

Tractatus-Calculo

Amplifikatus

2. Band

Von Felix Formelmann

Alias: Martin Lemke

Oder auch: Wie man die Vorstufe mit einer Pentode berechnet.

	Seite
5. Was eine Vorstufe können muss	26
5.1. Was wir schon wissen.	26
5.2. Minimale Verstärkung	27
5.3. Welche Schaltung das kann	28
5.4. Maximaler Arbeitswiderstand - die Erste	28
6. Vorstufe – Rein theoretischer Teil	31
6.1. Kennlinienfeld	31
6.2. Arbeitspunkt	32
6.2.1. Anodenspannung	32
6.2.2. Gittervorspannung	33
6.3. Arbeitswiderstand	34
6.3.1. Noch einmal maximaler - die Zweite	35
6.3.2. Arbeitsgerade	35
6.3.3. Optimaler Arbeitswiderstand	36
6.4. Verstärkung	38
6.5. Verzerrungen des ganzen Verstärkers	39
6.5.1. Aussteuerung der Vorstufe	39
6.5.2. Aussteuerung der Endstufe	40
6.5.3. Erklärung	42
6.5.4. Noch einmal Sprechleistung	43
6.5.5. Noch einmal Verzerrungen	44
7. Vorstufe – Nicht ganz so theoretischer Teil	47
7.1. Schirmgitterstrom	47
7.2. Kathodenstrom	48
7.3. Andere Ströme	48
7.4. Masse	49
7.5. Kathodenspannung	49
7.6. Kathodenwiderstand	49
7.7. Kathodenkondensator	50
7.8. Entkoppelwiderstand	50
7.9. Entkoppelkondensator	52
7.10. Schirmgitterspannungsteiler	52
7.11. Schirmgitterkondensator	53
7.12. Gitterableitwiderstand	54
7.13. Der Schirmgitterstrom lässt sich nicht bestimmen	55
8. Noch ein Fazit	56
Kleingedrucktes	56

5. Was eine Vorstufe können muss

Eine Vorstufe muss möglichst unverzerrt ausreichend Signalspannung liefern, damit die Endstufe die gesamte mögliche Leistung liefern kann. Eigentlich müsste man nicht sagen, dass die Vorstufe unverzerrte Signalspannung liefern muss, sondern sie muss ihrerseits die Signalspannung so verzerren, dass sie sich mit den Verzerrungen aus der Endstufe möglichst sogar aufheben.

Möglich ist das, weil Verzerrungen verbogene Signale sind. Nehmen wir z.B. an, die Endstufe staucht das Signal hier und da zusammen. Wenn die Vorstufe es nun vorher schon an den selben Stellen etwas hochgebogen hat, dann sieht das Signal am Ende so aus, als wäre nichts gewesen und als wäre es nie verzerrt worden. Das werden wir später genau betrachten.

Die Vorstufe muss das gesamte Frequenzspektrum gleichmäßig an die Endröhre weiterleiten. Zudem soll die Vorstufe wenig kosten und sich mit der selben Versorgungsspannung begnügen wie die Endstufe, um den Aufwand für den Aufbau des Netzteils möglichst klein zu halten. Sonst noch Wünsche? – Im Moment nicht.

So frei wir bei der Triode in der Endstufe vorgehen konnten bei der Wahl von Arbeitspunkt und Arbeitswiderstand, so beschränkt sind wir nun jetzt. Daraus ergibt sich, dass dieser Band etwas komplizierter werden muss, als der Vorige. An jeder Ecke werden wir etwas zu beachten und bedenken haben. Um eine gute Vorstufe für die selbst berechnete Triodenendstufe zu finden, wird man wahrscheinlich einige Röhren und viele Arbeitspunkte testen müssen. Wie auch im vorigen Band muss man dabei nicht verstehen, warum jede Formel so ist, wie sie ist, und was gerade im Inneren der Röhre vor sich geht. Es genügt völlig die einzelnen Schritte an einem Datenblatt der eigenen Wahl durchzuführen. Berechnen Sie zur Übung doch z.B. einmal eine Endstufe mit der EL43 in Triodenschaltung und benutzen in der Vorstufe die EF80. Oder finden Sie ganz neue Kombinationen. Ich würde mich freuen, wenn sie mir Ihre Ergebnisse zuschicken, ich würde diese sammeln dann eine Tabelle machen in der alle Daten abgebildet sind.

5.1. Was wir schon wissen

Wir wollen zunächst die Daten zusammenfassen, die wir von der Endstufe, die in unserem Fall die 6AS7 war, schon aus den vorigen Kapiteln kennen und die wir zur Auslegung der Vorstufe brauchen.

Betriebsspannung:	$U_b = 285V$
Steuerspannung:	$U_{NF} = 140V$
Gitterableitwiderstand:	$R_g = 220k\Omega$

Die Betriebsspannung ist für uns wichtig, weil wir die Vorstufe aus der selben Quelle wie die Endstufe versorgen wollen, um das Netzteil einfach zu halten. Die Steuerspannung interessiert uns, weil diese von der Vorstufe aufgebracht werden muss. Der Gitterableitwiderstand wird in die Last der Vorstufe eingehen und muss darum berücksichtigt werden. Was das bedeutet, werden wir dann sehen.

Außerdem müssen wir uns noch einige Daten beschaffen, die wir noch nicht kennen. Da ist zunächst die Signalspannung, die aus unserer Signalquelle kommt. Das ist in unserem Fall ein

DVD- oder CD-Player. Handelsübliche Player liefern 1V bis 2V Signalspannung und oft noch mehr. Wir wollen von etwa 1,5V ausgehen.

Eingangsspannung: $U_{\text{ein}} = 1,5\text{V}$

Was wir nun noch kennen müssen, ist die Leerlaufverstärkung μ der 6AS7 und ihre Kapazitäten zwischen Gitter C_{gk} und Kathode, sowie Gitter und Anode C_{ga} . Diese Daten finden sich im Datenblatt der Röhre.

Kapazitäten: $C_{\text{ga}} = 10,5\text{pF}$
 $C_{\text{gk}} = 6,8\text{pF}$

Leerlaufverstärkung: $\mu = 2$

Aus dem vielfältigen Angebot der vergangenen und gegenwärtigen Röhrenproduktion die ideale Röhre herauszusuchen, ist nicht einfach. Um wenigstens einige Kandidaten auszuschließen, können wir aus den Daten abschätzen, was unsere Röhre können muss.

5.2. Minimale Verstärkung

Es ist leicht, die Verstärkung zu berechnen, die unsere Vorstufe aufbringen können muss. Dabei interessiert uns die Spannungsverstärkung. Die Spannungsverstärkung ist nichts anderes als das Verhältnis von Ausgangs- zur Eingangsspannung.

$$v_{\text{min}} = \frac{U_{\text{NF}}}{U_{\text{ein}}}$$

Wir setzen ein: $v_{\text{min}} = \frac{140\text{V}}{1,5\text{V}}$

Wir rechnen aus: $v_{\text{min}} = \underline{95}$

Die Vorstufe muss also mindestens Spannungsverstärkung v_{min} um den Faktor 95 haben, um die Endstufe voll aussteuern zu können. Doch erinnern wir uns zurück, dass wir bei der Endstufe noch etwas Reserve eingeplant haben, für den Fall dass große Dynamikspitzen verarbeitet werden sollen. Auch die muss unsere Vorstufe liefern können, sonst kommen sie in der Endstufe nicht an und die Reserve wird nutzlos. Deswegen sollte die Verstärkung der Vorstufe wirklich größer als v_{min} sein.

Außerdem muss unsere Vorstufe die 1,5V Eingangssignalspannung erst mal sauber verdauen können. Was nützt uns eine Röhre, die eine hohe Verstärkung hat, wenn wir ihr gar nicht das ganze Signal anbieten können. Außerdem muss unsere Röhre die 140V Signalspannung liefern können. Wir brauchen also eine Röhre, die 1,5V am Eingang verkräftet und wenigstens 140V daraus machen kann, also eine Verstärkung von 95fach hat.

Diese Bedingungen können, wenn wir nur eine Vorstufenröhre benutzen wollen, nur von Pentoden erfüllt werden. Denn die Verstärkungsfaktoren von Trioden reichen dafür nicht aus. Wir müssten zwei Vorstufen hintereinander setzen, um eine ausreichende Gesamtverstärkung zu erhalten. Das ist eine durchaus machbare und bei gründlicher Planung auch wohlklingende Lösung, doch in dieser Mappe wollen wir uns an die Pentode halten. Pentoden haben zudem den Vorteil, dass sich ihre Verzerrungen zusammen mit Trioden gut ausgleichen, doch dazu später mehr.

5.3. Welche Schaltung das kann

Da wir schon wissen, wie die Endstufe aussieht und welchen Typ Vorstufenröhre wir benutzen werden, können wir auch die Grundsaltung schon zeichnen.

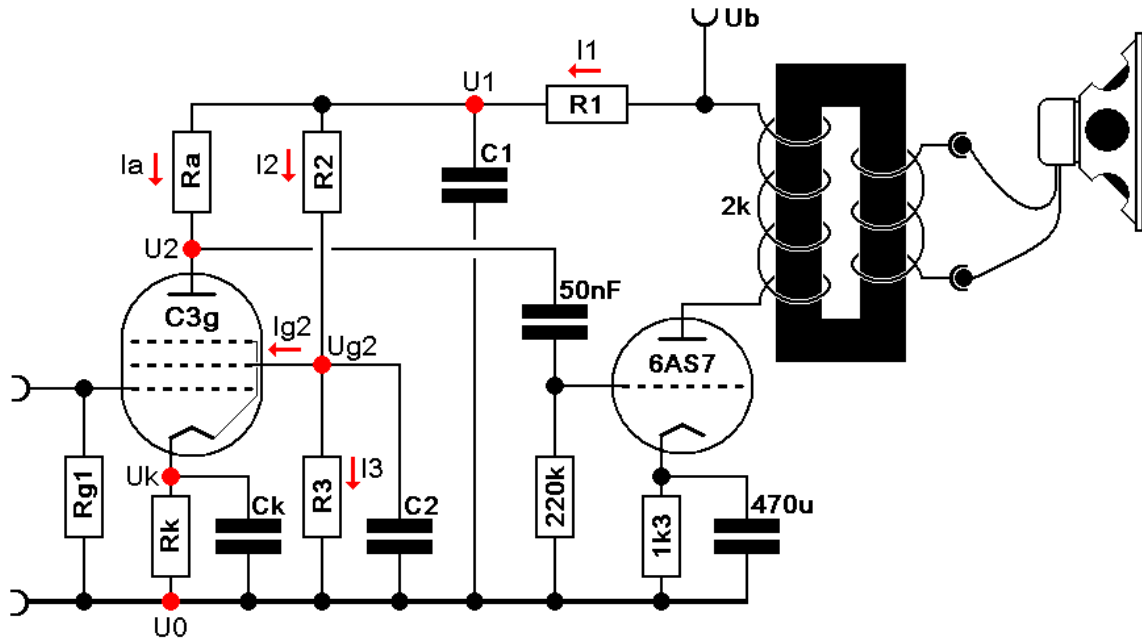


Abb.12

Wir sollten in diese Seite ein Lesezeichen legen, weil wir ständig auf die Schaltung Bezug nehmen werden. Oder die Schaltung zweimal ausdrucken und neben uns legen.

Die roten Pfeile interessieren uns zunächst nicht. Die aus den vorigen Kapiteln bekannten Bauteilwerte sind bereits eingetragen. Auffällig ist auch, dass einige Bauteile um die Pentode, wie z.B. R_k und C_k , Namen bekommen haben, die wir auch schon aus vorigen Kapiteln von der Endstufe kennen. Mir ist nicht etwa die Fantasie ausgegangen, sondern diese Bauteile haben für die Pentode die selbe Aufgabe, die andere auch für die 6AS7 haben. Z.B. erledigt der $220k\Omega$ Widerstand für die 6AS7 genau den Job, den R_{g1} für die Pentode macht. Es sind beides Gitterableitwiderstände.

5.4. Maximaler Arbeitswiderstand – die Erste

Der $220k\Omega$ Widerstand ist der Widerstand, den die Signalspannung, die von der Vorstufe kommt, als erstes sieht. Nach einer alten Faustregel soll der Arbeitswiderstand R_a der Vorstufe wenigstens um zwei bis drei mal kleiner als dieser Widerstand sein. Doch in der Schaltung liegen noch ein paar Widerstände parallel zu diesem Widerstand, die man nicht leicht sieht.

