

# Tractatus-Calculo

## Amplifikatus

### 1. Band

**Von Felix Formelmann**

Alias: Martin Lemke

*Oder auch: Wie man einen Eintakter mit einer Triode berechnet*

**Zweite überarbeitete Auflage**

Vielen Dank an Herrn Thomas Richter,  
für all die vielen Anregungen, Hinweise und Arbeit beim Lesen

## Inhaltsverzeichnis

---

|  | Seite |
|--|-------|
| 1. Worum es geht                               | 3     |
| 2. Endstufe - Rein theoretischer Teil          | 4     |
| 2.1. Was erkennt man im Kennlinienfeld         | 4     |
| 2.2. Arbeitsgerade                             | 6     |
| 2.3. Arbeitsbereich                            | 9     |
| 2.4. Arbeitspunkt                              | 10    |
| 2.5. Sprechleistung                            | 11    |
| 2.6. Verzerrungen                              | 13    |
| 3. Endstufe - Nicht ganz so theoretischer Teil | 17    |
| 3.1. Ströme                                    | 17    |
| 3.2. Gittervorspannung                         | 18    |
| 3.3. Übertrager                                | 19    |
| 3.4. Betriebsspannung                          | 19    |
| 3.5. Steuerspannung                            | 20    |
| 3.6. Kondensatoren                             | 21    |
| 4. Fazit                                       | 23    |
| Kleingedrucktes                                | 23    |

## 1. Worum es geht

---

Diese Mappe soll vorführen, wie man einen Arbeitspunkt und alle nötigen Widerstände für einen Verstärker in Klasse  $A_1$  mit einer Triode berechnet. Sie ist dabei der erste Teil einer Serie von drei Mappen. In diesem ersten Teil geht es allein um die Endstufe. In der zweiten Mappe werden wir die Treiberstufe und in der dritten das Netzteil berechnen. Am Ende steht dann ein vollständiger Verstärker.

Diese Mappe richtet sich nicht an Studenten oder Ingenieure, sie erläutert nur die Erfahrungen und Ansichten eines Hobbybastlers, um damit Anfängern zu helfen. Ich schreibe hier einfach die Anleitung, die ich selbst als Anfänger gerne gehabt hätte. Die Herleitung der Formeln habe ich fast immer weggelassen und werde eine andere Mappe dazu schreiben. Worauf es beim Lesen ankommt, ist nicht alles zu verstehen, sondern dass man die Rechenschritte an jeder Triode ausführen kann, und selbst dann einen Verstärker richtig berechnet, wenn man die Rechnung nicht versteht. Trotzdem habe ich versucht, die Vorgänge im Verstärker an vielen Stellen zu erläutern, um z.B. klar zu machen, welche Aufgabe ein bestimmtes Bauteil hat, warum es eher zu groß als zu klein ausfallen sollte usw. Ich bitte die Ingenieure und Fachleute um ein mildes Lächeln über die Erklärungen.

Es sei noch hinzugefügt, dass man den Arbeitspunkt und den Arbeitswiderstand nicht einfach berechnen kann, wie man den Abstand der Erde zum Mond oder die Rotationsgeschwindigkeit des Jupiter berechnet. Es ist besser zu sagen, man wählt einen Arbeitspunkt und einen Arbeitswiderstand. So wie man die Zutaten für ein Essen auswählt und nicht einfach im Voraus berechnet, denn wie sollte man berechnen, dass es morgen Hackbraten gibt? Diese Mappe will zeigen, wie man einen Arbeitspunkt und einen Arbeitswiderstand wählt und nach welchen Kriterien man dabei vorgehen kann. Mit der Berechnung der Sprechleistung und der Verzerrungen kann man dann abschätzen, was die Wahl einbringen wird.

Deswegen sei zur Übung empfohlen, die folgenden Berechnungen nach verschiedenen Kriterien durchzuführen, z.B. nach möglichst viel Leistung usw.

## 2. Endstufe - Rein theoretischer Teil

Es gibt viele Berechnungsbeispiele für Entakt- $A_1$ -Endstufen. Meistens werden sie an der 2A3 oder der 300B durchgeführt. Die 6AS7 scheint mir ein viel besseres Beispiel zu sein. Erstens, weil diese Röhre billiger ist und gleich zwei Trioden enthält, so dass mit einer Röhre eine ganze Stereoendstufe aufgebaut werden kann. Das macht sie gerade für den Anfänger, der seine Rechenergebnisse nachbauen möchte, zu einem viel interessanteren Einstiegsobjekt.

Die 6AS7-GA ist außerdem eine Triode mit weniger regelmäßigen und linearen Kennlinien als die anderen genannten Röhren sie haben. Um ein optimales Ergebnis zu erzielen, ist eine sorgfältigere Wahl des Arbeitspunktes nötig. Dann sind aber auch mit dieser Röhre hervorragende Ergebnisse, die sich vor den teuren Röhren nicht im geringsten verstecken müssen, möglich. Diese Mappe will zeigen, wie man dabei vorgeht und sie will es so zeigen, dass man es auf alle anderen Trioden anwenden kann. Anstelle der 6AS7-GA kann ohne Änderungen auch die 6AS7-G, die 6080 oder die 6H13C verwendet werden.

### 2.1. Was erkennt man im Kennlinienfeld

Betrachten wir das Kennlinienfeld der 6AS7, wie es in jedem Datenblatt zu finden sein sollte.

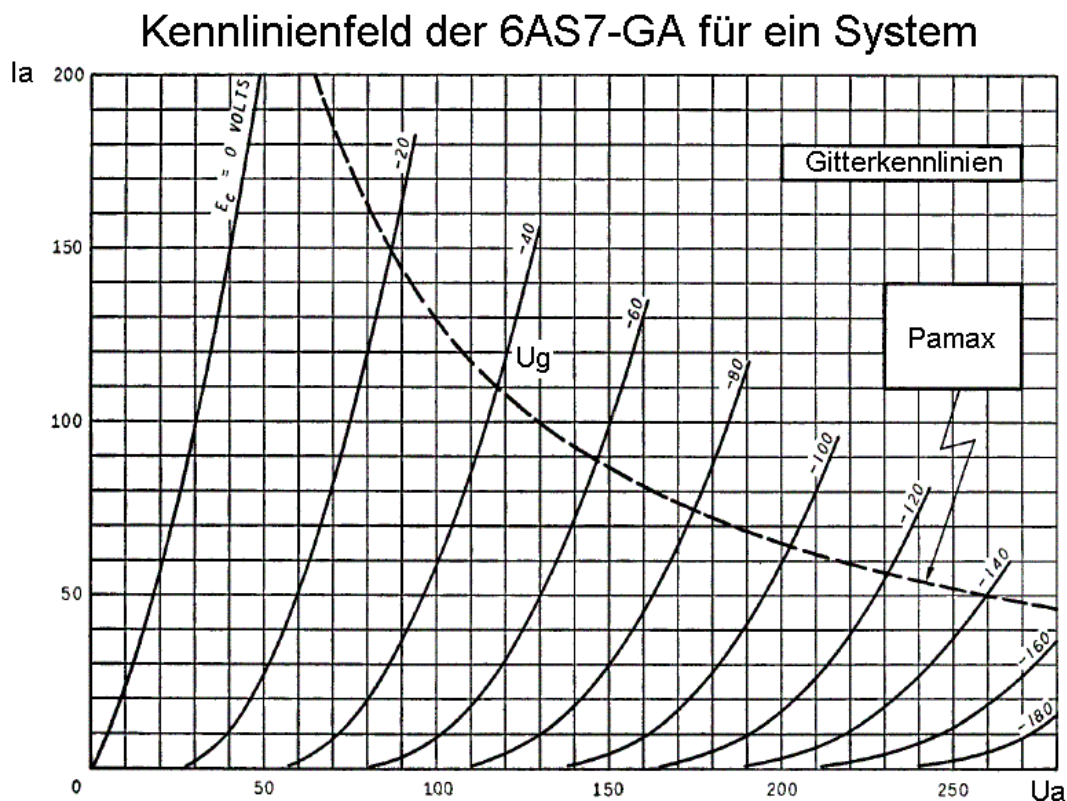


Abb.1

Die untere waagerechte Achse gibt die Anodenspannung  $U_a$  in Volt an. Diese Spannung wird zwischen Anode und Kathode gemessen. Die linke senkrechte Achse gibt den Anodenstrom  $I_a$  in mA an. Die leicht gekrümmten Linien sind die Gitterkennlinien. Jede Linie steht dabei für eine bestimmte Gittervorspannung  $U_g$  die auch zwischen Gitter und Kathode gemessen wird. Der Anodenstrom, der bei einer bestimmten Anodenspannung fließt, hängt bei Trioden von der Gittervorspannung ab. Dazu ein Beispiel:

## Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

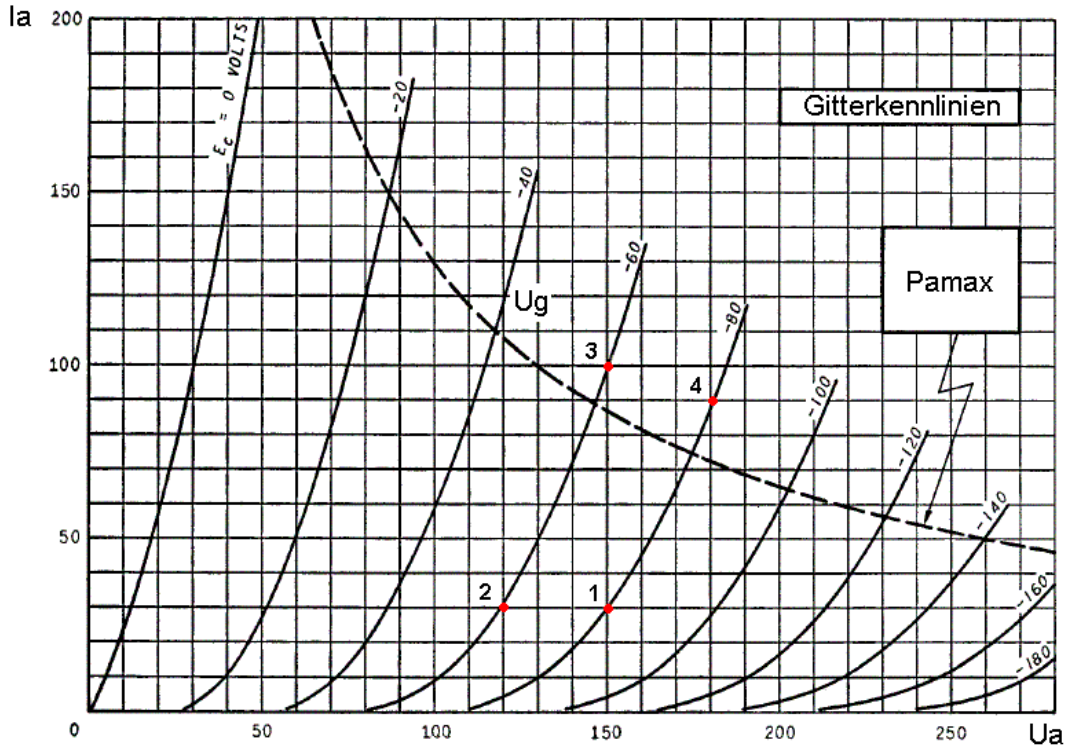


Abb.2

Im Punkt 1 fließt bei  $U_a=150$ V ein Strom  $I_a=30$ mA, wenn wir die Gittervorspannung mit  $U_g=-80$ V wählen. Im Punkt 2 hätten wir den selben Anodenstrom  $I_a$ , wenn wir die Anodenspannung  $U_a$  auf 120V absenken und die Gittervorspannung auf  $U_g=-60$ V setzen. Im Punkt 3 haben wir bei der selben Anodenspannung wie in 1 einen Strom von 100mA, nur weil die  $U_g$  auf  $-60$ V gesetzt wurde. Halten wir in Punkt 4 die  $U_g$  gegenüber Punkt 1 konstant bei  $-60$ V, dann müssen wir die Anodenspannung erhöhen um den Anodenstrom zu erhöhen.

Alles was wir hier verstehen müssen ist, dass das Kennlinienfeld dreidimensional ist, auch wenn es eine Fläche ist. Denn es beschreibt die Abhängigkeit zwischen den drei Größen  $U_a$ ,  $I_a$ ,  $U_g$  einer Röhre. Diese Abhängigkeit bestimmt das Verhalten einer Triode. Bei  $U_a=200$ V und  $U_g=-20$  einen Anodenstrom von 100mA zu leiten, ist kein Verhalten der 6AS7, denn einen solchen Punkt gibt es im Kennlinienfeld nicht. Die Punkte 1, 2, 3 und 4 hingegen zeigen ein mögliches Verhalten dieser Röhre. Es sind Punkte, in denen sie arbeiten kann, also Arbeitspunkte. So zeigt ein Kennlinienfeld die Arbeitspunkte einer Röhre. Kurz: Im Kennlinienfeld ist jeder Punkt ein Zustand, den die Röhre gerade haben kann.

Natürlich enthält ein Kennlinienfeld nicht alle Gitterkennlinien, z.B. fehlt die für  $-25$ V und für  $-62,78$ V. Diese Kennlinien können aber aus den vorhandenen gut geschätzt werden. Es wäre einfach zu unübersichtlich, alle Gitterkennlinien einzuzichnen.

Die mit  $P_{amax}$  gekennzeichnete gestrichelte Linie gibt die maximal zulässige Anodenverlustleistung wieder. D.h. Arbeitspunkte, die über dieser Linie liegen, dürfen wir mit der Röhre nicht verwenden, wenn wir sie nicht beschädigen wollen.

### 2.2. Arbeitsgerade

Berechnen wir nun den Eintakt- $A_1$ -Verstärker mit der 6AS7. Wir suchen uns nun eine Kennlinie etwa in der Mitte des Kennlinienfeldes. Das wäre in diesem Fall die für  $U_g=60V$  oder auch  $U_g=-60V$ , welche wir genau nehmen, ist nicht so wichtig. Das Bestimmen des Arbeitswiderstandes ist nämlich eine Schätzung, die bloß der nächsten Schätzung als Hilfe dienen wird. Auf dieser Kennlinie suchen wir uns einen relativ geraden Abschnitt.

### Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

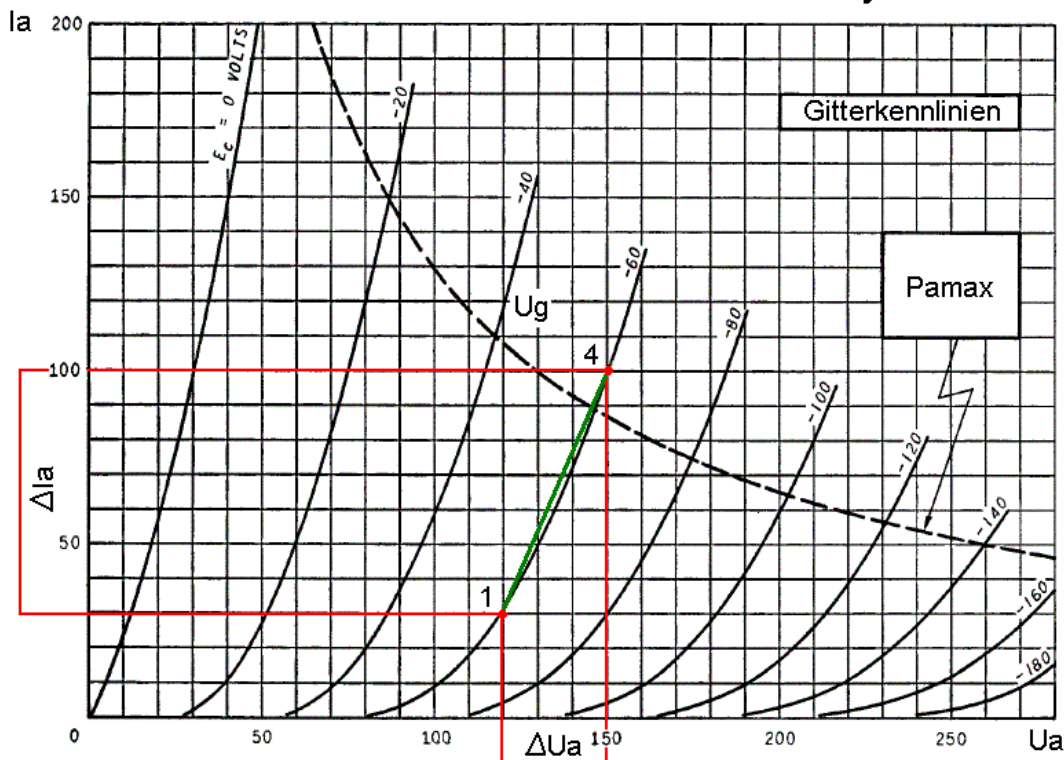


Abb.3

In Abb. 3 habe ich die Kennlinie mit  $U_g=-60V$  gewählt. Der Abschnitt geht von Punkt 1 bis Punkt 4. Die grüne Linie zeigt, wie dicht er an einer echten geraden Linie liegt. Was wir jetzt tun können und müssen, ist den Innenwiderstand der 6AS7 abzuschätzen. Wir tun das in der Mitte des brauchbaren Kennlinienbereiches, weil in etwa hier unser späterer Arbeitspunkt liegen wird.

Der Innenwiderstand  $R_i$  gibt an, wie sich die Röhre bei konstanter Gittervorspannung [hier  $U_g=-60V$ ] verhält. Er sagt uns nämlich, wie sich der Anodenstrom  $I_a$  verhält, wenn wir nur die Anodenspannung  $U_a$  verändern, und die Gittervorspannung  $U_g$  konstant lassen. Wir müssen den  $R_i$  berechnen, weil man bei Trioden mit seiner Hilfe den optimalen Arbeitswiderstand abschätzen kann.

Er berechnet sich wie jeder Widerstand nach dem Ohmschen Gesetz, da er aber eine Veränderung beschreibt, nämlich die Veränderung von  $I_a$  abhängig von der Veränderung von  $U_a$ , dürfen wir nicht mit Zustandsgrößen rechnen, sondern eben mit ihrer Veränderung. Der Innenwiderstand beschreibt, was passiert, wenn man die Röhre in den Punkt 1 setzt und dann bis zum Punkt 4 hoch regelt. Die Veränderung der Anodenspannung  $U_a$  ist mit » $\Delta U_a$ « und die des Anodenstromes mit » $\Delta I_a$ « bezeichnet. Berechnen wir diese beiden Größen.

Es gilt:  $\Delta U_a = U_{a4} - U_{a1}$

Wir setzen ein:  $\Delta U_a = 150V - 120V$

Und rechnen aus:  $\Delta U_a = \underline{30V}$

Für  $\Delta I_a$  gilt entsprechend:  $\Delta I_a = I_{a4} - I_{a1}$

Wir setzen ein:  $\Delta I_a = 100mA - 30mA$

Und rechnen aus:  $\Delta I_a = \underline{70mA}$

Für Widerstände, zu denen der Innenwiderstand  $R_i$  gehört, gilt immer das heilige Ohmsche Gesetz.

