

Der nachfolgende Aufsatz ist der Ansatz einer linearisierten Theorie unter der Annahme von idealen Bedingungen, um eine Zusammenfassung von allgemeingültigen Dimensionierungshilfen für NF-Endstufen unter besonderer Berücksichtigung der Röhrentechnik zu geben, wie man sie in der gängigen, anspruchsvolleren und als bekannt vorausgesetzten Literatur findet. Hier soll der Versuch unternommen werden, diesen Themenbereich in komprimierter Form für all diejenigen zusammenzutragen und wiederzugeben, die nicht über ganze Regalwände an alten und zum Teil schwer beschaffbaren Fachbüchern zu dem interessanten Stoff der NF-Endstufen verfügen, und dennoch, auch ohne vorhandene Kennlinienfelder der Bauelemente, einmal Berechnungen anstellen möchten.

Die verwendeten Formelzeichen sind eindeutig den Bildern im Aufsatz zu entnehmen bzw. zuzuordnen und entsprechen der in der Elektrotechnik und der gängigen Fachliteratur üblichen Nomenklatur, bis auf die Bezeichnung P_{SV} , die für die entnommene Leistung aus der Stromversorgung steht. Die früher übliche Bezeichnung P_{BAT} , die für die entnommene Leistung aus der Anodenbatterie steht, wird nicht verwendet, da schon seit langem für Röhren keine Anodenbatterien mehr zur Anwendung kommen.

von Michael Hentschel

Einleitung

Endstufen in Niederfrequenz-Endverstärkern haben die Aufgabe große Ausgangsleistung zur Verfügung zu stellen. Die Dimensionierung muß in der Weise erfolgen, daß sich aus einem vorgegebenen Bauelement eine möglichst große Ausgangsleistung bei geringsten Verzerrungen mit optimalem Wirkungsgrad ergibt. Zur Anwendung können Röhren oder Transistoren, bipolare wie auch MOS-FET-Typen kommen. Obwohl diese Bauelemente unterschiedliche Kennlinienfelder aufweisen, läßt sich hierfür jedoch eine allgemeingültige, linearisierte Theorie aufstellen. Es wird hierbei vom Ausgangskennlinienfeld des Bauelementes ausgegangen. Die Gemeinsamkeit aller Kennlinientypen ist, daß immer eine nicht aussteuerbare Restspannung U_R vorhanden ist, wie in Bild 1 dargestellt.

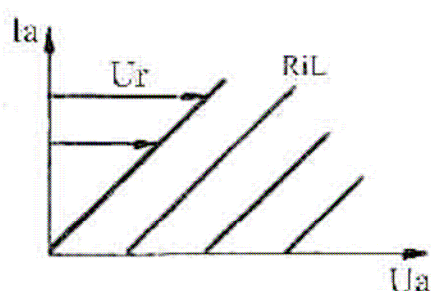
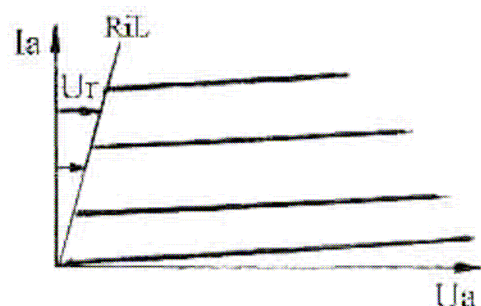
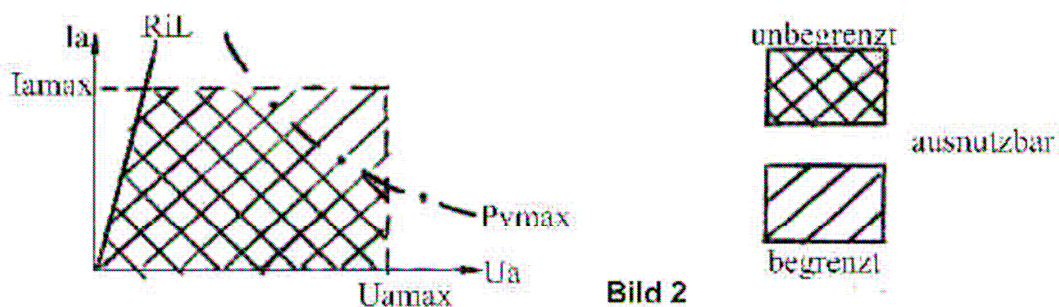


Bild1



In diesem Aufsatz werden Endstufen mit Röhren und Transistoren betrachtet, wobei es für die Berechnung grundsätzlich keinen qualitativen Unterschied macht, ob es sich um Pentoden, Tetroden, Trioden oder Transistoren handelt. Da heute bei Röhrenverstärkern jedoch vorwiegend Pentoden für diese Aufgabe herangezogen werden, wollen wir uns hinsichtlich der Ausgangskennlinienfelder auf die der Pentoden beschränken.

Weitere Einschränkungen des ausnutzbaren Kennlinienbereiches sind durch Verlustleistungshyperbel, Spitzenstrom und die maximal zulässige Betriebsspannung gegeben. Hierfür ist der exakte Kennlinienverlauf zunächst einmal unerheblich. Somit ergibt sich im Ausgangskennlinienfeld des gegebenen Bauelementes ein aussteuerbarer Bereich, wobei hier zwischen dem unbegrenzt und dem begrenzt ausnutzbaren Bereich im Kennlinienfeld zu unterscheiden ist, wie in Bild 2 zu sehen. Links der Linie R_{iL} ist ein brauchbarer Betrieb eines verstärkenden Bauteils nicht sinnvoll möglich.