Diese sind nämlich in der 6AS7. Es handelt sich nicht um gewöhnliche Widerstände, sondern um Kondensatoren. Kondensatoren sind nämlich Widerstände für Signalspannungen, dieser Widerstand ist für hohe Frequenzen kleiner als für tiefe. Ein Kondensator ist der zwischen dem Gitter und der Kathode der 6AS7, den wir bereits » C_{gk} « genannt haben. Das ist leicht zu sehen, denn das Signal kann über das Gitter und diesen Kondensator zur Kathode und von da aus über die $470\mu F$ ungehindert zur Masse kurzgeschlossen werden.

Weniger leicht ist zu sehen, wo sich der andere Kondensator versteckt. Er liegt zwischen Gitter und Anode, wir kennen ihn als C_{ag} . Noch seltsamer ist aber, dass dieser Kondensator für die Signal- oder Steuerspannung um den Verstärkungsfaktor der 6AS7 vergrößert erscheint. Wir wollen uns nicht plagen zu verstehen, warum das so ist. Uns genügt zu wissen, dass es so ist und uns für zukünftige Recherchen zu merken, dass wir es mit dem Millereffekt zu tun haben.

Fassen wir zusammen: Nicht nur der 220k Ω Widerstand, sondern eine Parallelschaltung aus diesem, der Kapazität zwischen Gitter und Kathode C_{gk} , und der um den Verstärkungsfaktor μ der Endröhre vergrößerten Kapazität zwischen Gitter und Anode C_{ga} müssen wir als Widerstand annehmen.¹ Der Arbeitswiderstand R_a der Vorstufe muss wenigstens zwei bis dreimal kleiner als diese Kombination sein.

Wir müssen nun den Gesamtwiderstandswert dieser Kombination berechnen. Wir wollen uns nicht damit aufhalten die Formel herzuleiten, das kann Aufgabe einer Mappe zum Thema Impedanzen sein. Die fertige Formel sieht so aus:

$$R_{Ges} = \frac{1}{\frac{1}{R_g} + 2 \times \pi \times f_o \times (C_{gk} + \mu \times C_{ga})}$$

1, 2 und π sind Zahlen. f_o ist die von uns gewünschte obere Grenzfrequenz. Den Rest kennen wir.

Ein erwachsener Mensch über dreißig Jahre kann selten mehr als 15kHz hören. Wie gut er tatsächlich hört, hängt von seinen Lebensumständen ab. Jemand, der in der Freizeit gerne Discos oder Rockkonzerte besucht, Hobbyschütze ist und am Tage mit dem Presslufthammer arbeitet, steht natürlich schlechter da als der Bibliothekar, der in der Freizeit Rosen züchtet und am Wochenende einen Waldspaziergang macht. Die maximale obere Frequenzgrenze, die ein Kind noch hört, liegt bei 20000Hz. Diesen Wert wollen wir als obere Grenzfrequenz f_o annehmen.

C_{gk} und C_{ga} sind die beiden genannten Kapazitäten. μ ist der Leerlaufverstärkungsfaktor der 6AS7, den wir uns aus dem Datenblatt herausgesucht haben.

Wir setzen ein:

$$R_{Ges} = \frac{1}{\frac{1}{R_e} + 2 \times \pi \times f_o \times (C_{gk} + \mu \times C_{ga})}$$

Und rechnen aus:

$$R_{Ges} = \frac{1}{\frac{1}{220k\Omega} + 2 \times \pi \times 20000Hz \times (6,8pF + 2 \times 10,5pF)}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{220000\Omega} + 125600Hz \times (6,8pF + 21pF)}$$

¹ Eigentlich müssten wir nur mit der tatsächlich erreichten Verstärkung und nicht mit der Leerlaufverstärkung μ rechnen. Denn μ ist immer etwas größer als die tatsächlich erreichte Verstärkung. Deswegen schätzen wir mit der Verwendung von μ zu pessimistisch. Wir können die so überschätzte Verstärkung als Ersatz für die Kapazitäten der Kabel und Verdrahtung sehen und erhalten so praxistaugliche Werte.

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{\frac{1}{220000\Omega} + 125600\text{Hz} \times 27,8\text{pF}} \\
&= \frac{1}{0,0000045\Omega^{-1} + 125600\text{Hz} \times 0,000000000278\text{F}} \\
&= \frac{1}{0,0000045\Omega^{-1} + 0,0000035\text{HzF}} \\
&= \frac{1}{0,000008\Omega^{-1}} = 125000\Omega = \underline{125\text{k}\Omega}
\end{aligned}$$

Der Arbeitswiderstand R_a unserer Vorstufenpentode sollte also wenigstens zwei bis drei mal kleiner als $125\text{k}\Omega$ sein.

6. Vorstufe – Rein theoretischer Teil

Damit hätten wir die Kriterien für unsere Vorstufenpentode grob umrissen. Wie nun weiter vorzugehen ist, kann man schwerlich beschreiben. Man könnte seinen Fundus an Röhren durchsuchen und testen, ob eine Pentode passt. Man könnte auch in einer Taschentabelle gucken und sich geeignete Kandidaten aussuchen.

Ob sie wirklich passen, wird man sehen, wenn man auch an ihnen die in folgenden Kapiteln beschriebenen Berechnungen durchführt. Ich habe es selbst nicht anders gemacht und habe die EF80 getestet, die aber eine zu geringe Verstärkung hat, dann D3a, die passt zwar, aber leider ist sie recht teuer und nicht in meinen Beständen vorrätig. Auch die EL84 und die EL83 passen von der Verstärkung her, doch die nötige Anodenspannung ist zu hoch. Am Ende hat die C3g gewonnen. An ihrem Beispiel will ich alle Berechnungen vorführen.

6.1. Kennlinienfeld

Zunächst suchen wir uns wieder die Kennlinien. Doch da stellt sich gleich ein Problem. Im Datenblatt von Telefunken sind drei und in dem von Lorenz zwei Kennlinienfelder angegeben. Jedes ist für eine andere Schirmgitterspannung gültig. Das Schirmgitter ist in Abb.12 dasjenige Gitter, das mit R_2 und R_3 verbunden ist. Da Pentoden gleich drei Gitter haben, nummerieren wir sie einfach. Zur Unterscheidung nennen wir sie Steuergitter g_1 , Schirmgitter g_2 und Bremsgitter g_3 . Gezählt wird dabei von unten nach oben.

Bei Pentoden ist es so, dass sie je nach Schirmgitterspannung verschiedene Kennlinienfelder haben. Im Datenblatt für die C3g finden sich die Kennlinienfelder für drei verschiedene Schirmgitterspannungen, $U_{g_2}=100V$, $U_{g_2}=150V$ und $U_{g_2}=200V$. Wir sollten in unserem speziellen Fall versuchen, eine so geringe Schirmgitterspannung wie möglich zu nehmen, denn die Anodenspannung der Pentode soll nicht größer als ihre Schirmgitterspannung sein. Wir werden noch sehen, warum eine unnötig hohe Anodenspannung Probleme mit sich bringen kann.

Führt man die in den folgenden Kapiteln angestellten Berechnungen mit dem Kennlinienfeld der C3g für $U_{g_2}=100V$ durch, dann sieht man jedoch, dass die Röhre die vorgegebene Verstärkung von 95fach nur sehr mühsam erreicht und auch dass sie Probleme haben wird, die Eingangssignalspannung von $U_{\text{ein}}=1,5V$ richtig zu verdauen. Erhöhen wir die Schirmgitterspannung auf 150V und rechnen mit dem entsprechendem Kennlinienfeld, dann werden alle Kriterien viel besser erfüllt.

$$\underline{U_{g_2} = 150V}$$

Die folgende Abbildung zeigt das Kennlinienfeld der C3g.

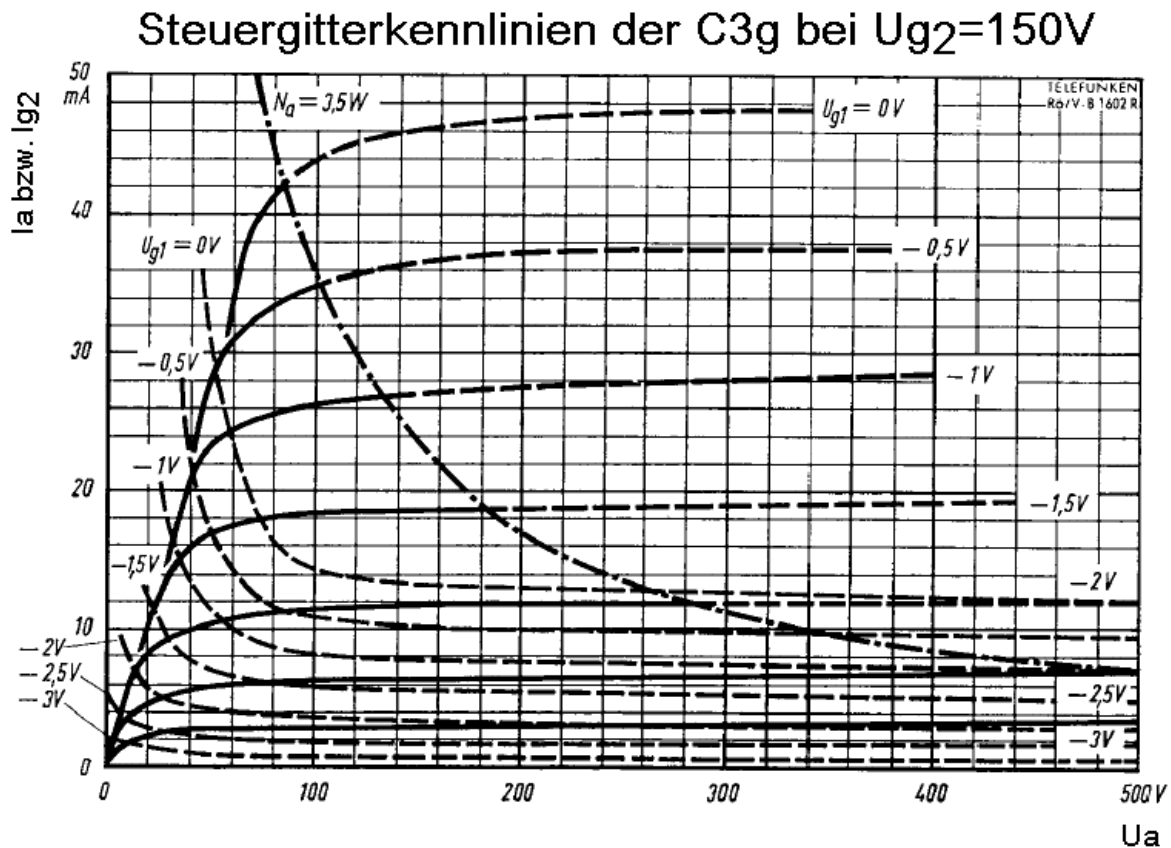


Abb.13

Die gepunktstrichelte Linie gibt die maximale Anodenverlustleistung an. Die durchgezogenen Linien sind die Kennlinien für das Steuergitter. Sie sehen anders aus als bei 6AS7. Das ist kein Wunder, denn wir haben es mit einer Pentode zu tun. Hätten Pentoden und Trioden gleiche Kennlinienformen, dann hätte man die Pentoden nicht zu erfinden brauchen. Die gestrichelten Linien erlauben uns später den Schirmgitterstrom zu bestimmen, was wichtig sein wird, um R1, R2 und R3 zu bestimmen, zunächst wollen wir sie nicht beachten.

6.2. Arbeitspunkt

Das Vorgehen bei der Wahl des Arbeitspunktes ist bei einer Vorstufe und bei einer Pentode im besonderen ganz anders als bei einer Triode als Leistungsverstärker. Wir bestimmen nicht zuerst den Arbeitswiderstand, sondern die Anodenspannung U_a .

6.2.1. Anodenspannung

Dazu gibt es einige kleine Faustregeln. Erstens sollte die Anodenspannung nicht kleiner als die Schirmgitterspannung sein, denn sonst beginnt das Schirmgitter mehr Strom zu ziehen als die Anode selbst. Das Schirmgitter wird zu einer Ersatzanode, wofür es aber nicht ausgelegt ist. Es kann verglühen.

