

Grundlagen von Leistungsstufen mit Röhren und Transistoren

**Teil I
Endstufen mit Röhren**

**Mitteilungen aus dem Institut
für Umwelttechnik
Nonnweiler - Saar
Dr. rer. nat. Schau
DL3LH**

Inhaltsverzeichnis

Teil I:

1. Vorwort	4
2. Grundsätzliches	4
3. Betriebsarten des Großsignal-Verstärkers	6
4. Endverstärker mit Ohmschen Außenwiderstand	6
4.1 Endverstärker im A-Betrieb	
4.2 Betriebsbedingungen im A-Betrieb und Ohmscher Last	
5. Endverstärker mit Wechselstrom-Außenwiderstand	13
5.1 A - Betrieb bei transformatorischer Kopplung und Anpassung	
5.2 B - Betrieb bei transformatorischer Kopplung	
5.3 B - Betrieb bei transformatorischer Kopplung und Anpassung	
6. Der Sender-Verstärker mit einem Schwingkreis als Außenwiderstand	21
6.1 Grundsätzliche Überlegungen zum Sender-Verstärker	
6.2 Dynamische Kennlinien	
6.2.a Rechteckige Stromkurve	
6.2.b Exponent 0.5	
6.2.c geradlinige dynamische Kennlinie	
6.2.d Quadratische Kennlinie	
6.3 Die vom Sender-Verstärker abgegebene Wechselleistung	
6.4 Der Sender-Verstärker bei Anpassung	
6.5 Der Sender-Verstärker bei Anpassung im	
6.5.a A - Betrieb	31
6.5.b B - Betrieb	
6.5.c AB - Betrieb	
6.5.d C - Betrieb	
7. Berechnungsbeispiele für Röhren-Sender-Endstufen mit Schwingkreis	32
7.1 A - Betrieb	32
7.2 AB - Betrieb	32
7.3 B - Betrieb	33
7.4 C- Betrieb	34
7.5 Endstufe im AB - Betrieb nach Datenblatt	35
8. Der Sender-Verstärker unter Nebenbedingungen	36
8.1 Begrenzte Anodenverlustleistung	39
8.2 Begrenzter Anodenstrom	44
8.3 Veränderlicher Außenwiderstand	47
9. Sender - Verstärker mit Eigenverlusten des Ausgangskreises	48

1. Vorwort

Meine ersten Kontakte mit Röhren waren die 40er, LS 50, RL12 P10, RL12 P35, RD12 TF, P 2000, AZ1, AF7, VCL 11, VY 2 usw. waren für uns damals Glaskolben mit was drin. Die Stahlröhren der D- und E-Serie musste man schon aufsägen, um zu erfahren was da drinnen ist. Die haben immer so eigenartig gerochen, wenn man die Säge angesetzt hat. Die Faszination „Röhre“ hat uns damals gepackt. Das Buch vom Rathheiser über „Röhren in Endstufen“ hüte ich noch heute wie meinen Augapfel. Es ging eine unglaubliche Faszination von diesen „Röhren“ aus, die auch noch eine Heizung brauchten und warm wurden. Man sprach von gewaltigen Leistungen von 2.5 W bei den damaligen Gleichstromnetzen von 110 V =.

In Travemünde - in der Fehlingstraße - war die eine Straßenseite + 110 V= gegen Masse, die andere -100V=. Was lag da näher als einen Draht von der einen Seite (in unerlaubter Weise) zur anderen Seite zu spannen. Wir hatten 220V = zum experimentieren und so manchmal ein deutliches Signal bekommen, dass 220V= nicht ganz ungefährlich waren.

Fredi Szydliski - DK2FS - hat uns dann gezeigt was man mit den Dingen so alles anfangen konnte. Den Nachbarn bei seinem Rundfunkempfang von Radio Hamburg stören, Klopffzeichen drahtlos geben und Funkverkehr aus der ganzen Welt empfangen. Wir hörten „London und Honolulu“ und waren begeistert, bis Fredi uns sagte, dass dieses nur Kürzel aus dem Buchstabialphabet von Amateurfunkern waren. Doch unser Herz für die Funktechnik stand in Flammen.

Heute wird in Amateurkreisen kaum noch über die wirkliche Funktion von Röhren nachgedacht. Fast jeder Amateur baut heute seine Endstufe selbst. Bauanleitungen gibt es genügend. Leistung ist gefragt, je mehr umso besser – oftmals ohne Rücksicht auf „Verluste“. Doch, bevor eine Leistungsendstufe eingesetzt wird, sollte man die vorhandene Antennenanlage überdenken und die Verluste in diesem System überprüfen. Es gibt keinen Sinn, wenn die Antennenanlage 6 dB oder mehr Verluste hat, diese Verluste durch eine Leistungsendstufe ausgleichen zu wollen (siehe „Die Antenne macht die Musik“ Messtechnische und rechnerischer Ermittlung der Verluste in Antennensystemen).

Die theoretischen Grundlagen für Sendeverstärker sind in /1/ ausreichend dargestellt und sollen hier nicht wiederholt werden. Dennoch sind einige wichtige Ergänzungen für die praktische Ausführung von Wichtigkeit. Darüber soll diese Zusammenfassung informieren. Für die Kritiker sei gesagt, es ist absolut nichts Neues. Die theoretischen Grundlagen wurden schon im Jahre 1929 von Horst Rothe und Werner Kleen umfassend behandelt.

2. Grundsätzliches

Endverstärker haben die Aufgabe einem äußeren Widerstand R_a eine Wechselleistung mit möglichst gutem Wirkungsgrad und unter guter Ausnutzung der Röhre zuzuführen. Dabei versteht man unter Ausnutzung das Verhältnis von Wechselstromleistung zu zulässiger Anodenverlustleistung einer Röhre.

Damit steht der Wirkungsgrad, die Umsetzung von Gleich- in Wechselleistung im Vordergrund aller Betrachtungen. Die bei Kleinsignalverstärkung so wichtige Spannungsverstärkung, ebenso wie die Größe der erforderlichen Steuerspannung am Gitter, sind nur von sekundärem Interesse.

Das Hauptproblem bei Leistungsendstufen für den Sendebetrieb ist die Erzielung der geforderten Wechselleistung mit möglichst geringen Verlusten. Je kleiner die Verluste sind, desto kleiner kann die Senderöhre dimensioniert werden. Die Forderung nach maximaler Wechselleistung bezieht sich dabei immer auf eine vorgegebene Anodenverlustleistung Q_a der Röhre.

Da die Wechselstromleistung das Produkt aus Wechselstrom und Wechselspannung ist, erzielt man den höchsten Wirkungsgrad immer dann, wenn Anodenwechselstrom und Anodenwechselspannung relativ zum Anodengleichstrom möglichst groß werden. Dabei treten Grenzen auf, die durch die maximal zulässige Anodenverlustleistung, die noch akzeptable Verzerrung des Anodenstromes, die maximalen Ströme in der Röhre und die maximalen Temperaturen der Röhre begrenzt werden.

Diese völlig andere Aufgabenstellung erfordert eine andere Art der Berechnung und Darstellung. Da allein die Aussteuerung von Anodenstrom und Anodenspannung von Bedeutung sind, eignet sich für alle Betrachtungen das Ausgangskennlinienfeld I_a/U_a mit der Gitterspannung U_g als Parameter. Zeichnet man die Aussteuerungskurve in das I_a/U_a Ausgangs-Kennlinienfeld ein, so können die zugehörigen Momentanwerte von Anodenstrom und Anodenspannung, bei jedem Punkt der Aussteuerung und die Grenzen der Aussteuerung übersehen werden. Einerseits werden der Aussteuerung durch den Stromwert $I_a = 0$ oder durch den Sättigungsstrom I_s der Röhre eine Grenze gesetzt, andererseits kann die momentane Anodenspannung niemals

unter einen gewissen Betrag absinken, der durch den Leistungsinnenwiderstand R_{iL} definiert ist. Diese Grenzkurve stellt damit eine absolute Grenze für die Spannungsaussteuerung dar, die nicht unterschritten werden kann. Der Leistungsinnenwiderstand R_{iL} ist eine Röhrenkonstruktionsgröße und nur abhängig von deren Konstruktion.

Nicht in allen Fällen kann bis zu dieser Grenze tatsächlich ausgesteuert werden. Soll die Aussteuerung leistungslos erfolgen, so ist die I_a/U_a Kennlinie für die Gitterspannung $U_g = 0$ die Grenze für die Aussteuerung.

Ist die zur Verfügung stehende Steuerleistung der Vorstufe begrenzt, so kann schließlich eine zwischen der Grenzkurve R_{iL} und der Kennlinie $U_g = 0$ verlaufende Kennlinie die Grenze der Aussteuerung sein. Die Aussteuerung erfolgt in diesem Fall in den Bereich positiver Gitterspannung, wobei das Gitter einen Gitterstrom übernimmt und die momentane Anodenspannung kleiner als die Gitterspannung wird.

Im Endverstärker werden Trioden, Tetroden oder auch Pentoden verwendet. Das Ausgangskennlinienfeld jeder dieser Röhrentypen lässt sich so idealisieren, dass die einzelnen Kennlinien durch Geraden ersetzt werden können.

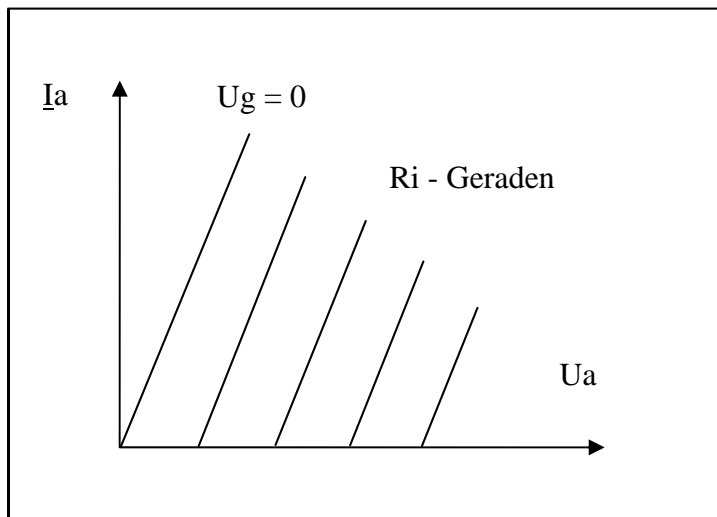


Bild 1: Idealisiertes Ausgangskennlinienfeld I_a/U_a einer Triode

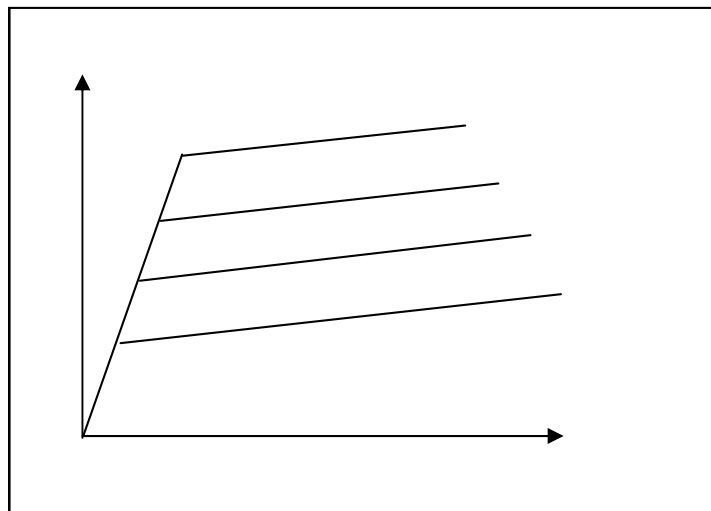


Bild 2: Idealisiertes Ausgangskennlinienfeld I_a/U_a einer Pentode

3. Betriebsarten des Großsignal-Verstärkers

Für die verschiedenen Betriebsarten von End- und Sendeverstärkern werden allgemein die Bezeichnungen A-, AB-, B und C-Betrieb benutzt. Sie kennzeichnen die verschiedenen Lagen des Arbeitspunktes auf der Anodenstrom - Gitterspannungskennlinie.

Beim A-Betrieb liegt der Arbeitspunkt in der Mitte der Kennlinie, beim AB-Betrieb in der Nähe des Fußpunktes der Kennlinie, bei B-Betrieb am Fußpunkt der Kennlinie und bei C-Betrieb jenseits des Fußpunktes. Bei den digitalen Endstufen kommen die Bezeichnungen D-, E- und S- Betrieb hinzu. Zunächst betrachten wir nur Endstufen im A-, AB, B und C-Betrieb.

Die Aussteuerung erfolgt symmetrisch zum Arbeitspunkt A. Beim A-Betrieb haben die Wechselstromspitzen in beiden Phasen angenähert den gleichen Wert. Beim B-Betrieb führt die Röhre nur während einer Halbschwingung Strom, beim C-Betrieb nur während eine Zeit, die kleiner ist als die halbe Periodendauer.

Bei Endstufen im A/B Betrieb liegt bei kleinen Aussteuerungen der A-Betrieb vor und bei großen Amplituden B-Betrieb. Erreicht wird dies durch eine steuernde Elektronik. Manchmal wird auch bei SSB Endstufen unter A/B-Betrieb ein Arbeitspunkt beschrieben, der zwischen A- und B- Betrieb liegt.

In nachfolgenden Bild sind die Grund-Betriebsarten schematisch im Ausgangskennlinienfeld dargestellt.

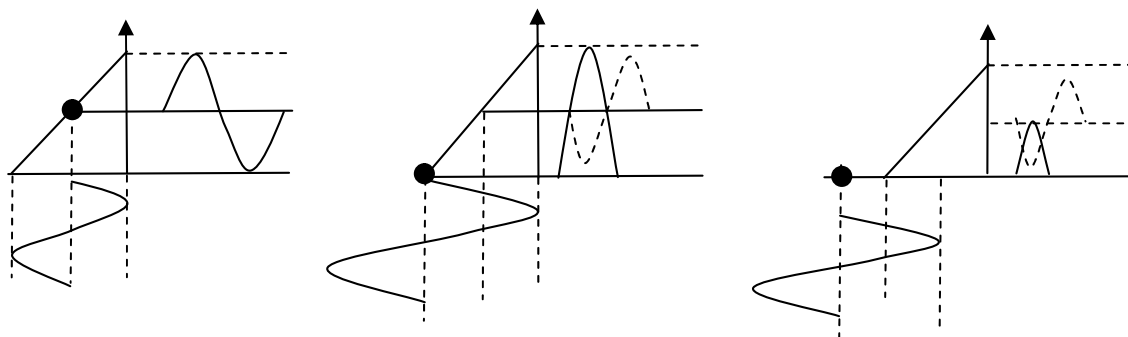


Bild Betriebsarten bei Endstufen: A-, B- und C- Betrieb (von links nach rechts)

4. Der Endverstärker mit Ohmschen Außenwiderstand

4.1 Der Endverstärker im A-Betrieb

Zunächst sei zur Einführung das Prinzip einer Endstufe im A-Betrieb behandelt. Das Bild 3 zeigt das Schema einer Leistungs-Endstufe mit einer Triode. Die Gittervorspannung U_g , der Außenwiderstand R_a und die Betriebsspannung U_b bestimmen den Arbeitspunkt.

Die Aussteuerung erfolgt mit der Gitterwechselspannung u_g bis zur Grenzkennlinie, die durch den Leistungswiderstand R_{iL} gegeben ist. Der am Gitter liegende Widerstand über den die negative Gittervorspannung dem Gitter zugeführt wird, belastet die eingangsseitige Quelle zusätzlich.

Das Eingangskennlinienfeld $I_a = f(u_g)$ beschreibt den Zusammenhang zwischen Gitterspannung und Anodenstrom.

Das Ausgangskennlinienfeld (Bild 1, 2) mit (I_a, U_a) und U_g als Parameter ist ein wichtiges Kennlinienfeld zur Berechnung eines Endverstärkers.

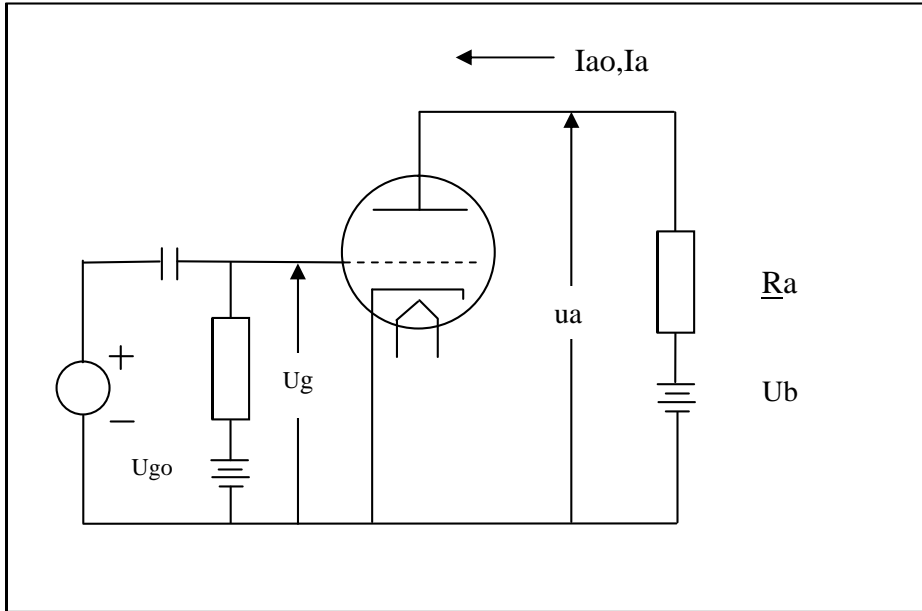


Bild 3: Großsignal - Verstärker mit Ohmschen Außenwiderstand Ra

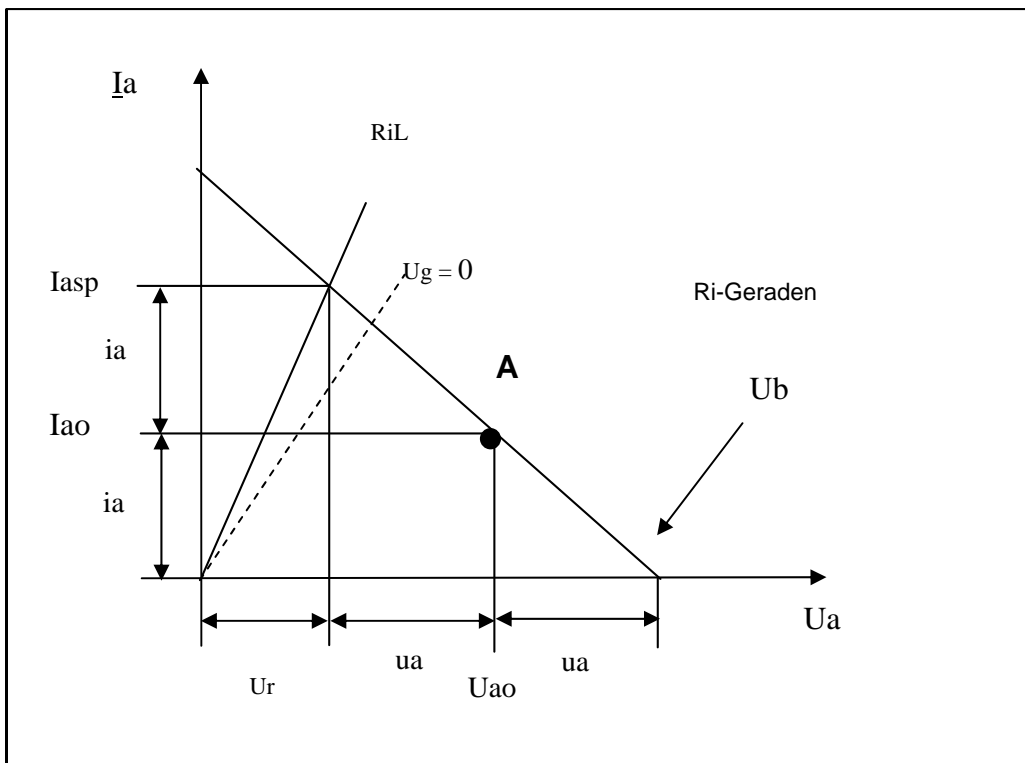


Bild 4: Ausgangskennlinienfeld einer Triode im A-Betrieb mit Ohmschen Außenwiderstand

Bei fester Betriebsspannung U_b kann der Außenwiderstand R_a theoretisch zwischen Null und unendlich variieren. Bei $R_a = 0$ hätten wir eine senkrechte Gerade im Kennlinienfeld, bei dem theoretischen Wert von $R_a = \infty$ wäre diese Gerade parallel zur x-Achse. In der Praxis liegt der Außenwiderstand zwischen diesen beiden Extremwerten und wird auf der y-Achse (Anodenstrom) durch den maximalen Anodenstrom I_{asp} und auf der x-Achse (Anodenspannung) durch die Betriebsspannung U_b bestimmt.

Mit den Zusammenhängen in Bild 4 können die Aussteuerungsverhältnisse leicht übersehen werden. Außer der Wechselspannung tritt am Ohmschen Außenwiderstand auch ein Gleichspannungsabfall auf. Dieser ist

$$\Delta U = U_b - U_{ao}.$$

Bei sinusförmiger Aussteuerung im Arbeitspunkt A nach Bild 4 gilt

$$i_a(t) = I_{ao} + i_a \cos \omega t$$

und bei Vollaussteuerung bis zur Grenzgeraden (RiL-Gerade)

$$i_a(t) = I_{ao} + I_{asp}/2 * \cos \omega t$$

und auch

$$u_a(t) = U_{ao} - u_a \cos \omega t = U_{ao} - \frac{1}{2} (U_{ao} - i_a R_a) \cos \omega t.$$

Mit den Strom- und Spannungsamplituden i_a , u_a und der Betriebsspannung U_b ergibt sich aus den Zusammenhängen nach Bild 4 mit dem Leistungsinnenwiderstand R_{iL} die nicht aussteuerbare Restspannung u_r

$$u_r = I_{asp} R_{iL} = (U_b - 2u_a). \quad (\text{Gl 4.1})$$

Bei Vollaussteuerung ist $i_a = I_{ao}$ und $I_{asp} = 2 i_a = 2 I_{ao}$. Mit $u_a = i_a R_a = I_{ao} R_a$ wird die maximale Amplitude des Anodenwechselstromes zu

$$i_a = I_{ao} = \frac{1}{2} U_b / (R_a + R_{iL}) \quad (\text{Gl 4.2})$$

bzw. der Außenwiderstand

$$R_a = \frac{1}{2} U_b / I_{ao} - R_{iL} \quad (\text{Gl 4.3})$$

und daraus die maximale Amplitude der Anodenwechselspannung

$$u_a = U_b/2 * R_a / (R_a + R_{iL}). \quad (\text{Gl 4.4})$$

Für gegebene Werte der Anodenspannung U_b und R_{iL} lässt sich die Bedingung der symmetrischen Aussteuerung bei vorgegebenem Außenwiderstand R_a jeweils nur mit einem ganz bestimmten Anodengleichstrom oder für jeden Anodengleichstrom nur mit einem ganz bestimmten Wert der Betriebsspannung U_b erfüllen.

Bei Endröhren kommt es nur darauf an, der Röhre eine möglichst große Wechselleistung entnehmen zu können, diese aber mit einem möglichst hohen Wirkungsgrad d.h. bei geringer Anodenverlustleistung Q_a .

Die Wechselstromleistung errechnet sich bei sinusförmigem Verlauf aus dem Spitzenwert von Strom und Spannung aus dem halben Quadrat des Stromes i_a multipliziert mit dem Außenwiderstand R_a

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} i_a u_a = \frac{1}{2} i_a^2 * R_a = \frac{1}{2} I_{ao}^2 * R_a \quad (\text{Gl 4.5})$$

und mit (Gl 4.2) ergibt sich die Wechselleistung bei Vollaussteuerung

$$P_{\sim} = U_b^2 / 8 * R_a / (R_a + R_{iL})^2. \quad (\text{Gl 4.6})$$

Die aufgenommene Gleichstromleistung (Leistung an der Röhre plus Leistung am Außenwiderstand R_a) ist

$$P_{=} = I_{ao} * U_b = I_{ao} (U_{ao} + U_{RA}) = \frac{1}{2} U_b^2 / (R_a + R_{iL}) \quad (\text{Gl 4.7})$$

und folglich der Wirkungsgrad der Röhrendstufe

$$\eta = 1/4 * Ra / (Ra + RiL). \quad (Gl\ 4.8)$$

Der theoretische Maximalwert von 25% wird für $Ra \rightarrow \infty$ erreicht. Dabei ist allerdings auch die abgegebene Wechselleistung Null.