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

In unserem Fall gilt:  $R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$

Wir setzen ein:  $R_i = \frac{30V}{70mA} = \frac{30V}{0,07A}$

Und rechnen aus:  $R_i = \underline{430\Omega}$

Nach einer alten Faustregel sollte der Arbeitswiderstand  $R_a$  einer Triode 2 bis 3 mal so groß wie ihr Innenwiderstand  $R_i$  sein, damit man eine gute Leistungsausbeute bei erträglichen Verzerrungen erhält. Man kann bei Trioden aber problemlos höhere Werte nehmen, die Verzerrungen nehmen dann ab, aber auch die Leistung. Beim niedrigeren Faktor ist es natürlich umgekehrt. Als Hilfe sei noch angegeben, dass die Verdopplung der Leistung gerade mal hörbar ist. D.h. es lohnt sich nicht, um 30% oder noch weniger bei der Leistung zu feilschen. Ich habe mich nach einigen Berechnungen für den Faktor 4 entschieden.

Wir kommen auf einen Arbeitswiderstand von etwa vier mal  $R_i=430\Omega$ , was etwa  $2000\Omega$  macht. Der Leser ist angehalten zur Übung mehrere Faktoren zu testen und mit ihnen alle folgenden Berechnungen durchzuführen.

Nun können wir die zum Arbeitspunkt gehörende Arbeitsgerade in das Kennlinienfeld einzeichnen. Dazu nehmen wir eine beliebige Anodenspannung, hier z.B.  $U_a=200V$ , und führen folgende Berechnung durch:

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

Wir setzen ein:  $I_a = \frac{200V}{2000\Omega}$

Und rechnen aus:  $I_a = \underline{0,1A = 100mA}$

Wir tragen nun im Kennlinienfeld beide Werte auf den jeweiligen Achsen ein und verbinden sie:

## Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

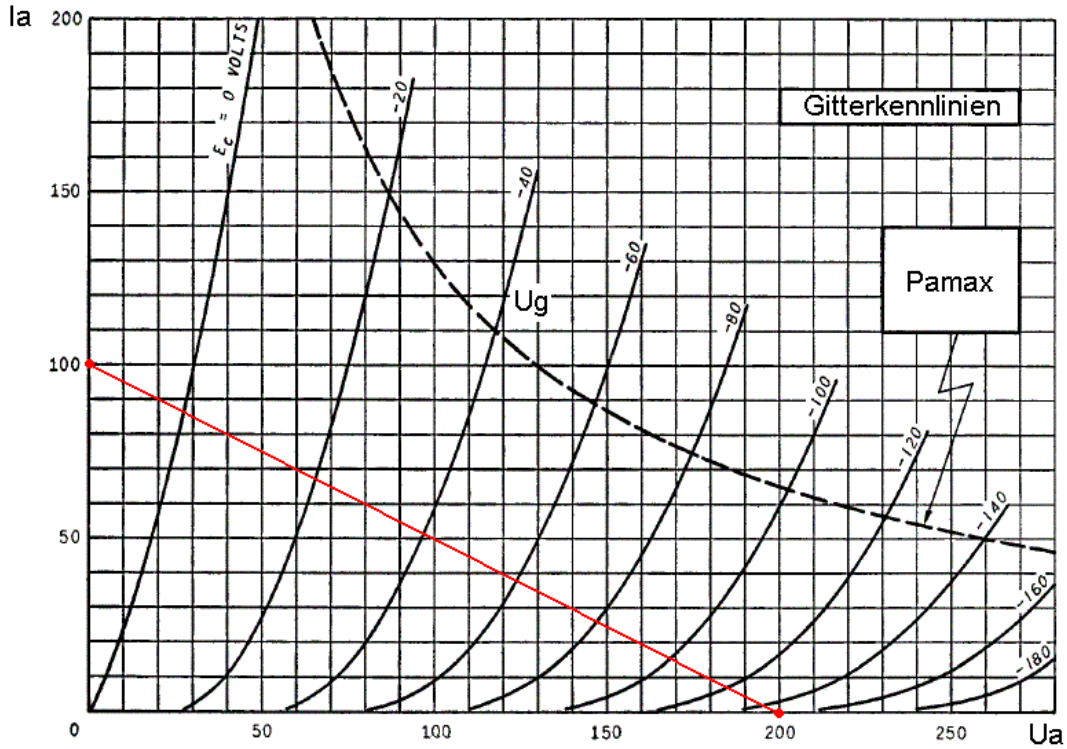


Abb.4

Nun führen wir eine Parallelverschiebung durch. D.h. wir verschieben die Arbeitsgerade bis knapp unter die Linie von  $P_{amax}$ .

## Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

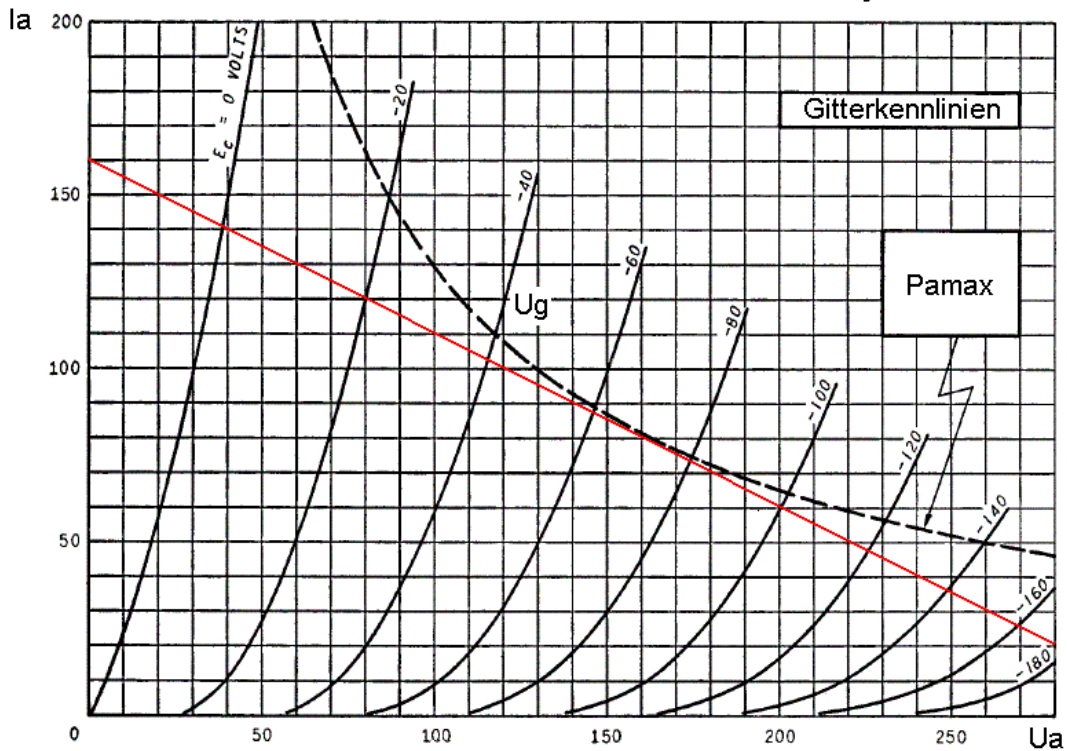


Abb.5



## 2.3. Arbeitsbereich

Die Arbeitsgerade ist die Menge der Punkte, bei denen unsere Verstärkerröhre arbeiten wird. Wir müssen nun entscheiden, welchen Abschnitt auf der Arbeitsgerade wir benutzen werden. Links wird dieser Abschnitt durch die Gitterkennlinie für  $U_g=0V$  begrenzt. Rechts können wir theoretisch bis zum Schnittpunkt mit der  $U_a$ -Achse gehen, den wir im Diagramm nicht mehr sehen können. Bei dieser Anpassung hätten wir ein Leistungsmaximum, weil wir die gesamte Arbeitsgerade ausnutzen.

Da wir uns für eine Anpassung auf geringe Verzerrungen und nicht maximale Leistung entschieden haben, sollten wir das jedoch nicht tun. Sondern nur den Bereich wählen, in dem die Abstände der Schnittpunkte der Gitterkennlinien mit der Arbeitsgeraden einigermaßen gleich lang sind. Mit einem Lineal kann man das sehr leicht ausmessen.

Wir messen dazu die Abstände zwischen den Schnittpunkten der Gitterkennlinien mit der Arbeitsgeraden aus und suchen einen Bereich in dem die Abstände halbwegs gleich lang sind. Je gleichmäßiger die Abstände sind, desto geringer sind die Verzerrungen.

### Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

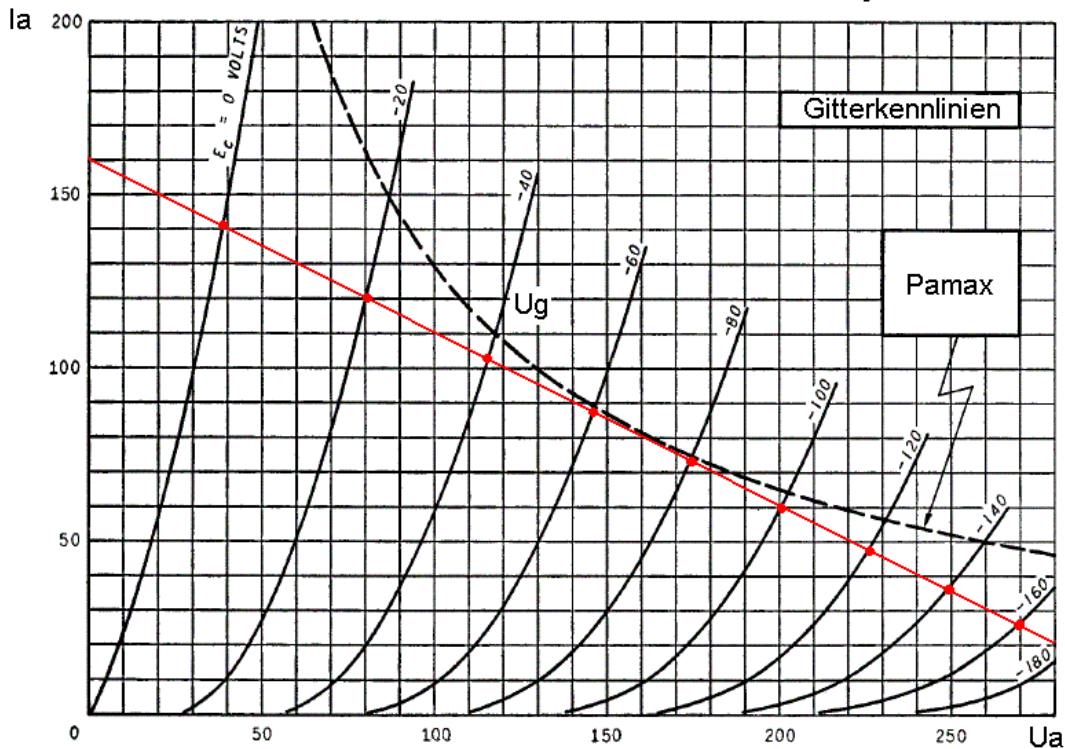


Abb.6

Bei Gittervorspannungen zwischen  $U_g=-20$  und  $U_g=-160V$  sind die Abstände für mein Gefühl gleichmäßig genug. Ob mein Gefühl mich täuscht, werden wir bei der Berechnung der Verzerrungen sehen. Diese bilden nämlich eine Art Kontrolle darüber, ob unsere Schätzungen gut gewesen sind.

Der Arbeitsbereich ist der gleichmäßige Bereich, in dem wir mit der Röhre arbeiten wollen. In der folgenden Abb.7 ist er im Gegensatz zum restlichen Abschnitt der Arbeitsgeraden rot markiert. A und B bilden seine Grenzen.

## Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

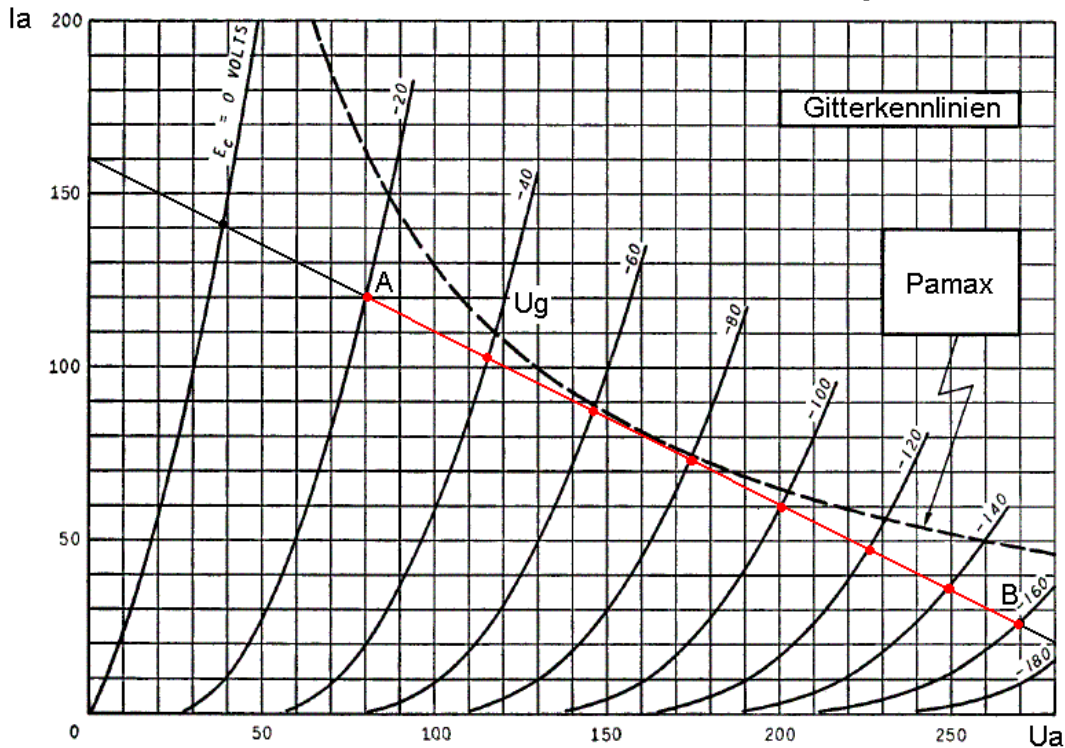


Abb.7

### 2.4. Arbeitspunkt

Um den Ruhearbeitspunkt M zu bestimmen, suchen wir uns die maximale und die minimale  $U_g$  unseres Arbeitsbereiches, die in den Punkten A und B erreicht wird.

$$U_{gA} = \underline{-20V}$$

$$U_{gB} = \underline{-160V}$$

M muss genau in der Mitte zwischen A und B liegen. Er ist der Schnittpunkt der Gitterkennlinie mit der Arbeitsgeraden, die von  $U_{gA}$  und  $U_{gB}$  jeweils gleich weit entfernt ist. Dazu berechnen einfach den Durchschnitt:

$$U_g = \frac{U_{gA} + U_{gB}}{2}$$

Wir setzen ein:

$$U_g = \frac{-20V + -160V}{2} = \frac{-20V - 160V}{2}$$

Und rechnen aus:

$$U_g = \frac{-180V}{2} = \underline{-90V}$$

Den Schnittpunkt dieser Kennlinie mit der Arbeitsgeraden zeichnen wir nun als M ein. Er ist unser Ruhearbeitspunkt, weil der Verstärker sich in ihm befindet, wenn kein Signal angelegt ist, also Ruhe herrscht. Erst das Signal scheidet unsere Röhre durch sämtliche Arbeitspunkte auf der Arbeitsgeraden im Arbeitsbereich zwischen A und B.

## Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

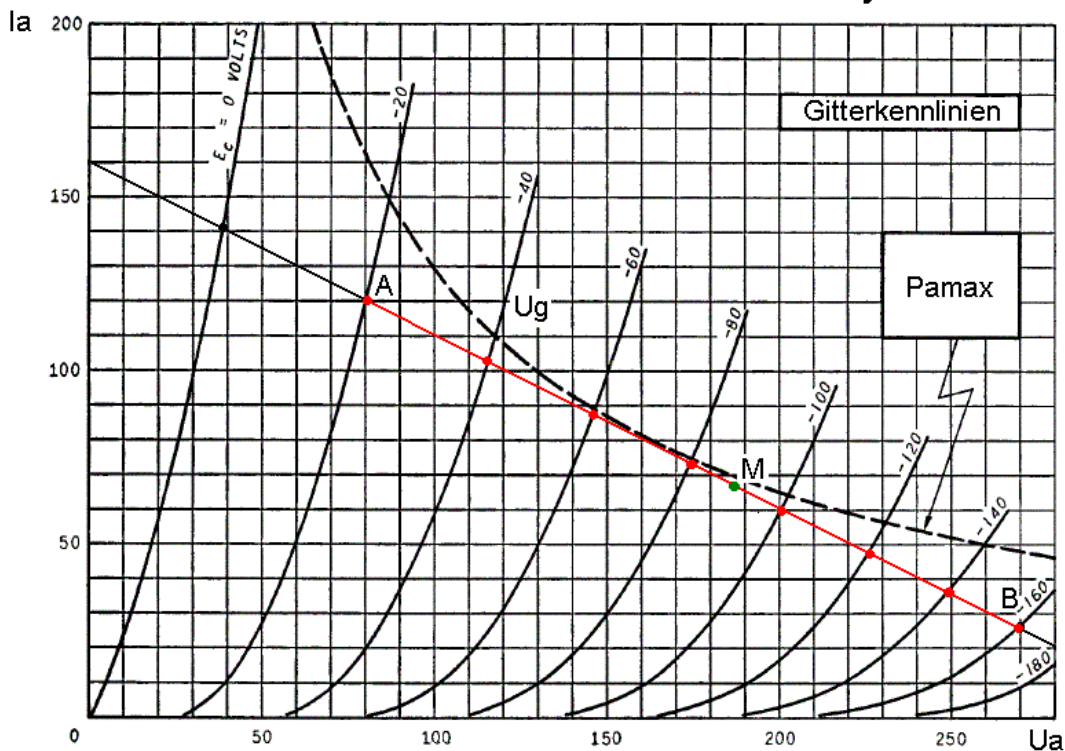


Abb.8

### 2.5. Sprechleistung

Zur Berechnung der Sprechleistung müssen wir die Lote von A, B und M auf die Achsen fällen. Lote sind nichts anderes als die kürzesten Verbindungen zwischen Linien und Punkten. Wir zeichnen also von A, B und M aus jeweils zwei Linien. Die eine schneidet die Achse der  $U_a$  in rechten Winkel, die andere die der  $I_a$  im selben Winkel.

Wir sehen in Abb.9 nun ein Dreieck mit A, B und C als Eckpunkte. Und ein Rechteck mit  $I_a$ , M,  $U_a$  und dem Koordinatenursprung 0 als Eckpunkte. Der Flächeninhalt dieses Rechteckes entspricht der elektrischen Leistung, die von der Röhre verbraucht wird.

## Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

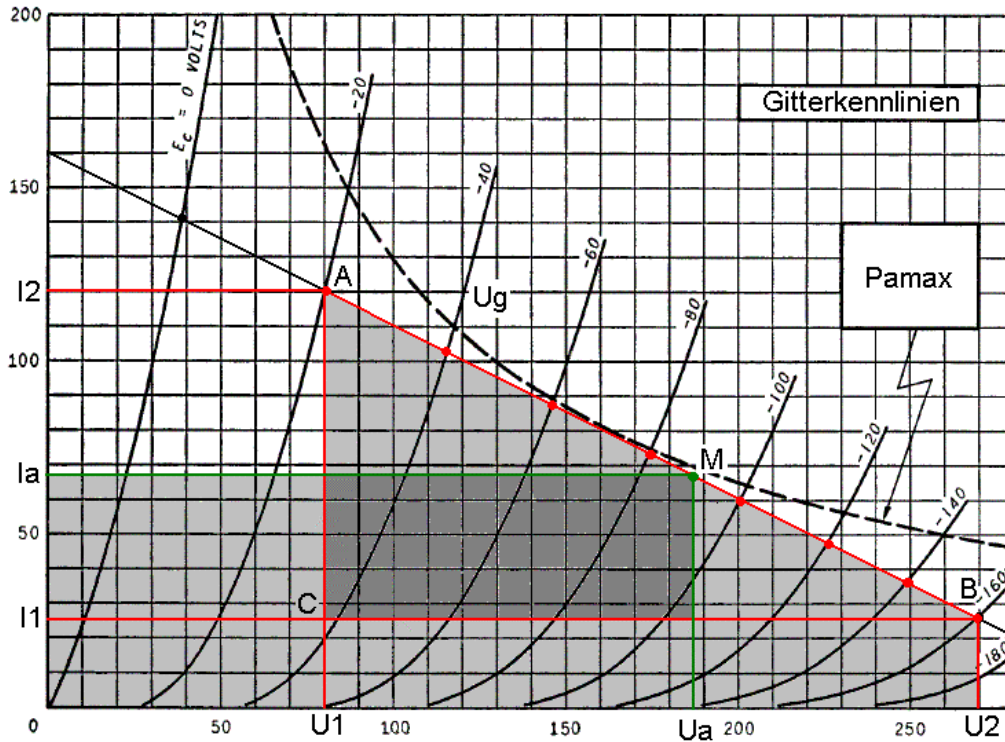


Abb.9

Das Rechteck und das Dreieck überlappen sich im kleinen, in dunklerem grau gefärbten Rechteck. Der halbe Flächeninhalt des dunkelgrauen Dreiecks ist die Sprechleistung, die wir gewinnen. Man sieht, dass nur ein kleiner Teil der elektrischen Leistung in Sprechleistung umgewandelt wird. Rechnerisch sind im Klasse A Betrieb nur 50% möglich, praktisch ist es meist nur die Hälfte davon. Warum solche Verstärker trotzdem gebaut werden, ist, dass das Signal nicht zerstückelt und auf mehrere Röhren verteilt werden muss, denn dies führt immer zu Verzerrungen die in den Bereichen entstehen wo eine Röhre die Arbeit von der anderen übernimmt. So wie es beim Staffellauf auch nur theoretisch einen völlig fließenden Wechsel des Holzes gibt. In Klasse A läuft ein Läufer mit dem Holz alleine das ganze Rennen, fließend und gleichmäßig, dafür leistet er auch nicht so viel wie ein ganzes Team.

Doch kommen wir wieder zur Sache und berechnen den halben Flächeninhalt des dunkelgrauen Rechtecks der folgenden Abbildung.

Der Flächeninhalt von Rechtecken ist das Produkt zweier benachbarter Kantenlängen. Da die Kantenlängen durch die Abstände von  $U_1$  zu  $U_a$  sowie  $I_1$  zu  $I_a$  gegeben sind, ergibt sich folgende Formel für den halben Flächeninhalt des dunkelgrauen Rechtecks:

$$P_o = \frac{(U_a - U_1) \times (I_a - I_1)}{2}$$

Wir setzen ein:

$$P_o = \frac{(187V - 80V) \times (67mA - 25mA)}{2}$$

Und rechnen aus:

$$P_o = \frac{107V \times 42mA}{2} = \frac{107V \times 0,042A}{2} = \frac{4,5W}{2} = \underline{2,5W}$$

Zwei und ein halbes Watt scheinen sehr dürftig zu sein. Doch wir sollten uns nicht beirren lassen. Erstens werden sie gerade halb so laut empfunden wie 25 Watt. Zweitens ist das nicht das Leistungsmaximum unseres Verstärkers. Denn wir nutzen die Arbeitsgerade ja gar nicht ganz aus. Das würden wir tun, wenn wir von  $U_g=0V$  bis  $U_g=180V$  aussteuern würden. Dann würden wir auf etwa 3,7 Watt kommen. Als Übung mag der Leser selbst nachrechnen, ob dieser Wert stimmt, er muss dazu die Rechnung mit dem durch  $U_g=0V$  und  $U_g=180V$  gegebenen Dreieck wiederholen.

Wir sollten also eher sagen, dass unser Verstärker die 2,5 Watt problemlos und verzerrungsarm leistet und bei Pegelspitzen sogar noch Reserve hat. Er ist damit einem auf Kante genähten Verstärker, der über 2,5 Watt nur noch verzerren würde, deutlich überlegen.

## 2.6. Verzerrungen

---

Was wir nun tun können, ist abzuschätzen, wie hoch die Verzerrungen im gewählten Arbeitspunkt sind. Wir können so kontrollieren, ob unsere Wahl von Arbeitspunkt und Arbeitsgerade und damit Arbeitswiderstand gelungen ist.

Doch dazu eine kleine Warnung. Diese Verzerrungsberechnung gilt nur für die Endstufe, wenn sie mit einem verzerrungsfreien Signal angesteuert wird. Sobald davor eine Vorstufe ist, die selbst verzerrt, was fast immer der Fall ist, ergeben sich mannigfaltige Wechselwirkungen, so dass sich die Verzerrungen beider Stufen nicht einfach nur überlagern, sondern sogar aufheben und verändern können. Alles was die folgende Berechnung bringt, ist eine grobe Einschätzung, ob unsere vorigen Berechnungen einen optimalen Arbeitspunkt ergeben haben.

Zunächst einmal müssen wir zwei weitere Punkte N und O in unser Diagramm einzeichnen. Für die Gittervorspannung  $U_{gN}$  des Punktes N gilt, dass sie den Mittelwert von  $U_{gA}$ , also derjenigen im Punkt A, und derjenigen in Punkt M, also  $U_g$  hat.

Es gilt also: 
$$U_{gN} = \frac{U_{gA} + U_g}{2}$$

Wir gucken in Abb.9 und setzen ein:

$$U_{gN} = \frac{-20V + -90V}{2}$$

Wir rechnen aus: 
$$U_{gN} = \frac{-20V - 90V}{2} = \frac{-110V}{2} = \underline{-55V}$$

Für die Gittervorspannung von O soll gelten, dass sie den Mittelwert aus der im Punkt M, also  $U_g$ , und derjenigen in Punkt B, also  $U_{gB}$ , hat.

Es gilt also: 
$$U_{gO} = \frac{U_g + U_{gB}}{2}$$

Wir gucken in Abb.9 und setzen ein:

$$U_{gN} = \frac{-90V + -160V}{2}$$

Wir rechnen aus: 
$$U_{gN} = \frac{-90V - 160V}{2} = \frac{-250V}{2} = -125V$$

Die Schnittpunkte der Gitterkennlinien von  $U_{gN}$  und  $U_{gO}$  können wir jetzt in unser Diagramm zeichnen. Dabei müssen wir etwas schätzen, aber das machen wir sowieso schon die ganze Zeit. Auch wenn hier häufig »berechnen« steht, trifft schätzen den Kern der Sache wesentlich besser. Die Skizze muss nun so aussehen:

### Kennlinienfeld der 6AS7-GA für ein System

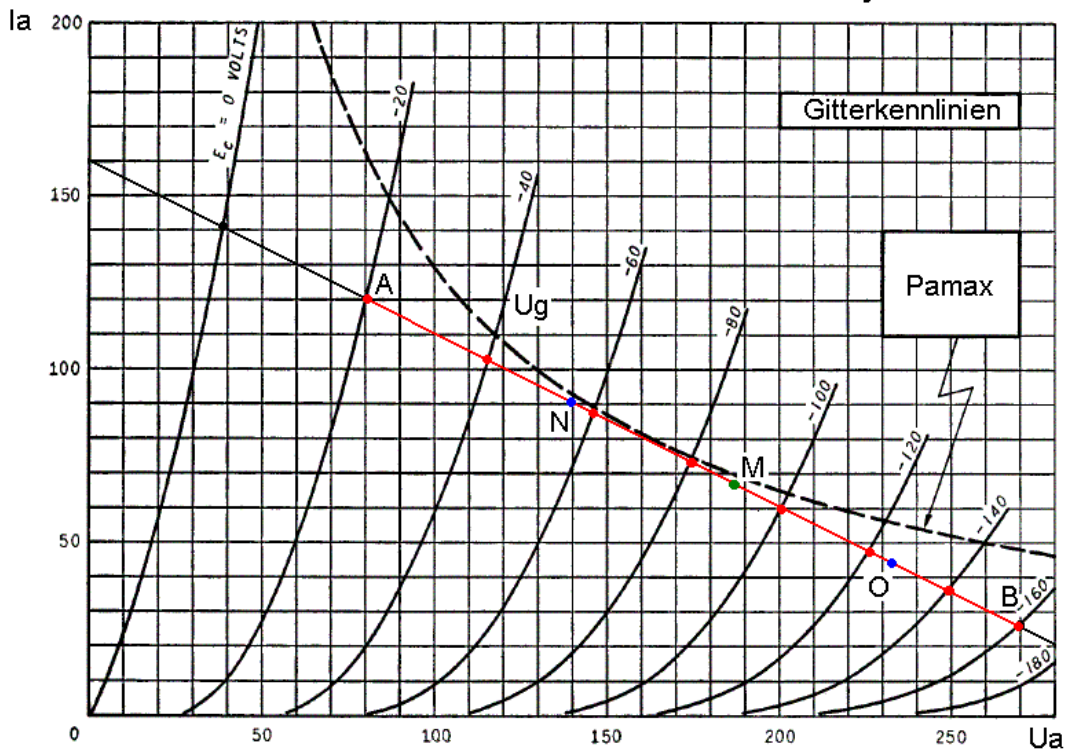


Abb.10

Wir lesen nun alle drei Werte für A, N, M, O und B ab:

