



PHILIPS

MONATSHEFT FÜR APPARATE-FABRIKANTEN

2009 Digitalisiert von Thomas Lebeth für www.radiomuseum.org

Nr. 6
APRIL-MAI 1933

„MINIWATT“
EMPFÄNGER-
RÖHREN

VERSTÄRKER-
RÖHREN

GLEICHRICHTER
RÖHREN

REGULATOR
RÖHREN

ÖLKONDEN-
SATOREN

ELEKTROLYT-
KONDENSATOREN

N. F. TRANS-
FORMATOREN

LAUTSPRECHER-
SYSTEME

WIDERSTÄNDE

I N H A L T:

Die neuen Philips Röhren für die nächste Saison - Die Bezeichnung der Daten bei Philips Röhren - Winke für Konstrukteure über die Verwendung der „Miniwatt“ E 499.

Die neuen Philips Röhren für die nächste Saison

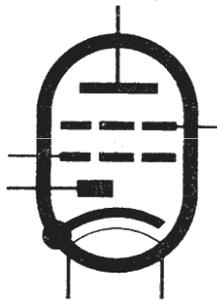
Wechselstromausführung:

E 446
E 447
E 448
E 449
E 444
E 444S
E 443H
E 463

Hochfrequenzpenthode
Hochfrequenzpenthode-Selektode
Mischhexode
Hexode-Selektode
Binode (Diode-Tetrode)
Binode (Diode-Triode)
Endpenthode
Endpenthode

Gleichstromausführung:

B 2046
B 2047
B 2048
B 2049
B 2044
B 2044S



Binode



H.F.-Penthode



Hexode-Selektode

Philips Hochfrequenz-Penthode E 446 und Hochfrequenz-Penthode-Selektode E 447

Die E 446 und E 447 sind Penthoden für H.F.- oder Z.F.-Verstärkung. Sie sind mit der E 452T bzw. E 455 vergleichbar und haben wie diese den Sockel O 35 und einen Anodenoberanschluss. Die E 446 ist demnach ein H.F.- oder Z.F.-Verstärker und gleichzeitig eine gute Audionröhre; die E 447 ist eine Selektode.

Die Hinzufügung einer fünften Elektrode, die die Tetrode zur Penthode umgestaltet bietet verschiedene wesentliche Vorteile:

- 1) Es fehlt die bekannte Unregelmässigkeit in den Kennlinien, die bei der Tetrode auftritt, sobald die Anodenspannung der Schirmgitterspannung ungefähr gleich oder kleiner als diese wird und wodurch unter diesen Umständen der innere Widerstand beträchtlich sinkt. Bei der Penthode dagegen bleibt der Widerstand sehr hoch.
- 2) Abgesehen von obigem, ist der innere Widerstand auch unter den normalen Bedingungen (also V_a grösser als $V_{g'}$) schon bedeutend höher als bei der früheren Tetrode, und zwar beträgt er etwa 1,5 M Ω .
- 3) Mit der Penthode hat man die Grösse des Schirmgitterstromes bei genauer Fabrikation durchaus in seiner Macht. Es treten also grosse Abweichungen weder zwischen den einzelnen Röhren noch auf die Dauer bei einer und derselben Röhre auf.



- 4) Ausserdem ist bei den neuen Röhren die Steilheit im Arbeitspunkt erhöht: bei der E 446 auf 2,5 mA/V und bei der Selektode auf max. 2 mA/V. Die Kennlinien beider Röhren sind in Abb. 1 und 2 gezeigt.

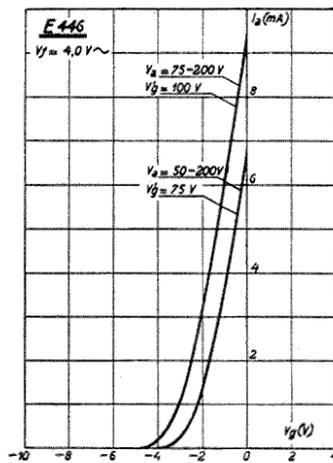


Abb. 1

V_f	= 4,0 V \surd
I_f	= ca. 1,1 A
V_a	= 200 V
$V_{g'}$	= 100 V
I_a	= 3 mA
V_g	= -2 V
g	= 5000
S_{max}	= 3,5 mA/V
S_{norm}	= 2,5 mA/V
R_i	= 2 M Ω
C_{ag}	= 0,002 $\mu\mu\text{F}$
l	= 133 mm
d	= 55 mm
Sockel	= 0 35

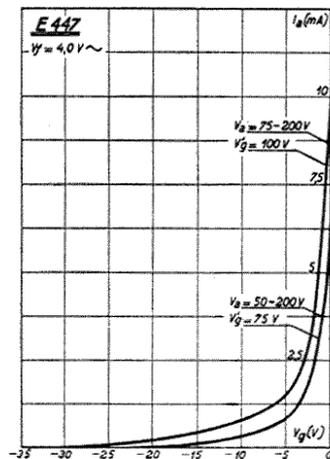


Abb. 2

V_f	= 4,0 V \surd
I_f	= ca. 1,1 A
V_a	= 200 V
$V_{g'}$	= 100 V
I_a	= 4,5 mA ($V_g = -2$ V)
I_a	= 0,01 mA ($V_g = -35$ V)
g	= 2000
S_{max}	= 3,5 mA/V
S_{norm}	= 2 mA/V ($V_g = -2$ V)
S	= 0,005 mA/V ($V_g = -35$ V)
R_i	= 1 M Ω ($V_g = -2$ V)
R_i	> 10 M Ω ($V_g = -35$ V)
C_{ag}	= 0,002 $\mu\mu\text{F}$
l	= 135 mm
d	= 55 mm
Sockel	= 0 35

Der kennzeichnende Unterschied zwischen einer Tetrode und einer Penthode ergibt sich aus folgenden Erwägungen:

In einer Tetrode befreien die Elektronen, die Schirmgitter und Anode mit grosser Geschwindigkeit treffen, aus diesen auch wieder Elektronen. Von den Spannungsunterschieden zwischen den einzelnen Elektroden hängt es nun ab, wohin diese befreiten Elektronen wandern. Als negative Ladungen bewegen sie sich von einem niedrigeren zu einem höheren Potential, zuweilen sogar, da sie mit einer gewissen Kraft abgestossen werden, zu einem etwas niedrigeren Potential.

Die aus der Anode befreiten Elektronen werden sich also erst als ein Strom von der Anode zum Schirmgitter begeben, wenn die Anodenspannung von der Schirmgitterspannung wenig abweicht. Diese „Sekundäremission“ verringert also den normalen Anodenstrom und



kann diesem sogar einen negativen Wert erteilen, indem aus der Anode mehr Elektronen befreit werden als auf sie aufprallen.

Diese Abweichung ist in Abb. 3 deutlich zu erkennen. Diese selbe Sekundäremission bedeutet eine Zunahme des normalen Schirmgitterstromes, was ebenfalls deutlich aus der Kurve $I_{g'}$ der Abb. 3 hervorgeht.

Auch am Schirmgitter werden Elektronen frei, und sie bewegen sich zur Anode, wenn diese eine höhere Spannung hat als das Schirmgitter. Diese Sekundäremission des Schirmgitters bewirkt eine Zunahme des normalen Anodenstromes und eine Abnahme des Schirmgitterstromes.

Wird die Anodenspannung um ein beträchtliches verringert, so ist die Geschwindigkeit der normalen Elektronen beim Aufprall auf die Anode zu klein, um Elektronen für eine Sekundäremission zu befreien, und der Anodenstrom ist wieder normal. So entsteht die bekannte „Dynatronkennlinie“. Abb. 3 zeigt gestrichelt den Verlauf des Anoden- und Schirmgitterstromes bei völligem Fehlen einer Sekundäremission.

Die Sekundäremission ergibt einen niedrigen Innenwiderstand; denn ein niedrigerer innerer Widerstand bedeutet, dass sich der Strom bei einer Schwankung der Anodenspannung stärker ändert, und in Abb. 3 ist zu sehen, dass dies in den Gebieten der Fall ist, wo eine Sekundäremission auftritt. Bringt man nun zwischen Anode und Schirmgitter noch ein weitmaschiges Fanggitter an, das mit der Kathode verbunden ist, so hat dieses keinen Einfluss auf den normalen Anodenstrom. Die Elektronen nämlich, die das Schirmgitter von der Kathode angezogen hat und die schon am Schirmgitter vorbei sind, werden bei der Näherung des Fanggitters zwar verlangsamt, hinter demselben aber desto mehr in der Richtung zur Anode beschleunigt. Es werden wieder genau wie bei der Tetrode sekundäre Elektronen befreit, die aber keine ausreichende Anfangsgeschwindigkeit haben, um sich zum Fanggitter mit dem viel niedrigeren Potential zu begeben. Sie sind gezwungen, nahe bei der Anode zu bleiben und fallen wieder auf diese zurück. Die Sekundäremission wird also unterdrückt, und daher wird in England die Bezeichnung „Suppressor“-Gitter gebraucht.

Gleiches gilt für die Emission des Schirmgitters. Der Verlauf der I_a/V_a -Kennlinie ist jetzt viel regelmässiger geworden, wie aus Abb. 4 und 5 für eine E 446 und eine E 447 ersichtlich ist. Bei dieser Röhre kann die Anodenspannung bedeutend niedriger gewählt werden als die Schirmgitterspannung, ohne dass der innere Widerstand sehr niedrig wird. Erst bei sehr geringer Anodenspannung tritt dieser Fall ein. Bei normaler Anodenspannung und auch bei einem zu niedrigen Wert derselben ist der vorhandene Widerstand höher als bei einer gewöhnlichen Tetrode.

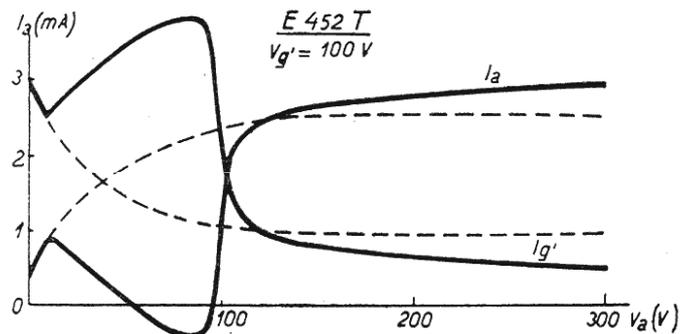


Abb. 3.

Die Elektronen nämlich, die das Schirmgitter von der Kathode angezogen hat und die schon am Schirmgitter vorbei sind, werden bei der Näherung des Fanggitters zwar verlangsamt, hinter demselben aber desto mehr in der Richtung zur Anode beschleunigt. Es werden wieder genau wie bei der Tetrode sekundäre Elektronen befreit, die aber keine ausreichende Anfangsgeschwindigkeit haben, um sich zum Fanggitter mit dem viel niedrigeren Potential zu begeben. Sie sind gezwungen, nahe bei der Anode zu bleiben und fallen wieder auf diese zurück. Die Sekundäremission wird also unterdrückt, und daher wird in England die Bezeichnung „Suppressor“-Gitter gebraucht.

Gleiches gilt für die Emission des Schirmgitters.

Der Verlauf der I_a/V_a -Kennlinie ist jetzt viel regelmässiger geworden, wie aus Abb. 4 und 5 für eine E 446 und eine E 447 ersichtlich ist. Bei dieser Röhre kann die Anodenspannung bedeutend niedriger gewählt werden als die Schirmgitterspannung, ohne dass der innere Widerstand sehr niedrig wird. Erst bei sehr geringer Anodenspannung tritt dieser Fall ein. Bei normaler Anodenspannung und auch bei einem zu niedrigen Wert derselben ist der vorhandene Widerstand höher als bei einer gewöhnlichen Tetrode.

Bei dieser Röhre kann die Anodenspannung bedeutend niedriger gewählt werden als die Schirmgitterspannung, ohne dass der innere Widerstand sehr niedrig wird. Erst bei sehr geringer Anodenspannung tritt dieser Fall ein. Bei normaler Anodenspannung und auch bei einem zu niedrigen Wert derselben ist der vorhandene Widerstand höher als bei einer gewöhnlichen Tetrode.

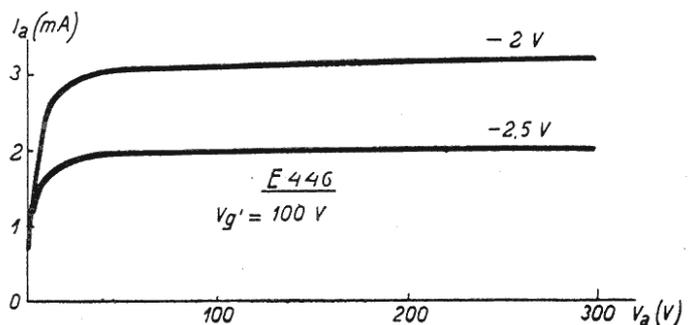


Abb. 4.

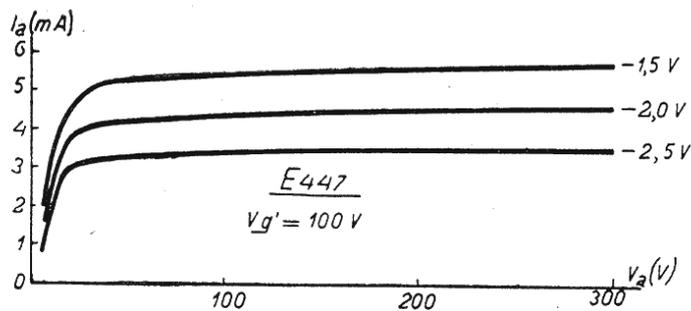


Abb. 5.

Umgekehrt kann man auch die Schirmgitterspannung steigern, ohne dass dies einen nachteiligen Einfluss auf den inneren Widerstand hätte. Diese Steigerung wird natürlich, wie überhaupt bei allen Röhren, durch den auftretenden Anoden- und Schirmgitterstrom begrenzt. Die Leistungsaufnahme ist für beide Elektroden beschränkt. (Anodenverlust max. 1,0 W für die E 446 und 1,5 W

für die E 447; für beide Röhren beträgt der maximale Schirmgitterverlust 0,3 W.)

Die Bedeutung eines grossen Innenwiderstandes möge folgendes Beispiel veranschaulichen:

Angenommen sei ein Zwischenfrequenztransformator, dessen Impedanz beispielsweise 500.000 Ω betragen kann. Um die Verstärkung mit diesem Transformator hinter einer Röhre zu berechnen, muss man sich zunächst den Innenwiderstand parallel geschaltet denken. Die Verstärkung ist dann das Produkt aus Steilheit (in Ampere/Volt) und Gesamtimpedanz. Mit einer Tetrode, bei der z.B. $S = 0,002 \text{ A/V}$ und $R_i = 500.000 \Omega$, erhält man dann eine Verstärkung von $0,002 \times 250.000 = 500 \times$.

Mit der Penthode E 446 parallel zum selben Kreis wird die Gesamtimpedanz von der Grössenordnung von 400.000 Ω und die Verstärkung: $0,0025 \times 400.000 = 1000 \times$.