4.2 Betriebsbedingungen im A-Betrieb bei Anpassung und Ohmscher Last

Bei Anpassung gibt die Endstufe mit Ohmschen Widerstand maximale Wechselleistung an den Außenwiderstand ab, dieses aber mit schlechtem Wirkungsgrad. Die (Gl 4.6) hat ein Maximum bei $Ra = RiL$, was durch Differenzieren nach Ra und Nullsetzen der Ableitung leicht berechnet werden kann.

Mit dieser klassischen Anpassungsbedingung $Ra = RiL$ wird

$$I_{ao\ opt} = 1/4 U_b / RiL \quad (Gl\ 4.9)$$

und die Anodenwechselspannungsamplitude bei Anpassung nach (Gl 4.4)

$$u_a = U_b/4. \quad (Gl\ 4.10)$$

Die maximale Wechselleistung wird

$$P_{_opt} = U_b^2 / 32 RiL \quad (Gl\ 4.11)$$

und ist umso größer, je größer die Betriebsspannung U_b und je kleiner RiL wird. Die Gleichstromleistung im Anpassungsfall beträgt

$$P_{=} opt = U_b^2 / 4 RiL \quad (Gl\ 4.12)$$

und der Wirkungsgrad mit (Gl 4.8)

$$\eta = P_{_opt} / P_{=} opt = 1/8 \text{ bzw. } 12.5 \%. \quad (Gl\ 4.13)$$

Die Anodenverlustleistung ist die Leistung, die von der Röhre in Wärme umgesetzt wird. Sie ist auch die Differenz zwischen der aufgenommenen Gleichleistung $U_b * I_{ao}$ minus der Gleichleistung am Ohmschen Außenwiderstand $I_{ao} * Ra$, abzüglich der abgegebenen Wechselleistung

$$Q_a = P_{=} - P_{_}$$

und im Fall der Anpassung mit (Gl 4.11) und (Gl 4.12)

$$Q_a = 7/32 U_b^2 / RiL \quad (Gl\ 4.14)$$

oder auch unter Verwendung der (Gl 4.11)

$$Q_a = 7 * P_{_opt}.$$

Die Anodenverlustleistung bei Anpassung ist das 7 fache der erzeugten Wechselleistung d.h. es wird 7mal mehr Wärme erzeugt als Nutzleistung.

Der Wirkungsgrad ist ebenso niederschmetternd, wie bei einer herkömmlichen Glühlampe. Da die Anodenverlustleistung Q_a durch den Hersteller der Röhre vorgegeben wird, ist die maximal mögliche Wechselleistung begrenzt.

Zur Erhöhung des Wirkungsgrades des Endverstärkers muss Überanpassung (Starkstromfall) mit $R_a > R_{iL}$ eingestellt werden. Nach (Gl 4.8) wird der Wirkungsgrad umso höher, je größer der Außenwiderstand R_a wird. Für den Grenzfall $R_a \rightarrow \infty$ wird der Wirkungsgrad $\eta = 25\%$. Das ist der maximale Wirkungsgrad, der bei einem Endverstärker im A-Betrieb mit Ohmschen Außenwiderstand erreicht werden kann. Allerdings ist dann die Anodenspannung gleich Null und die Anodenverlustleistung ∞ . Der Wert ist daher rein theoretischer Natur. Für $R_a/R_{iL} = 8$ steigt der Wirkungsgrad von 12.5 % bei Anpassung schon auf 22 % an. Verstärkerstufen mit Ohmschen Außenwiderstand werden mit einem Außenwiderstand $R_a \geq R_{iL}$ betrieben. Da der Wirkungsgrad dieser Endstufen unzureichend ist, sollen weitere Betrachtungen dieser Art der Endstufe entfallen. Es sei hier auf die Literatur /1/ verwiesen.

Beispiel 4.1

Zur Verdeutlichung der Zusammenhänge berechnen wir für eine Endstufe mit Ohmschen Außenwiderstand sowie alle relevanten Daten eines A-Endverstärkers bei Vollaussteuerung und geradliniger Aussteuerungskennlinie. Die Röhre sei eine QB5–1750 mit einer Betriebsspannung 2000V, Anodenspitzenstrom $I_{asp} = 400$ mA, Leistungsinnenwiderstand $R_{iL} = 100 \Omega$.

Daraus berechnen sich nach den obigen Gleichungen folgende Werte:

Die Anodenrestspannung	$u_r = I_{asp} * R_{iL} = 400 \text{ mA} * 100 \Omega = 40 \text{ V}$
Der Anodenruhestrom im Arbeitspunkt	$I_{ao} = I_{asp} / 2 = 400 \text{ mA} / 2 = 200 \text{ mA}$
Die Amplitude des Anodenwechselstromes	$i_a = I_{ao} = 200 \text{ mA}$
Die Amplitude der Anodenwechselspannung (auch $u_a = i_a R_a = 200 \text{ mA} * 4.9 \text{ k} \Omega = 980 \text{ V}$)	$u_a = \frac{1}{2} (U_b - u_r) = \frac{1}{2} (2000 - 40) \text{ V} = 980 \text{ V}$
Maximalwert der Anodenspannung	$u_{a,max} = 1020 \text{ V} + 980 \text{ V} = 2000 \text{ V}$
Minimalwert der Anodenspannung	$u_{a,min} = 1020 \text{ V} - 980 \text{ V} = 40 \text{ V}$ (ur siehe oben)
Minimalwert des Anodenstromes bei gedachter gradliniger Kennlinie	$i_{a,min} = 0 \text{ mA}$
Maximalwert des Anodenstromes	$i_{a,max} = I_{ao} + i_a = 200 \text{ mA} + 200 \text{ mA} = 400 \text{ mA}$
Die Anodenwechselleistung (oder auch $P_{\sim} = \frac{1}{2} i_a^2 R_a$)	$P_{\sim} = \frac{1}{2} u_a i_a = \frac{1}{2} 980 \text{ V} * 200 \text{ mA} = 98 \text{ W}$
Der Außenwiderstand für Vollaussteuerung	$R_a = 2000 \text{ V} / 400 \text{ mA} - 100 \Omega = 4.9 \text{ k} \Omega$
oder auch	$R_a = 2 P_{\sim} / (i_a)^2 = 196 \text{ W} / (200 \text{ mA})^2 = 4.9 \text{ k} \Omega$
Die aufgenommenen Anodengleichleistung	$P_{=} = I_{ao} U_b = 200 \text{ mA} * 2000 \text{ V} = 400 \text{ W}$
Die Verlustleistung am Außenwiderstand bei fehlender Aussteuerung	$P_{Rao} = (200 \text{ mA})^2 * 4.9 \text{ k} \Omega = 196 \text{ W}$
Die Verlustleistung am Außenwiderstand bei Aussteuerung	$P_{Raa} = 196 \text{ W} + 98 \text{ W} = 294 \text{ W}$
Anodengleichspannung	$U_{ao} = 2000 \text{ V} - 980 \text{ V} = 1020 \text{ V}$
Die Verlustleistung an der Röhre bei fehlender Aussteuerung oder auch	$Q_{ao} = 400 \text{ W} - 196 \text{ W} = 204 \text{ W}$ $Q_{ao} = I_{ao} * U_{ao} = 200 \text{ mA} * 1020 \text{ V} = 204 \text{ W}$

Leistung am Außenwiderstand + Leistung an der Röhre bei fehlender Aussteuerung (gleich aufgenommene Gleichleistung)

$$P = 196 \text{ W} + 204 \text{ W} = 400 \text{ W}$$

Der Wirkungsgrad

$$\eta = P_{\sim} / P_{=} = 98 \text{ W} / 400 \text{ W} = 0.245 \text{ oder } 24.5 \%$$

Die Anodenverlustleistung bei Aussteuerung

$$Q_a = 204 \text{ W} - 98 \text{ W} = 106 \text{ W}$$

Die Anodenverlustleistung verringert sich bei Aussteuerung um 98 W, die als Wechselleistung an den Außenwiderstand abgegeben werden. Die vom Netzteil aufgenommene Leistung ist 400 W. Im Ohmschen Außenwiderstand $R_a = 4.9 \text{ k}\Omega$ werden also immer mindestens $P = 196 \text{ W}$ in Wärme umgesetzt.

Beispiel 4.2

Mit den Grunddaten nach Beispiel 4.1 und einem gewählten Außenwiderstand $R_a = 10 * R_{iL} = 1000 \Omega$ berechnen sich folgende Werte

Die Anodenrestspannung

$$u_r = I_{asp} * R_{iL} = 400 \text{ mA} * 100 \Omega = 40 \text{ V}.$$

Der Anodenruhestrom im Arbeitspunkt

$$I_{ao} = I_{asp} / 2 = 400 \text{ mA} / 2 = 200 \text{ mA}.$$

Die Amplitude des Anodenwechselstromes

$$i_a = I_{ao} = 200 \text{ mA}.$$

Die Amplitude der Anodenspannung

$$u_a = i_a R_a = 200 \text{ mA} * 1000 \Omega = 200 \text{ V}$$

Die aufgenommenen Gleichleistung

$$P_{=} = U_b * I_{ao} = 2000 \text{ V} * 200 \text{ mA} = 400 \text{ W}.$$

Verlustleistung am Außenwiderstand

$$P_{ra} = I_{ao}^2 R_a = (200 \text{ mA})^2 1000 \Omega = 40 \text{ W}.$$

Anodenverlustleistung ohne Aussteuerung

$$Q_a = 400 \text{ W} - 40 \text{ W} = 360 \text{ W}.$$

Spannungsverlust am Außenwiderstand

$$U_{ra} = I_{ao} R_a = 0.2 \text{ A} * 1000 \Omega = 200 \text{ V}.$$

Anodenspannung ohne Aussteuerung

$$U_{ao} = U_b - U_{ra} = 2000 \text{ V} - 200 \text{ V} = 1800 \text{ V}$$

Maximale Anodenspannung u_a

$$u_{a,max} = 1800 \text{ V} + 200 \text{ V} = 2000 \text{ V}$$

Minimale Anodenspannung

$$u_{a,min} = 1800 \text{ V} - 200 \text{ V} = 1600 \text{ V}$$

Anodenverlustleistung ohne Aussteuerung

$$Q_a = U_{ao} * I_{ao} = (U_b - U_{ra}) * I_{ao} = 1800 \text{ V} * 0.2 \text{ A}$$

$$Q_a = 360 \text{ W} \text{ (siehe oben)}$$

Die Wechselleistung

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} i_a^2 R_a = \frac{1}{2} (0.2 \text{ A})^2 1000 \Omega = 20 \text{ W}$$

Die Anodenverlustleistung bei Aussteuerung

$$Q_a = 360 \text{ W} - 20 \text{ W} = 340 \text{ W}$$

Der Wirkungsgrad

$$\eta = P_{\sim} / P_{=} = 20 \text{ W} / 400 \text{ W} = 0.05 \text{ oder } 5 \%$$

Zur Erhöhung des Wirkungsgrades muss R_a wesentlich größer R_{iL} gewählt werden (siehe Beispiel 4.1)

Beispiel 4.3

Berechnen wir noch mit den Werten aus Beispiel 4.1 die Röhrendaten bei Anpassung mit $R_a = R_{iL}$. Es berechnen sich, ohne Rücksicht auf die Grenzdaten der Röhre:

Der Anodenruhestrom	$I_{ao, opt} = \frac{1}{4} U_b / R_{iL} = 500 \text{ V} / 100 \Omega = 5 \text{ A}$
Die Amplitude des Anodenwechselstromes	$i_a = 5 \text{ A}$
Maximalwert des Anodenstromes	$i_{a, max} = 10 \text{ A}$
Minimalwert des Anodenstromes	$i_{a, min} = 0 \text{ A}$
Die Amplitude der Anodenwechselspannung oder auch	$u_a = U_b/4 = 2000 \text{ V} / 4 = 500 \text{ V}$ $u_a = i_a R_a = 5 \text{ A} * 100 \Omega = 500 \text{ V}$
Maximalwert der Anodenspannung	$u_{a, max} = U_{ao} + u_a = 1500 \text{ V} + 500 \text{ V} = 2000 \text{ V}$
Minimalwert der Anodenspannung	$u_{a, min} = U_{ao} - u_a = 1500 \text{ V} - 500 \text{ V} = 1000 \text{ V}$
Restspannung an R_{iL}	$u_r = I_{asp} R_{iL} = 10 \text{ A} * 100 \Omega = 1000 \text{ V}$
Die Anodenwechselleistung	$P_{\cdot} = \frac{1}{2} u_a i_a = U_b^2 / 32 R_{iL} = (2000 \text{ V})^2 / 3200 \Omega$ $= 1250 \text{ W}$
Die Verlustleistung am Außenwiderstand	$P_{ra} = I_{ao}^2 * R_a = 5 \text{ A}^2 * 100 \Omega = 2500 \text{ W}$
Die zugeführte Anodengleichleistung	$P_{\cdot} = U_b^2 / 4 R_{iL} = (2000 \text{ V})^2 / 400 \Omega = 10 \text{ kW}$
Die Anodenverlustleistung bei fehlender Aussteuerung	$Q_{ao} = 10000 \text{ W} - 2500 \text{ W} = 7500 \text{ W}$
Der Wirkungsgrad	$\eta = P_{\cdot} / P_{\cdot} = 1250 \text{ W} / 10000 \text{ W} = 0.125$ entspr. 12.5 %
Die Anodenverlustleistung bei Aussteuerung	$Q_a = 7500 \text{ W} - 1250 \text{ W} = 6250 \text{ W}$
Vom Netzteil gelieferte Leistung o. Aussteuerung	$P_{zu} = I_{ao} U_b = 5 \text{ A} * 2000 \text{ V} = 10 \text{ kW}$
Vom Netzteil gelieferte Leistung bei Aussteuerung	$P_{zu} = 10 \text{ kW}$

Bei Aussteuerung erhöht sich am Außenwiderstand die Leistung von 2500 W auf $2500 + 1250 \text{ W} = 3750 \text{ W}$. Um den gleichen Betrag nimmt die Anodenverlustleistung ab. Diese verringert sich von 7500 auf 6250 W. Die Summe ist die vom Netzteil zu liefernde Leistung, in diesem Fall $P_{zu} = 10 \text{ kW}$.

Die Anpassung ergibt zwar ein Maximum an Wechselstromleistung, dafür werden aber die Verlustleistung und Grenzdaten der Röhre bei weitem überschritten. Wie schon oben gesagt, wird der Wirkungsgrad – rein theoretisch – für $R_a \rightarrow \infty$ am größten und erreicht den maximalen Wert $\eta = 25\%$. Aus dem Beispiel ist zu ersehen, dass die begrenzende Größe die vom Hersteller vorgegebene Anodenverlustleistung $P_v = I_{ao} * U_{ao}$ (Leistungshyperbel im Ausgangskennlinienfeld) ist.

Die Betriebsspannung muss bei optimalem Außenwiderstand so weit herabgesetzt werden, dass der Arbeitspunkt A auf der Verlustleistungs-Hyperbel ($P_v = I_{ao} * U_{ao}$) liegt. Verstärkerstufen mit reellem Außenwiderstand werden fast nur im Kleinsignalbereich verwendet. Dann gelten aber die bekannten Zusammenhänge für die Kleinsignalverstärkung wie: Steilheit, Innenwiderstand und Durchgriff bzw. Leerlaufverstärkung sowie die Barkhausen Gleichung $SDR_i = 1$ (Kleinsignalparameter). Wenden wir uns daher Großsignal-Endstufen zu, bei denen der Außenwiderstand für die Wechselspannung den Widerstand R_a , jedoch für Gleichstrom einen Kurzschluss darstellt. Endstufen dieser Art haben einen Ausgangstransformator mit primärer und sekundärer Wicklung. Die Anodenspannung U_{ao} ist identisch der Betriebsspannung U_b .

5. Der Endverstärker mit Wechselstrom-Außenwiderstand

Bei Leistungsendstufen nach Abschnitt 4 ist der Anodenwiderstand R_a ein Ohmscher Widerstand, der einen Teil der Betriebsspannung für sich beansprucht und Leistung in Wärme wandelt. Der Wirkungsgrad ist entsprechend gering. In den meisten Fällen wird der Anodenkreis nicht aus einem Ohmschen Widerstand bestehen, sondern aus einem Wechselstromwiderstand ohne Gleichstromkomponente. Praktisch wird dies erreicht bei transformatorischer Kopplung des Lastwiderstandes an die Röhre. Das hat den Vorteil, dass durch die Wahl des Übersetzungsverhältnisse des Ausgangstransformators der optimale Anodenwechselstromwiderstand eingestellt werden kann. Im Anodenkreis entstehen keine Gleichspannungsverluste, so dass die Betriebsspannung gleich der Anodenspannung im Arbeitspunkt ist.

Das Bild 5 zeigt das schematische Ausgangskennlinienfeld einer Triode im A-Betrieb bei transformatorischer Kopplung. Die Betriebsspannung U_b ist identisch der Anodenspannung im Arbeitspunkt U_{a0} .

Mit den Zusammenhängen nach Bild 5 gilt für die (nicht aussteuerbare) Restspannung u_r

$$u_r = I_{asp} * R_{iL} = U_{a0} - u_a = 2 \cdot i_a * R_{iL} \quad (Gl 5.1)$$

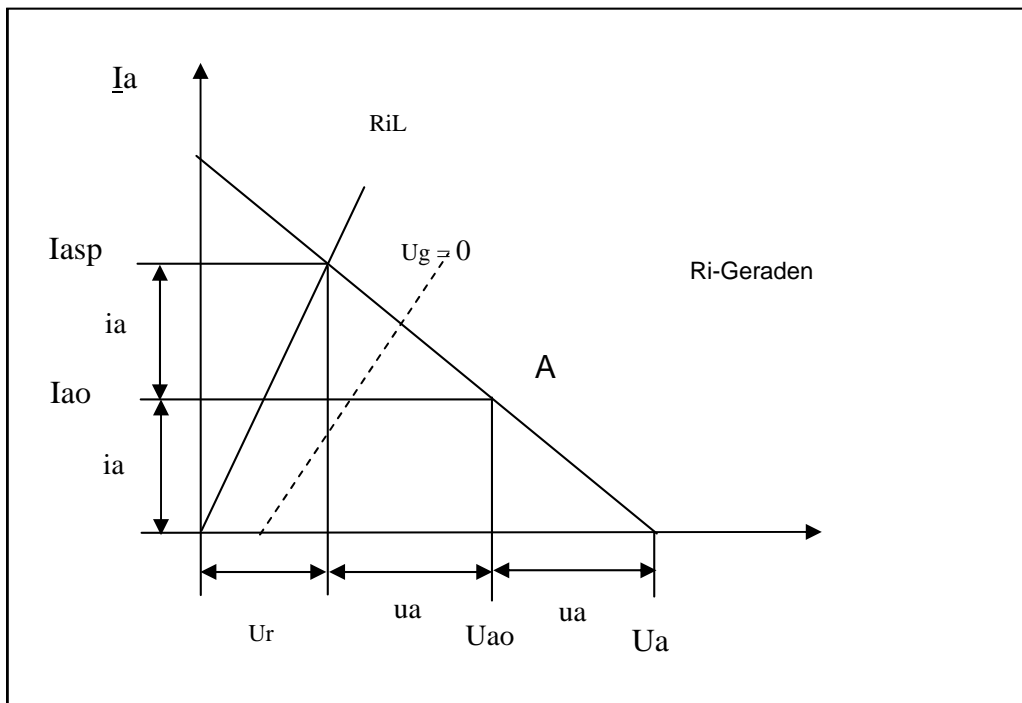


Bild 5: Ausgangskennlinienfeld einer Triode bei transformatorischer Kopplung

Da die Anodenstromamplitude i_a dem Anodenruhestrom I_{a0} entspricht, ist $i_a = I_{a0}$ und mit $u_a = i_a R_a$ folgt

$$R_a = U_{a0}/I_{a0} - 2 R_{iL} \quad (Gl 5.2)$$

und
$$i_a = I_{a0} = U_{a0} / (R_a + 2 R_{iL}) \quad (Gl 5.3)$$

bzw.
$$u_a = U_{a0} R_a / (R_a + 2 R_{iL}).$$

Die Wechselleistung berechnet sich aus der Amplitude des Anodenstromes zu

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} i_a^2 R_a = \frac{u_a i_a}{2} = \frac{1}{2} I_{a0}^2 R_a = \frac{U_{a0}^2}{2} * \frac{R_a}{(R_a + 2 R_{iL})^2}. \quad (Gl 5.4)$$

Für die Berechnung des Wirkungsgrades ist die Kenntnis der aufgenommenen Gleichstromleistung erforderlich, die sich aus

$$P_{\pm} = I_{a0} U_{a0} \quad (\text{Gl 5.5})$$

und mit (Gl 5.3) zu

$$P_{\pm} = U_{a0}^2 / (R_a + 2 R_{iL}) \text{ ergibt.} \quad (\text{Gl 5.6})$$

Daraus berechnet sich der Wirkungsgrad, als dem Verhältnis von Wechsel- zu Gleichleistung

$$\eta = \frac{1}{2} R_a / (R_a + 2 R_{iL}) \quad (\text{Gl 5.7})$$

oder etwas umgeformt

$$\eta = \frac{1}{2} - R_{iL} / (R_a + 2 R_{iL}). \quad (\text{Gl 5.8})$$

5.1 A-Betrieb bei transformatorischer Kopplung und Anpassung

Das Maximum der Wechselleistung nach (Gl 5.4) ergibt sich durch differenzieren und Nullsetzen der Ableitung zu $R_a = 2 R_{iL}$ und damit die Wechselleistung bei Anpassung

$$P_{\pm \text{ opt}} = U_{a0}^2 / 16 R_{iL} \quad (\text{Gl 5.9})$$

sowie die Gleichleistung bei Anpassung mit (Gl 5.6)

$$P_{\pm} = U_{a0}^2 / 4 R_{iL}. \quad (\text{Gl 5.10})$$

Die Anodenverlustleistung als Differenz zwischen Gleichstrom – und Wechselstromleistung wird mit (Gl 5.9) und (Gl 5.10)

$$Q_a = P_{\pm} - P_{\pm \text{ opt}} = 3/16 U_{a0}^2 / R_{iL} \quad (\text{Gl 5.11})$$

oder auch unter Berücksichtigung der (Gl 5.9)

$$Q_a = 3 * P_{\pm \text{ opt}}. \quad (\text{Gl 5.12})$$

In diesem Betriebszustand der Anpassung ist die Anodenverlustleistung immer der 3 fache Wert der Wechselleistung.

Die Anodenverlustleistung wird an die Anode abgegeben und in Form von Wärme abgestrahlt und muss abgeleitet werden. Da die Röhre auch dann noch betriebsfähig sein muss, wenn keine Wechselleistung abgegeben wird und die Gitterspannung Null ist, muss im Anpassungsfall mit einer maximal auftretenden Anodenverlustleistung gleich dem 4-fachen Wert der Wechselstromleistung gerechnet werden.

Man wird den ungünstigen A-Betrieb immer nur dann verwenden, wenn mit einer vorgegebenen Betriebsspannung die maximale Leistung erreicht werden soll, wie etwa bei Batteriegeräten. Der Wirkungsgrad bei Anpassung ($R_a = 2 R_{iL}$) berechnet sich aus (Gl 5.9) zu

$$\eta = P_{\pm \text{ opt}} / P_{\pm} = \frac{1}{4} \text{ bzw. } 25 \%. \quad (\text{Gl 5.13})$$

Will man den Wirkungsgrad nach (Gl 5.13) erhöhen ist Überanpassung mit $R_a \geq R_{iL}$ einzustellen.

Mit $R_a = 8 R_{iL}$ wird der Wirkungsgrad nach (Gl 5.13) schon $\eta = 40 \%$, und damit wesentlich höher als bei Anpassung nach (Gl 5.13). Die Anodenverlustleistung beträgt in diesem Fall nur noch das 2.5 fache der Wechselleistung. Die mit $R_a = 8 R_{iL}$ erzielbare Wechselleistung ist natürlich geringer, als die maximale Wechselleistung nach (Gl 5.9), dafür aber mit besserem Wirkungsgrad und darauf kommt es an. Der Maximalwert des Wirkungsgrades ist rein theoretisch nach (Gl 5.13) mit $R_a \rightarrow \infty \eta = 50\%$ - aber die Anodenverlustleistung dabei $Q_a = \infty$.

Endstufen mit transformatorischer Kopplung werden üblicherweise mit $R_a = 8$ bis $12 R_{iL}$ betrieben. Beim Betrieb von Leistungsendstufen haben wir also die gleiche Situation wie in der Stark- und Schwachstromtechnik vor uns. Will man maximale Leistungsabgabe haben, ist die klassische Anpassung $R_a = R_i$ zu wählen. Der Wirkungsgrad ist dabei immer nur 50% .