Wir wollen es mit einer Anodenspannung von $U_a=160V$ versuchen, denn 160V ist knapp größer als die U_{g2} von 150V. Wir zeichnen bei dieser Anodenspannung eine senkrechte Linie ein.

$$U_a = 160V$$

Steuergitterkennlinien der C3g bei $U_{g2}=150V$

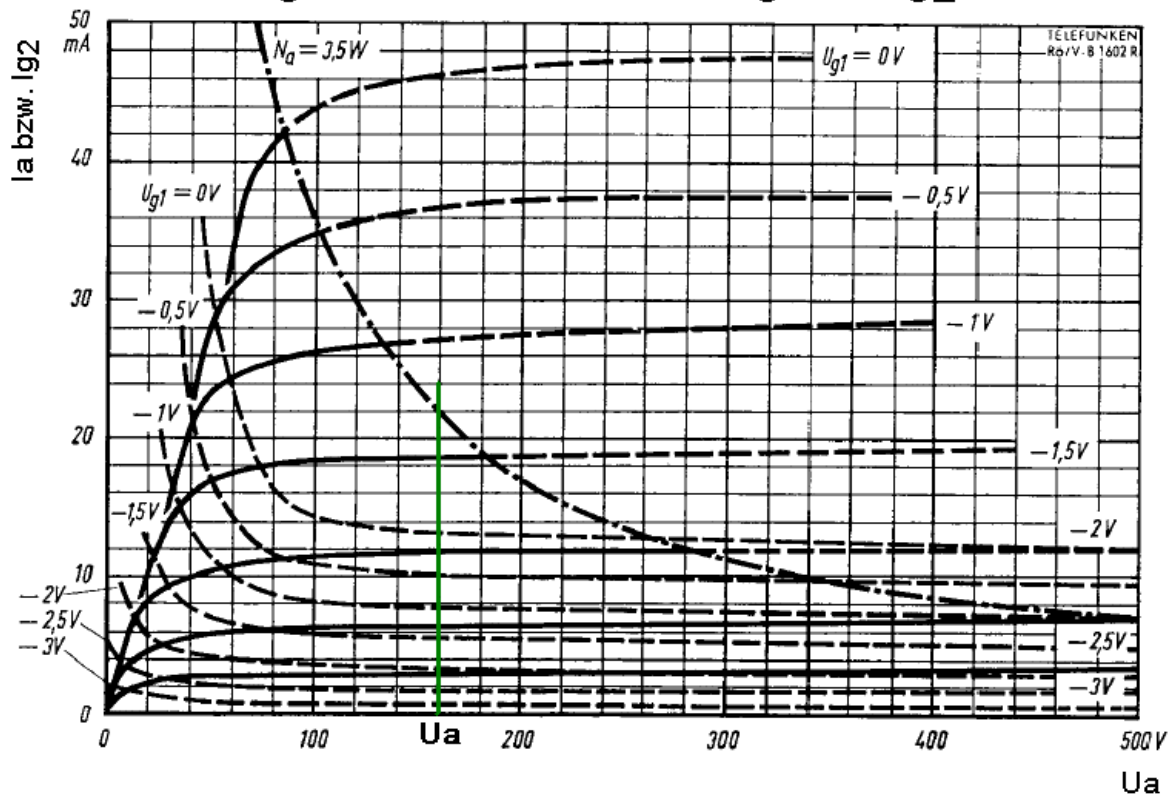


Abb.14

6.2.2. Gittervorspannung

Da unsere Röhre mit 1,5V oder manchmal sogar mehr am Eingang vertragen können muss, muss die Gittervorspannung negativ genug sein, damit diese Signalspannung es nicht zu positiv macht. Denn ist das Steuergitter zu positiv, dann fließt darüber ein Strom, der zu unschönen Verzerrungen führt. Wir wollen das Steuergitter hier nicht positiver als $-1V$ werden lassen. Woher man diesen Wert bestimmt, ist nicht ganz einfach. Nicht weil dem komplizierte Berechnungen zu Grunde liegen, in manchen Datenblätter finden sich Hinweise auf den Gitterstromereinsatz, in den meisten aber leider nicht. Dann hilft nur probieren und etwas vorsichtiger planen, so wie wir es hier tun.

Da die Eingangssignalspannung eine Wechselspannung ist und das Steuergitter nur zur Hälfte positiver und zur Hälfte negativer machen kann, muss unsere Gittervorspannung wenigstens um die halbe Signalspannung negativer sein als die von uns festgesetzten $-1V$. Es gilt also:

$$U_{g1} < -1V - \frac{U_{ein}}{2}$$

Wir setzen ein:
$$U_{g1} < -1V - \frac{1,5V}{2}$$

Und rechnen aus:
$$U_{g1} < -1V - 0,75V$$

$$U_{g1} < \underline{-1,75V}$$

Wir wählen, um noch etwas Reserve zu haben, $U_{g1} = -2V$. Den Schnittpunkt unserer Linie für die Anodenspannung U_a mit der entsprechenden Gitterkennlinie zeichnen wir nun ein, es ist unser Arbeitspunkt M. Von diesem aus können wir gleich den Anodenstrom I_a abtragen.

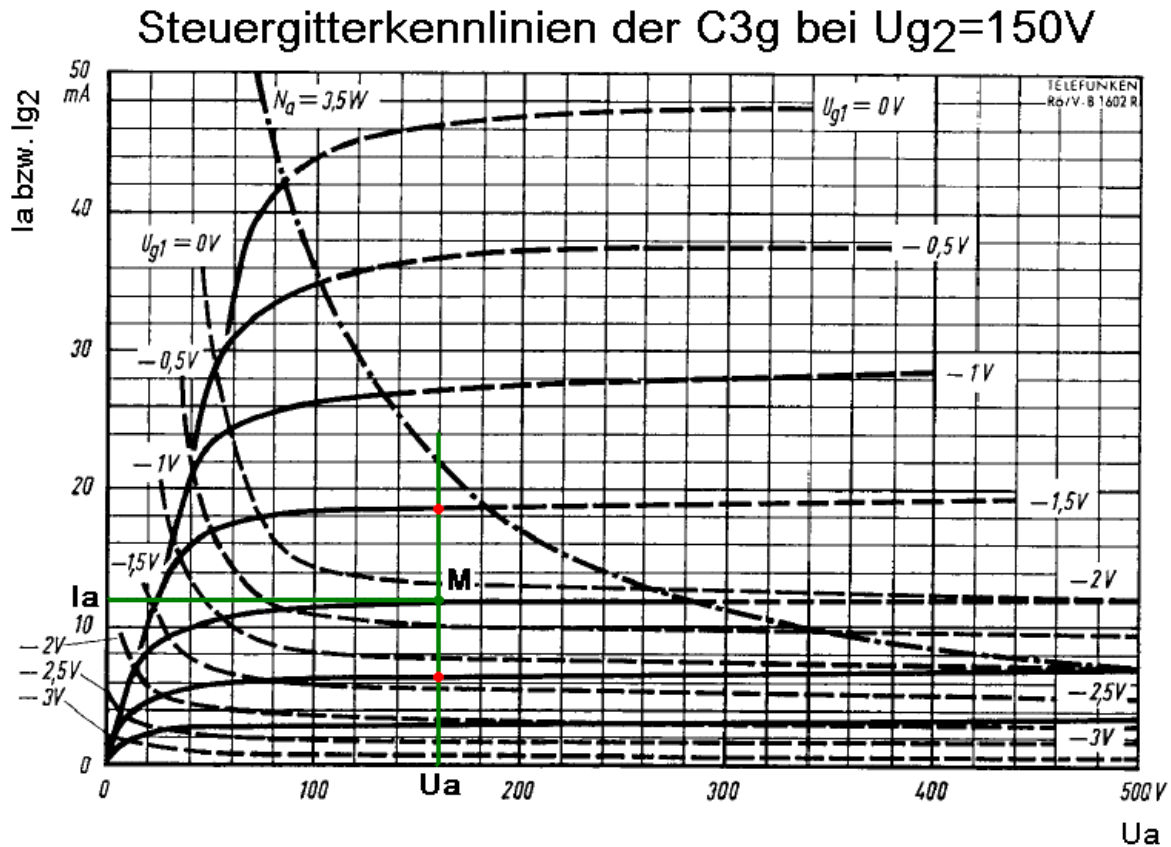


Abb.15

Zu negativ sollten wir die Gittervorspannung auch nicht wählen. Denn sieht man sich die Kennlinien im Diagramm an, dann stellt man fest, dass der Abstand zwischen den Kennlinien für kleinere Gittervorspannung auch immer kleiner wird. Das bedeutet erstens, dass die Verstärkung immer kleiner wird und zweitens bedeuten ungleichmäßige Abstände der Kennlinien zueinander mehr Verzerrungen. Bei der gewählten Gittervorspannung sollte der Abstand zur Kennlinie darüber etwas gleich dem Abstand zur Kennlinie darunter sein. Misst man die Abstände an den beiden roten Punkten zu M, dann sieht man, dass diese Bedingung bei uns recht gut erfüllt ist.

6.3. Arbeitswiderstand

Um den Arbeitswiderstand festzulegen, müssen wir zunächst R_1 betrachten. Dieser Widerstand liegt in Reihe zur Röhre und dem Geräffel rundherum. Der durch die Röhre fließende Strom muss demnach auch durch R_1 . Dieser Strom führt zu einem Spannungsabfall über R_1 . Deswegen haben wir die Versorgungsspannung U_b gar nicht vollständig für unsere Röhre zur Verfügung. Sondern etwas weniger. Das müssen wir berücksichtigen.

6.3.1. Maximaler Arbeitswiderstand – die Zweite

Wir wollen R_1 dabei zugestehen, mindestens 10V zu verheizen. Für die eigentliche Versorgung von R_a und der Röhre stehen nun diese 10V weniger als die Versorgungsspannung U_b zur Verfügung. Hiervon entfällt ein Teil auf die Anodenspannung, den Rest verheizt der Arbeitswiderstand R_a . Diese Spannung wollen wir » U_{Ra} « nennen. Außerdem müssen wir den Betrag der Gittervorspannung U_{g1} abziehen, denn diese fällt ganz wie bei der 6AS7 über R_k ab. Demnach gilt:

$$U_{Ra} = U_b - 10V - U_a - U_{g1}$$

Wir setzen ein: $U_{Ra} = 285V - 10V - 160V - |-2V|$

Und rechnen aus: $U_{Ra} = \underline{113V}$

D.h. der Widerstandswert von R_a darf maximal so groß sein, dass er 113V verheizt. Kleiner darf er sein, dann verheizen wir die übrige Spannung in R_1 , was nicht schaden kann. Nur eben nicht größer, denn wir haben nicht mehr Spannung zur Verfügung.

Wir können nun aus Abb.15 den Strom ablesen, der durch R_a fließt. Es ist der Anodenstrom I_a . Das ist der Strom, der durch die Röhre fließt, wenn sie im Arbeitspunkt M ist. In unserem Fall sind das 12mA.

$$I_a = \underline{12mA}$$

Wie groß R_a maximal sein darf, ermitteln wir nach dem guten alten Ohmschen Gesetz. Das haben wir ohnehin schon seit einigen Kapiteln nicht mehr angewendet. Es lautet immer noch:

$$R = \frac{U}{I}$$

In unserem Fall gilt: $R_{amax} = \frac{U_{Ra}}{I_a}$

Wir setzen ein: $R_{amax} = \frac{113V}{12mA}$

Und rechnen aus: $R_{amax} = \frac{113V}{0,012A}$

$$R_{amax} = \frac{113V}{0,012A}$$

$$R_{amax} = \underline{9500\Omega}$$

6.3.2. Arbeitsgerade

Meistens ist dieser Maximalwert zu groß, dann muss er verkleinert werden. Ist er zu klein, dann kann man nichts machen, die Röhre ist dann ungeeignet. So erging es mir mit der EL84 und der EL83. Ob er zu groß oder zu klein ist und was dann zu tun ist, werden wir sofort sehen.

