2 + d_5^2 + d_6^2}$$

Ähnlich kann man auch die halbe Periode in vier gleiche Teile zerlegen. Die Genauigkeit ist dann etwas geringer.

Bestimmung durch Messung

Das genaueste Verfahren zur Bestimmung der Verzerrung und der Ausgangsleistung ist die Messung, die auch noch den Vorteil aufweist, dass sie bedeutend rascher auszuführen ist als die graphische Bestimmung, bei der vor allem die Aufnahme der Kennlinien eine zeitraubende Arbeit ist.

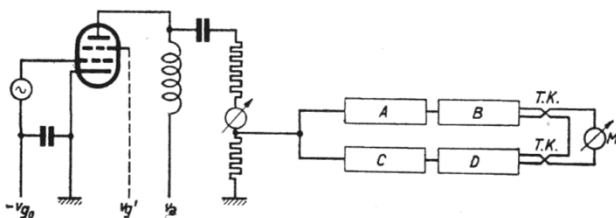


Abb. 8

Das Prinzip eines von Ballantine und Cobb in den Proc. of the Inst. of Radio Eng. 1930 angegebenen Messverfahrens ist wie folgt (Abb. 8).

An das Gitter der zu prüfenden Röhre wird eine rein sinusförmige Wechselspannung angelegt. Die Anode der Röhre wird über eine grosse Drosselspule gespeist und der Belastungswiderstand über einen grossen Kondensator angeschlossen. Mit einem Teil des Belastungswiderstandes sind zwei Filter verbunden. Das eine Filter lässt nur die Grundfrequenz durch, das andere nur die höheren Harmonischen. Beiden Filtern folgen je ein Verstärker und ein Thermoelement. Die zwei Thermoelemente sind sekundär gegeneinander geschaltet, und der Verstärker hinter dem Filter, das die höheren Frequenzen durchlässt, ist regelbar. Die Verstärkung wird nun so eingestellt, dass der Ausschlag des Messgerätes Null ist. Dann ist aus der Verstärkung die Verzerrung zu berechnen. Verstärkt zum Beispiel der Verstärker für die Harmonischen zwanzigmal soviel wie der Verstärker für die Grundfrequenz, so beträgt die Verzerrung 5%.

Alle höheren Harmonischen werden bei diesem Verfahren mitgemessen, so dass auf diese Weise die richtigsten Ergebnisse gefunden werden.

Vergleich der einzelnen Verfahren.

Um sich über die Genauigkeit der einzelnen Verfahren zur Bestimmung der Verzerrung und der Ausgangsleistung ein Urteil bilden zu können, sind in einer Tabelle einige Ergebnisse mit der Triode der Abb. 1 und 2 und der Penthode der Abb. 4 und 5 zusammengefasst. In dieser Tabelle bedeutet I die Bestimmung mit Hilfe des Verhältnisses $\frac{l_1}{l_2}$, II die alle 45°, III die alle 30° ausgeführte Analyse.

Aus der Tabelle geht hervor, dass das Verfahren I namentlich bei Penthoden die Verzerrung und die Ausgangsleistung nur sehr abgerundet ergibt. Die Abweichungen in den Ergebnissen für die Verzerrung erklären sich aus der Tatsache, dass die dynamische Kennlinie nie eine reine Kurve der zweiten oder dritten Potenz ist.

Dass für die Ausgangsleistung meist ein zu kleiner Wert gefunden wird, ist eine Folge des Umstandes, dass die Gleichungen (4), (5) und (6) die Leistung nur annähernd angeben. Im allgemeinen bringen alle ungeraden Harmonischen eine Ungenauigkeit bei der Berechnung der Leistung aus i_{max} und i_{min} mit sich. Ist nur die Grundkomponente vorhanden, so ist $i_{max} - i_{min} = 2i_1$; dies gilt auch noch, wenn ausschliesslich gerade Harmonische auftreten, da der Augenblickswert einer geraden Harmonischen nach 180° der Grundfrequenz stets dem Wert bei 0° gleich ist. Die ungeraden Harmonischen haben dann genau den entgegengesetzten Wert (s. Abb. 8), so dass

$$i_{max} - i_{min} = 2i_1 + 2i_3 + 2i_5 \text{ usf.}$$



Daraus folgt, dass die aus i_{max} und i_{min} berechnete Leistung entweder zu gross oder zu klein ist, je nachdem die Summe der Komponenten der ungeraden Harmonischen positiv oder negativ ist.