Ist dagegen maximaler Wirkungsgrad wichtig, wie in der Starkstromtechnik, dann ist Überanpassung mit $R_a \geq R_i$ gefordert. Der Außenwiderstand muss immer größer als der Innenwiderstand der Quelle sein, damit möglichst die volle Wechselleistung an die Last abgegeben wird.

Bislang waren wir in unseren Betrachtungen davon ausgegangen, dass der Leistungsinnenwiderstand R_{iL} und U_{a0} die abgegebene Wechselleistung und die Anodenverlustleistung bestimmt. Praktisch liegt allerdings meist der Fall vor, das für eine Endröhre mit konstruktiv bedingtem R_{iL} , die vorgegebene maximale Anodenverlustleistung $Q_{a,max}$ die Betriebsbedingungen bestimmt. Dabei ist die vom Hersteller der Röhre angegebene Verlustleistung die begrenzende Größe.

Der Arbeitspunkt wird bei kleinen Anodenspannungen in bekannter Weise nur gewählt werden können, solange die zulässige Anodenverlustleistung nicht überschritten wird. Die maximale Anodenspannung, bei der die Anpassungsbedingung $R_a = 2 R_{iL}$ noch erfüllt ist, ergibt sich aus der Beziehung

$$U_{a0}^2 = 4 Q_{a,max} * R_{iL}. \quad (Gl 5.14)$$

Für höhere Spannungen liegt der Arbeitspunkt auf der Hyperbel maximaler Anodenverlustleistung $Q_{a,max}$. Der für diesen Betriebszustand erforderliche Außenwiderstand wird dann

$$R_a = U_{a0}^2 / Q_{a,max} - 2 R_{iL} \quad (Gl 5.15)$$

und die Wechselleistung dazu

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} Q_{a,max} - Q_{a,max}^2 / U_{a0}^2 * R_{iL}. \quad (Gl 5.16)$$

Bislang wurde Vollaussteuerung bis zur Grenzgeraden vorausgesetzt. Bei geringerer Aussteuerung steigt die Ausgangsleistung bei linearer Kennlinie quadratisch mit der Gitterwechselspannung.

Bezeichnet man mit $a < 1$ die relative Strom - bzw. Spannungsaussteuerung, dann wird die Wechselleistung

$$P'_{\sim} = a^2 P_{\sim}. \quad (Gl 5.17)$$

Die Anodenverlustleistung erhöht sich bei geringer werdender Aussteuerung auf

$$Q_a = P_{\sim} - a^2 P_{\sim}. \quad (Gl 5.18)$$

Der Wirkungsgrad nimmt mit steigender Aussteuerung stetig zu, bis zu dem durch R_a/R_{iL} gegebenen Maximalwert. Der an der Anode in Wärme umgesetzte Anteil der aufgenommenen Gleichleistung nimmt mit steigender Aussteuerung ab. Bei fehlender Aussteuerung ist $a = 0$ und die Verlustleistung Q_a am größten und zwar gleich der aufgenommenen Gleichleistung. Im A-Betrieb darf also, im nicht ausgesteuerten Zustand, die zulässige Anodenverlustleistung $Q_{a,max}$ der Röhre nicht überschritten werden.

Beispiel 5.0

Wir berechnen alle relevanten Werte einer Endstufe im A-Betrieb und transformatorischer Kopplung und Vollaussteuerung bis zur Grenzgeraden RiL und nehmen die Werte der QB5–1750 aus Beispiel 4.1. Die Daten der Endstufe sind dem Datenblatt der QB5–1750 entnommen: Anodenspannung $U_a = 2000 \text{ V}$, $I_{asp} = 400 \text{ mA}$, $Q_a \text{ max} = 400 \text{ W}$, $I_{asp} = 400 \text{ mA}$, $U_{go} = -90 \text{ V}$, $R_{iL} = 100 \Omega$,

Die nicht aussteuerbare Restspannung	$u_r = 400 \text{ mA} * 100 \Omega = 40 \text{ V}$
Die Amplitude des Anodenstromes	$i_a = I_{asp} / 2 = \frac{1}{2} U_r / R_{iL} = 44 \text{ V} / 200 \Omega = 200 \text{ mA}$
Der Anodengleichstrom im Arbeitspunkt ist auf einzustellen.	$I_{ao} = i_a = 200 \text{ mA}$
Mit (Gl 15) berechnet sich der Außenwiderstand	$R_a = 2000 \text{ V} / 0.2 \text{ A} - 200 \Omega = 9800 \Omega = 9.8 \text{ k}\Omega$
Die Amplitude der Anodenspannung wird	$u_a = i_a R_a = 0.2 \text{ A} * 9.8 \text{ k}\Omega = 1960 \text{ V}$
Die Spitzenspannung an der Anode der Röhre	$u_{a,max} = 2000 \text{ V} + 1960 \text{ V} = 3960 \text{ V}$
Die Minimalspannung an der Anode	$u_{a,min} = 2000 \text{ V} - 1960 \text{ V} = 40 \text{ V}$ (siehe oben Restspannung u_r).
Der maximale momentane Anodenstrom und der minimale Anodenstrom bei geradliniger Kennlinie	$i_{a,max} = 400 \text{ mA}$ $i_{a,min} = 0 \text{ mA}$.
Die Wechselleistung berechnet sich	$P_{\sim} = \frac{1}{2} i_a^2 R_a = \frac{1}{2} (0.2 \text{ A})^2 * 9.8 \text{ k}\Omega = 196 \text{ W}$
Die aufgenommene Gleichleistung ist	$P_{=} = I_{ao} * U_{ao} = 200 \text{ mA} * 2000 \text{ V} = 400 \text{ W}$.
Daraus berechnet sich der Wirkungsgrad der Endstufe (ohne Berücksichtigung der Heizleistung von $P_h = 100 \text{ W}$, $U_f = 10 \text{ V}$, $I_f = 10 \text{ A}$)	$\eta = 196 / 400 = 0.49$, entsprechend 49 %.
Die Anodenverlustleistung ohne Aussteuerung, entspricht dem Maximalwert des Herstellers	$Q_{ao} = I_{ao} * U_{ao} = 200 \text{ mA} * 2000 \text{ V} = 400 \text{ W}$
Die Anodenverlustleistung bei Aussteuerung bis zur Grenzgeraden	$Q_a = P_{=} - P_{\sim} = 400 \text{ W} - 196 \text{ W} = 204 \text{ W}$.
Das Verhältnis von Wechselleistung zu Anodenverlustleistung bei Aussteuerung	$G_n = 196 \text{ W} / 204 = 0.96$ (nahe 1!)

Beispiel 5.1

Berechnen wir noch die Werte bei Anpassung mit $R_a = R_{iL}$. Es ergeben sich ohne Rücksicht auf die Grenzdaten der Röhre:

Die Wechselleistung	$P_{\sim,opt} = (2000 \text{ V})^2 / (16 * 100 \Omega) = 2500 \text{ W}$
Die Gleichleistung	$P_{=} = (2000 \text{ V})^2 / 400 \Omega = 10000 \text{ W}$
Der Wirkungsgrad	$\eta = 2500 \text{ W} / 10000 \text{ W} = 0,25$ entspr. 25 %
Die Anodenverlustleistung ohne Aussteuerung	$Q_{ao} = 10000 \text{ W}$
Die Anodenverlustleistung mit Aussteuerung	$Q_a = 10000 \text{ W} - 2500 \text{ W} = 7500 \text{ W}$

Die Anodenverlustleistung ist das 3 fache der Wechselleistung!

Die weiteren Daten nur zur Vollständigkeit, da die Grenzdaten der Röhre weit überschritten werden.

Der Anodengleichstrom im Arbeitspunkt jetzt	$I_{ao} = 2000 \text{ V} / 400 \Omega = 5 \text{ A}$
Der Anodenspitzenstrom	$I_{asp} = 2 I_{ao} = 2 * 5 \text{ A} = 10 \text{ A}$
Die nicht aussteuerbare Restspannung	$u_r = 10 \text{ A} * 100 \Omega = 1000 \text{ V}$
Die Amplitude des Anodenstroms	$i_a = I_{asp} / 2 = \frac{1}{2} 10 \text{ A} = 5 \text{ A}$
Die Amplitude der Anodenspannung	$u_a = i_a 2 R_{iL} = 5 \text{ A} 200 \Omega = 1000 \text{ V}$
Die Spitzenspannung an der Anode der Röhre	$u_{a,max} = 3000 \text{ V}$
Die Minimalspannung an der Anode	$u_{a,min} = 2000 \text{ V} - 1000 \text{ V} = 1000 \text{ V}$ (gleich Restspannung u_r – siehe oben)
Der maximale momentane Anodenstrom wird	$i_{a,max} = 10 \text{ A}$
der minimale Anodenstrom bei geradliniger Kennlinie	$i_{a,min} = 0 \text{ A}$.

Aus der Rechnung ist ersichtlich, dass zwar bei Anpassung die höchste Wechselleistung erreicht wird, jedoch mit schlechtem Wirkungsgrad und Überschreitung aller Röhrengrenzdaten. Nach (Gl 5.14) ergibt sich die maximal mögliche Anodenspannung mit dem Grenzwert der Anodenverlustleistung der Röhre von $Q_a \max = 440 \text{ W}$. Diese Anodenspannung muss mit obigen Werten auf (Gl 5.14)

$$U_{ao \max} = \sqrt{4 Q_a \max * R_{iL}} = 419 \text{ V}$$

reduziert werden, damit die maximale Anodenverlustleistung nicht überschritten wird. Da der Außenwiderstand beim Endverstärker von der ausgangsseitigen Transformation abhängig ist, kann bei Wegfall der Last bei voller Anodenspannung die Anodenverlustleistung der Röhre überschritten werden. Was dazu führt, dass der Glaskörper der Röhre überhitzt wird und schmilzt. Das Vakuum zieht dann den Glaskörper zusammen, die Röhre wird unbrauchbar.

Ist der Außenwiderstand frequenzabhängig und komplex, verläuft der Aussteuerungsvorgang im Ausgangskennlinienfeld nicht auf einer Ra-Geraden, sondern auf einer Ellipse um den Arbeitspunkt A.

5.2 B-Betrieb bei transformatorischer Kopplung

Beim Endverstärker im B-Betrieb liegt, bei geradliniger dynamischer Kennlinie, der Arbeitspunkt beim Anodenruhestromwert Null. Aus Gründen der akzeptablen Verzerrung wird meist ein geringer Ruhestrom zugelassen. Die Aussteuerung erfolgt unsymmetrisch. Nur während einer halben Periode fließt Anodenstrom, so dass zur Vermeidung von Verzerrungen der B-Betrieb meist nur in Gegentaktschaltungen oder in Sender-Endstufen verwendet wird.

Zur Berechnung sei wieder ein lineares Kennlinienfeld angenommen. Die Aussteuerung erfolgt bis zu der durch die R_{iL} - Gerade vorgegebene Restspannung u_r . Der Außenwiderstand stellt für die Wechselspannung den Wert R_a dar, gleichstrommäßig aber den Wert Null.

Die Anodenspannung ist identisch der Betriebsspannung U_b . Die Aussteuerung erfolgt bei reellem Außenwiderstand längs der durch R_a gegebenen Geraden.

Bei einem frequenzabhängigen Außenwiderstand erfolgt die Aussteuerung längs einer Ellipse. Damit die Berechnungen übersichtlich bleiben, sei ein reeller Außenwiderstand angenommen.

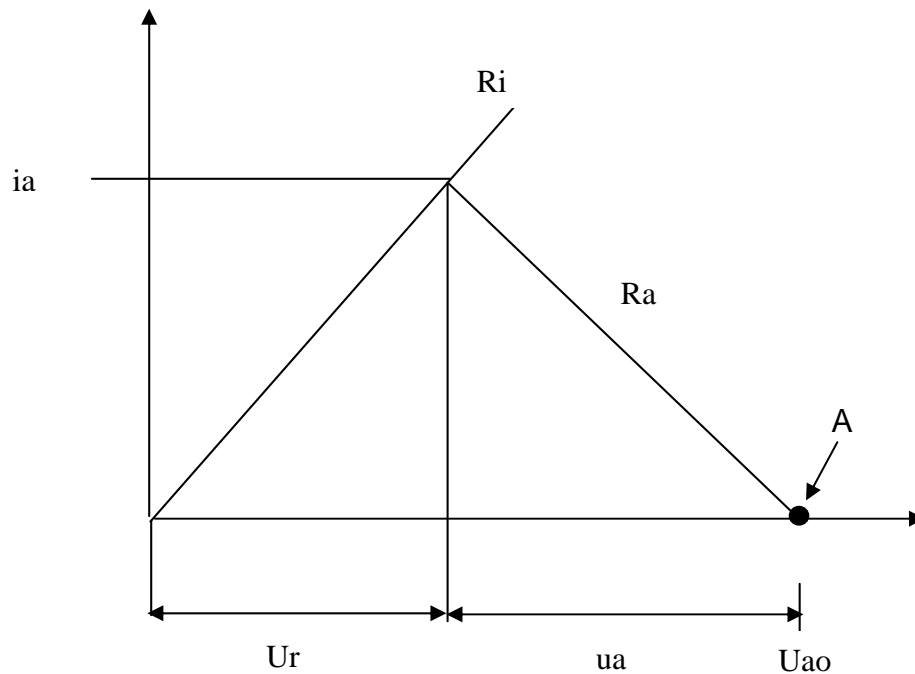


Bild 6: Aussteuerungsverhältnisse einer Triode im B-Betrieb bei transformatorischer Kopplung

Entsprechend Bild 6 gilt bei symmetrischer Aussteuerung um den Arbeitspunkt **A** für die Restspannung u_r

$$u_r = U_{ao} - u_a = U_{ao} - i_a R_a = i_a R_{iL}, \quad (\text{Gl 5.19})$$

denn für die Anodenwechselspannungsamplitude gilt wieder

$$u_a = i_a R_a \quad (\text{Gl 5.20})$$

und daraus für die Amplitude des Anodenstromes

$$i_a = U_{ao} / (R_a + R_{iL}). \quad (\text{Gl 5.21})$$

Der notwendige Außenwiderstand R_a berechnet sich aus (Gl 5.21)

$$R_a = U_{ao} / i_a - R_{iL}. \quad (\text{Gl 5.22})$$

Die Wechselleistung ist nun, da der Anodenstrom nur während einer halben Periode fließt

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} * \frac{1}{2} i_a^2 R_a = \frac{1}{4} U_{ao}^2 * R_a / (R_a + R_{iL})^2. \quad (\text{Gl 5.23})$$

Der Anodenstrom ist sinusförmig und fließt nur während einer halben Periode. Der für die Leistung mittlere Anodenstrom berechnet sich durch Integration der Funktion

$$I_{ao} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_a \sin \omega t \, dt = i_a / \pi \quad (\text{Gl 5.24})$$

über die halbe Periode.

Dieser Anodengleichstrom fließt also nur bei Aussteuerung und während einer halben Periode.

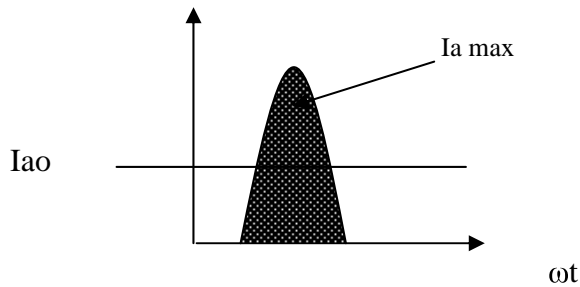


Bild 6: Berechnung des Anodengleichstroms

(Zur Berechnung der Gleichstromleistung wird der sinusförmige Puls in das flächengleiche Rechteck der gleichen Periodendauer und der Höhe $h = I_{ao}$ umgerechnet)

Die Auswertung des Integrals nach (Gl 5.24) ist der lineare Mittelwert für eine halbe Periode

$$I_{ao} = i_a / \pi \tag{Gl 5.25}$$

und mit (Gl 5.21) wird

$$I_{ao} = U_{ao} / [\pi (R_a + R_{iL})] \tag{Gl 5.26}$$

und damit die Gleichstromleistung im B-Betrieb und Aussteuerung bis zur Grenzgeraden

$$P_{\bar{}} = I_{ao} U_{ao} = U_{ao}^2 / \pi * 1 / (R_a + R_{iL}). \tag{Gl 5.27}$$

Die Anodenverlustleistung Q_a tritt nur bei Aussteuerung auf und ist mit (Gl 5.27) und (Gl 5.23)

$$Q_a = P_{\bar{}} - P_{\sim} = U_{ao}^2 / (R_a + R_{iL}) * [1/\pi - R_a / 4(R_a + R_{iL})] \tag{Gl 5.28}$$

sowie der Wirkungsgrad im B-Betrieb mit (Gl 5.23) und (Gl 5.27)

$$\eta = \pi / 4 * R_a / (R_a + R_{iL}). \tag{Gl 5.29}$$

5.3 B-Betrieb mit transformatorischer Kopplung und Anpassung

Die (Gl 5.29) hat ein Maximum bei $R_a = R_{iL}$. Mit dieser klassischen Anpassungsbedingung wird die maximale Wechselleistung bei Vollaussteuerung und Anpassung

$$P_{\sim, opt} = U_{ao}^2 / 16 R_{iL} \tag{Gl 5.30}$$

und die Gleichleistung bei Aussteuerung mit (Gl 5.27)

$$P_{\bar{}, opt} = U_{ao}^2 / 2 \pi R_{iL}. \tag{Gl 5.31}$$

Daraus der Wirkungsgrad im B-Betrieb und Anpassung mit (Gl 5.29)

$$\eta_{,opt} = \pi / 8 \text{ entsprechend } 39.26 \%. \tag{Gl 5.32}$$

Die Anodenverlustleistung im B-Betrieb und angesteuertem Zustand bei Anpassung

$$Q_{a, opt} = U_{ao}^2 / 2 R_{iL} * [1/\pi - 1/8]. \tag{Gl 5.33}$$

oder auch

$$Q_{a,opt} = U_{ao}^2 / 10.3 R_{iL}$$

Daraus berechnet sich die Anodenverlustleistung bei Aussteuerung als Funktion der Wechselleistung

$$Q_a \approx 1.54 * P_{opt}$$

Die Anodenverlustleistung ist ca. das 1.5 fache der gewünschten Wechselleistung. Im nicht ausgesteuerten Zustand ist die Anodenverlustleistung $Q_a = 0$.

Will man den Wirkungsgrad nach (Gl 5.29) erhöhen ist wieder $R_a \geq R_{iL}$ zu wählen. Wählt man bspw. $R_a = 10 R_{iL}$ wird der Wirkungsgrad schon $\eta = 71.3\%$ und damit wesentlich höher als bei Anpassung. Der maximale Wirkungsgrad wird theoretisch bei $R_a \rightarrow \infty$ mit $\eta = 78.53\%$ erreicht. Die Wechselleistung P_{\sim} ist dabei allerdings Null. Der Unterschied zum Verstärker im A-Betrieb tritt deutlich heraus. Während beim A-Verstärker immer die volle Gleichleistung dem Netzteil entnommen wird - auch wenn die Röhre keine Wechselstromleistung abgibt - nimmt der B-Verstärker Gleichleistung nur während der Aussteuerung auf. Eine Anodenverlustleistung nach (Gl 5.33) tritt daher überhaupt nur bei Aussteuerung auf.

Beispiel 5.2

Wir berechnen einen Endverstärker in B - Betrieb mit den Daten der QB5 -1750 aus den vorherigen Beispielen um einen Vergleich zu haben. Betriebsspannung $U_b = U_{ao} = 2000\text{ V}$, der maximale Spitzenstrom der von der Kathode geliefert werden kann ist $I_{asp} = 400\text{ mA}$, Leistungsinnenwiderstand $R_{iL} = 100\ \Omega$.

Es berechne sich folgende Daten:

Restspannung	$u_r = i_a R_{iL} = I_{asp} R_{iL} = 400\text{ mA} * 100\ \Omega = 40\text{ V}$
Der Außenwiderstand für Vollaussteuerung	$R_a = 2000\text{ V} / 400\text{ mA} - 100\ \Omega = 4900\ \Omega$
Die Amplitude der Anodenwechselspannung	$u_a = i_a R_a = 400\text{ mA} * 4900\ \Omega = 1960\text{ V}$
Die maximale Wechselspannung an der Anode	$u_{a,max} = 2000\text{ V} + 1960\text{ V} = 3960\text{ V}$
Die minimale Wechselspannung an der Anode, oder die Restspannung wie oben.	$u_{a,min} = 2000\text{ V} - 1960\text{ V} = 40\text{ V}$
Der Anodengleichstrom, der nur während einer halben Schwingungsperiode fließt	$I_{ao} = i_a / \pi = I_{asp} / \pi = 400\text{ mA} / \pi = 127.32\text{ mA}$
Der Wechselstrom hat den Spitzenwert und tritt nur während einer Halbschwingung auf	$i_a = 400\text{ mA}$
Die zugeführte Gleichstromleistung wird damit	$P_{=} = I_{ao} U_{ao} = 127.32\text{ mA} * 2000\text{ V} = 254.64\text{ W}$
Aus (Gl 5.23) berechnet sich mit $R_a = 4900\ \Omega$ die Wechselleistung zu	$P_{\sim} = 196\text{ W}$
Der Wirkungsgrad wird	$\eta = P_{\sim} / P_{=} = 196\text{ W} / 254.64\text{ W} = 0.769$ entspr. 76,97 %.
Die Anodenverlustleistung	$Q_a = P_{=} - P_{\sim} = 254.64\text{ W} - 196\text{ W} = 58,64\text{ W}$

tritt nur bei Aussteuerung auf und liegt unterhalb der vom Hersteller vorgegeben Verlustleistung $Q_{a,max} = 440\text{ W}$. Bei fehlender Aussteuerung ist die Anodenverlustleistung gleich Null. Dadurch steigt der Wirkungsgrad beträchtlich. Bei realen Gitterspannungs-Anodenstromkennlinien ist der Verlauf im unteren Bereich nicht linear. Daher fließt im praktischen Fall, bei fehlender Aussteuerung, immer ein geringer Anodenruhestrom.

Beispiel 5.2 zeigt deutlich die Vorteile der Endstufe im B-Betrieb. Was bislang noch nicht berücksichtigt wurde, sind die in einer B-Endstufe auftretenden Verzerrungen und entstehenden Oberschwingungen nebst deren Mischprodukte, die im Nutz-Frequenzband liegen können. Diese Betrachtungen folgen später im Abschnitt IV „Messungen an Linear-Endstufen“.

Beispiel 5.3

Berechnen wir noch die Werte bei Anpassung mit $R_a = R_iL$. Es ergeben sich ohne Rücksicht auf die Grenzdaten der Röhre:

Die Wechselleistung	$P_{\text{opt}} = (2000 \text{ V})^2 / (16 * 100 \Omega) = 2500 \text{ W}$
Die Gleichleistung	$P_{\text{e}} = (2000 \text{ V})^2 / \pi 200 \Omega = 6366 \text{ W}$.
Der Wirkungsgrad	$\eta = 2500 \text{ W} / 6366 \text{ W} = 0.3926$ entspr. 39.26%
Die Anodenverlustleistung ohne Aussteuerung	$Q_{a0} = 0 \text{ W}$
Die Anodenverlustleistung (nur) bei Aussteuerung	$Q_a = 6366 \text{ W} - 2500 \text{ W} = 3866 \text{ W}$.

Bei Anpassung werden die Grenzdaten der Röhre weit überschritten.

6. Der Sender-Verstärker mit Schwingkreis als Außenwiderstand

6.1 Grundsätzliche Überlegungen zum Sender-Verstärker

Beim Sender-Verstärker ist die ausgangsseitige Belastung ein Resonanzkreis, der aus der Parallelschaltung einer Induktivität, eines Kondensators und bei Resonanz aus einem reellen Widerstand besteht. Für den Gleichstrom ist der Parallelkreis ein Kurzschluss. Das Prinzip ist in Bild 7 dargestellt.