Der grosse innere Widerstand der Penthode hat nicht nur einen sehr günstigen Einfluss auf die Verstärkung, sondern ausserdem auch auf die Selektivität. Massgebend hierfür ist das Verhältnis R/L der Spule, und dieses Verhältnis kann zum Beispiel 20.000 betragen. Durch die Parallelschaltung des inneren Röhrenwiderstandes zum Kreis nimmt die Dämpfung zu, entsprechend einer Zunahme $\Delta R/L$, und zwar derart, dass:

$$\Delta R/L = \frac{1}{RC}, \text{ wenn } R \text{ der parallel geschaltete Widerstand ist.}$$

Im gegebenen Beispiel, also mit einer Röhre, wie diese jetzt auf dem Markt sind:

$$\Delta R/L = \frac{10^{12}}{500.000 \times 100} = 20.000.$$

Der Kreis mit der Röhre ist also genau halb so selektiv wie der Kreis allein. Mit einer Penthode:

$$\Delta R/L = \frac{10^{12}}{2.000.000 \times 100} = 5.000.$$

Die Selektivität des Kreises mit alter Röhre verhält sich also zur Selektivität des Kreises mit H.F.-Penthode wie $(20.000 + 5000) = 25.000$ zu $(20.000 + 20.000) = 40.000$. Mit der Penthode ist dieser Kreis fast zweimal so selektiv wie mit der Tetrode.

Wie schon gesagt, hat auch das Schirmgitter eine Sekundäremission, und zwar gerade bei höherer Anodenspannung. Sie verursacht eine Verringerung des normalen Schirmgitterstromes; welche Verringerung manchmal sogar so gross ist, dass der Schirmgitterstrom bei gewissen Röhren unter Umständen negativ sein kann. Verschiedene Faktoren, wie das Alter der Röhren und das Elektrodenmaterial, haben noch Einfluss auf die Sekundäremission. Infolgedessen konnte die Grösse des Schirmgitterstromes von Tetroden nur innerhalb weiter Grenzen und ohne jede Gewähr angegeben werden.

Da nun der Schirmgitterstrom bei den Penthoden besser festliegt, kann man in sehr vielen Fällen die Schirmgitterspannung statt einem Potentiometer einem Vorschaltwiderstand entnehmen. Dies bedeutet also eine Vereinfachung und ermöglicht auch eine wirksamere Abflachung. Bei der Benutzung der Penthode als Diodengleichrichter ist von diesem Verfahren jedoch abzuraten, weil infolge der Gleichrichtung der Schirmgitterstrom zunimmt (ebenso auch der Anodenstrom) und die Spannung also sinken würde, wodurch man allmählich nicht mehr im richtigen Punkt der Kennlinie arbeiten würde.

Die günstigen Eigenschaften der E 446 als Audion beruhen auf einer scharfen Krümmung im unteren Teil der Kennlinie (Abb. 1), wodurch eine grosse Empfindlichkeit und die Möglichkeit erzielt wird, eine hohe Schirmgitterspannung anzulegen, so dass man sehr hohe Wechselspannungen aus dem Anodenkreis erhalten kann. Günstige Bedingungen für die Gleichrichtung sind bei dieser Röhre (Abb. 6) $R_{\mu} = 0,32 \text{ M}\Omega$, $R_k = 10.000 \Omega$, $V_a = 200 \text{ V}$, $V_{g'} = 40 \text{ bis } 80 \text{ V}$.

Mit $V_{g'} = 40 \text{ V}$ erzielt man eine 12,5fache „Verstärkung“, d.h. um eine N.F.-Wechselspannung von 2 V effektiv an R_{μ} zu erhalten, muss man dem Gitter eine

H.F.-Spannung (mit 30% Modulation) von $\frac{2}{12,5} = 0,16 \text{ V}$ zuführen. Bei einer $V_{g'}$ von 80 V ist die „Verstärkung“ zehnfach.

Der Vorteil einer hohen Schirmgitterspannung liegt darin, dass man dabei, um trotzdem in der Krümmung der Kennlinie zu arbeiten, dem Gitter eine grosse negative Vorspannung erteilt, so dass erst bei sehr starken Signalen ein Gitterstrom einsetzt. Das Audion ist also nicht rasch überlastet. Bei den Tetroden ist der Steigerung der Schirmgitterspannung schon bald eine Grenze gesetzt, weil diese der Anodenspannung gleich und die Kennlinie infolgedessen unregelmässig wird (Abb. 3). Die Anodenspannung ist nämlich durch den Abfall im Widerstand R_{μ} beträchtlich herabgesetzt.

Mit einer Schirmgitterspannung von 80 V kann man bei der E 446 an R_{μ} eine N.F.-Spannung von 48 V abnehmen, ehe ein Gitterstrom auftritt.

Auch als Modulatorröhre in Überlagerungsempfängern sind die E 446 und E 447 sehr gut zu gebrauchen. Der günstige Einfluss des hohen inneren Widerstandes ist schon zur Sprache gekommen.

Die E 446 hat als Modulator- oder Mischröhre eine grössere Empfindlichkeit als die bisherigen Philips Röhren. Man kann hier von einer Konversionssteilheit sprechen, nämlich dem Verhältnis der Änderung des Z.F.-Anodenstromes in mA zur H.F.-Gitterspannungsänderung, welche diese verursacht hat. Mit der günstigsten Oszillatorspannung und negativen Gittervorspannung ist diese „Steilheit“ bei der E 446 gleich 1,1 bei einer Oszillatorspannung von 2 V, einer negativen Gittervorspannung von -4 V und einer Schirmgitterspannung von 150 V und bei der E 447 gleich 0,8 bei 2 V, -4 V bzw. 150 V.

Ausserdem bietet die E 447 auch als erste Audionröhre die Möglichkeit der Lautstärke-regelung, indem man an das Gitter eine grössere negative Vorspannung anlegen kann, ohne dass eine Kreuzmodulation eintritt. Namentlich in Schaltungen mit automatischer Lautstärke-

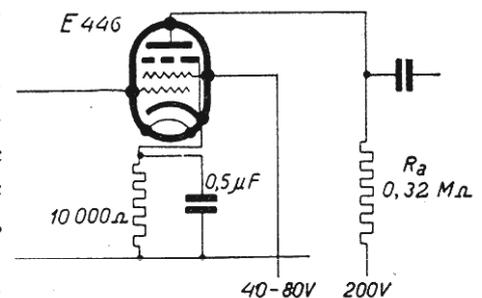


Abb. 6.

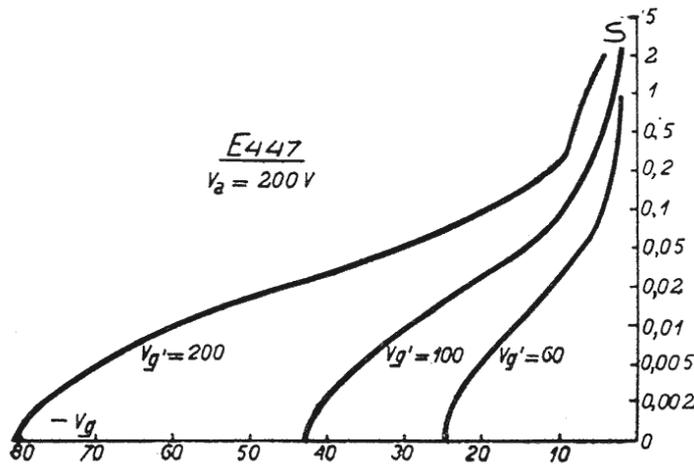


Abb. 7.

Verbesserung der Schirmgitterröhren bildet. Dass die Abschirmung gebührend in Betracht gezogen worden ist, zeigt am deutlichsten Abbildung 8. Die Abschirmung an der Oberseite trägt viel zu einem kleinen Wert der C_{ag} bei.

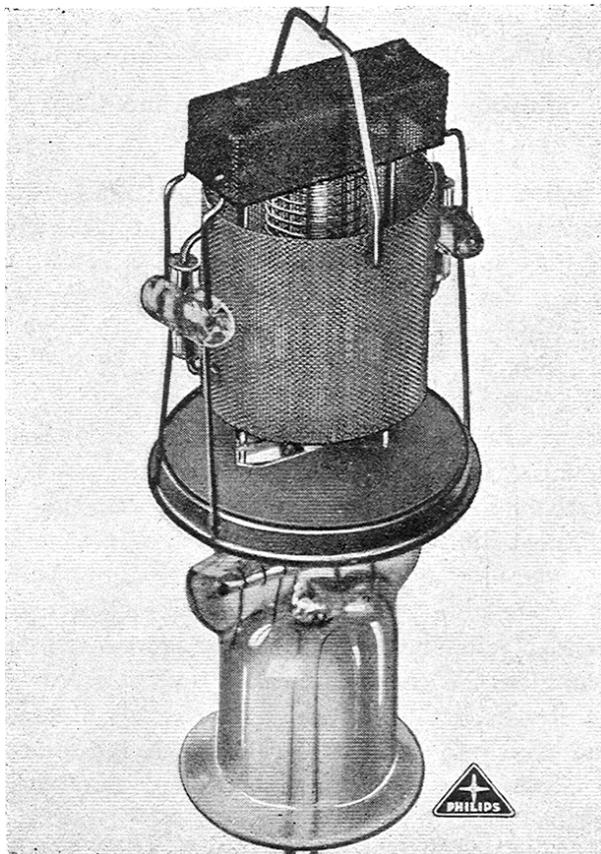


Abb. 8.

regelung kann dies von grosser praktischer Bedeutung sein.

Für die E 447, eine typische Selektode, veranschaulicht Abb. 7 einige Steilheitskurven. Man hat nämlich, wie schon gesagt, mit der H.F.-Penthode eine grössere Freiheit in der Wahl der Schirmgitterspannung, und durch Änderung derselben kann man verschiedene Regelkurven erhalten, die jede in bestimmten Fällen von Bedeutung sein können.

Selbstverständlich muss diese H.F.-Penthode eine sehr kleine C_{ag} haben, weil sie in allen Hinsichten eine

Schliesslich werden die Daten für Konstrukteure bekanntgegeben.¹⁾

	E 446	E 447
V_{a_0}	400 V	400 V
V_{a_R}	250 V	250 V
V_{a_L}	200 V	200 V
W_a	1,0 W	1,5 W
I_c	10 mA	10 mA
$V_{g'_0}$	400 V	400 V
$V_{g'}$	$> 1,5 \times V_a$ (max. 150 V)	$< 1,5 \times V_a$ (max. 150 V)
$W_{g'}$	0,3 W	0,3 W
$I_{g'}$	1,1 mA (0,8-1,4)	1,8 mA (1-2,6)
V_{g_i}	-1,4 V	-1,3 V
R_{g_1}	1,5 m Ω	4 M Ω
R_{g_2}	1,0 M Ω	
V_{f_c}	50 V	80 V
R_{f_c}	20.000 Ω	20.000 Ω
C_{ag}	0,002 $\mu\mu\text{F}$	0,002 $\mu\mu\text{F}$
C_a	9,9 $\mu\mu\text{F}$	9,9 $\mu\mu\text{F}$
C_g	12,5 $\mu\mu\text{F}$	12,5 $\mu\mu\text{F}$

¹⁾ Wegen der Bedeutung von V_{a_0} usw. wird auf die Mitteilung auf Seite 25 dieses Monatsheftes verwiesen.



Die Philips H.F.-Penthode B 2046 und die H.F.-Penthode-Selektode B 2047

Gleichzeitig mit der im vorigen Artikel genannten H.F.-Penthode für 4 V Wechselstromspeisung hat Philips eine Ausführung von Gleichstromtypen entwickelt. Diese sind für Serienheizung aus einem Gleichstromnetz bestimmt. Die Heizspannung beträgt ca. 20 V, der Heizstrom 0,180 A.

Die Bemerkungen im vorhergehenden Artikel über die 4-Volt-Wechselstromröhren gelten auch für diese beiden H.F.-Penthoden. Die Charakteristik, die Veröffentlichungsdaten der Type und die Daten für Konstrukteure machen darum einen Unterschied mit Rücksicht auf die Heizfadenspeisung. Die maximale Steilheit ist ein wenig geringer, weil die Heizleistung nur ca. 3,6 W beträgt gegen ca. 4,4 W bei der anderen Röhre. Der Vorteil bei Verwendung dieser H.F.-Penthoden in Gleichstromnetzanschlussgeräten gegen die bis jetzt gebräuchlichen H.F.-Schirmgitterröhren ergibt sich daraus, dass jetzt die Schirmgitterspannung der bisweilen so niedrigen Anodenspannung gleich sein kann, wenn die Netzspannung 110 V beträgt. Dies bedeutet selbstverständlich eine grosse Steigerung der Apparateempfindlichkeit.

Veröffentlichungsdaten der Type B 2046

V_f	= ca. 20 V
I_f	= 0,180 A
V_a	= 200 V
V_{g^1}	= 100 V
I_a	= 3 mA
V_g	= -2 V
g	= 5000
S_{\max}	= 3,5 mA/V
S_{norm}	= 2,4 mA/V
R_i	= 2 M Ω
C_{ag}	= 0 002 $\mu\mu\text{F}$
l	= 133 mm
d	= 55 mm
Sockel	= 0 35

Veröffentlichungsdaten der Type B 2047

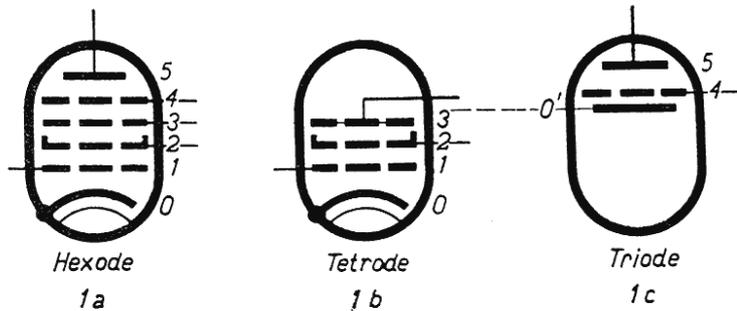
V_f	= ca. 20 V
I_f	= 0,180 A
V_a	= 200 V
V_{g^1}	= 100 V
I_a	= 4 mA ($V_g = -2$ V)
I_a	= 0,01 mA ($V_g = -35$ V)
g	= 2000
S_{\max}	= 3 mA/V
S_{norm}	= 1,8 mA/V ($V_g = -2$ V)
S	= 0,005 mA/V ($V_g = -35$ V)
R_i	= 1,1 M Ω ($V_g = -2$ V)
R_i	> 10 M Ω ($V_g = -35$ V)
C_{ag}	= 0,002 $\mu\mu\text{F}$
l	= 133 mm
d	= 55 mm
Sockel	= 0 35

Die Philips Mischhexode E 448

Obzwar es mit H.F.-Penthoden möglich ist, sehr gute Mischrohrschaltungen herzustellen, ergibt sich doch insofern ein gewisser Nachteil, als eine Rückwirkung vom Oszillatorkreis auf den Eingangskreis sehr schwer vollkommen zu vermeiden ist.

