Elektronik und Röhrentechnik für Anfänger

© Frank Kneifel

Vorwort

Nachdem ich immer häufiger in verschiedenen Foren feststellen musste, dass bei vielen Bastlern die Grundlagen der Elektrotechnik sowie der Röhrenberechnung fehlen und mir keine Dokumentation bekannt ist, die das zusammenfasst, entschloss ich mich eine Art "Formelsammlung" zu schreiben.
Da diese nach und nach immer größer wurde und mir auffiel, dass immer noch Sachen fehlen, wurde diese etwas ausgeweitet.
Die Formeln, grafischen Ermittlungen und Beispiele habe ich aus verschiedenen Fachbüchern und dem Internet zusammengetragen und teilweise selber abgeleitet.
Ich bin auch nur ein Mensch und mir unterlaufen Fehler, ich kann keine Garantie auf Vollständigkeit geben, und dass alles richtig ist.
Diese Dokumentation wurde zwar von verschiedenen Leuten Korrektur gelesen, trotzdem können sich Fehler einschleichen, also immer den eigenen Kopf einschalten.

Wichtig (von meiner Sicht aus)

Nach dem Internationalen Einheitensystem (SI) sind viele Formelzeichen und Einheiten genormt.
Nach ISO 80000 (aktuell) sind Formelzeichen kursiv zu schreiben, Einheitenzeichen in aufrechter Schrift. Also z.B. "*U"* für Spannung und "V" für Volt.
Ließt man also z.B. 300 *T*/K, so weiß man, dass hier die Temperatur *T* in 300K nach SI-Norm vorliegen.
Der Wärmewiderstand (*R*) hat die Einheit $\frac{K}{W}$ (Kelvin pro Watt) wird nach SI-Norm "*R*/KW^{-1}" geschrieben. Durch das kursive "*R*" weiß man, dass ein Widerstand angegeben ist, die Einheit "KW^{-1}" (gebräuchlich auch "K/W") bezeichnet dann den Wärmewiderstand. Durch eine korrekte Schreibweise wird auf den ersten Blick unmissverständlich dargestellt was gemeint ist.

Im Allgemeinen wird in der Elektrotechnik davon abgewichen, da kursive Schreibweise in der Vergangenheit Wechselspannungskomponenten beschrieben hat, also "U" für Gleichspannung, "*U*" für Wechselspannung. Auch sind eine Vielzahl der gebräuchlichen Formelzeichen nicht in der SI genormt. Als Beispiel das Formelzeichen "μ", nach SI-Norm kennzeichnet es die Permeabilität (Magnetismus) in Hm^{-1}. In der Röhrentechnik wird mit "μ" aber auch der Verstärkungsfaktor von Röhren bezeichnet.

Wechselspannungskomponenten werden in der heutigen Zeit im Regelfall mit Formelzeichen in kleiner Schreibweise gekennzeichnet, also "U" für Gleichspannung, "u" für Wechselspannung. Hingegen bezeichnet in der Elektrotechnik das Formelzeichen "R" einen Gleichstromwiderstand, "X" oder "Z" einen Wechselstromwiderstand, alle haben dabei die Einheit "Ω" (Ohm).

Wichtig ist, dass unmissverständlich klargestellt wird was gemeint ist. Entweder sollte es sich aus dem Zusammenhang sofort ergeben oder zusätzlich durch Hinweise beschrieben werden. Selbst der Unterschied zwischen Groß- und Kleinschreibung kann enorme Auswirkungen haben. Schreibe ich 1MΩ oder 1mΩ, das eine sind 1.000.000Ω, das andere sind 0,001Ω.
Nächste Beispiel: "1s" ist 1 Sekunde, hingegen "1S" ist ein 1 Siemens.

Hinweise auf Sachverhalte wie "Effektivspannung" gehören an das Formelzeichen und nicht an die Einheit! In dem Fall:
"Effektivspannung U_{eff} = 10V", und nicht:
"Effektivspannung U = $10V_{eff}$" **(Falsch!)**
"Effektivspannung U_{eff} = $10V_{eff}$" **(Falsch!)**

Wir leben im deutschsprachigen Raum, da gibt es den Unterschied zwischen "Maße" und "Masse". Das eine gibt die 3 Raumdimensionen in "m" (Meter) an, das andere die Masse in "g" (Gramm).
Hat man nur eine englische Tastatur zur Verfügung, man will z.B. die Maße eines Gehäuses angeben und hat kein "ß" zur Verfügung, bitte zu "Masse" zusätzlich den Hinweis "Längendimensionen" angeben, also z.B. "Masse (Längendimension)".
Die Einheit kann auch kennzeichnend sein, also "Masse (in "m" für Meter)".

Bei Schaltplänen ist es auch sehr sinnvoll die Bauteile zu Nummerieren. Bei der Diskussion eines Schaltplanes ist die Bezeichnung "R12" für einen Widerstand unmissverständlich. Fehlt die Nummerierung, so muss man das umständlich z.B. "der Widerstand zwischen der Betriebsspannung und Anode der dritten Triode von links" beschreiben.
Ich bin es häufig leid wegen "Schlamperei" oder /und "Faulheit" mich so ausholend ausdrücken zu müssen und beteilige mich dann nicht an den Diskussionen.

Als nächstes die SI-Vorsätze um z.B. die Länge 1000m einfacher zu schreiben:

Name	Zeichen	Ausgeschrieben	Potenz
Tera	T	1.000.000.000.000	10^{12}
Giga	G	1.000.000.000	10^{9}
Mega	M	1.000.000	10^{6}
Kilo	k	1.000	10^{3}
Milli	m	0,001	10^{-3}
Mikro	µ	0,000.001	10^{-6}
Nano	n	0,000.000.001	10^{-9}
Piko	p	0,000.000.000.001	10^{-12}

Ab und zu findet man den Vorsatz "µµ" für "µ * µ", das soll dann "p" für Piko heißen.
Das ist heutzutage eine falsche Schreibweise.
Vollkommen falsch ist z.B. für einen Kondensator mit "1000µF" die Schreibweise "1kµF" (1 Kilo * Mikro Farad). Richtig wäre in dem Fall "1mF".
Solche Schreibweisen findet man üblicherweise im angloamerikanischen Raum und kann teilweise verwirrend sein. Deshalb verwundert es mich auch nicht, dass eine Sonde von denen auf den Mars geknallt ist und nicht (wie vorgesehen) in eine Umlaufbahn eingeschwenkt ist.

Grundlagen

Das Ohmsche Gesetz....4
Leistungsberechnung....4
Wechselspannung....5
Der Kondensator....6
Die Spule (Induktivität)....8
Reihen-/Parallelschaltung von Widerstand und Kondensator/Spule....10
Der Schwingkreis....11
Der Übertrager....12
Röhren....14
Triode....14
Ermittlung des Verstärkungsfaktor der Triode (μ) aus dem Kennlinienfeld....16
Ermittlung der Steilheit (S) der Triode aus dem Kennlinienfeld....17
Berechnen des Innenwiderstandes der Triode....18
Katodenbasisschaltung (auch Anodenschaltung) (Triode) Berechnung bzw. Bemessung....19
Rechenbeispiele anhand der ECC81 mit Ra = 33kΩ und ermittelten von μ aus dem Kennlinienfeld 20
Ermitteln von Ra, Arbeitspunkt und Verstärkung v aus Kennlinienfeld (ECC81):....22
Katodenbasisschaltung mit Stromgegenkopplung (Triode) (nicht mit Kondensator überbrückter Katodenwiderstand)....25
Bemessung eines Übertrager als Anodenwiderstand bei SE-Verstärker (SingleEnd)....27
Anodenbasisschaltung (Katodenfolger) (Triode)....31
Gitterbasisschaltung (Triode)....32
Der Kaskoden-Verstärker....33
Der SRPP-Verstärker....34
Die Tetrode/Pentode....35
Katodenbasisschaltung (Pentode)....37
Katodenbasisschaltung (Pentode) mit Stromgegenkopplung....41
Rechenbeispiel anhand der EF80....42
Planung einer Trioden-SE-Endstufe (SingleEnd)....43
Festlegen der Eckpunkte der Endtriode....43
Festlegen der Eckpunkte und Bauteile der Vorstufe....45
Netzteil....49
Planung einer Pentoden-SE-Endstufe (SingleEnd)....52
Festlegen der Eckpunkte der Endpentode....52

Das Ohmsche Gesetz

Bei Diskussionen zeigte sich mir, dass selbst studierte Elektrotechniker teilweise das Ohmsche Gesetz nicht mehr kennen bzw. anwenden können. Deshalb fange ich bei der "Mutter aller Elektronikformeln" an.

Wird ein Widerstand durch einen Strom durchflossen, fällt an ihm eine Spannung ab. Nach dem Ohmschen Gesetz wird die Abhängigkeit von Widerstand, Spannung und Strom aufgezeigt.

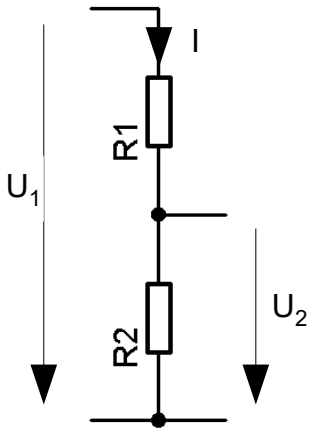
$$U = R * I \quad , \quad R = \frac{U}{I} \quad , \quad I = \frac{U}{R}$$

U = Spannung in V (Volt)

R = Widerstand in Ω (Ohm)
I = Strom in A (Ampere)

Bei reinen ohmschen Widerständen ist es dabei egal ob mit Wechsel- oder Gleichstrom gerechnet wird.

Mit zwei Widerständen lässt sich ein Spannungsteiler aufbauen um z.B. eine niedrigere Spannung zu bekommen.



$$I = \frac{U_1}{R_1 + R_2} \quad , \quad U_2 = R_2 * I \quad , \quad \frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Leistungsberechnung

Leistung wird berechnet aus:

$$P = U * I \quad , \quad U = \frac{P}{I} \quad , \quad I = \frac{P}{U}$$

P = Leistung in W (Watt)

Kombiniere ich jetzt die Formel zur Leistungsberechnung mit dem Ohmschen Gesetz, so kann ich die Leistung aus Widerstand und Strom bzw. Widerstand und Spannung berechnen:

$$P=\frac{U^2}{R} \quad , \quad P=R*I^2$$

Wechselspannung

In der Anfangszeit der Elektrotechnik wurden Wechselspannung nach der Menge der Wärmeentwicklung an einem ohmschen Widerstand bemessen.

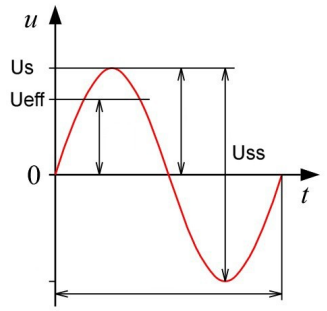
Eine Wechselspannung (es ist dabei egal welche Form von Wechselspannung) erzeugt an einem Widerstand eine bestimmte Menge Wärme, dann wurde verglichen, welche Gleichspannung die gleiche Menge Wärme an dem Widerstand erzeugt. Dementsprechend wurden dann die Spannungen gleichgesetzt.

In der heutigen Zeit kann jede Form von Wechselspannung mathematisch berechnet werden.

Ich behandel hier nur die sinusförmige Wechselspannung, andere Wechselspannungsformen würden den Umfang dieses Dokumentes bei weitem sprengen.

Wechselspannungsbezeichnungen:

U	=	Gleichspannung in V (Volt)
u	=	Wechselspannung in V (Volt) (unbestimmte Form)
U_{eff}	=	Effektive Wechselspannung (entspricht der Wärmeentwicklung am Widerstand einer Gleichspannung) in V (Volt)
U_s	=	Spitzenspannung (Spannung zwischen 0V und maximaler Amplitude) in V (Volt), im englischsprachigen Raum auch "U_p" für Spannung "Peak".
U_{ss}	=	Spitze-Spitze-Spannung (Spannung zwischen den beiden Spitze-Werte der Wechselspannung) in V (Volt), im englischsprachigen Raum auch "U_{pp}" für Spannung "Peak-Peak"
t	=	Zeit in s (Sekunden)
f	=	Frequenz in Hz (Hertz)



$$U_{eff} \approx U_s * 0{,}707 \qquad U_{eff}=\frac{U_s}{\sqrt{2}} \approx \frac{U_s}{1{,}414} \qquad f=\frac{1}{t}$$

$$U_{ss}=2*U_s$$

Wechselspannungen und Wechselströme werden in Formeln im Regelfall mit Kleinbuchstaben angegeben (u für Wechselspannung, i für Wechselstrom) um sie auf den ersten Blick von Gleichspannungs- und Gleichstromanteilen unterscheiden zu können. In alten Fachbüchern werden sie auch Kursiv geschrieben.

Der Kondensator

Der Kondensator besteht im Prinzip aus zwei Metallplatten, die sich isoliert in einem bestimmten Abstand gegenüberstehen. Die Kapazität berechnet sich aus:

$$C=\frac{\varepsilon * A}{l}$$

C = Kapazität in F (Farad)
ϵ = Dielektrizitätskonstante in As Vm^{-1}
A = Fläche in m²
l = Entfernung in m

Die Metallplatten können auch als Folie ausgeführt werden und durch eine Isolierfolie voneinander elektrisch isoliert werden. Dann lassen sich die Metallfolien aufwickeln und die Bauform minimieren (Wickelkondensator).
Die Isolierfolie kann durch Auswahl ihres Materials (Dielektrizitätszahl) die Kapazität erhöhen. Die Dielektrizitätskonstante bei Vakuum ist 8,854 * 10^{-12} As Vm^{-1} (As/Vm), bei Luft nahezu dem Wert der Vakuum-Dielektrizitätskonstante .
Verschiedene Materialien zur Isolierung haben eine unterschiedliche Dielektrizitätszahl. Die Dielektrizitätskonstante berechnet sich dann bei Verwendung eines anderen Materials als Luft oder Vakuum aus:

$$\varepsilon=\varepsilon_0 * \varepsilon_r$$

ϵ_0 = elektrische Feldkonstante des Vakuums in As Vm^{-1} (As/Vm) (Amperesekunden pro Voltmeter)
ϵ_r = dielektrische Leitfähigkeit

ϵ_0 = 8,854 * 10^{-12} As Vm^{-1} (As/Vm)
Weitere Formeln zur Berechnung am Kondensator

$$E=\frac{U}{l}$$

E = elektr. Fedstärke in V/m
U = Spannung in V
l = Entfernung der "Platten" in m

$$Q=I*t$$

Q = elektr. Ladung in As
I = Strom in A
t = Zeit in s (Sekunden)

$$Q=C*U$$

C = Kapazität in F
U = Spannung in V

Die dielektrische Leitfähigkeit kann bei einigen Materialien z.B. in Abhängigkeit von der Feldstärke (Spannung am Kondensator) oder in Abhängigkeit zur Temperatur schwanken.

Bei Elektrolytkondensatoren (Elko) wird die Metallfolie (Anode) durch Elektrolyse oxidiert und dadurch wird eine extrem dünne Isolierschicht erzeugt. Als Katode dient eine weitere Metallfolie. Wegen der Elektrolyse darf ein Elko nur gepolt betrieben werden (Ausnahme: bipolare Elkos), sonst wird die Oxidschicht zerstört.
Elkos, die lange liegen, sollten vor der ersten Inbetriebnahme neu formatiert (die Oxidschicht regeneriert) werden. Über einen hochohmigen Widerstand wird die Nennspannung angelegt und nach einiger Zeit sollte der Strom durch den Widerstand auf nahezu 0A sinken.

Die Stärke und das Material der Isolierschicht bestimmt nicht nur durch den Abstand (l) der Metallfolien die Kapazität, sie bestimmt auch die Durchschlagsfestigkeit bzw. Spannungsfestigkeit.

Der ideale Kondensator hat keine induktiven Anteile und einen unendliche hohen Isolationswiderstand. Dem Ideal kommen heutige Kondensatoren sehr nahe.
Durch z.B. ganzseitige Kontaktierung der Wickel können die induktiven Anteile vernachlässigt werden. Ein Stück Draht in gleicher Länge wie der Kondensator hat nahezu die gleiche Induktivität.

Audiokabel bestehen im Regelfall aus mindestens zwei Leitungen, die in einem bestimmten Abstand durch Isoliermaterial getrennt sind. Hierbei handelt es sich quasi auch um einen Kondensator.

Parallelschaltung von Kondensatoren

$$C_{ges} = C_1 + C_2 + C_3$$

C = Kapazität in F (Farad)

Reihenschaltung von Kondensatoren

$$\frac{1}{C_{ges}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

Kapazitiver Widerstand

$$X_C = \frac{1}{2 * \pi * f * C}$$

X_C = Kapazitiver Widerstand in Ώ (Ohm)
π = Zahl Pi ≈ 3,1415927
f = Frequenz in Hz (Hertz)

Zeitkonstante T (Tau) = Zeitkonstante in s (Sekunden)

Die Zeitkonstante T bezeichnet eine Zeit, nach der ein Kondensator über einen Widerstand auf eine bestimmte Spannung aufgeladen ist.
Nach 1 T ist ein Ladezustand von ca. 63% (Spannung) erreicht. Nach 5 T ist eine Ladung von nahezu 100% (99,3%) erreicht.

Zeitkonstante RC-Schaltung

$$T = C * R$$

T = Zeitkonstante in s (Sekunden)

Nach dieser Formel kann man selber (bedingt) mit einer Gleichspannungsquelle, Multimeter und Stoppuhr die Kapazität eines Kondensators messen. Um eine ausreichende Genauigkeit zu erreichen, muss die Messzeit (mindestens mehrere Sekunden) ausreichend groß sein. Das lässt sich mit den heutigen Multimetern nur bei hochkapazitiven Kondensatoren (im Regelfall Elkos) erreichen.
Damit kann man aber schon grob überprüfen ob z.B. die Netzteilelkos ihre Nennkapazität haben.

Quelle:
http://de.wikipedia.org/wiki/Kondensator_(Elektrotechnik)

Die Spule (Induktivität)

Die Spule (Drossel / Induktivität) besteht aus einer Anzahl von Draht- bzw. Leitungswindungen, es gibt sie mit Kern und ohne Kern. Selbst ein Stück Draht hat eine Induktivität.
Die Spule sowie der Transformator / Übertrager beruhen auf den Gesetzen des Elektromagnetismus (Elektrodynamik), dieses Gebiet ist sehr komplex. Um das aufzuzeigen, führe ich hier ein paar der wichtigsten Formeln zum Elektromagnetismus auf.

Induktivität einer Spule

$$L = N^2 \frac{\mu * A}{l}$$

L = Induktivität in H (Henry)
N = Anzahl der Windungen
μ = Permeabilität des Kerns in H * m^{-1} (H/m) (Henry pro Meter)
A = Fläche in m²
l = Länge der Spule in m

$$\mu = \mu_0 * \mu_r$$

μ = Permeabilität in H * m^{-1} (H/m) (Henry pro Meter)
μ_r = relative Permeabilität (ohne Einheit)
μ_0 = Vakuumpermeabilität in H * m^{-1} (H/m) (Henry pro Meter)

μ_0 ist die Vakuumpermeabilität (Naturkonstante) und beträgt

$$\mu_0 = 4\pi * 10^{-7}$$

in Hm^{-1} (H/m) (Henry pro Meter)

Die Vakuumpermeabilität berechnet sich auch aus den Naturkonstanten "elektrische Feldkonstante" ϵ_0 = elektrische Feldkonstante des Vakuums in As Vm^{-1} und der Lichtgeschwindigkeit c in m * s^{-1} (m/s) aus:

$$\mu_0 = \frac{1}{\varepsilon_0 * c^2}$$

ϵ_0 = elektrische Feldkonstante des Vakuums in As Vm^{-1} (As/Vm) (Amperesekunden pro Voltmeter)
c = Lichtgeschwindigkeit in m * s^{-1} (m/s) (Meter pro Sekunde)

Die "relative Permeabilität μ_r" von Materialien (z.B. Kern einer Drossel) wird von den verwendeten chemischen Elementen bestimmt. Es wird dabei von 3 Gruppen ausgegangen
Diamagnetische Stoffe besitzen ein μ_r kleiner 1 (z.B. Blei und Kupfer), paramagnetische Stoffe besitzen ein μ_r größer als 1 (z.B. Luft, Aluminium und Platin) und ferromagnetische Stoffe besitzen ein μ_r viel größer als 1 (z.B. Kobalt und Eisen).

Durch Verwendung verschiedener Stoffe als Kernmaterial kann man die Induktivität einer Spule (Drossel) um viele Größeneordnungen erhöhen. Das funktioniert nur, solange der Kern nicht nahezu vollständig magnetisiert ist (Sättigung).

Weitere Formeln zum Elektromagnetismus

Elektr. Durchflutung (Θ)

$$\Theta = I * N$$

Θ = Elektrisch Durchflutung in A
I = Strom in A (Ampere)
N = Anzahl der Windungen

Magnetische Feldstärke

$$H = I * \frac{n}{l}$$

H = Magnetische Feldstärke in A/m
I = Strom in A
n = Anzahl der Windungen
l = Länge der Spule in m (Meter)

Magnetischer Fluss (Φ)

$$\Phi = B * A$$

Φ = Magnetischer Fluss in Wb (Weber)
B = Magnetische Flussdichte in T (Tesla)
A = Fläche der Spule in m²

Magnetische Flussdichte (B)

$$B = \mu * H$$

B = Magnetische Flussdichte in T (Tesla)
μ = Permeabilität
H = Magnetische Feldstärke in A * m^{-1} (A/m)

Ich hoffe, hier die Komplexität des Magnetismus aufzeigen zu können, und dass sich tiefgreifende Diskussionen über den Aufbau von Drosseln und Übertrager und deren Kernmaterialien von weniger erfahrenen Leuten erübrigen. Das überlasse ich den Herstellern von Übertrager.