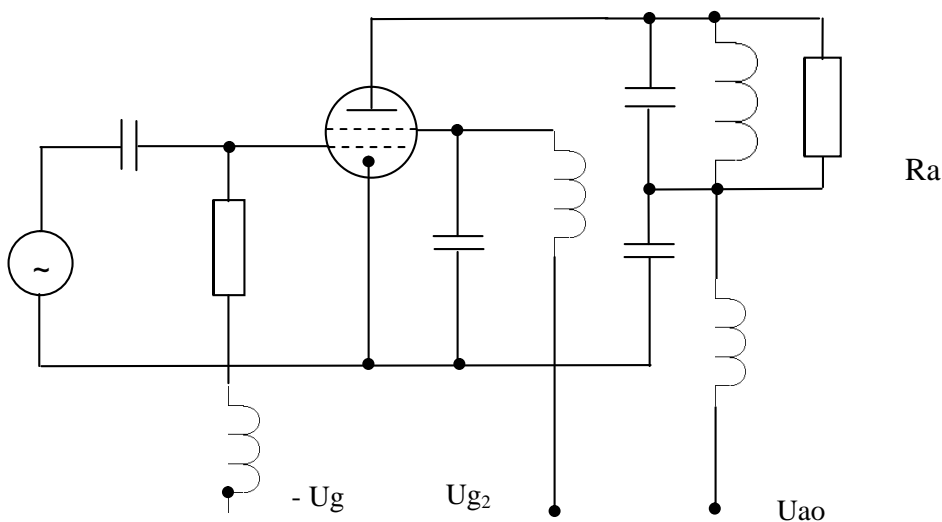


Bild 7: Sender-Endstufe mit einer Tetrode 4 – 125 A

(Die Drosseln haben eine Induktivität $L_{\text{min}} = 50000 \mu\text{H}$, die Kondensatoren zur Abblockung $C = 0.001 \mu\text{F}$ und der Widerstand am Gitter $R_g = 10 \text{ k}\Omega$). Für die Dimensionierung der Anodendrossel sei auf den gleichnamigen Beitrag verwiesen.

Die Daten der Endstufe mit der Tetrode 4-125 A nach Bild 7. (Berechnung im Beispiel 7.5)

$U_{ao} = 2500 \text{ V}$	$P_{\Sigma} = 453 \text{ W}$
$U_{g_2} = 350 \text{ V}$	$Q_a = 109 \text{ W}$
$U_{go} = -90 \text{ V}$	$P_{\sim} = 344 \text{ W}$
$f_o = 3.6 \text{ MHz}$	$P_{st} = 3.11 \text{ W}$
$R_a = 6.9 \text{ K}\Omega$	$P_{g_{\sim}} = 1.13 \text{ W}$
$R_g = 10 \text{ K}\Omega$	$\eta = 75.9 \%$
$\Theta = 140 \text{ Grad}$	$P_{g_{\Sigma}} = 1.7 \text{ W}$
$I_{asp} = 0.704 \text{ A}$	$C = 25.6 \text{ pF}$
$I_{ao} = 0.181 \text{ A}$	$L = 76.3 \text{ }\mu\text{H}$
$I_{amin} = 0.027 \text{ A}$	$Q = 4$
$I_{go} = 9.41 \text{ mA}$	$B = 900 \text{ KHz}$

Im Anodenstrom sind wegen des nichtlinearen Zusammenhanges zwischen Gitterwechselspannung und Anodenstrom außer der Grundschwingung i_{a1} auch Oberschwingungen i_{a2} , i_{a3} ... i_{an} vorhanden. Die spannungsgesteuerte Stromquelle erfordert, um eine sinusförmige Ausgangsspannung zu erhalten, im Anodenkreis ein Parallelkreis, denn nur dieser stellt für die Resonanzfrequenz einen endlichen Widerstand dar, der reell und gleich R_a ist.

Anodenwechselspannungen entstehen am Anodenschwingkreis daher nur durch die im Anodenwechselstrom enthaltenen Strom Komponenten i_{an} , die der Resonanzfrequenz des Parallelkreises entsprechen. Ist der Kreis auf einer Oberschwingung auf Resonanz, so ist Frequenzvervielfachung möglich.

Die Anodenwechselspannung muss sinusförmig verlaufen, völlig unabhängig von der Größe der Aussteuerung und der Form des Zusammenhanges zwischen Steuerspannung und Anodenstrom, da für alle Oberschwingungen außer der Resonanzfrequenz, der Resonanzkreis einen Kurzschluss darstellt. Aus dieser wichtigen Tatsache ergeben sich ganz andere Möglichkeiten der Aussteuerung und höhere Wirkungsgrade als beim Großsignalverstärker nach Bild 4. Senderverstärker können im A, B, AB, AB₁, C, S, D und E Betrieb betrieben werden (siehe Abschnitt IV).

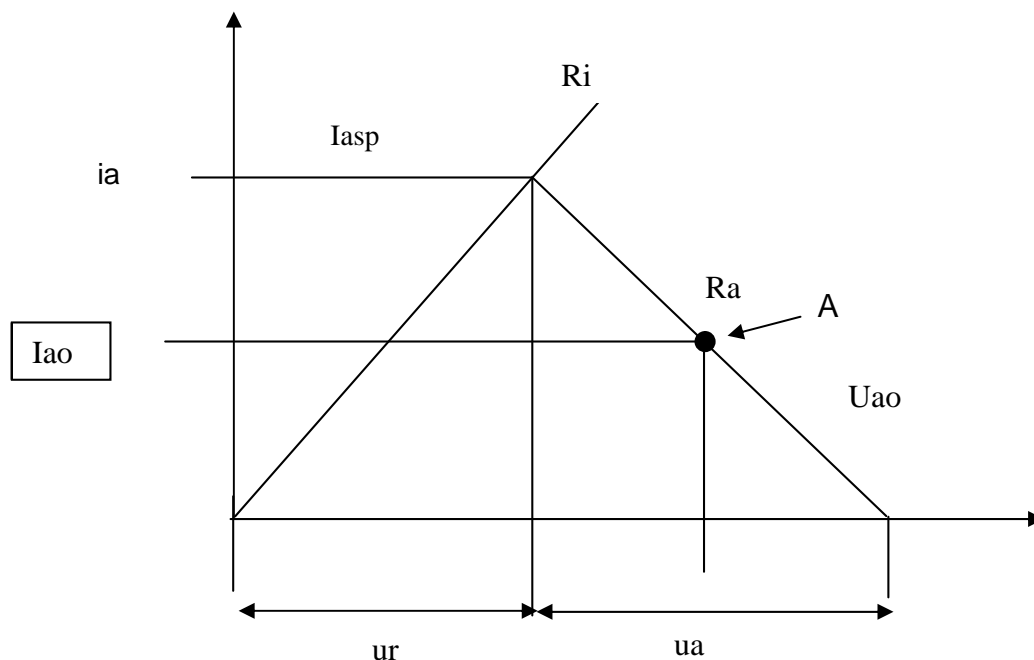


Bild 8: Aussteuerungsverhältnisse eines A-Verstärkers mit einem Schwingkreis als Anodenwiderstand

Bild 8 zeigt die Aussteuerungsverhältnisse eines Sender-Verstärkers im A-Betrieb. Dabei sei die Steuer-Kennlinie als linear angenommen, d.h. der Anodenwechselstrom i_a ist proportional zur Gitterwechselspannung u_g . Da der Anodenwechselstrom und die Anodenwechselspannung rein sinusförmig sind, können die Aussteuerungsverhältnisse sehr einfach übersehen werden.

Der Arbeitspunkt im Ausgangskennlinienfeld der Röhre wird durch die Anodengleichspannung U_{ao} und der negativen Gittervorspannung U_{go} bestimmt. Für den Anodengleichstrom ist der ausgangsseitige Parallelkreis ein Kurzschluss. Ein Gleichspannungsabfall entsteht nicht.

Für die Betriebsfrequenz sei der Parallelkreis auf Resonanz, er stellt damit einen endlichen reellen Widerstand nur für diese einzige Frequenz dar. Dieser Widerstand R_a setzt sich aus dem Verlustwiderstand des Kreises und eines transformierten Widerstandes der Last zusammen.

Die Verhältnisse sind die gleichen wie beim Endverstärker nach Bild 4. Der Anodengleichstrom I_{ao} ist gleich dem halben Anodenspitzenstrom I_{asp} , da die Aussteuerung so gewählt wurde, dass der Kennlinienknick gerade erreicht wird. Der Außenwiderstand R_a ist so gewählt, dass die Anodenspannung bis zur Grenze der Kennlinie angesteuert wird, es verbleibt die Restspannung u_r .

Zur Berechnung der Aussteuerung des Kennlinienfeldes des Sender-Verstärkers ist die Kenntnis der im Anodenstrom enthaltenen Amplitude i_{a1} der Grundfrequenz und bei Vervielfachung auch die Amplituden der Oberschwingungen $i_{a2} \dots \dots \dots i_{a,n}$ erforderlich.

Für die wichtigsten Formen der dynamischen I_a/U_g Kennlinien kann der Wert durch Fourier-Analyse analytisch berechnet werden.

6.2 Dynamische Kennlinien

Der Zusammenhang zwischen Gitterwechselspannung und Anodenwechselstrom ist allgemein $i_a = c * u_g^n$ und für den Exponenten n bei einer

- | | |
|--|-----------|
| 1. geradlinigen, dynamischen Kennlinie | $n = 1$ |
| 2. Raumlade-Kennlinie | $n = 3/2$ |
| 3. quadratischen Kennlinie | $n = 2$ |
| 4. rechteckigen Kennlinie | $n = 0$. |

Fast alle praktisch vorkommenden dynamischen Kennlinien passen in diese 4 Gruppen. Die Amplituden der Grund- und Oberschwingungen lassen sich durch die Beziehungen

$$i_{a1} = I_{asp} * f_1(\Theta) \tag{Gl 6.1}$$

$$i_{a2} = I_{asp} * f_2(\Theta)$$

$$i_{a3} = I_{asp} * f_3(\Theta)$$

ausdrücken, dabei ist I_{asp} der Anoden-Spitzenstrom.

Die Stromfluss-Winkel-Funktionen $f_1(\Theta)$, $f_2(\Theta)$ und $f_3(\Theta)$ werden durch Fourier-Analyse berechnet. Der Stromflusswinkel Θ ist dabei das Verhältnis der halben Zeit des Stromflusses zur gesamten Periodendauer von 2π .

Für A-Betrieb ist der Stromflusswinkel $\Theta = 180^\circ$ oder π , denn der Anodenstrom fließt während beider Halbperioden der steuernden Gitterwechselspannung.

Bei B-Betrieb ist $\Theta = 90$ grad, der Anodenstrom fließt nur während einer Halbschwingung. Bei C-Betrieb ist $\Theta < 90$ Grad d.h. der Anodenstrom fließt nur kurzzeitig und weniger lang als eine Halbschwingungsdauer.

Die Stromanteile $i_{a1}, i_{a2} \dots \dots \dots i_{a,n}$ können in bekannter Weise aus den Integralen

$$i_{a1} = 2/T \int_0^T i_a(t) \sin(\omega t) dt \tag{Gl 6.2}$$

$$i_{a2} = 2/T \int_0^T i_a(t) \sin 2(\omega t) dt$$

$$i_{a_3} = 2/T \int_0^T i_a(t) \sin 3(\omega t) dt$$

analytisch berechnet werden. Entsprechend gilt nach Fourier für den Anodengleichstrom

$$I_{a_3} = I_{asp} * \psi(\Theta) \quad (\text{Gl 6.3})$$

wobei die Funktion $\psi(\theta)$ durch das Integral

$$\psi(\Theta) = I_a / I_{asp} = 1/I_{asp} * 1/T \int_0^T i_a(t) dt \quad (\text{Gl 6.4})$$

definiert ist (arithmetischer Mittelwert). Mit (Gl 6.1) gilt für den Anodengleichstrom auch

$$I_{a_3} = i_{a_1} \psi(\Theta) / f_1(\Theta) \quad (\text{Gl 6.5})$$

der verständlicherweise von der Aussteuerung abhängig ist.

Damit man nicht lange rechnen muss, ist die Auswertung der Integrale für verschiedene Kennlinienformen in den folgenden Tabellen ausgeführt.

6.2a Rechteckige Stromkurve (n = 0). Daraus berechnet sich

$$f_1(\theta) = 2 \sin(\Theta) / \pi \quad \text{und} \quad \psi(\Theta) = \Theta / \pi \quad (\text{Gl 6.6})$$

Θ / Grad	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	120	150	180
$f_1(\Theta)$	0	0.11	0.218	0.318	0.410	0.494	0.555	0.595	0.621	0.638	0.555	0.318	0
$\psi(\Theta)$	0	0.055	0.111	0.166	0.222	0.278	0.333	0.389	0.444	0.50	0.666	0.833	1
$f_1(\Theta) / \psi(\Theta)$	2	1.98	1.96	1.93	1.87	1.78	1.66	1.54	1.40	1.27	0.83	0.38	0

Tab. 1: Werte der Stromflusswinkelfunktionen $f_1(\theta)$ und $\psi(\theta)$ als Funktion des Stromflusswinkels θ für eine rechteckige Stromkurve des Anodenstromes. (Schalterbetrieb)

6.2b Kennlinie mit Exponenten $n = 0.5$

Θ Grad	0	40	60	90	120	150	180
$f_1(\Theta)$	0	0.327	0.444	0.553	0.564	0.479	0.421
$\psi(\Theta)$	0	0.174	0.256	0.380	0.492	0.586	0.636
$f_1(\Theta) / \psi(\Theta)$	2	1.88	1.73	1.46	1.15	0.84	0.67

Tab. 2: Werte der Stromflusswinkelfunktionen $f_1(\theta)$ und $\psi(\theta)$ als Funktion des Stromflusswinkels θ für eine Stromkurve des Anodenstromes mit dem Exponent $n = 0.5$ (Zahlenwerte graphisch ermittelt).

6.2c Geradlinige, dynamische Kennlinie ($n = 1$). Daraus berechnen sich die Stromflusswinkelfunktionen

$$f_1(\theta) = \frac{\theta - \cos \theta * \sin \theta}{\pi (1 - \cos \theta)} \tag{Gl 6.7}$$

$$f_2(\theta) = \frac{2 \sin^3 \theta}{3\pi (1 - \cos \theta)}$$

$$\psi(\theta) = \sin \theta - \theta \cos \theta / \pi (1 - \cos \theta)$$

Θ / Grad	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	120	150	180
$f_1(\Theta)$	0	0.073	0.146	0.216	0.281	0.340	0.391	0.436	0.471	0.500	0.535	0.521	0.500
$\psi(\Theta)$	0	0.037	0.074	0.111	0.148	0.183	0.218	0.253	0.286	0.318	0.406	0.471	0.500
$f_1(\Theta)/\psi(\Theta)$	2	1.988	1.978	1.946	1.904	1.854	1.794	1.726	1.650	1.570	1.320	1.102	1.00
$f_2(\Theta)$	0	0.073	0.140	0.195	0.240	0.267	0.275	0.267	0.245	0.212	0.092	0.014	0.00
$f_2(\Theta)/\psi(\Theta)$	2	1.99	1.89	1.76	1.62	1,46	1.26	1.06	0.85	0.670	0.225	0.067	0.00

Tab. 3: Werte der Stromflusswinkelfunktionen als Funktion des Stromflusswinkels θ für eine Stromkurve des Anodenstromes proportional zur Gitterwechselspannung ($n = 1$)

Beispiel 6.0

Wir berechnen für ein geradlinig dynamisches Kennlinienfeld die Stromflusswinkelfunktion $f_1(\Theta)$ für einen Stromflusswinkel von $\Theta = 140$ Grad. Für die Umrechnung des Winkels von Gradmaß in das zugehörige Winkelmaß ist die Proportion

$$\alpha^\circ / 360^\circ = \alpha_{\text{Bogen}} / 2\pi \quad \text{ganz hilfreich.}$$

Nach (Gl 6.7) gilt für $\Theta = 140$ Grad mit $f_1(\Theta) = \Theta - \cos \Theta * \sin \Theta / \pi (1 - \cos \Theta)$

$$f_1(140^\circ) = (2.443 + 0.492) / 5.548 = 0.5290$$

Beispiel 6.1

Berechne das Maximum der Stromflusswinkelfunktion $f_1(\Theta)$ nach (Gl 6.7) für eine geradlinig dynamische Kennlinie. Durch Differenzieren und Nullsetzen der Ableitung berechnet sich das Maximum. Die verbleibende, transzendente Gleichung

$$\Theta - (2 - \cos \Theta) * \sin \Theta = 0$$

kann leicht durch Iteration gelöst werden. Das Maximum wird erreicht für $\Theta = 122$ grad. Der numerische Wert ist $f_1(122^\circ)_{\text{max}} = 0.535$.

6.2.d Quadratische Kennlinie (n = 2). Daraus berechnen sich die Stromflusswinkelfunktionen zu

$$f_1(\Theta) = 2 \frac{\sin \Theta - 1/3 \sin^3 \Theta - \Theta \cos \Theta}{\pi (1 - \cos \Theta)^2}$$

$$\psi(\Theta) = \frac{\Theta (\cos^2 \Theta + 1/2) - 3/2 \pi \sin \Theta \cos \Theta}{\pi (1 - \cos \Theta)^2}$$

Θ / Grad	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	120	150	180
$f_1(\Theta)$	0	0.058	0.115	0.170	0.222	0.271	0.315	0.358	0.392	0.425	0.475	0.493	0.5
$\psi(\Theta)$	0	0.029	0.058	0.086	0.115	0.142	0.168	0.197	0.223	0.250	0.315	0.355	0.375
$f_1(\Theta)/$ $\psi(\Theta)$	2	1.995	1.990	1.98	1.95	1.91	1.87	1.82	1.76	1.70	1.51	1.39	1.33

Tab. 4: Werte der Stromflusswinkelfunktionen als Funktion des Stromflusswinkels Θ für eine Stromkurve des Anodenstromes (n = 2) quadratisch zur Gitterwechselspannung

Bemerkenswert an den Tabellen 1 bis 4 ist, dass der eigentliche Verlauf der Kennlinien keinen übermäßig großen Einfluss auf die einzelnen Stromflusswinkel-Funktionen hat.

Es ist daher - ohne wesentlichen Fehler möglich - mit der geradlinigen, dynamischen Kennlinie zu arbeiten. Was im Folgenden als Grundlage gelten soll.

Beim Endverstärker nach Bild 4 mit reellem Außenwiderstand R_a sind die durch die Steuerspannung u_g verursachten Änderungen des Anodenstromes und der Anodenspannung immer durch das ohmsche Gesetz verknüpft, so dass die Aussteuerung längs der Widerstandsgeraden $1/R_a$ durch den Arbeitspunkt I_{ao} und U_{ao} erfolgt.

Beim Senderverstärker ist die Amplitude der Anodenwechselspannung u_a nicht mehr proportional zur Änderung des Anodenstromes, sondern proportional zu der im Anodenwechselstrom enthaltenen Amplitude ia_1 der Grundschwingung.

Es gilt für die Amplitude des Anodenstromes mit dem Anodenspitzenstrom I_{asp} (Gl 6.1)

$$u_a = ia_1 * R_a = I_{asp} f_1(\Theta) R_a. \quad (\text{Gl 6.8})$$

Für A- Betrieb ist der Stromflusswinkel $\Theta = 180$ grad. Bei linearer Kennlinie nach Tab. 3 ist $f_1(180^\circ) = 0.5$ und damit die Amplitude der Anodenwechselspannung

$$u_a = I_{asp} * R_a / 2. \quad (\text{Gl 6.9})$$

Für B- Betrieb ist der Stromflusswinkel $\Theta = 90$ Grad. Bei linearer Kennlinie nach Tab. 3 ist $f_1(90^\circ) = 0.5$ und damit die Amplitude der Anodenwechselspannung identisch der (Gl 6.9).

Die Aussteuerung im A- und B- Betrieb erfolgt daher nicht mehr längs der Geraden $1/R_a$, sondern längs der Geraden $1/f_1(\Theta) R_a$, die im A- und B-Betrieb dem Widerstand $R_a/2$ entspricht. Das wird sofort verständlich, da jetzt u_a und ia_1 durch das ohmsche Gesetz verknüpft sind und nicht u_a und ia . Zur Erzielung der Amplitude ia_1 ist jetzt eine Stromänderung von $\Delta I_a = 2$ mal ia_1 erforderlich.

6.3 Die vom Sender-Verstärker abgegebene Wechselleistung bei Voll-Aussteuerung

Zur Berechnung der von einer Röhre im Sender-Verstärker auf der Grundschwingung abgebbaren Leistung nehmen wir an, dass eine genügend hohe Gitterwechselspannung das Kennlinienfeld bis zu der durch die Größe R_{iL} begrenzten Restspannung aussteuert. Für die nicht aussteuerbare Restspannung nach Bild 8 ergibt sich

$$u_r = U_{ao} - u_a = I_{asp} R_{iL} \quad (\text{Gl 6.10})$$

mit R_{iL} als Leistungsinnenwiderstand. Die Spannungs-Amplitude der Grundschwingung in der Anodenspannung ist $u_a = ia_1 R_a$. Unter Verwendung der (Gl 6.8) gilt für die nicht aussteuerbare Restspannung

$$u_r = U_{ao} - ia_1 R_a = ia_1 R_{iL} / f_1(\Theta) \quad (\text{Gl 6.11})$$

und daraus die Amplitude des Anodenwechselstromes

$$ia_1 = U_{ao} / (R_a + R_{iL} / f_1(\Theta)) \quad (\text{Gl 6.12})$$

und entspr. $u_a = U_{ao} R_a / (R_a + R_{iL} / f_1(\Theta)). \quad (\text{Gl 6.13})$

Die Wechselleistung, die bei voller Aussteuerung bis zur Grenzkennlinie an den Außenwiderstand abgegeben wird, beträgt mit den Amplituden für Strom und Spannung nach (Gl 6.12 und 6.13)

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} ia_1 * u_a = U_{ao}^2 / 2 * R_a * 1 / (R_a + R_{iL} / f_1(\Theta))^2. \quad (\text{Gl 6.14})$$

oder etwas umgeschrieben um das wichtige Verhältnis R_a/R_{iL} als Parameter zu erhalten

$$P_{\sim} = U_{ao}^2 / (2 R_{iL}) * R_a/R_{iL} * 1 / ((R_a/R_{iL} + 1/ f_1(\Theta))^2). \quad (Gl 6.15)$$

Die Wechselleistung ist also nur abhängig von der Anodenspannung, vom Außen- und dem Leistungsinnenwiderstand R_{iL} sowie von der Stromflusswinkelfunktion $f_1(\Theta)$. Die dabei von der Röhre aufgenommene Gleichstromleistung

$$P_{=} = I_{a=} * U_{ao} = U_{ao} * I_{asp} * \psi(\Theta) \quad (Gl 6.16)$$

wird umso kleiner, je kleiner der Stromflusswinkel Θ und umso größer der Anodenspitzenstrom und die Anodenspannung sind.

Unter Verwendung der (Gl 6.12) wird aus (Gl 6.16) die von der Röhre aufgenommene Gleichleistung

$$P_{=} = \psi(\Theta) / f_1(\Theta) * U_{ao}^2 * 1 / (R_a + R_{iL}/ f_1(\Theta)) \quad (Gl 6.17)$$

und daraus der Wirkungsgrad der Sender-Endstufe mit einem Schwingkreis

$$\eta = P_{\sim} / P_{=} = 1/2 * f_1(\Theta) / \psi(\Theta) * \frac{R_a/R_{iL}}{R_a/R_{iL} + 1/ f_1(\Theta)} \quad (Gl 6.18)$$

sowie nach einigen Umformungen

$$\eta = 1/2 i_{a1} * u_a / (I_{a=} * U_{ao}). \quad (Gl 6.19)$$

Der Wirkungsgrad ist also das halbe Produkt der Stromaussteuerung $i_{a1}/I_{a=}$ und Spannungsaussteuerung u_a/U_{ao} .

Die Anodenverlustleistung ist die Differenz zwischen Gleichstrom- und Wechselstromleistung. Mit der Abkürzung $a = [R_a/R_{iL} + 1/ f_1(\Theta)]$ wird

$$Q_a = P_{=} - P_{\sim} = U_{ao}^2 / R_{iL} * 1/a [\psi(\Theta)/f_1(\Theta) - 1/2 * R_a/R_{iL}/ a]. \quad (Gl 6.20)$$

Mit $P_{\sim} = P_{=} - Q_a$ wird der Wirkungsgrad nach (Gl 6.17) auch

$$\eta = P_{\sim} / P_{=} = (1 - Q_a / P_{=}) = P_{\sim} / (P_{\sim} + Q_a) \quad (Gl 6.21)$$

je kleiner die Anodenverlustleistung, umso größer wird der Wirkungsgrad.

Bezieht man die Anodenverlustleistung auf den Leistungsinnenwiderstand und die Anodenspannung und schreibt man die (Gl 6.20) in die Form

$$Q_a R_{iL} / U_{ao}^2 = 1/a [\psi(\Theta)/f_1(\Theta) - 1/2 * R_a/R_{iL}/ a] \quad (Gl 6.22)$$

um, (Zusammenfassung der Größen, die von der Konstruktion der Röhre abhängig sind), dann bezeichnet der links stehende Ausdruck die normierte Anodenverlustleistung Q_a^* mit der Dimension „1“.