Vernachlässigt man für diese Berichtigung die Ausdrücke höherer als der dritten Grössenordnung, so ist

$$i_{max} - i_{min} = 2i_1 + 2i_3$$

Tabelle.

Verfahren	Gitterwechselspannung V _{gm} in Volt	Belastungswiderstand R _a in Ohm	Ausgangsleistung W in Watt	Verzerrung in %						
				d ₂	d ₃	d ₄	d ₅	d ₆	d _{tot}	
Triode V _a = 400 V I _a = 30 mA	I	25 √2	7.000	2,4						4,8
	II	25 √2	7.000	2,45	4,8	1,5	1	—	—	5,1
	III	25 √2	7.000	2,5	4,7	0,6	0,4	0,4	0	4,8
	gemessen	25 √2	7.000	2,5						4,8
desgl.	I	25 √2	5.000	2,5						6,7
	II	25 √2	5.000	2,5	6,6	0	1,2	—	—	6,7
	III	25 √2	5.000	2,65	6,5	1,8	0,3	0,4	0	6,8
	gemessen	25 √2	5.000	2,65						6,8
Penthode V _a = 300 V V _g = 200 V I _a = 20 mA	I	11,3 √2	14.000	1,82						4,5
	II	11,3 √2	14.000	1,95	0,6	4,5	0,6	—	—	4,5
	III	11,3 √2	14.000	1,95	1	4,8	0,6	0,6	0	5
	gemessen	11,3 √2	14.000	1,95						5
desgl.	I	15,5 √2	14.000	2,5						9,9
	II	15,5 √2	14.000	2,9	0,5	8,8	0,5	—	—	8,8
	III	15,5 √2	14.000	2,85	0	9,8	0	1,5	0	9,9
	gemessen	15,5 √2	14.000	2,85						10
desgl.	I	15 √2	10.000	2,32						—
	II	15 √2	10.000	2,7	5,6	7				9
	III	15 √2	10.000	2,7	5,8	7,8	0	0,6	—	9,8
	gemessen	15 √2	10.000	2,7						10

Da die Amplitude von i_3 bei Penthoden derjenigen von i_1 entgegengesetzt ist (die Sinusform wird durch die Krümmungen an beiden Enden der dynamischen Kennlinie abgeflacht), findet man auf diese Weise für die Leistung einen zu kleinen Wert. Bei Trioden überwiegt in den meisten Fällen die zweite Harmonische, so dass diese Ungenauigkeit dann nicht so sehr ins Gewicht fällt. Obschon Verfahren I unter Umständen vielleicht für einen Vergleich mehrerer Penthoden oder mehrerer Trioden miteinander brauchbar ist, eignet es sich nicht für einen Vergleich zwischen beiden Röhrengattungen.

Für andere Belastungswiderstände als den günstigsten versagt bei Penthoden das Verfahren I, und man muss Verfahren II oder III benutzen, wobei III naturgemäss die grösste Genauigkeit gewährleistet.



Vermutlicher Wirkungsgrad und günstigster Belastungswiderstand. Trioden.

Die meisten Trioden werden bei einem Anodenstrom von etwa $I_a = \frac{V_a}{4R_i}$ betrieben. Bei diesem Anodenstrom wird im idealisierten Falle einer geradlinigen Charakteristik für eine gegebene Anodenspannung V_a die grösste Ausgangsleistung mit einem Belastungswiderstand $R_a = 2R_i$ erreicht. Versucht man die Eingangsleistung bei derselben Anodenspannung durch Vergrösserung von I_a zu steigern, so nimmt der Gitterbereich und auch die Ausgangsleistung ab, so dass es keinen Zweck hat, $I_a > \frac{V_a}{4R_i}$ zu wählen.