In der weiteren Dokumentation werde ich, wenn sinnvoll, auf grobe Gesetzmäßigkeiten eingehen und "Faustformeln" (Erfassen von Näherungswerte) aufführen.

Reihenschaltung von Induktivitäten (Spulen)

$$L_{ges} = L_1 + l_2 + L_3$$

L = Induktivität in H (Henry)

Parallelschaltung von Induktivitäten

$$\frac{1}{L_{ges}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3}$$

Zeitkonstante T (Tau) = Zeitkonstante in s (Sekunden)
Nach 1 T ist ein Ladezustand von ca. 63% (Strom) erreicht. Nach 5 T ist eine Ladung von nahezu 100% (99,3%) erreicht.

Zeitkonstante RL-Schaltung

$$\mathrm{T} = \frac{L}{R}$$

Induktiver Widerstand

$$X_L = 2 * \pi * f * L$$

X_L = Induktiver Widerstand in Ω (Ohm)
π = Pi (3,1415927)
f = Frequenz in Hz (Hertz)
L = Induktivität in H (Henry)

Reihen-/Parallelschaltung von Widerstand und Kondensator/Spule

Reihenschaltung von Widerstand und Kondensator/Induktivität

$$Z^2 = R^2 + X^2$$

Z = Impedanz in Ω (Ohm)
R = Widerstand in Ω (Ohm)
X = Kapazitiver/induktiver Widerstand in Ω (Ohm)

$$U^2 = U_R^2 + U_X^2$$

U_R = Spannung am Widerstand
U_X = Spannung am Kondensator / Induktivität

Parallelschaltung von Widerstand und Kondensator/Induktivität

$$\frac{1}{Z^2} = \frac{1}{R^2} + \frac{1}{X^2}$$

Z = Impedanz in Ω (Ohm)
R = Widerstand in Ω (Ohm)
X = Kapazitiver/induktiver Widerstand in Ω (Ohm)

$$I^2 = I_R^2 + I_X^2$$

I_R = Strom am Widerstand
I_X = Strom am Kondensator / Induktivität

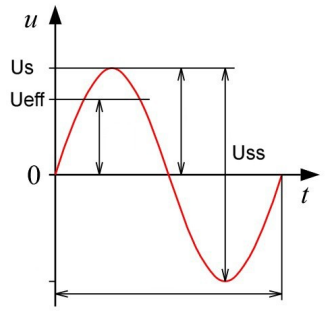
Zum Verständnis:
Legt man an eine Spule eine Spannung an, so ist im Anfangsmoment der Strom 0. Dieser steigt an und erreicht nach einer bestimmten Zeit (5 Tau) nahezu volle Stärke.

Schaltet man einen Widerstand und eine Spule (ideale Spule) in Reihe und beobachtet an einem Oszilloskop Spannungs- und Stromverlauf einer Wechselspannung an der Spule, so wird man feststellen, dass der Strom der Spannung um 90° zeitlich nacheilt (Merksatz: Bei Induktivitäten die Ströme sich verspäten).

Bei Kondensatoren verhält es sich im gleichen Maße mit den Spannungen, also schaltet man einen Widerstand und einen Kondensator (idealer Kondensator) in Reihe und beobachtet an einem Oszilloskop Spannungs- und Stromverlauf einer Wechselspannung an der Spule, so wird man feststellen, dass die Spannung dem Strom um 90° zeitlich nacheilt.

Also sind bei (idealen) Kondensatoren und Spulen Strom und Spannung um 90° phasenverschoben (Stichwort "Phasenverschiebung"). Bei Kondensatoren ist es genau gegensätzlich zu Spulen.

Der Augenblickswert der Spannung (bei Kondensatoren) bzw. Strom (bei Induktivitäten) lässt sich bei sinusförmigen Wechselspannungen berechen aus:



Setzt man jetzt die Zeit "t" in Winkelgrad (t = 360°) um, ergibt sich:

Kondensator:

$$u = u_s * \sin\alpha$$

u = Spannungsaugenblickswert in V
u_s = Spitzenwert der Wechselspannung
α = Phasenwinkel in ° (Grad)

Spule:

$$i = i_s * \sin\alpha$$

i = Stromaugenblickswert in A
i_s = Spitzenwert des Wechselstrom
α = Phasenwinkel in ° (Grad)

Aus diesem Kontext lässt sich ableiten, dass man Kapazitäten durch Induktivitäten "ausgleichen" kann. Daraus ergibt sich z.B.:

Der Schwingkreis

Der Schwingkreis ist ein Kondensator in Reihe zu einer Spule bzw. ein Kondensator parallel zu einer Spule.

Schwingkreis in Resonanz

$$fo = \frac{1}{2 * \pi \sqrt{L * C}}$$

fo = Resonanzfrequenz in Hz (Hertz)
L = Induktivität in H (Henry)
C = Kapaität in F (Farad)
π = Pi (3,1415927)

Bei der Resonanzfrequenz (f_o)ist der kapazitive Widerstand (X_C) gleich dem induktiven Widerstand (X_L)

Bei f_o ist (einzeln betrachtet) $X_L = X_C$

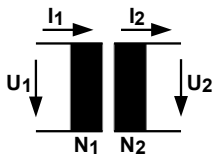
Bei einem Reihenschwingkreis (bei Resonanzfrequenz) ist der Gesammtwiderstand unendlich groß, bei einem Parallelschwingkreis (bei Resonanzfrequenz) ist der Gesammtwiderstand Null (0).

Der Übertrager

Ein (idealer) Übertrager selber hat keinen Widerstand, er „übersetzt“ bzw. „überträgt“ durch sein Übersetzungsverhältnis den Widerstand der Last (im Regelfall Lautsprecher) von der Sekundärseite auf die Primärseite.
Ein Übertrager kann natürlich nur Wechselspannungskomponenten übertragen. Bei den Widerständen sind dann die Wechselstromwiderstände gemeint.

Der Übertrager „übersetzt“ z.B. einen 8Ω-Lautsprecher auf für die Röhre optimalen 5,2kΩ. Die Bezeichnung „5,2kΩ-Übertrager“ ohne Angabe der dazugehörigen Last ist, als wenn ich die Aussage tätige „Mein Auto verbraucht 5,2 Liter Benzin“. Auf was? Auf 100km (geht man im Regelfall von aus), auf 100 Meilen oder was? Es können auch 50km oder sonst was gemeint sein.

Genauso ist es mit dem Übertrager. Erst die Angabe 5,2kΩ für 8Ω-Lautsprecher gibt das Übersetzungsverhältnis nach folgender Formel an.



$$ü^2 = \frac{Z_1}{Z_2}$$

ü = Übersetzungsverhältnis
Z = Impedanz in Ω (Ohm)

$$ü = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

U = Spannung in Volt
N = Anzahl der Windungen
I = Strom in Ampere

Ein Übertrager mit den Angaben 5,2kΩ für 8Ω-Lautsprecher hat also ein Übersetzungsverhältnis von:

$$ü^2 = \frac{Z_1}{Z_2} \qquad ü = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \qquad ü = \sqrt{\frac{5{,}2\,k\Omega}{8\Omega}} \qquad ü = \sqrt{\frac{5200\Omega}{8\Omega}} \qquad ü = 25{,}5$$

Schließe ich an einen 5,2kΩ für 8Ω-Lautsprecher einen Lautsprecher mit 4Ω an, so „übersetzt“ der Übertrager durch sein Übersetzungsverhältnis die 4Ω auf:

$$ü^2 = \frac{Z_1}{Z_2} \qquad Z_1 = ü^2 * Z_2 \qquad Z_1 = 25{,}5^2 * 4\Omega \qquad Z_1 = 2600\Omega = 2{,}6\,k\Omega$$

Das lässt sich in gewissen Grenzen zur optimalen Anpassung nutzen, üblicherweise sind Übertrager aber von z.B. den Induktivitäten usw. für die vorgegebenen Abschlussimpedanzen (Lautsprecher) optimiert.

Man kann ganz grob von der Kerngröße auf die untere Grenzfrequenz des Übertrager schließen.
Hat man z.B. einen Netztrafo (ein Netztrafo ist auch ein Übertrager, optimiert für 50Hz), der 100W überträgt, macht er das bei 50Hz Netzfrequenz (Europa). Bei 25Hz müsste er den doppelten Eisenquerschnitt (ungefähr doppelte Kerngröße) für die gleiche Leistung haben.
Das wird aber unter anderem aber auch vom verwendeten Kernmaterial, von der maximalen Aussteuerung (Kernsättigung); Induktivität usw. beeinflusst. Über den Daumen gepeilt kann man das aber grob abschätzen.
Schaltnetzteile können mit einem „Mini-Trafo“ große Leistungen übertragen, da sie mit sehr hohen Frequenzen arbeiten.

Angaben wie „Übertragungsbereich 20 – 40kHz“ sind sinnlos und treffen keine Aussage über die Qualität des Übertrager!
Bei welcher Leistung und um wie viel dB fällt der Pegel ab?
Aussagefähige Daten wären: „5,2kΩ auf 8Ω , 20 – 30kHz (-3dB) bei 10W“.

SE-Übertrager (SingleEnd) haben im Regelfall ein Luftspalt um den Kern nicht durch die Gleichstromvormagnetisierung in die Sättigung zu treiben. Zusätzlich findet man dort die Angabe wie z.B: „maximaler Ruhestrom 60mA“.

<u>Hinweis:</u>
Die magnetische Feldstärke (Magnetisierung des Kern) ist unter anderem abhängig vom fließenden Strom und Anzahl der Windungen.

$$H = I * \frac{n}{l}$$

H = magnetische Feldstärke in A/m
I = Strom in A (Ampere)
n = Anzahl der Windungen
l = Länge der Spule in m (Meter)

Hat ein Übertrager verschiedene Anzapfungen (vereinfacht nehme ich die Anzahl der Windungen) mit z.B. 1000 Wdg (Windungen) und 500 Wdg und er ist mit „maximal 60mA Ruhestrom an der 1000Wdg-Wicklung“ angegeben, so dürfen durch die 500Wdg-Wicklung der doppelte Strom (in dem Fall 120mA) fließen um das gleich magnetische Feld zu erzeugen, den Kern also genauso zu magnetisieren wie mit 60mA an der 1000Wdg-Wicklung.

Bedenke: Aus 1000 Windungen resultiert die vierfache Impedanz wie 500 Windungen!

<u>Achtung:</u>
Übertrager niemals ohne Last betreiben. Durch den fehlenden Abschluss kann auf der Primärseite eine so hohe Spannung induziert werden, dass die Lackisolierung durchschlagen kann. Der Übertrager ist dann im Regelfall defekt.

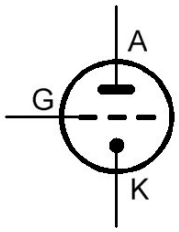
Röhren

Vorwort

Parameter (Grenzdaten) werden nicht umsonst angegeben. Die Einhaltung der Grenzdaten soll einen sicheren Betrieb über mehrere Jahre gewährleisten. In so manchen Schaltungen (selbst bei professionellen Geräten) werden die Grenzdaten überschritten. Gerne wird die maximal zulässige Anodenspannung überschritten, das kann einige Zeit gutgehen, führt aber früher oder später zu einem Ausfall der Röhre und wird dann häufig auf eine schlechte Qualität der Röhre geschoben.
Auch nicht gerade selten wird der maximal zulässige Wert für den Gitterableitwiderstand missachtet, das führt zu einem Weglaufen der Röhre aus dem Arbeitsbereich.
Ein Hit ist auch das Nichtbeachten der maximal zulässigen Spannung zwischen Heizung und Katode, das führt früher oder später zu Geräuschen. Auch hier wird dann der Fehler auf die Röhre und nicht auf ein falsches Schaltungsdesign geschoben.

Wenn ich mit Autoreifen 200km/h fahre, die nur für 150km/h zugelassen sind, brauche ich mich nicht wundern wenn sich früher oder später die Lauffläche in der Gegend verteilt.

Triode



Parameter:

G	=	Gitter
A	=	Anode
K	=	Katode
V_f	=	Heizspannung in V (Volt)
I_f	=	Heizstrom in A (Ampere)
V_{a0}	=	Anodenkaltspannung in V (maximale Spannung der Röhre in kalten Zustand), entspricht im Regelfall der „maximalen Anodenspannung bei 0A Anodenstrom“.
V_a	=	maximale Anodenspannung in V (Volt)
W_a	=	maximale Anodenverlustleistung in W (Watt)
I_K	=	maximaler Katodenstrom in A (Ampere)
μ	=	Verstärkungsfaktor der Röhre
D	=	Durchgriff
S	=	Steilheit in mA/V (Milli-Ampere pro Volt)
R_i	=	Wechselstrominnenwiderstand (weiter als „Innenwiderstand“) in Ω (Ohm)
U_{fK}	=	maximale Spannung zwischen Heizung und Katode (indirekt geheizte Röhre)
R_{fK}	=	maximaler Widerstand zwischen Heizung und Katode (indirekt geheizte Röhre)
C_{ga}	=	Kapazität zwischen Anode und Gitter
C_{gk}	=	Kapazität zwischen Gitter und Katode
C_{ak}	=	Kapazität zwischen Anode und Katode

Die Formelzeichen und Einheiten sind nicht nach SI genormt und unterscheiden sich je

nach Ursprungsland und Zeitperiode.
Ich verwende die in Deutschland gebräuchlichsten Formelzeichen und Einheiten für Röhren. An manchen Stellen werden auch die im angloamerikanischen Raum verwendeten Formelzeichen und Einheiten zusätzlich mit angegeben.

Es gibt direkt geheizte Röhren, da ist die Heizung zugleich die Katode, halbindirekt geheizte Röhren, da ist zwar die Heizwendel in einem Katodenröhrchen verbaut, Heizungswendel und Katodenröhrchen sind elektrisch miteinander verbunden.
Und es gibt indirekt geheizte Röhren, da ist die Heizwendel elektrisch isoliert in dem Katodenröhrchen verbaut. Die Dicke der Isolierung bestimmt die Spannungsfestigkeit zwischen Heizung und Katode (U_{fk}).
Es kann vorkommen, dass einige indirekt geheizte Röhren beim Einschalten kurz hell aufleuchten. Das ist vollkommen ungefährlich, kein Mangel und führt nicht zu frühzeitigem Ausfall. Es gibt genug Röhrenradios, wo einige Röhren beim Einschalten dieses Verhalten aufzeigen und klaglos seit mehr als 40 Jahren ihren Dienst versehen.
Ein bei der Produktion von Röhren Beschäftigter bemerkte mal "Da waren die Damen zu faul die Heizwendel vollständig in die Isolierpaste einzutauchen".

Die Parameter **μ**, **S** und **R_i** sind im Regelfall nicht konstant und schwanken je nach Röhre mehr oder weniger von Arbeitspunkt zu Arbeitspunkt. Bei (in meinen Augen) ordentlichen Datenblättern sind μ,S und R_i bei verschiedenen Arbeitspunkten aufgeführt.
Siehe z.B.: http://frank.pocnet.net/sheets/030/e/ECC81.pdf
Sind μ, S und/oder R_i nicht bekannt bzw. nicht für den gewünschten Arbeitspunkt aufgeführt, können diese aus dem Kennlinienfeld ermittelt bzw. berechnet werden.

In Datenblättern amerikanischer Röhren wird die Steilheit häufig Formelzeichen "gm" gekennzeichnet. Die Steilheit wird dann in "μmho" angegeben.
Dabei entsprechen 1000μmho genau 1mA/V.

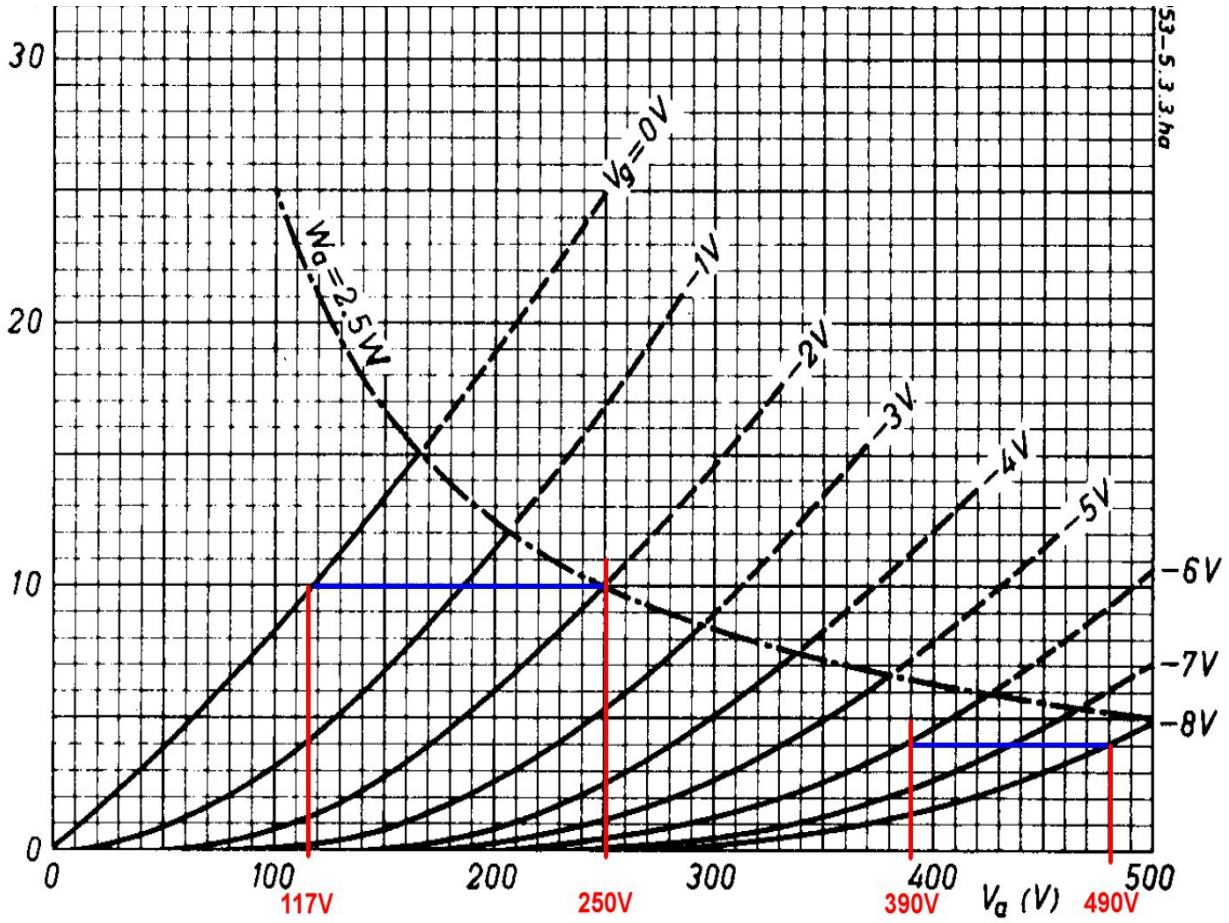
Ampere durch Volt (A/V) entspricht dem elektrischen Leitwert G (im S [Siemens]), der Leitwert entspricht 1/R.
Da die Steilheit in A/V (bzw. mA/V) angegeben wird und A/V der Kehrwert vom Widerstand R (in Ohm) ist, haben die Amerikaner einfach "Ohm" als Kehrwert (falsch herum geschrieben) für die Einheit der Steilheit genommen, raus kommt "mho". Das "μ" vorne weg bedeutet "Mikro" für 10^{-6}.
Auf meine Nachfrage bei Andreas Schwarz nach der Einheit "μmho" erhielt ich folgenden Antwort: "ja, die Amis gehen komisch mit Namen von Persönlichkeiten um: aus "Ohm" = Volt / Ampere machen sie "Mho" = Ampere / Volt. μmho ist demnach μA / Volt."

Vielen Dank an Andreas Schwarz für die Information.

Ermittlung des Verstärkungsfaktor der Triode (μ) aus dem Kennlinienfeld

Als Beispiel habe ich die im Audiobereich gerne genommene ECC81 ausgewählt.
Den Verstärkungsfaktor der Röhre habe ich an zwei verschiedenen Punkten ermittelt, einmal bei niedriger Anodenspannung (μ_1) und einmal bei hoher Anodenspannung (μ_2).

Dazu habe ich eine waagerechte Linie (blau) zwischen zwei Gitterspannungslinien (V_{g1} = 0V und V_{g2} = -2V) eingezeichnet und an den Schnittpunkten die Anodenspannung (U_{a1} = 117V und U_{a2} = 250V) abgelesen.