Es gilt dann für die normierte Form der Anodenverlustleistung per Definition

$$Q_a^* = 1/a [\psi(\Theta)/f_1(\Theta) - 1/2 * R_a/R_{iL}/ a]. \quad (Gl 6.23)$$

Die normierte Form hat den Vorteil, dass keine Absolutgrößen betrachtet werden müssen. Die die Leistung bestimmende Grenzgerade (R_{iL}) kann dem Kennlinienfeld der verwendeten Röhre entnommen werden. Deren Größe ergibt sich allein aus der Konstruktion und der Größe der betreffenden Röhre. Man zeichnet die Grenzgerade und dividiert die zugehörige Anodenspannung durch den entsprechenden Anodenstrom und erhält

so den Leistungsinnenwiderstand R_{iL} . Es sei nochmals betont, dass der Leistungsinnenwiderstand R_{iL} in keinem Zusammenhang mit den anderen Röhrenkennwerten wie S , D und R_i steht! (Großsignalaussteuerung).

Aus der (Gl 6.13) ist zu ersehen, dass der Sender-Verstärker bei voller Aussteuerung bis zur Grenzkennlinie in einfacher Weise durch einen Generator mit dem Spitzenwert der Spannung $u_a = U_{ao}$ und dem von der Aussteuerung abhängigen Ersatz-Innenwiderstand

$$R^* = R_{iL} / f_1(\Theta) \tag{Gl 6.24}$$

dargestellt werden kann.

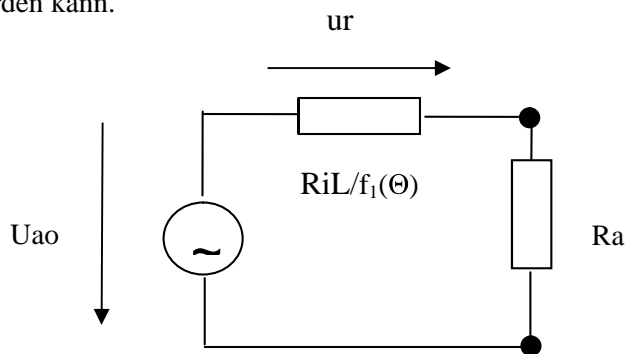


Bild 9: Ersatzschaltung des Sender-Verstärkers mit einem Schwingkreis als Belastung bei Vollaussteuerung bis zur Grenzkennlinie

6.4 Der Sender-Verstärker bei Anpassung

Die Wechselleistung nach (Gl 6.14) hat ein Maximum für $R_a = R_{iL} / f_1(\Theta)$. Mit dieser Anpassungsbedingung ist

$$P_{opt} = 1/8 * U_{ao}^2 * f_1(\Theta) / R_{iL} \tag{Gl 6.25}$$

Auch hier ergibt sich für die optimale Wechselleistung ein Zusammenhang der nur von U_{ao} , R_{iL} und $f_1(\Theta)$ abhängig ist, nicht aber von den übrigen Röhrendaten wie Steilheit S , Leerlaufverstärkung μ und dem Innenwiderstand R_i .

Diese Tatsache kann nicht genügend betont werden, weil immer wieder über Steilheit, Leerlaufverstärkung und Innenwiderstand beim Großsignal-Verstärker, selbst in Fachkreisen, diskutiert wird.

Der Anodenstromgleichstrom (Mittelwert) der im Anpassungsfall fließt, ist mit (Gl 6.12)

$$I_{aopt} = \psi(\Theta) U_{ao} / (2 R_{iL}) \tag{Gl 6.26}$$

und der Wirkungsgrad für den Sender-Verstärker bei Anpassung nach (Gl 6.18)

$$\eta = 1/4 * f_1(\Theta) / \psi(\Theta) \tag{Gl 6.27}$$

6.5 Der Sender-Verstärker bei Anpassung in verschiedenen Betriebsarten

6.5a A-Betrieb

Im A-Betrieb ist der Stromflusswinkel $\Theta = 180$ Grad und nach Tab. 3 $f_1(180) = 0.5$. Daher wird die Wechselleistung in dieser Grundbetriebsart

$$P_{\text{opt}} = U_{\text{ao}}^2 / 16 * (1 / R_{\text{iL}}). \quad (\text{Gl 6.28})$$

Die Anodenwechselspannung bei Anpassung wird nach (Gl 6.13)

$$u_{\text{a}} = U_{\text{ao}} / 2 \quad (\text{Gl 6.29})$$

und ist nur halb ausgenutzt. Der Anodengleichstrom (Mittelwert) der im Anpassungsfall fließt (Gl 6.11) ist

$$I_{\text{a,opt}} = \psi(\Theta) U_{\text{ao}} / 2 R_{\text{iL}}$$

und mit $\psi(180) = 0.5$

$$I_{\text{a,opt}} = 1/2 U_{\text{ao}} / 2 R_{\text{iL}} = U_{\text{ao}} / 4 R_{\text{iL}}. \quad (\text{Gl 6.30})$$

Der Wirkungsgrad für den Sender-Verstärker bei Anpassung im A - Betrieb nach (Gl 6.18) und dem Stromflusswinkel $\Theta = 180^\circ$ nach Tab. 3. $f_1(180) = \psi(180) = 0.5$ wird

$$\eta = 1/4 * f_1(\Theta) / \psi(\Theta) = 1/4 \quad \text{entsprechend } 25 \% \quad (\text{Gl 6.31})$$

Drei Viertel der Gleichstromleistung werden im A-Betrieb in der Röhre in Wärme gewandelt.

6.5b B-Betrieb

Im B-Betrieb ist der Stromflusswinkel $\Theta = 90$ Grad und $f_1(90) = 0.5$ aber $\psi(90) = 0.318$. Bei Anpassung wird die Wechselleistung wieder

$$P_{\text{opt}} = U_{\text{ao}}^2 / 16 * (1/R_{\text{iL}}). \quad (\text{Gl 6.32})$$

und die Anodenspannung bei Anpassung nach (Gl 6.13) wie beim A-Verstärker:

$$u_{\text{a}} = U_{\text{ao}} / 2 \quad \text{und damit wieder nur halb ausgenutzt.} \quad (\text{Gl 6.33})$$

Der Anodenstromgleichstrom (Mittelwert) der im B-Betrieb und bei Anpassung fließt ist

$$I_{\text{a,opt}} = \psi(\Theta) U_{\text{ao}} / 2 R_{\text{iL}} \quad (\text{Gl 6.34})$$

und wird mit $\psi(\Theta) = 0.318$

$$I_{\text{a,opt}} = 0.318 U_{\text{ao}} / 2 R_{\text{iL}} = 0.159 U_{\text{ao}} / R_{\text{iL}}. \quad (\text{Gl 6.35})$$

Daraus berechnet sich der Wirkungsgrad des Sender-Verstärkers bei Anpassung im B-Betrieb

$$\eta = 1/4 * f_1(\Theta) / \psi(\Theta) = 1/4 * 0.5 / 0.318 = 0,3931 \text{ entspr. } 39,31\% \quad (\text{Gl 6.36})$$

Da $f_1(\Theta)$ für A- und B-Betrieb bei geradliniger Kennlinie gleich ist, gibt der Sender-Verstärker im A- und B-Betrieb die gleiche Wechselleistung ab, im B-Betrieb allerdings mit erheblich besserem Wirkungsgrad, der sich zu rund $\eta = 39\%$ berechnet - also wesentlich höher als im A-Betrieb. Bei kleinen Sendern mag das unerheblich sein, doch bei Großsendern mit 100, 500 KW oder mehr Leistung!

6.5c AB-Betrieb

Im AB-Betrieb ist der Stromflusswinkel etwa $\Theta = 120$ bis 140 Grad. Wie nehmen $f_1(120) = 0.535$, daraus wird bei einem Stromflusswinkel von $\Theta = 120$ und der klassischen Anpassung die Wechselleistung

$$P_{\text{opt}} = U_{\text{ao}}^2 / 14.95 * 1 / R_{\text{iL}} \quad (\text{Gl 6.37})$$

Die Anodenspannung bei Anpassung wird nach (Gl 6.27) wie bei A- und B-Verstärker

$$u_{\text{a}} = U_{\text{ao}} / 2 \quad (\text{Gl 6.38})$$

und damit wieder nur halb ausgenutzt. Der Anodenstromgleichstrom der im Anpassungsfall fließt ist (Gl 6.12)

$$I_{\text{a}} = I_{\text{a,opt}} = \psi(\Theta) U_{\text{ao}} / 2 R_{\text{iL}} \quad (\text{Gl 6.39})$$

und im AB-Betrieb bei linearer Kennlinie mit $\psi(120) = 0.406$

$$I_{\text{a,opt}} = 0.406 U_{\text{ao}} / 2 R_{\text{iL}} = 0.203 U_{\text{ao}} / R_{\text{iL}} \quad (\text{Gl 6.40})$$

Daraus der Wirkungsgrad für den Sender-Verstärker bei Anpassung im AB-Betrieb (gerundet)

$$\eta_{\text{opt}} = 30\% \quad (\text{Gl 6.41})$$

also etwas geringer als beim B-Verstärker. Bei fehlender Aussteuerung fließt nur der Anodenruhestrom I_{ao} , der durch eine passende Gittervorspannung eingestellt wird. Manchmal wird auch vom AB_1 gesprochen. Bei dieser Betriebsart liegt der Arbeitspunkt etwas oberhalb des AB-Arbeitspunktes um die linearen Verzerrungen noch kleiner zu halten, als bei AB-Betrieb (siehe Abschnitt IV).

6.5d C-Betrieb

Im C-Betrieb ist der Stromflusswinkel $\Theta < 90^\circ$. Nehmen wir zur Berechnung $\Theta = 60$ Grad an, dann ist nach Tab. 3 $f_1(60^\circ) = 0.391$ und $\psi(60^\circ) = 0.218$.

Mit $f_1(60^\circ) = 0.319$ und bei Anpassung wird die Wechselleistung

$$P_{\text{opt}} = U_{\text{ao}}^2 / 20.46 * 1 / R_{\text{iL}} \quad (\text{Gl 6.42})$$

und die Anodenspannung bei Anpassung nach (Gl 6.13) wie beim A- und B-Verstärker

$$u_{\text{a}} = U_{\text{ao}} / 2 \quad \text{d.h. wieder nur halb ausgenutzt.} \quad (\text{Gl 6.43})$$

Der Anodenstromgleichstrom der im Anpassungsfall und nur bei Aussteuerung fließt, ist wieder

$$I_{\text{a,opt}} = \psi(\Theta) U_{\text{ao}} / 2 R_{\text{iL}} \quad (\text{Gl 6.44})$$

und wird mit $\psi(60) = 0.218$

$$I_{\text{a,opt}} = 0.218 U_{\text{ao}} / 2 R_{\text{iL}} = 0.109 U_{\text{ao}} / R_{\text{iL}} \quad (\text{Gl 6.45})$$

Daraus berechnet sich der Wirkungsgrad des Sender-Verstärkers bei Anpassung im C - Betrieb

$$\eta = \frac{1}{4} * f_1(\Theta) / \psi(\Theta) = \frac{1}{4} * 0.391 / 0.218 = 0.4483 \text{ entspr. } 44.83 \% \quad (\text{Gl 6.46})$$

7. Berechnungsbeispiele für Sender-Endstufen mit Schwingkreis

Zur Verdeutlichung der Zusammenhänge nach Abschnitt 6 berechnen wir einige Endstufen mit einem Schwingkreis als Außenwiderstand im A-, AB-, B- und C- Betrieb. Die Röhre sei eine QB5-1750 mit einer Anodenspannung $U_{ao} = 2500\text{V}$, Anodenspitzenstrom $I_{asp} = 400 \text{ mA}$, Leistungsinnenwiderstand $R_{iL} = 400 \Omega$ und der Aussteuerung bis zur Grenzgeraden. Die Kennlinie sei als linear angenommen.

Beispiel 7.1: A-Betrieb

Die Anodenrestspannung	$u_r = I_{asp} * R_{iL} = 400 \text{ mA} * 400 \Omega = 160 \text{ V}.$
Der Anodenruhestrom im Arbeitspunkt	$I_{a_0} = I_{ao} = I_{asp} / 2 = 400 \text{ mA} / 2 = 200 \text{ mA}.$
Aufgenommene Anodengleichleistung	$P_{\Sigma} = I_{asp} U_{ao} \psi(\Theta) = 0.2 \text{ A} * 2500 \text{ V} = 500 \text{ W}.$
Die Amplitude des Anodenwechselstromes	$i_{a_1} = u_r * f_1(\Theta) / R_{iL} = 160 \text{ V} * 0.5 / 400 = 0.2 \text{ A}$
Der Außenwiderstand für Vollaussteuerung oder auch	$R_a = 2500 \text{ V} / 200 \text{ mA} - 400 \Omega / 0.5 = 11,7 \text{ k}\Omega$ $R_a = 2 P_{\Sigma} / (i_{a_1})^2 = 468 \text{ W} / (200 \text{ mA})^2 = 11,7 \text{ k}\Omega$
Die Anodenwechselleistung	$P_{\sim} = \frac{1}{2} i_{a_1}^2 * R_a = \frac{1}{2} (0.2 \text{ A})^2 * 11,7 \text{ k}\Omega = 234 \text{ W}.$
Die Amplitude der Anodenwechselspannung (auch $u_a = i_a R_a = 200 \text{ mA} * 11,7 \text{ k}\Omega = 2340 \text{ V}$)	$u_a = i_{a_1} * R_a = 0.2 \text{ A} * 11,7 \text{ k}\Omega = 2340 \text{ V}$
Minimalwert der Anodenspannung	$u_{a,\text{min}} = 2500\text{V} - 2340 \text{ V} = 160 \text{ V}$ (ur siehe oben)
Maximalwert der Anodenspannung	$u_{a,\text{max}} = 2500\text{V} + 2340 \text{ V} = 4840 \text{ V}$
Minimalwert des Anodenstromes bei gradliniger dynamischer Kennlinie	$i_{a,\text{min}} = 0 \text{ mA}$
Maximalwert des Anodenstromes	$i_{a,\text{max}} = I_{ao} + i_a = 200 \text{ mA} + 200 \text{ mA} = 400 \text{ mA}$
Der Wirkungsgrad	$\eta = P_{\sim} / P_{\Sigma} = 234 \text{ W} / 500\text{W} = 0.46$ oder 46,8 %.
Die Verlustleistung an der Röhre bei fehlender Aussteuerung	$Q_{ao} = I_{ao} * U_{ao} = 0.2 \text{ A} * 2500 \text{ V} = 500 \text{ W}$
Die Anodenverlustleistung bei Aussteuerung	$Q_a = 500 \text{ W} - 234 \text{ W} = 266 \text{ W}$
Der Wirkungsgrad nach (Gl 6.30) auch	$\eta = 1 - 266 \text{ W} / 500 \text{ W} = 0,46$ oder 46.8 %.

Die Anodenverlustleistung verringert sich bei Aussteuerung um 234 W, die als Wechselleistung an den Außenwiderstand abgegeben werden. Die vom Netzteil aufgenommene Leistung ist $P_{ges} = 500 \text{ W}$.

Beispiel 7.2: AB - Betrieb

Beim AB-Betrieb ist der Stromflusswinkel etwa $\Theta = 140$ Grad und daher nach (Gl 6.7) $f_1(140) = 0.529$ und $\psi(\Theta) = 0.4532$. Der Ruhestrom im AB-Betrieb sei wie bei der Tetrode nach Bild 5, $I_{ao} = 40$ mA.

Anodenrestspannung	$u_r = I_{asp} * R_{iL} = 400 \text{ mA} * 400 \Omega = 160 \text{ V}$
Amplitude der Anodenwechselspannung	$u_a = 2500 \text{ V} - 160 \text{ V} = 2340 \text{ V}$
Minimale Anodenmomentanspannung	$u_{a,min} = u_r = 160 \text{ V}$
Maximale Anodenwechselspannung	$u_{a,max} = 2500 \text{ V} + 2340 \text{ V} = 4840 \text{ V}$
Anodengleichstrom bei Aussteuerung	$I_a = I_{asp} \psi(\Theta) = 400 \text{ mA} * 0.4532 = 181.28 \text{ mA}$
Anodenruhestrom ohne Aussteuerung	$I_{ao} = 40 \text{ mA}$
Gleichleistung ohne Aussteuerung	$P_{=} = I_{ao} * U_{ao} = 0.40 \text{ A} * 2500 \text{ V} = 100 \text{ W}$
Gleichleistung bei Aussteuerung	$P_{=} = I_a * U_{ao} = 0.181 \text{ A} * 2500 \text{ V} = 453,20 \text{ W}$
Amplitude der Anodenwechselspannung oder auch $i_{a1} = I_{asp} * f_1(\Theta)$ oder auch $i_{a1} = u_r * f_1(\Theta)/R_{iL}$	$i_{a1} = I_a * f_1(140) / \psi(140) = 181 \text{ mA} * 0.529 / 0.4532$ $i_{a1} = 211,60 \text{ mA}$ $i_{a1} = 160 \text{ V} * 0.529 / 400 \Omega = 211,60 \text{ mA}$
Außenwiderstand der Grundschiwingung	$R_a = u_a / i_{a1} = 2340 \text{ V} / 211.60 \text{ mA} = 11,058 \text{ k}\Omega$
Verhältnis Außenwiderstand / R_{iL}	$R_a/R_{iL} = 11058 / 400 = 27,64$
Wechselleistung oder auch $P_{\sim} = \frac{1}{2} u_a * i_{a1}$	$P_{\sim} = \frac{1}{2} i_{a1}^2 * R_a = \frac{1}{2} (0.2116)^2 * 11058 \Omega = 247.57 \text{ W}$ $P_{\sim} = \frac{1}{2} 2340 \text{ V} * 211.60 \text{ mA} = 247.57 \text{ W}$
Wirkungsgrad gerundet	$\eta = P_{\sim} / P_{=} = 247.57 \text{ W} / 453,20 \text{ W} = 0.55$ entsprechend 55 %
Anodenverlustleistung	$Q_a = 453,20 \text{ W} - 247.57 \text{ W} = 205,63 \text{ W}$

Beispiel 7.3: B - Betrieb

Beim B-Betrieb ist der Stromflusswinkel 90 Grad und nach Tab.3 ist $f_1(90) = 0.5$ und $\psi(90) = 0.318$ (entsprechend $1/\pi$)

Anodenrestspannung	$u_r = I_{asp} * R_{iL} = 400 \text{ mA} * 400 \Omega = 160 \text{ V}$.
Anodengleichstrom bei Aussteuerung	$I_{a=} = I_{asp} * \psi(90) = 400 \text{ mA} * 0.318 = 127.2 \text{ mA}$
Amplitude des Anodenwechselstromes oder auch	$i_{a1} = u_r * f_1(\Theta) / R_{iL} = 160 \text{ V} * 0.5 / 400 \Omega = 0.2 \text{ A}$ $i_{a1} = I_{a=} * f_1(\Theta) / \psi(\Theta) = 127.2 \text{ mA} * 0.5 / 0.318 = 200 \text{ mA}$
Außenwiderstand für Vollaussteuerung oder auch	$R_a = 2500 \text{ V} / 200 \text{ mA} - 400 \Omega / 0.5 = 11,7 \text{ k}\Omega$ $R_a = 2 P_{\sim} / (i_{a1})^2 = 468 \text{ W} / (200 \text{ mA})^2 = 11,7 \text{ k}\Omega$
Verhältnis Außenwiderstand R_a / R_{iL}	$R_a/R_{iL} = 11700 / 400 = 29,25$
Anodenwechselleistung	$P_{\sim} = \frac{1}{2} i_{a1}^2 * R_a = \frac{1}{2} (0.2 \text{ A})^2 * 11,7 \text{ k}\Omega = 234 \text{ W}$.

Amplitude der Anodenwechselspannung (auch $u_a = i_a R_a = 200 \text{ mA} * 9.8 \text{ k}\Omega = 1960 \text{ V}$)	$u_a = i_a R_a = 0.2 \text{ A} * 11,7 \text{ k}\Omega = 2340 \text{ V}$
Maximalwert der Anodenspannung	$u_{a,\text{max}} = 2500 \text{ V} + 2340 \text{ V} = 4840 \text{ V}$
Minimalwert der Anodenspannung	$u_{a,\text{min}} = 2500 \text{ V} - 2340 \text{ V} = 160 \text{ V}$ (ur siehe oben)
Minimalwert des Anodenstromes bei gradliniger Kennlinie	$i_{a,\text{min}} = 0 \text{ mA}$
Maximalwert des Anodenstromes	$i_{a,\text{max}} = I_{a0} + i_a = 200 \text{ mA} + 200 \text{ mA} = 400 \text{ mA}$
Die aufgenommene Anodengleichleistung	$P_{\sim} = I_{a\text{sp}} U_{a0} \psi(\Theta) = 0.4 \text{ A} * 2,5 \text{ kV} * 0.318 = 318 \text{ W}$
Der Wirkungsgrad	$\eta = P_{\sim} / P_{\sim} = 234 \text{ W} / 318 \text{ W} = 0.735$ oder 74 %.
Die Verlustleistung an der Röhre bei fehlender Aussteuerung (Idealfall)	$Q_{a0} = 0 \text{ W}$
Die Anodenverlustleistung bei Aussteuerung	$Q_a = 318 \text{ W} - 234 \text{ W} = 84 \text{ W}$

Die Anodenverlustleistung tritt nur bei Aussteuerung auf und verringert sich nur bei Aussteuerung um 234 W, die als Wechselleistung an den Außenwiderstand abgegeben werden. Netzteilleistung $P_{\text{ges}} = 318 \text{ W}$.

Beispiel 7.4: C – Betrieb

Bei C-Betrieb sei der Stromflusswinkel $\Theta = 60$ Grad. Nach Tabelle 3 ist $f_1(60) = 0.391$ und $\psi(60) = 0.218$. Daraus berechnen sich folgende Werte:

Die Anodenrestspannung	$u_r = I_{a\text{sp}} * R_{iL} = 400 \text{ mA} * 400 \Omega = 160 \text{ V}$.
Die Amplitude des Anodenwechselstromes	$i_{a1} = u_r * f_1(\Theta) / R_{iL} = 160 \text{ V} * 0.391 / 400 \Omega = 0.1564 \text{ A}$
Amplitude der Anodenwechselspannung Der Außenwiderstand für Vollaussteuerung	$u_a = U_{a0} - u_r = 2500 \text{ V} - 160 \text{ V} = 2340 \text{ V}$ $R_a = 2500 \text{ V} / 156.4 \text{ mA} - 400 \Omega / 0.391 = 15 \text{ k}\Omega$
Verhältnis Außenwiderstand / R_{iL}	$R_a / R_{iL} = 15000 / 400 = 37,50$
Die Anodenwechselleistung (oder auch $P_{\sim} = \frac{1}{2} u_a * i_{a1}$)	$P_{\sim} = \frac{1}{2} i_{a1}^2 R_a = \frac{1}{2} * \frac{1}{2} (0.156 \text{ A})^2 * 15 \text{ k}\Omega$ $P_{\sim} = 182,52 \text{ W}$.
Die Amplitude der Anodenwechselspannung ($u_a = i_{a1} * R_a$)	$u_a = i_{a1} * R_a = 0.156 \text{ A} * 15 \text{ k}\Omega = 2340 \text{ V}$
Maximalwert der Anodenspannung	$u_{a,\text{max}} = 2500 \text{ V} + 2340 \text{ V} = 4840 \text{ V}$
Minimalwert der Anodenspannung	$u_{a,\text{min}} = 2500 \text{ V} - 2340 \text{ V} = 160 \text{ V}$ (ur siehe oben)
Minimalwert des Anodenstromes bei gradliniger Kennlinie	$i_{a,\text{min}} = 0 \text{ mA}$
Die aufgenommenen Anodengleichleistung bei Aussteuerung	$P_{\sim} = I_{a\text{sp}} U_{a0} \psi(\Theta) = 0.4 \text{ A} * 2500 \text{ V} * 0.218 = 218 \text{ W}$
Der Wirkungsgrad	$\eta = P_{\sim} / P_{\sim} = 182 \text{ W} / 218 \text{ W} = 0.83$ oder 83 %.

Die Verlustleistung an der Röhre bei fehlender Aussteuerung

$$Q_{a0} = 0 \text{ W}$$

Die Anodenverlustleistung bei Aussteuerung

$$Q_a = 218 \text{ W} - 182 \text{ W} = 36 \text{ W}$$

Die Anodenverlustleistung verringert sich bei Aussteuerung um 182 W. Diese Wechselleistung wird an den Außenwiderstand abgegeben. Das Netzteil muss für 218 W ausgelegt werden.

Fassen wir zur besseren Übersicht die Berechnungen der wichtigsten Daten der berechneten Sender-Endstufen mit Schwingkreis im A-, B-, AB- und C-Betrieb zusammen. Grunddaten sind: $U_{a0} = 2500 \text{ V}$, $I_{asp} = 400 \text{ mA}$, $R_{iL} = 400 \Omega$, lineare dynamische Kennlinie nach Tab 3.

