PHILIPS
MONATSHEFT FÜR APPARATE-FABRIKANTEN
PHILIPS RADIO
2015 Digitalisiert von Thomas Lebeth für www.radiomuseum.org
Nr. 10
DEZEMBER

"MINIWATT" EMPFÄNGER-RÖHREN
VERSTÄRKER-RÖHREN
GLEICHRICHTER RÖHREN
REGULATOR RÖHREN
ÖLKONDENSATOREN
ELEKTROLYT-KONDENSATOREN
N. F. TRANSFORMATOREN
LAUTSPRECHER-SYSTEME
WIDERSTÄNDE

INHALT:

Detektorverstärkung.
Ratschläge aus der Praxis

Detektorverstärkung

Im Monatsheft Nr. 8 wurden eine Berechnung und Messungsmethoden der Empfindlichkeit von Empfängern gegeben. Für die Berechnung ist es notwendig, die Verstärkung der verschiedenen in Reihe geschalteten Stufen zu kennen, und es wurde erwähnt, dass die mit Detektoren erzielte Verstärkung ziemlich schwer zu messen ist. Der Zweck dieses Aufsatzes ist es, den Leser mit einigen im Philips Laboratorium ausgeführten Messungen bekannt zu machen.

Die Verstärkung einer Detektorvorrichtung ist keine konstante Zahl, und deshalb ist es logisch, die Verstärkung unter denjenigen Bedingungen zu bestimmen, unter denen die Endröhre die „normale" Leistung abgibt (50 mW), weil diese Leistung den Messungen der Empfindlichkeit zugrunde gelegt wurde. Man braucht hierzu im Durchschnitt eine N.F.-Spannung von 2 V auf dem Gitter der Endröhre (bei den neuen Endpenthoden E 443H und E 453 genügt schon eine kleinere Spannung). Aus diesem Grunde hat das Philips Laboratorium die Verstärkungsmessungen an Detektoren bei einer N.F.- Spannung von 2 V im Anodenkreis ausgeführt. Dann ist die „Detektorverstärkung" das Verhältnis der mit 30% modulierten H.F.-Eingangsspannung und der erhaltenen N.F.-Spannung von 2 V eff.

Wir werden die Detektoren in zwei Gruppen einteilen:

1. Gleichrichtung mit Diode (oder Gitter),
2. Richtverstärkung.

Mathematisch ist diese Einteilung vielleicht nicht nötig, praktisch bietet sie aber Vorteile.

1. Dioden (und Gitter)-Gleichrichtung. (Siehe auch Monatsheft Nr. 5.)

Die Diodengleichrichtung ist das elementärste System, und die Gittergleichrichtung ist eine Weiterentwicklung desselben.

Die Resultate, welche man unter normalen Bedingungen mit verschiedenen Dioden erhalten hat, sind alle ziemlich gleich, und man kann denn auch von einer Diodenkennlinie im allgemeinen sprechen, wobei es gleichgültig ist, ob es sich um eine richtige Diode oder um eine der Elektroden einer Röhre handelt.

Abb. 1 gibt die einfache Schaltung einer Diodengleichrichtung. Ohne Modulation wird der „Gitterkondensator" bis zum Scheitelwert ($e_0 \sqrt{2}$) der H.F.-Spannung aufgeladen, und man findet denselben Wert an den Klemmen des Ableitungswiderstandes. Wenn die Trägerwelle mit 30% moduliert wird, wird die gleichgerichtete Spannung deshalb $0{,}30\ e_0 \sqrt{2}$ und der Mittelwert der N.F.-Spannung $0{,}30\ e_0$ sein; jedoch findet man aus der Kurve von Abb. 1 einen anderen Wert, nämlich $0{,}24\ e_0$. Der Grund dieser Differenz liegt im Gitterableitungswiderstand der Endröhre, welcher für Wechselspannung parallel zum Diodenwiderstand geschaltet ist. In einem späteren Aufsatz werden wir hierauf ausführlich zurückkommen.

Die Verstärkung durch eine einfache Diode in der Schaltung von Abb. 1 ist also 0,24fach bei 30% Modulation. Auf diese letzte Zahl sind alle weiteren Berechnungen gegründet.