Zweck der Hexode E 448 ist die Aufhebung der Rückwirkung durch die Einführung einer weiteren Elektrode, und zwar ist nach Abbildung 1a die Reihenfolge dieser Elektroden wie folgt: 0 = Kathode; erstes, zweites, drittes und viertes Gitter; 5 = Anode.

Der Oszillatorkreis ist in der Röhre also durch das Schirmgitter 2 von der Antenne abgeschirmt, so dass keine Ausstrahlung erfolgen kann.



Da insgesamt 6 verschiedene Elektroden angebracht sind, hat man dieser neuen Type die Bezeichnung „Hexode“ gegeben.

Die Arbeitsweise der Röhre wird übersichtlich, wenn man sie sich aufgebaut denkt aus 2 Röhrensystemen, und zwar einer Schirmgitterröhre (Abb. 1b) mit den Elektroden 0, 1, 2 und 3, wobei 3 also als die Anode der Schirmgitterröhre zu betrachten ist;

das zweite System (Abb. 1c) ist eine Triode mit Gitter 4, Anode 5, und einer virtuellen Kathode O', welche man sich zwischen den Gittern 3 und 4 denken kann.

Bei einer Betrachtung des erstgenannten Systems der Schirmgitterröhre ist es ohne weiteres klar, dass der Anodenstrom I_5 von der Steuerspannung am Gitter 1 beeinflusst wird, ebenso wie dies mit dem Strom I_3 der Fall ist. Im allgemeinen kann man sagen, dass alle von den Elektroden 2, 3 und 5 aufgenommenen Ströme durch die Spannung am Gitter 1 beeinflusst werden, wie dies auch aus Abbildung 2 hervorgeht. (I_4 bleibt immer Null.) Die Steilheit $S^{\circ}_1 = \frac{dI_5}{dV_1}$ wird bestimmt bei V_2, V_3 und $V_5 = \text{konstant}$.

Ausserdem hängt S°_1 noch von der Steuerspannung am Gitter 4 ab, und zwar in folgender Weise. Hierzu betrachten wir das Triodensystem. Bekanntlich bezweckt das Gitter 4 in diesem Fall eine Verteilung des Elektronenstromes über das dritte Gitter und die Anode 5, und zwar wird I_5 bei positiveren Werten von V_4 grösser und I_3 kleiner, während bei stark negativem Gitter 4 der ganze Elektronenstrom zum Gitter 3 fliesst und I_5 Null wird (s. Abb. 3). Auch ist es möglich, bei kleinem positivem V_4 den Strom I_3 Null und I_5 maximal zu machen. Wie auch aus der Abbildung 3 hervorgeht, wird also die Steilheit $S^{\circ}_4 = \frac{dI_3}{dV_4}$ negativ

und kann man diese negative Steilheit benutzen, um einen Schwingungskreis in Schwingungen zu versetzen.

Wenn man nun die Steilheit S°_1 in Abhängigkeit von V_4 untersucht, so findet man, dass diese Steilheit der Spannung V_4 in einem gewissen Gebiet proportional ist. Man kann also setzen:

$$S^{\circ}_1 = kV_4$$

also auch

$$\frac{dI_5}{dV_1} = kV_4$$

$$dI_5 = kV_4 \cdot dV_1$$

Soweit man vom geradlinigen Teil der Kennlinie Gebrauch macht, kann man hierfür auch setzen:

$$I_5 = kV_1 \cdot V_4$$

und also wird der Anodenstrom I_5 durch das Produkt der Spannungen V_1 und V_4 beeinflusst. Wenn man also

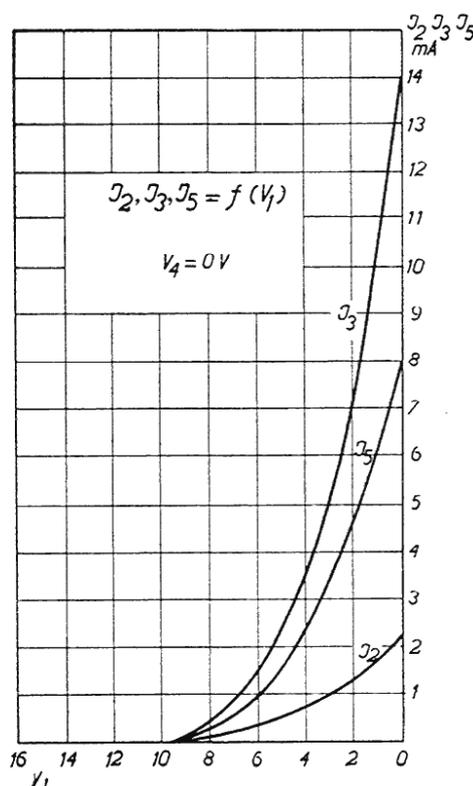


Abb. 2.



eine Eingangsspannung $e_1 = A \sin \omega_1 t$ an das Gitter 1 legt und eine Überlagererspannung $e_4 = B \sin \omega_2 t$ an das Gitter 4, so ergibt sich für den Anodenstrom I_5

$$I_5 = k (A \sin \omega_1 t \cdot B \sin \omega_2 t)$$

oder

$$I_5 = k' [\cos (\omega_1 - \omega_2) t - \cos (\omega_1 + \omega_2) t]$$

Durch die multiplikative Mischung wird also die Zwischenfrequenzschwingung erzielt, ohne dass eine vorhergehende Gleichrichtung notwendig ist.

Man kann also auf dem geradlinigen Teil der Kennlinie arbeiten, sowohl was das Gitter 1 als auch was das Gitter 4 betrifft.

In Abbildung 4 ist dargestellt, wie I_5 von V_1 abhängig ist (V_4 als Parameter).

Veröffentlichungsdaten E 448

V_f	=	4 V $\sqrt{}$
I_f	=	ca. 1 A
V_5	=	200 V
V_3	=	200 V
V_2	=	100 V
V_4	=	ca. -4 V
V_1	=	ca. -1,5 V
I_5	=	3 mA
I	=	13 mA
d	=	130 mm
I_3	=	52 mm
Sockel	=	C 35

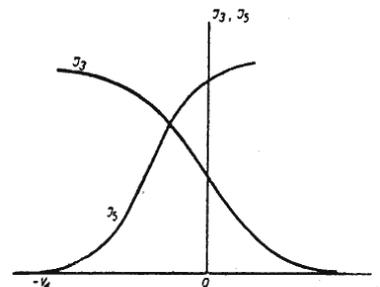


Abb. 3.

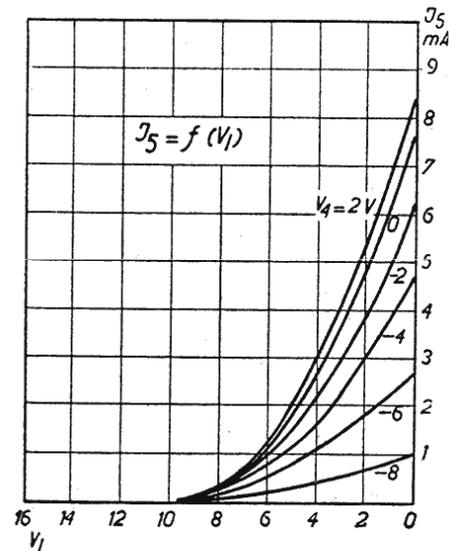


Abb. 4.

Eine Prinzipschaltung zeigt Abbildung 5. An das Gitter 1 wird der Eingangskreis angeschlossen und an das Gitter 3 der Schwingungskreis, welcher auf die Überlagererfrequenz abgestimmt ist. Die für den Schwingungseinsatz erforderliche Rückkopplung wird erhalten, indem von der negativen Steilheit S^3 Gebrauch gemacht wird, wobei über einen grossen Kondensator ohne Phasenverschiebung eine Spannung von 3 an 4 abgegeben wird. Es schwankt jetzt V_4 im hochfrequenten Rhythmus, und damit findet in der Frequenz des Oszillators ein ständiger Verteilungswechsel zwischen I_5 und I_3 statt.

Abbildung 6 gibt eine Gebrauchsschaltung. Die Gittervorspannung V_1 des Gitters 1 soll zirka $-1\frac{1}{2}$ Volt betragen, die

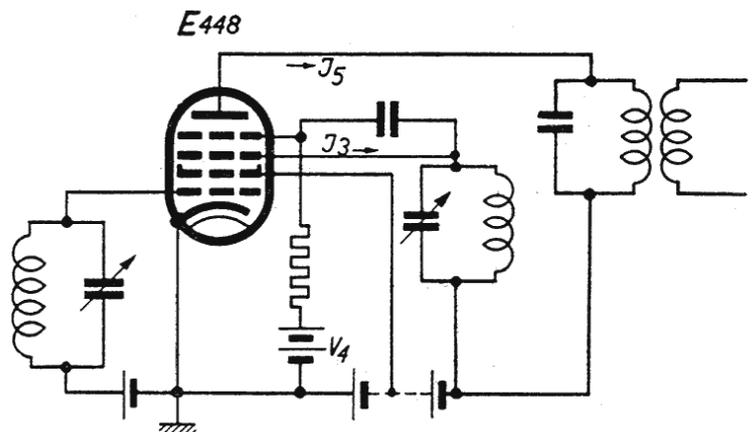


Abb. 5.

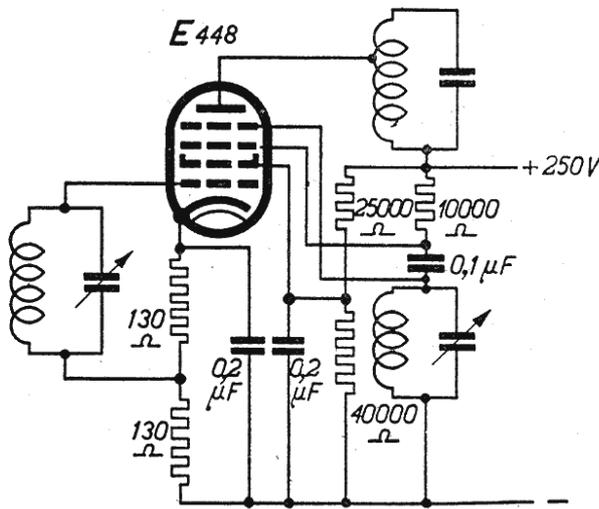


Abb. 6.

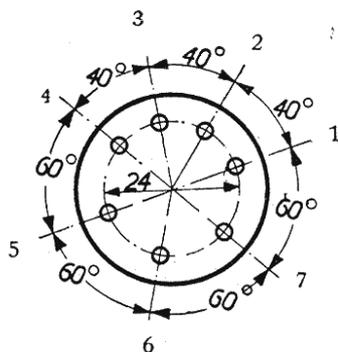


Abb. 7.

Sockel C35 (Unteransicht)

Vorspannung V_4 für das Gitter 4 zirka 3 V. Die Schirmgitterspannung am Gitter 2 beträgt 100 V. Die Rückkopplung kann auch induktiv erfolgen, indem man das Gitter 4 an den im ersten Anodenkreis liegenden Überlagererkreis ankoppelt.

Wie schon oben angegeben, hat die Hexode E 448 sechs Elektroden. Da die Kathode mittels eines bifilaren Glühfadens indirekt geheizt wird, sind im ganzen 8 Anschlüsse nötig. Diese Röhre ist darum mit dem Siebenstiftsockel C 35 versehen. Der achte Anschluss erfolgt an der Oberseite. Die Stifte Nr. 1 bis 7 dieses neuen Philips Sockels (Abb. 7) sind wie folgt angeschlossen: Kathode, Heizfaden, Heizfaden, Gitter 2, Gitter 3, Gitter 4 und Anode. Das erste

Steuergitter ist mit Rücksicht auf eine möglichst kleine C_{ag} mit dem Oberanschluss verbunden. Daher ist auch im Inneren des Kolbens an der Oberseite eine Abschirmung angebracht, welche mit der Kathode verbunden ist.

Daten für Konstrukteure

V_{5_o}	= 400 V	V_{2_o}	= 200 V
V_{5_R}	= 250 V	V_2	= 120 V
V_{5_L}	= 200 V	$V_{g_{i(1)}}$	= -1,3 V
W_5	= 1 W	$R_{g_{i(1)}}$	= 1,5 M Ω
$V_{g_{i(4)}}$	= -1,3 V	$R_{g_{i(2)}}$	= 1 M Ω
V_{3_o}	= 400 V	I_c	= 15 mA
V_{3_R}	= 200 V	V_{fc}	= 50 V
V_{3_L}	= 200 V	$C_{ag(1/3)}$	= ca. 0,01 $\mu\mu\text{F}$
W_3	= 2 W		

Die Philips Mischhexode B 2048

Die B 2048 ist eine Mischhexode für Gleichstrom-Netzanschlussgeräte. Die Heizspannung beträgt ca. 20 V, der Heizstrom 0,18 A. Im übrigen gelten für diese Röhre alle Erwägungen in obenstehendem Artikel über die E 448, mit dem Unterschied, dass die Steilheit wegen der kleineren Heizleistung etwas geringer ist. Der Sockel hat also 7 Stifte und trägt die Bezeichnung C 35.

Daten für Konstrukteure

V_{5_o}	= 250 V	V_{3_R}	= 200 V	$R_{g_{i(1)}}$	= 1,5 M Ω
V_{5_R}	= 250 V	V_{3_L}	= 200 V	$R_{g_{i(2)}}$	= 1 M Ω
V_{5_L}	= 200 V	W_3	= 2 W	I_c	= 15 mA
W_5	= 1 W	V_{2_o}	= 175 V	V_{fc}	= 120 V
$V_{g_{i(4)}}$	= -1,3 V	V_2	= 120 V	$C_{ag(1/3)}$	= 0,01 $\mu\mu\text{F}$
V_{3_o}	= 250 V	$V_{g_{i(1)}}$	= -1,3 V		

Die Philips Hexode-Selektode E 449

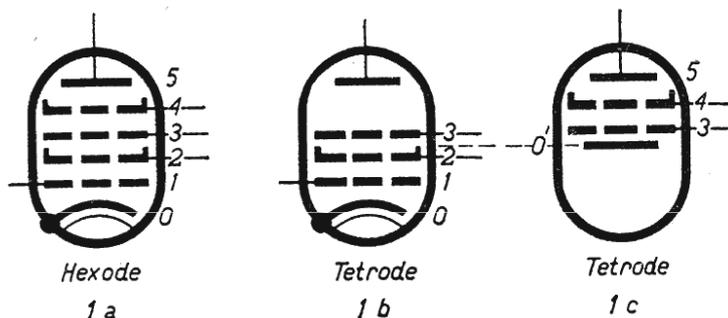
Das Problem der automatischen Lautstärkeregelung ist sehr aktuell, und es bestehen hierfür schon mehrere Lösungen. Man kann z.B. die Regelspannung der Audionröhre entnehmen, wobei die Regelspannung allerdings ziemlich klein ist.

Um eine Selektode voll aussteuern zu können, braucht man jedoch eine grosse Regelspannung und diese kann man mit einer separaten Regelröhre erhalten.