Betriebsart	Winkel Grad	Gleichleistung W	Wechselleistung W	Anodenverlust-Leistung Q_{a0} ohne Aussteuerung W	Anodenverlust-Leistung Q_a mit Aussteuerung W	Wirkungsgrad %	Außenwiderstand Ω
A	180	500	234	500	266	47	11700
AB	140	453	247	453	205	55	11000
B	90	318	234	0	84	74	11700
C	60	218	182	0	36	83	15000

Beispiel 7.5 Endstufe im AB – Betrieb nach Datenblatt

Als abschließendes Beispiel berechnen wir eine Sender-Endstufe für den KW-Bereich. Die verwendete Sender-Röhre ist eine Tetrode vom Typ 4 – 125 A. Die Daten der nachfolgenden Tabelle sind dem Datenbuch des Herstellers entnommen. Die Endstufe wird mit einem Stromflusswinkel von $\Theta = 140 \text{ Grad}$, d.h. AB-Betrieb und einer Anodenspannung $U_{a0} = 2500 \text{ V}$ betrieben. Der Anodenspitzenstrom ist mit $I_{asp} = 704 \text{ mA}$ angegeben.

$U_{a0} = 2500 \text{ V}$	$P_{\Sigma} = 453 \text{ W}$
$U_{g2} = 350 \text{ V}$	$Q_a = 109 \text{ W}$
$U_{g0} = -90 \text{ V}$	$P_{\sim} = 344 \text{ W}$
$f_0 = 3.6 \text{ MHz}$	$P_{st} = 3.11 \text{ W}$
$R_a = 6.9 \text{ k}\Omega$	$P_{g\sim} = 1.13 \text{ W}$
$R_g = 10 \text{ k}\Omega$	$\eta = 75.9 \%$
$\Theta = 140 \text{ Grad}$	$P_{g\Sigma} = 1.7 \text{ W}$
$I_{asp} = 0.704 \text{ A}$	$C = 25.6 \text{ pF}$
$I_{a\Sigma} = 0.181 \text{ A}$	$L = 76.3 \text{ uH}$
$I_{amin} = 0.027 \text{ A}$	$Q = 4$
$i_{a1} = 316 \text{ mA}$	$B = 900 \text{ KHz}$
$I_{go} = 9.41 \text{ mA}$	

Wir überprüfen die angegebenen Daten durch Rechnung mit den oben angegebenen Zusammenhängen. Die Berechnungen im Einzelnen:

Aus $P_{\sim} = 344 \text{ W}$ berechnet sich mit $R_a = 6.9 \text{ k}\Omega$ die Amplitude des Anodenwechselstromes $i_{a1}^2 = 2 * P_{\sim} / R_a$ daraus $i_{a1} = 315.56 \text{ mA}$
 Amplitude der Anodenwechselspannung $u_a = 2 P_{\sim} / i_{a1} = 688 \text{ W} / 0.315 \text{ A} = 2184.12 \text{ V}$ (oder auch $u_a = i_{a1} R_a$), ($u_a = 0.315 \text{ A} * 6900 \Omega = 2177.36 \text{ V} \sim 2180 \text{ V}$)

Gleichleistung wird $P_{\Sigma} = P_{\sim} / \eta = 344 \text{ W} / 0.759 = 453.22 \text{ W}$

Anodengleichstrom ist

$$I_{a\Sigma} = P_{\Sigma} / U_{a0} = 453.22 \text{ W} / 2500 \text{ V} = 181.28 \text{ mA}$$

Anodenrestspannung

$$u_r = 2500 \text{ V} - 2180 \text{ V} = 320 \text{ V}$$

Maximale Anodenspannung

$$u_{a,max} = 2500 \text{ V} + 2180 \text{ V} = 4680 \text{ V}$$

Stromflusswinkelfunktion $f_1(140)$ der realen Kennlinie (ideale Kennlinie = 0.529, $I_{asp} = 704 \text{ mA}$)
 oder auch

$$f_1(140) = 2180 \text{ V} / (6900 * 0.704) = 0.4482$$

$$f_1(140) = i_{a1} / I_{asp} = 315.56 / 704 = 0.4482$$

Stromflusswinkelfunktion

$$\psi(140) = 181 \text{ mA} / 704 \text{ mA} = 0.2575$$

	(zum Vergleich $\psi(140) = 0.4532$ bei idealer Kennlinie)
Leistungsinnenwiderstand $R_{iL} = u_r / I_{asp}$	$R_{iL} = 320 \text{ V} / 0.704 \text{ A} = 454 \Omega$
Verhältnis Außenwiderstand / R_{iL}	$R_a / R_{iL} = 6900 / 454 = 15,19$
Anodenverlustleistung	$Q_a = 453.22 \text{ W} - 344 \text{ W} = 109 \text{ W}$
Anodenverlustleistung ohne Aussteuerung	$Q_a = 453.22 \text{ W}$
Anodenwirkungsgrad	$\eta = 75.9 \%$

Die Berechnung hat die vom Hersteller angegebenen Daten der Röhrendstufe bestätigt. Die anderen Daten der obigen Tabelle werden später dokumentiert und überprüft.

8. Der Sender-Verstärker unter Nebenbedingungen

Bei allen Endstufen ist nach der Nutzleistung unter bestimmten Betriebsbedingungen gefragt. Diese einschränkenden Bedingungen sind:

1. Die maximal zulässige Anodenverlustleistung oder bei Pentoden auch die maximal zulässige Schirmgitterverlustleistung
2. Der maximal zulässige Anodenstrom
3. Der maximal zulässige Anodenspitzenstrom

In manchen Fällen ist auch die maximal zulässige Steuerleistung der Vorstufe ein begrenzender Faktor.

Der Sender-Verstärker mit Schwingkreis gibt im Anpassungsfall zwar die maximal mögliche Wechselleistung ab, dies jedoch mit schlechtem Wirkungsgrad, weil die Hälfte der Leistung am Innenwiderstand in Wärme umgesetzt wird. Zur Erhöhung des Wirkungsgrades und damit einer geringeren Verlustleistung Q_a ist mit Überanpassung (Starkstromfall) d.h. $R_a > R_{iL} / f_1(\Theta)$ zu arbeiten. Die vom Generator entnehmbare Leistung ist zwar kleiner als P_{opt} , dafür ist aber der Wirkungsgrad höher – und nur darauf kommt es an.

Aus den vorgenannten Betrachtungen ist ersichtlich, dass nicht die maximale Wechselleistung von Bedeutung ist, sondern die maximal mögliche Wechselleistung unter Berücksichtigung der aufgenommenen Gleichleistung, also der Wirkungsgrad unter der Nebenbedingung minimaler Anodenverlustleistung. Um das Problem zu lösen müssen die (Gl 6.15), (Gl 6.16 u. Gl 6.20) durch die mathematische Mühle gedreht werden.

Die maximale Wechselleistung erhält man nach (Gl 6.15) durch Differenzieren und Nullsetzen der Ableitung. Das Maximum wird bei Anpassung mit $R_a = R_{iL} / f_1(\Theta)$ erreicht. Um den weiteren Verlauf der Funktion nach (Gl 6.14) übersehen zu können, bezieht man diese Leistung auf das Leistungsmaximum und braucht keine Absolutwerte in den Kurven eintragen.

Diese normierte Leistung wird mit (Gl 6.14) und (Gl 6.25)

$$P^*_{\sim} = P_{\sim} / P_{opt} = 4 R_a * ((R_{iL} / f_1(\Theta)) / \{(R_a / (R_{iL} / f_1(\Theta)) + 1\})^2. \quad (\text{Gl 8.1})$$

Nimmt man für die optimale Wechselleistung P_{opt} den A- oder B- Betrieb an, wird mit $f_1(\Theta) = f_1(90) = f_1(180) = 0.5$ dann aus (Gl 8.1)

$$P^*_{\sim} = 8 (R_a / R_{iL}) / \{ R_a / R_{iL} + 1 / f_1(\Theta) \}^2. \quad (\text{Gl 8.2})$$

Untersucht man die (Gl 8.2) mit mathematischen Methoden, dann wird das Maximum der normierten Wechselleistung bei Anpassung und einem Stromflusswinkel von $\Theta = 122$ Grad erreicht (siehe Beispiel 7.2).

Das Maximum der (Gl 8.2) als Funktion des Stromflusswinkels lässt sich auch mittels einer Tabelle übersehen, denn (Gl 8.2) enthält als Parameter das Verhältnis R_a/R_{iL} und die Stromflusswinkelfunktion $f_1(\Theta)$. Die Auswertung der (Gl 8.2) als Funktion des Außenwiderstandes R_a/R_{iL} und des Stromflusswinkels Θ bei geradliniger dynamischer Kennlinie zeigt die folgende Tabelle 7.

Grad	Ra/RiL 0.1	0.5	1.0	5	10	30	50	100
10	0,042	0,019	0,037	0,114	0,142	0,125	0,098	0,061
20	0,016	0,074	0,129	0,284	0,281	0,176	0,123	0,070
30	0,035	0,152	0,252	0,431	0,373	0,200	0,134	0,073
40	0,059	0,242	0,384	0,546	0,435	0,213	0,139	0,074
50	0,086	0,337	0,515	0,634	0,477	0,221	0,142	0,075
60	0,113	0,427	0,632	0,700	0,507	0,226	0,144	0,076
70	0,156	0,565	0,801	0,780	0,541	0,232	0,147	0,076
80	0,161	0,581	0,820	0,788	0,544	0,232	0,147	0,076
90	0,181	0,642	0,880	0,816	0,555	0,234	0,147	0,076
120	0,206	0,712	0,971	0,847	0,567	0,236	0,148	0,076
122	0,206	0,712	0,971	0,847	0,567	0,235	0,148	0,076
150	0,196	0,683	0,938	0,835	0,563	0,235	0,148	0,077
180	0,181	0,64	0,880	0,816	0,555	0,234	0,147	0,076

Tab. 7: Normierte Wechselleistung P^*_{\sim} nach (Gl 8.2) als Funktion des Stromflusswinkels Θ und des Verhältnisses R_a/R_{iL}

Die Werte in der Tabelle sind in %, damit die Stellen hinter dem Komma sichtbar werden. Bei Anpassung $R_a = R_{iL}/f_1(\Theta)$ wird mit $f_1(122) = 0.535$ das Verhältnis $R_a/R_{iL} = 1,869$. Das Maximum der (Gl 8.2) unter diesen Bedingungen ist

$$P^*_{\sim} = 2 * f_1(\Theta) = 2 * 0,535 = 1,07 \tag{Gl 8.3}$$

d.h. die größtmögliche normierte Leistung, die einer Röhre überhaupt entnommen werden kann, wird bei einem Stromflusswinkel von $\Theta = 122^\circ$ erreicht und ist bei einem Widerstandsverhältnis von $R_a/R_{iL} = 1.869$ nach (Gl 8.3) $P^*_{\sim} = 1,07$. Wie auch der Tab. 7 entnommen werden kann, nimmt mit kleiner werdendem Stromflusswinkel die Wechselleistung schnell ab. Gleichzeitig verschiebt sich das Verhältnis von R_a/R_{iL} für den jeweils optimalen Wert $P^*_{\sim, \text{opt}}$ zu höheren Werten von R_a/R_{iL} hin. Den prinzipiellen Verlauf zeigt Bild 10.

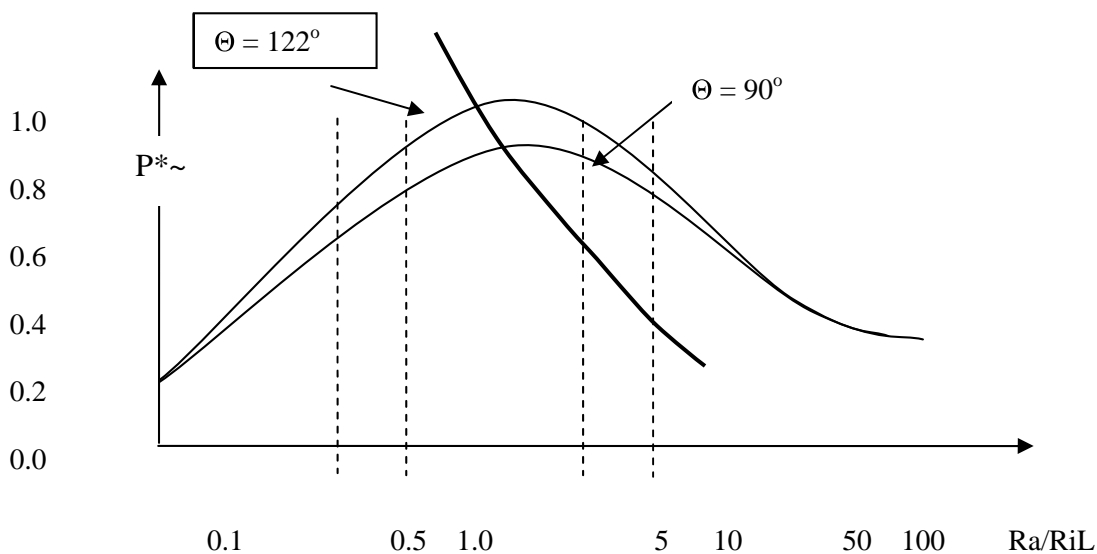


Bild 10: Leistungsabgabe des Sender-Verstärkers als Funktion des Außenwiderstandes R_a/R_{iL} und des Stromflusswinkels Θ bei linearer dynamischer Kennlinie nach Tabelle 7

Der Wirkungsgrad des Senderverstärkers mit Schwingkreis wird durch die (Gl 6.18) beschrieben. Untersucht man die (Gl 6.18) als Funktion des Stromflusswinkels und des Verhältnisses R_a/R_{iL} , so erhält man Tabelle 8.

Grad	R_a/R_{iL} 0.1	0.5	1.0	5	10	30	50	100
10	0,71	3,47	6,71	23,68	41,63	67,73	77,43	86,76
20	1,42	6,71	12,57	41,63	58,55	80,31	86,76	92,33
30	2,06	9,48	17,28	50,52	66,51	84,92	89,05	92,99
40	2,59	11,69	20,82	55,46	70,02	84,87	88,62	91,67
50	3,05	13,50	23,57	58,49	71,78	84,60	87,74	90,24
60	3,37	14,67	25,21	59,33	71,41	82,63	85,31	87,44
70	4,05	17,20	28,96	63,90	75,25	85,36	87,71	89,57
80	3,70	15,75	26,37	57,80	67,92	76,90	78,99	80,63
90	3,74	15,72	26,21	56,15	65,51	73,70	75,59	77,07
120	3,35	13,91	22,96	49,96	55,51	62,02	63,51	64,68
150	2,74	11,43	18,95	39,97	46,40	51,98	53,26	54,27
180	2,38	10,00	16,67	35,71	41,67	46,88	48,08	49,02

Tab. 8: Wirkungsgrad η des Sender-Verstärkers als Funktion des Stromflusswinkels Θ und des Verhältnisses R_a/R_{iL} nach (Gl 6.18)

Aus Tab. 8 wird ersichtlich, dass jeweils der größte Wirkungsgrad bei einem großen Außenwiderstand R_a bzw. R_a/R_{iL} erreicht wird. Weiterhin verschiebt sich bei großen Außenwiderständen das Maximum des Wirkungsgrades zu kleineren Stromflusswinkeln hin, was eine Abnahme der Wechselleistung nach (Gl 6.14) zur Folge hat. Große Verhältnisse R_a/R_{iL} erfordern große Anodenspannungen (siehe Tab. 10). Diese sind allerdings durch die maximale Anodenspannung der Röhre begrenzt und dürfen ebenfalls nicht überschritten werden, will man einen Verlust der Röhre durch einen Überschlag vermeiden.

Eine weitere Randbedingung die eingehalten werden muss, ist die zulässige Anodenverlustleistung Q_a , die im nächsten Abschnitt behandelt wird. Den prinzipiellen Verlauf des Wirkungsgrades nach (Gl 6.18) als Funktion des Stromflusswinkels zeigt Bild 11.

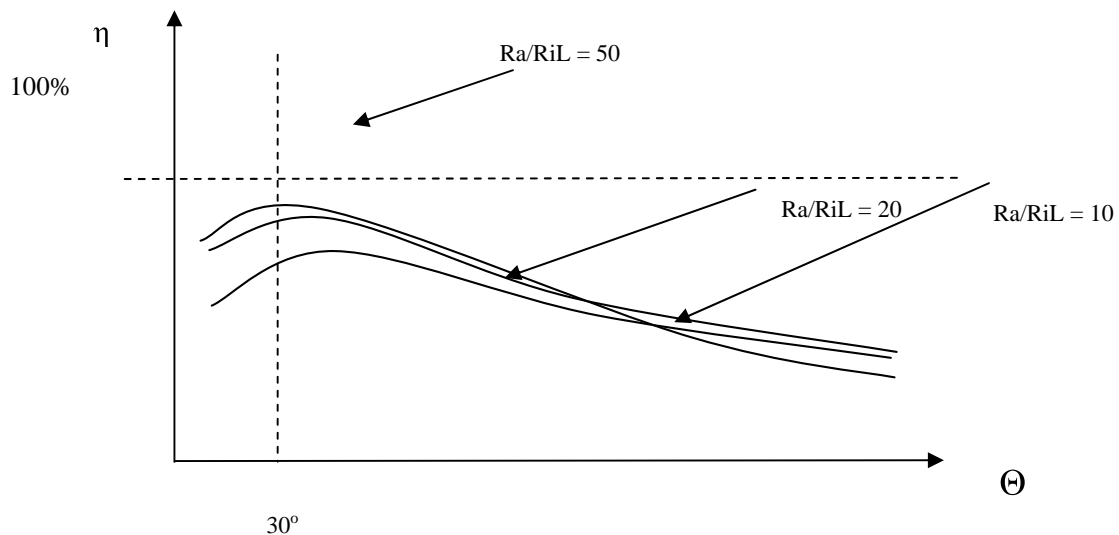


Bild 11: Prinzipieller Verlauf des Wirkungsgrades als Funktion des Stromflusswinkels bei verschiedenen Außenwiderständen und gradliniger dynamischer Kennlinie

Das auftretende Maximum des Wirkungsgrades als Funktion des Stromflusswinkels ist recht flach und wenig ausgeprägt, so dass Abweichungen des Stromflusswinkels von 20 – 30 Grad nur wenig Einfluss auf den Wirkungsgrad haben. Das flache Maximum in Bild 11 ist außerordentlich wichtig, denn der Spitzenstrom, der einer bestimmten Gleichstromaufnahme zugeordnet ist, wird umso größer ist je kleiner der Stromflusswinkel Θ ist.

Das Maximum des Wirkungsgrades erklärt sich daraus, dass mit zunehmendem Stromflusswinkel zwar das Verhältnis $i_{a1}/I_a = f_1(\Theta)/\psi(\Theta)$ nach (Gl 6.5), d.h. die bei einer bestimmten Gleichstromaufnahme $I_{a=}$ erzielbare Amplitude i_{a1} der Grundschwingung ansteigt, dass dabei aber gleichzeitig der Spitzenstrom und damit die nicht aussteuerbare Restspannung u_r zunimmt.

Die Stromflusswinkel Θ_{opt} werden umso kleiner und die dabei erzielbaren Wirkungsgrade geringfügig größer, je mehr sich die Anodenstromkurve der Rechteckkurve nähert. (Schalterbetrieb – siehe digitale Endstufen) Nach Tabelle 8 und Bild 12 und steigt der Wirkungsgrad für alle Stromflusswinkel mit zunehmendem Verhältnis von R_a/R_{iL} stetig an. Der theoretische Maximalwert wird bei $R_a/R_{iL} \rightarrow \infty$ erreicht und liegt umso höher, je kleiner der Stromflusswinkel Θ wird.

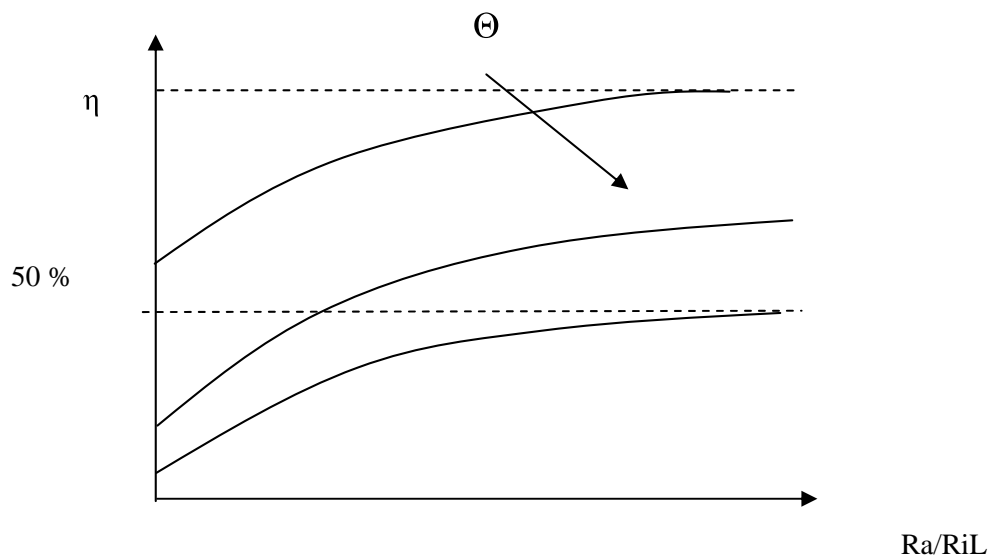


Bild 12: Wirkungsgrad des Sender-Verstärker als Funktion des Außenwiderstandes für verschiedene Stromflusswinkel bei dynamischer geradliniger Kennlinie

8.1 Sender-Endstufen bei begrenzter Anodenverlustleistung Q_a

Bei kleinen Anodenspannungen U_{ao} , solange die maximale Anodenverlustleistung Q_a der Röhre noch nicht erreicht ist, muss zur Erzielung größtmöglicher Wechselleistung nach (Gl 8.2) und Tab. 7 der Anpassungsfall $R_a/R_{iL} = 1/f_1(122) = 1,869$ eingestellt werden. Für eine geradlinige dynamische Kennlinie ergibt sich die Grenze der Anodenspannung bei der gerade $Q_{a,max}$ erreicht wird mit $f_1(122) = 0.535$ und $f_1(122) / \psi(122) = 1.295$ nach (Gl 6.20) zu

$$U_{ao, \text{grenz}} = 2.74 \sqrt{Q_{a,max} * R_{iL}} \quad (\text{Gl 8.4})$$

und die optimal erzielbare Wechselleistung mit $f_1(122) = 0.535$ nach (Gl 6.25)

$$P_{opt} = 0.067 U_{ao}^2 / R_{iL} \quad (\text{Gl 8.5})$$

wobei dann immer $Q_a \leq Q_{a,max}$ ist.

Die maximale Wechselleistung bei Anpassung mit $R_a/R_{iL} = 1/f_1(122) = 1/0,535$ und der Anoden- Grenzspannung nach (Gl 8.5) wird

$$P_{max, \Theta=122} = 0.5 Q_{a,max} \quad (\text{Gl 8.6})$$

d.h. die an der Anode erzeugte Wärme ist nur noch die Hälfte der erzeugten Wechselleistung.

Die maximal zulässige Anodenverlustleistung $Q_{a,max}$ wird vom Hersteller vorgegeben und kann dem Datenblatt der Röhre entnommen werden. Der Hersteller bestimmt auch wie und durch welche Technik die Wärme abgeführt werden muss. Luftkühlung, Wasserkühlung, Siedekühlung sind vorherrschende Techniken. Daten auch im Internet unter www.röhrenmuseum.de.

Der Anodengleichstrom bestimmt sich bei bekannten Größen von R_a/R_iL und Θ nach (Gl 6.5 u. 6.12) zu

$$I_{a-} = i_{a1} * \psi(\Theta) / f_1(\Theta) = \psi(\Theta) / f_1(\Theta) * U_{ao} / RiL * 1 / ((R_a/R_iL + 1/f_1(\Theta))). \quad (Gl\ 8.7)$$

Zur übersichtlichen Darstellung sei folgend nicht mehr die Anodenspannung U_{ao} , sondern deren normierte Form benutzt. Dies hat den Vorteil, dass in graphischen Darstellungen und Tabellen keine Absolutwerte eingetragen werden müssen, sondern nur relative. Stellt man die (Gl 8.4) in folgende Form um

$$U_{ao}^* = U_{ao, \text{grenz}} / \sqrt{Q_{a,max} * RiL} \quad (Gl\ 8.8)$$

dann ist U_{ao}^* die normierte Anodenspannung mit der Dimension „1“.