Dazu zeichnen wir mal wieder die zum Arbeitswiderstand gehörende Arbeitsgerade in unser Diagramm ein. Damit wir das können, berechnen wir ihren Schnittpunkt mit der Achse für den Anodenstrom I_s . Der berechnet sich nach der Formel:

$$I_s = I_a + \frac{U_a}{R_a}$$

Wir setzen ein: $I_s = 12\text{mA} + \frac{160\text{V}}{9500\Omega}$

Und rechnen aus: $I_s = 0,012\text{A} + 0,017\text{mA} = \underline{0,028\text{mA}}$

Diesen Strom tragen wir nun auf der Achse ab und verbinden mit dem Punkt M und verlängern sie bis sie die so entstehende Gerade die Achse für die Anodenspannung schneidet. Das Ergebnis sieht so aus:

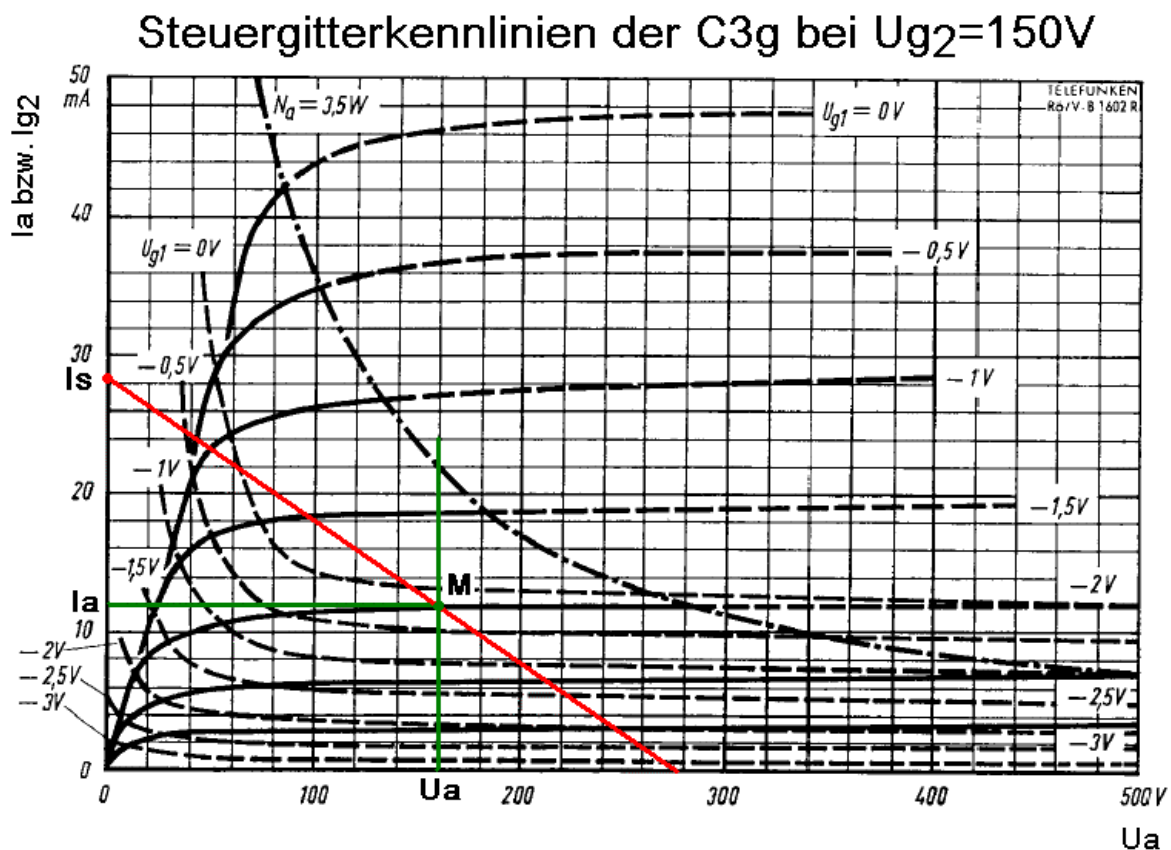


Abb.16.

6.3.3. Optimaler Arbeitswiderstand

Ob dieser Arbeitswiderstand für einen guten Klang sorgt, lässt sich leicht schätzen. Dazu müssen wir die Eingangsspannung U_{ein} darauf abtragen. Die Eingangsspannung verändert oder besser gesagt, steuert die Spannung des Gitters, und zwar um die Gittervorspannung U_{g1} herum. Haben wir also z.B. eine Eingangsspannung $U_{\text{ein}}=1\text{V}$, dann kann sie das Gitter um maximal 0,5V positiver bzw. negativer als die Gittervorspannung machen. In unserem Fall ist die Eingangsspannung aber mit 1,5V angegeben. Folglich können wir das Gitter um maximal

die Hälfte davon negativer wie auch positiver machen. Für die positivste U_{g1A} Gitterspannung gilt also:

$$U_{g1A} = U_{g1} + \frac{U_{\text{ein}}}{2}$$

Wir setzen ein:
$$U_{g1A} = -2V + \frac{1,5V}{2}$$

Und rechnen aus:
$$U_{g1A} = -2V + 0,75V = \underline{\underline{-1,25V}}$$

Für die negativste Gitterspannung gilt demnach:

$$U_{g1B} = U_{g1} - \frac{U_{\text{ein}}}{2}$$

Wir setzen ein:
$$U_{g1B} = -2V - \frac{1,5V}{2}$$

Und rechnen aus:
$$U_{g1B} = -2V - 0,75V = \underline{\underline{-2,75V}}$$

Alles was wir jetzt zu tun haben, ist uns die Gitterkennlinien für die Spannungen aus dem Diagramm herauszusuchen und ihre Schnittpunkte mit der Arbeitsgeraden einzuzeichnen und sie ganz wie bei der 6AS7 auf »A« und »B« zu taufen. Leider wird man die Gitterkennlinien nicht abgedruckt finden, deswegen werden wir etwas schätzen müssen, aber das tun wir ohnehin schon die ganze Zeit. Wenn die Punkte eingezeichnet sind, dann können wir gleich die Lote auf die Achse der Anodenspannung fallen. Das Ergebnis sieht so aus:

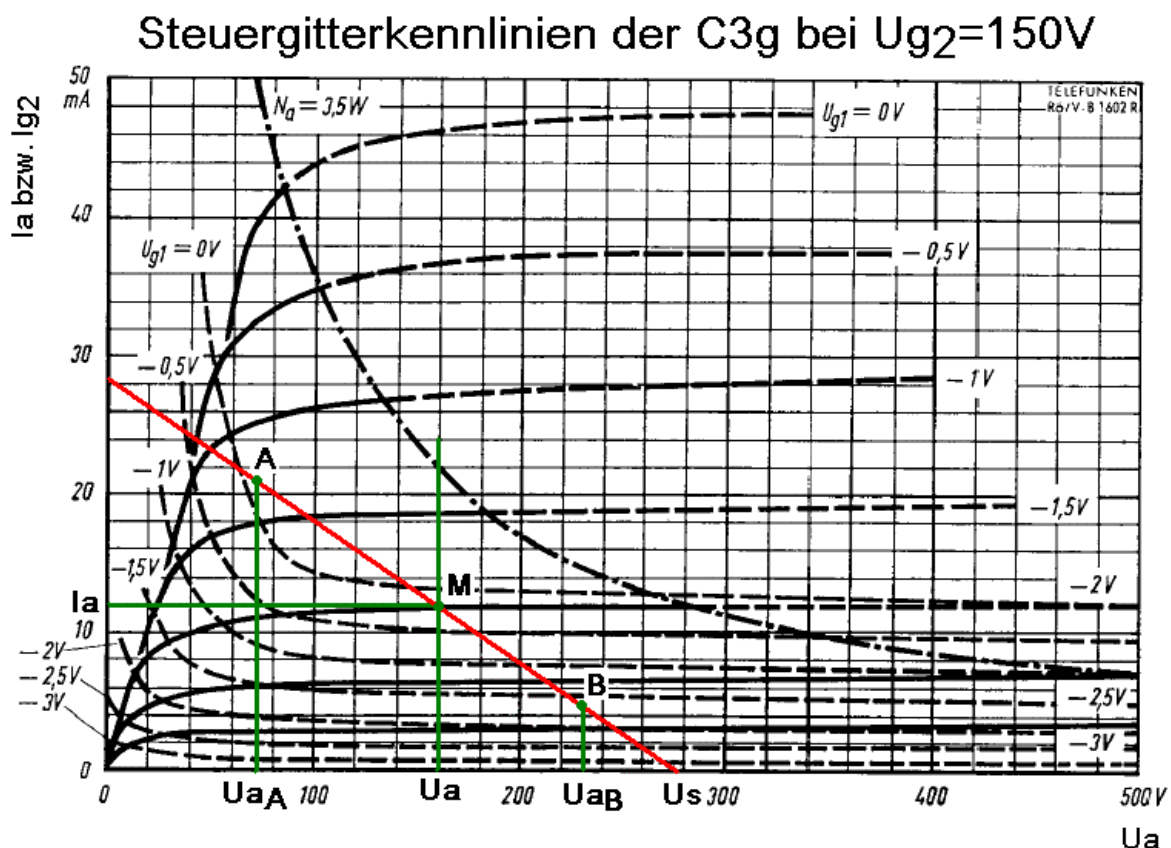


Abb.17

U_{aA} und U_{aB} sind die Anodenspannungen, die anliegen, wenn wir die Pentode in die Punkte A und B ausgesteuert haben. Der Arbeitswiderstand hat einen brauchbaren Wert, wenn der Abstand zwischen U_{aA} und U_a ungefähr so groß ist wie der zwischen U_a und U_{aB} . Dabei darf der Abstand zwischen U_{aA} und U_a eher größer sein als der zwischen U_a und U_{aB} . Wir werden noch sehen warum. Je größer der Klirrfaktor der Endstufentriode ist, desto kleiner darf der Abstand zwischen U_a und U_{aB} im Verhältnis zum dem zwischen U_{aA} und U_a sein. Zum Vergleichen der Abstände genügt ein Lineal und Augenmaß.

Die Verhältnisse in unserem Diagramm sind gar nicht mal schlecht, die leichte Verkürzung des rechten Abschnitts wird, wie gesagt, noch etwas nützen. Demnach ist der maximal mögliche Arbeitswiderstand von $9,5k\Omega$ schon ein sehr brauchbarer Wert. Wir bestimmen also:

$$R_a = \underline{9,5k\Omega}$$

Dieser Wert erfüllt auch das Kriterium aus Kapitel 5.4. Er ist viel kleiner als $125k\Omega$.

Wäre der Abstand zwischen U_a und U_{aB} größer als der zwischen U_{aA} und U_a oder größer als der in Kapitel 5.4. berechnete Wert, dann wäre der Arbeitswiderstand zu groß gewählt. In diesem Fall hätten wir einfach eine neue Arbeitsgerade für einen kleineren Arbeitswiderstand gezeichnet und hätten auf der neuen Gerade wieder einen Punkt A und B abgetragen und wieder gemessen. Das Ganze kann man so lange mit verschiedenen Werten testen, bis das Ergebnis zufriedenstellend ist. Kommen wir bei Werten, die das Kriterium aus Kapitel 5.4. nicht erfüllen auf keine gleichmäßigen Abstände, dann müssen wir uns nach einer anderen Pentode umsehen.

Wäre der Abstand zwischen U_{aA} und U_a schon beim Maximalwert R_{amax} des Arbeitswiderstandes viel kleiner als der zwischen U_a und U_{aB} , dann hätten wir ein echtes Problem. Wir müssten nämlich in diesem Fall den Arbeitswiderstand vergrößern. Das wäre aber nicht möglich, denn wir sind eben mit dem Maximalwert angetreten. In diesem Fall müssen wir einen anderen Arbeitspunkt mit weniger Anodenstrom suchen, oder wahrscheinlich sogar eine andere Röhre.

Wir sehen jetzt auch, warum die Anodenspannung der Röhre nicht unnötig hoch sein darf. Je größer sie ist, desto weniger Spannung bleibt von der Versorgungsspannung für den Spannungsabfall U_{Ra} über den Arbeitswiderstand R_a übrig. Demnach wird der maximal mögliche Arbeitswiderstand R_{amax} mit zunehmender Anodenspannung der Pentode kleiner.

Wie auch bei der 6AS7 gilt auch hier, dass das Durchführen aller folgenden Berechnungen mit verschiedenen Werten lohnend ist. Ein oder zwei Stunden mehr geplant, führt hier zu jahrelang mehr Freude am entworfenen Verstärker.

6.4. Verstärkung

Die Verstärkung abzuschätzen, ist nun ein Kinderspiel. Erinnern wir uns, dass wir das Gitter mit der Signalspannung U_{ein} von $1,5V$ gesteuert haben. Die Verstärkung der Röhre ist nichts anderes als das Verhältnis der Signalspannung, die sie daraus macht, zu U_{ein} . Die Signalspannung, die sie daraus macht, ist aber nichts anders als die Differenz von U_{aB} und U_{aA} . Oder auf Deutsch gesagt, die Verstärkung ist genau das Verhältnis der Spannungsschwankung, die sie an Anode hervorruft zur Steuerspannung, durch die sie hervorgerufen wird.