Um nun mit einer verhältnismässig kleinen Spannung, wie sie z.B. eine Binode liefern kann, trotzdem grosse Verstärkungsregelbereiche in den Hochfrequenzstufen erreichen zu können, wurde die Hexode E 449 entwickelt.

Die Elektrodenanordnung bei dieser Röhre ist wie folgt (Abb. 1):

- 0 = Kathode,
- 1 = erstes Steuergitter,
- 2 = erstes Schirmgitter,
- 3 = zweites Steuergitter,
- 4 = zweites Schirmgitter,
- 5 = Anode.



Da es sich hier auch um 6 Elektroden handelt, ist diese Röhre, genau wie die E 448, eine „Hexode“.

Die Einsicht in die Arbeitsweise wird am einfachsten, wenn man die Röhre als 2 übereinander angeordnete Systeme auffasst. Das erste System ist eine Schirmgitterröhre (s. Abb. 1b), bestehend aus den Elektroden 0, 1, 2 und 3; das zweite System ist ebenfalls eine Schirmgitterröhre (s. Abb. 1c), bestehend aus einer virtuellen Kathode 0' zwischen 2 und 3 und den weiteren Elektroden 3, 4 und 5.

Betrachten wir zuerst das erste System, so ist dazu zu bemerken, dass diese Röhre als eine Selektode gebaut ist, wie der Verlauf der Kurve $I_5 = f(V_1)$ in Abbildung 2 für verschiedene Werte der Spannung V_3 angibt.

Man kann auch den Anodenstrom in Abhängigkeit von der Spannung V_3 für verschiedene Werte der Spannung V_1 auftragen. Bei kleineren Werten von V_1 werden die Anodenströme bei gleicher V_3 geringer (Abbildung 3).

Es ist also möglich, mittels der Spannung V_3 den Anodenstrom I_5 von 0 bis zum Maximalwert zu steuern, welcher durch die Emission der virtuellen Kathode bestimmt ist.

Die Steilheit der Röhre ist, wie aus den Abb. 2 und 3 hervorgeht, also eine Funktion von V_1 und V_3 , wobei es möglich ist, mit kleinen Spannungsänderungen von V_3 sehr grosse Steilheitsänderungen zu erzielen.

Man könnte die Steilheitsänderung für die Verwendung als Selektode nur mit einer Änderung von V_3 erreichen, und hierfür würde eine Regelspannung von 0 bis

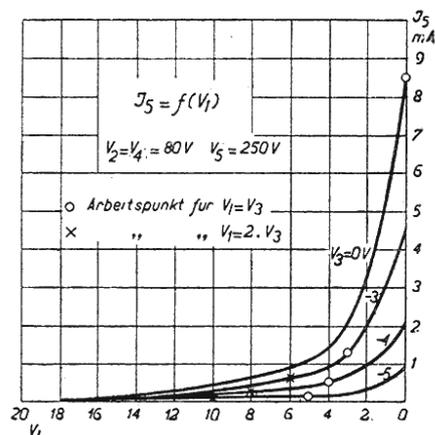


Abb. 2.

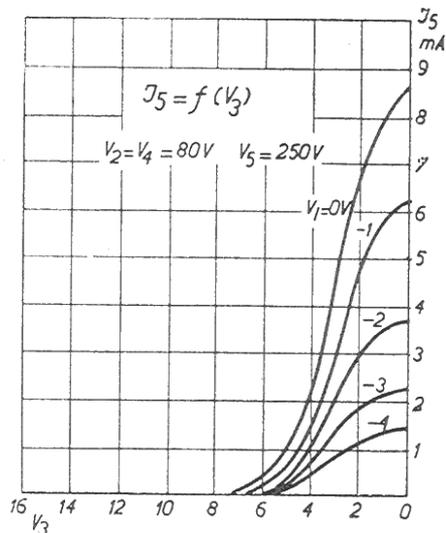


Abb. 3.

zirka 6 Volt genügen. Man muss aber auch berücksichtigen, dass die maximal auftretende hochfrequente Eingangsspannung ohne Erhöhung des Modulationsgrades, ohne Kreuzmodulation doch verzerrungsfrei verarbeitet werden muss, und hierzu wird die Lage des Arbeitspunktes im Diagramm $I_5 = f(V_1)$ durch V_1 bedingt. Wenn nur kleine hochfrequente Eingangsspannungen von z.B. 1 V effektiv verarbeitet werden sollen, so braucht man V_1 nicht stark negativ zu machen und wählt man zum Beispiel denselben Wert wie für V_3 . In diesem Falle ist es möglich, mit einer Spannungsänderung von etwa 0 bis 6 Volt den Gesamtregelbereich zu beherrschen.

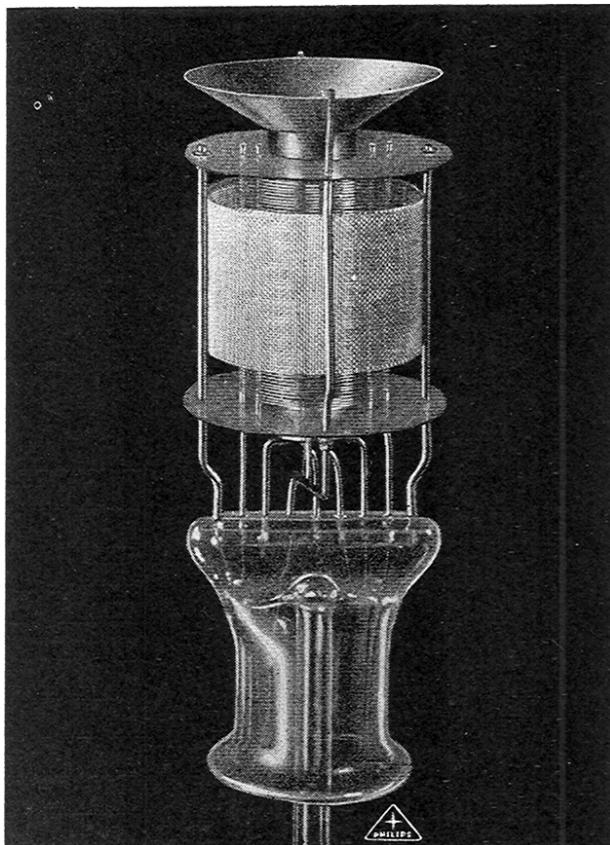
Müssen jedoch grössere hochfrequente Eingangsspannungen an V_1 verarbeitet werden, so muss dem ersten Gitter eine grössere Spannung, z.B. der doppelte Wert von V_3 , zugeführt werden. Während bei normalen Schirmgitterselektoden die Verstärkung ungefähr im Verhältnis 1 : 300 geregelt werden kann, ermöglicht die Hexode-Selektode eine Regelung der Verstärkung von 1 zu 10.000, bei einer

Grösse der Regelspannung V_1 , welche unter verschiedenen Betriebsbedingungen von Null bis maximal 5—15 Volt schwanken kann. Um grosse Steilheitsänderungsmöglichkeiten ausnützen zu können, muss die Röhre eine sehr kleine Gitteranodenkapazität haben, da diese die Untergrenze der Verstärkung bestimmt. Bei der E 449 ist diese Kapazität kleiner als $0,001 \mu\mu F$, da im Inneren der Röhre eine Abschirmung aufgestellt ist (s. Abb. 4). Nach oben ist die Verstärkung durch die maximale Steilheit von 2,5 mA/V gegeben.

Eine Prinzipschaltung zeigt Abbildung 5.

Die Schwingungen im Anodenkreis der Hexode werden mit einem H.F.-Verstärker vergrössert und an eine Diode angelegt. Hierfür kann man sehr gut die Diodeneinrichtung einer Binode E 444 verwenden. Der Einfachheit halber ist die ganze H.F.-Verstärkung nur mit einem Pfeil angegeben. Die Regelspannung wird der Binode bei R_1 und R_2 entnommen und den Gittern 1 und 3 der Hexode zugefügt.

Es ist zu empfehlen, die Schirmgitterspannungen V_2 und V_4 einem Potentiometer zu entnehmen, dessen eigener Ver-



Hexode-Selektode E 449
Abb. 4.

brauch grösser ist als die Summe der beiden Schirmgitterströme. Ein guter Wert für den Potentiometerstrom ist darum 5 mA.

Die E 449 hat ebenso wie die andere Hexode den Sockel C 35 mit 7 Stiften und einen Oberanschluss für das erste Steuergitter. Die Stifte Nr. 1 bis 7 sind in gleicher Weise verbunden wie bei der Hexode E 448, also mit Kathode, Heizfaden, Heizfaden, Gitter 2, Gitter 3, Gitter 4 bzw. Anode.

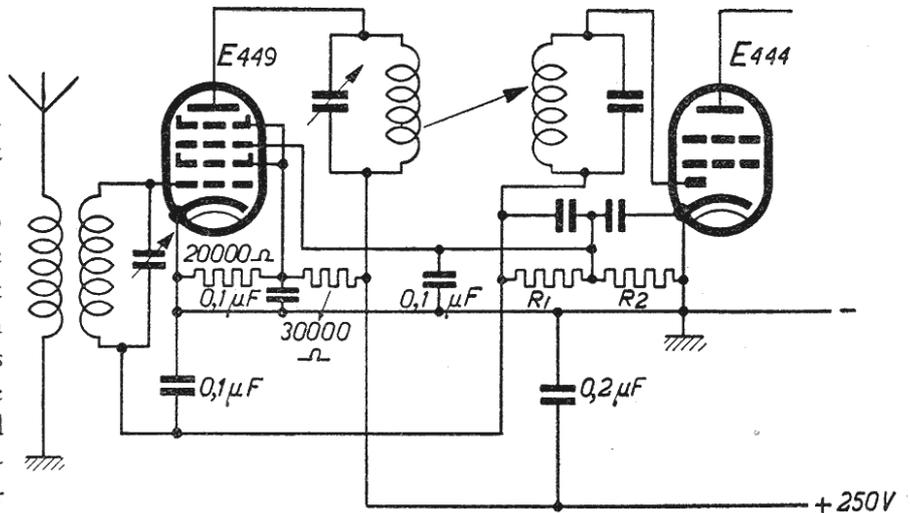


Abb. 5.

Veröffentlichungsdaten

$$V_f = 4.0 \text{ V} \quad I_f = \text{ca. } 1 \text{ A}$$

V_5 in V	V_4 in V	V_2 in V	ca. V_3 in V	ca. V_1 in V	ca. I_5 in mA	R_i in $M\Omega$	S^3_i max. in mA/V	S^3_i norm. in mA/V
200	80	80	1	1	—	—	2,5	—
200	80	80	1,5	1,5	5	0,5	—	2,0
200	80	80	7	7	0,001	10	—	0,001

$$l = 130 \text{ mm}$$

$$d = 55 \text{ mm}$$

$$\text{Sockel} = \text{C } 35$$

Daten für Konstrukteure

$$\begin{aligned} V_{5_o} &= 400 \text{ V} \\ V_{5_R} &= 250 \text{ V} \\ V_{5_L} &= 200 \text{ V} \\ W_5 &= 1 \text{ W} \\ V_{4_o} &= 200 \text{ V} \\ V_4 &= 150 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W_4 &= 0,25 \text{ W} \\ V_{g_{i(3)}} &= -1,3 \text{ V} \\ R_{g_{1(3)}} &= 3 \text{ M}\Omega \\ V_{2_o} &= 200 \text{ V} \\ V_2 &= 150 \text{ V} \\ W_2 &= 0,5 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{g_{i(1)}} &= -1,3 \text{ V} \\ R_{g_{1(1)}} &= 3 \text{ M}\Omega \\ I_c &= 10 \text{ mA} \\ V_{fc} &= 50 \text{ V} \\ C_{ag(115)} &< 0,001 \mu\mu\text{F} \end{aligned}$$

Die Philips Hexode-Selektode B 2049

Die B 2049 ist die 20-V-Ausführung der E 449 und für die Verwendung in Gleichstrom-Netzanschlussgeräten bestimmt ($V_f = \text{ca. } 20 \text{ V}$; $I_f = 0,180 \text{ A}$). Diese Röhre hat weiter dieselben Eigenschaften wie die 4-V-Ausführung, jedoch ist die Steilheit etwas geringer. Die Veröffentlichungsdaten und die Daten für Konstrukteure sind deshalb denjenigen der E 449 ungefähr gleich. Der Sockel hat also auch 7 Stifte und trägt die Bezeichnung C 35.



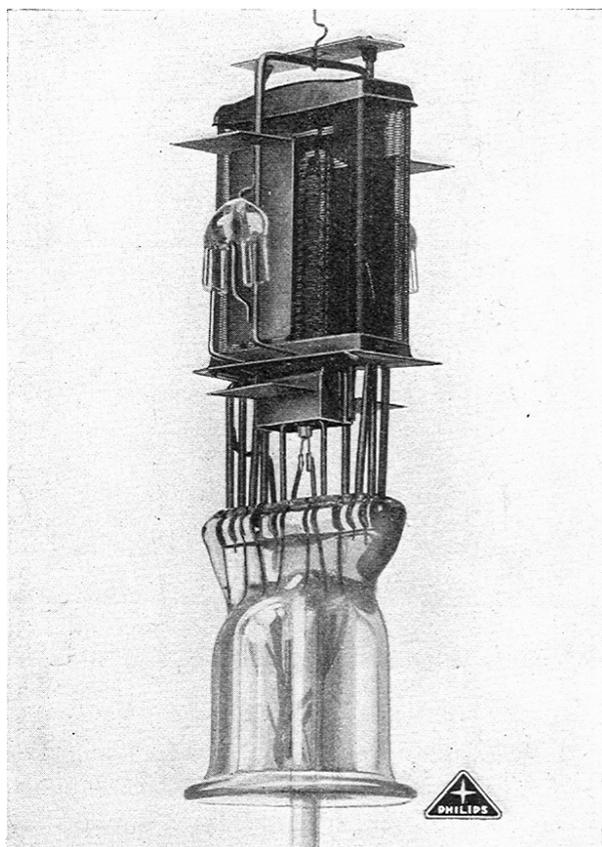
Daten für Konstrukteure

$V5_o$	=	250 V	$V_{g_i(3)}$	=	-1,3 V
$V5_R$	=	250 V	$V2_o$	=	175 V
$V5_L$	=	1 W	$V2$	=	150 V
$W5$	=	200 V	$W2$	=	0,5 W
$V4_o$	=	175 V	$V_{g_i(1)}$	=	-1,3 V
$V4$	=	150 V	$R_{g_1(1)}$	=	3 M Ω
$I4$	< $I2$	$\left. \begin{array}{l} V2 = V4 = 80 \text{ V} \\ (V1 = -1 \text{ V}) \end{array} \right\}$	I_c	=	10 mA
$R_{g_1(3)}$	=	3 M Ω	V_{fc}	=	120 V
			$C_{ag(1/5)}$	=	0,001 $\mu\mu\text{F}$

Eine neue Audionröhre, die Philips Binode

Zwei sehr wichtige Eigenschaften sind es, die der moderne Apparatekonstrukteur von der Audionröhre verlangt:

1. Verzerrungsfreiheit, also eine lineare Gleichrichtung;
2. die Möglichkeit, dem Gitter der Endröhre eine ausreichende N.F.-Spannung zuzuführen.