Daraus ergibt sich dann:

$$\mu_1 = \frac{U_{a2} - U_{a1}}{V_{g1} - V_{g2}} = \frac{250\text{V} - 117\text{V}}{0\text{V} - -2\text{V}} = 66{,}5$$

Als nächstes ermittle ich die Daten bei hoher Anodenspannung. Da habe ich die Schnittpunkte V_{g1} = -6V und V_{g2} = -8V gewählt. Daraus ergibt sich dann die Anodenspannung U_{a1} = 390V und U_{a2} = 490V.
Daraus ergibt sich dann:

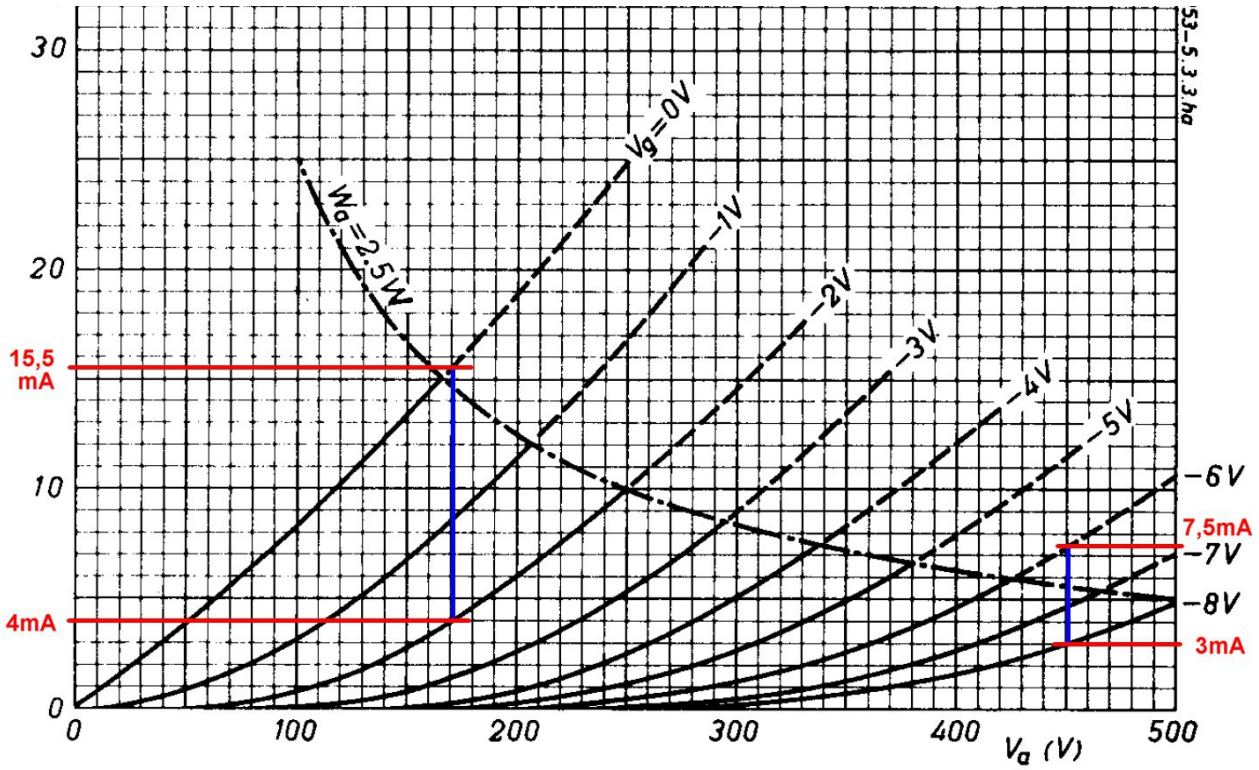
$$\mu_2 = \frac{U_{a2} - U_{a1}}{V_{g1} - V_{g2}} = \frac{490\text{V} - 390\text{V}}{-6\text{V} - -8\text{V}} = 50$$

Anhand der gewählten Arbeitspunkte ist zu sehen, dass die ECC81 bei verschiedenen Arbeitspunkten unterschiedliche Verstärkungsfaktoren hat.

Ermittlung der Steilheit (S) der Triode aus dem Kennlinienfeld

Als Beispiel habe ich wieder die ECC81 ausgewählt.
Die Steilheit der Röhre habe ich an zwei verschiedenen Punkten ermittelt, einmal bei niedriger Anodenspannung (μ_1) und einmal bei hoher Anodenspannung (μ_2).

Dazu habe ich eine senkrechte Linie (blau) zwischen zwei Gitterspannungslinien (V_{g1} = 0V und V_{g2} = -2V) eingezeichnet und an den Schnittpunkten den Anodenstrom (I_{a1} = 15,5mA und I_{a2} = 4mA) abgelesen.



Daraus ergibt sich dann:

$$S_1 = \frac{I_{a2} - I_{a1}}{V_{g1} - V_{g2}} = \frac{15{,}5\,mA - 4\text{mA}}{0\text{V} - -2\text{V}} = 5{,}75\,mA/V$$

Als nächstes ermittle ich die Daten bei hoher Anodenspannung. Da habe ich die Schnittpunkte V_{g1} = -6V und V_{g2} = -8V gewählt. Daraus ergibt sich dann der Anodenstrom I_{a1} = 7,5mA und I_{a2} = 3mA.
Daraus ergibt sich dann:

$$S_2 = \frac{I_{a2} - I_{a1}}{V_{g1} - V_{g2}} = \frac{7{,}5\,mA - 3\text{mA}}{-6\text{V} - -8\text{V}} = 2{,}25\,mA/V$$

Auch die Steilheit ist abhängig vom gewählten Arbeitspunkt.

<u>Zusammengefasst:</u>
Bei nicht linearen Röhren ergibt sich bei verschiedenen Anodenspannungen auch unterschiedlicher Verstärkungsfaktor der Röhre (μ) und unterschiedliche Steilheit (S).

Im Regelfall ist μ und S bei niedrigen Anodenspannungen größer als bei höheren Anodenspannungen.

Berechnen des Innenwiderstandes der Triode

Der Innenwiderstand (Wechselstrominnenwiderstand) der Triode berechnet sich nach der Formel:

$$R_i = \frac{\mu}{S}$$

Aus den an zwei verschiedenen Arbeitspunkten ermittelten Daten ergeben sich zwei verschiedene Innenwiderstände.
Am ersten Arbeitspunkt berechnet sich der Innenwiderstand aus:

$$R_{i1} = \frac{\mu_1}{S_1} = \frac{66{,}5}{5{,}75\,mA/V} = \frac{66{,}5}{0{,}00575\,A/V} = 11565\Omega \approx 11{,}6\,k\Omega$$

Am zweiten Arbeitspunkt berechnet sich der Innenwiderstand aus:

$$R_{i2} = \frac{\mu_2}{S_2} = \frac{50}{2{,}25\,mA/V} = \frac{50}{0{,}00225\,A/V} = 22222\Omega \approx 22{,}2\,k\Omega$$

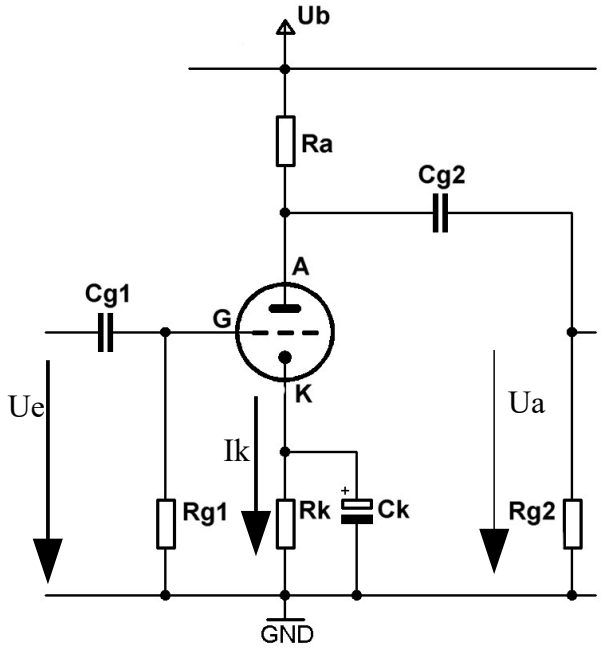
Hinweis:
Es gibt noch den Gleichstrominnenwiderstand der Röhre, der unter anderem auch die Bezeichnung „Ri“ haben kann. Dieser berechnet sich dann ganz einfach aus:

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

Da wir hier aber von Verstärkerberechnungen bzw. -planung ausgehen, ist mit „Ri“ hier immer der Wechselstrominnenwiderstand gemeint.

Katodenbasisschaltung (auch Anodenschaltung) (Triode) Berechnung bzw. Bemessung

Ich bearbeite hier nur die Standardberechnungen, Gitterstrom und so weiter wird außer acht gelassen (man sollte auch einen großen Bogen bei der Entwicklung darum machen). Bei indirekt geheizten Röhren kann man davon ausgehen dass ab -1,3V Gitterspannung Gitterstrom einsetzen kann, bei einigen Röhren mehr, bei anderen Röhren weniger (ist auch selten im Datenblatt angegeben).
Bei den Berechnungsbeispielen werde ich trotzdem zur Verdeutlichung von Röhrenunlinearitäten in dem Bereich rechnen, möglichen Gitterstrom aber nicht beachten.



$$v=\frac{U_a}{U_e}\approx S*\frac{R_i*R_a}{R_i+R_a}\approx\frac{1}{D}*\frac{R_a}{R_i+R_a}\approx\mu*\frac{R_a}{R_i+R_a}$$

v = Verstärkung der Stufe
wenn $R_a >> R_{g2}$

da für Wechselspannung $R_a \parallel R_{g2}$ (R_a parallel zu R_{g2})

$$R_{ages}=\frac{R_a*R_{g2}}{R_a+R_{g2}}$$

wenn $R_a > R_{g2}$, $R_a = R_{g2}$ oder $R_a < R_{g2}$ dann

$$v=\frac{U_a}{U_e}=S*\frac{R_i*R_{ages}}{R_i+R_{ages}}=\frac{1}{D}*\frac{R_{ages}}{R_i+R_{ages}}=\mu*\frac{R_{ages}}{R_i+R_{ages}}$$

$$R_i*S*D=1 \qquad R_i=\frac{1}{S*D} \qquad S=\frac{1}{R_i*D} \qquad D=\frac{1}{R_i*S}$$

Und da $D=\frac{1}{\mu}$ ergibt sich:

$$\frac{1}{\mu}=\frac{1}{R_i*S} \qquad \mu=R_i*S \qquad S=\frac{\mu}{R_i} \qquad R_i=\frac{\mu}{S}$$

$$R_K = \frac{U_g}{I_K}$$

$$f_u = \frac{1}{2 * \pi * C_{g1} * R_{g1}}$$

f_u = untere Grenzfrequenz (-3dB)

$$Z_a = \frac{R_a * R_i}{R_a + R_i}$$

Z_a = Ausgangsimpedanz bzw. Ausgangswiderstand

R_{g1} = Maximalwerte im Datenblatt beachten!

Rechenbeispiele anhand der ECC81 mit Ra = 33kΩ und ermittelten von μ aus dem Kennlinienfeld

Da Ri und μ an zwei verschiedenen Arbeitspunkten ermittelt wurde, folgen zwei Rechenbeispiele für diese beiden ermittelten Punkte.

μ_1 = 66,5 und R_{i1} = 11,6kΩ

$$v_1 = \mu_1 * \frac{R_a}{R_{i1} + R_a} \qquad v_1 = 66{,}5 * \frac{33\text{kΩ}}{11{,}6\,k\Omega + 33\text{kΩ}} = 66{,}5 * \frac{33\text{kΩ}}{44{,}6\,k\Omega}$$

$$v_1 = 49{,}2$$

μ_2 = 50 und R_{i2} = 22,2kΩ

$$v_2 = \mu_2 * \frac{R_a}{R_{i2} + R_a} \qquad v_2 = 50 * \frac{33\text{kΩ}}{22{,}2\,k\Omega + 33\text{kΩ}} = 50 * \frac{33\text{kΩ}}{55{,}2\,k\Omega}$$

$$v_2 = 29{,}9$$

Anhand dieser beiden Beispiele ist zu erkennen, dass die Verstärkung der Stufe vom gewählten Arbeitspunkt abhängig ist, da bei unlinearen Röhren Ri und μ abhängig vom Arbeitspunkt sind.

Bemerkung:
Es gibt nur sehr wenige Röhren, die relativ linear sind und wo Ri und μ nur wenig bis gar nicht vom gewählten Arbeitspunkt abhängig sind (z.B. ECC88 und 300B).

Eingangskapazität der Röhre

Die Eingangskapazität der Röhre (C_{eing})setzt sich zusammen aus der Kapazität zwischen Gitter und Katode plus der Kapazität zwischen Gitter und Anode.
Wobei zu beachten ist, dass bei Katodenbasisschaltungen die Gitter-Anoden-Kapazität mit der Verstärkung der Stufe multipliziert werden muss (Millerkapazität).

$C_{eing} = C_{gk} + C_{ga} * v$

Mathematischer Nachweis der Millerkapazität:

Die elektrische Ladung eines Kondensators (Q in As [Ampere * Sekunden]) berechnet sich aus:

$Q = C * U$

Q = Elektrische Ladung in As (AmpereSekunden)
C = Kapazität in F (Farad)
U = Spannung in V (Volt)

Jetzt wird das ganze nach C umgestellt:

$$C = \frac{Q}{U}$$

Da die elektrische Ladung zwischen Gitter und Anode gleich bleibt, die Anodenspannung im Bezug zum Gitter aber im Verhältnis der Verstärkung v schwankt, ändert sich auch im gleichen Verhältnis die Kapazität zwischen Gitter und Anode.

Ermitteln von Ra, Arbeitspunkt und Verstärkung v aus Kennlinienfeld (ECC81):

Es wird wieder ein Anodenwiderstand R_a = 33kΩ gewählt. Dazu wird jetzt eine Betriebsspannung (U_b) von 400V genommen und daraus die beiden Endpunkte der Arbeitsgeraden bestimmt.

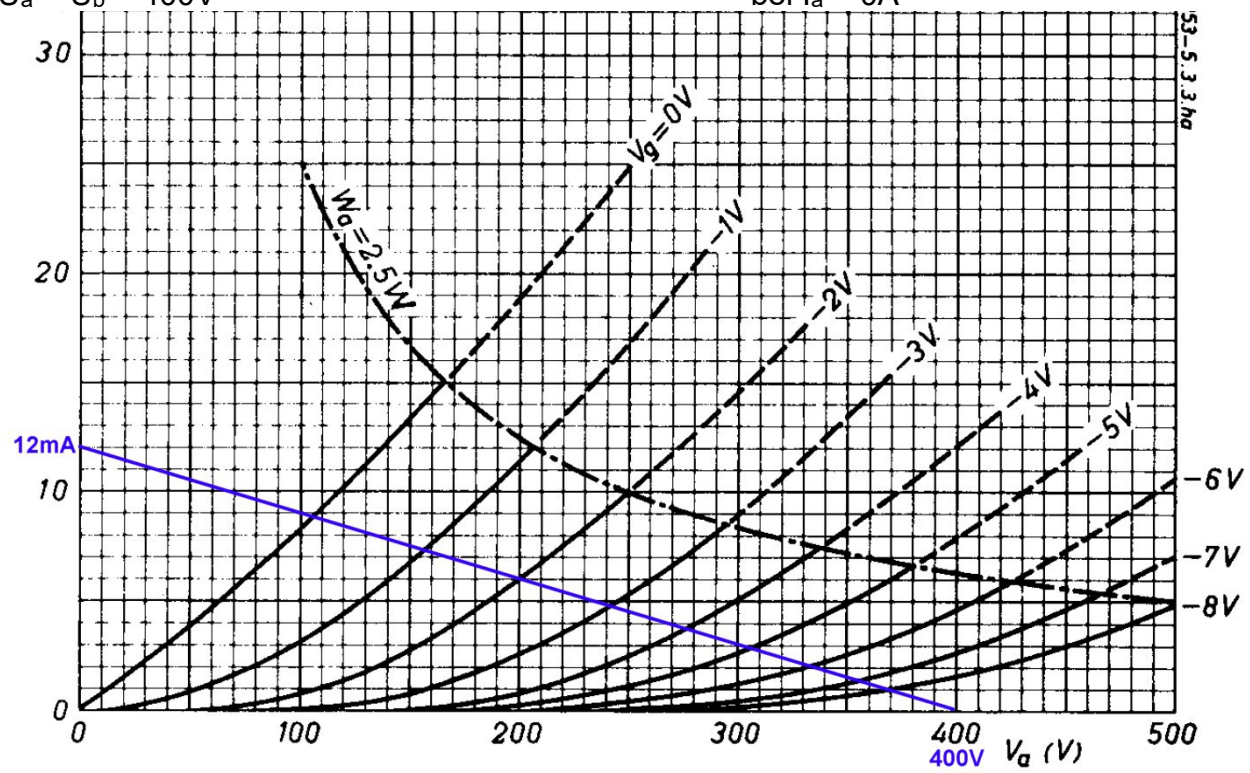
U_b = 400V, R_a = 33kΩ

Punkt 1 ist, wenn die Röhre zu 100% durchsteuert und eine theoretischen Widerstand von 0Ω hat und keine Spannung an ihr abfällt, der Strom wird nur durch den Anodenwiderstand begrenzt. Daraus ergibt sich bei U_a = 0V:

$$I_1 = \frac{U_b}{R_a} = \frac{400\text{V}}{33\text{k}\Omega} = 0{,}012\ A = 12\text{mA}$$ bei U_a = 0V

Punkt 2 ergibt sich, wenn die Röhre zu 100% sperrt und kein Strom mehr fließt, die ganze Betriebsspannung fällt an der Röhre ab, in dem Fall ist der Anodenstrom I_a = 0A:

$U_a = U_b$ = 400V bei I_a = 0A



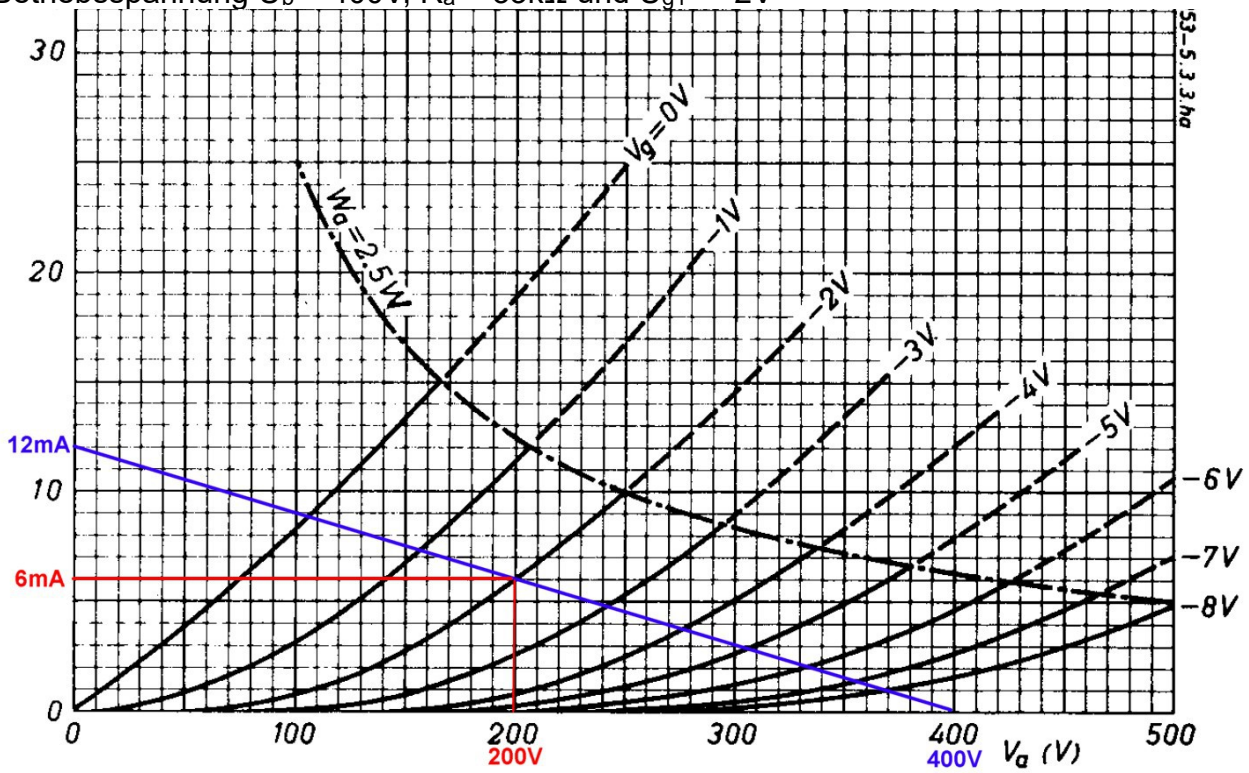
Zu sehen ist die Arbeitsgerade, die von der Anodenspannung und dem Anodenwiderstand bestimmt wird.

Jetzt kann ich mir einen Arbeitspunkt (Ruhearbeitspunkt) suchen. Ich wähle den Arbeitspunkt bei einer Gittervorspannung von U_{g1} = -2V. Ich kann genauso -3 oder -4V nehmen.

Hinweis:
In den Bereich zwischen Ug1 = 0 bis -1,3V sollte man nicht kommen, da (bei indirekt geheizten Röhren) die Gefahr von Gitterstrom besteht.
Mit Gitterstrom gibt es keine leistungslose Ansteuerung mehr und die vorherige Stufe wird ungleichmäßig belastet, was zu Verzerrungen führen kann.

Jetzt zeichne ich die Gittervorspannung ein bei folgenden Eckpunkten ein:

Betriebsspannung U_b = 400V, R_a = 33kΩ und U_{g1} = -2V



Aus dem Kennlinienfeld mit der eingezeichneten Arbeitsgerade und dem gewählten Arbeitspunkt kann ich den Katodenstrom und die Anodenspannung im Ruhearbeitspunkt ablesen. Dieser ist dann I_k = 6mA bei einer Anodenspannung von U_a = 200V.
Anhand dieser Daten kann ich den Katodenwiderstand R_k berechnen.

Bemerkung:
Durch den Spannungsabfall am Katodenwiderstand ist die Katode um 2V positiver als das Gitter, das über den Gitterableitwiderstand auf Massepotential liegt. An dem Gitter liegt also in Bezug zur Katode eine um 2V negativere Spannung an.