Es gilt also: $v = \frac{U_{aB} - U_{aA}}{U_{\text{ein}}}$

Wir setzen ein: $v = \frac{230\text{V} - 70\text{V}}{1,5\text{V}}$

Und rechnen aus: $v = \frac{160\text{V}}{1,5\text{V}} = \underline{110}$

Die Verstärkung ist also etwa 110fach. Das ist größer als die minimal nötige Verstärkung v_{min} die wir in Kapitel 5.2. geschätzt haben. Wäre v kleiner als diese gewesen, dann hätten wir wieder ein Problem gehabt und uns nach einer anderen Pentode umsehen müssen.

6.5. Verzerrungen des ganzen Verstärkers

Bevor wir die weiteren Bauteilwerte berechnen, wollen wir kontrollieren, was unser Verstärker überhaupt taugt. Dazu wollen wir den Klirrfaktor schätzen. Es lohnt sich aber wenig, den Klirrfaktor der Vorstufe zu berechnen und dann zu dem der Endstufe hinzu zu addieren. Das Ergebnis wäre falsch. Denn die Verzerrungen der Endröhre kommen nicht zu denen der Vorstufe hinzu, sondern das in der Vorstufe verzerrte Signal wird seinerseits verzerrt. Dabei kann es vorkommen, dass sich die Verzerrungen aufheben. Dieser Effekt ist natürlich wünschenswert und sollte ausgenutzt werden. Ob wir ihn ausnutzen wollen, testen wir in der folgenden recht komplizierten Schätzung.

6.5.1. Aussteuerung der Vorstufe

Zunächst gehen wir ganz genau so vor wie bei der Klirrfaktorberechnung bei der 6AS7. D.h. wir bestimmen zwei Punkte N und O. Dabei benutzen wir genau die selben Formeln.

Es gilt also für N: $U_{g1N} = \frac{U_{g1A} + U_{g1}}{2}$

Wir setzen ein: $U_{g1N} = \frac{-1,25\text{V} + -2\text{V}}{2}$

Und rechnen aus: $U_{g1N} = \frac{-1,25\text{V} + -2\text{V}}{2} = \frac{-3,25\text{V}}{2} = \underline{-1,6\text{V}}$

Für O gilt: $U_{g1O} = \frac{U_{g1} + U_{g1B}}{2}$

Wir setzen ein: $U_{g1O} = \frac{-2\text{V} + -2,75\text{V}}{2} = \frac{-4,75\text{V}}{2} = \underline{-2,4\text{V}}$

Ganz genau so wie bei der 6AS7 tragen wir die Schnittpunkte dieser Gitterkennlinien mit unserer Arbeitsgeraden ein. Da die entsprechenden Gitterkennlinien wieder nicht mit abgedruckt sind, müssen wir wieder schätzen.

Steuergitterkennlinien der C3g bei $U_{g2}=150V$

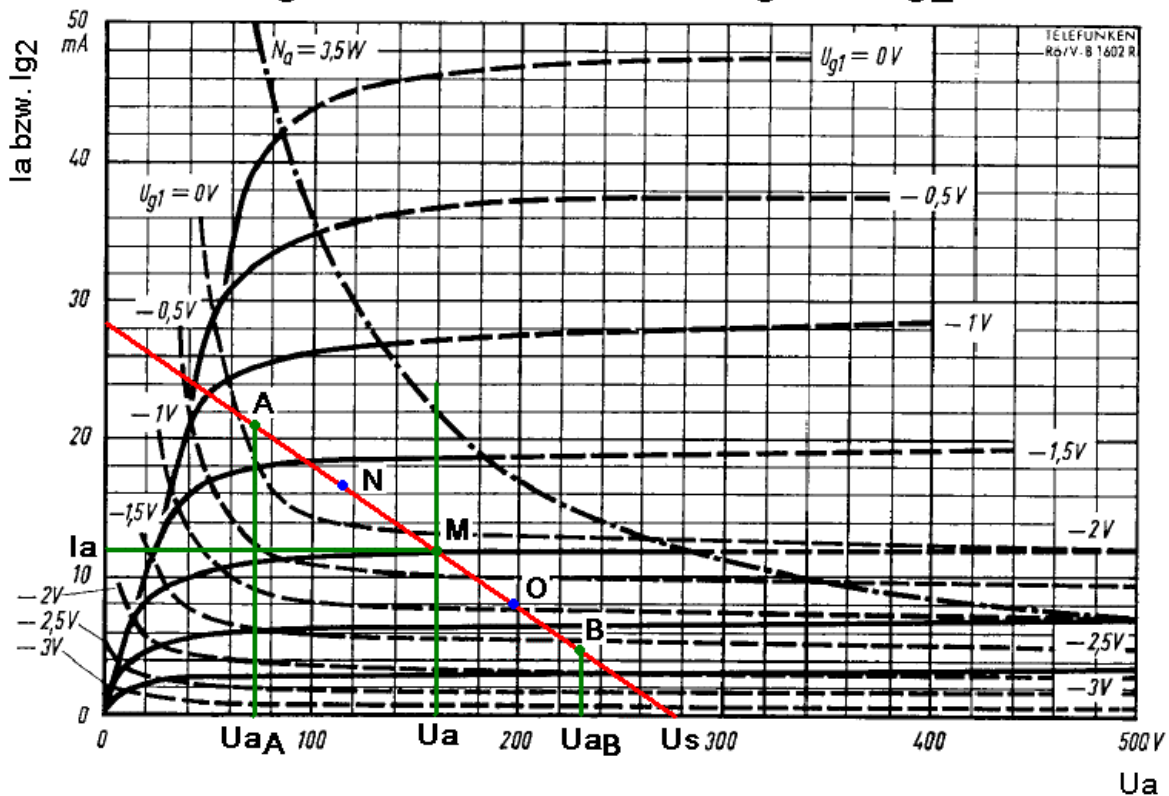


Abb.18

Jetzt müssen wir die zu den Punkten gehörigen Anodenspannungen ablesen, die Anodenströme interessieren uns anders als in Kapitel 2.6. des ersten Bandes bei der 6AS7 überhaupt nicht.

A:	$U_{g1A} = -1,25V,$	$U_{aA} = 70V$
N:	$U_{g1N} = -1,6V,$	$U_{aN} = 115V$
M:	$U_{g1} = -2V,$	$U_a = 160V$
O:	$U_{g1O} = -1,4V,$	$U_{aO} = 195V$
B:	$U_{g1B} = -2,75V,$	$U_{aA} = 230V$

6.5.2. Aussteuerung der Endstufe

Gucken wir in die Schaltung von Abb.12. Dort haben wir den 50nF Kondensator. Das ist der sogenannte Koppelkondensator. Er koppelt die Signalspannung an der Anode der C3g von der Gleichspannung ab. Hinter dem Koppelkondensator, also am Eingang der 6AS7, haben wir dann nur noch Signalspannung. Die abgekoppelte Gleichspannung ist nun nichts anderes als die an der C3g anliegende Anodenspannung. Was wir zu tun haben, ist also von den fünf Spannungen oben die Anodenspannung U_a abzuziehen, dann erhalten wir die jeweiligen Signalspannungen.

Es gilt also: $U_A = U_{aA} - U_a$

Wir setzen ein: $U_A = 70V - 160V$

Und rechnen aus: $U_A = \underline{-90V}$

Es außerdem: $U_N = U_{aB} - U_a$

Wir setzen ein: $U_N = 115V - 160V$

Und rechnen aus: $U_N = \underline{-45V}$

Das Ganze wiederholen wir noch dreimal mit den anderen Spannungen und erhalten

$$U = \underline{0V}$$

$$U_O = \underline{35V}$$

$$U_B = \underline{70V}$$

Jetzt müssen wir etwas zurückblättern und uns die Gittervorspannung der Endröhre, in unserem Fall der 6AS7, heraussuchen, wie wir sie in Kapitel 2.4. des ersten Bandes bestimmt haben.

$$U_g = \underline{-90V}$$

Zu dieser Spannung addieren wir nun alle fünf Werte.

Es gilt also: $U_{gA} = U_g + U_A$

Wir setzen ein: $U_{gA} = -90V + -90V$

Und rechnen aus: $U_{gA} = \underline{-180V}$

Die selbe Rechnung wiederholen wir mit den anderen vier Werten, also U_N , U , U_O und U_B . Da kommt raus:

$$U_{gN} = \underline{-135V}$$

$$U_g = \underline{-90V}$$

$$U_{gO} = \underline{-55V}$$

$$U_B = \underline{-20V}$$

Jetzt brauchen wir das Kennlinienfeld der Endstufentriode. Wir brauchen dabei eine Version, in der schon die Lastgerade eingezeichnet ist aber sonst nichts, also so wie das Kennlinienfeld in Abb.7 aussieht. Dort tragen wir die Schnittpunkte der Gitterkennlinien die zu U_{gA} , U_{gN} , U_g , U_{gO} und U_{gB} gehören mit der Arbeitsgeraden ein. Das Ergebnis sieht dann etwa so aus.

Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

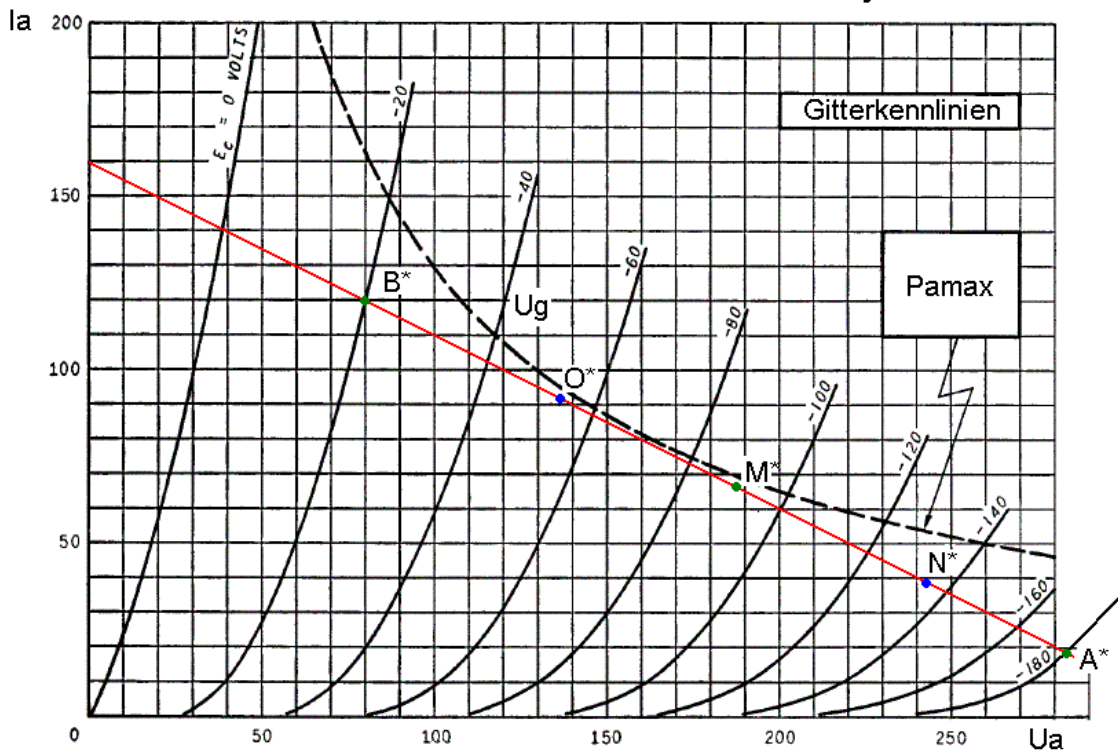


Abb.19

Für die U_g ergibt sich für die Triode wieder der Arbeitspunkt M^* , er entspricht natürlich M , den wir im ersten Band bestimmt haben. Beim Einzeichnen von A^* musste ich etwas improvisieren, hier reichte das Diagramm nicht aus.

6.5.3. Erklärung

Bevor wir an diesem Diagramm den Klirrfaktor und einiges mehr berechnen, will ich versuchen zu erklären, was wir eben getrieben haben.

Mit dem Eintragen von A , N , M , O und B in Abb.18 haben wir die Vorstufe verschieden angesteuert. Daraus ergeben sich verschiedene Anodenspannungen U_{aA} , U_{aN} , U_a , U_{aO} und U_{aB} , die die Vorstufenpentode bei der jeweiligen Aussteuerung annimmt.