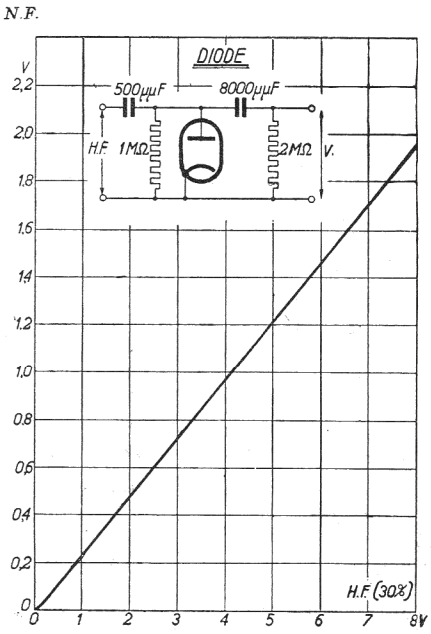

Abb. 1

2015 Digitalisiert von Thomas Lebeth für www.radiomuseum.org

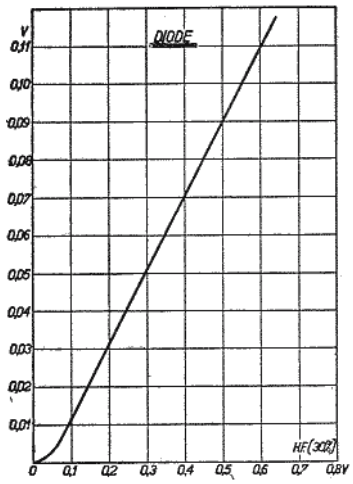

Abb. 2

Um also eine Spannung von 2 V N.F. auf dem Gitter der Endröhre zu haben, muss eine H.F.-Spannung von ungefähr 8 V angelegt werden. Die maximale Spannung, welche man erreichen kann, ist nur von der Sättigung der Diode begrenzt. Wenn man bei einer E 424 Gitter und Anode verbindet, ist der Sättigungsstrom so gross, dass man eine H.F.-Spannung von 200 V anlegen kann, wenn der Ableitungswiderstand mindestens 0,2 Megohm ist. Die E 444 ist schneller gesättigt, so dass man einen Ableitungswiderstand von 0,5 Megohm verwenden muss, um mehr als 20 V H.F.-Spannung anlegen zu können. Bei dieser Vorsichtsmassnahme wird aber die Gleichrichtung nicht durch die Sättigung verzerrt, und man kann bis zu 100 V H.F. gehen. Auch für die B 2044 wird ein Ableitungswiderstand von wenigstens 0,5 Megohm empfohlen.

In den meisten Fällen genügt die Verstärkung durch eine einfache Diode nicht, und es muss ihr dann eine N.F.-Stufe folgen. Diese Stufe ist bei den Binoden automatisch vorhanden. In diesem Falle sind die Diodenspannungen kleiner, und der Ableitungswiderstand der Endröhre ist nicht mehr parallel geschaltet zu dem Ableitungswiderstand der Diode. Für diesen Fall ist in Abb. 2 die N.F.-Spannung als Funktion der mit 30% modulierten H.F.-Spannung angegeben. Im Monatsheft Nr. 6 findet man eine Aufstellung der N.F.-Verstärkungen und Spannungen für die Binode E 444. Hieraus lässt sich die Detektorverstärkung berechnen. Für die empfindlichste Schaltung mit einem Kopplungswiderstand von 0,3 Megohm ist die Verstärkung z.B. 100fach, d.h. um 2 V auf dem Gitter der Endröhre zu bekommen, muss 0,02 V an das Gitter des Verstärkersystems angelegt werden, und aus Abb. 2 ergibt sich dann eine notwendige Diodenspannung von 0,14 V H.F. Man kann dann sagen, dass die Detektorverstärkung $\frac{2}{0{,}14} = 14$fach ist. In Wirklichkeit hat man 11fach gemessen. Die Differenz zwischen Berechnung und Messung wird durch die sehr kleinen Abmessungen der in der Binode verwendeten Diode verursacht, wodurch der Innenwiderstand der Diodenstrecke höher als normal ist.

In dieselbe Klasse gehören die mit Gittergleichrichtung arbeitenden Trioden. Beim Vergleich solcher Trioden mit anderen Systemen wird es klar, dass sie in modernen Geräten weniger zur Verwendung gelangen. Sie benötigen einen N.F.-Transformator und, um einigermassen gute Resultate zu bekommen, sogar einen recht teueren. So ergibt z.B. die E 424 mit Transformator 1:3 eine 72fache N.F.-Verstärkung. Um 2 V auf dem Gitter der Endröhre zu bekommen, braucht man eine Spannung von $\frac{2}{72} = 0{,}028$ V N.F. auf dem Gitter der Gleichrichterröhre und nach Abb. 2 also 0,185 V H.F. Die Verstärkung ist dann 11fach. Eine Messung ergab eine 12,5-fache. Die E 424N mit Transformator 1 : 3 ergibt ein 14fache Verstärkung.