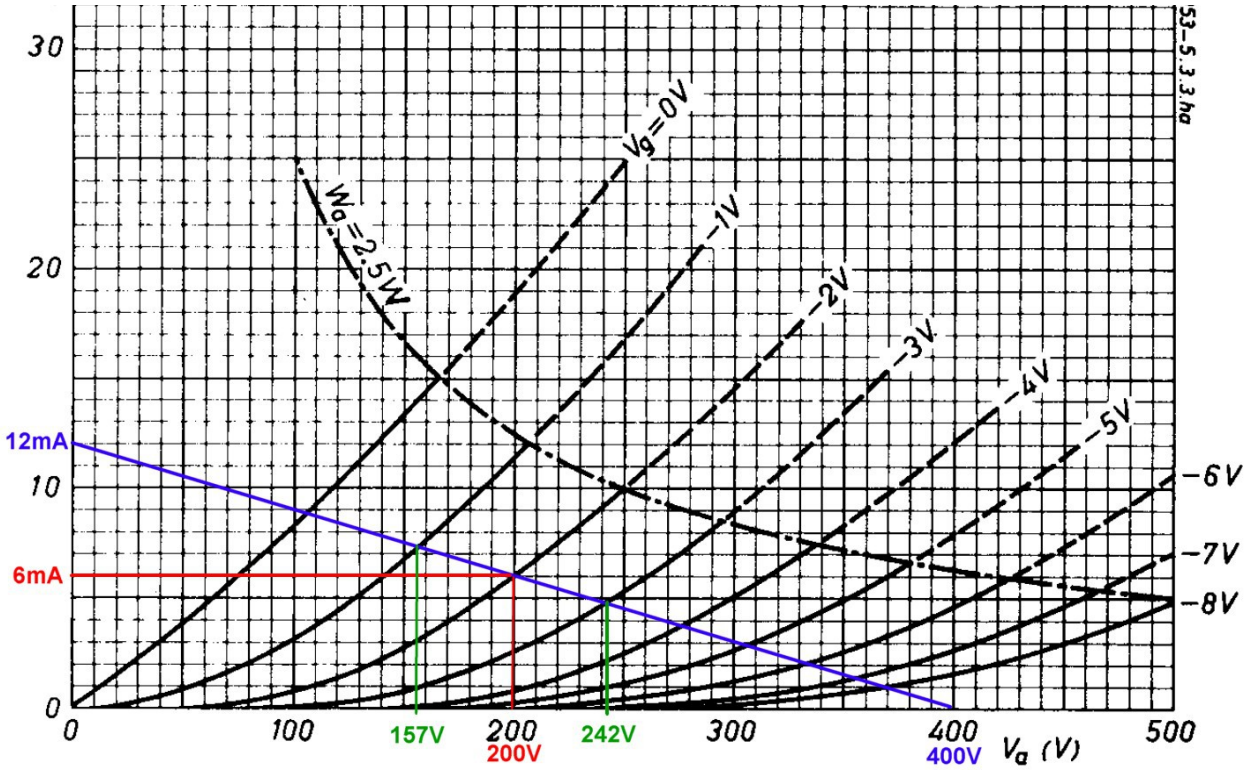
Der Katodenwiderstand R_k berechnet sich aus der gewählten negativen Gittervorspannung U_{g1} = -2V und dem Katodenstrom I_k = 0,006A:

$$R_k = \frac{U_{g1}}{I_k} = \frac{2\text{V}}{0{,}006\,A} = 333\Omega$$

Gewählt wird der nächste Widerstand aus der Normreihe mit 330Ω.

Hinweis:
Abweichungen vom berechneten Katodenwiderstand von 10% sind im Regelfall unkritisch, solange die maximale Anodenverlustleistung nicht überschritten wird.

Aus dem Kennlinienfeld mit der eingezeichneten Arbeitsgerade und dem festgelegten Arbeitspunkt kann ich jetzt grob die Verstärkung v der Verstärkerstufe ablesen.



Bei Gitterspannungsänderungen von U_{gI} = –1V bis U_{gII}-3V ergeben sich Anodenspannungsänderungen von U_{aI} = 157V bis U_{aII} = 242V.

$$v=\frac{\Delta U_a}{\Delta U_{gI}}=\frac{U_{aII}-U_{aI}}{U_{gI}-U_{gII}}=\frac{242\text{V}-157\text{V}}{-1\text{V}--3\text{V}}=\frac{85\text{V}}{2\text{V}}=42{,}5$$

Bei dem hier gewählten Arbeitspunkt ergibt sich eine Verstärkung v = 42,5.

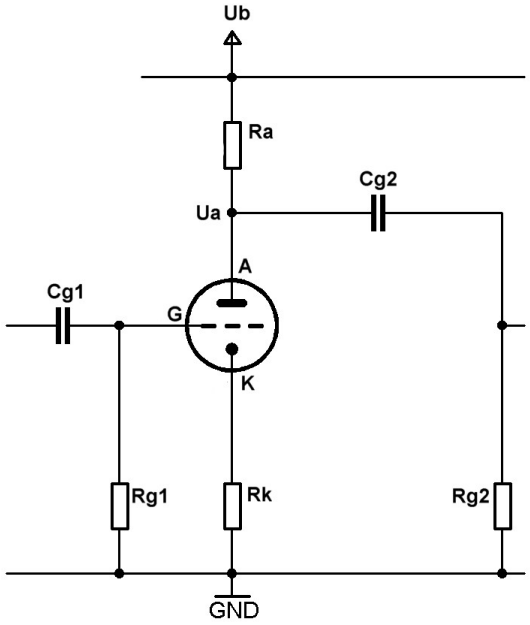
Man kann jetzt die Verstärkung im Kennlinienfeld bei verschiedenen Arbeitspunkten ermitteln und bekommt auch so eine grobe Übersicht über die Unlinearität der Röhre.

Wenn man verschiedene Arbeitsgerade einzeichnet (z.B. auch für R_a = 100kΩ), so sieht man schnell, dass mit steigenden Anodenwiderstand die Verstärkung steigt, zugleich sinkt die Unlinearität.
Die Unlinearität der Verstärkerstufe wird aber überwiegend von der Unlinearität der Röhre bestimmt.

Aus der weiter oben berechneten Verstärkung und der hier grafisch ermittelten Verstärkung kann man entnehmen, dass beide Wege zum Ziel führen.

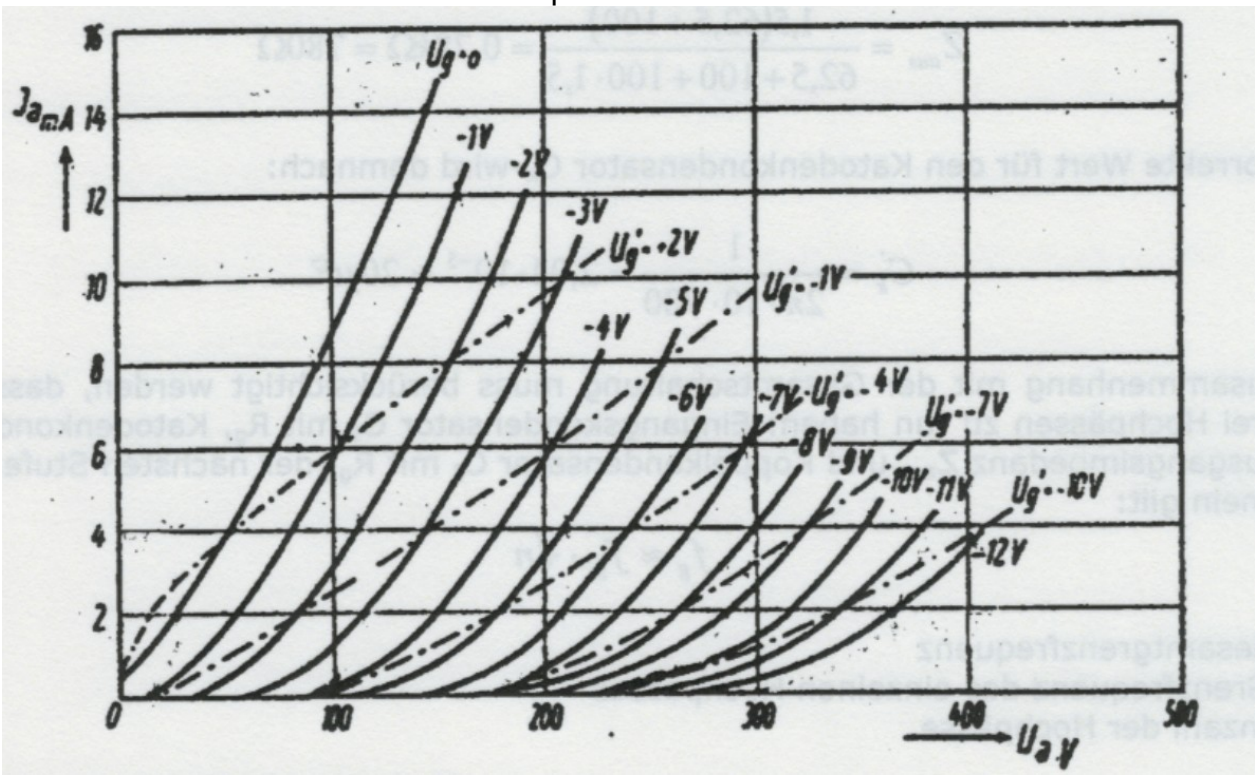
Aus den Verstärkungen bei Ug = -1V mit v = 49,2, Verstärkung bei Ug = -2V mit v = 42,5 und der Verstärkung bei Ug = -7V mit v = 29,9 kann man ableiten, dass der grafische und rechnerische Weg zur Ermittlung der Verstärkung ähnlich genaue Ergebnisse liefern.

Katodenbasisschaltung mit Stromgegenkopplung (Triode) (nicht mit Kondensator überbrückter Katodenwiderstand)



Mit der Stromgegenkopplung durch den nicht mit einem Kondensator überbrückten Katodenwiderstand R_k ergibt sich ein vollkommen neues Kennlinienfeld.

Man kann sich das anhand dieses Beispiels vorstellen



Aus: Rothe/Kleen: „Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker“

Jetzt hat man die Möglichkeit ein komplett neues Kennlinienfeld aufzunehmen oder rein mathematisch fortzufahren, was auch zum Ziel führt. Ein Taschenrechner ist vollkommen ausreichend.
Durch die Stromgegenkopplung wird der Innenwiderstand (R_i) und die Steilheit (S)

beeinflusst. Die Verstärkung der Röhre (μ) bleibt gleich.

Jetzt kann man mathematisch den neuen Innenwiderstand (R_i') und die Steilheit (S') berechnen.

$$R_i' = Ri + (\mu + 1) * R_k$$

R_i' = Innenwiderstand mit Stromgegenkopplung

Die geänderte Steilheit S' berechnet sich dann aus:

$$S' = \frac{\mu}{R_i'}$$

<u>Berechnung der Verstärkung mit Stromgegenkopplung:</u>
Die Formel zur Berechnung mit Katodenkondensator ist:

$$v = \mu * \frac{R_a}{R_a + R_i'}$$

Man kann jetzt R_i' durch R_i + (μ + 1)* R_k ersetzen.

$$v = \mu * \frac{R_a}{R_a + R_i + (\mu + 1) * R_k}$$

Das ist die Formel, nach der die Verstärkung mit Stromgegenkopplung berechnet wird.

Jetzt wieder die beiden Rechenbeispiele mit der ECC81 und einem Katodenwiderstand von Rk = 1,2kΩ und Anodenwiderstand Ra = 33kΩ.

μ_1 = 66,5 und R_{i1} = 11,6kΩ

$$v_1 = \mu_1 * \frac{R_a}{R_a + R_{i1} + (\mu + 1) * R_k} = 66{,}5 * \frac{33\text{k}\Omega}{11{,}6\,k\Omega + 33\text{k}\Omega + (66{,}5 + 1) + 1{,}2\,k\Omega} = 66{,}5 * \frac{33\text{k}\Omega}{11{,}6\,k\Omega + 33\text{k}\Omega + 81\text{k}\Omega}$$

$$v_1 = 17{,}5$$

μ_2 = 50 und R_{i2} = 22,2kΩ

$$v_2 = \mu_2 * \frac{R_a}{R_a + R_{i2} + (\mu + 1) * R_k} = 50 * \frac{33\text{k}\Omega}{22{,}2\,k\Omega + 33\text{k}\Omega + (66{,}5 + 1) * 1{,}2\,k\Omega} = 50 * \frac{33\text{k}\Omega}{22{,}2\,k\Omega + 33\text{k}\Omega + 81\text{k}\Omega}$$

$$v_2 = 12{,}1$$

Als Ergebnis sieht man, dass die Verstärkung niedriger als mit Katodenkondensator ist. Zugleich ist die Unlinearität in der Verstärkung niedriger, die Verstärkerstufe wurde mit der Stromgegenkopplung linearisiert.
Außerdem wirken sich Alterung und sonstige Änderungen der Parameter der Röhre nicht so stark aus.

Man kann die Stromgegenkopplung variieren, indem man z.B. nur einen Teil des Katodenwiderstandes mit einem Kondensator überbrückt.

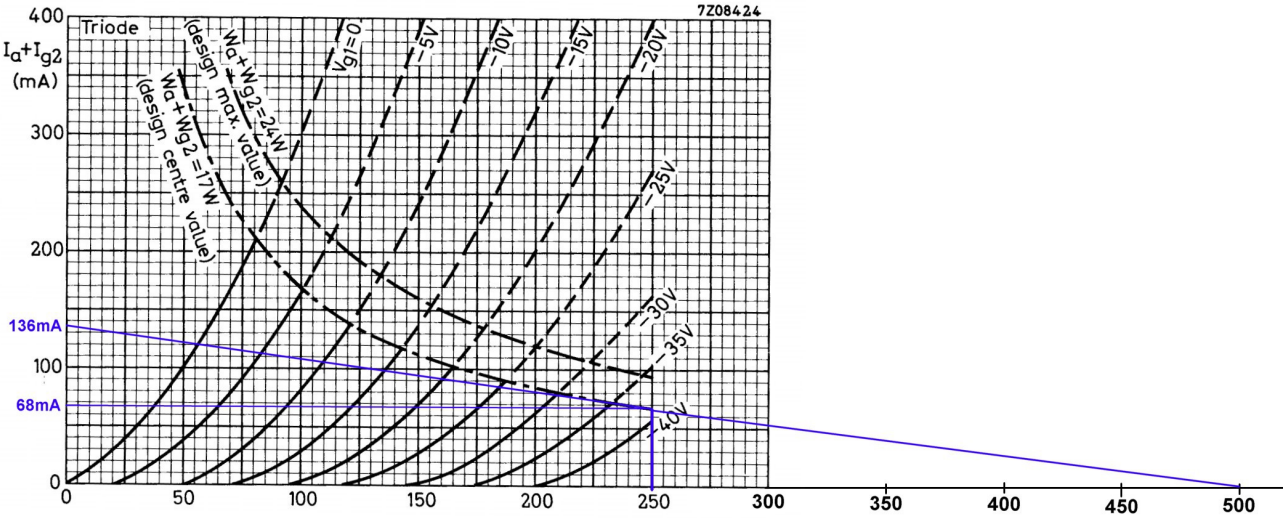
Man kann den Katodenwiderstand auch noch größer mach und damit die Verstärkung auf ein noch niedrigeres Niveau senken (falls gewünscht).

Bemessung eines Übertrager als Anodenwiderstand bei SE-Verstärker (SingleEnd)

Ich widme mich hier nur dem Übertrager als Anodenwiderstand, Drossel lässt sich daraus aber ableiten.
Der ideale Übertrager hat keine Gleichstromwiderstände und überträgt linear jede Frequenz. Bei den Bemessungen und Berechnungen werden nur die Wechselspannungsanteile beachtet. Werden Gleichspannungskomponenten (durch ohmschen Widerstand) berechnet, wird das extra erwähnt.

Durch die Gleichstromvormagnetisierung baut sich im Übertrager ein Magnetfeld auf. Bei wechselnden Strom durch den Übertrager ändert sich das Magnetfeld, der Übertrager nimmt entweder Energie auf (für das Magnetfeld) oder gibt Energie in Form einer Spannung ab.
Bei optimaler Abstimmung entspricht die vom Übertrager erzeugte Spannung genau der Spannung an der Röhre im Ruhezustand. Aus diesem Grund wird bei SE-Verstärkern die doppelte Spannung an der Röhre zur Ermittlung der Kennlinie genommen.

Als Beispiel habe ich die EL504 in Triodenschaltung (Anode mit Schirmgitter verbunden) genommen.



Ich habe das Kennlinienfeld auf 500V Anodenspannung erweitert um die Arbeitsgerade einzeichnen zu können.

Weiter oben wurde schon mal beschrieben wie man die Eckpunkte der Arbeitsgeraden ermittelt (Seite 22). Hier gehe ich einen etwas anderen Weg.
Ich möchte die maximale Leistung der Triode nutzen, also nehme ich den maximalen Wert aus dem Datenblatt (Ua = 250V) für die Anodenspannung. Zusammen mit der maximal erlaubten Anodenverlustleistung (Wa = 17W) kann ich den Strom im Arbeitspunkt berechnen nach:

$W_a = U_a * I_a$, umgestellt nach I_a $\quad I_a = \frac{W_a}{U_a}$, $\quad I_a = \frac{17\text{W}}{250\text{V}}$, $\quad I_a = 0{,}068\,A = 68\text{mA}$

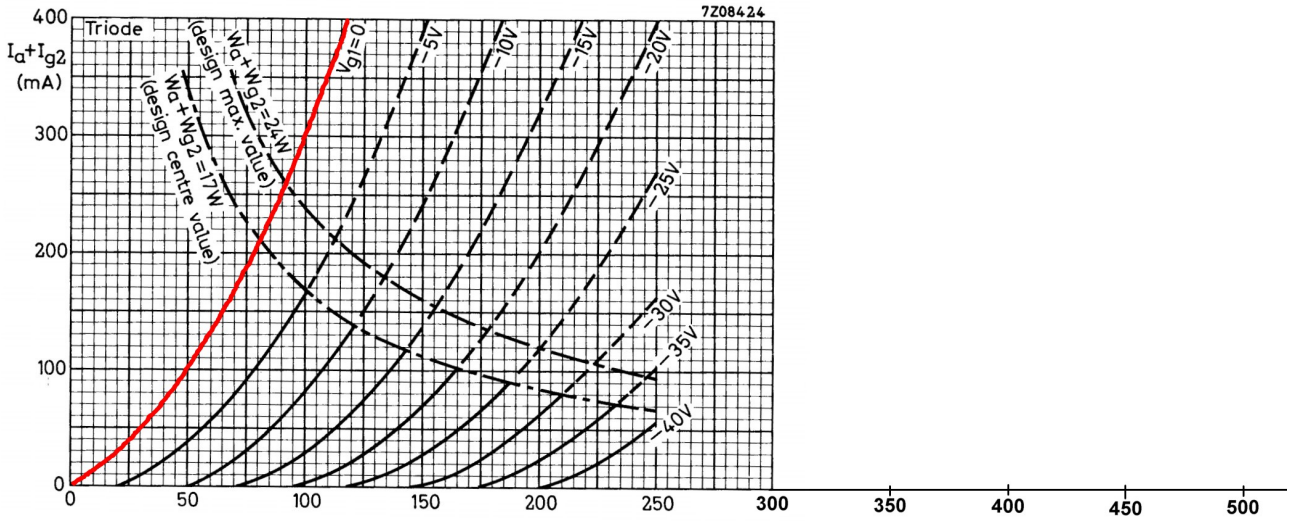
Der Anodenwiderstand R_a berechnet sich aus:

$$R_a = \frac{U_a}{I_a} = \frac{250\text{V}}{0{,}068\,A} = 3680\Omega$$

Warum habe ich diesen Weg und diese Eckpunkte gewählt?

Für Trioden gibt es irgendwelche Faustformeln (z.B. R_a = 5 *R_i der Röhre) zur Dimensionierung des Anodenwiderstandes R_a.
Ich kann nur Vermutungen anstellen aus welchen Grund die enstanden sind: Fehlende Datenblätter, keine Kennlinienfelder in den Datenblättern usw.?

Der nutzbare Bereich (ohne Gitterstrom) fängt bei der 0V-Gitterspannungslinie (rot) an.



Nehme ich jetzt die "Faustformel" mit R_a = 5 *R_i der Röhre, so komme ich auf:
(Den Ri der EL504 in Triodenschaltung habe ich mit 410Ω aus dem Kennlinienfeld ermittelt)

$$R_a = 5 * R_i$$
$$R_a = 5 * 410\Omega = 2050\Omega$$

Jetzt kann ich für die maximale Anodenverlustleistung (W_a = 17W) die Arbeitsgerade einzeichnen.
Dazu berechne ich den Strom und die Spannung bei Wa = 17W und Ra = 2050Ω, die Formeln stehen auf Seite 5.

Spannung:

$P = \frac{U^2}{R}$ umgestellt nach U ergibt $U = \sqrt{P * R}$

$$U = \sqrt{17\text{W} * 2050\Omega} \qquad U = 187\text{V}$$

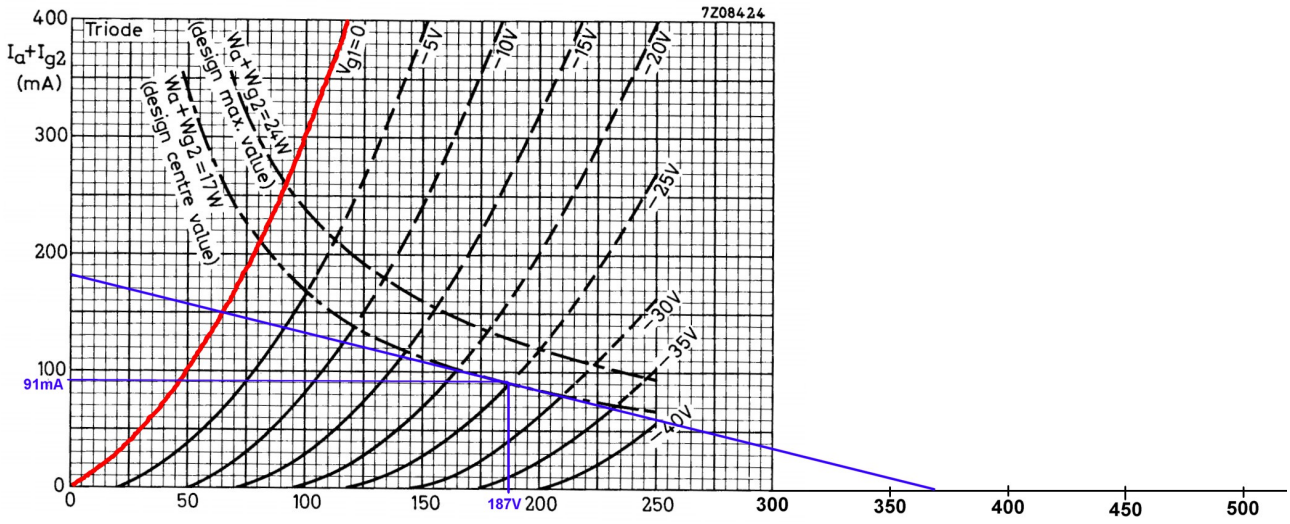
Mit der Anodenverlustleistung W_a und der Anodenspannung U_a kann ich jetzt den Strom I_a berechen.