Dann haben wir so getan als würde es sich bei unserer Aussteuerung um eine Signalspannung handeln. Demnach haben wir auch an der Anode Signalspannungen, die von den 50nF Kondensator durchgelassen werden. Dieser Kondensator lässt jedoch keine Gleichspannung durch. Da die Gleichspannung die Anodenspannung selbst ist, mussten wir genau diese von U_{aA} , U_{aN} , U_a , U_{aO} und U_{aB} abziehen. Wir kamen so zu den verschiedenen Signalspannungen, also U_A , U_N , U , U_O und U_B .

Diese Signalspannungen liegen aber nun am Gitter der Triode an, wie aus der Schaltung Abb.12 ersichtlich ist. Deswegen steuern sie das Gitter aus. Oder kurz gesagt, sie verändern die Gittervorspannung der Triode, indem sie zu dieser hinzukommen. Deswegen mussten wir zu den Zuständen der Signalspannung die Gittervorspannung der Triode addieren. Wir

erhielten U_{gA} , U_{gN} , U_g , U_{gO} und U_{gB} . Diese haben wir in das Diagramm eingezeichnet, wo wir dann in Abb.19 die Punkte A^* , N^* , M^* , O^* und B^* erhielten.

Wenn wir diese Punkte mit dem Ausgangsdiagramm in Abb.18 vergleichen, dann sehen wir, dass A auf der linken Seite des Arbeitspunktes M^* der Pentode liegt, A^* jedoch auf der rechten Seite des Arbeitspunktes M^* der Triode. Daraus folgt, dass wenn wir die Gittervorspannung der Pentode positiver machen, indem wir z.B. in den Punkt A aussteuern, dann machen wir die Gittervorspannung der Triode dahinter negativer. Daraus ergibt sich etwas sehr Interessantes.

Betrachten wir dazu Abb.9 aus Kapitel 2.5 des ersten Bandes. Wir sehen dort zwei Dreiecke. Eines links und das andere rechts. Das rechte Dreieck ist etwas kleiner als das linke. Diese Abweichung der Dreiecke voneinander ist die Verzerrung der Triode. Erinnern wir uns nun an Abb.17. Hier war der Abstand zwischen U_{aB} und U_a kleiner als der zwischen U_{aA} und U_a . Wir sehen das auch daran, dass der Betrag von den $-90V$ von U_A um $20V$ größer als die $70V$ von U_B .

Nun wirkt die größere U_A genau auf der Seite der Arbeitsgeraden, wo in Abb.9 das kleinere Dreieck ist. Denn auf dieser Seite liegt A^* . Und die kleinere U_B wirkt auf der Seite, wo in Abb.9 das größere Dreieck ist. Dadurch gleicht sich die Größe der Dreiecke etwas an. Die Verzerrungen der Triode sollte demnach abnehmen. Die unterschiedlichen Abstände der Pentode war nun Ihre Verzerrung. Wir sehen, was wir ganz am Anfang dieser Mappe andeuteten und uns erhofft haben. Die Verzerrungen von Pentode und Triode heben sich zumindest teilweise auf.

In Abb.9 und auch in Abb.10 in Kapitel 2.5. und 2.6. haben wir angenommen, dass die Triode von einem völlig verzerrungsfreien Signal angesteuert wird. Abb.19 kommt der Wirklichkeit deutlich näher. Weswegen wir die Schätzungen der Ausgangsleistung und der Verzerrungen mit diesem Diagramm als Grundlage wiederholen werden.

6.5.4. Noch einmal Sprechleistung

Eine Klirrfaktorberechnung ist ziemlich nutzlos, wenn sich keine Angabe findet, bei welcher Leistung der Klirrfaktor erreicht wird. Berechnen wir also die sich aus der Vorstufe ergebende Leistung, die wir erwarten dürfen. Dazu fällen wir, ganz wie in Kapitel 2.5. aus dem ersten Band, die Lote von A^* , B^* und M^* auf die Achsen.

$$\begin{array}{lll}
A^*: & U_{gA^*} = -180V, & U_{aA^*} = 283V, & I_{aA^*} = 18mA \\
N^*: & U_{gN^*} = -135V, & U_{aN^*} = 243V, & I_{aN^*} = 38mA \\
M^*: & U_g = -90V, & U_a = 187V, & I_a = 67mA \\
O^*: & U_{gO^*} = -55V, & U_{aO^*} = 138V, & I_{aO^*} = 92mA \\
B^*: & U_{gB^*} = -20V, & U_{aA^*} = 80V, & I_{aB^*} = 120mA
\end{array}$$

Die Formeln sind ganz genau so wie in Kapitel 2.6 des ersten Bandes. Wir müssen nur beachten, dass wir alle »A« durch »B*«, »N« durch »O*«, »M« durch »M*«, »O« durch »N*« und »B« durch »A*« ersetzen müssen. Der Grund wird augenfällig, wenn man Abbildung 19. bzw. Abb.20 mit Abb.10 aus dem ersten Band vergleicht. Hier sind die Punkte gespiegelt angeordnet, was wir in den vorigen Kapiteln auch schon bemerkt hatten.

Für k_2 kommen wir demnach zu folgender Formel:

$$k_2 \approx \left| \frac{2 \times I_a - I_{aA^*} - I_{aB^*}}{2 \times (I_{aB^*} - I_{aA^*})} \right|$$

Wir setzen ein:

$$k_2 \approx \left| \frac{2 \times 67mA - 18mA - 120mA}{2 \times (120mA - 18mA)} \right|$$

Und rechnen aus:

$$\begin{aligned}
k_2 &\approx \left| \frac{134mA - 18mA - 120mA}{2 \times 102mA} \right| \\
&\approx \left| \frac{116mA - 120mA}{204mA} \right| \approx \left| \frac{-4mA}{204mA} \right| \approx |-0,019| \\
&\approx \underline{0,019}
\end{aligned}$$

Vergleichen wir diesen Wert mit der Rechnung aus Kapitel 2.6. aus dem ersten Band, wo wir einen Wert von 0,057 herausbekommen haben, dann müssen wir feststellen, dass der k_2 sehr viel geringer geworden ist. Die Verzerrungen der C3g heben diejenigen der 6AS7 tatsächlich zum Teil auf. Wir dürfen gespannt sein, wie es sich beim k_3 verhält. Wir kommen zu folgender Formel:

$$k_3 \approx \left| \frac{2 \times I_{aO^*} - 2 \times I_{aN^*} - I_{aB^*} + I_{aA^*}}{3 \times (I_{aB^*} - I_{aA^*})} \right|$$

Wir setzen ein:

$$k_3 \approx \left| \frac{2 \times 92mA - 2 \times 38mA - 120mA + 18mA^*}{3 \times (120mA - 18mA)} \right|$$

Und rechnen aus:

$$\begin{aligned}
k_3 &\approx \left| \frac{184mA - 76mA - 120mA + 18mA^*}{3 \times 102mA} \right| \\
&\approx \left| \frac{108mA - 120mA + 18mA}{306mA} \right| \\
&\approx \left| \frac{-12mA + 18mA}{306mA} \right| \approx \left| \frac{6mA}{306mA} \right| \approx |0,019| \\
&\approx \underline{0,019}
\end{aligned}$$

In Kapitel 2.6. des ersten Bandes sind wir auf einen Wert von 0,018 für k_3 gekommen, mit den hier berechneten Wert von 0,019 haben wir eine ganz geringe Erhöhung ausmachen

können, diese beträgt etwa ein Zwanzigstel. Damit ist sie geringer als unsere Schätzgenauigkeit und kann auch auf die dicken Striche und die Verschätzungen beim Einzeichnen der Punkte in die Diagramme zurückzuführen sein. Aber selbst wenn wir wirklich eine kleine Erhöhung haben, ist sie vernachlässigbar gering. Berechnen wir nun den Gesamtklirrfaktor K:

$$K = 100 \times \sqrt{k_2^2 + k_3^2}$$

Wir setzen ein:

$$K = 100 \times \sqrt{0,019^2 + 0,019^2}$$

Und rechnen aus

$$\begin{aligned} K &= 100 \times \sqrt{0,00036 + 0,00036} = 100 \times \sqrt{0,00072} \\ &= 100 \times 0,027 = \underline{2,7\%} \end{aligned}$$

Das ist für einen Röhrenverstärker in Eintakt A Betrieb ein ganz hervorragender Wert.

7. Vorstufe – Nicht ganz so theoretischer Teil.

Wir können also gewiss sagen, dass die C3g eine gute Vorstufe für die 6AS7 abgeben wird. Die zur Verfügung stehende Versorgungsspannung ist ausreichend, der Arbeitswiderstand ist klein genug, wir erhalten die vorgesehene Ausgangsleistung und wir können sogar die Verzerrungen deutlich absenken. Es lohnt sich also, die noch fehlenden Werte für die Bauteile aus unserer Schaltung in Abb.12 für die C3g zu berechnen.

7.1. Schirmgitterstrom

Halten wir uns deswegen an das, was wir schon kennen, den Anodenstrom I_a . Seinen Wert kennen wir bereits, es sind 12mA. Durch Ablesen bekommen wir auch den Schirmgitterstrom I_{g2} heraus. Dazu suchen wir uns aus der Liste unter Abb.18 die Gittervorspannung U_{g1} heraus. Diese beträgt in unserem Fall $-2V$. Jetzt brauchen wir wieder das Kennlinienfeld unserer Pentode.

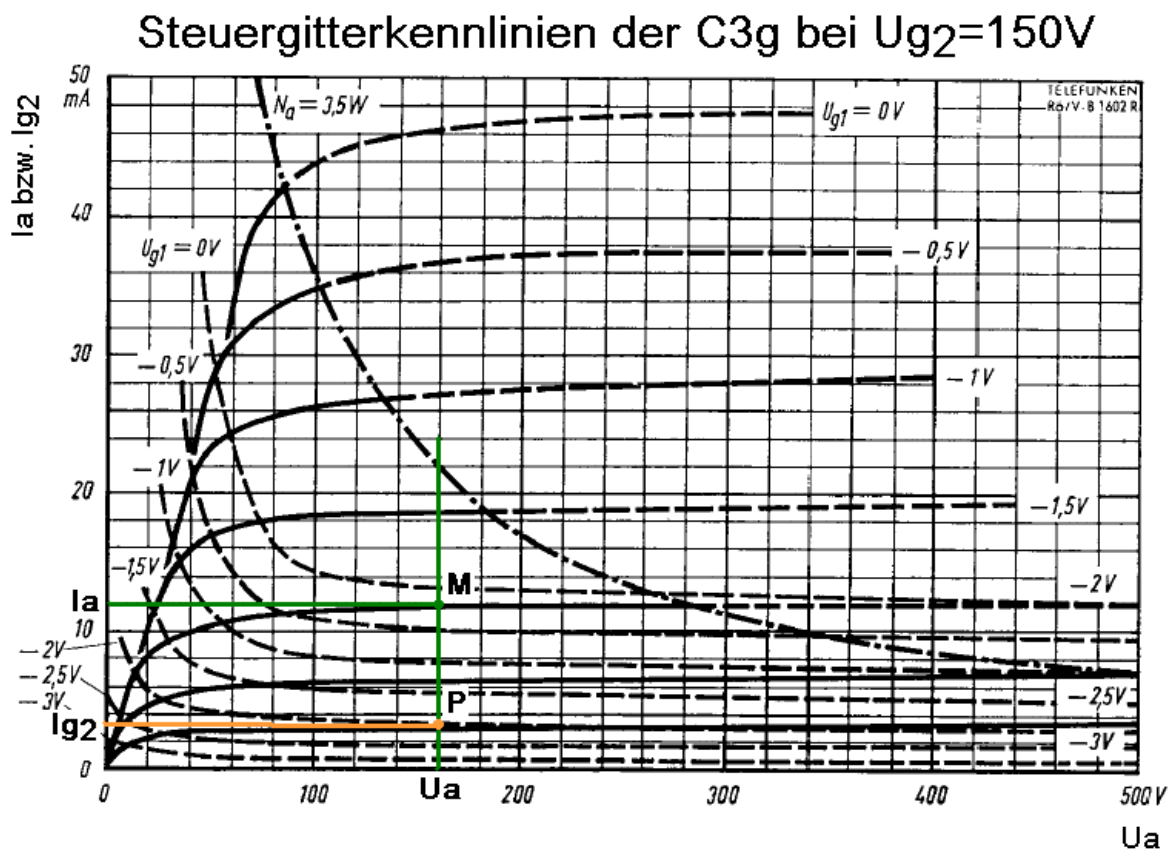


Abb.22

Dort müssen wir nun die gestrichelten Linien betrachten. Wir suchen die gestrichelte heraus, die unserer Gittervorspannung entspricht, tragen genau bei der Anodenspannung einen Punkt P ab. Dieser Punkt entspricht einem Strom. Dieser Strom ist der Schirmgitterstrom I_{g2} . Die gestrichelten Linien geben nämlich an, welcher Strom über das Schirmgitter fließt, wenn es eine Spannung $U_{g2}=150V$, die Anode eine Spannung von $U_a=160V$ und das Steuergitter eine bestimmte Gittervorspannung U_{g1} hat. Wir erhalten:

$$I_{g2} = \underline{3,7mA}$$

Nicht jedes Datenblatt ist so vorbildlich wie das, das die Firma Telefunken einst für die C3g erstellt hat. Was in diesem Fall zu tun, ist erfahren Sie in Kapitel 7.13.