Die H.F.-Penthode E 446 mit Transformator 1 : 3 kann als ein sehr empfindlicher Gittergleichrichter in der Schaltung nach Abb. 3 verwendet werden. Unter den dort gezeichneten Verhältnissen ist die Steilheit ungefähr 3 mA/V und die N.F.-Verstärkung also $0{,}003 \times 20.000 \times 3 = 180$fach. Hieraus ergibt sich eine 20fache Detektorverstärkung (berechnet und gemessen). Die maximal erhältliche N.F.-Spannung beträgt mehr als 30 V.

Im Vergleich zu der E 424N, die mit einem Transformator 1 : 6 ungefähr dieselbe Verstärkung ergibt, hat die E 446 den Vorteil, dass erstens ein Transformator 1 : 3 kleiner und billiger ist als ein Transformator mit einem Übersetzungsverhältnis 1 : 6. Obendrein kann man

2015 Digitalisiert von Thomas Lebeth für www.radiomuseum.org

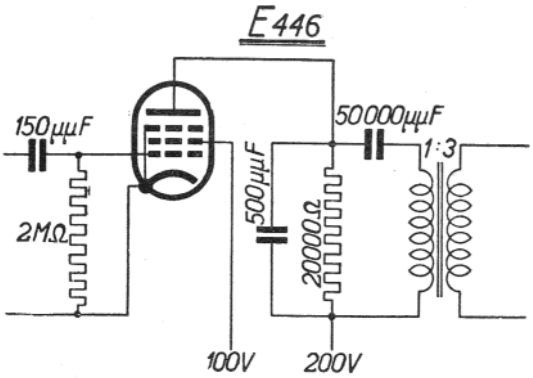

Abb. 3

aber den 1:3-Transformator sehr klein wählen, weil in der Schaltung der Abb. 3 der Kern nicht von einem Gleichstrom gesättigt wird. Mit einem billigen Transformator kann man eine sehr gute Wiedergabe bekommen. Eine Triode mit Widerstandskopplung ist ohne weitere N.F.-Verstärkung ungenügend. Man könnte versuchen, eine ausreichende N.F.-Verstärkung mit einer einzigen Triode zu bekommen, indem man einen höheren Verstärkungsfaktor wählt. Wenn man dann aber eine normale Anodenspannung anlegt, ist der Gitterbereich sehr klein, und die dann zur gleichen Zeit auftretende Anodengleichrichtung hat eine Überlastung und Verzerrung zur Folge. Mit einem kleineren Verstärkungsfaktor würde man eine höhere H.F.-Spannung anlegen müssen, und in dieser Weise gewinnt man also nichts. Die E 499, als Gittergleichrichter gibt z.B. eine maximale N.F.-Spannung von nur 2 V.

Der Gitterbereich einer Schirmgitterröhre ist grösser. Jedoch kann man bei Tetroden hieraus keine Vorteile ziehen, weil die Differenz zwischen Anodenspannung und Schirmgitterspannung nicht genügend ist, wenn man einen grossen Widerstand im Anodenkreis aufnimmt.

Hier bietet die H.F.-Penthode die Lösung; denn mit ihr ist man viel freier in der Wahl der Anoden- und Schirmgitterspannung.

In Abb. 4 sind die *Ia-Vg*-Kennlinien einer E 446 mit einem Widerstand von 0,3 Megohm im Anodenkreis abgebildet. Die Anodenspannung ist 200 V, und die verschiedenen Kurven beziehen sich auf verschiedene Schirmgitterspannungen.

Die Steilheit der Kurve ist ungefähr 1,3 mA/V, und bei 0,3 Megohm Anodenwiderstand ist also die N.F.-Verstärkung 0,0013 × 300.000 = 400fach. Aus Abb. 2 findet man dann für die Detektorverstärkung 27. Derselbe Wert wurde gemessen. Diese Gleichrichtmethode ist also sehr empfindlich. Die obere Krümmung in den Kennlinien wird dadurch verursacht, dass der grössere Teil der Anodenspannung von 200 V im Anodenwiderstand verbraucht wird und die Spannung an den Klemmen der Röhren selbst also sehr klein wird. Ohne H.F.-Spannung regelt sich die Gitterspannung automatisch auf ca. -0,6 V, und in Abb. 4 sieht man, dass dann eine Schirmgitterspannung von 10 V erwünscht ist. Da aber das Gitter bei einem eintreffenden H.F.-Signal negativer wird, würde bald eine Anodengleichrichtung in der unteren Krümmung der Kennlinie auftreten, wenn nicht zu gleicher Zeit die Schirmgitterspannung erhöht wird. Diese Erhöhung kann dadurch erreicht werden, dass das Schirmgitter über einen hohen Serienwiderstand gespeist wird. Wenn nämlich das Gitter negativer wird, nimmt nicht nur den Anodenstrom, sondern auch der Schirmgitterstrom ab und deshalb auch der Spannungsabfall im Widerstand. Die Schirmgitterspannung nimmt dann also automatisch zu. In Abb. 4 gibt die punktierte Linie die verschiedenen Arbeitspunkte für einen Serienwiderstand von 1 Megohm im Schirmgitterkreis an. Man sieht, dass dann automatisch die Lage auf der