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

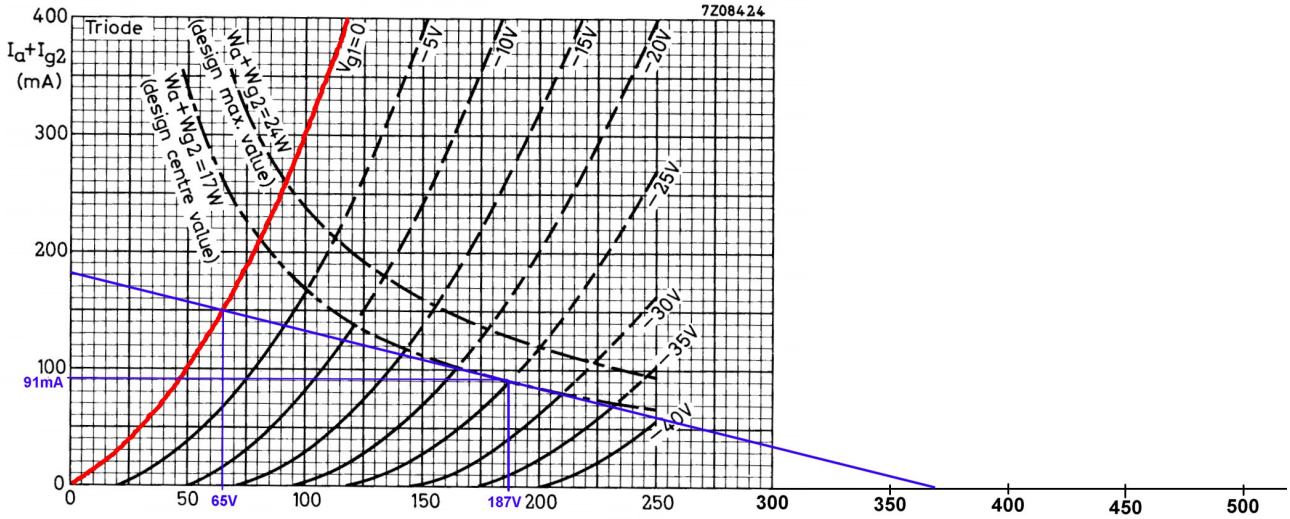
$$I = \frac{17\text{W}}{187\text{V}}$$

$$I = 0{,}091\,A = 91\text{mA}$$

Diese Daten zeichne ich in das Kennlinienfeld ein.



Der nutzbare Bereich lässt sich aus dem Kennlinienfeld mit der eingezeichneten Arbeitsgerade ermitteln.



Der nutzbare Bereich (ohne Gitterstrom) liegt zwischen der 0V-Gitterspannungslinie mit einer minimalen Anodenspannung von U_{a1} = 65V und der -35V-Gitterspannungskennline mit der Anodenspannung U_{a2} = 187V.
Die Anodenspannung schwankt zwischen dem Ruhepunkt (ohne Signal) U_{a2} = 187V und maximaler Aussteuerung U_{a1} = 65V und ergibt eine Anodenspannungsänderung Δu_a:

$$\Delta U_a = U_{a2} - U_{a1}$$

Δ = Delta | Änderung / Bereich zwischen Maximum und Minimum

$$\Delta U_a = 187\text{V} - 65\text{V}$$

$$\Delta U_a = 122\text{V}$$

Mit der Anodenspannungsänderung ΔU_a und dem Anodenwiderstand R_a kann ich die zu erwartende Ausgangsleistung P_A ermitteln.
Da es sich hier um eine Wechselspannung handelt und somit der Wert U_s (Spitzenspannung) ermittelt wurde, muss ich den Effektivwert U_{eff} berechen.

$$U_{eff} = \frac{U_s}{\sqrt{2}}$$

$$U_{eff} = \frac{122\text{V}}{\sqrt{2}}$$

$$U_{eff} = 86{,}3\ V$$

Die zu erwartende Ausgangsleistung P_A kann ich jetzt berechnen:

$$P_A = \frac{U_{eff}^2}{R_a}$$

$$P_A = \frac{(86{,}3\ V)^2}{2050\Omega}$$

$$P_A = 3{,}63\ W$$

Wiederhole ich den Vorgang mit der von mir auf Seite 27 ermittelten Arbeitsgeraden, so ergibt sich eine Ausgangsleistung P_A = 5,06W

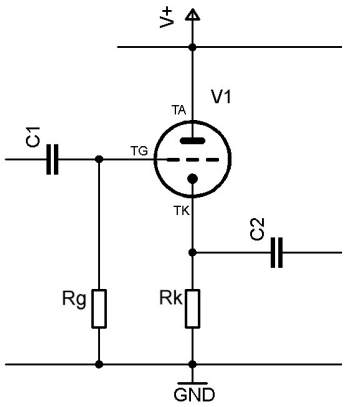
Stelle ich jetzt beide Ergebnisse gegenüber und vergleiche sie:

R_a = 5 * R_i	**R_a mit maximaler U_a**
P_A = 3,63W	P_A = 5,06W
I_a = 91mA	I_a = 68mA
$R_a \approx$ 2kΩ	$R_a \approx$ 4kΩ

- Mit dem von mir aufgezeigten Lösungsweg erhalte ich eine höhere Ausgangsleistung.
- Mit dem von mir aufgezeigten Lösungsweg habe ich einen geringeren Anodenstrom (zugleich Katodenstrom). Die Katode wird geschont und es ist eine längere Lebensdauer der Röhre zu erwarten.
- Mit dem von mir aufgezeigten Lösungsweg habe ich ein größeres Verhältnis zwischen R_a und R_i. Daraus ergibt sich bei meiner Lösung ein geringerer Ausgangswiderstand der Endstufe.

Fazit:
Mit ein bisschen mehr Arbeit zur Ermittlung des Anodenwiderstandes R_a erhalte ich nur Vorteile.
Na ja, ein kleiner Nachteil liegt schon vor. Bei der "5 * R_i-Methode" benötige ich als Ansteuerspannung für die EL504 25V U_s, bei meiner Methode brauche ich am Eingang der EL504 35V U_s zur Vollaussteuerung.

Anodenbasisschaltung (Katodenfolger) (Triode)



$$Z_a = \frac{R_i * R_k}{R_i + (\mu + 1) * R_k}$$

Z_a = Ausgangsimpedanz bzw. Ausgangswiderstand

$$Z_a \approx \frac{R_i * R_k}{R_i + \mu * R_k} \qquad Z_a \approx \frac{1}{S}$$

S = Steilheit
R_i = Innenwiderstand der Röhre
R_k = Katodenwiderstand

$$R_k = \frac{Z_a * R_i}{R_i - Z_a * (1 + \mu)} \qquad R_k \approx \frac{Z_a * R_i}{R_i - \mu * Z_a}$$

μ = Verstärkungsfaktor der Röhre

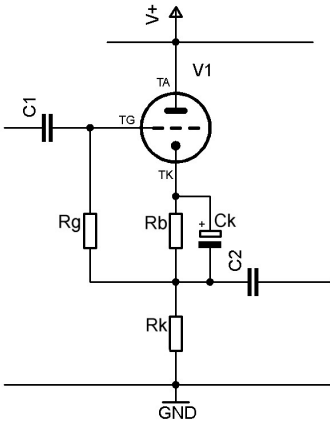
$$v = \frac{\mu * R_k}{R_i + (\mu + 1) * R_k}$$

v = Verstärkung der Stufe

$v \approx 1$ (Immer etwas unter 1).

R_g = Maximalwerte im Datenblatt beachten!

Der Eingangswiderstand wird von dem Gitterableitwiderstand R_g bestimmt.
Da es keine Änderung der Anodenspannung zur Gitterspannung gibt, entfällt der Millereffekt und somit die Miller-Kapazität.



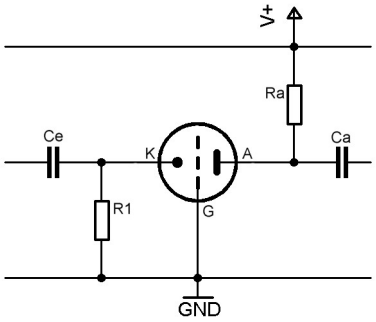
$$Z_e = R_g * \frac{1}{1 - v}$$

Z_e = Eingangswiderstand

$$R_b = \frac{U_g}{I_a} \qquad C_k = \frac{7800}{R_b}$$

Gitterbasisschaltung (Triode)

Bei der Gitterbasisschaltung ist die Katode der Eingang, das Gitterliegt auf Masse, die Anode ist der Ausgang.
Sie hat einen relativ kleinen Eingangswiderstand (wird überwiegend vom Katodenwiderstand bestimmt), eine hohe Spannungsverstärkung und keine Stromverstärkung.
Auszeichnend ist eine hohe Entkopplung von Ein- und Ausgang. Sie wird überwiegend in der HF-Technik (Eingang von Empfängern) eingesetzt.
Häufig findet man sie in Kombination mit einer Anodenschaltung, das ist dann der Kaskode-Verstärker.



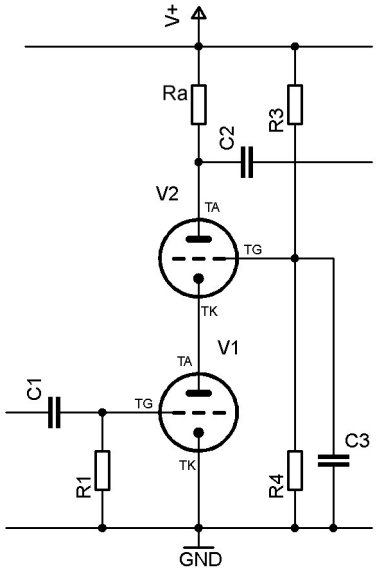
$$v = S(1+D)\frac{R_i * R_a}{R_i + R_a} \qquad v \approx S\frac{R_i * R_a}{R_i + R_a}$$

$$Z_a = S * R_a$$

v = Spannungverstärkung
S = Steilheit in A/V (mA/V)
D = Durchgriff (1/µ)
R_i = Innenwiderstand der Röhre
R_a = Anodenwiderstand
Z_a = Ausgangswiderstand

Der Kaskoden-Verstärker

Der Kaskoden-Verstärker ist eine Kombination aus Katodenbasisschaltung (Röhre V1) und Gitterbasisschaltung (Röhre V2).
Der Vorteil ist, das man ähnlicher Verstärkung einer Pentode bei einem geringeren Rauschen (kein Stromverteilungsrauschen) hat.
Der Nachteil ist, dass man zwei Röhrensysteme braucht.
Zu beachten ist, dass bei indirekt geheizten Röhren die maximale Spannung zwischen Katode von der oberen Röhre (V2) und Heizung (U_{fk}) nicht überschritten wird.



$$v = \frac{\mu_{V1} * \mu_{V2} * R_a}{\mu_{V2} * R_{iV1} + R_{iV2} + R_a} \qquad v \approx S_{V1} * R_a$$

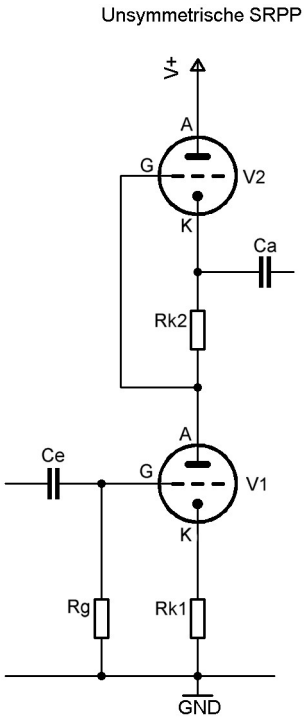
μ_{V1} = Verstärkungsfaktor Röhre V1
μ_{V2} = Verstärkungsfaktor Röhre V2
R_{iV1} = Innenwiderstand Röhre V1
R_{iV2} = Innenwiderstand Röhre V2
R_a = Anodenwiderstand
S_{V1} = Steilheit Röhre V1

R_1 = Maximalwerte im Datenblatt beachten!

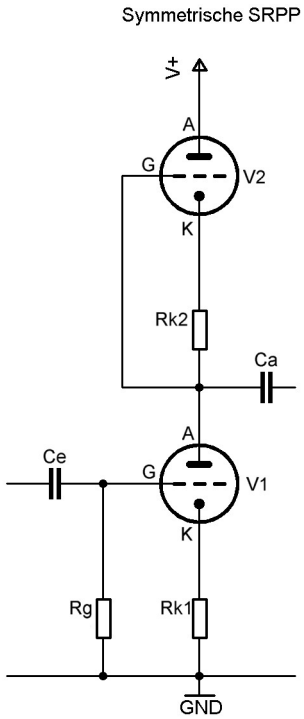
Der SRPP-Verstärker

Der SRPP-Verstärker erfreut sich in letzter Zeit immer größerer Beliebtheit.
Dabei gibt es viele Mythen um ihn wie "hohe Verstärkung" und "niedriger Innenwiderstand".
Kaum einer weiß aber wie man selbst die wichtigsten Eckpunkte berechnet, und dass eine nicht sauber abgestimmte SRPP-Schaltung bedeutend mehr Klirr erzeugt und weniger Verstärkung hat als eine klassische Katodenbasisschaltung.
Ich schneide hier nur die SRPP mit zwei gleichen Triodensystemen an.

Man unterscheidet zwei Arten der SRPP-Schaltung, die symmetrische SRPP-Schaltung und die unsymmetrische SRPP-Schaltung.



Unsymmetrische SRPP



Symmetrische SRPP

$$v=\frac{\mu}{2}$$

$$Z_a=\frac{R_i}{2}$$

$$v=\frac{\mu}{2}$$

$$Z_a=2*R_i$$

μ = Verstärkungsfaktor der Röhre (da V1 = V2 , also auch $\mu_1 = \mu_2$)
v = Verstärkung der SRPP-Stufe
R_i = Innenwiderstand der Röhre (da V1 = V2 , also auch $R_{i1} = Ri_2$)
Z_a = Ausgangswiderstand der SRPP-Stufe

Zu beachten ist, dass die Spannung (U_{fk}) zwischen Heizung und Katode der oberen Röhre (V2) nie überschritten werden darf.

Wer sich mehr in das Thema SRPP einlesen möchte, dem empfehle ich das Buch:
"Röhrenverstärker-Schaltungen, Außergewöhnliche Konzepte verstehen und umsetzen"
von Peter Dieleman, Elektorverlag, ISBN 978-3-89576-222-2

Die Tetrode/Pentode

Die Tetrode entspricht einer Triode, die um ein weiteres Gitter zwischen dem Eingangsgitter und der Anode erweitert wurde, das Schirmgitter (auch G2).

Das Schirmgitter wird im Regelfall auf ein festes Spannungspotential im Bezug zur Katode gelegt. Die Schirmgitterspannung sollte kleiner als die Anodenspannung sein, da sonst ein hoher Schirmgitterstrom fließt.

Der Katodenstrom teil sich auf in Anodenstrom und Schirmgitterstrom auf, hier entsteht das "Stromverteilungsrauschen", das man in normalen Verstärkerstufen vernachlässigen kann. In RIAA-Verstärkern und HF-Verstärkerstufen hingegen kann das Stromverteilungsrauschen zu Problemen führen.

Tetroden haben im unteren Anodenspannungsbereich einen Knick im Kennlinienverlauf. Bei der Pentode wurde gegen den Knick das Bremsgitter (auch G3) eingeführt, hier ist der Knick nahezu vollständig beseitigt. Das Bremsgitter wird im Regelfall mit der Katode verbunden, bei einigen Röhren ist das intern schon so geschaltet.

Es gibt auch andere konstruktive Maßnahmen zur Beseitigung des Knicks, siehe Strahlbündeltetroden (sind Tetroden mit einem Strahlbündelblech). Manchmal ließt man auch den Begriff "Strahlbündelpentode". Das ist aber eine Tetrode mit Strahlbündelblech zur Beseitigung des Knicks. Als typische Vertreter sind hier die "Kinkless Tetrode" KT66 bis KT88 zu nennen.

Welche Maßnahme zur Beseitigung des Knicks im Kennlinienverlauf getroffen wurde ist auch egal, hauptsache er ist beseitigt.

Durch geschickte Wahl der Arbeitsgerade kann man auch den "Knick", falls vorhanden, umgehen.

Tetroden und Pentoden zeichnen sich durch eine hohe Verstärkung und einen hohen Innenwiderstand (mehrere 10kΩ bis mehrere MΩ) aus.

Durch das Schirmgitter mit festem

Spannungspotential zwischen Eingangsgitter und Anode kann sich die Millerkapazität nicht mehr auswirken, da das Schirmgitter das Gitter und die Anode voneinander abschirmt. Das Gitter "sieht´" immer als nächste Elektrode das Schirmgitter mit fester Spannung (Ausnahme -> Schirmgittergegenkopplung bzw. Ultralinearschaltung). Tetroden und Pentoden haben wegen der fehlenden Millerkapazität im Vergleich zu Trioden eine geringe Eingangskapazität.

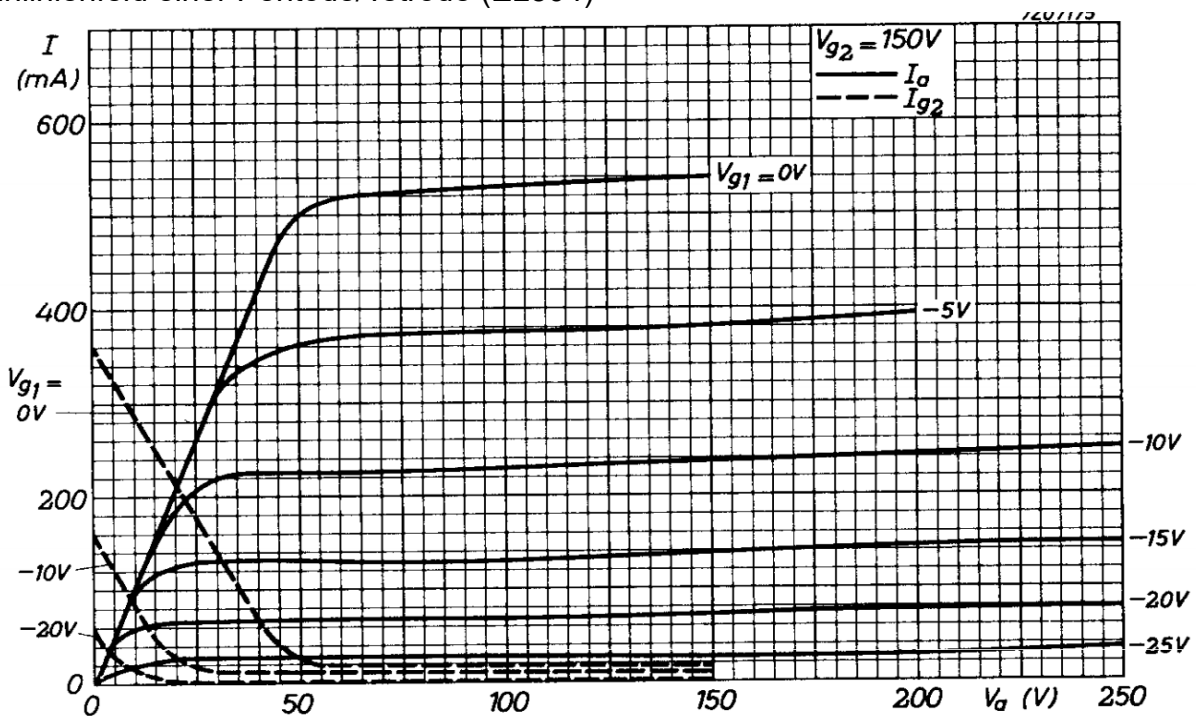
Man kann auch das Schirmgitter zu Ansteuerungszwecken "missbrauchen". Schirmgittersteuerung ist aber ein kritischer Fall, da immer Gitterstrom fließt. Da der Schirmgitterstrom nicht konstant ist, fängt man sich im Regelfall hohe Verzerrungen (Klirr) ein.

Bei Tetroden/Pentoden als Endröhren kann man einen Teil der Anodenspannung über eine Anzapfung im Übertrager zu Gegenkopplungszwecken zurückführen, hierbei spricht man von der Ultralinearschaltung. Bei einigen Datenblättern ist auch ein Kennlinienfeld mit Ultralinearbetrieb aufgeführt (z.B. http://frank.pocnet.net/sheets/084/k/KT88.pdf, Seite 8).

Verbindet man das Schirmgitter mit der Anode, hat man das Verhalten (Kennlinienverlauf) einer Triode, hierbei spricht man auch von einer Pseudotriode.

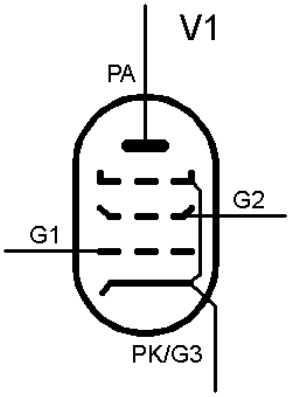
Im weiteren Verlauf werde ich vereinfacht alle Tetroden (z.B. EL504) und Pentoden (z.B. EL34) als Pentoden bezeichen, vom der Funktion sind sie im Grunde genommen identisch.

Kennlinienfeld einer Pentode/Tetrode (EL504)

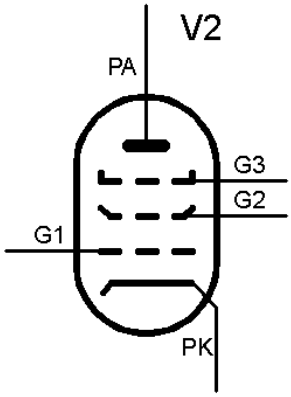


Bei diesem Kennlinienfeld ist die Schirmgitterspannung (V_{g2}) und der Schirmgitterstrom (I_{g2}) angegeben. Das erfolgt leider nicht bei allen Datenblättern.