Die Anpassbedingung $R_a/R_iL = 1/f_1(122)$ mit $\Theta_{opt} = 122$ Grad kann dann bis zu der normierten Anodenspannung $U_{ao}^* = 2.74$ eingehalten werden, ohne die Anodenverlustleistung der Röhre zu überschreiten. Für höhere Anodenspannungen als $U_{ao}^* = 2,74$ nach (Gl 8.4), müssen die Betriebsbedingungen unter Berücksichtigung der maximal zulässigen Anodenverlustleistung $Q_{a,max}$ gewählt werden. Der Außenwiderstand R_a muss zur Begrenzung der aufgenommenen Gleichstromleistung und zur Verbesserung des Wirkungsgrades erhöht werden, was durch eine geeignete Transformationsschaltung im Anodenkreis erreicht wird.

Beispiel 8.0

Berechne die maximale Wechselleistung, die bei einer Sender-Endstufe bei Anpassung und einem $\theta = 122$ Grad, einer maximalen Verlustleistung von $Q_{a,max} = 400$ W und einem $R_iL = 400 \Omega$ möglich ist. Nach (Gl 8.6) ergibt sich $P_{max \Theta=122} = 0.5 * 400 \text{ W} = 200 \text{ W}$. Dabei ist die Anodengrenzspannung $U_{ao, \text{grenz}} = 1096 \text{ V}$. Der Außenwiderstand bei dem gerade Q_{max} erreicht wird $R_a = 400 \Omega / 0,535 = 747 \Omega$. Der Wirkungsgrad nach (Gl 6.18) beträgt $\eta = 32,3 \%$.

Beispiel 8.1

Um den Wertebereich der normierten Anodenspannung von U_{ao}^* abzuschätzen ist beispielsweise bei der Röhre QB5-1750 mit $Q_{a,max} = 400$ W und $R_iL = 400 \Omega$ nach (Gl 8.8) $U_{ao} = 400 U_{ao}^*$. Mit dem Maximalwert der Anodenspannung nach Datenblatt von $U_{ao} = 5000 \text{ V}$ wird der Maximalwert der normierten Anodenspannung $U_{ao}^* = 5000 \text{ V} / 400 = 12,50$. Bei der Röhre nach Beispiel 7.5 wird mit der Anodenspitzenspannung $U_{ao,max} = 5000 \text{ V}$ und der maximalen Anodenverlustleistung (ohne Aussteuerung) $Q_{a,max} = 453 \text{ W}$ der Wert für $U_{ao}^* = 11,02$. Der Wertebereich für U_{ao}^* in den folgenden Tabellen 9 bis 14 ist also ausreichend.

Die genaue rechnerische Ermittlung der zusammengehörenden Werte von U_{ao} , R_a/R_iL und Θ nach (Gl 8.8) bringt wegen der komplexen Form von $f_1(\Theta)$ und $\psi(\Theta)$ einige Schwierigkeiten. Um dennoch den Verlauf der Anodenverlustleistung nach (Gl 8.8) abschätzen zu können, kann der Wert für das Stromwinkelverhältnis $\psi(\theta)/f_1(\Theta)$ nach Tab. 3 von 10 bis 180 Grad mit etwa 0,5 bis 1,00 übernommen werden. Da die Anodenverlustleistung nicht negativ werden kann, muss $\psi(\theta)/f_1(\Theta) > 1/2 * R_a/R_iL/a$ sein. Die Abkürzung $a = ((R_a/R_iL + 1/f_1(\Theta)))$ hat für $R_a/R_iL = 0,1$ bis 500 und unter Verwendung für $f_1(\Theta)$ einen Wertebereich von etwa 13,8 bis 502.

Wertet man die (Gl 6.23) aus und setzt für eine geradlinig dynamische Kennlinie die Werte für $f_1(\Theta)$ und $\psi(\Theta)$ ein, so erhält man die Tabelle 9.

Grad	Ra/RiL 0.1	0.5	1.0	1,865	5	10	30	50	100
10	3,64	3,44	3,21	2,87	1,99	1,24	0,37	0,18	0,06
20	7,18	6,43	5,64	4,58	2,49	1,24	0,27	0,11	0,03
30	10,64	9,06	7,55	5,69	2,64	1,17	0,23	0,10	0,03
40	14,02	11,45	9,14	6,53	2,74	1,16	0,23	0,11	0,04
50	17,15	13,52	10,43	7,15	2,81	1,17	0,25	0,12	0,05
60	20,27	15,56	11,72	7,82	3,00	1,26	0,29	0,15	0,06
70	23,20	17,01	12,28	7,80	2,75	1,11	0,24	0,13	0,05
80	26,30	19,51	14,31	9,34	3,59	1,60	0,43	0,24	0,11
90	29,15	21,44	15,64	10,19	3,98	1,82	0,52	0,29	0,14
120	37,24	27,57	20,37	13,61	5,74	2,84	0,90	0,53	0,26
150	43,54	33,09	25,09	17,35	7,84	4,06	1,35	0,81	0,40
180	46,48	36,00	27,77	19,60	9,18	4,86	1,66	0,99	0,49

Tab. 9: Die normierte Anodenverlustleistung Q_a^* nach (Gl 6.23) in %

Die normierte Verlustleistung steigt stetig mit zu nehmenden Stromflusswinkel. Ein differentielles Minimum ist bei einem Winkel von 70 Grad vorhanden. Bei Anpassung und maximaler Wechselleistung gilt für eine geradlinige Kennlinie $R_a/R_{iL} = 1/f_1(122) = 1,865$.

Beispiel 8.2

Wir berechnen unter Verwendung der Tab. 9 die Anodenverlustleistung einer Sender-Endstufe für AB-Betrieb mit einem Stromflusswinkel von $\Theta = 120$ Grad und einem Leistungsinnenwiderstand von $R_{iL} = 400 \Omega$. Die Anodenspannung sei $U_{ao} = 2500$ V. Die maximale Anodenverlustleistung lt. Hersteller $Q_{a,max} = 400$ W. Wir wählen den Außenwiderstand von $R_a = 4000 \Omega$. Daraus das Verhältnis $R_a/R_{iL} = 4000 / 400 = 10$. Nach Tab. 9 ist bei einem Stromflusswinkel von 120 Grad die normierte Leistung $Q^* = 2,84 / 100$. Daraus berechnet sich die Anodenverlustleistung nach (Gl 6.20) zu $Q_a = (2500 \text{ V})^2 / 400 \Omega * 2,84 / 100 = 443,75$ W. Die zulässige Anodenverlustleistung wird also weit überschritten.

Beispiel 8.3

Wir wählen zur Reduzierung der Anodenverlustleistung einen höheren Außenwiderstand $R_a = 5000 \Omega$ und erhalten nach (Gl 20) eine Anodenverlustleistung

$$Q_a = (2500 \text{ V})^2 / 400 \Omega * 2,25 / 100 = 351,56 \text{ W.}$$

Die Wechselleistung mit $R_a = 5000 \Omega$ wird nach (Gl 6.15)

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} (2500 \text{ V})^2 * 5000 / (5000 + 400/0,535)^2 \Omega = 472,29 \text{ Watt.}$$

Die Gleichleistung die das Netzteil liefern muss, ist die Summe aus der Anodenverlustleistung und der Wechselleistung, also

$$P_{\Sigma} = 351,56 \text{ W} + 472,29 \text{ W} = 824,53 \text{ W.}$$

Daraus der Wirkungsgrad

$$\eta = 472,29 \text{ W} / 824,53 \text{ W} = 0,5732 \text{ entspr. } 57,32 \% \text{ oder}$$

auch gleich

$$\eta = P_{\sim} / (Q_a + P_{\sim}) = 472,29 / (351,56 + 472,29) = 0,5732 \text{ entspr. } 57,32 \% \text{ - wie oben.}$$

Beispiel 8.4

Wir vergrößern zur Verbesserung des Wirkungsgrades den Außenwiderstand auf $R_a = 7000 \Omega$ bei sonst gleichen Werten wie oben. Es berechnen sich:

$$\text{Die Anodenverlustleistung} \quad Q_a = (2500 \text{ V})^2 / 400 \Omega * 1,585/100 = 247,65 \text{ W}$$

$$\text{Die Nutzleistung} \quad P_{\sim} = \frac{1}{2} (2500 \text{ V})^2 * 7000 / (7000 + 400/0,535)^2 \Omega = 399,41 \text{ Watt}$$

$$\text{Der Wirkungsgrad} \quad \eta = P_{\sim} / (Q_a + P_{\sim}) = 399,41 / (247,65 + 399,41) = 0,6172 \text{ entspr. } 61,72 \%$$

Wie die Beispiele 8.2 – 8.4 zeigen, gehört zu jedem Außenwiderstand bei vorgegebener Anodenspannung eine bestimmte Anodenverlustleistung.

Die (Gl 6.20) kann natürlich dazu benutzt werden für eine maximale Anodenverlustleistung $Q_{a,max}$, den Stromflusswinkel Θ , als Funktion von R_a/R_{iL} die zugehörige Anodenspannung zu berechnen. Die folgende Tabelle zeigt die Berechnung der Anodenspannung aus Beispiel 7.5.

Ra/RiL	0.1	0.5	1.0	5	10	30	50	100
Winkel Grad								
10	2231	2295	2375	3016	3813	6964	10056	17543
20	1589	1680	1793	2696	3816	8189	12404	22330
30	1306	1415	1550	2622	3928	8825	13279	22969
40	1138	1258	1408	2573	3948	8743	12741	20704
50	1028	1158	1319	2540	3933	8495	12068	18866
60	946	1080	1244	2460	3782	7814	10796	16309
70	884	1033	1215	2367	4040	8543	11877	18039
80	830	964	1126	2246	3361	6448	8613	12557
90	789	920	1077	2135	3152	5894	7799	11271
120	698	811	944	1777	2526	4481	5832	8307
150	645	740	850	1521	2113	3654	4723	6690
180	625	710	808	1406	1932	3307	4264	6027

Tab. 10: Anodenspannung U_{ao} in Volt bei $Q_{a,max} = 400$ Watt und $R_{iL} = 454 \Omega$ nach Beispiel 7.5

Wie die Tab. 10 zeigt, gehört zu jedem Außenwiderstand eine bestimmte Anodenspannung $U_{ao} = U_{ao,max}$, damit die maximale Anodenverlustleistung nicht überschritten wird.

Für Verhältnisse R_a/R_{iL} größer 30 wird zwar der Wirkungsgrad hoch, jedoch steigt die notwendige Anodenspannung auf Werte, die die zulässige Anodenspannung $U_{oa,max}$ übersteigt.

Hoher Wirkungsgrad, niedere Anodenverlustleistung und kleine Anodenspannungen sind widersprüchliche Forderungen, die nicht gleichzeitig erfüllt werden können.

Beispiel 8.6

Berechne die Anodenspannung U_{ao} , die bei einem Verhältnis $R_a/R_{iL} = 10$ und einem Stromflusswinkel von $\Theta = 120$ Grad zu der maximalen Anodenverlustleistung von $Q_{a,max} = 400$ W führt. Aus der Umstellung der (Gl 8.4) und unter Verwendung der Tab. 9 mit dem Wert 2,84/100 für $R_a/R_{iL} = 10$ und $\Theta = 120$ Grad wird

$$U_{ao} = \sqrt{Q_{a,max} * R_{iL} / 0,0284} = \sqrt{400 \text{ W} * 400 \Omega / 0,0284} = 2373 \text{ V.}$$

Höhere Anodenspannungen führen unweigerlich zur Überlastung der Röhre. Der Anodengleichstrom nach (Gl 8.7) ist $I_{a_{\sim}} = 0,406/0,535 * 2373 \text{ V} / 400 \Omega * 0,08425 = 0,379 \text{ A} = 379,29 \text{ mA}$.

Ebenso so wie die Anodenspannung in normierter Form eine bessere Übersicht bringt, kann auch der Anodenstrom in eine normierte Form gebracht werden. Führt man die normierte Spannung U_{ao}^* in (Gl 8.7) ein und definiert den normierten Strom zu

$$I_{a}^* = I_a \sqrt{R_{iL}} / Q_{a,max}, \tag{Gl 8.9}$$

so wird aus (Gl 8.7) die normierte Form des Anodenstromes

$$I_{a}^* = \psi(\Theta) / f_1(\Theta) * U_{ao}^* \cdot 1 / ((R_a/R_{iL} + 1/f_1(\Theta))) \tag{Gl 8.10}$$

und entsprechend der Anoden-Spitzenstrom in der normierten Form

$$I_{asp}^* = I_{ao}^* / \psi(\Theta) = 1/f_1(\Theta) * U_{ao}^* \cdot 1 / ((R_a/R_{iL} + 1/f_1(\Theta))). \tag{Gl 8.11}$$

Die Spannungsaussteuerung als Verhältnis von Wechselamplitude zur Anodengleichspannung berechnet sich unmittelbar aus der (Gl 6.13) zu

$$u_a/U_{ao} = R_a/R_{iL} * 1 / ((R_a/R_{iL} + 1/f_1(\Theta))). \tag{Gl 8.12}$$

Das Verhältnis der Wechselleistung zur maximalen Anodenverlustleistung ist dann

$$P_- / Q_{a,max} = \eta_m / (1 - \eta_m) \tag{Gl 8.13}$$

Die Zusammenhänge nach (Gl 8.9 bis 8.13) sind als Funktion von R_a/R_{iL} und des Stromflusswinkels $\psi(\Theta)$ und $f_1(\Theta)$ in den Tabellen 11 bis 14 für eine geradlinige dynamische Kennlinie berechnet.

Dabei tritt die normierte Anodenspannung U_{ao}^* als Proportionalfaktor auf und ist zu $U_{ao}^* = 10$ gewählt. Da diese über die (Gl 8.8) definiert ist, kann der Tabellenwert auf jeden anderen Wert von U_{ao}^* umgerechnet werden kann.

Für andere dynamische Kennlinien nach Abschnitt 6.2 zeigen sich nur geringe Abweichungen von dem gezeigten Verlauf. Hier kann - wie schon oben erwähnt - ohne große Fehler mit der gradlinigen dynamischen Kennlinie gerechnet werden.

Grad	Ra/RiL 0.1	0.5	1.0	5	10	30	50	100
10	0,71	3,47	6,71	23,68	41,63	67,73	77,43	86,76
20	1,42	6,71	12,57	41,63	58,55	80,31	86,76	92,33
30	2,06	9,48	17,28	50,52	66,51	84,92	89,05	92,99
40	2,59	11,69	20,82	55,46	70,02	84,87	88,62	91,67
50	3,05	13,50	23,57	58,49	71,78	84,60	87,74	90,24
60	3,37	14,67	25,21	59,33	71,41	82,63	85,31	87,44
70	4,05	17,20	28,96	63,90	75,25	85,36	87,71	89,57
80	3,70	15,75	26,37	57,80	67,92	76,90	78,99	80,63
90	3,74	15,72	26,21	56,15	65,51	73,70	75,59	77,07
120	3,35	13,91	22,96	49,96	55,51	62,02	63,51	64,68
150	2,74	11,43	18,95	39,97	46,40	51,98	53,26	54,27
180	2,38	10,00	16,67	35,71	41,67	46,88	48,08	49,02

Tab. 11: Wirkungsgrad des Sender-Verstärkers in % als Funktion des Stromflusswinkels Θ und des Verhältnisses R_a/R_{iL} (siehe auch Tabelle 8)

Tab. 11 zeigt, dass für einen Stromflusswinkel von etwa 20 bis etwa 80 Grad ein flaches Maximum existiert. Diese Tatsache ist außerordentlich wichtig, da geringe Abweichungen des Stromflusswinkels vom Maximalwert nur einen geringen Einfluss auf den Wirkungsgrad haben.

Das Verhältnis Ra/RiL kann nicht beliebig groß gemacht werden, da sonst die Anodenspannung U_{ao} nach Tabelle 10 auf kritische Werte steigt.

Grad	Ra/RiL 0.1	0.5	1.0	5	10	30	50	100
10	0,37	0,36	0,34	0,27	0,21	0,12	0,08	0,04
20	0,73	0,69	0,65	0,43	0,30	0,14	0,09	0,05
30	1,09	1,00	0,91	0,53	0,35	0,15	0,09	0,05
40	1,44	1,30	1,16	0,62	0,39	0,16	0,10	0,05
50	1,77	1,56	1,37	0,68	0,42	0,16	0,10	0,05
60	2,10	1,82	1,57	0,74	0,44	0,17	0,11	0,05
70	2,42	2,05	1,73	0,76	0,45	0,17	0,10	0,05
80	2,73	2,31	1,94	0,85	0,50	0,19	0,12	0,06
90	3,03	2,54	2,12	0,91	0,53	0,20	0,12	0,06
120	3,85	3,20	2,64	1,10	0,64	0,24	0,15	0,07
150	4,48	3,74	3,10	1,31	0,76	0,28	0,17	0,09
180	4,76	4,00	3,33	1,43	0,83	0,31	0,19	0,10

Tab. 12: Der normierte Anodenstrom I_{a^*} nach (Gl 8.10) als Funktion des Stromflusswinkels Θ und des Verhältnisses Ra/RiL , Parameter ist $U_{ao}^* = 10$, ein Wert bei dem die meisten Endstufen betrieben werden

Grad	Ra/RiL 0.1	0.5	1.0	5	10	30	50	100
10	9,93	9,65	9,32	7,33	5,78	3,14	2,51	1,20
20	9,86	9,32	8,73	5,78	4,06	1,86	1,21	0,64
30	9,88	9,03	8,23	4,80	3,17	1,34	0,85	0,44
40	9,73	8,77	7,80	4,16	2,63	1,06	0,66	0,35
50	9,67	8,56	7,46	3,70	2,27	0,89	0,56	0,29
60	9,62	8,36	7,19	3,38	2,04	0,78	0,49	0,25
70	9,56	8,12	6,83	3,01	1,77	0,67	0,41	0,21
80	9,55	8,09	6,79	2,98	1,75	0,66	0,40	0,20
90	9,52	8,00	6,67	2,85	1,66	0,62	0,38	0,19
120	9,49	7,80	6,51	2,72	1,57	0,59	0,36	0,18
150	9,50	7,93	6,57	2,77	1,61	0,60	0,37	0,18
180	9,52	8,00	6,66	2,85	1,66	0,63	0,38	0,19

Tab. 13: Der normierte Anodenspitzenstrom I_{asp^*} als Funktion des Stromflusswinkels Θ und des Verhältnisses Ra/RiL , Parameter $U_{ao}^* = 10$, ein Wert bei dem die meisten Endstufen betrieben werden.

Grad	Ra/RiL 0.1	0.5	1.0	5	10	30	50	100
10	0,01	0,04	0,07	0,27	0,42	0,69	0,78	0,88
20	0,01	0,07	0,13	0,42	0,59	0,81	0,88	0,94
30	0,02	0,10	0,18	0,52	0,68	0,87	0,92	0,96
40	0,03	0,12	0,22	0,58	0,74	0,89	0,93	0,97
50	0,03	0,15	0,25	0,63	0,77	0,91	0,94	0,97
60	0,04	0,16	0,28	0,66	0,80	0,92	0,95	0,98
70	0,04	0,19	0,32	0,70	0,82	0,93	0,96	0,98
80	0,04	0,19	0,32	0,70	0,82	0,93	0,96	0,98
90	0,05	0,20	0,33	0,71	0,83	0,94	0,96	0,98
120	0,05	0,21	0,35	0,73	0,84	0,94	0,96	0,98
150	0,05	0,21	0,34	0,72	0,84	0,94	0,96	0,98
180	0,05	0,20	0,33	0,71	0,83	0,94	0,96	0,98

Tab. 14: Die Spannungsaussteuerung u_a/U_{ao} als Funktion des Stromflusswinkels Θ und des Verhältnisses Ra/RiL

8.2 Sender-Endstufen mit begrenztem Anodenstrom

In vielen praktisch ausgeführten Sender-Endstufen wird die Wechselleistung durch die maximale Gleichstromaufnahme $I_{a,max}$ begrenzt. Bei kleinen Anodenspannungen muss dann, wie bei der Begrenzung durch die Anodenverlustleistung, Anpassung mit einem Stromflusswinkel von $\Theta = 122$ Grad eingestellt werden. Der dann fließende Anodengleichstrom berechnet sich nach (Gl 6.3, 6.5, 8.7 ff) zu

$$I_{a-} = i_{a1} * \psi(\Theta) / f_1(\Theta) = \frac{1}{2} \psi(122) * U_{ao} / RiL$$

$$I_{a-} = \frac{1}{2} 0.414 * U_{ao}/RiL = 0,207 U_{ao}/RiL. \quad (Gl\ 8.14)$$

Dieser Betriebszustand kann eingestellt werden bis $I_{a,max}$ erreicht ist oder auch mit der normierten Anodenspannung bis zum Wert von

$$U_{ao}^* = U_{ao} / (RiL * I_{a,max}) = 1 / 0,207 = 4,83 \quad (Gl\ 8.15)$$

Für $U_{ao}^* > 4,83$ müssen Ra/RiL und der Stromflusswinkel Θ so eingestellt werden, dass sich mit dem maximalen Anodenstrom der maximal mögliche Wirkungsgrad ergibt. Mit dem Zusammenhang nach (Gl 8.15)

$$U_{ao}^* = f_1(\Theta) / \psi(\Theta) * (Ra/RiL + 1/f_1(\Theta)) \quad (Gl\ 8.16)$$

kann diese Aufgabe numerisch gelöst werden.

Wird aus der (Gl 8.16) das Verhältnis Ra/RiL berechnet und in die Gleichung für den Wirkungsgrad (Gl 6.18) eingesetzt, erhält man

$$\eta = \frac{1}{2} * f_1(\Theta) / \psi(\Theta) * (1 - 1/(U_{ao}^* \psi(\Theta))) \quad (Gl\ 8.17)$$

dabei muss $U_{ao}^* \psi(\Theta) > 1$ sein. Für eine geradlinige Kennlinie gilt $\psi(\Theta)$ nach (Gl 6.7).

Wir berechnen für eine geradlinige Kennlinie den Wirkungsgrad in % nach (Gl 8.17) in Form einer Tabelle.

Grad	U _{ao} [*] 5	10	15	20	25	30	40
10	-	-	-	-	-	9,78	31,99
20	-	-	9,78	31,99	45,33	54,21	65,32
30	-	9,64	38,86	53,47	62,24	68,08	75,38
40	-	30,79	52,17	62,86	69,28	73,55	78,90
50	-	42,13	59,05	67,15	72,59	75,98	80,21
60	7,4	48,54	62,25	69,11	73,22	75,97	79,39
70	19,17	55,34	67,39	73,42	77,04	79,45	82,46
80	24,76	53,55	63,15	67,95	70,83	72,75	75,14
90	29,17	53,89	62,13	66,26	68,73	70,38	72,44
120	33,43	49,66	55,07	57,77	59,40	60,48	61,83
150	31,82	43,57	47,48	49,44	50,61	51,39	52,37
180	31,00	40,00	43,33	45,00	46,00	46,67	47,50

Tab. 15: Wirkungsgrad einer Sender-Endstufe im % bei geradliniger Kennlinie nach (Gl 8.17) und begrenztem Anodenstrom

Tab. 15. und (Gl 8.17) zeigt, dass der Wirkungsgrad mit U_{ao}^* stetig steigt und für $U_{ao}^* \rightarrow \infty$ den Grenzwert $\eta = \frac{1}{2} * f_1(\Theta) / \psi(\Theta)$ erreicht. Im A-Betrieb ist $f_1(180) = 0.5$ und $\psi(180) = 0.5$ und damit der Wirkungsgrad maximal 50%. Im B-Betrieb ist $f_1(90) = 0.5$ und $\psi(90) = 0.318$ und damit der Wirkungsgrad 78%. Im C-Betrieb entsprechend höher. Den prinzipiellen Verlauf des Wirkungsgrades nach (Gl 8.17) zeigt Bild 13. Parameter ist die normierte Spannung U_{ao}^*

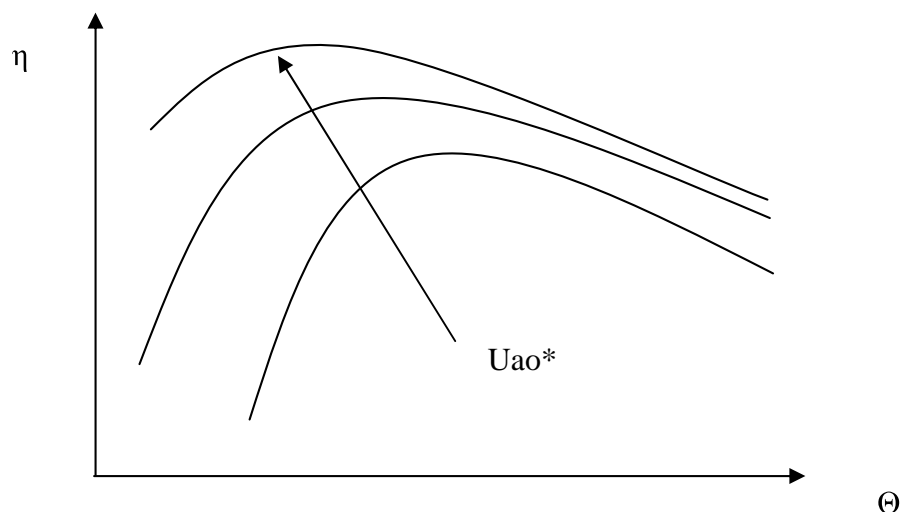


Bild 13: Wirkungsgrad des Sender-Verstärkers bei begrenztem Anodenstrom

Der Außenwiderstand, bei dem der maximal zulässige Anodenstrom gerade erreicht wird, ergibt mit (Gl 8.17)

$$R_a/R_{iL} = U_{ao}^* \psi(\Theta) / f_1(\Theta) - 1 / f_1(\Theta) \quad (\text{Gl 8.18})$$

und daraus

$$R_a = U_{ao} / I_{a,max} * \psi(\Theta) / f_1(\Theta) - R_{iL} / f_1(\Theta) \quad (\text{Gl 8.19})$$

Zu jedem Wert von U_{ao}^* gehören nach (Gl 8.17) und Tab. 15 und Bild 13 zur Erzielung maximaler Nutzleistung eindeutig bestimmte Werte von Θ , R_a/R_{iL} , η und auch u_a/U_{ao} . Da das Maximum nach Tab. 15 u. Bild 13 recht flach ist, können immer 10 bis 30 Grad höhere Stromflusswinkel gewählt werden, um damit den Anoden-Spitzenstrom gering zu halten, ohne dass sich Wirkungsgrad und Nutzleistung wesentlich verringern.