Ein früherer Artikel beschrieb als die Lösung dieser Frage die Diodengleichrichtung, die allerdings den Nachteil einer Zusatzröhre aufweist.

Diese Schwierigkeit wird nun ein für allemal durch die neue Philips „Binode“ behoben, die einen Diodengleichrichter und eine Schirmgitter-Verstärkeröhre in einem Kolben vereinigt. So einfach diese Lösung an sich auch scheinen mag, so bereitete die praktische Ausführung doch erhebliche Schwierigkeiten, die erst nach eingehenden Untersuchungen restlos überwunden werden konnten. Die Diode und die Verstärkeröhre, die beide zusammen die „Binode“ bilden, haben eine gemeinsame Kathode, und zwar besteht die Diode aus einem um die Kathode der Verstärkeröhre gelegten kleinen Ring. Dieser Ring, also die Anode der Diode, ist an einen der 6 Stifte des Röhrensockels angeschlossen. Die Verstärkeröhre ist für Widerstandsverstärkung bestimmt.

Die einfachste Schaltung für die Benutzung der Binode ist in Abb. 1 dargestellt. Über einen „Gitterkondensator“ C_1 von beispielsweise 200 $\mu\mu\text{F}$ und einen Ableitungswiderstand R_1 von 0,2—2 Megohm wird das H.F.-Signal der Diode zugeführt.

Das an R_1 erzielte gleichgerichtete Signal gelangt über C_2 , einen normalen Kopplungskondensator von rund $5000 \mu\mu\text{F}$, an das Gitter der Verstärkerröhre.

Der Widerstand R_3 , durch den Kondensator C_3 von etwa $1 \mu\text{F}$ überbrückt, liefert die negative Gittervorspannung für die Tetrode; durch den Widerstand R_2 von 2 Megohm wird diese Spannung an die Röhre angelegt. Der Wert von R_3 wird noch näher angegeben.

In den Anodenkreis ist der Kopplungswiderstand R_4 geschaltet; die Anodenkopplung an die Endröhre erfolgt in der normalen Weise. Die Schirmgitterspannung erzielt man am besten unter Benutzung eines Potentiometers mit einem Gesamtwiderstand von 0,1 Megohm.

Die Diodenkennlinie veranschaulicht Abb. 2.

Angenommen, es würde ein unmoduliertes Signal von 0,5 Volt effektiv angelegt, so steigt die Gleichspannung an R_1 um 0,43 Volt. Wird dasselbe Signal mit 50% moduliert, und bewegt es sich also zwischen 0,25 V und 0,75 V, so schwankt die Gleichspannung an R_1 von 0,15 bis 0,71 V. Die Amplitude der Gleichspannungsänderung beträgt demnach 0,28 Volt, was einer effektiven Wechselspannung von 0,2 Volt entspricht. Diese N.F.-Spannung teilt sich dem Gitter der Verstärkerröhre mit.

Bei der Binode hat man mit einer viel geringeren Hochfrequenzspannung am Gitter zu rechnen als bei einer Triode. Oberflächlich betrachtet, sollte man meinen, das Gitter erhielte überhaupt keine Hochfrequenzspannung. Zwischen der Gleichrichtanode und der Kathode ist jedoch eine innere Kapazität von rund $2 \mu\mu\text{F}$ vorhanden; dazu tritt dann noch die Kapazität der Bedrahtung, die also die Gesamtkapazität der Diode auf 8 bis $12 \mu\mu\text{F}$ erhöht.

Diese Kapazität ist in Reihe mit C_1 parallel zum abgestimmten Kreis geschaltet, so dass C_1 , also auch das Gitter der Tetrode, einen Teil der Hochfrequenzspannung aufnimmt.

Beträgt die Kapazität der Diode mit Bedrahtung $10 \mu\mu\text{F}$ und ist $C_1 = 200 \mu\mu\text{F}$, so wird die H.F.-Spannung am Gitter der Tetrode $\frac{10}{210} = \frac{1}{21}$ von der Spannung am abgestimmten Kreis, also einundzwanzigmal so niedrig wie bei normaler Gittergleichrichtung. Dieses Signal ist so schwach, dass es keine Anodengleichrichtung mehr hervorrufen kann. Aus diesem Grunde kommt es darauf an, die Kapazität der Bedrahtung an der Diode so gering wie möglich zu halten.

Aus demselben Grund ist es empfehlenswert, die Abschirmung des H.F.-Transformators nicht an das Chassis zu legen, sondern nach Abb. 1 an den abgestimmten Kreis. Es ist dann aber darauf zu achten, dass zwischen der Endröhre und der Abschirmung keine Rückwirkung möglich ist, um eine N.F.-Rückkopplung zu vermeiden.

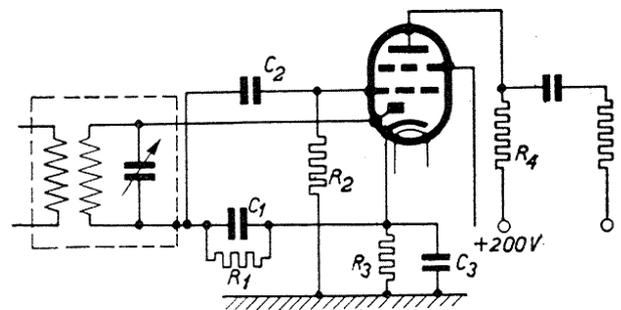


Abb. 1.

V ÷

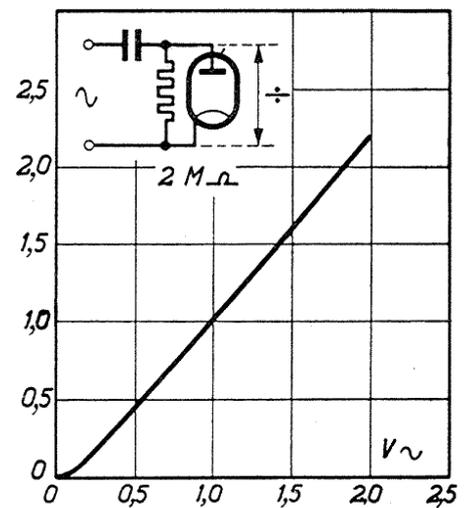


Abb. 2.



Denn in dieser Weise ist der Schirm auch über C_2 mit dem Gitter der Verstärkerröhre verbunden.

Da die Hochfrequenzspannung am Gitter der Tetrode so niedrig ist, wird sich ein Kondensator-parallel zu R_4 in vielen Fällen erübrigen.

Die Kapazität zwischen Gleichrichtanode und Kathode beträgt, wie gesagt, nur $2 \mu\text{F}$. Auch der Sockel ist derart konstruiert, dass die Kapazität zwischen den Stiften der Gleichrichtanode und des Steuergitters minimal ist. Weil die Binode E 444 im ganzen 7 Anschlüsse braucht und die Anode nach oben ausgeführt ist, so ist die Röhre mit dem neuen Sechsstiftsockel, B 35¹⁾ versehen.

Die Diodenstrecke ist durch einen Schirm innerhalb der Röhre von dem N.F.-Verstärkerteil getrennt, so dass eine Steuerung der Verstärkerröhre durch die Diode ausgeschlossen ist. (Bei den Musterröhren fehlte dieser Schirm noch.)

Die Verstärkung des N.F.-Signals durch die Verstärkerröhren richtet sich nach der Grösse des Kopplungswiderstandes R_4 . Einige Werte dafür enthält die untenstehende Tabelle, die ferner auch die günstigste Schirmgitterspannung und den Wert des Widerstandes R_3 angibt. Auch sind der ungefähre Anodenstrom, die effektive Anodenwechselspannung und die Verstärkung eingetragen, bei denen eine fünfprozentige Verzerrung auftritt. Diese Spannung hat also als die im Höchstfalle abzugebende effektive Wechselspannung zu gelten.

$V_a = 250 \text{ V.}$					
R_4	$V_{g'}$	R_3	$I_a \text{ ca.}$	Max. abzugebende Anodenwechselspannung	Verstärkung
0,3 Megohm	35 V	4000 Ohm	0,40 mA	39 V	110 ×
0,1 „	50 „	1500 „	1,16 „	41 „	65 ×
0,06 „	65 „	1250 „	1,8 „	36 „	50 ×
0,02 „	100 „	800 „	4,0 „	29 „	25 ×
0,01 „	120 „	400 „	7,2 „	27 „	19 ×
$V_a = 200 \text{ V}$					
0,3 Megohm	33 V	5000 Ohm	0,30 mA	30 V	100 ×
0,1 „	45 „	2000 „	0,84 „	30 „	60 ×
0,06 „	55 „	1500 „	1,30 „	28 „	45 ×
0,02 „	90 „	800 „	3,2 „	22 „	20 ×
0,01 „	110 „	670 „	4,8 „	18 „	14 ×
$V_a = 150 \text{ V.}$					
0,3 Megohm	30 V	8000 Ohm	0,20 mA	24 V	80 ×
0,1 „	40 „	3000 „	0,60 „	23 „	50 ×
0,06 „	50 „	2000 „	1,00 „	23 „	35 ×
0,02 „	75 „	1000 „	2,2 „	18 „	17 ×
0,01 „	90 „	800 „	3,2 „	12 „	10 ×

¹⁾ Dieser neue Sockel ist in Abbildung 3, Seite 22 dargestellt. Bemerkenswert wird, dass die Anode der Diode angeschlossen ist an „P“.

Bekanntlich ergibt ein grösserer Kopplungswiderstand eine höhere Verstärkerleistung. Mit einem Kopplungswiderstand von 0,3 Megohm und einer Anodenspannung von 200 V könnte man also das oben erwähnte Signal von 0,2 V auf 24 V effektiv verstärken, ein Wert, der einer schon ziemlich leistungsfähigen Endröhre zugeführt werden kann. Nun ist aber grosse Verstärkung nicht immer das erste Erfordernis. Es wurde schon angedeutet, dass zur Erzielung einer linearen Gleichrichtung eine ziemlich grosse H.F.-Spannung an der Diode wesentlich ist. Als Grössenordnung wurde ein Effektivwert von mindestens 0,5 V genannt. Wird dieses Signal mit 90% moduliert, so hat man nach der Gleichrichtung eine N.F.-Wechselspannung mit einer Amplitude von ungefähr 0,5 Volt. Die Verstärkung wird nun so bemessen, dass die Endröhre mit normaler Belastung arbeitet und für stärkere Signale eine ausreichende Reserve hat. In dem Falle ist eine dreissigfache Verstärkung, wie sie mit einem Kopplungswiderstand von 20.000 Ohm erzielt wird, schon recht viel, denn die Amplitude am Gitter der Endröhre beläuft sich dann auf $30 \times 0,5 = 15$ V; meistens ist daher ein Kopplungswiderstand von 10.000 Ohm mit einer rund achtzehnfachen Verstärkung besser geeignet.

Die lineare Gleichrichtung mit einer Diode bedingt ein starkes H.F.-Signal an der Diode, wodurch eine mässige N.F.-Verstärkung nötig ist. Demgemäss bedarf es einer grösseren H.F.-Verstärkung. In den meisten Überlagerungsempfängern neuerer Bauart mit einer H.F.-Röhre vor dem Modulator ist die H.F.-Verstärkung mehr als ausreichend.

Aus der Tabelle geht hervor, dass die Binode auch als hochempfindliches Audion geschaltet werden kann; man verzichtet dann allerdings auf die lineare Gleichrichtung, behält dafür aber den Vorteil, dass die Audionröhre nicht überlastet wird und dass auch ohne zusätzliche H.F.-Filter nur eine geringe H.F.-Spannung im Niederfrequenzverstärkerteil des Empfängers vorhanden ist. Mit einem Kopplungswiderstand von 0,1 Megohm im Anodenkreis erhält man ungefähr dieselbe Empfindlichkeit wie bei der E 424 mit Transformator 1 : 3; bei grösseren Kopplungswiderständen wird die Binode empfindlicher als die eben genannte Kombination.

Es ist jedoch zu berücksichtigen, dass der Wert des Widerstandes für hohe Töne durch die vielleicht parallel dazu liegende Kapazität und auch durch den Ableitungswiderstand der Endröhre begrenzt wird.

Um die N.F.-Verstärkung der Verstärkerröhre im voraus bestimmen zu können, ermittelt man die $I_a - V_g$ Kurve mit dem Kopplungswiderstand in der Anode. Abb. 3 zeigt ein Beispiel für $R_a = 0,3$ Megohm. Die Steilheit bei -2 Volt erreicht $0,4$ mA/V, entsprechend einer 120-fachen Verstärkung ($0,0004 \times 300.000 = 120$). Die Amplitude der Gitterwechselspannung wird durch zwei Krümmungen begrenzt; die erste ist die normale untere Krümmung, wo sich der Anodenstrom dem Nullwert nähert, und die zweite bildet eine Krümmung im oberen Teil, die entsteht, weil die Anodenspannung der Schirmgitterspannung gleich oder niedriger als diese wird. Der Anodenstrom beläuft sich dort auf $0,55$ mA, so dass der Spannungsabfall im Kopplungswiderstand 165 V beträgt; die Anodenspannung ist dann der Schirmgitterspannung gleich. Bei niedrigerer Schirmgitterspannung verschiebt sich diese Krümmung nach oben und weiter nach rechts; da damit gleichzeitig die ganze Kennlinie mehr nach rechts verlegt wird, begrenzt der Gitterstrom auf die Dauer den Gitterraum.

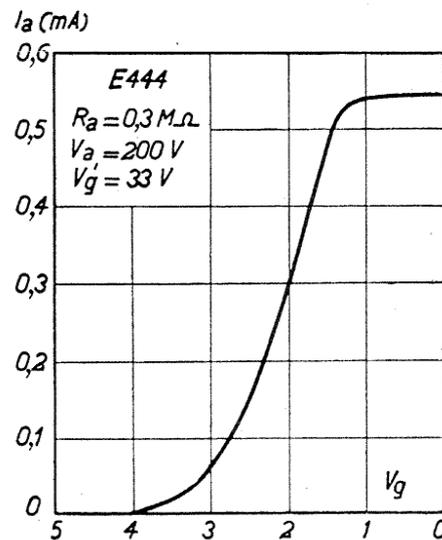


Abb. 3.