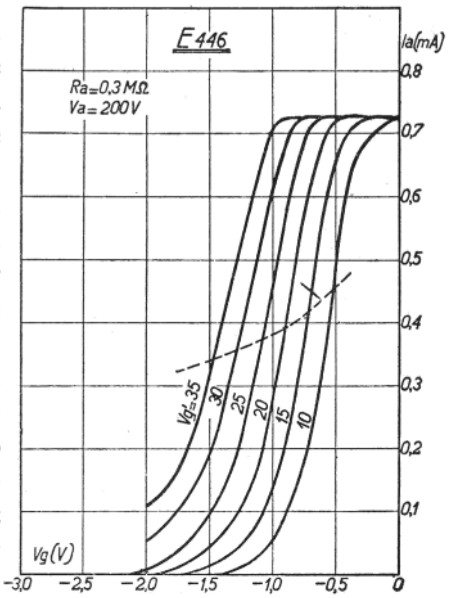

Abb. 4

2015 Digitalisiert von Thomas Lebeth für www.radiomuseum.org

Kennlinie immer günstig ist. Die maximal erhältliche N.F.-Spannung wird durch den gradlinigen Teil zwischen der unteren und der oberen Krümmung begrenzt. Der richtige Wert kann gemessen werden, und man findet ungefähr 9 V. Während also die Gleichrichtung sehr empfindlich ist, ist die maximal erhältliche N.F.-Spannung ziemlich begrenzt. In kleinen billigen Empfängern kann sie aber sicher Verwendung finden.

2. Richtverstärkung.

Hierfür wird man Röhren mit gekrümmten Kennlinien wählen, die zu gleicher Zeit gute Widerstandsverstärker sind. Mit einer festen negativen Gittervorspannung kann man auf dem günstigsten Punkt der Charakteristik arbeiten, wodurch eine gute Empfindlichkeit gesichert wird. Bei stärkeren Signalen kann man aber nicht vermeiden, dass Gitterströme fliessen; denn zur Erzielung einer guten Verstärkung wird man den Verstärkungsfaktor gross wählen, und der Gitterbereich ist dann klein. Die Gitterströme brauchen keinen schlechten Einfluss auf die Gleichrichtung zu haben, aber sie werden den vorangehenden Schwingungskreis dämpfen. Man kann das Entstehen von Gitterströmen verzögern, indem man den Widerstand für die negative Gittervorspannung in die Kathodenleitung aufnimmt. Bei Richtverstärkung nimmt der Anodenstrom beim Auftreten eines H.F.-Signales zu und deshalb zu gleicher Zeit die negative Vorspannung. Der Arbeitspunkt entfernt sich dann vom Einsatzpunkt der Gitterströme.

In Abb. 5 sind die gleichgerichteten Spannungen bei 0,3 Megohm im Anodenkreis einer E 499 als Funktion der nicht modulierten H.F.-Spannung angegeben. Jede Kurve wurde für eine bestimmte in der Figur angegebene Gittervorspannung aufgenommen. Man sieht, dass für schwache H.F.-Signale eine kleine Vorspannung ($Vg = -1{,}8$ V) vorteilhaft ist.

Diese Vorspannung kann von einem Widerstand von 16.000 Ohm in der Kathodenleitung abgenommen werden. Durch Punkte auf der Kurve wurde angegeben, bei welchem H.F.-Signal die zu dieser Kurve gehörige Vorspannung erreicht wird; z.B. wird ein H.F.-Signal von 1,5 V die Vorspannung auf -3 V einstellen usw. Da aber die Scheitelwerte dieses Signales ungefähr 2 V betragen, ist es sehr wahrscheinlich, dass schon Gitterströme fliessen werden. Bei grösseren Werten des Kathodenwiderstandes wird die Vorspannung zwar grösser, aber die Kurven zeigen, dass dann die Gleichrichtung weniger effektiv ist. (Ein Signal von 1,5 würde z.B. eine Einstellung auf die Kurve für 4 V bewirken.)