Der in diesem Falle theoretisch zu erwartende Wirkungsgrad beträgt 25%.

Bei sehr leistungsfähigen Endröhren, wie der MC 1/50, ist die Anodenspannung häufig hoch und I_a kleiner als $\frac{V_a}{4R_i}$; der Wirkungsgrad kann dann 25% überschreiten.

Penthoden.

Die idealen I_a - V_a -Kurven für eine Penthode sind waagerechte Gerade (R_i unendlich gross), die bis zur Linie $V_a = 0$ reichen. Die Anodenspannung kann hier also, genau wie der Anodenstrom, von Null bis zum doppelten Wert des Ruhezustandes schwanken. Sollen diese beiden Grenzen erreicht werden, so muss der Belastungswiderstand gleich $\frac{V_a}{I_a}$ sein; der theoretisch zu erwartende Wirkungsgrad ist dann 50%.

Zur Untersuchung des Verhaltens für verschiedene Belastungswiderstände kann man für eine Endröhre einige Kurven zeichnen, was vor allem durch Messung sehr rasch möglich ist.

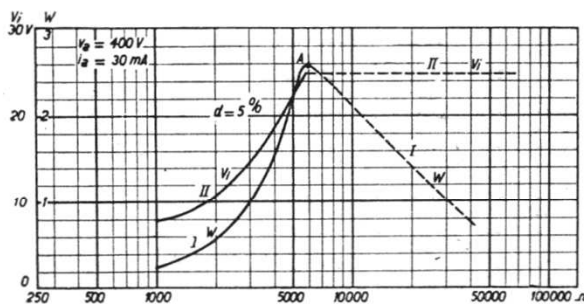


Abb. 9

Trioden.

So ist zum Beispiel in Abb. 9 für eine Triode die Leistung W in Kurve I als Funktion des Belastungswiderstandes bei einer konstanten Verzerrung von 5% aufgetragen; Kurve II gibt die zugehörige Gitterwechselspannung V_i an. Bei $V_i = 25$ Volt (Punkt A) setzt der Gitterstrom ein, was sofort eine erhebliche Verzerrung veranlassen würde. In diesem Punkte wird die Höchstleistung für 5% Verzerrung erzielt. Bei grösseren Belastungswiderständen sinkt die Verzerrung unter 5%.

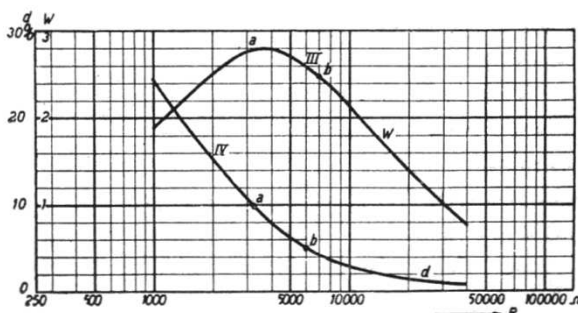


Abb. 10

In Abb. 10 veranschaulichen die Kurven III und IV die Leistung und die Verzerrung als Funktion des Belastungswiderstandes für eine konstante Gitterwechselspannung bis hart an den Gitterstromesetzpunkt.

Aus diesen Kurven geht hervor, dass die Höchstleistung für 10% Verzerrung (a) nur wenig grösser ist als für 5% Verzerrung (b). Dies trifft für die meisten Trioden zu, so dass der allgemein angelegte Massstab für Trioden die Höchstleistung bei 5% Verzerrung ist.

Misst man von einer grossen Zahl Trioden verschiedener Type den Wirkungsgrad bei 5% Verzerrung, so ergibt sich dieser zu 20 bis 23%.

Penthoden.

Abb. 11 zeigt für eine Penthode die Ausgangsleistung und die Gitterwechselspannung als Funktion des Belastungswiderstandes bei konstanter Verzerrung von 5% und 10%. Da bei Penthoden im allgemeinen die Gitterwechselspannung eher durch die Verzerrung als durch die Gitterströme begrenzt ist, weisen beide Kurven hier ein Maximum auf, welche Maxima ungefähr zusammenfallen.