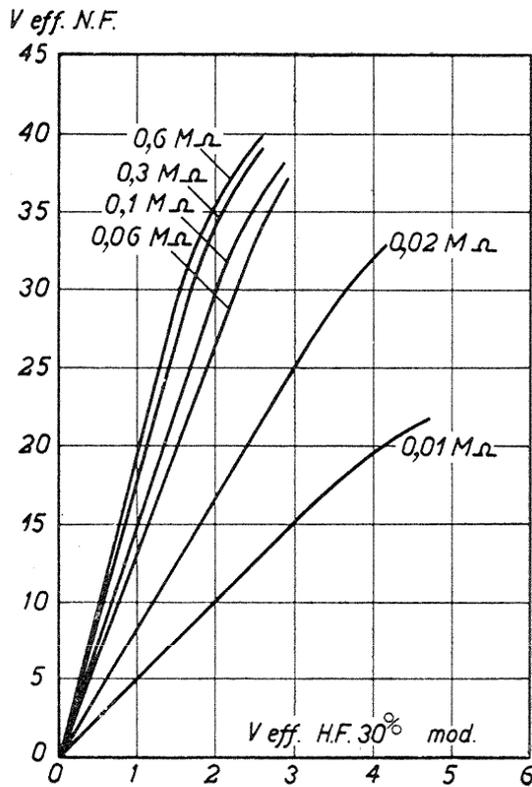


Abb. 4.

Messung aufgenommen. Die Krümmung im oberen Teil rührt nicht von der Diode her, sondern von einer Überlastung der Tetrode. Die N.F.-Spannung kann auch auf Grund der Diodenkennlinie in Abb. 2 und der verschiedenen Kennlinien, von denen Abb. 3 eine zeigt, bestimmt werden. Die Höchstspannung (siehe Tabelle) ist für alle Fälle ausreichend.

Solange die N.F.-Spannung unter dem Höchstwert bleibt, kann sie der Modulationstiefe proportional betrachtet werden; die Kurven sind demnach auch für andere Modulationstiefen als 30% anwendbar.

Eine 18- bis 30fache N.F.-Verstärkung, welche Grösse sich zur Erzielung linearer Gleichrichtung beim Radioempfang empfiehlt, genügt nicht für die Schallplattenwiedergabe; meist wird eine etwa 75fache Verstärkung vorgesehen. Um beide Röhrenanwendungen zu ermöglichen, ist die für Schallplattenwiedergabe erforderliche N.F.-Verstärkung zu wählen. Darum wird der Tonabnehmer unmittelbar an das Steuergitter angeschlossen und muss offenbar das von der Diode herrührende N.F.-Signal herabgesetzt werden. Zu dem Zweck kann zwischen C_2 und R_2 ein Widerstand R_6 eingefügt werden (Abb. 6), so dass beim Radioempfang an das Gitter nur ein Teil der gleichgerichteten Spannung gelangt.

Nach der Steigerung der Verstärkung von 18 auf 75 muss jetzt die gleichgerichtete Spannung im selben Verhältnis verringert werden, d.h. $\frac{R_2}{R_2 + R_6} = \frac{18}{75}$ R_6 beträgt z.B. 1 Megohm, R_2 demgemäss 0,3 Megohm.

In der Schaltung der Abb. 1 ist der abgestimmte Kreis nicht mit dem Chassis verbunden. In Überlagerungsempfängern ist dies unbedenklich zulässig, nur müssen die Z.F.-Transformatoren immer induktiv gekoppelt sein. In anderen Empfangsgeräten mit induktiver Kopplung ist die-

Man wählt nun die Schirmgitterspannung so, dass die obere Krümmung mit dem Einsatzzpunkt des Gitterstromes zusammenfällt, also bei etwa -1 bis $-1,5$ V liegt. Auf diese Weise sind auch die Schirmgitterspannungen der Tabelle gefunden worden.

Die Stärke des Signals, das die Anode noch verzerrungsfrei abgeben kann, ist von der Lage der zwei Krümmungen der Kennlinie abhängig (Abb. 3) und könnte graphisch daraus abgeleitet werden. Eine direkte Messung führt jedoch rascher und sicherer zum Ziel. Nimmt man eine maximale Verzerrung von 5% an, so findet man die in der Tabelle angegebenen Werte, die mit einem Gitterableitungswiderstand von 2 Megohm für die Endröhre gemessen sind.

Die Kurven der Abb. 4 veranschaulichen die Leistungen der Binode als ein Ganzes. Hier ist die abgegebene N.F.-Spannung, gemessen über einen Ableitungswiderstand von 2 Megohm für die Endröhre, als Funktion der effektiven H.F.-Spannung aufgetragen, die dem „Gitterkondensator“ bei einer Modulationstiefe von 30% zugeführt wird. Die einzelnen Kurven beziehen sich auf verschiedene Kopplungswiderstände und wurden durch direkte

selbe Möglichkeit gegeben. Die zwischen dem abgestimmten Kreis und dem Chassis etwa vorhandene Kapazität kommt zu der Kapazität des Kondensators C_1 .

In Apparaten mit direkter Kopplung, in denen die Abstimmospule an die Hochspannung für die vorhergehende Röhre angeschlossen ist, verwende man die Schaltung nach Abb. 5.

Das H.F.-Signal gelangt wieder über den Kondensator C_1 von beispielsweise $2000 \mu\mu\text{F}$ an die Diode; parallel zur Diode liegt der Ableitungswiderstand R_1 von 2 Megohm. Das an R_1 erzielte gleichgerichtete Signal wird über C_2 , den normalen Kopplungskondensator von ca. $5000 \mu\mu\text{F}$, an das Gitter der Verstärkerröhre gelegt. Da hier nun abweichend vom Schaltbild der Abb. 1 am Ableitungswiderstand R_1 ausser der N.F.-Spannung auch noch die H.F.-Wechselspannung vorhanden ist, muss dem Gitter der Verstärkerröhre ein H.F.-Filter vorgeschaltet werden. Im vorliegenden Falle besteht dieses Filter aus dem Widerstand R_6 von beispielsweise 1 Megohm; die Kapazität bilden Gitter und Bedrahtung. Schätzt man diese Kapazität auf $15 \mu\mu\text{F}$, so hat die Impedanz für 60 kHz einen Wert von $1/6$ Megohm, so dass ein Zwischenfrequenzsignal bis auf $1/6$ abnimmt. Das Verhältnis ist hier also nicht so günstig wie im Schaltbild der Abb. 1, so dass häufig noch ein Kondensator C_3 parallel zu R_4 aufgenommen werden muss. Jedenfalls ist auch hier keine Gleichrichtung mehr in der Tetrode zu erwarten.

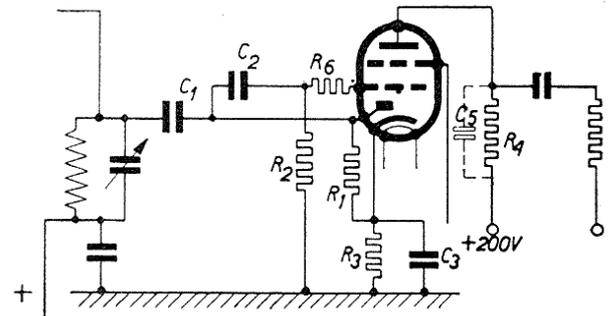


Abb. 5.

Es wäre noch zu bemerken, dass die Schaltungen der Abb. 1 und 5 der N.F.-Verstärkung nach nicht vollständig sind. R_3 und C_3 bilden eine Impedanz, die für die sehr tiefen Töne am wichtigsten ist. Bekanntlich ergibt diese Impedanz eine Rückwirkung zwischen dem Anodenstrom und dem das Gitter erreichenden Signal, welche Rückwirkung die tiefen Töne unterdrückt. Zur Vermeidung dieser Unterdrückung enthält die Abb. 6 den Entkopplungswiderstand R_5 (0,1 Megohm) und den Kondensator C_4 ($0,5 \mu\text{F}$). Im übrigen handelt es sich hier um eine die Binode eigentlich nicht, sondern eher die N.F.-Verstärker angehende Frage.

Schliesslich erfüllt Abb. 6 auch die schon erwähnten Voraussetzungen der Schallplattenwiedergabe. In Abb. 1 könnte man zwischen C_2 und R_2 einen Widerstand anbringen; in der Schaltung der Abb. 5 kann man sich aber einen Widerstand sparen, indem man diesen Zusatzteil durch den dann also einem doppelten Zweck dienenden Widerstand R_6 ersetzt.

Zum Schluss sei die Bemerkung angefügt, dass die Binode nicht nur das ideale Audion ist, sondern dass sie ausserdem später noch zu behandelnde Möglichkeiten bietet, wie eine vereinfachte Vorrichtung zur Fadingunterdrückung.

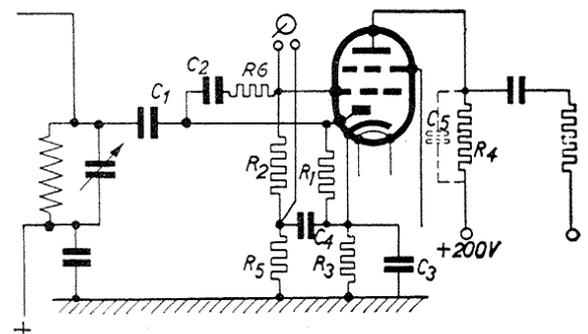


Abb. 6.



Daten für Konstrukteure.

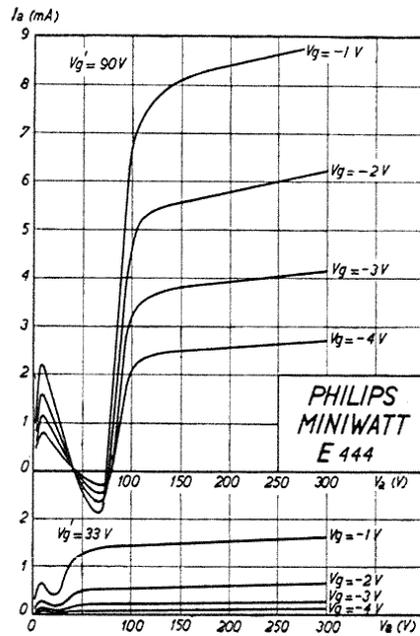


Abb. 7.

- $V_{a0} = 400 \text{ V}$
- $V_{aR} = 250 \text{ V}$
- $V_{aL} = 200 \text{ V}$
- $W_a = 1,0 \text{ W}$
- $I_c = 10 \text{ mA}$
- $V_{g'0} = 300 \text{ V}$
- $V_{g'} \leq V_a - 50 \text{ V}; \text{ max. } 150 \text{ V}$
- $W_{g'} = 0,25 \text{ W}$
- $I_{g'} = 0,5 \text{ mA}^*)$
- $V_{gi} = -1,3 \text{ V}$
- $V_{a'} = 20 \text{ V}$
- $I_{a'} = 0,5 \text{ mA}$
- $R_{g1} = 2 \text{ M}\Omega$
- $R_{g2} = 1 \text{ M}\Omega$
- $V_{fc} = 50 \text{ V}$
- $R_{fc} = 20.000 \Omega$
- $C_g = 10,6 \mu\text{F}$
- $C_a = 7 \mu\text{F}$
- $C_{ag} = 0,003 \mu\text{F}$

- *) bei
- $V_a = 200 \text{ V}$
 - $V_{g'} = 90 \text{ V}$
 - $R_a = 0,02 \text{ M}\Omega$
 - $I_a = 3,3 \text{ mA}$

Veröffentlichungsdaten der Type E 444.

$V_f = 4,0 \text{ V}$, $I_f = \text{ca. } 1,0 \text{ A}$, $C_{ag} = 0,003 \mu\text{F}$

V_a in V	$V_{g'}$ in V	I_a in mA	ca. $-V_{g'}$ in V	g	R_i in Ohm	S max. in mA/V	R_a in $\text{M}\Omega$
200	33	0,35	2,3	1000	2.500.000	2,7**	0,3
200	45	0,9	2,3	800	1.000.000		0,1
200	55	1,3	2,4	750	800.000		0,06
200	90	3,3	3,2	300	200.000		0,02

$d = 51 \text{ mm}$

$l = 125 \text{ mm}$

Sockel = B 35

***) Bei $V_a = 200 \text{ V}$ und $V_{g'} = 100 \text{ V}$.

Die Philips Binode E 444 S

Es handelt sich hier um eine Diodenstrecke, welche mit einer Triode kombiniert ist. Die Eigenschaften decken sich deshalb im allgemeinen mit denen der E 444, jedoch ist selbstverständlich die erzielbare N.F.-Verstärkung bedeutend niedriger, wodurch die Anwendungsmöglichkeiten beschränkter sind.

Die Röhre ist mit dem normalen Fünfstiftsockel 0 35 versehen; die Gleichrichtanode ist nach oben ausgeführt.



Veröffentlichungsdaten

- $V_f = 4,0 \text{ V} \sim$
- $I_a = \text{ca. } 1,0 \text{ A}$
- $V_a = 200 \text{ V}$
- $I_a = 6 \text{ mA}$
- $V_g = -3,5 \text{ V}$
- $g = 25$
- $S_{\max} = 3,5 \text{ mA/V}$
- $S_{\text{norm}} = 2 \text{ mA/V}$
- $R_i = 12.500 \ \Omega$
- $l = 108 \text{ mm}$
- $d = 46 \text{ mm}$
- Sockel = 0 35

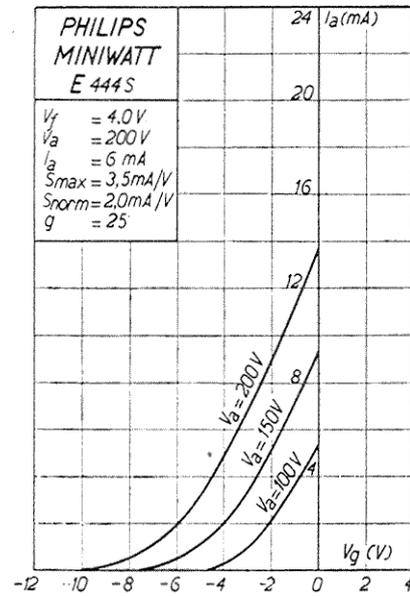


Abb. 1.

Daten für Konstrukteure

- $V_{a_0} = 400 \text{ V}$
- $V_{a_R} = 250 \text{ V}$
- $V_{a_L} = 200 \text{ V}$
- $W_a = 1,5 \text{ W}$
- $I_c = 15 \text{ mA}$
- $V_{g_i} = -1,3 \text{ V}$
- $R_{g_1} = 2 \text{ M}\Omega$
- $R_{g_2} = 1 \text{ M}\Omega$
- $V_{f_c} = 50 \text{ V}$
- $R_{f_c} = 20.000 \ \Omega$

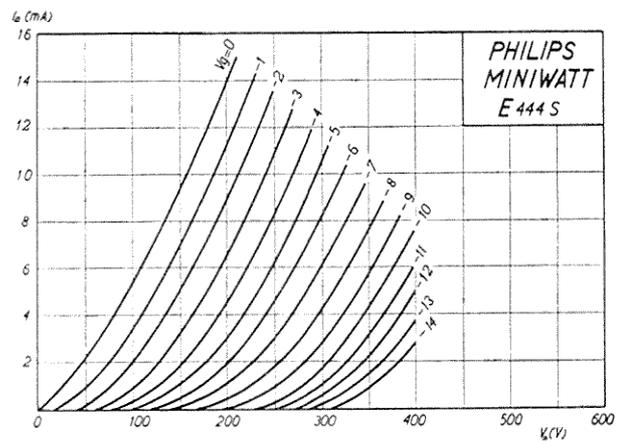


Abb. 2.