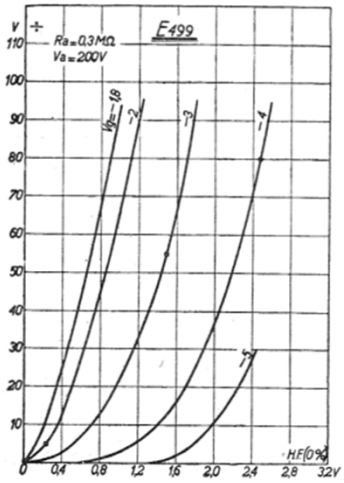

Abb. 5

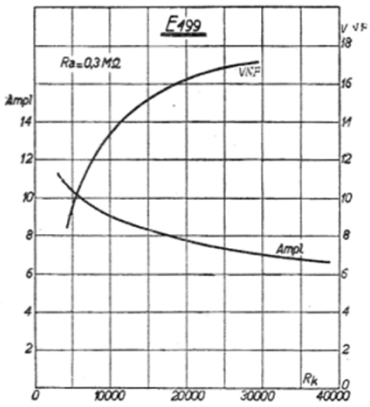

Abb. 6

Auch für Richtverstärkung haben die Schirmgitterröhren den Vorteil eines grösseren Gitterbereiches, und besonders geeignet ist hier die H.F.-Penthode E 446. Der Kathodenwiderstand soll 10.000 Ohm und der Kopplungswiderstand im Anodenkreis 0,3 Megohm betragen bei einer Anodenspannung von 200 V. Man findet dann eine 12,5fache Verstärkung, und die maximale N.F.-Spannung ist bei einer Schirmgitterspannung von 40 V gleich 30 V. Bei 80 V Schirmgitterspannung erhält man

2015 Digitalisiert von Thomas Lebeth für www.radiomuseum.org

eine 10fache Verstärkung und eine maximale N.F.-Spannung von 48 V. Eine ältere Schirmgitterröhre, wie z.B. die E 442S, gibt nur eine 5fache Verstärkung und eine maximale N.F.-Spannung von 32 V.

Im vorhergehenden haben wir die am meisten verwendeten Detektorsysteme aufgeführt.

Bei der Wahl eines dieser Systeme genügt es aber nicht, nur die Verstärkung und die maximale N.F.-Spannung zu betrachten; es muss noch Rücksicht genommen werden auf die Verzerrung, und hier sind die Penthoden und Binoden ebenfalls weit im Vorteil. Sie veranlassen auch nicht, wie d'es bei Trioden der Fall ist, eine Dämpfung durch Rückwirkung vom Anodenkreis auf den Gitterkreis.

Ratschläge aus der Praxis.

Die Verwendung der E 446 als Detektor.

Mit der E 446 als Richtverstärker ohne Rückkopplung lassen sich ausgezeichnete Resultate erzielen. Mit einem Widerstand von 0,3 Megohm im Anodenkreis ist die Verstärkung fast gleich gross wie die einer E 424 mit Transformator 1 : 3.

Für kleinere Empfänger kommt die Verwendung der E 446 als rückgekoppelter Detektor in Betracht. In diesem Falle ist es nicht zu empfehlen, die E 446 als Richtverstärker zu verwenden, und zwar aus den hierunter erwähnten Gründen.

1.) Die Krümmung der Kennlinie ist so, dass bei zunehmender Signalspannung auf dem Gitter die mittlere Steilheit zunimmt. Die Folge ist, dass die Schwingungen hart einsetzen und eine weiche Rückkopplung nicht zu erzielen ist.

2.) Die Röhre hat in einer solchen Schaltung automatische negative Gitterspannung. Beim Einsetzen der Schwingungen nimmt der mittlere Anodenstrom zu, also auch die negative Gitterspannung, diese aber nicht sofort: erst muss der parallel zum Widerstand geschaltete Kondensator noch bis auf diese neue Spannung aufgeladen werden. Sobald aber die neue Gitterspannung erreicht ist, hört das Schwingen auf. Die negative Gitterspannung wird jetzt wieder allmählich kleiner, bis die Schwingungen wieder einsetzen usw.
Es entstehen deshalb Kippschwingungen. Ein Mittel hiergegen wäre eine viel kleinere Parallelkapazität, deren Aufladezeit äusserst kurz sein müsste. Dann würde aber die Wiedergabe der niedrigen Töne ungünstig beeinflusst (Rückwirkung auf das Gitter). Eine Lösung wäre die Verwendung einer vom Anodenstrom durch die Röhre unabhängigen negativen Gitterspannung, also durch Abzweigung von einem Widerstand in der gemeinschaftlichen negativen Leitung.