Weiter fällt es auf, dass hier die Leistung bei 10% Verzerrung erheblich grösser ist als bei 5%, was im allgemeinen für Penthoden gilt.

Für 10% Verzerrung wird der theoretische Wirkungsgrad von 50% beinahe erreicht.

Abb. 12 gibt für dieselbe Penthode die Ausgangsleistung und die Verzerrung bei konstanter Gitterwechselspannung an. Aus diesen Kurven geht hervor, dass die Verzerrung bis zum günstigsten Belastungswiderstand abnimmt, um danach wieder zu steigen. Dies erklärt sich folgendermassen.

Für kleine Belastungswiderstände weicht die dynamische Kennlinie nur wenig von der statischen ab und ist an der Oberseite nicht gekrümmt; die dritte Harmonische ist dann klein und steigt im Verhältnis zur Zunahme des Belastungswiderstandes und der oberen Kennlinienkrümmung.

Die zweite Harmonische ist anfangs gross und nimmt bei höheren Belastungswiderständen ab, weil die Krümmung am oberen Ende der dynamischen Kennlinie den Einfluss der unteren Krümmung ausgleicht, bis Null beim günstigsten Belastungswiderstande, wo die dynamische Kennlinie symmetrisch gestaltet ist. Für grössere Widerstände ist die dynamische Kennlinie am oberen Ende stärker gekrümmt als am unteren; die zweite Harmonische tritt dann mit entgegengesetztem Zeichen auf. Da die Gesamtverzerrung

$$d_{tot} = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + \dots}$$

ist es klar, dass diese einen Mindestwert haben kann, wenn $d_2 = 0$ wird.

Misst man bei zahlreichen Penthoden verschiedener Type den Wirkungsgrad der Anode, so findet man für 5% Verzerrung 30 bis 35% und für 10% Verzerrung 44 bis 48%.

Bei Penthoden, die normalerweise mit einer unter der Anodenspannung liegenden Schirmgitterspannung arbeiten, ist die Möglichkeit gegeben, wenn Heizfaden und Schirmgitter

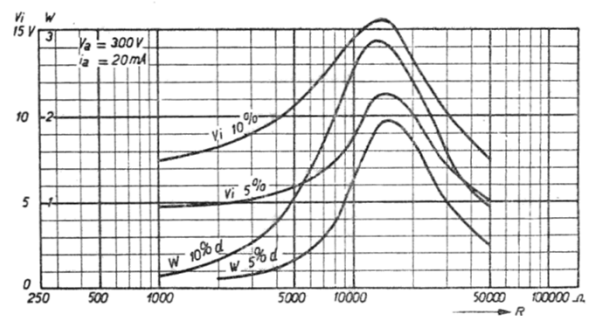


Abb. 11

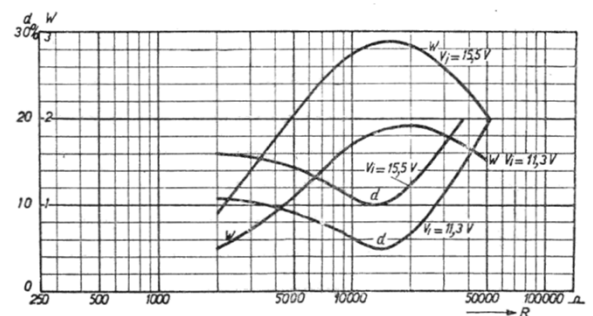


Abb. 12



mit der grösseren Leistung betrieben werden können, die Röhre bei niedrigeren Anodenspannungen doch noch für dieselbe Leistung zu benutzen, indem man die negative Gittervorspannung niedriger wählt und nötigenfalls die Schirmgitterspannung so viel höher einstellt (höchstens der Anodenspannung gleich), dass der Gitterbereich noch genügt. Der günstigste Belastungswiderstand ändert sich dann ebenfalls und wird wieder rund $\frac{V_a}{I_a}$. Der Wirkungsgrad wird etwas kleiner oder bleibt derselbe.