Die Philips Binoden B 2044 und B 2044 S

Die B 2044 ist eine Diode-Tetrode; die B 2044S eine Diode-Triode. Diese Röhren bilden die Gleichstromserien-Ausführung der 2 hier oben angegebenen Binoden E 444 und E 444 S und haben einen 20 V, 180 mA Heizfaden.

Die Veröffentlichungsdaten und die Daten für Konstrukteure weichen von denjenigen der Typen für 4-V-Wechselstromspeisung nur wenig ab. Selbstverständlich ist die max. Steilheit geringer, da die Heizleistung bei der 20-V-Röhre ungefähr 2/3 von der Leistung der 4-V-Ausführungen für Wechselstrom beträgt.

- | | | |
|---------------------------|---------------------------------|-------------------------------|
| $V_{a_0} = 250 \text{ V}$ | Daten für Konstrukteure B 2044S | $R_{g_1} = 2 \text{ M}\Omega$ |
| $V_{a_R} = 250 \text{ V}$ | $W_a = 1,5 \text{ W}$ | $R_{g_2} = 1 \text{ M}\Omega$ |
| $V_{a_L} = 200 \text{ V}$ | $I_c = 15 \text{ mA}$ | $V_{f_c} = 120 \text{ V}$ |
| | $V_{g_i} = -1,3 \text{ V}$ | $R_{f_c} = 20.000 \ \Omega$ |



Philips 9-Watt-Endpentoden E 443 H und E 463

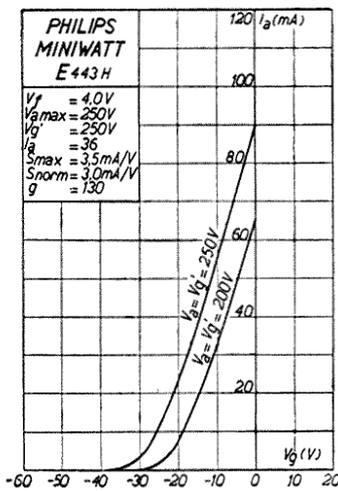


Abb. 1.

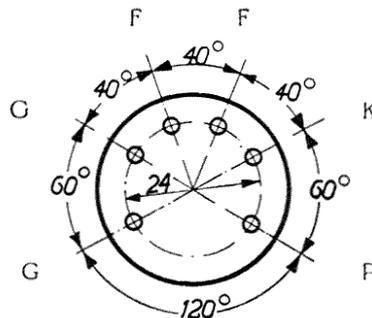


Abb. 3.
Sockel B 35 (Untersicht)

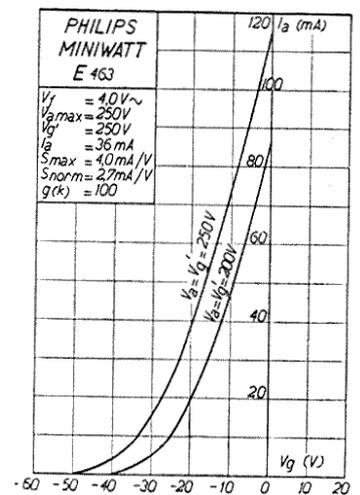


Abb. 2.

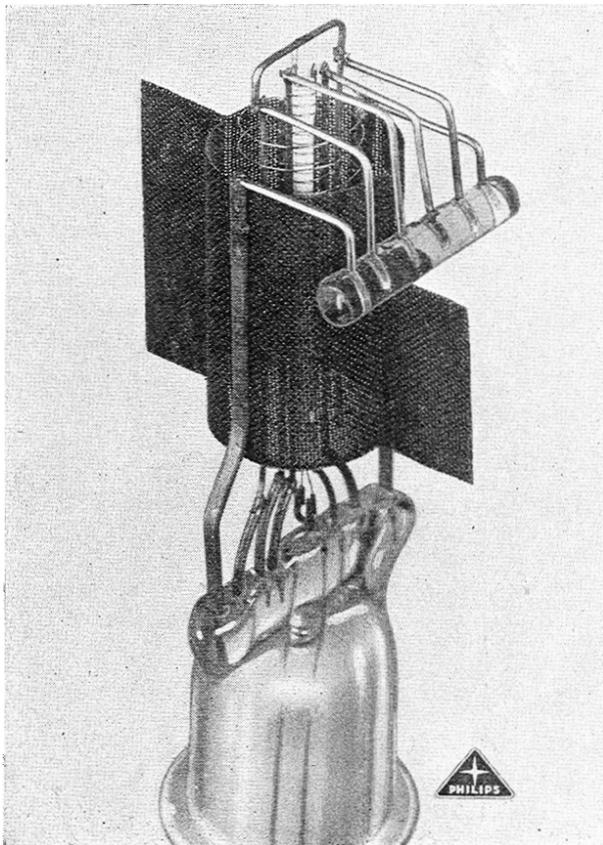


Abb. 4.

Die Kennlinien der E 443H und der E 463 sind in Abb. 1 und 2 dargestellt. Die E 443H ist eine Röhre mit direkt geheizter Kathode und hat also den Normalsockel 0 35. Die E 463 dagegen arbeitet mit indirekter Heizung; zu dem Zweck hat sie sechs Stifte und ist mit dem neuen Röhrensockel B 35 (Abb. 3) versehen.

Beide Röhren können bis zu 9 W Anodenleistung aufnehmen und sind deshalb so konstruiert, dass die Wärme leicht ausgestrahlt werden kann (siehe Abbildung 4).

Die Spannung ist normal 250 V an Anode und Schirmgitter. Darin liegt ein sehr grosser Vorteil. Bei vielen Pentoden ist die erwünschte Schirmgitterspannung niedriger als die Anodenspannung; es bedarf dann eines Potentiometers oder eines Serienwiderstandes mit Abflachkondensator zur Entnahme der erwünschten Schirmgitterspannung. Bei diesen beiden neuen Philips Röhren kann man die Mehrkosten für Widerstände und Abflachung sparen, weil die Spannungen jetzt einander gleich sind.

Der günstigste Anpassungswiderstand beträgt bei der E 443H 7000 Ω . Bei dieser



Lautsprecherimpedanz ist mit 5% Verzerrung eine Wechselstromleistung von 2,8 W zu erzielen. Bei Verwendung der E 463 ist eine Leistung von 2,5 Watt zu erzielen, wenn ein Aussenwiderstand von 9000 Ω eingesetzt wird. Beide Röhren sind wieder steiler als die älteren 6-Watt-Typen, so dass gleichzeitig eine grössere Empfindlichkeit gegeben ist.

Die indirekt geheizte E 463 bietet noch insofern einen Vorteil, als sehr einfach automatische negative Gittervorspannung erzielt werden kann (Abb. 5). Von Bedeutung ist dies in Apparaten mit Lautstärkeregelung auf einige Röhren, wo also der gesamte Anodenstromverbrauch stark schwanken kann. In diesem Falle darf die Gittervorspannung der Endröhre nicht durch die gesamte Anodenstromentnahme beeinflusst werden. Die Schaltung der Abb. 5 vermeidet die Unannehmlichkeit, dass tiefe Töne abgeschwächt werden und ist trotzdem sehr einfach.

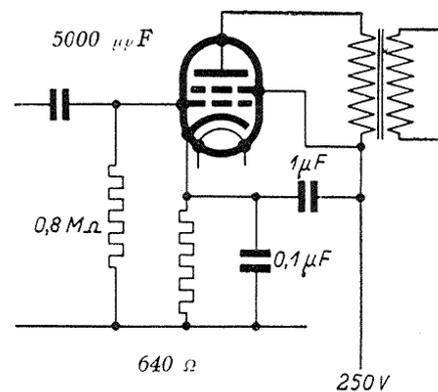


Abb. 5.

Veröffentlichungsdaten der Type E 443H

$$V_f = 4,0 \text{ V} \quad I_f = \text{ca. } 1,1 \text{ A} \quad W_a = 9 \text{ W}$$

V_a in V	V_{g^1} in V	I_a in mA	ca. $-V_{g^1}$ in V	g	R_i in Ohm	S_{\max} in mA/V	S_{norm} in mA/V
250	250	36	15	130	43.000	3,5	3,0
200	200	22	14				

$$d = 55 \text{ mm} \quad l = 123$$

$$\text{Sockel} = \text{O } 35$$

Daten der Type E 443H für Konstrukteure

- $V_{a_0} = 500 \text{ V}$
- $V_{a_L} = 250 \text{ V}$
- $W_a = 9 \text{ W}$
- $I_c = 50 \text{ mA}$
- $V_{g^1_0} = 500 \text{ V}$
- $V_{g^1} = 250 \text{ V}$
- $W_{g^1} = 2,5 \text{ W}$
- $I_{g^1} = 6,8 \text{ mA}$ (ca. 4,5-9 mA)
- $V_{g^1} = -2 \text{ V}$ ($V_f = 4,0 \text{ V}$)
- $R_{g_1} = 0,8 \text{ M}\Omega$
- $R_{g_2} = 0,3 \text{ M}\Omega$
- $R_a = 7000 \Omega$
- $V_{g^{\text{eff}}(1)} = 9 \text{ V}$
- $V_{g^{\text{eff}}(2)} = 9,7 \text{ V}$
- $W_{o_1} = 2,8 \text{ W}$
- $W_{o_2} = 3,1 \text{ W}$
- $C_{ag} = 1,1 \mu\text{F}$
- $C_{ac} = 14,1 \mu\text{F}$
- $C_{gc} = 9,3 \mu\text{F}$

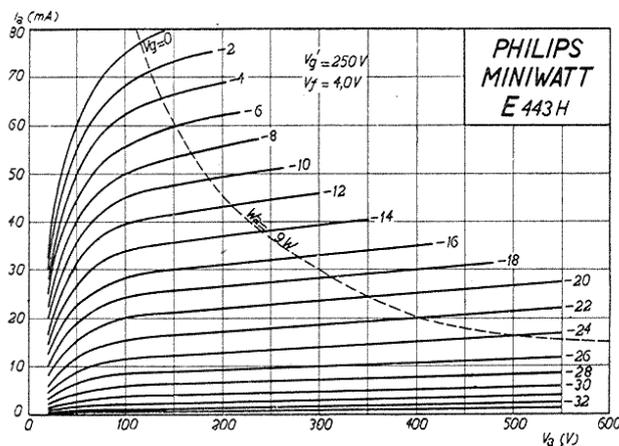


Abb. 6.



Veröffentlichungsdaten der Type E 463

V_f	= 4 V
I_f	= ca. 1,35 A
V_a	= 250 V
$V_{g'}$	= 250 V
I_a	= 36 mA
V_g	= ca. 22 V
g	= 100
S_{max}	= 4 mA/V
S_{norm}	= 2,7 mA/V
R_i	= 37000 Ω
W_a	= 9 W
l	= 119 mm
d	= 55 mm
Sockel	= B 35

Daten der Type E 463 für Konstrukteure

V_a	= 250 V	400 V
$V_{g'}$	= 250 V	150 V
W_a	= 9 W	9 W
I_c	= 50 mA	50 mA
V_{a_0}	= 500 V	500 V
$W_{g'}$	= 1,5 W	1,5 W
$I_{g'}$	= 3,2 mA (ca. 2,4-4)	1,4 mA (ca. 0,8-2)
$V_{g'}$	= -1,3 V	-1,3 V
R_{g_1}	= 0,7 M Ω	0,5 M Ω
R_{g_2}	= 0,3 M Ω	0,2 M Ω
V_{fc}	= 50 V	50 V
R_{a_1}	= 9000 Ω	26.000 Ω
R_{a_2}	= 8000 Ω	18.000 Ω
$V_{g_{eff(1)}}$	= 7,8 V	6,3 V
$V_{g_{eff(2)}}$	= 12,3 V	9 V
W_{o_1}	= 2,5 W	2,3 W
W_{o_2}	= 4,1 W	3,8 W
C_{ag}	= 1 μ F	1 μ F
C_{ac}	= 9,4 μ F	9,4 μ F
C_{gc}	= 7,8 μ F	7,8 μ F

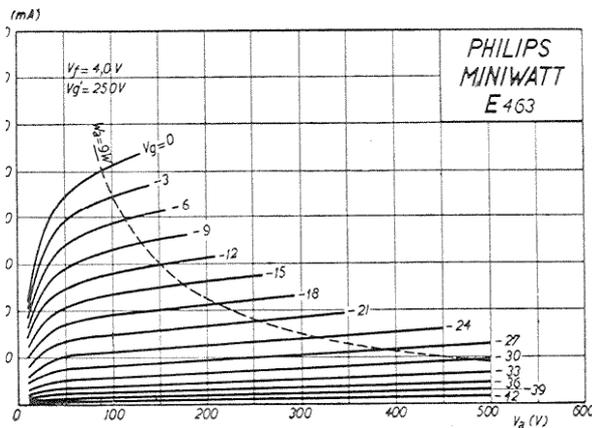


Abb. 7

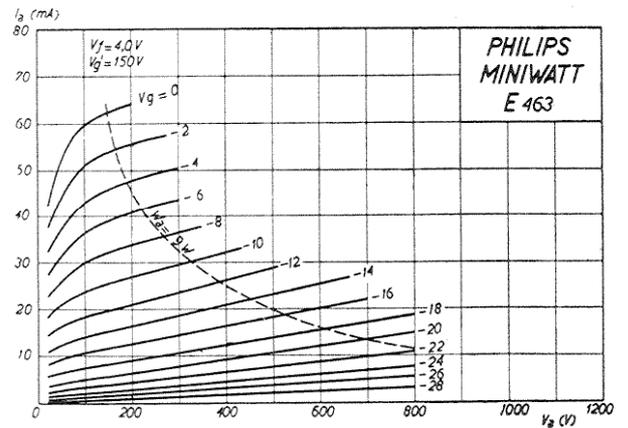


Abb. 8.



Die Bezeichnung der Daten bei Philips Röhren

In den Veröffentlichungsdaten und in den Daten für Konstrukteure sind immer die Maximalwerte von Spannung, Strom, Anodenbelastung usw. angegeben; selbstverständlich sind die Werte ausgenommen, von denen deutlich feststeht, dass sie nicht gemeint sind.