|    |                   |                  |                  |
|----|-------------------|------------------|------------------|
| A: | $U_{gA} = -20V,$  | $U_{aA} = 80V,$  | $I_{aA} = 120mA$ |
| N: | $U_{gN} = -55V,$  | $U_{aN} = 140V,$ | $I_{aN} = 90mA$  |
| M: | $U_g = -90V,$     | $U_a = 187V,$    | $I_a = 67mA$     |
| O: | $U_{gO} = -125V,$ | $U_{aO} = 232V,$ | $I_{aO} = 45mA$  |
| B: | $U_{gB} = -160V,$ | $U_{aB} = 270V,$ | $I_{aB} = 25mA$  |

Bevor wir losrechnen, noch ein paar Erklärungen zu den Verzerrungen. Speisen wir einen Verstärker mit einem Signal der Frequenz  $f$ , dann wird er, falls er verzerrt, nicht nur ein verstärktes Signal der Frequenz  $f$  aufweisen, sondern auch andere Signale dazu erfinden. Diese Signale verhalten sich auf drei mögliche Weisen zu  $f$ . Erstens kann ihre Frequenz um eine gerade Zahl und z.B. 2, 4 oder 6 mal höher sein als  $f$ . Zweitens kann sie um eine ungerade Zahl und z.B. 3, 5 oder 7 mal höher sein. Drittens kann sie um eine völlig krumme Zahl, wie z.B.  $45/11$ ,  $212/37$  oder  $7/3$  mal höher sein. Röhrenverstärker in Klasse A mit

Trioden haben die Eigenart, hauptsächlich die Sorte Verzerrungen mit den geraden Zahlen, einige mit den ungeraden Zahlen und so gut wie keine anderen Verzerrungen zu produzieren. Von den Verzerrungen mit geradem Zahlenverhältnis zur Grundfrequenz  $f$ , sind die mit dem Faktor 2, die am stärksten vertreten. Bei den mit ungeradem Zahlenverhältnis sind es die mit dem Faktor 3.

Die Verzerrungen, deren Frequenz zu  $f$  um dem Faktor 2 höher ist, nennen wir  $k_2$ . Die im Faktor 3 zu  $f$  stehen folglich  $k_3$ . Bei der Berechnung wollen wir uns auf diese beiden beschränken, da sie der Erfahrung nach weit über drei Viertel der gesamten Verzerrungen bilden.

Zur Interpretation der Ergebnisse sei noch gesagt, dass  $k_2$  praktisch nicht als Missklang auffällt und nicht als Verzerrung wahrgenommen wird. Ein hoher  $k_2$  sagt nicht, dass der Verstärker schlecht ist, sondern dass er zum Schönfärben neigt. Der  $k_3$  ist schon deutlicher hörbar und lässt den Verstärker, solange er gering ist, brillant klingen, steigt er weiter an, dann wird der Ton scharf und schrill.

Nun rechnen wir aber los.

Für  $k_2$  gilt:

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

Wir setzen ein:

$$k_2 \approx \left| \frac{2 \times 67 \text{mA} - 25 \text{mA} - 120 \text{mA}}{2 \times (120 \text{mA} - 25 \text{mA})} \right|$$

Und rechnen aus:

$$k_2 \approx \left| \frac{134 \text{mA} - 25 \text{mA} - 120 \text{mA}}{2 \times 95 \text{mA}} \right|$$

$$\approx \left| \frac{134 \text{mA} - 25 \text{mA} - 120 \text{mA}}{2 \times 95 \text{mA}} \right|$$

$$\approx \left| \frac{-11 \text{mA}}{190 \text{mA}} \right| \approx \left| \frac{-11 \text{mA}}{190 \text{mA}} \right| \approx |-0,057|$$

$$\approx \underline{0,057}$$

Für  $k_3$  gilt:

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

Wir setzen ein:

$$k_3 \approx \left| \frac{2 \times 90 \text{mA} - 2 \times 45 \text{mA} - 120 \text{mA} + 25 \text{mA}}{3 \times (120 \text{mA} - 25 \text{mA})} \right|$$

Und rechnen aus:

$$k_3 \approx \left| \frac{180 \text{mA} - 90 \text{mA} - 120 \text{mA} + 25 \text{mA}}{3 \times 95 \text{mA}} \right|$$

$$\approx \left| \frac{180 \text{mA} - 90 \text{mA} - 120 \text{mA} + 25 \text{mA}}{3 \times 95 \text{mA}} \right|$$

$$\approx \left| \frac{-5}{285 \text{mA}} \right| \approx |-0,018|$$

$$\approx \underline{0,018}$$

Der  $k_2$  ist also um drei höher als  $k_3$ . Was aber interessanter ist, ist der Klirrfaktor in Prozent:

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

Wir setzen ein:

$$K = 100 \times \sqrt{0,057^2 + 0,018^2}$$

Und rechnen aus

$$\begin{aligned} K &= 100 \times \sqrt{0,0032 + 0,00032} = 100 \times \sqrt{0,0035} = 100 \times 0,06 \\ &= \underline{6\%} \end{aligned}$$

Bei 2,5Watt Sprechleistung haben wir 6% Verzerrungen. Das ist ein Klirrfaktor, der sich im Eintakt  $A_1$  Betrieb sehen lassen kann, hier werden häufig Werte bis 10% noch als gut betrachtet. Dabei haben wir noch eine Leistungsreserve über die 2,5Watt hinaus.



### 3. Endstufe - Nicht ganz so theoretischer Teil

---

Damit haben wir den reinen Theorieteil dieser Mappe bezwungen. Was nun fehlt, ist die Berechnung der Werte, um die Endstufe aufzubauen und in Betrieb zu nehmen. Betrachten wir die einfachste mögliche Schaltung einer Eintakt  $A_1$  Endstufe.

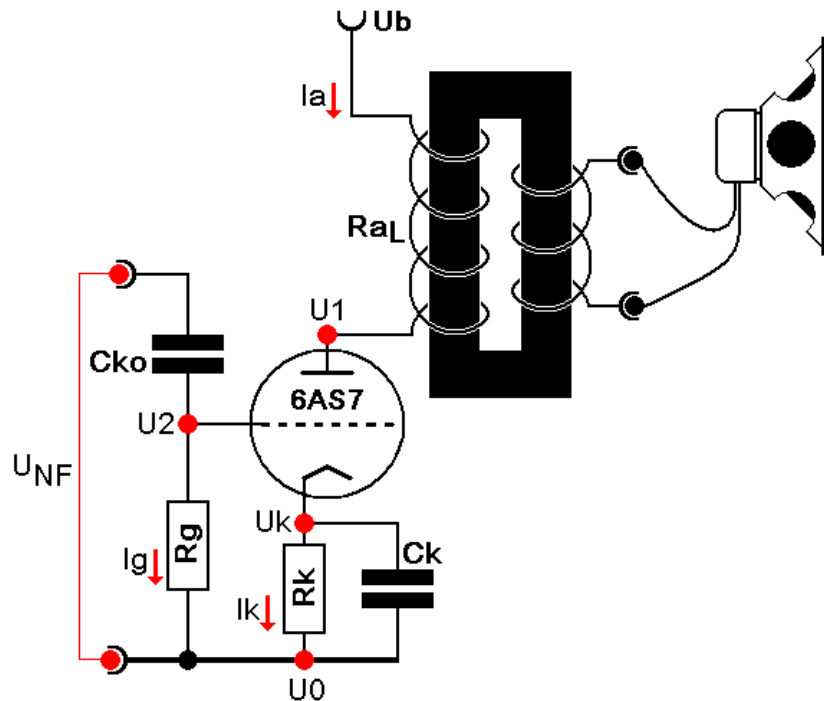


Abb.11

Wir brauchen wirklich bloß zwei Kondensatoren, zwei Widerstände, einen Trafo und einen Lautsprecher, um unsere Endstufe in Betrieb zu nehmen.

#### 3.1. Ströme

---

Die Stromverhältnisse in dieser Schaltung sind außerordentlich einfach. Es sind gerade drei Stück und in der Schaltung mit roten Pfeilen markiert.  $I_a$  ist der Anodenstrom, den wir bereits kennen und mit 67mA festgelegt haben.