Setzt man die Werte für die Stromflusswinkelfunktionen nach Tab. 3 in die (Gl 10) ein, so erhält man den Außenwiderstand R_a für die verschiedenen Betriebszustände

A – Betrieb (180 Grad)	$R_a = U_{ao} / I_{a,max} - 2 * R_{iL}$	(Gl 8.20)
---------------------------	---	-----------

B – Betrieb (90 Grad)	$R_a = U_{ao} / (1,57 * I_{a,max}) - 2 * R_{iL}$	(Gl 8.21)
--------------------------	--	-----------

AB – Betrieb 120 (120 Grad)	$R_a = U_{ao} / (1,32 * I_{a,max}) - 1,87 * R_{iL}$	(Gl 8.22)
--------------------------------	---	-----------

C – Betrieb (60 Grad)	$R_a = U_{ao} / (1,79 * I_{a,max}) - 2,55 * R_{iL}$	(Gl 8.23)
--------------------------	---	-----------

Beispiel 8.7

Berechne den Außenwiderstand mit den Daten aus Beispiel 7.5 bei dem gerade der maximale Anodenstrom erreicht wird. Mit den Daten $U_{ao} = 2500 \text{ V}$, $I_{a,\max} = 704 \text{ mA}$, $R_{iL} = 454 \text{ Ohm}$, $\psi(140) = 0,2575$, $f_1(140) = 0,4482$ wird $R_a = 2500 \text{ V} / 0,704 \text{ A} * 0,2575/0,4482 - 454 \text{ Ohm} / 0,4482 = 1028 \text{ Ohm}$. Bei Außenwiderständen unterhalb dieses Wertes wird der zulässige Anodenstrom überschritten. Wie später noch gezeigt, ist der Außenwiderstand (auch) durch die ausgangsseitige Transformationsschaltung der Sender-Endstufe bestimmt, meistens ein Parallelkreis mit Anzapfung, Link-Auskopplung oder ein Parallelkreis in Form eines Pi-Filters.

Achtung: Wahlloses Abstimmen bei voller Aussteuerung der Endstufe und unter voller Anodenspannung ist äußerst gewagt. Entweder kann die zulässige Anodenverlustleistung, der zulässige Anodenstrom, die maximal zulässige Anodenspannung überschritten werden, was eine Reduzierung der Ergiebigkeit der Kathode zur Folge hat oder zum Ausfall der Endröhre durch Überschlag führen kann.

Beispiel 8.8

Der maximale Anodenstrom nach Beispiel 7.5 ist $I_{\max} = 704 \text{ mA}$. Bei Anpassung und geradliniger Kennlinie mit einem Leistungsinnenwiderstand $R_{iL} = 454 \text{ Ohm}$ wird die zulässige Anodenspannung nach (Gl 6.13) $U_{ao} = 704 \text{ mA} * 454 \text{ Ohm} / 0,207 = 1544 \text{ V}$. Bei größeren Anodenspannungen wird der maximal zulässige Anodenstrom überschritten, was zur Zerstörung der empfindlichen Kathodenoberfläche führt. Es wird daher immer Überanpassung mit R_a größer R_{iL} eingestellt.

8.3 Betriebsbedingungen bei veränderlichem Außenwiderstand

Bei den oben gemachten Überlegungen wurde zur Berechnung der maximalen Wechselleistung stets die volle Aussteuerung des Kennlinienfeldes bis zur Grenzgeraden R_{iL} vorausgesetzt, ohne auf den Verlauf der Aussteuerungskurven einzugehen.

Bei gegebener Anodengleichspannung U_{ao} und den Amplituden von Gitter- und Anodenwechselspannung sind durch die Bedingung, dass Anoden- und Gitterwechselspannung sinusförmig und rein gegenphasig verlaufen müssen, auch die Momentanwerte von Gitter- und Anodenspannung gegeben.

Für die Aussteuerung gilt wieder $u_a(t) = U_{ao} - u_a \cos \omega t$ und für $0, 2\pi$, usw. der Minimalwert $u_{a,\min} = U_{ao} - u_a$. Dieser momentane Minimalwert der Anodenwechselspannung sollte immer größer oder gleich der Restspannung sein und der Schirmgitterspannung U_{g2} sein. Wird dieser Minimalwert unterschritten, fließt bei Röhren mit Schirmgitter Strom über das Schirmgitter, dessen Leistungsvermögen gering ist und bei der geringsten Überschreitung verglüht.

Da die Amplitude der Anodenwechselspannung und damit die Spannungsaussteuerung u_a/U_{ao} vom Anodenwiderstand R_a abhängig ist und umso größer wird, je größer R_a gewählt ist, kann die Restspannung unterschritten werden. Bei großen Außenwiderständen ist die momentane Anodenwechselspannung kleiner als die Schirmgitterspannung, so dass Gitterstrom fließt. Da sich der von der Kathode gelieferte Strom jetzt auf Anode und Schirmgitter verteilt, entsteht im Anodenkreis in Abhängigkeit von der Zeit eine Einsattelung des Anodenstromes. Die Röhre arbeitet dann im überspannten Zustand. Der von der Kathode gelieferte Strom bleibt nahezu gleich, verteilt sich dann aber auf Steuer – und auf das Schirmgitter.

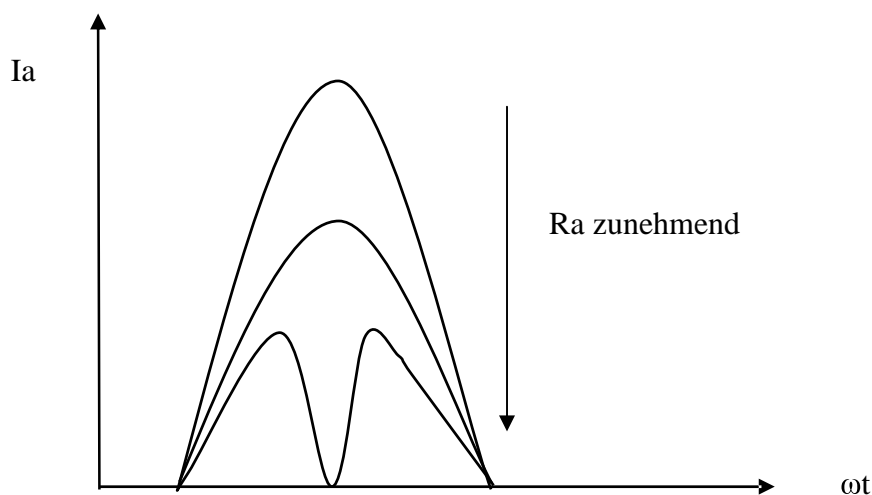


Bild 14: Zeitlicher Verlauf des Anodenstromes bei steigendem Außenwiderstand R_a

Solange die momentane Anodenwechselspannung oberhalb der Schirmgitterspannung bleibt, gelangt fast der gesamte Strom zur Anode. Nur ein kleiner Teil wird von den hauchfeinen Drähten des Steuergitters und bei Tetroden/Pentoden vom Schirmgitter abgefangen. Sobald jedoch die Außenwiderstände größer werden, erhält die Anodenstromkurve eine Abflachung und beim Übergang in den überspannten Zustand eine Einsattelung, die bei genügend großen Außenwiderständen den Anodenstrom im Sattel bis auf Null bringen. Der Schirmgitterstrom nimmt dabei entsprechend zu, was messbar ist.

Wie im Beispiel 7.5 berechnet, ist die Restspannung, also die minimale Anodenspannung bei Vollaussteuerung $u_r = 320$ V. Die Schirmgitterspannung ist vom Hersteller mit $U_{g2} = 350$ V angegeben. Das bedeutet, dass in der Phase der maximalen Aussteuerung das Schirmgitter um 30 V über der Anodenspannung liegt und daher der von der Kathode gelieferte Strom für einen Augenblick zum Schirmgitter fließt.

Das Produkt aus Schirmgitterstrom und Schirmgitterspannung ist die Schirmgitterverlustleistung, die den vom Röhrenhersteller angegebenen Wert $Q_{sg,max}$ nicht überschreiten darf, will man den Verlust des Schirmgitters und damit der Röhre verhindern.

Stellt sich die Frage nach dem Leistungsumsatz des Sender-Verstärkers und dem Verlauf der Aussteuerungskurven bei veränderlichem Außenwiderstand, aber im Übrigen konstant gehaltenen Betriebsbedingungen. Bei kleinem R_a ist die Gleichstromaufnahme groß, die Spannungsaussteuerung nach Tab. 14 klein. Die Wechselleistung und der Wirkungsgrad nach (Tab. 11) sind entsprechend gering, dagegen ist die Anodenverlustleistung nach (Gl. 6.18) und Tab. 9 entsprechend hoch. Der Schirmgitterstrom ist gering und damit bleibt auch die Schirmgitterverlustleistung gering.

Beim Vergrößern des Außenwiderstandes nehmen die Spannungsaussteuerung nach Tab. 14 und damit auch die Wechselleistung und der Wirkungsgrad stetig zu. Die Anodenverlustleistung nimmt entsprechend ab. Bei Vollaussteuerung bis zum Kennlinienknick wird unter den gewählten Betriebsbedingungen die maximale mögliche Nutzleistung erreicht.

Da in der Praxis dieser Kennlinienknick nicht scharf ausgeprägt ist, ergibt sich ein wenig ausgeprägtes Maximum. Bei weiterer Vergrößerung des Außenwiderstandes R_a bleibt die Spannungsaussteuerung nach Tab. 14 nahezu erhalten, die Grundschriftungsamplitude i_{a1} sinkt aber wegen des niederen Anodenspitzenstromes und der Einsattelung des Anodenstromes (Bild 14) ab, so dass Wechselleistung und Anodenverlustleistung abnehmen. Die Schirmgitterverlustleistung nimmt dagegen wegen der zunehmenden Einsattelung des Anodenstromes und der Übernahme des Stromes erheblich zu.

Zur Erzielung eines guten Wirkungsgrades wird der Arbeitspunkt daher etwas oberhalb des Maximums der Leistungskurve in den gerade beginnenden überspannten Zustand verlegt.

Sind niedrige Schirmgitterverluste maßgebend, werden kleinere Außenwiderstände notwendig, d.h. die Röhre wird im unterspannten Zustand betrieben.

Bemerkenswert ist sicherlich die Tatsache, dass der Wirkungsgrad im gesamten überspannten Gebiet nach Tab. 11 nahezu konstant und recht hoch bleibt.

Ganz ähnlich wie bei den Pentoden, liegen die Verhältnisse auch bei den völlig anders konstruierten Trioden. Da bei beiden das I_a/U_a Kennlinienfeld bei Aussteuerung in den Bereich positiver Gitterspannung nahezu gleich ist, erfolgt die Verteilung des von der Kathode gelieferten Stromes auf das sehr empfindliche Steuergitter.

Bei Trioden ist daher auch die erforderliche Steuerleistung von den Aussteuerungsverhältnissen im I_a/U_a Ausgangs-Kennlinienfeld abhängig. Um die erforderliche Steuerleistung klein zu halten, wird der Arbeitspunkt so gewählt, dass die Röhre im unterspannten Zustand betrieben wird. Die Nutzleistung ist dabei allerdings etwas geringer als im Leistungsmaximum. Die Wahl des Außenwiderstandes wird außerdem noch wesentlich von den Verlusten im Ausgangskreis bestimmt. Daher müssen wir uns mit diesen Verlusten beschäftigen.

9. Der Sender-Verstärker mit Verlusten im Schwingkreis

Bislang wurde davon ausgegangen, dass der anodenseitige Parallelkreis selbst keine Verluste hat. In Wirklichkeit treten auch im Kreis selbst immer Verluste auf, die von deren Güte abhängen. Die Kreisverluste eines Parallelkreises werden durch einen parallelliegenden Verlustleitwert berücksichtigt. Für diesen Paralleleitwert gilt $G_v = \omega C / Q$. Der Verlustleitwert ist proportional zur Frequenz, so wird bei Endstufen im UKW-Bereich ein Grossteil der Leistung schon im Ausgangskreis in Wärme umgesetzt. Um den Einfluss der Verluste des Kreises zu untersuchen ergänzen wir das Ersatzbild nach Bild 9 um einen Verlustwiderstand R_v .

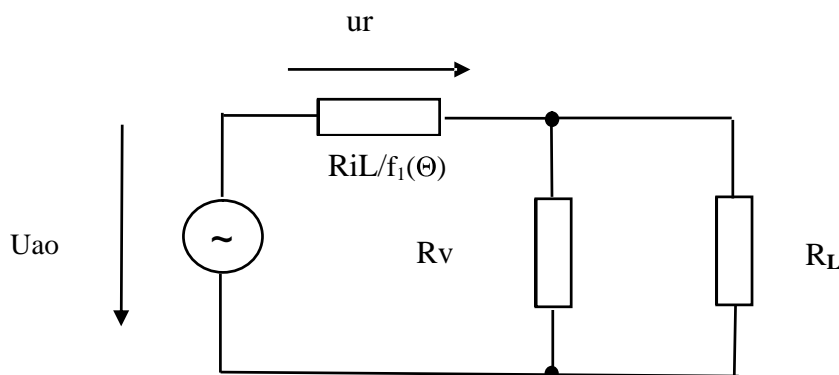


Bild 13: Ersatzschaltung des Sender-Verstärkers mit einem verlustbehafteten Schwingkreis als Belastung und bei Vollaussteuerung bis zur Grenzkennlinie

Die in Abschnitt 6 abgeleiteten Gleichungen behalten ihre Gültigkeit, wenn der Außenwiderstand R_a durch die Parallelschaltung von R_L und R_v eingesetzt wird.

Die Wechselleistung nach (Gl 6.15) teilt sich dann auf die beiden Widerstände R_L und R_v auf. Von der Gesamtleistung P_{ges} nach (Gl 6.15) wird nur der Teil

$$P_{R_L} = P_{ges} * R_v / (R_L + R_v) \quad (Gl 9.1)$$

an den Lastwiderstand als Nutzleistung R_L abgegeben. Der Teil

$$P_{R_v} = P_{ges} * R_L / (R_L + R_v) \quad (Gl 9.2)$$

wird im Parallelkreis in Wärme gewandelt. Die Summe der beiden Teilleistungen nach (Gl 9.1 u. 9.2) ist

$$P_{R_L} + P_{R_v} = P_{ges} * [R_v / (R_L + R_v) + R_L / (R_L + R_v)]$$

natürlich wieder die Gesamtleistung nach (Gl 6.15) am Außenwiderstand R_a .

Die Nutzleistung am Lastwiderstand R_L wird daher mit (Gl 6.15)

$$P_{\sim} = U_{ao}^2 / (2 R_{iL}) * R_a / R_{iL} / ((R_a / R_{iL} + 1 / f_1(\Theta))^2 * R_v / (R_L + R_v)) \quad (\text{Gl 9.3})$$

und die normierte Leistung nach (Gl 8.1) mit $f_1(\theta) = 0,5$

$$P_{\sim}^* = 8 (R_a / R_{iL}) * R_v / (R_L + R_v) / \{ R_a / R_{iL} + 1 / f_1(\Theta) \}^2 \quad (\text{Gl 9.4})$$

Ebenso wird aus dem Gesamtwirkungsgrad nach (Gl 6.18) der äußere Wirkungsgrad

$$\eta_a = \eta * R_v / (R_L + R_v) \quad (\text{Gl 9.5})$$

und mit (Gl 6.18)

$$\eta_a = \frac{1}{2} * f_1(\Theta) / \psi(\Theta) * R_a / R_{iL} / [(R_a / R_{iL} + 1 / f_1(\Theta)) * R_v / (R_L + R_v)]. \quad (\text{Gl 9.6})$$

Für den verlustfreien Kreis im A- und - B Verstärker ist $R_v / (R_L + R_v) = 1$ und $f_1(\Theta) = 0,5$ wird der Wirkungsgrad identisch der (Gl 6.18).

Das Leistungsmaximum nach (Gl 9.4) wird beim verlustfreien Kreis für $R_L / R_{iL} = 1 / f_1(\Theta) = 2$ mit $P_{\sim}^* = 100 \%$ erreicht. Für endliche Werte von R_v nimmt die optimale Wechselleistung ganz erheblich ab, gleichzeitig rückt die Lage des Optimums zu niederen Werten von R_L / R_{iL} . Der wirksame Außenwiderstand R_a muss so gewählt werden, dass $R_a / R_{iL} = 2$ ist und damit an R_a die optimale Gesamtleistung abgegeben wird. Die Röhre wird zur Erzielung der optimalen Nutzleistung immer mit Unteranpassung betrieben und zwar umso mehr, je niedriger R_v / R_{iL} ist. Das Maximum der (Gl 9.4) kann durch Nullsetzen der Ableitung nach R_L berechnet werden. Es berechnet sich zu

$$R_{L,opt} / R_{iL} = 1 / f_1(\Theta) * R_v / R_{iL} / [(R_v / R_{iL} + 1 / f_1(\Theta))] \quad (\text{Gl 9.7})$$

oder auch

$$R_{a,opt} / R_{iL} = 1 / f_1(\Theta) * R_v / R_{iL} / [(R_v / R_{iL} + 2 / f_1(\Theta))]. \quad (\text{Gl 9.8})$$

Setzt man (Gl 9.8) in (Gl 9.4) ein, so erhält man die optimale Anodenwechselleistung

$$P_{\sim}^* = 2 f_1(\Theta) * (R_v / R_{iL}) * \{ R_v / R_{iL} + 1 / f_1(\Theta) \} \quad (\text{Gl 9.9})$$

und den Wirkungsgrad

$$\eta_{a,opt} = \frac{1}{4} * f_1(\Theta) / \psi(\Theta) * R_v / R_{iL} / [(R_v / R_{iL} + 2 / f_1(\Theta))]. \quad (\text{Gl 9.10})$$

Aus den (Gl 9.10) wird ersichtlich, das entgegen der (Gl 6.18) bei dem der maximale Wirkungsgrad bei begrenzter Verlustleistung erst bei R_L / R_{iL} erreicht wird, beim Auftreten von Verlusten im Schwingkreis der äußere Wirkungsgrad bereits bei endlichen Werten von R_L / R_{iL} ein ausgeprägtes Maximum hat, das um so niedriger liegt, je kleiner R_v / R_{iL} ist und zu niederen Werten von R_L / R_{iL} rückt.

Die im Schwingkreis auftretenden Verluste verhindern also die Anwendung hoher Außenwiderstände und hoher Anodenspannungen zur Erhöhung des Wirkungsgrades.

Mit der Ableitung der (Gl 9.6) nach R_L berechnet sich die Größe R_L bei der der äußere Wirkungsgrad η_a sein Maximum erreicht. Das Maximum berechnet sich für den Lastwiderstand zu

$$R_{L,max} = R_v * \sqrt{1 / f_1(\Theta) * 1 / [(R_v / R_{iL} + 1 / f_1(\Theta))]} \quad (\text{Gl 9.11})$$

Das Maximum der (Gl 9.6) als Funktion von R_a berechnet sich wieder aus der Ableitung. Setzt man $R_{L,max}$ in (Gl 9.10) ein, ergibt sich ein $\eta_{a,max}$ als Funktion des Stromflusswinkels und R_v / R_{iL} als Parameter. Für jeden Wert von R_v / R_{iL} ergibt sich daraus ein bestimmter Stromflusswinkel, bei dem η_a sein Maximum hat. Da doch

das Maximum wieder wenig ausgeprägt ist, kann fast immer ein $\Theta = 90$ Grad eingestellt werden. Nur bei sehr geringen Kreisverlusten und hohem R_v wird der Stromflusswinkel im B-Verstärker auf 60 bis 80 Grad reduziert.

Dr. Schau, DL3LH
wa-schau@t-online.de
www.heide-holst.de

Literatur:

1. Verluste auf dem Weg zur Antenne I , CQ DL 75 (2004)
2. Verluste auf dem Weg zur Antenne II, CQ DL 76 (2005)
3. Die Antenne macht die Musik, DL3LH
4. Anpassung, Wirkungsgrad und Co., DL3LH
5. Gegentakt- und Gleichtaktbetrieb auf symmetrischen Leitungen; DL3LH
6. Das Collins-Filter mit Verlusten in Leistungsendstufen, DL3LH
7. Das Märchen von der Antenne in Resonanz, DL3LH
8. CQ DL 12/04, DARC, Verluste auf dem Weg zur Antenne Teil 1, DL3LH
9. CQ DL 1/05, DARC, Verluste auf dem Weg zur Antenne Teil 2, DL3LH
10. CQ DL 1/05, Varianten von Anpassnetzwerken, DL3LH
11. Übergang von symmetrischen zu unsymmetrischen Leitungen. Dr. Schau.
12. Sinn und Unsinn der Verlängerungsspule bei kurzen Antennen für den Mobilfunk. Dr. Schau.
13. Zusammenhang zwischen VSWR und Leistungsverlusten. Dr. Schau.
14. Anpassung in Leistungsendstufen mit Röhren und Transistoren, Dr. Schau
15. Warum die T-Konfiguration für Anpasszwecke im Amateurfunk ungeeignet ist. Dr. Schau.
16. Vorlesungen Hochfrequenztechnik 1 bis 8. Uni Saarbrücken. Dr. Schau.
17. Vorlesungen Mikrowellentechnik 1 bis 8. Uni Saarbrücken. Dr. Schau.
18. Vorlesungen Nachrichtenübertragung bei Raumfahrzeugen 1 - 4. Uni Saarbrücken. Dr. Schau.
19. Vorlesungen Theoretische E-Technik 1 bis 8. Uni Saarbrücken. Dr. Schau.
20. Antennen in Theorie und Praxis. H. Eckard, Uni Saarbrücken
21. Theorie der Antennen. K. J. Langenberg, Uni Saarbrücken
22. Vorlesungen Hochfrequenztechnik ab 5. Sem. Uni Hannover, Prof. K. H. Löcherer.
23. Vorlesungen Hochfrequenztechnik ab 5. Sem. Uni Hannover, Prof. R. Maurer.
24. Bodenleitfähigkeitskarte für die Funknavigation in Deutschland, Internet
25. Anleitung zur Durchführung der Anzeige ortsfester Amateurfunkanlagen nach § 9 der Verordnung über das Nachweisverfahren zur Begrenzung elektromagnetischer Felder BEMFV
26. Kabeldiagramme Kabelmetall. Hannover.
27. Theorie der Leitungen, H. G. Unger, Fritz Vieweg Verlag
28. Z-Transformation zur Behandlung digitaler Signale auf Zweidrahtleitungen, Dr. Schau
29. Mathematische Methoden in der Höchsthochfrequenztechnik, K. Pöschel
30. Küpfmüller, Einführung in die theoretische Elektrotechnik.
31. The ARRL-Antenna-Handbook.
32. Transmission-Line-Transformators, Jerry Servick, W2FMI, Noble Publishing, Atlanta, GA.
33. Messungen an Leistungsstufen, Dr. Schau

This document was created with Win2PDF available at <http://www.win2pdf.com>.
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.