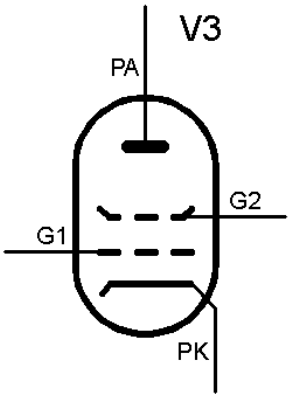
Pentode mit intern verbundenen Bremsgitter



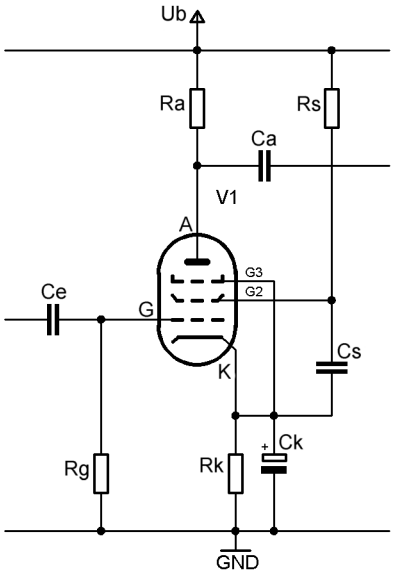
Pentode mit herausgeführten Bremsgitter



Tetrode



Katodenbasisschaltung (Pentode)



Man kann den Schirmgitterkondensator C_s auch direkt an Masse legen.

$$S_{dyn} = S * \frac{R_i}{R_i + R_a}$$

R_a = Anodenwiderstand
R_i = Innenwiderstand der Röhre
S = Steilheit
S_{dyn} = dynamische Steilheit

$$v = S_{dyn} * \frac{R_i * R_a}{R_i + R_a}$$

v = Verstärkung

Da R_a im Regelfall viel kleiner ist als R_i ($R_a << R_i$)

$$v \approx S_{dyn} * R_a$$

Und bei R_a viel kleiner als R_i ($R_a << R_i$) gilt auch $S_{dyn} \approx S$, daraus resultiert

$$v \approx S * R_a$$

Wenn der Anodenwiderstand um vieles kleiner ist als der Innenwiderstand der Pentode, kann man mit der letztgenannten Formel rechnen, da die Ungenauigkeit in den Toleranzen untergeht.
Nutzt man aber z.B. eine Konstantstromquelle als Anodenwiderstand, so kann deren Wechselstromwiderstand um einiges größer sein als der Innenwiderstand der Röhre. Hier bekommt man mit der Näherungsformel zu ungenaue Werte.

$$R_k = \frac{U_g}{I_a + I_s} \quad , \qquad R_k = \frac{U_g}{I_k}$$

I_s = Schirmgitterstrom

$$C_k = \frac{1}{2 * \pi * f_u * R_k}$$

f_u = untere Grenzfrequenz

$$R_s = \frac{(U_b - U_s)}{I_s}$$

R_s = Schirmgitterwiderstand
U_s = Schirmgitterspannung
I_s = Schirmgitterspannung
U_b = Betriebsspannung

Der Schirmgitterkondensator soll dafür sorgen, dass bei wechselndem Schirmgitterstrom (Musiksignal) immer eine konstante Spannung am Schirmgitter anliegt. Deshalb muss die Zeitkonstante von Schirmgitterwiderstand (R_s) und Schirmgitterkondensator (C_s) unterhalb der unteren Grenzfrequenz (f_u) liegen. Dazu dienen folgende Formeln:

$$Z_{Cs} \gg R_s \; bei \; f_u$$

Z_{cs} = Wechselstromwiderstand des Schirmgitterkondensators
R_s = Schirmgitterwiderstand
f_u = untere Grenzfrequenz

$$Cs = \frac{1}{2 * \pi * f_u * Z_{Cs}}$$

C_s = Schirmgitterkondensator

Man kann statt eines Schirmgitterkondensators auch eine Zehnerdiode, Stabilisatorröhre oder sonstige Schaltung zur Erzeugung einer stabilisierten Schirmgitterspannung nutzen. Um Rauschanteilen entgegen zu wirken sollte aber ein Kondensator parallel zu der Stabilisatorschaltung geschaltet werden.

R_g = Maximalwerte im Datenblatt beachten!

$$Z_a = \frac{R_a * R_i}{R_a + R_i}$$

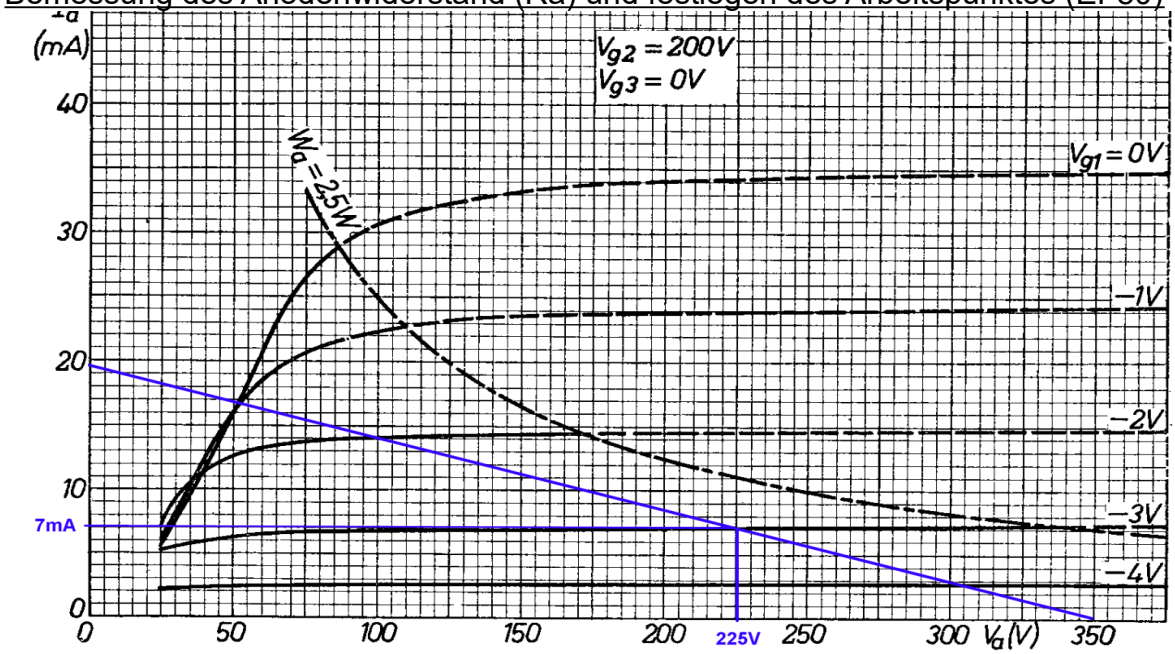
Z_a = Ausgangsimpedanz bzw. Ausgangswiderstand
R_a = Anodenwiderstand
R_i = Innenwiderstand der Röhre

Da R_a im Regelfall viel kleiner ist als R_i ($R_a << R_i$)

$$Z_a \approx R_a$$

ACHTUNG, wenn der Anodenwiderstand sehr groß wird, kann die Näherungsformel zu ungenaue Werte liefern.

<u>Bemessung des Anodenwiderstand (Ra) und festlegen des Arbeitspunktes (EF80)</u>



Als erstes habe ich grob eine Arbeitsgerade zwischen der Betriebsspannung (Ub) mit

350V und einem angenommenen maximalen Anodenstrom (Iamax) von 20mA eingetragen. Daraus ergibt sich ein Anodenwiderstand von:

$$R_a = \frac{U_b}{Iamax} \qquad R_a = \frac{350\text{V}}{0{,}02\,A} \qquad R_a = 17{,}5\,k\Omega$$

Der nächste Widerstand der E12-Reihe ist 18kΩ, also zeichne ich die Arbeitsgerade für 18kΩ ein.
HINWEIS: Der Widerstand der folgenden Stufe (z.B. Gitterableitwiderstand) liegt wechselstrommäßig parallel zum Anodenwiderstand.
Nimmt man z.B. einen Anodenwiderstand von 100kOhm und der folgende Gitterableitwiderstand hat 200kOhm, so muss dieses beachtet werden.

Dann suche ich mir einen für meine Zwecke günstigen Arbeitspunkt, wo ich im möglichst linearen Bereich bin, die benötigte Aussteuerung zu beiden Seiten zur Verfügung steht und ich möglichst nicht unter eine Gitterspannung von -1,3V komme (möglicher Gitterstrom).
Ich habe hier U_a = 225V und I_a = 7mA gewählt.
Ich wähle, wenn möglich, einen Anodenstrom, der zwischen 1/4 bis 1/2 des maximal zulässigen Anodenstrom aus dem Datenblatt liegt. Damit vermeide ich, dass die Katode bei zu hohem Anodenstrom zu schnell verschleißt, und dass die Katode durch zu geringen Katodenstrom taub wird.
Aus dem Kennlinienfeld kann ich bei dem von mir gewählten Arbeitspunkt die Gittervorspannung U_g mit -3V ablesen.
Anhand dieser Daten kann ich den Katodenkondensator zur automatischen Arbeitspunkteinstellung ausrechnen

$$R_k = \frac{U_g}{I_a + I_s} \qquad R_k = \frac{-3\text{V}}{0{,}007\,A} \qquad R_k = 429\Omega$$

Ich wähle den nächsten Wert aus der E24-Reihe mit 430Ω.

Wenn kein Schirmgitterstrom im Datenblatt angegeben ist, muss ich den selber messen. Dafür nutze ich ein Poti mit z.B. 220KΩ als Schirmgitterwiderstand und ermittele so den Widerstand bei dem sich eine Schirmgitterspannung von 200V einstellt.

Anschließend kann der Schirmgitterkondensator berechnet werden mit

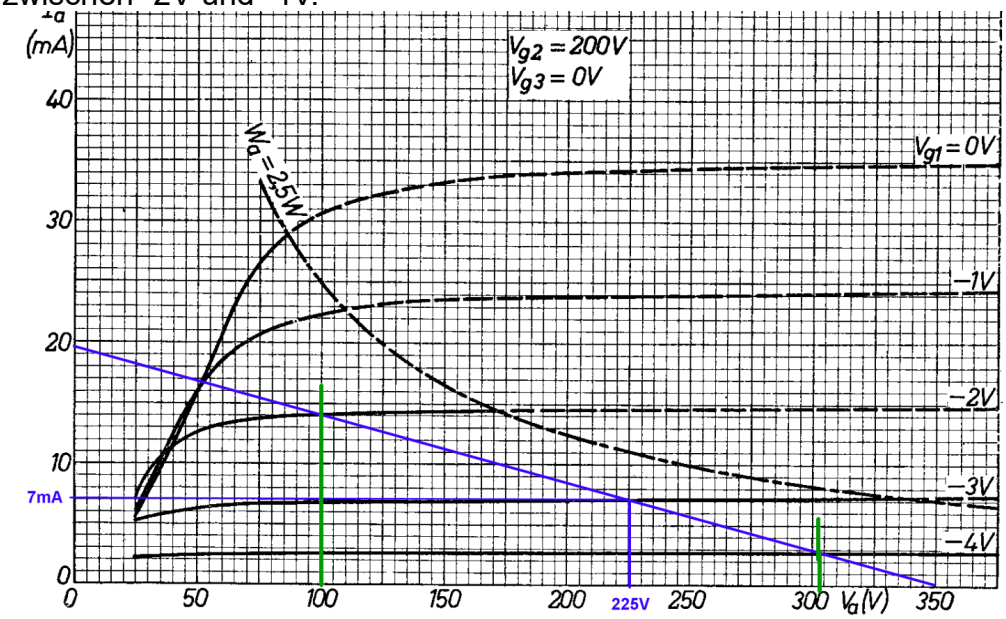
$$Z_{Cs} \gg R_s \; bei \; f_u$$

und

$$C_s = \frac{1}{2 * \pi * f_u * Z_{Cs}}$$

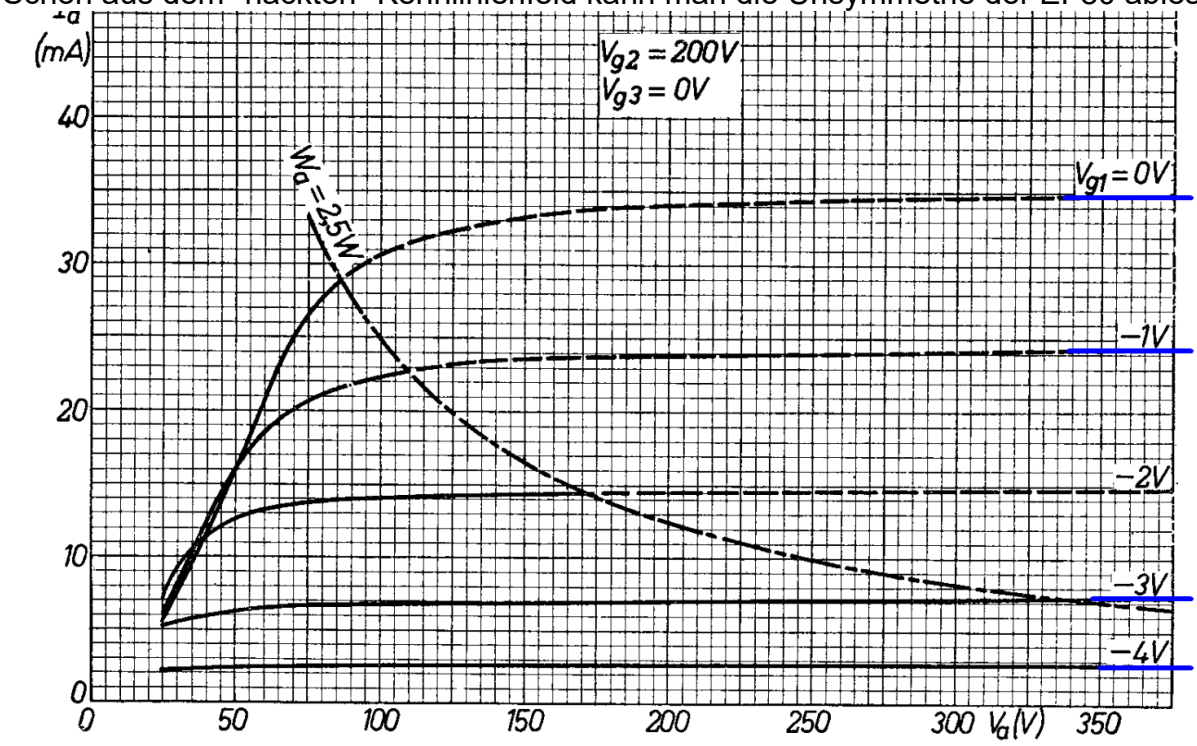
Was kann ich noch aus dem Kennlinienfeld ablesen?

Ich habe die Aussteuerung mit ±1V eingezeichnet, die Gitterspannung schwankt also zwischen -2V und -4V.



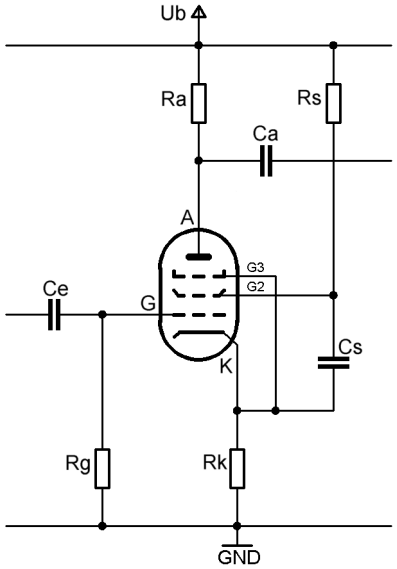
Auf den ersten Blick kann man sehen, dass die Aussteuerung nicht symmetrisch ist, also relativ viel Klirr erzeugt.
Man kann den Klirr minimieren indem man den Anodenwiderstand vergrößert, den Katodenkondensator weglässt (Stromgegenkopplung) oder mit anderen Arten der Gegenkopplung arbeitet.

Schon aus dem "nackten" Kennlinienfeld kann man die Unsymmetrie der EF80 ablesen.



Der Abstand zwischen der Gitterspannung 0 bis –1V ist bedeutend größer als der Abstand von -3V bis -4V.
Daraus kann man schon eine relativ hohe Unsymmetrie ableiten.

Katodenbasisschaltung (Pentode) mit Stromgegenkopplung



Um mathematisch fortsetzen zu können, brauche ich den Verstärkungsfaktor (μ_P) der Pentode (Spannungsverstärkung bei unendlich hohem Anodenwiderstand).
Da die Steilheit S und der Innenwiderstand R_i bekannt sind, nehme ich die Formel von der Triodenberechenung um den Verstärkungsfaktor der Pentode (μ_P) zu berechnen.

$S=\frac{\mu_P}{R_i}$ umgestellt nach μ $\mu_P=S*R_i$, $\mu_P=4200$

Jetzt kann ich den geänderten Innenwiderstand Ri' berechen nach

$R_i'=Ri+(\mu_P+1)*R_k$, $R_i'=600k\Omega+(4200+1)*430\Omega$, $R_i'=2{,}4\,M\Omega$

Mit dem Verstärkungsfaktor μ_P und dem geänderten Innenwiderstand R_i' kann ich die geänderte Steilheit S' berechnen.

$S'=\frac{\mu'}{R_i}$, $S'=\frac{4200}{2{,}4\,M\Omega}$, $S'=1{,}75\,mA/V$

Mit den angepassten Werten S' und Ri' kann ich jetzt die bei der "Pentode in Katodenbasisschaltung ohne Stromgegenkopplung" verwendete Formeln nutzen.

Es gibt auch eine vereinfachte Formel (Näherungsformel) zur Berechnung der Verstärkung mit Stromgegenkopplung.

$$v\approx\frac{S*R_a}{1+(S*R_k)}$$

v = Verstärkung
S = Verstärkung
R_a = Anodenwiderstand
R_k = Katodenwiderstand

Zur Überprüfung auf Korrektheit der Formel kann man die Verstärkung mit der Näherungsformel und mit den angepassten Werten für S und Ri berechnen, es kommen nahezu gleiche Werte raus.

Rechenbeispiel anhand der EF80

Die EF80 hat eine Steilheit S von ca. 7mA/V und einen Innenwiderstand von 600kΩ.
Meine gewählten Arbeitspunktdaten sind Ra = 18kΩ und Rk = 430Ω.

Da der Innenwiderstand der EF80 um vieles größer ist als der Anodenwiderstand, kann mit der Näherungsformel gerechnet werden.

Pentode ohne Stromgegenkopplung

$$v \approx S * R_a \qquad v \approx 0{,}007\,A * 18\text{k}\Omega$$
$$v \approx 126$$

Pentode mit Stromgegenkopplung

$$v \approx \frac{S * R_a}{1 + (S * R_k)} \qquad v \approx \frac{0{,}007\,A * 18\text{k}\Omega}{1 + (0{,}007\,A * 430\Omega)}$$
$$v \approx 31{,}42$$

Jetzt vergleiche ich die Werte bei angenommene 10% Röhrentoleranz mit S = 7,7mA/V

Pentode ohne Stromgegenkopplung

$$v \approx S * R_a \qquad v \approx 0{,}0077\,A * 18\text{k}\Omega$$
$$v \approx 138{,}6$$

Pentode mit Stromgegenkopplung

$$v \approx \frac{S * R_a}{1 + (S * R_k)} \qquad v \approx \frac{0{,}0077\,A * 18\text{k}\Omega}{1 + (0{,}0077\,A * 430\Omega)}$$
$$v \approx 32{,}15$$

Vergleichend kann man feststellen, dass bei der Pentode ohne Stromgegenkopplung 10% Änderung der Steilheit eine Änderung der Verstärkung von 10% bedeutet.
Bei der Pentode mit Stromgegenkopplung ergibt in dem Fall eine Änderung der Steilheit von 10% nur eine Änderung der Verstärkung von 2,3%.

Hier ergibt die Stromgegenkopplung eine sehr stark linearisierende Wirkung (Minimierung des Klirr). Röhrentoleranzen fallen nahezu auch nicht mehr ins Gewicht.

Wird eine Verstärkung von ca. v = 100 gewünscht, kann auch nur ein Teil des Katodenwiderstandes mit einem Kondensator überbrückt werden.
Ich teile den Katodenwiderstand in 390Ω (mit Katodenkondensator überbrückt) und 39Ω (ohne Überbrückung mit einem Katodenkondensator), macht zusammen 429Ω.

$v \approx \frac{S * R_a}{1 + (S * R_k)}$, als R_k wird jetzt zur Berechnung nur der nicht mit Kondensator überbrückte Widerstand mit 39Ω genommen. Daraus ergibt sich

$$v \approx \frac{0{,}007\,A * 18\text{k}\Omega}{1 + (0{,}007\,A * 39\Omega)}, \qquad v \approx 99$$

Fazit:
Da man die Berechnungsformeln der Triode nahezu vollständig auf die Pentode übertragen kann, sind im Grunde genommen auch die Berechnungen der Pentode in Anodenbasisschaltung (Katodenfolger) und für Gitterbasisschaltung bekannt.
Dafür lassen sich vollständig die Rechenwege der Triode nutzen.

Planung einer Trioden-SE-Endstufe (SingleEnd)

Festlegen der Eckpunkte der Endtriode

Als Triode nutze ich die EL504 in Triodenschaltung (Pseudotriodenschaltung).

In dem Kapitel "Bemessung eines Übertragers als Anodenwiderstand bei SE-Verstärker" (Seite 27) habe ich schon den in meinen Augen optimalen R_a mit 3,68kΩ berechnet.

Entweder lasse ich mir einen Übertrager mit den gewünschten Daten herstellen oder ich suche bei bekannten Quellen nach einem ähnlichen Übertrager. Es soll ein "LowCost-Projekt" werden und somit suche ich einen günstigen Übertrager aus der Massenfertigung.