7.2. Kathodenstrom

Nun können wir den Kathodenstrom I_k bestimmen. Er berechnet sich nach dem Gesetz: Was rein geht, muss auch irgendwo wieder heraus. Das gilt nicht nur für die menschliche Verdauung, sondern auch für die Pentode. Da aus den selben Gründen wie bei der Triode kein Strom über das Steuergitter fließt, muss der Strom über die Kathode wieder heraus. Demnach erhalten wir an der Kathode einen Strom I_k der genau so groß ist wie die Summe von Anodenstrom I_a und Schirmgitterstrom I_{g2} .

Es gilt also: $I_k = I_a + I_{g2}$

Wir setzen ein: $I_k = 12\text{mA} + 3,7\text{mA}$

Und rechnen aus: $I_k = \underline{15,7\text{mA}}$

7.3. Andere Ströme

I_3 ist einfach zu bestimmen. Wir legen ihn fest. Dabei gilt folgende Regel. Je größer wir I_3 aussuchen, desto stabiler wird sich der Arbeitspunkt der Pentode später einstellen. Aber desto größer müssen wir auch die Kondensatoren C1 und C2 kaufen. Ich schlage vor, I_3 genau so groß zu machen wie I_{g2} .

Es gilt also: $I_3 = I_{g2}$

Wir setzen ein: $I_3 = \underline{3,7\text{mA}}$

Daraus ergibt sich I_2 . Es gilt nämlich diesmal das Gesetz: Was hinaus geht, muss auch irgendwo hineinkommen. Aus R2 gehen die Ströme I_{g2} und I_3 heraus, also muss vorher die Summe beider Ströme hereingeflossen sein und diesen Widerstand auch durchfließen.

Folglich gilt: $I_2 = I_{g2} + I_3$

Wir setzen ein: $I_2 = 3,7\text{mA} + 3,7\text{mA}$

Und rechnen aus: $I_2 = \underline{7,4\text{mA}}$

Nach dem selben Gesetz können wir auch I_1 berechnen. Dieser Strom muss also die Summe aus I_2 und I_a sein.

Es gilt: $I_1 = I_a + I_2$

Wir setzen ein: $I_1 = 12\text{mA} + 7,4\text{mA}$

Und rechnen aus: $I_1 = \underline{19,4\text{mA}}$

7.4. Masse

Damit sind die Stromverhältnisse geklärt. Betrachten wir also die Spannungen. U_0 ist leicht zu bestimmen, diese Spannung beträgt 0V. Denn dies ist die Masse. Alle anderen Spannungen sind also relativ zu U_0 angegeben.

7.5. Kathodenspannung

U_k ist die Kathodenspannung. Auch hier wenden wir den von der Triode bekannten Kniff zur Erzeugung der Gittervorspannung U_{g1} an. D.h. wir machen nicht das Gitter negativ, sondern die Kathode positiv. Es gilt also, dass das Gitter ebenso negativ gegenüber der Kathode ist, wie diese positiv gegenüber der Masse ist. Kurz: Die Kathodenspannung U_k entspricht dem Betrag der Gittervorspannung U_g .

$$U_k = |U_{g1}|$$

Wir setzen ein: $U_k = |-2V|$

Und rechnen aus: $U_k = \underline{2V}$

7.6. Kathodenwiderstand

Da die Beträge der beiden Spannungen gleich sind, erreichen wir wieder wie bei der Triode dadurch, dass wir den Kathodenstrom I_k durch den Widerstand R_k fließen lassen, wo die erforderliche Spannung abfällt und die Kathode sozusagen anhebt. Dabei verhält sich alles streng nach dem Ohmschen Gesetz:

$$R = \frac{U}{I}$$

In unserem Fall: $R_k = \frac{U_k}{I_k}$

Wir setzen ein: $R_k = \frac{2V}{15,7mA}$

Und rechnen aus: $R_k = \frac{2V}{0,0157A} = \underline{130\Omega}$

Nun berechnen wir noch die Leistung, die unser Widerstand mindestens verdauen können muss:

Es gilt: $P = U \times I$

In unserem Fall: $P_{Rk} = U_k \times I_k$

Wir setzen ein: $P_{Rk} = U_k \times 15,7mA$

Und rechnen aus: $P_{Rk} = 2V \times 0,0157A = \underline{0,03W}$

Diese Belastung ist so klein, dass wir jeden beliebigen Widerstand nehmen könnten, der uns in die Finger kommt, wenn er nur 130Ω hat.

7.7. Kathodenkondensator

Da wir auf der Schaltung gerade in der Gegend sind, können wir auch den Kathodenkondensator C_k berechnen. Es gilt die selbe Formel für seine Mindestgröße wie auch schon bei der Triode

$$C_k = \frac{5,7 \times S}{2 \times \pi \times f_u}$$

S ist die Steilheit der Röhre und f_u die gewünschte tiefste Frequenz. Die Steilheit entnehmen wir dem Datenblatt, manchmal heißt sie »Transconductance« oder wie auch immer. Wir erkennen sie daran, dass sie in der Einheit mA/V oder Ω^{-1} angegeben ist. Bei der C3g beträgt sie etwa 14mA/V. Wir erinnern uns, dass die gewünschte untere Grenzfrequenz 50Hz betrug.

Wir setzen ein:

$$C_k = \frac{5,7 \times 14,5\text{mA/V}}{2 \times \pi \times 50\text{Hz}}$$

Und rechnen aus:

$$C_k = \frac{5,7 \times 0,0145\text{A/V}}{2 \times \pi \times 50\text{Hz}} = \frac{0,08265\text{A/V}}{314\text{Hz}} = \frac{0,08265\text{A/V}}{314\text{Hz}}$$
$$= 0,00026\text{F} = \underline{270\mu\text{F}}$$

Wir müssen wenigstens einen 270 μ F Kondensator nehmen. Wir können völlig problemlos einen Kondensator mit höherer Kapazität kaufen, es verbessert die Stabilität des Arbeitspunktes ein wenig. Schaden tut es nicht. Da C_k parallel zum Kathodenwiderstand R_k liegt, muss seine Spannungsfestigkeit wenigstens so groß wie die hier abfallende Spannung sein, das ist U_k und damit 2V.

7.8. Entkoppelwiderstand

Jetzt ist es möglich R_1 zu berechnen, dieser Widerstand bildet mit C_1 ein Entkoppelglied zwischen Vor- und Endstufe. Dahinter verbirgt sich nur, dass die Versorgungsspannung der Endstufe gerade bei großen Basspegeln immer ein wenig schwankt. Um die Versorgungsspannung der Vorstufe nicht ebenfalls schwanken zu lassen, speichert man in C_1 Energie, die er durch R_1 blockiert und nicht an die Endstufe abgibt, sondern falls nötig an die Vorstufe. Nötig ist das dann, wenn die Versorgungsspannung der Endstufe gerade mal etwas abgesunken ist.

Fehlen R_1 und C_1 , dann führt das wenigstens zu zusätzlichen Verzerrungen und im schlimmsten Fall zu einer Rückkopplung. Die Endstufe erzeugt eine kleine Spannungsschwankung, die Vorstufe bekommt sie auch zu spüren und verstärkt sie zu einer Signalspannung. Das Signal steuert die Endstufe aus, die ihrerseits dadurch eine weitere nun etwas größere Schwankung der Spannung hervorruft, die wiederum von der Vorstufe verstärkt wird usw. Im leichten Fall schwingt der gesamte Verstärker mit einer geringen Frequenz vor sich hin, im schlimmen Fall nehmen Frequenz und Stärke der Schwingungen zu. Was man dann aus den Lautsprechern hört, verrät uns der Name dieses Effektes »Motorboating«.

R_1 und C_1 verhindern das umso besser, je größer die Bauteilwerte sind. Dabei lässt sich aber ein recht kleines R_1 mit einem großen C_1 kompensieren.

R_1 verheizt eine Spannung, so dass aus der Betriebsspannung U_b die kleinere Spannung U_1 wird. Diese von U_b zu U_1 verheizte Spannung dividiert durch den Strom I_1 , der durch R_1 muss, ist nach dem Ohmschen Gesetz der Wert von R_1 . Dazu müssen wir aber zunächst einmal U_1 kennen, denn sonst wissen wir nicht, wie viel Spannungsunterschied zwischen U_b und U_1 liegt. Denn dieser Spannungsunterschied ist genau die Spannung, die R_1 verheizt. Aus dem Schaltplan in Abb.12 geht hervor, dass U_1 so groß ist wie U_2 und die Spannung, die der Arbeitswiderstand R_a verheizt, zusammen. Das stellt uns vor die Aufgabe, U_2 zu bestimmen. Da die Anodenspannung zwischen der Kathode und der Anode anliegt, muss U_2 die Summe aus der Kathodenspannung U_k und Anodenspannung U_a sein. Beide sind uns bekannt.

$$U_2 = U_k + U_a$$

Wir setzen ein: $U_2 = 2V + 160V$

Und rechnen aus: $U_2 = \underline{162V}$

Aus unseren Überlegungen oben folgt nun, dass wir U_1 als Summe von U_2 und eben der Spannung die am Arbeitswiderstand R_a verheizt wird, berechnen können. Aus dem Ohmschen Gesetz und dieser Tatsache ergibt sich dann folgende Formel:

$$U_1 = U_2 + R_a \times I_a$$

Wir setzen ein: $U_1 = 162V + R_a \times I_a$

Und rechnen aus: $U_1 = 162V + 9,5k\Omega \times 12mA = 162V + 9500\Omega \times 0,012A$
 $= 162V + 114V = \underline{276V}$

Nun können wir R_1 berechnen. Für ihn gilt das Ohmsche Gesetz. Er wird dabei I_1 durchfließen, den wir kennen und er verheizt den Spannungsunterschied von U_1 zur Versorgungsspannung U_b .

Aus dem Gesetz von Ohm $R = \frac{U}{I}$

Wird in unseren Fall: $R_1 = \frac{U_b - U_1 \times I_a}{I_1}$

Wir setzen ein: $R_1 = \frac{285V - 276V}{19,4mA}$

Und rechnen aus: $R_1 = \frac{9V}{0,0194A} = 460\Omega$

Die Mindestbelastbarkeit von R_1 errechnet sich wie gehabt.

Es gilt: $P = U \times I$

In unserem Fall: $P_{R1} = (U_b - U_1) \times I_1$

Wir setzen ein: $P_{R1} = (285V - 276V) \times 19,4mA$

Und rechnen aus: $P_{R1} = 9V \times 0,0194A = \underline{0,17W}$

Wir würden einen Widerstand mit 470Ohm kaufen, der mit 0,25W oder besser 0,5W belastbar sein müsste.

7.9. Entkoppelkondensator

Wenn wir schon mal in der Gegend sind, können wir auch gleich C_1 berechnen. Der Mindestwert ergibt sich aus folgender Faustformel:

$$C_1 = \frac{1}{6 \times \pi \times f_u \times R_1}$$

Wir setzen ein:

$$C_1 = \frac{1}{6 \times \pi \times 50\text{Hz} \times 460\Omega}$$

Und rechnen aus:

$$C_1 = \frac{1}{18,84 \times 50\text{Hz} \times 460\Omega} = \frac{1}{942\text{Hz} \times 460\Omega} = \frac{1}{433320\text{Hz}\Omega}$$
$$= 0,0000026\text{F} = \underline{2,3\mu\text{F}}$$

Tatsächlich wird man einen deutlich größeren Kondensator verwenden. Das bewirkt eine sauberere Basswiedergabe und verringertes Brummen. Der Einsatz von zehn oder zwanzig Mikrofarad sind keineswegs übertrieben. Eine zu große Kapazität schadet an dieser Stelle nie. Allerdings ist bei mehr als zehnfacher Überschreitung des Mindestwertes keine wesentliche Verbesserung mehr zu erwarten.