3.) Durch die Gleichrichtung nimmt nicht nur der mittlere Anodenstrom, sondern auch der mittlere Schirmgitterstrom zu, wenn die Röhre schwingt. Wird die Schirmgitterspannung über einen grossen Widerstand zugeführt, so nimmt diese Spannung ab, die Röhre schwingt nicht mehr usw. Auch dadurch treten also Kippschwingungen auf. Ein Mittel hiergegen ist eine sehr konstante Schirmgitterspannung, z.B. durch Verwendung eines richtig dimensionierten Potentiometers.

Wir empfehlen deshalb, in diesem Falle die E 446 als Gittergleichrichter zu verwenden, unter Umständen mit einem billigen N.F.-Transformator und Parallelspeisung, wodurch eine 1,5mal so grosse Verstärkung wie mit der E 424N und einem Transformator 1 : 3 und eine ausgezeichnete Wiedergabe erzielt wird. Diese Schaltung empfiehlt sich also besonders dort, wo von einem Lokalempfänger eine grosse Empfindlichkeit verlangt wird.

2015 Digitalisiert von Thomas Lebeth für www.radiomuseum.org

Bei Verwendung der E 446 als Richtverstärker ist zu beachten, dass die Schirmgitterspannung von einem Potentiometer abgegriffen werden soll. Bei Verwendung der E 446 als Gittergleichrichter ist es vorteilhafter, einen Serienwiderstand statt eines Potentiometers zu verwenden. Bei Gittergleichrichtung wird nämlich der mittlere Anodenstrom kleiner, wenn die Spannung auf dem Gitter zunimmt. Hierdurch nimmt der Spannungsabfall im Widerstand des Schirmgitterkreises ab und nimmt die Schirmgitterspannung und daher der Aussteuerbereich der Röhre zu, wodurch eine Überlastung weniger schnell eintritt. Für einen Richtverstärker gilt gerade das Entgegengesetzte und soll also ein Potentiometer, welches die Schirmgitterspannung praktisch unabhängig von der Signalspannung macht, verwendet werden.

Die Verwendung der Hochfrequenzpenthoden E 446 und E 447 als Modulatorröhren in Superhets.

Die Verstärkung des ersten Detektors im Überlagerungsempfänger wird ausgedrückt durch das Verhältnis der Zwischenfrequenzwechselspannung im Anodenkreis zu der Hochfrequenzwechselspannung zwischen Gitter und Kathode dieser Röhre. Ebenso nennt man das Verhältnis zwischen Zwischenfrequenzwechselstrom und Hochfrequenzwechselspannung die Transponierungssteilheit. Diese Verstärkung hängt bekanntlich ab von der angewendeten negativen Gittervorspannung Vg und von der aus dem Oszillator erhaltenen Spannung, welche im allgemeinen in die Kathodenleitung induziert wird.

Bei einer bestimmten Oszillatorscheitelspannung ist es notwendig, Vg mindestens 1,5 V höher zu wählen, da sonst Gitterstrom auftritt. Wenn man nun eine bestimmte Oszillatorspannung wählt, erhält man dabei die grösste Verstärkung, wenn man Vg nicht zu gross macht, also bei einem $Vg = V_{osz} + 1{,}5$. Man kann unter Berücksichtigung dieser Bedingung die Verstärkung als Funktion der Oszillatorspannung V_{osz} auftragen (Abb. 1). Aus dieser Figur 1 folgt, dass es auf der Hand liegt, in der Position *a* zu arbeiten (bei einer E 446 ist dies z.B. ungefähr $V_{osz} = 2$ V und Vg = 3,5 V). Ebenfalls sieht man aus dieser Kurve, dass es nicht viel Unterschied in der Verstärkung ausmacht, wenn man mit einer grösseren Oszillatorspannung und einem dazu gehörigen Vg arbeitet. So eine Lage wird durch Punkt *b* dargestellt.