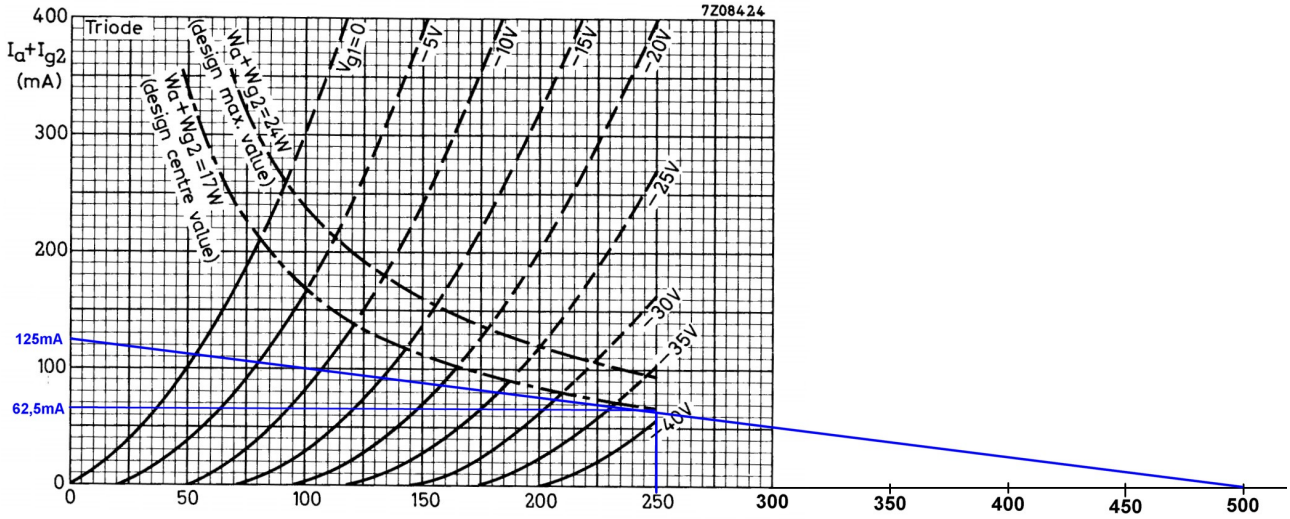
Fündig geworden bin ich bei "Frag Jan zuerst" (http://www.askjanfirst.de/dindex.htm?/atrafo.htm) mit dem Übertrager ATRA0288 für 42,84€ und bei Reinhöfer Electronic (http://www.roehrentechnik.de) mit dem "Bastelübertrager" 53.70E für 37€ (http://www.roehrentechnik.de/html/bastel-au.html). Beide Übertrager bieten einen Abgriff bei R_a = 4kΩ und 4- und 8Ω-Lautsprecheranschluss.

Die EL504 ist mit einer maximalen Anodendauerspannung von U_a = 250V spezifiziert. Somit habe ich schon mal wesentliche Eckpunkte festgelegt.
Mit R_a und U_a kann ich die Arbeitsgerade in das Kennlinienfeld eintragen und einen günstigen Arbeitspunkt festlegen.
Die beiden Endpunkte der Arbeitsgeraden ergeben sich aus dem Punkt des maximalen Anodestrom (I_{amax}) bei einer Anodenspannung von 0V und berechnet sich aus

$I_{amax} = \frac{U_{amax}}{R_a}$, da U_{amax} = 2 * U_a ist $I_{amax} = \frac{500V}{4000\Omega}$, $I_{amax} = 0{,}125\ A$

und der maximalen Anodenspitzenspannung (Uamax) bei 0A Anodenstrom (Ia) und ist U_{amax} = 2 * U_a, U_{amax} = 2 * 250V, U_{amax} = 500V.

Daraus ergibt sich folgende Arbeitsgerade im Kennlinienfeld



Den Arbeitspunkt lege ich bei U_a = 250V (Maximalwert aus Datenblatt) und I_a = 62,5mA fest.
Jetzt kann ich die benötigte Gittervorspannung für den Arbeitspunkt ablesen.
Dieser beträgt ca. -38V (U_g).
(Absolut genaue Werte sind irrelevant und beeinflussen weder die Funktion noch macht sich das in abweichenden Klirrwerten bemerkbar, ±5% sind unbedeutend).

Als nächstes kann ich den Katodenwiderstand berechnen mit

$$R_K = \frac{U_g}{I_K} \quad , \quad R_K = \frac{38\text{V}}{0{,}0625\,A} \quad , \quad R_K = 608\Omega$$

Kurz noch die Belastung des Widerstandes berechnet aus

$$P = U * I \quad , \quad P = 38\text{V} * 0{,}0625\,A \quad , \quad P = 2{,}375\,W$$

Jetzt habe ich die Möglichkeit einen Widerstand mit ca. 608Ω und einer Mindestbelastbarkeit von 2,4W (mit Sicherheitszuschlag lande ich bei 4W) zu suchen oder die benötigten Werte durch Parallel- oder Reihenschaltung zu erhalten.
Ich kann jetzt zwei Widerstände mit 1,2kΩ / 2W parallel schalten, macht 600Ω / 4W oder aber (meine engere Wahl) ich schalte 390Ω / 2W in Reihe mit 220Ω / 2W, macht 610Ω.
Über den Daumen gepeilt bleiben beide Widerstände unterhalb der 2W Maximalbelastung.
Zur Sicherheit berechne ich die Belastung am Widerstand mit der höchsten Belastung, das ist der 390Ω-Widerstand.

$$P = R * I^2 \quad , \quad P = 390 * (0{,}0625\,A)^2 \quad , \quad P = 1{,}523\,W$$

Ich bleibe also unterhalb der maximalen Belastbarkeit von 2W, der Widerstand sollte aber seine Wärme ungehindert an die Umgebung abgeben können.

Wer will, kann auch sicherheitshalber 4W-Drahtwiderstände (Zementbunker) nehmen. Duch die bifilare Wicklung haben die Drahtwiderstände eine vernachlässigbare Induktivität, die durch den parallel geschalteten Katodenkondensator sowieso irrelevant ist.

Berechnung des Katodenkondensator

$$C_k = \frac{1}{2 * \pi * f_u * R_k} \quad , \quad C_k = \frac{1}{2 * \pi * 20\text{Hz} * 610\Omega} \quad , \quad C_k = 13\mu\text{F}$$

Erhältlicher und genommener Wert C_k = 220µF

Um die benötigte Betriebsspannung berechnen zu können, brauche ich den Gleichstromwiderstand der Primärseite des Übertrager, dieser beträgt R_{Pri} = 449Ω (Reinhöfer 53.70E). Damit kann ich den Spannungsabfall am Übertrager (U_{Tr}) berechnen aus

$$U_{Tr} = R_{Pri} * I_a \quad , \quad U_{Tr} = 449\Omega * 0{,}0625\,A \quad , \quad U_{Tr} = 28\text{V}$$

Die benötigte Betriebsspannung (U_b) setzt sich aus der Anodenspannung (U_a), dem Spannungsabfall am Katodenwiderstand (R_k) und dem Spannungsabfall am Übertrager (U_{Tr}) zusammen.

$$U_b = U_a + U_{Rk} + U_{Tr} \quad , \quad U_b = 250\text{V} + 38\text{V} + 28\text{V} \quad , \quad U_b = 316\text{V}$$

Aus dem Kennlinienfeld mit den festgelegten Arbeitspunkt kann ich jetzt die benötigte Steuerspannung für Vollaussteuerung der EL504 ableiten.
Da eine negative Gittervorspannung von Ug = -38V vorgegeben ist, muss die Steuerspannung (U_{eEL504}) 38V betragen, um die Röhre (nahezu) ohne Gitterstrom voll durchzusteuern. Ich rechne vereinfacht mit 40V weiter.

Festlegen der Eckpunkte und Bauteile der Vorstufe

Um die Vorstufe bemessen bzw. berechnen zu können, muss ich festlegen, wie hoch die Eingangsspannung (U_e) des Verstärkers ist. Ich gehe von einem gebräuchlichen Wert von U_{eff} = 0,5V aus, das entspricht U_s = 0,707V. Ich rechne jetzt vereinfacht mit U_e = 0,7V.

Die benötigte Verstärkung der Vorstufe beträgt

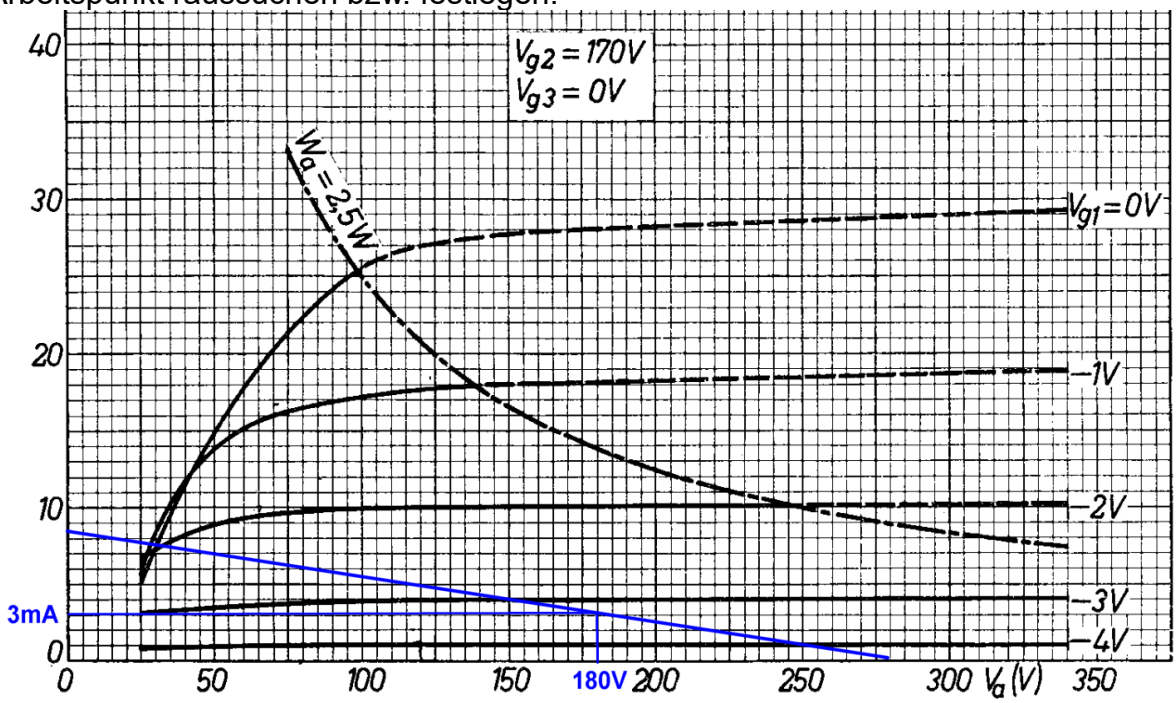
$$v=\frac{U_{eEL504}}{U_e} \quad , \qquad v=\frac{40\text{V}}{0{,}7\,V} \quad , \qquad v=57{,}1$$

Jetzt kann ich eine Triode mit hoher Verstärkung (z.B. ECC83) einsetzen oder auf eine Pentode zurückgreifen. Ich wähle die günstige "Schüttgut-Pentode" EF80.

Mit der EF80 in Pentodenschaltung habe ich eine hohe Verstärkung (v = 126 mit R_a = 18kΩ) und habe die Wahl durch eine lokale Stromgegenkopplung die Verstärkung auf die benötigte v = 57 zu drücken und somit auch die Unlinearität der EF80 zu minimieren oder eine über-alles-Gegenkopplung einzusetzen.

Als erstes lege ich die Eckpunkte wie die Betriebsspannung (U_{bV}) für die Vorstufe fest. Sie kann maximal 316V (Betriebsspannung der Endröhre) betragen.
Ich wähle eine niedrigere Spannung als die Betriebsspannung der Endröhre um mit einem weiteren RC-Glied vorhandene Brummanteile in der Betriebsspannung für die empfindliche Vorstufe weiter absenken zu können.
Ich wähle U_{bV} = 280V.
Als nächstes ist der Anodenwiderstand an der Reihe.
Vom Anodenwiderstand ist die Verstärkung abhängig, je größer der Anodenwiderstand, umso größer ist die Verstärkung, zugleich sinkt die Unlinearität der Vorstufe (weniger Klirr). Nachteilig ist, dass der Innenwiderstand der Vorstufe überwiegend vom Anodenwiderstand bestimmt wird, da die EF80 ohne Stromgegenkopplung schon einen R_i = 600kΩ hat.
Über den Daumen gepeilt lege ich mich auf R_a = 33kΩ fest.

Mit diesen Daten kann ich eine Arbeitgerade in das Kennlinienfeld eintragen und einen Arbeitspunkt raussuchen bzw. festlegen.



Ich habe jetzt folgende Eckpunkt. Betriebsspannung U_{bV} = 280V, Anodenspannung U_a = 180V, Schirmgitterspannung U_s = 170V, Gittervorspannung U_g = -3,3V, Anodenstrom I_a = 3mA, Schirmgitterstrom (aus Datenblatt) ca. I_s = 2mA, Katodenstrom (I_a + I_s) I_k = 5mA.

Mit diesen Eckpunkten kann ich jetzt den Katodenwiderstand, Schirmgitterwiderstand und Schirmgitterkondensator ausrechnen.

Katodenwiderstand (R_k)

$$R_k = \frac{U_g}{I_a + I_s} \quad , \quad R_k = \frac{3{,}3\,V}{0{,}003\,A + 0{,}002\,A} \quad , \quad R_k = 660\Omega$$

Erhältlicher und genommener Wert R_k = 670Ω

Schirmgitterwiderstand (R_s)

$$R_s = \frac{(U_b - U_s)}{I_s} \quad , \quad R_s = \frac{280\text{V} - 170\text{V}}{0{,}002\,A} \quad , \quad R_s = 55\text{k}\Omega$$

Erhältlicher und genommener Wert R_s = 56kΩ
Da die Angaben im Datenblatt zum Schirmgitterstrom recht dürftig sind, muss dieser in der Schaltung im Betrieb überprüft (gemessen) werden, ggf. ist der Schirmgitterwiderstand anzupassen.

Schirmgitterkondensator (C_s)

$Z_{Cs} \gg R_s \, bei \, f_u$, die untere Grenzfrequenz (f_u) lege ich mit 20Hz und die Impedanz (Z_{Cs}) des Kondensators mit 5kΩ fest.

$$C_s = \frac{1}{2*\pi*f_u*Z_{Cs}} \quad , \quad C_s = \frac{1}{2*\pi*20\text{Hz}*5000\Omega} \quad , \quad C_s = 1{,}59\,\mu F$$

Erhältlicher und genommener Wert C_s = 4,7µF (größerer Wert schadet nicht)

Jetzt kann ich auch die Verstärkung der Vorstufe mit der EF80 ausrechnen.

$$v \approx S*R_a \quad , \quad v \approx 7\,\frac{mA}{V}*33\text{k}\Omega \quad , \quad v \approx 0{,}007\,\frac{A}{V}*33000\Omega \quad , \quad v \approx 231$$

Mit einer Verstärkung von v = 231 ist das ein bisschen viel. Also muss ein Teil des Katodenwiderstandes R_k zur Stromgegenkopplung herhalten.
R_k setzt sich dann zusammen aus R_{kC} (Katodenwiderstand mit Kondensator überbrückt) und R_k' (nicht überbrückter Katodenwiderstand)

$$R_k' = R_k - R_{kC}$$

Man kann jetzt den Widerstand Rk' ausrechnen mit

$$v = \frac{S*R_a}{1 + (S*R_k')}$$, umgestellt nach R_k '

$$v = \frac{S*R_a}{1 + (S*R_k')} \qquad | * (1 + (S * R_k')$$

$$v + v*(S*R_k') = S*R_a \qquad | - v$$

$$v*S*R_k' = (S*R_a) - v \qquad | : (v * S)$$

$$R_k' = \frac{(S*R_a) - v}{v*S}$$

Jetzt habe ich die Formel um R_k' auszurechnen

$$R_k' = \frac{(S * R_a) - v}{v * S} \quad , \quad R_k' = \frac{(7\text{mA}/V * 33\text{k}\Omega) - 57}{57 * 7\text{mA}/V} \quad , \quad R_k' = \frac{(0{,}007\,A/V * 33000\Omega) - 57}{57 * 0{,}007\,A/V}$$

$$R_k' = 436\Omega$$

Erhältlicher und genommener Wert R_k' = 430Ω

Und da $R_k' = R_k - R_{kC}$, ist $R_{kC} = R_k - R_k'$

$$R_{kC} = 670\Omega - 430\Omega' \quad , \quad R_{kC} = 240\Omega'$$

Jetzt fehlt noch der Katodenkondensator C_k, dieser wird berechnet nach

$$C_k = \frac{1}{2 * \pi * f_u * R_k} \quad , \quad C_k = \frac{1}{2 * \pi * 20\text{Hz} * 240\Omega} \quad , \quad C_k = 0{,}0002\,F \quad , \quad C_k = 200\mu\text{F}$$

Erhältlicher und genommener Wert C_k = 220µF

Eine Kleinigkeit fehlt noch, der Vorwiderstand (R_V) für die Betriebsspannung der Vorstufe. An diesem muss die Spannung zwischen der Betriebsspannung für die Endröhre (U_b) und die Betriebsspannung für die Vorstufe (U_{bV}) abfallen.

$$U_{RV} = U_b - U_{bV} \quad , \quad U_{RV} = 316\text{V} - 280\text{V} \quad , \quad U_{RV} = 36\text{V}$$

Da durch ihn der Katodenstrom der EF80 (I_k = 5mA) fließt, kommt das Ohmsche Gesetz zur Anwendung mit

$$R_V = \frac{U_{RV}}{I_k} \quad , \quad R_V = \frac{36\text{V}}{0{,}005\,A} \quad , \quad R_V = 7200\Omega$$

Erhältlicher und genommener Wert R_V = 6,8kΩ

Kurz noch die Belastung ausgerechnet mit

$$P_{RV} = U_{RV} * I_k \quad , \quad P_{RV} = 36\text{V} * 0{,}005\,A \quad , \quad P_{RV} = 0{,}18\,W$$

Erhältlicher und genommener Wert R_V = 6,8kΩ / 0,25W (1/4W). Auf eine ausreichende Wärmeabfuhr ist zu achten.

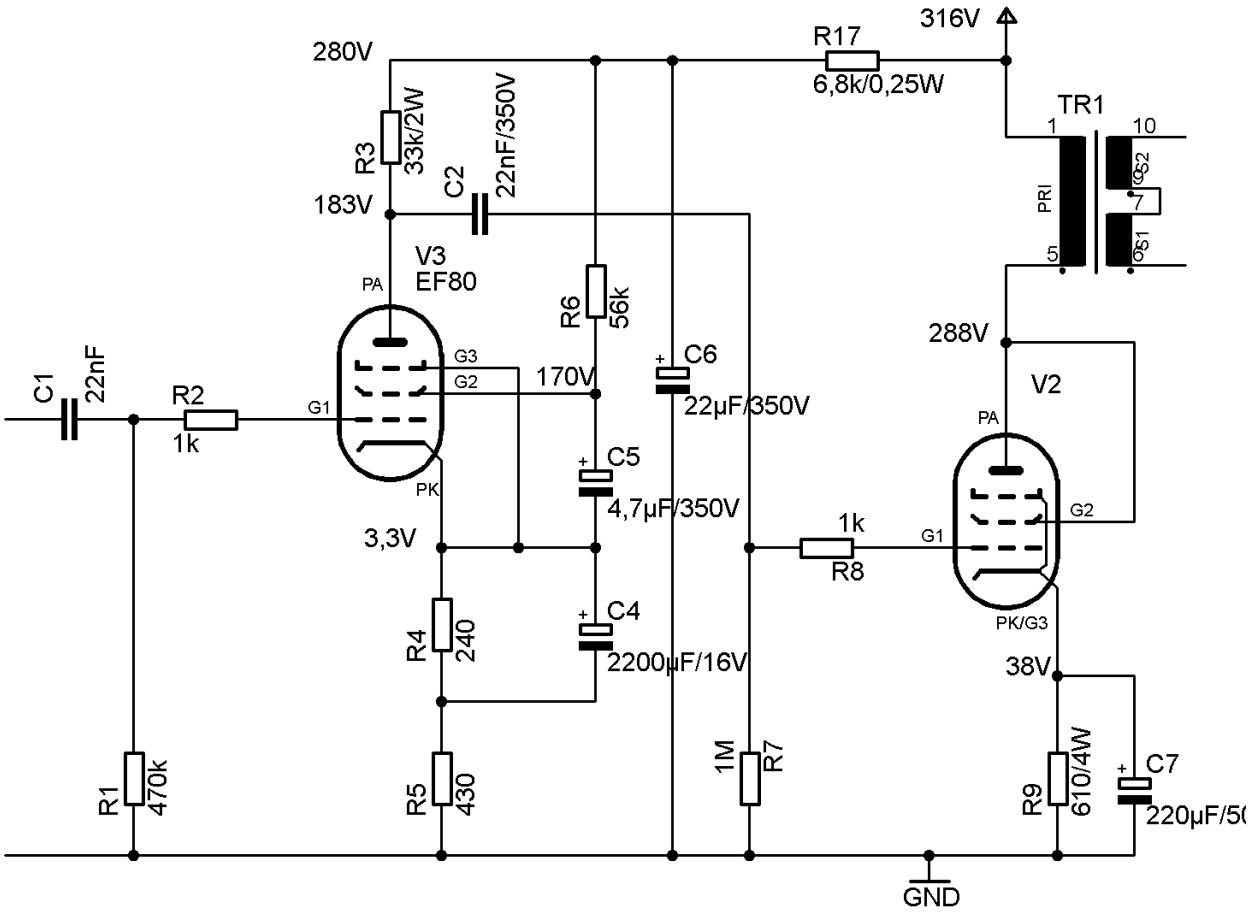
Ein zusätzlicher Vorteil ist, dass bei Fehlern in der Vorstufe der Vorwiderstand R_V durchbrennt, er dient also gleichzeitig als Schutzwiderstand.