$I_g$  ist der Strom, der über das Gitter fließt. Da die Gittervorspannung  $U_g$  wie in Kapitel 2.5 festgelegt einen Wert von  $-90V$  haben soll, ist das Gitter stets negativer als die Kathode. Da die Kathode negativ geladene Elektronen aussendet, wenn sie beheizt wird, kann so gut wie kein Elektron in das Gitter fliegen, weil sie eben von diesem abgestoßen werden. Denn gleiche Ladungen stoßen sich ab und hier trifft Negativ auf Negativ. Demnach wird unter den normalen Arbeitsbedingungen kein nennenswerter Strom vom Gitter zur Kathode fließen.

$$I_g = \underline{0A}$$

Die einzige Ausnahme ist kurz nach dem Anschalten, denn dann hat das Gitter noch keine negative Vorspannung, da der Arbeitspunkt sich noch nicht eingestellt hat. In diesem Augenblick fließt kurz ein Gitterstrom, den der Gitterableitwiderstand  $R_g$  ableitet. Idealerweise sollte  $R_g$  darum ein Draht sein, damit sich die Gittervorspannung schnell einstellt. Doch wäre  $R_g$  ein Draht, dann würde hier die Eingangssignalspannung oder Steuerspannung  $U_{NF}$  kurzgeschlossen werden. Um die Signalquelle nicht zu belasten, sollte

$R_g$  nicht unnötig groß sein. In den Datenblättern der Röhren findet man meist einen Hinweis auf die maximale Größe von  $R_g$  oder wenigstens einen Anhaltspunkt, wie groß er meistens ist. Man kann sich auch andere Schaltungen mit der Röhre ansehen. Ich weiß nicht genau, wie hoch man bei der 6AS7 gehen könnte, aber  $220k\Omega$  funktionieren wunderbar und sind keine große Belastung für die Signalquelle.

$$R_g = \underline{220k\Omega}$$

Den Kathodenstrom  $I_k$  können wir nun sehr einfach bestimmen. Da der Anodenstrom durch die Röhre fließt und am Gitter nichts davon abgezapft wird, weil der Gitterstrom null ist, muss der ganze Strom, der an der Anode fließt, auch an der Kathode fließen. Es gilt also:

Wir setzen ein: 
$$\begin{aligned} I_k &= I_a \\ I_k &= \underline{67mA} \end{aligned}$$

Damit sind die Stromverhältnisse schon geklärt. Ganz nebenbei ist auch ein Bauteilwert dabei abgesprungen.

### 3.2. Gittervorspannung

---

Zunächst einmal bestimmen wir die Spannung  $U_0$ . Diese ist die Masse und der negativste Punkt unserer Schaltung.

$$U_0 = \underline{0V}$$

Da über  $R_g$  kein nennenswerter Strom fließt, sollten wir auch zwischen dem Gitter und der Masse keinen nennenswerte Spannung messen. Demnach gilt auch:

Wir setzen ein: 
$$\begin{aligned} U_2 &= U_0 \\ U_2 &= \underline{0V} \end{aligned}$$

Doch wo kommt dann unsere Gittervorspannung  $U_g$  her, die wir in Kapitel 2.5. festlegten? Diese Spannung wird genau wie die Anodenspannung  $U_a$  nicht zur Masse hin gemessen, sondern zur Kathode. Die Gittervorspannung  $U_g$  ist also der Spannungsabstand zwischen  $U_2$  und  $U_k$ . Nun können wir einen Trick anwenden. Wir machen  $U_k$  positiv gegenüber der Masse  $U_0$ . Damit wird die Masse  $U_0$  logischerweise negativer als die Kathode. Da  $U_2$  genauso negativ wie  $U_0$  ist, muss nun auch  $U_2$  negativer als die Kathode sein. Wir müssen, um die richtige Gitterspannung einzustellen,  $U_k$  genauso positiv gegenüber der Masse  $U_0$  und folglich auch gegenüber dem Gitter  $U_2$  machen wie die Gittervorspannung  $U_g$  negativ ist. Mathematisch ausgedrückt bedeutet das, dass die Kathodenspannung  $U_k$  so groß wie der Betrag der Gittervorspannung  $U_g$  sein muss.

Wir setzen ein: 
$$\begin{aligned} U_k &= |U_g| \\ U_k &= |-90V| \end{aligned}$$
  
 Und rechnen aus: 
$$U_k = \underline{90V}$$

Das Mittel, mit dem wir die Kathode positiv machen, ist der Widerstand  $R_k$ . An diesem müssen eben jene 90V abfallen, es fließt dabei der Kathodenstrom  $I_k$  durch ihn. Jetzt sollte ein »Ohm« durch unser inneres Ohr rauschen.

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

In unserem Fall:

$$R_k = \frac{U_k}{I_k}$$

Wir setzen ein:

$$R_k = \frac{90V}{67mA}$$

Und rechnen aus:

$$R_k = \frac{90V}{0,067A} = 1300\Omega = \underline{1,3k\Omega}$$

Am Kathodenwiderstand  $R_k$  werden 90V und 67mA in Wärme umgewandelt. Diese Wärme muss er verkräften können. Deswegen müssen wir noch berechnen, welche Belastbarkeit  $P_{Rk}$  er haben muss.

Es gilt:

$$P = U \times I$$

In unserem Fall:

$$P_{Rk} = |U_g| \times I_a$$

Wir setzen ein:

$$P_{Rk} = |-90V| \times 67mA$$

Und rechnen aus:

$$P_{Rk} = 90V \times 67mA = 90V \times 0,067A = \underline{5,4W}$$

Der Widerstand muss also 5,4 Watt verheizen. Damit er das problemlos schafft und lange hält, sollten wir einen 10Watt Typen kaufen. Da über den Kathodenwiderstand  $R_k$  die Gittervorspannung automatisch eingestellt wird, sprechen wir bei dieser Schaltungsart von automatischer Gittervorspannungserzeugung.

### 3.3. Übertrager

---

Der Trafo, der bei Tonspannungen Übertrager genannt wird, muss den Widerstand des Lautsprechers an den des Verstärkers anpassen. Wir haben einen Arbeitswiderstand  $R_a$  von  $2000\Omega$  festgesetzt. Lautsprecher haben aber Widerstände oder besser Impedanzen zwischen  $4\Omega$  und  $16\Omega$ . Jeder Übertrager für die EL34 in Eintakt A Betrieb hat die Werte die wir brauchen. D.h., er hat primär eine Impedanz  $R_{aL}$  von  $2000\Omega$  und sekundär eine Wicklung für Lautsprecher. Denn die Impedanz des Übertragers  $R_{aL}$  soll ebenso groß sein wie der Arbeitswiderstand  $R_a$ . Wer seinen Übertrager selbst wickeln will, der wird in einem späteren Band aus dieser Reihe eine genaue Berechnungsvorschrift finden.

### 3.4. Betriebsspannung

---

Die Betriebsspannung  $U_b$  setzt sich aus mehreren Spannungen zusammen, die alle zwischen  $U_b$  und der Masse  $U_0$  liegen. Gucken wir in die Schaltung, dann sehen  $U_1$ . Diese Spannung setzt sich aus  $U_k$  und der Versorgungsspannung  $U_a$  zusammen. Aber auch zwischen  $U_b$  und  $U_1$  liegt eine Spannung, denn  $U_1$  ist etwas kleiner als  $U_b$ .

Das kommt daher, dass die Primärwicklung des Übertragers ein langer aufgewickelter Draht ist. Wie jeder Draht ist er kein echter Kurzschluss, sondern auch ein kleiner Widerstand, bei der beträchtlichen Länge des Drahtes läppert sich dieser ganz schön zusammen. Dabei dürfen wir den Drahtwiderstand, den wir » $R_{draht}$ « taufen wollen, nicht mit der Impedanz  $R_{aL}$  des Übertragers verwechseln. Impedanz sind Widerstände für Signalströme und –spannungen. Uns interessiert der Anodenstrom  $I_a$ , der ein Ruhe- und kein Signalstrom ist. Den

Drahtwiderstand können wir ganz leicht mit einem normalen Multi- oder Ohmmeter messen. Ich messe bei meinem Übertrager:

$$R_{\text{draht}} = 142\Omega$$

Den Spannungsabstand  $U_{\text{draht}}$ , der durch den Drahtwiderstand zwischen  $U_1$  und  $U_b$  entsteht, kann nun ganz leicht berechnet werden.

$$U = R \times I$$

In unserem Fall:  $U_{\text{draht}} = R_{\text{draht}} \times I_a$

Wir setzen ein:  $U_{\text{draht}} = 142\Omega \times 67\text{mA}$

Und rechnen aus:  $U_{\text{draht}} = 142\Omega \times 0,067\text{A} = 9,5\text{V}$

Die Betriebsspannung ist nun nichts weiter als  $U_2$  und  $U_{\text{draht}}$  zusammen, wobei  $U_2$  nichts anderes als die Spannung von der Masse  $U_0$  zur Kathode  $U_k$  zusammen mit der Anodenspannung  $U_a$  zwischen Kathode und Anode ist. Daraus ergibt sich

$$U_b = U_a + U_k + U_{\text{draht}}$$

Wir setzen ein:  $U_b = 187\text{V} + 90\text{V} + 9,5\text{V}$

Und rechnen aus:  $U_b = \underline{285\text{V}}$

Es genügt, die Spannung auf 5V genau zu runden, selbst auf 10V zu runden wäre auch noch genau genug, da die verwendeten Widerstände und vor allem die Röhren selbst Toleranzen aufweisen. Die Spannungsquelle für die Versorgungsspannung muss dabei wenigstens den Anodenstrom  $I_a$  von 67mA liefern können. Da aber sicher noch eine Vorstufe dazukommt, wird sie noch etwas mehr liefern müssen.