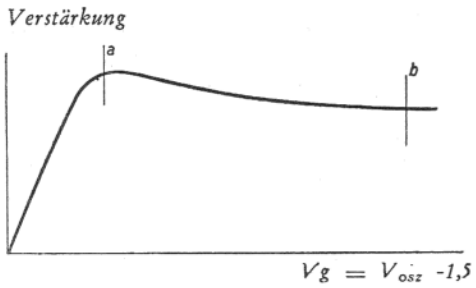

Abb. 1

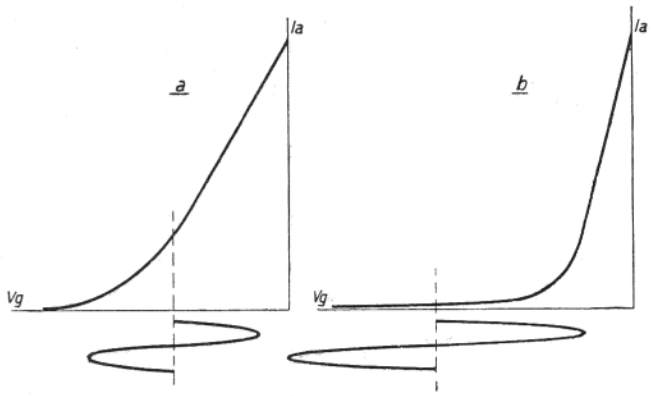

Abb. 2

Obschon man augenscheinlich aus Erwägungen, die z.B. mit der Konstruktion des Oszillators zusammenhängen, als Arbeitspunkt auch b wählen könnte, liegen doch bestimmte Gründe vor, aus denen nicht Punkt *b*, sondern Punkt *a* oder ein Punkt in dessen Nähe zu wählen ist.

2015 Digitalisiert von Thomas Lebeth für www.radiomuseum.org

Abbildung 2 zeigt, was in Position *a* bzw. *b* geschieht. In Position a wird in der stärksten Krümmung der Kennlinie gearbeitet, und dadurch ist eine relativ kleine Oszillatoramplitude schon genügend. Wenn dagegen im Punkte *b* gearbeitet wird, befindet man sich in einem viel flacheren Teil der Kennlinie (eventuell sogar bei $Ia = 0$). Die Spitzen der Oszillatorwechselspannung reichen dann noch bis in den gekrümmten Teil der Kennline, und Modulation ist somit noch möglich. Nimmt aber die Oszillatorwechselspannung ab, so wird nach Überschreitung eines gewissen Wertes praktisch gar keine Krümmung mehr durchlaufen, und die Modulatorröhre wird dann auch nicht mehr verstärken. Nimmt im Falle *a* bei konstanter negativer Gittervorspannung aus irgendeinem Grunde die Oszillatorspannung ab, so wird ein verhältnismässig kleinerer Teil der Krümmung durchlaufen, und die Verstärkung nimmt praktisch proportional ab.

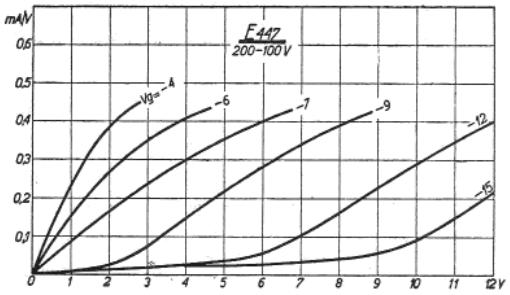

Abb. 3

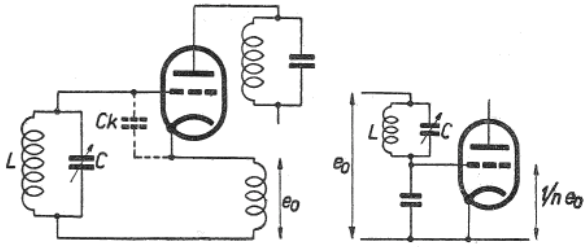

Abbildung 3 zeigt dies an Hand von Kurven, die bei Messungen an der Hochfrequenzpenthode-Selektode E 447 aufgenommen wurden. Hier ist die Transponierungssteilheit als Funktion der Oszillatorspannung dargestellt. Bis zu einer Gittervorspannung *Vg* von zirka -7 Volt kann man noch vom Fall a sprechen, bei -15 Volt hat man ausgesprochen den Fall *b*. Wenn die Oszillatorspannung von 13 Volt bis 6,5 Volt abnimmt, ist die Transponierungssteilheit nicht die Hälfte geworden, sondern praktisch verschwunden. In Wirklichkeit ist es nun so, dass man nicht im voraus eine absolut festgelegte Oszillatorspannung wählen kann.

Erstens wäre es möglich, dass z.B. durch Altern der Oszillatorröhre die Amplitude abnimmt. Im Falle a würde dann die Verstärkung proportional abnehmen (siehe Abb. 3), was man eventuell noch zulässt. Im Falle b würde die Verstärkung aber unverhältnismässig stark abnehmen oder sogar verschwinden, was nicht zulässig ist.