Dazu kommt noch ein Kondensator (C_V) um die Spannung für die Vorstufe zu stabilisieren. Um die Spannung möglichst konstant zu halten, sollte die Impedanz des Kondensators ca. 1% des Gleichstromwiderstandes der Vorstufe haben. Das berechnet sich nach folgender Formel

$$C_V = \frac{100 * I_a}{2 * \pi * f_u * U_{bV}} \quad , \quad C_V = \frac{100 * 0{,}005\,A}{2 * \pi * 20\text{Hz} * 280\text{V}} \quad , \quad C_V = 14{,}2\,\mu F$$

Erhältlicher und genommener Wert C_V = 22µF (größer schadet hier nicht)

Jetzt auf zum Schaltplan



Die Koppelkondensatoren C1 und C2 wurden nach folgender Formel berechnet

$C=\frac{1}{2*\pi*f_u*R}$, für C1 $C1=\frac{1}{2*\pi*f_u*R1}$, für C2 $C2=\frac{1}{2*\pi*f_u*R7}$

Bei den errechneten Werten ist bei der unteren Grenzfrequenz der -3dB-Punkt erreicht. Hier ist die Impedanz (Wechselstromwiderstand) des Kondensators gleich groß dem Gitterableitwiderstand (größer schadet nicht).

Die 1kΩ-Widerstände (R2 und R8) sind UKW-Schwingschutzwiderstände. In Verbindung mit der Gitterkapazität bilden sie einen Tiefpass und sollen ein Hochfrequenzschwingen vermeiden. Dieser Widerstand sollte so dicht wie möglich am Gitter angebracht werden.

Alle Kondensatoren sind von der Spannungsfestigkeit so bemessen, dass im Einschaltmoment (kalte Röhre, noch nicht leitend) und im Betrieb niemals die Grenzwerte überschritten werden.

ACHTUNG. Die Schaltung ist nur berechnet. Ich habe sie nicht aufgebaut und erprobt. Sie soll nur als Beispiel dienen, wie man eine kleine SE-Endstufe planen und durchrechnen kann.

Alle angegeben Spannungswerte sind auf Masse bezogen und können um 10% abweichen. Das ist vollkommen unproblematisch und innerhalb der Toleranzen.

Eines fehlt noch, das Netzteil.

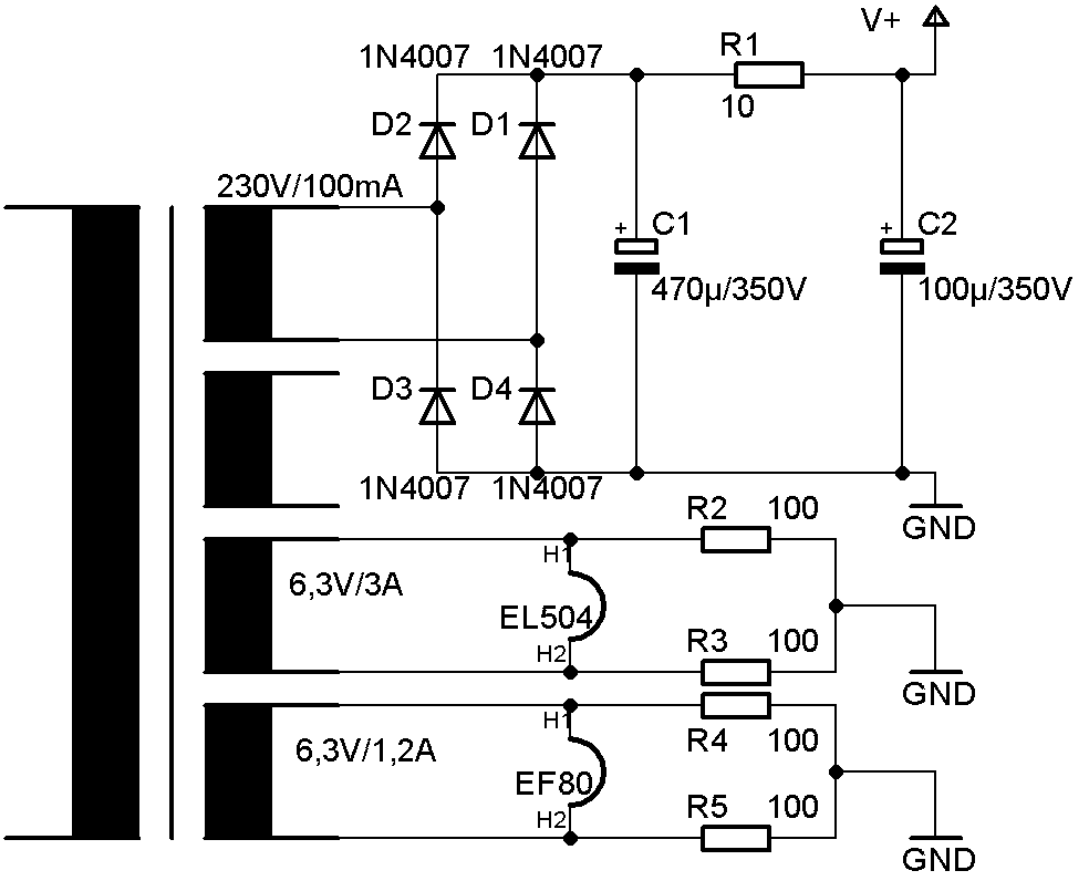
Netzteil

Das Netzteil stellt die Betriebsspannung und die Heizspannung bereit.
Einen Verstärker niemals direkt ohne Netztrafo an 230V betreiben!

Man hat jetzt die Möglichkeit einen passenden Netztrafo wickeln zu lassen.
Da es aber ein LowCost-Projekt werden soll, suche ich einen passenden Trafo als Massenware.
Dazu muss ich die Grenzparameter festlegen.
Betriebsspannung U_b = 316V mit $I_a = I_k$ = 62,5mA für die EL504 und I_k = 5mA für die EF80.
Zusammengerechnet mindestens 316V Gleichspannung mit 67,5mA.
Auf Wechselspannung umgerechnet muss der Trafo mindestens 223V/95mA liefern (pro Kanal).
Dazu noch 6,3V für die Heizung der Röhren mit 1,38A pro EL504 und 0,3A pro EF80.
Fündig geworden bin ich wieder bei "Frag Jan zuerst" mit dem Trafo TRA0201 (http://www.askjanfirst.de/dindex.htm?/trafo.htm).
Dieser liefert 2 * 230V/100mA, 6,3V/3A und 6,3V/1,2A

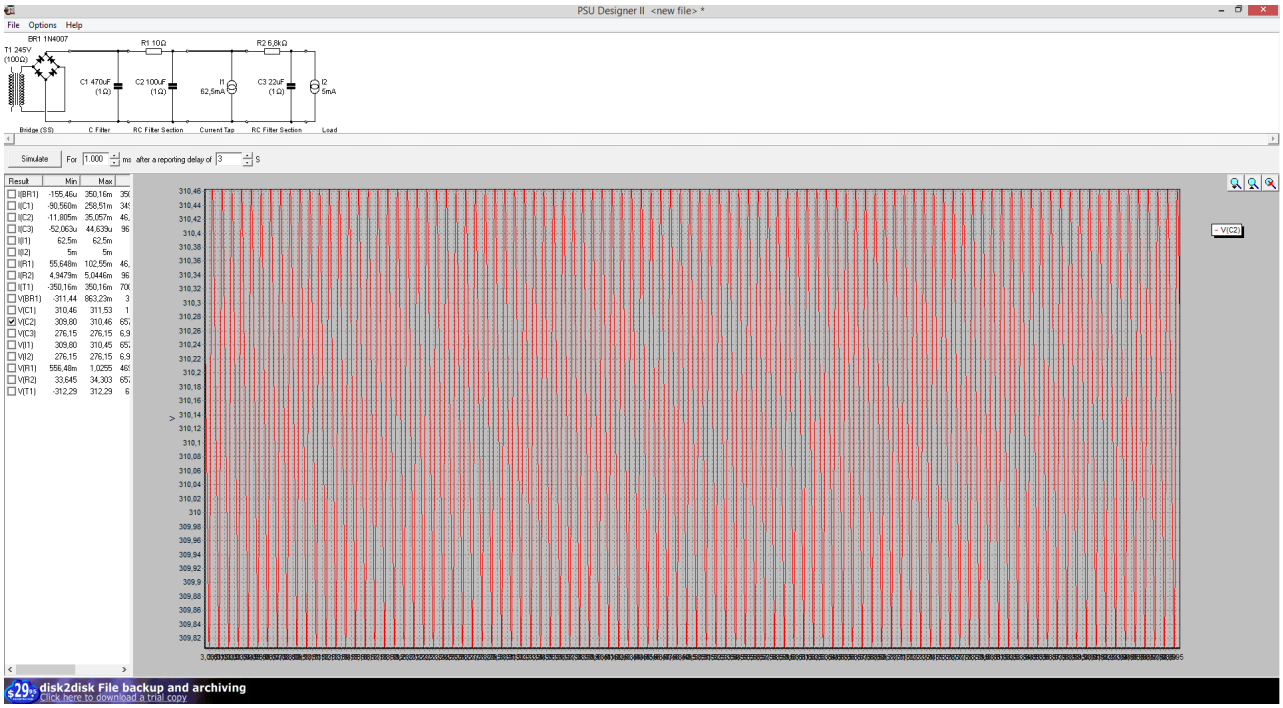
Jetzt kann ich hier aufwendig die verschiedene Arten der Gleichrichtung (Röhrengleichrichtung und Halbleitergleichrichtung) und Siebung (C-, C-R-C-, C-L-C, L-C-Siebung usw.) durchrechen. Dafür gibt es aber ein gutes Programm, dessen Simulationswerte mit den Werten aus der Praxis recht genau übereinstimmen.
Das Programm heißt PSUD und gibt es unter http://www.duncanamps.com/psud2/

Der Schaltplan des Netzteils



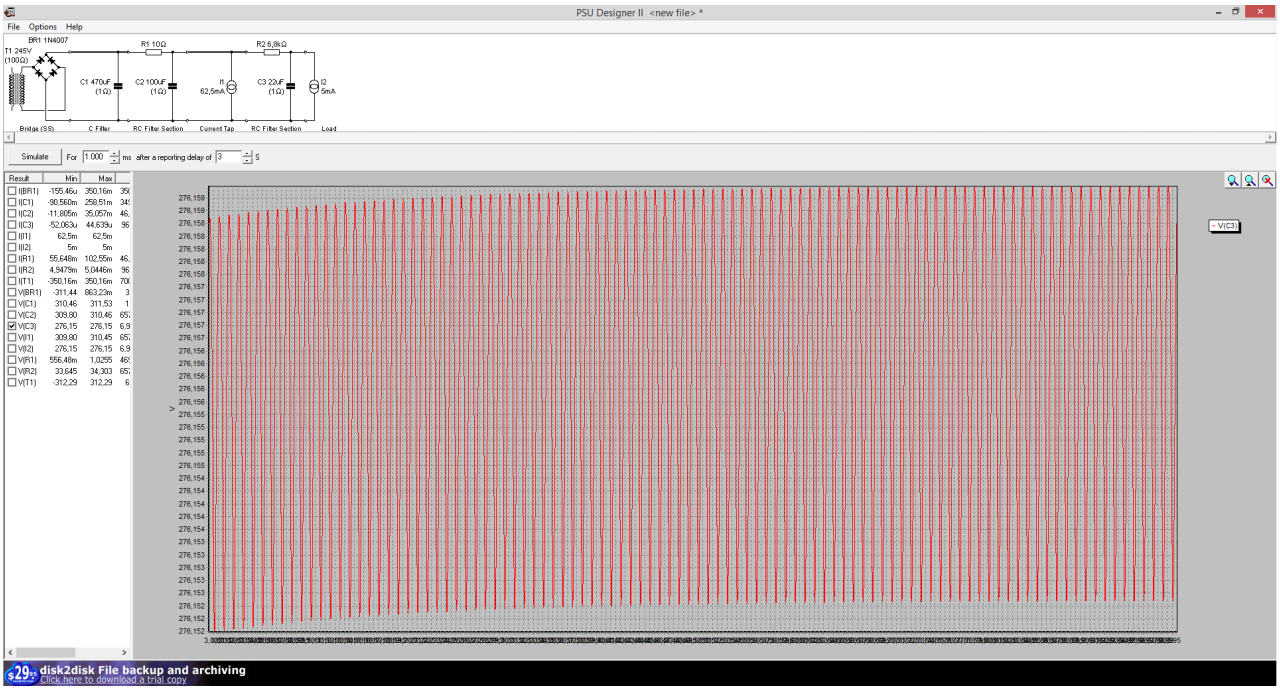
Die Widerstände R2 bis R5 sorgen dafür, dass Heizung der Röhren auf ein festes Potential (in dem Fall Masse) liegen und durch die Symmetrierung wird das Heizungsbrummen minimiert.

Die Simulation des Netzteils mit PSUD für die Betriebsspannung U_b



Die Betriebsspannung U_b liegt laut Simulation bei 310V mit ca. 0,3V Restwelligkeit.
Die Betriebsspannung liegt zwar etwas unter der für den Verstärker bemessenen Wert, die Abweichung ist aber in einem relativ geringen Bereich, so dass diese vernachlässigt werden kann.
Die geringe Restwelligkeit von U_s = 0,3V in der Betriebsspannung macht sich nur bei extrem wirkungsgradstarken Lautsprechern bemerkbar.
Wer es genau machen will, kann jetzt anderen Trafo suchen bzw. herstellen lassen, mit einem kleinen zusätzlichen Trafo (z.B. Ab 6V/0,1A) die Spannung etwas erhöhen oder ein paar zusätzliche Windungen mit Kupferlackdraht auf den Trafo aufbringen.
Mit einer etwas höheren Trafospannung kann die Siebwirkung durch Erhöhung des Widerstandes R1 verbessert oder aber es kann eine Drossel eingesetzt werden.

Ich habe auch gleich die Spannung und Restwelligkeit für die Vorstufenröhre EF80 simuliert.



Hier liegt laut Simulation die Spannung bei 276V mit einer Restwelligkeit von ca. 0,02V. Das sind Werte, die recht genau mit der Planung übereinstimmen.
Eine höhere Genauigkeit ist hier nicht erforderlich, da eine Toleranz der EF80 um 10% schon eine Spannungsabweichung von ca. 4V in der Betriebsspannung der Vorstufenröhre ergibt.

Planung einer Pentoden-SE-Endstufe (SingleEnd)

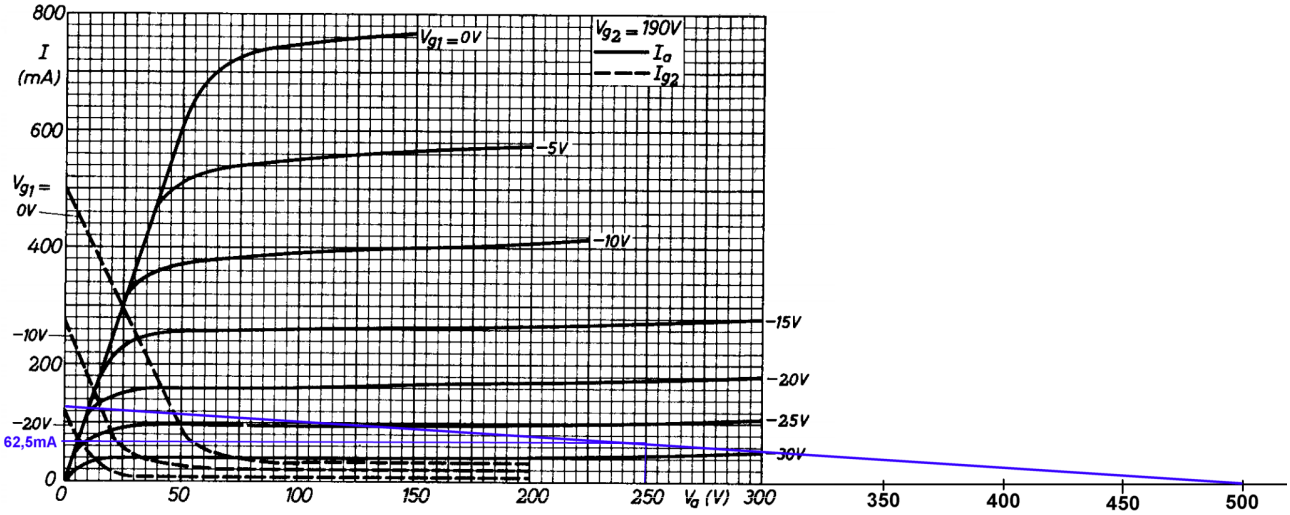
Festlegen der Eckpunkte der Endpentode

Wie in dem vorherigen Kapitel nehme ich einen Übertrager mit einem Ra = 4kΩ

Die Daten zur Festlegung der Eckpunkte kann ich komplett aus der Triodenplanung übernehmen.
Die EL504 ist mit einer maximalen Anodendauerspannung von U_a = 250V spezifiziert.
Somit habe ich schon mal wesentliche Eckpunkte festgelegt.
Mit R_a und U_a kann ich die Arbeitsgerade in das Kennlinienfeld eintragen und einen günstigen Arbeitspunkt festlegen.
Die beiden Endpunkte der Arbeitsgeraden ergeben sich aus dem Punkt des maximalen Anodenstrom (I_{amax}) bei einer Anodenspannung von 0V und berechnet sich aus

$I_{amax}=\frac{U_{amax}}{R_a}$, da U_{amax} = 2 * U_a ist $I_{amax}=\frac{500V}{4000\Omega}$, $I_{amax}=0{,}125\ A$

und der maximalen Anodenspitzenspannung (Uamax) bei 0A Anodenstrom (Ia) und ist U_{amax} = 2 * U_a, U_{amax} = 2 * 250V, U_{amax} = 500V.



Daraus ergibt sich folgende Arbeitsgerade im Kennlinienfeld
Den Arbeitspunkt lege ich bei U_a = 250V (Maximalwert aus Datenblatt) und I_a = 62,5mA fest.
Jetzt kann ich die benötigte Gittervorspannung für den Arbeitspunkt ablesen.
Dieser beträgt ca. -28V (U_g).
(Absolut genaue Werte sind irrelevant und beeinflussen weder die Funktion noch macht sich das in abweichenden Klirrwerten bemerkbar, ±5% sind unbedeutend).

Als nächstes könnte ich den Katodenwiderstand berechnen, aber es fehlt noch der Schirmgitterstrom.
Dieser lässt sich bei einer Schirmgitterspannung U_s = 190V grob mit I_s = 7mA ablesen.

Jetzt kann ich den Katodenwiderstand berechnen aus

$R_K = \frac{U_g}{I_K}$ und da $I_k = I_a + I_s$

$R_K = \frac{28\text{V}}{(0{,}0625\,A + 0{,}007\,A)}$, $R_K = 402\Omega$

Kurz noch die Belastung des Widerstandes berechnet aus

$P = U * I$, $P = 28\text{V} * 0{,}0695\,A$, $P = 1{,}9465\,W$

Jetzt habe ich die Möglichkeit einen Widerstand mit ca. 402Ω und einer Mindestbelastbarkeit von 2W (mit Sicherheitszuschlag lande ich bei 3W) zu suchen oder die benötigten Werte durch Parallel- oder Reihenschaltung zu erhalten.
Ich schalte 180Ω / 2W in Reihe mit 220Ω / 2W, macht 400Ω.
Über den Daumen gepeilt bleiben beide Widerstände weit unterhalb der 2W Maximalbelastung.
Zur Sicherheit berechne ich die Belastung am Widerstand mit der höchsten Belastung, das ist der 220Ω-Widerstand.

$P = R * I^2$, $P = 220 * (0{,}0695\,A)^2$, $P = 1{,}063\,W$

Ich bleibe also unterhalb der maximalen Belastbarkeit von 2W, der Widerstand sollte aber seine Wärme ungehindert an die Umgebung abgeben können.

Wer will, kann auch sicherheitshalber 4W-Drahtwiderstände (Zementbunker) nehmen. Duch die bifilare Wicklung haben die Drahtwiderstände eine vernachlässigbare Induktivität, die durch den parallel geschalteten Katodenkondensator sowieso irrelevant ist.

Berechnung des Katodenkondensator

$C_k = \frac{1}{2 * \pi * f_u * R_k}$, $C_k = \frac{1}{2 * \pi * 20\text{Hz} * 400}$, $C_k = 19\mu\text{F}$

Erhältlicher und genommener Wert C_k = 22µF

Um die benötigte Betriebsspannung berechnen zu können, brauche ich den Gleichstromwiderstand der Primärseite des Übertrager, dieser beträgt R_{Pri} = 449Ω (Reinhöfer 53.70E). Damit kann ich den Spannungsabfall am Übertrager (U_{Tr}) berechnen aus

$U_{Tr} = R_{Pri} * I_a$, $U_{Tr} = 449\Omega * 0{,}0625\,A$, $U_{Tr} = 28\text{V}$

Die benötigte Betriebsspannung (U_b) setzt sich aus der Anodenspannung (U_a), dem Spannungsabfall am Katodenwiderstand (R_k) und dem Spannungsabfall am Übertrager (U_{Tr}) zusammen.

$U_b = U_a + U_{Rk} + U_{Tr}$, $U_b = 250\text{V} + 28\text{V} + 28\text{V}$, $U_b = 306\text{V}$

Aus dem Kennlinienfeld mit den festgelegten Arbeitspunkt kann ich jetzt die benötigte Steuerspannung für Vollaussteuerung der EL504 ableiten.

Da eine negative Gittervorspannung von Ug = -28V vorgegeben ist, muss die Steuerspannung (U_{eEL504}) 38V betragen, um die Röhre (nahezu) ohne Gitterstrom voll durchzusteuern. Ich rechne vereinfacht mit 40V weiter.