So kann beispielsweise die E 443H wie folgt betrieben werden:

V_a	V_{g1}	I_a	R_a	W_o bei 5% Verzerr.	W_o bei 10% Verzerr.
400	200	22,5	18.000 Ohm	3,1 W	4,4 W
300	250	30	10.000 Ohm	3,0 W	4,3 W
250	250	36	7.000 Ohm	2,8 W	3,1 W

Dass hier bei 10% Verzerrung W_o für $V_a = 250$ V bedeutend kleiner ist als für $V_a = 300$ V, kommt daher, weil bei dieser Röhrentype bei $V_a = 250$ V die Amplitude eher durch den Gitterstrom als durch die Verzerrung begrenzt wird. Geht man gerade bis zum Gitterstrom, so beläuft sich W_o bei $V_a = 250$ V auf 3,1 Watt, und die Verzerrung ist nicht 10%, sondern 6%.

Bei einer Triode ist die Möglichkeit, die Röhre bei niedrigerer Spannung für dieselbe Leistung zu verwenden, nicht gegeben, weil hier der Gitterbereich nur von der Anodenspannung abhängt.

Obiges bezieht sich auf die Speisung der Röhre mit konstanten Spannungen. In der Praxis wird dies jedoch durchweg nicht vorkommen. Mit dem Anodenstrom ändert sich auch die Anodenspannung und ebenso die negative Gittervorspannung, die mit dem Anodenstrom der Röhre selbstregelnd eingestellt wird. Mit Trioden nimmt bei Belastung der Anodenstrom etwas zu; infolgedessen sinkt die Anodenspannung ein wenig, und die negative Gittervorspannung wird etwas grösser; die Gitterwechselspannung kann daher etwas höher sein. Eine Messung lehrt, dass die Ausgangsleistung praktisch dieselbe ist wie bei konstanten Spannungen.

Bei Pentoden ist der Einfluss der selbstregelnden negativen Gittervorspannung ebenfalls sehr gering. Hier übt die Speisung des Schirmgitters eine grössere Wirkung auf die Leistung aus. Da die Anodenspannung bei voll ausgesteuerter Röhre in jeder Periode einen Augenblick unter die Schirmgitterspannung sinkt, nimmt der durchschnittliche Schirmgitterstrom bei Belastung zu. Wird die Schirmgitterspannung über einen Serienwiderstand von der Anodenspannung abgegriffen, so kann die Schirmgitterspannung bei Belastung um ein beträchtliches abnehmen. Der Anodenstrom verringert sich also, und obschon diese Abnahme zum Teil durch die selbstregelnde negative Gittervorspannung ausgeglichen werden kann, bleiben immerhin ein kleinerer Anodenstrom und eine kleinere Ausgangsleistung übrig. Vor allem bei grösseren Röhren und bei 10% Verzerrung ergibt sich diese Erscheinung. Der Wirkungsgrad bleibt jedoch noch wesentlich grösser als für Trioden.

Abgeschwächt wird die Erscheinung, indem man das Schirmgitter über ein Potentiometer speist. Die folgende Tabelle enthält einige Ergebnisse für die C 443, E 443N und F 443 bei:



1. fester Schirmgitterspannung,
2. Schirmgitterspannung von einem Potentiometer, dessen Strom dem Schirmgitterstrom ohne Signal an der Röhre gleich ist,
3. Entnahme der Schirmgitterspannung über einen Serienwiderstand von der Anodenspannung.

Verzerrung	fest	Potentiometer	Serienwiderstand
C 443 $V_a = 300 \text{ V}$ $V_{gl} = 200 \text{ V}$	5% 2 W	2 W	1,95 W
	10% 2,9 W	2,7 W	2,5 W
E 443N $V_a = 400 \text{ V}$ $V_{gl} = 200 \text{ V}$	5% 4 W	3,8 W	3,3 W
	10% 5,8 W	5,3 W	4,5 W
F 443 $V_a = 550 \text{ V}$ $V_{gl} = 200 \text{ V}$	5% 8 W	7,8 W	7,5 W
	10% 11,6 W	10,4 W	9,7 W

Für die C 443 ist der Einfluss bei 5% noch sehr gering, für eine grössere Verzerrung und bei den Röhren mit grösserem Unterschied zwischen Anoden- und Schirmgitterspannung macht er sich jedoch schon geltend, und man kann sagen, dass in Bezug auf die Ausgangsleistung die Speisung des Schirmgitters über ein Potentiometer der Serienwiderstandsspeisung durch die Anodenspannung vorzuziehen ist.