Zweitens nimmt, wenn ein Überlagerungsempfänger auf kurze Wellen abgestimmt wird (z.B. auf 200 m), die Oszillatorspannung ab. Dieses wird folgendermassen begründet:

Die Modulationsschaltung wird prinzipiell durch Abbildung 4 wiedergegeben. In der Kathodenleitung wird eine Oszillatorspannung e_o induziert. Wichtig ist aber, welche Spannung zwischen Gitter und Kathode steht, denn diese Spannung steuert schliesslich die Röhre. Nun hat jede Röhre eine gewisse Gitter-Anodenkapazität, und die bildet mit dem Eingangskreis einen Spannungsteiler. Beim Abstimmen erhält nun der Eingangskreis eine grosse Impedanz für die Oszillatorfrequenz, und zwischen Gitter und Kathode kommt dann nur noch ein Teil gleich $\frac{1}{n}$ von der ursprünglichen Oszillatorspannung e_o zur Geltung

Die Impedanz des Eingangskreises ist:

$$Z = \frac{I}{\omega_2 \, C} \cdot \frac{\omega^2{}_2}{\omega_2{}^2 - \omega_1{}^2}$$

wenn ω_1 die Eigenfrequenz und ω_2 die Oszillatorfrequenz ist. Hieraus folgt die Spannungsverteilung:

2015 Digitalisiert von Thomas Lebeth für www.radiomuseum.org

$$\frac{1}{n} = \frac{\dfrac{1}{\omega_2\, C_k}}{Z + \dfrac{1}{\omega_2\, C_k}} = \frac{1}{1 + \dfrac{C_k}{C}\,\dfrac{\omega_2^{\,2}}{\omega_2^{\,2} - \omega_1^{\,2}}}$$

C_k = Gitter-Kathodenkapazität,
C = totale Kapazität des Eingangskreises.

Aus dieser Gleichung folgt, dass $\frac{\omega_2^{\,2}}{\omega_2^{\,2} - \omega_1^{\,2}}$ bei 300 m = 4,8 und bei 200 m = 6,7 ist.

Wenn nun bei 300 m die totale Kapazität des Eingangskreises 125 $\mu\mu$F und bei 200 m 50 $\mu\mu$F ist, so folgt hieraus, dass $\frac{1}{n}$ bei 300 m = 0,72 und bei 200 m = 0,445 ist. Daraus sieht man, dass die wirksame Oszillatorspannung zwischen Gitter und Kathode bei 200 m schon ungefähr auf 6/10 der Oszillatorspannung bei 300 m gesunken ist und auf weniger als die Hälfte der totalen verfügbaren Oszillatorspannung bei z.B. 400 m Wellenlänge.

Man wird leicht nachrechnen können, dass diese Erscheinung z.B. bei einer Zwischenfrequenz von 400 kH viel geringer ausfällt und man dann keine besonderen Massnahmen zu treffen hat.

Im Falle a, also für eine kleinere negative Gittervorspannung und Oszillatorspannung, würde nun bei 200 m Wellenlänge die Verstärkung praktisch verschwunden sein, da die Spitzen der Oszillatorspannung die Krümmung der Kennlinie nicht mehr erreichen. Aus diesem Grunde wird man also eine kleine Oszillatorspannung wählen.

Aus den Kurven von Abbildung 3 sieht man zu gleicher Zeit, dass die Anwendung einer kleinen Oszillatorspannung auch bei Lautstärkeregelung auf die Modulatorröhre E 447 einigermassen günstig wirkt. Mit einer Oszillatorspannung von 2 Volt kann man die Transponierungssteilheit von 0,4 auf 0,025 regeln, indem man Vg von -4 bis -9 Volt, also um 5 Volt ändert. Bei einer Oszillatorspannung von 5 Volt müsste Vg von -7 auf -15 Volt, d.h. um 8 Volt geändert werden.

Verwendung von Philips Hochvakuum-Gleichrichterröhren für höhere Stromstärken als angegeben.

Mit Hilfe der bis jetzt für die Hochvakuum-Gleichrichterröhren angegebenen Maximalspannungen und -ströme lässt sich nicht immer feststellen, ob eine Gleichrichterröhre unter bestimmten Verhältnissen, z.B. bei einer etwas grösseren Belastung als angegeben, aber bei viel niedrigerer Spannung, noch verwendet werden kann. Für die Röhrentypen 506, 1805, 1561 und 1832 werden diese untenstehend erwähnt.

Röhrentype	Anodenwechselspannung Va Volt	Gleichgerichteter Strom Ia mA
506	2 × 350	60
	2 × 300	75
1805	2 × 500	60
	2 × 400	75
	2 × 300	100
1561	2 × 500	120
	2 × 300	160
1832	800	100
	700	120