### **3.5. Steuerspannung**

---

Im  $A_1$  Betrieb muss die Gittervorspannung immer negativ bleiben. Da diese in unserem Fall  $-90\text{V}$  beträgt, dürften wir maximal 90V bis zur 0V Grenze aussteuern. Doch wir haben unseren Arbeitsbereich in Kapitel 2.4. enger gewählt. Nämlich zwischen Punkt A und B, wie sie in Abb.7 eingezeichnet sind. Die Steuerspannung ist demnach so groß wie die Differenz der beiden maximalen Gittervorspannungen  $U_{gA}$  und  $U_{gB}$ .

Es gilt also:  $U_{\text{NF}} = U_{gB} - U_{gA}$

Wir setzen ein:  $U_{\text{NF}} = 160\text{V} - 20\text{V}$

Und rechnen aus:  $U_{\text{NF}} = \underline{140\text{V}}$

Wir müssen also eine Tonfrequenzspannung von 140V aufbringen, um unsere 2,5Watt zu erreichen. Das ist eine ganze Menge. Aus einem normalen CD-Player oder einer PC-Soundkarte kann man in der Regel zwischen 1V und 2V entnehmen. Die Vorstufe muss daraus diese Spannung erzeugen können und zwar mit möglichst geringen Verzerrungen. Darum kümmern wir uns aber im nächsten Band.

### 3.6. Kondensatoren

---

Durch die Steuerspannung können wir in der Röhre den Strom steuern. So wird aus der Signalspannung ein Signalstrom, dessen momentane Größe der Größe der momentanen Steuerspannung folgt. Dieser Wechselstrom muss wie jeder Strom, der durch die Röhre fließt auch durch  $R_k$ . Hier würde er zu einer Wechselfspannung führen. Das Unangenehme dieser Wechselfspannung ist, dass sie ebenso wie die Steuerspannung zwischen Gitter und Kathode wirkt aber nicht zusammen mit der Steuerspannung, sondern ihr entgegen. Man nennt das Gegenkopplung. Diese würde den Bedarf an Steuerspannung  $U_{NF}$  noch größer machen als wir ihn im letzten Kapitel berechnet haben. Außerdem würde sie uns Verstärkerleistung kosten, da  $R_k$  diesen Signalstrom in Wärme umwandeln würde. Dagegen müssen wir etwas unternehmen.

Kondensatoren haben die Eigenschaft, keine Gleichspannung durchzulassen, dafür aber Wechselfspannungen umso besser. Deswegen liegt  $C_k$  parallel zu  $R_k$ , er bildet für die hier abfallende Signalspannung einen Kurzschluss. So wird eine Gegenkopplung ausgeschlossen. Die Steuerspannung ist davon nicht betroffen, denn sie wirkt ja nicht am  $R_k$  sondern am  $R_g$ .

Nun haben Kondensatoren auch die Eigenart, nicht alle Frequenzen gleich gut durchzulassen, sondern höhere besser als tiefere. Wobei sie die Tieferen umso besser durchlassen, je größer ihre Kapazität ist. Damit  $C_k$  auch die tiefen Anteile durchlässt und diese sich nicht mit der Signalspannung aufheben, muss  $C_k$  recht groß sein. Wie groß mindestens, sagt folgende Formel:

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

$S$  ist dabei die Steilheit der Röhre, die wir dem Datenblatt entnehmen können, bei der 6AS7 beträgt sie 5,5mA/V. Die tiefste noch zu übertragende Frequenz ist  $f_u$ .

Die untere Grenzfrequenz  $f_u$  eines Verstärkers gibt die tiefste Frequenz an, die er wiedergeben können soll. In der Regel wird diese Frequenz durch  $C_k$  und  $C_{ko}$  festgelegt. Häufig findet man im Internet in Bastlerschaltungen Werte für  $C_k$  und  $C_{ko}$ , die diese Frequenz auf 1Hz oder sogar noch weniger herabsetzen. Im Falle von  $C_k$  ist dagegen überhaupt nichts einzuwenden, im Gegenteil, die Röhre arbeitet dann sehr stabil. Gegen die unnötige Vergrößerung von  $C_{ko}$  lässt sich dagegen sehr wohl etwas einwenden.

Begrenzt man die tiefste Frequenz nicht schon vor der Endstufe, dann muss diese sehr Basssignale sehr tiefer Frequenzen verarbeiten. Die Endstufe wird durch die großen Pegel der Tiefbasssignale stark angesteuert, weswegen auch höhere Frequenzen unsauber und verzerrt wiedergegeben werden.

Die Ursache liegt darin, dass Basssignale wegen ihrer großen Pegel die Endstufe weit aussteuern. Da die Verstärkung einer Röhre nicht konstant ist und zu positiveren Gittervorspannungen größer und zu negativeren hin kleiner wird, hängt die Verstärkung der hohen Frequenzen davon ab, was das Basssignal gerade mit der Röhre anstellt. Kurz: Das Basssignal beeinflusst, oder auf Fachchinesisch, moduliert die Verstärkung der hohen Frequenzen, die dadurch zusätzlich verzerrt und verwaschen klingen.

Die einzigen Bauteile, die dann noch die tiefste Frequenz festlegen, sind nun der Übertrager und der Lautsprecher. Der Übertrager wird zusätzlich mit Frequenzen belastet, die er nicht übertragen kann, er geht in die Sättigung und verzerrt. Ein Lautsprecher, der Signale unter

seiner Grenzfrequenz abbekommt, macht sehr große Membranauslenkungen, die er aber nicht mehr in Schall umsetzen kann. Dafür verzerrt er die anderen Frequenzen durch Partialschwingungen und Modulation, ganz so wie es auch schon die Röhre tut.

Den Kondensator  $C_{ko}$  die tiefste Frequenz bestimmen zu lassen, führt dagegen weder zu Verzerrungen noch zu sonstigen Probleme, man entlastet damit die drei folgenden Übertragungsbauteile und spart auch noch Geld, da ein relativ kleiner Kondensator auch relativ billig ist. Man munkelt sogar, dass kleinere Kondensatoren „schneller“ klingen, was immer das heißen soll. Die untere Grenzfrequenz sollte auf die tiefste Frequenz des Übertragers angepasst sein. Also die tiefste Frequenz, bei der er die erwartete Sprechleistung, die bei uns 2,5Watt ist, noch sauber übertragen kann. Eine Nachfrage beim Hersteller lohnt sich, baut man den Übertrager selbst, dann hat man es selbst in der Hand.

Mein Übertrager schafft noch 50Hz und mein Lautsprecher etwa 45Hz, deswegen wollen wir für die Bestimmung von  $C_k$  und  $C_{ko}$  eine  $f_u$  von 50Hz annehmen.

Für  $C_k$  gilt immer noch:

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

Wir setzen ein:

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

Und rechnen aus:

$$C_k = \frac{5,7 \times 5,5\text{mA/V}}{2 \times \pi \times 50\text{Hz}} = \frac{5,7 \times 0,0055\text{A/V}}{314\text{Hz}} = \frac{0,031}{314\text{Hz}}$$

$$= 0,0001\text{F} = \underline{100\mu\text{F}}$$

Da wie den Frequenzgang zur tiefsten Frequenz mit  $C_{ko}$  begrenzen wollen, kann dieser Kondensator gerne auch größer ausfallen, z.B. 470uF, die Röhre arbeitet dann etwas stabiler. Das wird in jedem Fall ein Elektrolytkondensator sein, wenn es bezahlbar bleiben soll. Da am Kathodenwiderstand  $R_k$  die Spannung  $U_k$  liegt, muss  $C_k$  diese Spannung schadlos ertragen können. Deswegen kaufen wir einen Typ mit wenigstens 120V Spannungsfestigkeit.

Die Aufgabe von  $C_{ko}$  ist es, Gleichspannung aus der vorherigen Stufe abzuhalten, oder anders gesagt, das Signal von der Vorstufe abzukoppeln, weswegen er auch Koppelkondensator heißt. Da wir noch nichts über diese Verstärkerstufe wissen, können wir auch nicht sagen, welche Gleichspannung er fernhalten soll und demnach auch seine Spannungsfestigkeit nicht bestimmen. Seine zweite wichtige Aufgabe ist, wie wir gerade erkannt haben, die Begrenzung des Frequenzgangs nach unten hin. Das lässt sich mit folgender Formel bestimmen.

$$C_{ko} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_u \times 0,3 \times R_g}$$

Wir setzen ein:

$$C_{ko} = \frac{1}{2 \times \pi \times 50\text{Hz} \times 0,3 \times 220000\Omega}$$

Und rechnen aus:

$$C_{ko} = 0,000000048\text{F} = \underline{48\text{nF}}$$

Wir kaufen uns einen Kondensator mit etwa 50nF.

## 4. Fazit

---

Wenn Sie bis hier gelesen haben, waren Sie sehr tapfer. Wenn sie nicht alles verstanden haben, ist das kein Problem und kann auch an mir liegen. Wenn Sie einen Stolperstein gefunden haben, schicken sie mir eine Email. Ich würde mich sehr freuen und versuchen, es in die Mappe einzuarbeiten.

Sie können diese Mappe allein als Anleitung zum Berechnen von Entakt  $A_1$  Endstufen mit Trioden benutzen oder mit den noch folgenden Mappen kombinieren, um den Verstärker des Beispiels nachzubauen. Ich rate ihnen z.B. die 2A3 heranzuziehen und selbst einmal eine Endstufe zu berechnen. Vergleichen sie ihre Werte einmal mit denen aus Schaltungen, die es im Internet gibt. Rechnen sie auch mal eine Röhre mit verschiedenen Kriterien durch, z.B. einmal geringste Verzerrungen, einmal die höchste Leistung und einmal einen Mittelwert aus beidem.

Ich wünsche ihnen dabei viel Spaß und Erfolg bei allen zukünftigen Bastelarbeiten.  
Martin Lemke

---

### 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