Die Spannungsfestigkeit von C_1 muss deutlich über der Versorgungsspannung U_b liegen. Wie viel, hängt von der Art des Netzteiles ab und kann, da wir uns damit noch nicht befasst haben, noch nicht berechnet werden. Als grober Richtwert sei gesagt, dass man mit dem anderthalbfachen der Versorgungsspannung in etwa hinkommt.

7.10. Schirmgitterspannungsteiler

Nun ist es möglich, R_2 und R_3 zu berechnen. Die Aufgabe dieser beiden Widerstände ist es, die Spannung U_1 so zu teilen, dass ein Teil davon, nämlich U_{g2} genau den richtigen Wert hat. Der richtige Wert ist die Schirmgitterspannung der Pentode. Wie wir bereits am Anfang in Kapitel 6.1. gesehen haben, legen wir diese Spannung selbst fest. Dort galt $U_{g2}=150\text{V}$ und das gilt auch jetzt noch.

Demnach können wir R_3 berechnen, denn wir kennen die Spannung, die an diesem Widerstand abfällt, nämlich U_{g2} und wir kennen den Strom, der ihn durchfließt, nämlich I_3 .

$$R = \frac{U}{I}$$

In unserem Fall:

$$R_3 = \frac{U_{g2}}{I_3}$$

Wir setzen ein:

$$R_3 = \frac{150\text{V}}{3,7\text{mA}}$$

Und rechnen aus:

$$R_3 = \frac{150\text{V}}{3,7\text{mA}} = \frac{150\text{V}}{0,0037\text{A}} = 40500\Omega = \underline{40,5\text{k}\Omega}$$

Die Belastbarkeit berechnet sich wie üblich:

$$P = U \times I$$

In unserem Fall: $P_{R3} = U_{g2} \times I_3$

Wir setzen ein: $P_{R3} = 150V \times 3,7mA$

Und rechnen aus: $P_{R3} = 150V \times 0,0037A = \underline{0,6W}$

Wir würden den nächst dichtesten an $40k\Omega$ reichenden Widerstand mit einer Belastbarkeit von 1W oder mehr kaufen.

Nicht viel schwieriger ist es, R_2 zu bestimmen. Denn wir kennen den ihn durchfließenden Strom, nämlich I_2 . Er verheizt die Spannung zwischen U_1 und U_{g2} , also genau die Differenz von beiden. Ansonsten geht alles wie gehabt den natürlichen Gang des Ohmschen Gesetzes:

$$R = \frac{U}{I}$$

In unserem Fall: $R_2 = \frac{U_1 - U_{g2}}{I_2}$

Wir setzen ein: $R_2 = \frac{276V - 150V}{7,4mA}$

Und rechnen aus: $R_2 = \frac{126V}{0,0074A} = 17000\Omega = \underline{17k\Omega}$

Die Belastbarkeit berechnet sich wie immer:

Es gilt: $P = U \times I$

In unserem Fall: $P_{R1} = (U_1 - U_{g2}) \times I_2$

Wir setzen ein: $P_{R1} = (276V - 150V) \times 7,4mA$

Und rechnen aus: $P_{R1} = 126V \times 0,0074A = \underline{0,9W}$

Wir kaufen einen Widerstand der möglichst dicht an $17k\Omega$ liegt mit einer Belastbarkeit von 2Watt oder mehr.

7.11. Schirmgitterkondensator

C_2 liegt nicht weit von unserem jetzigen Aufenthaltsort auf dem Schaltplan. Die Aufgabe dieses Bauteils ist es, eventuelle Wechselspannungen gegen Masse kurzschließen, damit sie das Schirmgitter nicht erreichen können. Der durch das Schirmgitter fließende Strom ist nämlich nicht konstant. Wir haben in Kapitel 7.1. beim Ablesen des Schirmgitterstromes bereits gesehen, dass der Schirmgitterstrom I_{g2} von der Anodenspannung und der Gittervorspannung abhängt. Da wir bei der Aussteuerung der Röhre diese ändern, was man den Punkten A und B in Abb.17 ansehen kann, muss sich auch der Schirmgitterstrom ändern. Was wir abgelesen haben, war also nur der Schirmgitterruhestrom.

Der schwankende Schirmgitterstrom muss auch durch R_2 . Deswegen würde an R_2 auch eine schwankende Spannung abfallen. Damit wäre die Schirmgitterspannung U_{g2} selbst schwankend, was dazu führen würde, dass die Verstärkung der Röhre nicht konstant wäre. Das würde hier den Klang beeinträchtigen. Deswegen müssen wir versuchen diese Spannungsschwankungen zu beseitigen.

Die Schwankung einer Gleichspannung, die die Schirmgitterspannung U_{g2} ist, kann man sich als Summe einer Wechsel- oder Signalspannung und einer Gleichspannung vorstellen. Die Gleichspannung ist die konstante Schirmgitterspannung, die Wechselfspannung muss weg. In diesem Fall erledigt dies C_2 durch einen Kurzschluss. Damit ist sein Job ziemlich ähnlich dem von C_k vor allem C_2 .

Die Mindestgröße von C_2 bestimmt sich deswegen nach einer Faustformel, die im Prinzip die selbe ist, nach der wir C_1 bestimmt haben.

$$C_2 = \frac{1}{6 \times \pi \times f_{ii} \times R_2}$$

Wir setzen ein:

$$C_2 = \frac{1}{6 \times \pi \times 50 \text{Hz} \times 17 \text{k}\Omega}$$

Und rechnen aus:

$$C_2 = \frac{1}{6,28 \times 50 \text{Hz} \times 17000 \Omega} = \frac{1}{314 \text{Hz} \times 17000 \Omega} = \frac{1}{5338000 \text{Hz}\Omega}$$

$$= 0,000000187 \text{F} = \underline{187 \text{nF}}$$

Wie auch bei C_1 handelt es sich hier um einen Mindestwert, den zu überschreiten nur klangliche Verbesserungen gibt. Man könnte ohne Bedenken einen zehn mal größeren Kondensator verbauen. Die Spannungsfestigkeit sollte wenigstens so groß wie die Versorgungsspannung U_b sein, das wären in diesem Fall 285V. Ein 1 μ F oder 2 μ F Kondensator mit einer Spannungsfestigkeit von 300V wäre keine schlechte Wahl.

7.12. Gitterableitwiderstand

Es fehlt nur noch der Gitterableitwiderstand R_{g1} . Seine Aufgabe besteht darin, einen Widerstand für die Signalquelle zu bilden. Diese wird nämlich keine Signalspannung an einen Kurzschluss abgeben. Demnach sollte man annehmen, dieses Bauteil müsste einen möglichst großen Wert haben, um die Signalquelle möglichst wenig zu belasten. Das stimmt auch, doch ist es zu groß, dann arbeitet unsere Pentode nicht stabil. Beim Einschalten fließt nämlich zuerst kurz ein kleiner Strom vom Gitter zur Masse, bis sich der Arbeitspunkt eingestellt hat. Ist R_{g1} zu groß, dann kann dieser Strom nicht richtig abfließen und der gewählte Arbeitspunkt wird sich nicht einstellen. Außerdem fällt an jedem Widerstand eine Rauschspannung ab. Diese nimmt mit dem Wert des Widerstandes zu. Da dieses Rauschen sowohl von der Pentode als auch danach von Triode verstärkt würde, sollte es klein bleiben. Schon deshalb sollte man diesen Widerstand nicht unnötig groß wählen.

Es gibt für die Audiotechnik eine Faustregel, nach der Signalquellen nur maximal mit Widerständen zwei bis dreimal höher als Ihre Quellwiderstände belastet werden sollen. Den Quellwiderstand kann man dem Datenblatt oder der Bedienungsanleitung der Signalquelle entnehmen. Dort kann er » R_i « oder » R_{out} «, »Ausgangswiderstand« oder »Innenwiderstand« heißen. Natürlich auch in englischer Übersetzung. Eigentlich ist dieser Widerstand genormt,

und sollte bei CD- und DVD-Playern sowie Soundkarten oder Spielkonsolen, Videorekordern, Receivern oder anderem Gerät der Unterhaltungselektronik $2k\Omega$ auf keinen Fall überschreiten. In diesem Fall würden wir für R_{g2} $6k\Omega$ nehmen müssen. Mit einem Wert von $20k\Omega$ gehen wir nach meiner Erfahrung allen Problemen aus dem Weg ohne Probleme mit Rauschen zu haben.

$$\underline{R_{g1}} = 20k\Omega$$

7.13. Der Schirmgitterstrom lässt sich nicht bestimmen

Es kann passieren, dass das Datenblatt einer sonst vielversprechenden Röhre nicht genug Informationen enthält um den Schirmgitterstrom I_{g2} zu bestimmen. In diesem Fall wird es schwer R_1 , R_2 und R_3 zu bestimmen.

Meist findet sich dann der Schirmgitterstrom für einen bestimmten Arbeitspunkt. Wenn Sie einen anderen Arbeitspunkt als diesen benutzen, dann können Sie den Schirmgitterstrom nur schätzen. Dazu hilft es zu wissen, dass der Schirmgitterstrom mit negativerer Gittervorspannung kleiner wird. Vergleichen Sie Ihren Arbeitspunkt mit dem vorgegebenen und Sie bekommen wenigstens eine Idee für die Größenordnung. Manchmal ist aber auch gar kein Wert angegeben. Dann setzen Sie I_{g2} für die obigen Berechnung einfach mit einem Fünftel des Anodenstromes fest. Nun berechnen Sie R_1 , R_2 , und R_3 wie in den letzten Kapiteln beschrieben und bauen die Schaltung auf, natürlich nicht ohne die noch folgende Mappe zum Netzteil und die danach folgende zur entgeltigen Schaltung gelesen zu haben.

Nach der Inbetriebnahme müssen wir messen, welchen Wert die Schirmgitterspannung U_{g2} hat. Ist sie zu groß, dann muss R_2 vergrößert, ist sie zu klein, dann muss R_2 verkleinert werden. So kann man etwas experimentieren, bis sich die gewünschte Schirmgitterspannung auf etwa 10% genau einstellt.

Keine Angst vor der Zerstörung der Röhre, eine Weile hält sie auch Überspannungen des Schirmgitters aus! Diese sollten ohnehin nicht dramatisch ausfallen, wenn wie beschrieben vorgegangen wird.

8. Noch ein Fazit

Wenn Sie bis hier gelesen haben, waren Sie noch tapferer als bei der ersten Mappe. Sie bekommen dafür den Theorieorden am Bande



Wenn Sie nicht alles verstanden haben, ist das kein Problem und Sie müssen den Orden nicht zurückgeben, das kann nämlich auch an mir liegen. Mir sind schon in der ersten Auflage des ersten Bandes einige Schnitzer und Ungereimtheiten passiert. Wenn Sie einen Stolperstein gefunden haben, schicken sie mir eine Email. Ich würde mich sehr freuen und versuchen, es in die Mappe einzuarbeiten.

Kleingedrucktes

- §1. Dieses Dokument gibt nichts als meine eigene Meinung wieder, die fehlerhaft sein kann und subjektiv ist. Darum kann sachliche Richtigkeit nicht garantiert werden.
- §2. Schäden und Verletzungen, die beim Aufbau oder durch die Schaltung entstehen, sind von der Haftung ausgenommen.
- §3. Jegliche Nutzung, Publikation und Vervielfältigung des Dokumentes oder seiner Teile bedarf meiner ausdrücklichen schriftlichen Genehmigung, wenn sie durch einen gewerblichen Betrieb, eine Einrichtung öffentlichen Rechts, eines Vereins oder einer sonstigen nicht privaten Einrichtung erfolgt.
- §4. Ich untersage jegliche Veröffentlichung der Mappe in Teilen oder in veränderter Form.
- §5. Ich untersage das Verkaufen, oder Tauschen des Dokumentes für geldwerte Vorteile oder Geld. D.h. es ist verboten, dieses Dokument, seine Kopien, seine Teile, oder Teile seiner Kopien auf einem Datenträger oder als Download oder gegen einen geldwerten Vorteil oder Geld anzubieten.
- §6. Alle Rechte liegen bei mir und das ist
Martin Lemke
Lettowsberg 15
18209 Bad Doberan
Maritim@Roehrenfibel.de