V_1	= Spannung am Gitter 1.	} für Hexoden
V_2	= Spannung am Gitter 2.	
V_{2_o}	= Spannung am Gitter 2 im kalten Zustand oder im warmen Zustand bei $I_a = 0$.	
V_3	= Spannung am Gitter 3.	
V_{3_o}	= Spannung am Gitter 3 im kalten Zustand oder im warmen Zustand bei $I_a = 0$.	
V_{3_L}	= Spannung am Gitter 3 mit Niederfrequenz-Transformator oder Drossel im Gitterkreis.	
V_{3_R}	= Spannung am Gitter 3 ohne Niederfrequenz-Transformator oder Drossel im Gitterkreis.	
V_4	= Spannung am Gitter 4.	
V_5	= Anodenspannung.	
V_{5_o}	= Anodenspannung im kalten Zustand oder im warmen Zustand bei $I_a = 0$.	
V_{5_L}	= Anodenspannung mit Niederfrequenz-Transformator oder Drossel im Anodenkreis.	
V_{5_R}	= Anodenspannung ohne Niederfrequenz-Transformator oder Drossel im Anodenkreis.	
V_a	= Anodenspannung.	
$V_{a'}$	= Hilfsanodenspannung für Binoden.	
V_{a_o}	= Anodenspannung im kalten Zustand oder im warmen Zustand bei $I_a = 0$.	
V_{a_L}	= Anodenspannung mit Niederfrequenz-Transformator oder Drossel im Anodenkreis.	
V_{a_R}	= Anodenspannung ohne Niederfrequenz-Transformator oder Drossel im Anodenkreis.	
V_f	= Heizspannung. ¹⁾	
V_{fc}	= Gleichspannung zwischen Kathode und Heizfaden. ²⁾	
V_g	= Steuerspannung.	
$V_{g'}$	= Hilfsgitterspannung.	
$V_{g'_o}$	= Hilfsgitterspannung im kalten Zustand oder im warmen Zustand bei $I_a = 0$.	
$V_{g_{eff} (1)}$	= Effektive erforderliche Gitterwechselspannung für maximale Ausgangsleistung bei 5% Klirrfaktor und günstigstem Aussenwiderstand.	
$V_{g_{eff} (2)}$	= Effektive erforderliche Gitterwechselspannung für maximale Ausgangsleistung bei 10% Klirrfaktor und günstigstem Aussenwiderstand.	
V_{g_i}	= V_g für den Einsatz eines $I_g = + 0,3 \mu A$. ³⁾	} für Hexoden.
$V_{g_i (1)}$	= V_g für den Einsatz eines Stromes vom Gitter 1 = + 0,3 μA	
$V_{g_i (3)}$	= V_g für den Einsatz eines Stromes vom Gitter 3 = + 0,3 μA	
$V_{g_i (4)}$	= V_g für den Einsatz eines Stromes vom Gitter 4 = + 0,3 μA	
I_3	= Strom des Gitters 3	} für Hexoden.
I_5	= Anodenstrom	

Fussnoten s. S. 27.



- I_a = Anodenstrom.
 $I_{a'}$ = Hilfsgitteranodenstrom für Binoden.
 I_{a_0} = Anodenstrom bei $V_g = 0 V$
 I_c = Maximal zulässiger Kathodenstrom bei direkt oder indirekt geheizten Röhren, wobei unter Kathodenstrom die Summe der Ströme aller Elektroden zu verstehen ist.
 I_f = Heizstrom.¹⁾
 I_g = Steuergitterstrom.
 $I_{g'}$ = Schirmgitterstrom.⁴⁾
 $I_{g'_{max}}$ = Maximaler Toleranzwert des Schirmgitterstromes.
 $I_{g'_{min}}$ = Minimaler Toleranzwert des Schirmgitterstromes.
 W_2 = Gitterbelastung des Gitters 2 } für Hexoden.
 W_3 = Gitterbelastung des Gitters 3 }
 W_5 = Anodenbelastung }
 W_a = Anodenbelastung.⁵⁾
 $W_{g'}$ = Schirmgitterbelastung.⁵⁾
 W_{o_1} = Maximale Ausgangsleistung bei 5% Klirrfaktor.
 W_{o_2} = Maximale Ausgangsleistung bei 10% Klirrfaktor oder beim Gitterstrom-Einsatzpunkt.
 C_a = Ausgangskapazität für Schirmgitterröhre und Binode mit Schirmgitter.
 C_{ac} = Anoden-Kathodenkapazität.
 C_{ag} = Anoden-Gitterkapazität.
 $C_{ag_{(1/3)}}$ = Kapazität zwischen Gitter 1 und Gitter 3 für Hexoden.
 $C_{ag_{(1/5)}}$ = Gitteranodenkapazität zwischen Gitter 1 und Anode für Hexoden.
 C_g = Eingangskapazität für Schirmgitterröhren und Binode mit Schirmgitter.
 C_{gc} = Gitterkathodenkapazität.
 g = Verstärkungsfaktor.
 S = Steilheit.
 S_{max} = Maximale Steilheit im Gebiet der negativen Vorspannung bei maximaler Anoden- und evtl. Schirmgitterspannung.
 S_{norm} = Steilheit im Arbeitspunkt.
 R_a = Aussenwiderstand im Anodenkreis.
 R_{a_1} = Günstigster Aussenwiderstand bei 5% Klirrfaktor.
 R_{a_2} = Günstigster Aussenwiderstand bei 10% Klirrfaktor.
 R_c = Widerstand in der Kathodenleitung.
 R_{fc} = Maximal zulässiger Ohmscher Widerstand zwischen Faden und Kathoden.
 R_{g_1} = Maximaler Ohmscher Widerstand im Steuergitterkreis bei einer Röhre mit automatisch regulierter Gittervorspannung.⁶⁾
 $R_{g_1(1)}$ = Maximal zulässiger Ohmscher Widerstand am Gitter 1 bei einer Röhre mit automatisch regulierter Gittervorspannung für Hexoden.⁶⁾
 $R_{g_1(3)}$ = Maximal zulässiger Ohmscher Widerstand am Gitter 3 bei einer Röhre mit automatisch regulierter Gittervorspannung für Hexoden.⁶⁾
 R_{g_2} = Maximal zulässiger Ohmscher Widerstand im Steuergitterkreis bei einer Röhre mit fester negativer Gittervorspannung.⁷⁾
 $R_{g_2(1)}$ = Maximal zulässiger Ohmscher Gitterwiderstand am Gitter 1 bei fester negativer Gittervorspannung für Hexoden.⁷⁾
 R_i = Innerer Widerstand.



- 1) Die Charakteristiken der Röhre für Parallelschaltung sind bei gegebener Heizspannung der Röhre, für Serienschaltung bei gegebenem Heizstrom gemessen. Im ersten Fall wird der Heizstrom, im zweiten Fall die Heizspannung als Zirkawert angegeben. Bei Röhren in Parallelschaltung ist also die Heizspannung und bei Röhren in Serienschaltung der Heizstrom als Eichwert einzuhalten. Die max. Toleranzen der Heizspannung, welche der Netztransformator liefert, dürfen $\pm 5\%$ nicht überschreiten, wobei darauf zu achten ist, dass diese Toleranzen sich auf die wirkliche mittlere Netzspannung beziehen. Die Vorschaltwiderstände in Gleichstromempfängern müssen der Bedingung genügen, dass der Heizstrom bei der wirklichen mittleren Netzspannung durch die Toleranzen der Vorschaltwiderstände höchstens um $\pm 3\%$ geändert wird. Werden an Stelle von festen Vorschaltwiderständen Regelvorrichtungen, z.B. Regulieröhren, verwendet, so ist wegen des Ausgleiches der Spannungsschwankungen eine Toleranz in der Heizstromstärke von 5% zugelassen.
- 2) Es wird empfohlen, bei Audionröhren (besonders auch beim Modulatorrohr in Superheterodynschaltungen) das zusätzliche Auftreten von Hochfrequenzspannung zwischen Schicht und Faden durch geeignete Schaltmittel zu vermeiden.
Bei indirekt geheizten Gleichstromröhren muss die Kathode negativ gegenüber dem Heizfaden sein.
- 3) Dieser Wert ist gemessen bei den Maximalwerten der in den Propagandadaten enthaltenen Anoden- und evtl. Schirmgitterspannungen.
- 4) Bei Schirmgitterröhren ohne Fanggitter muss immer die Schirmgitterspannung durch ein Potentiometer hergestellt werden, dessen Eigenverbrauch mindestens gleich, besser aber grösser als der Schirmgitterstrom ist. Der Schirmgitterstrom ist aufgenommen im normalen veröffentlichten Arbeitspunkt.
- 5) Bei Verwendung von anderen Anoden- und Schirmgitterspannungen als denjenigen, welche in den Propagandadaten angegeben sind, ist darauf zu achten, dass die maximale Anoden- und Schirmgitterbelastung die Angaben der Daten für die Konstrukteure nicht überschreiten. Für die Verwendung der Schirmgitterröhren in Dynatron-Schaltungen kann für ein einwandfreies Arbeiten eine Gewähr nur nach Einholung der Genehmigung für die betreffende Schaltung übernommen werden. Normalwerte lassen sich wegen der Schirmgitter-Sekundäremission nicht angeben.
- 6) Eine automatische Gittervorspannung liegt nur dann vor, wenn der die Gittervorspannung liefernde Kathodenwiderstand ausschliesslich vom Kathodenstrom der betr. Röhre durchflossen wird.
- 7) Es wird empfohlen, stets die automatische negative Gittervorspannung zu wählen.

Winke für Konstrukteure über die Verwendung der „Miniwatt“ E 499

Die „Miniwatt“-Röhre E 499 ist eine Triode mit einem Verstärkungsfaktor von etwa 100 und einer maximalen Steilheit von 4 mA/V . Sie kann in vielen Fällen, wo sonst eine Schirmgitterröhre notwendig wäre, verwendet werden und bedeutet in diesem Falle infolge ihrer einfacheren Anwendungsmöglichkeit immer eine erhebliche Verbilligung des Gerätes.

Die Philips E 499 kommt hauptsächlich für zwei Verwendungen in Betracht, und zwar:

1. als Anodenaudio mit unmittelbar folgender Endröhre;
2. als Regelröhre für automatische Lautstärkeregelung.

Benutzung als Audion mit unmittelbar folgender Endröhre.

Zur Erzielung einer möglichst grossen Verstärkung wird man im Anodenkreis einen hohen Widerstand verwenden. Infolgedessen wird die Gleichspannung an der Anode verhältnismässig niedrig, was den Aussteuerbereich der Röhre verkleinert. Hierdurch tritt ausser der Gittergleichrichtung auch Anodengleichrichtung auf, welche beiden einander entgegenwirken. Aus diesem Grunde wird man beim Gebrauch der E 499 stets die Anodengleichrichtung anwenden, wobei dann umgekehrt durch Anlegung einer bestimmten negativen Gittervorspannung dafür zu sorgen ist, dass keine Gittergleichrichtung auftritt.

Die E 499 hat als Anodenaudio ($V_a = 200 \text{ V}$) für kleine Signale die grösste Empfindlichkeit bei $V_g = -1,8 \text{ V}$. Wenn man eine höhere Anodenspannung wählt, erreicht man die grösste Empfindlichkeit bei einer grösseren negativen Gittervorspannung, wodurch zu gleicher Zeit erst bei einem grösseren H.F.-Signal ein Gitterstrom auftritt.



Auch durch die Anwendung der automatischen negativen Gittervorspannung tritt erst bei einem grösseren H.F.-Signal ein Gitterstrom auf. In diesem Falle nimmt der Anodenstrom mit dem H.F.-Signal zu, so dass auch V_g grösser wird. Der Arbeitspunkt der Röhre verschiebt sich also automatisch desto mehr nach links, je grösser das H.F.-Signal ist, und entfernt sich also von dem Gitterstromereinsatzpunkt.

Ein praktischer Wert für R_c ist 16.000 Ohm. Durch die Anbringung eines Kondensators von $0,5 \mu\text{F}$, der den Widerstand R_c niederfrequent überbrückt, ändert sich V_g nicht mit den N.F.-Schwankungen des H.F.-Signales, das die Modulation ergibt.

Beim Gittergleichrichter mit vorhergehendem abgestimmtem Kreis bringt das Auftreten eines Gitterstromes bekanntlich eine zusätzliche Dämpfung mit sich, die bei stärkeren Signalen der Hälfte des Ableitungswiderstandes gleich ist. Bei der Anwendung der Anodengleichrichtung ähnelt die Dämpfung in diesem Falle aber dem Abschneiden der Spitzen der Modulation, woraus sich Verzerrung ergeben kann. Eine zweite Folge ist die Möglichkeit, dass der Gitterstrom je nach der Schaltung eine Gittergleichrichtung veranlassen kann, die der Anodengleichrichtung entgegenwirkt. Diese Möglichkeit kann man jedoch dadurch vermeiden, dass man zwischen Gitter und Kathode der Röhre nur eine geringe N.F.-Impedanz (z.B. nicht grösser als 20.000 Ohm) aufnimmt oder folgende Schaltung verwendet.

Ein Widerstand R von 0,5 oder 1 Megohm wird zwischen das Kopplungselement des Gitterkreises (ein abgestimmter oder aperiodischer Kreis) und Masse geschaltet. Ein Kondensator C ($0,1$ oder $0,5 \mu\text{F}$) zwischen der Kathode und dem nicht geerdeten Ende von R überbrückt R und R_c zusammen. Tritt nun ein Gitterstrom auf, so entsteht keine Gittergleichrichtung, weil der Kondensator C den Widerstand R niederfrequent kurzschliesst. Wohl entsteht an R eine Gleichspannung, wodurch das Gitter negativer wird. Beim Gebrauch der Röhre hinter einem Abstimmkreis tritt in erster Linie, wie bei allen als Gleichrichter benutzten Trioden, eine Dämpfung durch die Gitter-Anodenkapazität auf. Um Gitterstromverzerrung restlos zu vermeiden, darf der Gitterstrom nicht vor voller Aussteuerung der Endröhre einsetzen. Zu dem Zweck muss die Anodenspannung hoch genug gewählt werden.

Hinter einer Stufe aperiodischer H.F.-Verstärkung spielt eine Dämpfung von der Grössenordnung von 200.000 bis 300.000 Ohm wegen der Gitter-Anodenkapazität der E 499 keine Rolle. Auch die Dämpfung durch den Gitterstrom bedeutet hier keine Gefahr. Nur muss man dafür sorgen, dass im Gitterkreis kein zu hoher Widerstand vorhanden ist, beispielsweise nur eine H.F.-Drosselspule, damit keine Gittergleichrichtung auftreten kann.

Benutzung als Regelröhre für automatische Lautstärkeregelung.

Die Verwendung der E 499 als Regelröhre für automatische Lautstärkeregelung ist vielleicht noch wichtiger als ihre Benutzung als Audion. Es ist ohne weiteres klar, dass eine empfindliche Regelung mit einem guten Audion erzielt wird und dass die E 499 für diesen Zweck also hervorragend geeignet ist.

Der Unterschied zwischen einer Regelröhre und einem normalen Audion besteht darin, dass die Wirkung der Regelröhre erst bei einem bestimmten H.F.-Signal anfangen soll, dass die Röhre also eine grössere negative Überspannung erhält. Der Anodenwiderstand wird bei dieser Anwendung durch einen sehr grossen Kondensator überbrückt, so dass hier keine Dämpfung durch die Anoden-Gitterkapazität auftritt. Auch bei der Regelröhre kann schon bald ein Gitterstrom einsetzen; denn obgleich die Röhre in diesem Falle im Ruhezustand jenseits des Punktes, wo der Anodenstrom 0 ist, eingestellt wird, ist auch oft die verfügbare Anodenspannung nur niedrig. Auf die Verwendung in verschiedenen Regelrohrschaltungen kommen wir in der nächsten Nummer zurück.