Schaltungsbeschreibungen.

Um den Apparatebauern die Benutzung der neuen Philips Röhren zu erleichtern, haben die Philips Werke die in untenstehendem Verzeichnis aufgeführten Schaltungsbeschreibungen mit erklärenden Zeichnungen und Photographien herausgegeben, die jedem Interessenten auf Anfrage zugestellt werden. Es handelt sich dabei um Schaltungen für Überlagerungs- und andere Geräte mit 2 bis 5 Röhren. Ferner sind auch Ortsempfänger mit 2 Röhren erprobt worden. Die Wechselstromnetzempfänger sind mit 4 Volt-Röhren, die Apparate zur Speisung aus dem Gleichstromnetz mit den 20-Volt-Röhren bestückt.

Zum Teil enthalten die Beschreibungen Tabellen mit den Werten der Spulen, Kondensatoren usw.; beispielsweise ist ferner die günstigste Anordnung der verschiedenen Einzelteile bei möglichst kleinen Abmessungen des Empfangsgerätes angegeben.

Einigen Schaltungen sind Photographien von Apparaten beigefügt, wie sie im Philips Laboratorium als Probergeräte ausgearbeitet worden sind.



Nr.	Gerät	Röhren	Gleich- oder Wechselstrom
1	Einkreisempfänger mit Rückkopplung	E 446, E 443H (od. E 463) und 506	W
2	Zweikreisempfänger mit Rückkopplung	E 447, E 446, E 443H (oder E 463) und 506	W
3	Vierröhren-Überlagerungsempfänger mit Bandfilter	E 446, E 447, E 444, E 443H und 506	W
4	Fünfröhren-Überlagerungsempfänger mit H.F.-Stufe (aut. Lautstärkeregelung)	E 447, E 446, E 447, E 444, E 443H (od. E 463) und 506	W
5	Fünfröhren-Überlagerungsempfänger mit Bandfilter und automatischer Lautstärkeregelung	E 447, E 424, E 447, E 444, E 443H (od. E 463) und 506	W
6	Einkreisempfänger mit Rückkopplung	B 2046, B 2043, 1927/8, 8054	G
7	Zweikreisempfänger mit Rückkopplung (automatische Lautstärkeregelung)	B 2047, B 2046, B 2043, 1926/7/8, 8054	G
8	Vierröhren-Überlagerungsempfänger mit Bandfilter (automatische Lautstärkeregelung)	B 2046, B 2047, B 2044, B 2043, 1926/7/8, 8054	G
9	Fünfröhren-Überlagerungsempfänger mit H.F.-Stufe (automatische Lautstärkeregelung)	B 2047, B 2046, B 2047, B 2044, B 2043, 1926/7/8, 8054	G
10	Überlagerungsempfänger mit Bandfilter und automatischer Lautstärkeregelung	B 2047, B 2038, B 2047, B 2044, B 2043, 1926/7/8, 8054	G
11	Überlagerungsempfänger mit Bandfilter und automatischer Lautstärkeregelung (ähnlich wie Nr. 5, ausgearbeitet)	E 447, E 424, E 447, E 444, E 443H, 1561	W
12	Überlagerungsempfänger mit Bandfilter und automatischer Lautstärkeregelung (ähnlich wie Nr. 3, ausgearbeitet)	E 446, E 447, E 444, E 443H, 1561	W
13	Dreikreisempfänger mit Rückkopplung (ähnlich wie Nr. 2, ausgearbeitet)	E 447, E 446, E 443H, 506	W
14	Einkreisempfänger mit Rückkopplung (ähnlich wie Nr. 1, ausgearbeitet)	E 446, E 443H, 506	W
15	Überlagerungsempfänger	E 446, E 446, E443H und 506	W