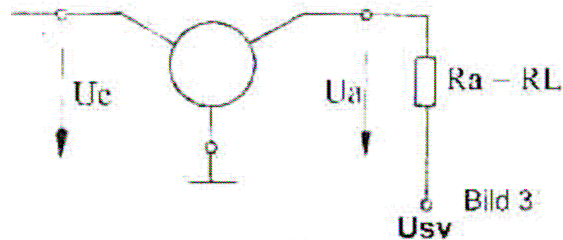


1. Eintakt-A Endstufen (Single Ended Class A)

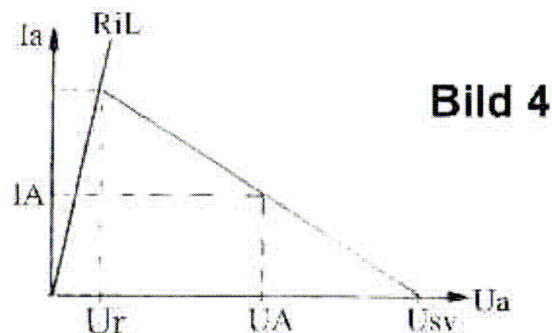
Mit NF-Endstufen werden gewöhnlich Musik und Sprache übertragen, wo stetig kurze Pausen vorkommen in denen keine Aussteuerung der Endstufe erfolgt. Hierfür ist es erforderlich den Arbeitspunkt so zu legen, daß auch bei fehlender Wechsellspannungsansteuerung eine Überbelastung des ausgewählten Bauelementes vermieden wird. Daraus folgt konsequenterweise, daß der zu wählende Arbeitspunkt sich im unbegrenzt ausnutzbaren Bereich befinden muß wie in Bild 2 markiert. Um darüber hinaus keine übermäßigen Verzerrungen zu bekommen, ist der Arbeitspunkt weiterhin so zu legen, daß eine möglichst große und symmetrische Aussteuerung des Bauelementes gegeben ist.

1.1 Endstufen mit Widerstandslast

Im allereinfachsten Fall ist der Lastwiderstand R_L direkt an das verstärkende Bauelement gekoppelt, wie in Bild 3 gezeigt.



Somit erhält man im Ausgangskennlinienfeld gemäß Bild 4 direkt die entsprechende Arbeitskennlinie. Der Arbeitspunkt wird durch U_A und I_A festgelegt und die Arbeitskennlinie kann den Bereich zwischen der Restspannung U_R , wo das aktive Bauteil den maximalen Strom führt, und dem Punkt U_{SV} durchlaufen, wo es dann stromlos wird.



Bei sinusförmiger Ansteuerung erhält man

$$i_a = I_A + \hat{i}_a \cdot \cos \omega t$$

und

$$u_a = U_A - \hat{u}_a \cdot \cos \omega t$$

Hierbei wird aus der Stromversorgung die Leistung $P_{SV} = U_{SV} \cdot I_A$ entnommen. Die dabei zwangsläufig auftretende Verlustleistung P_V verbleibt in Form von Wärme im verstärkenden Bauelement.

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T u_a \cdot i_a \cdot dt$$

Daraus folgt

$$P_V = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_A - \hat{u}_a \cdot \cos \omega t) \cdot (I_A + \hat{i}_a \cos \omega t) d\omega t$$

$$P_V = I_A \cdot U_A - \frac{1}{2} \cdot \hat{i}_a \cdot \hat{u}_a$$

Am Lastwiderstand R_L ergibt sich somit die Leistung P_L zu:

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T (U_{SV} - u_a) i_a dt$$

$$P_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_{SV} - U_A + \hat{u}_a \cdot \cos \omega t) \cdot (I_A + \hat{i}_a \cdot \cos \omega t) \cdot d\omega t$$

$$P_L = (U_{SV} - U_A) I_A + \frac{\hat{u}_a \cdot \hat{i}_a}{2}$$

$$P_L = P_{VL} + P_a$$

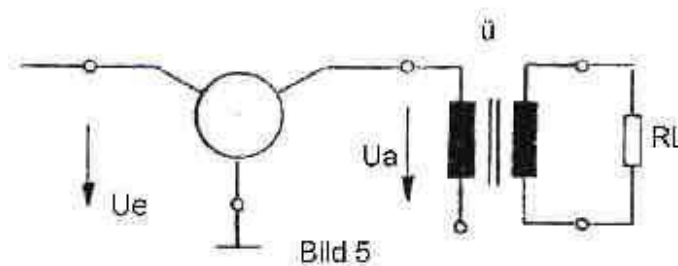
Die Leistung P_L am Lastwiderstand setzt sich also zusammen aus einem Gleichstromanteil P_{VL} , und der abgegebenen Wechselstromleistung P_a . Als Wirkungsgrad η bezeichnet man das Verhältnis von in Wechselstromleistung P_a zur gesamt eingesetzten Gleichstromleistung.

$$\eta = \frac{P_a}{P_{SV}} = \frac{P_a}{P_V + P_L} = \frac{P_a}{P_V + P_{VL} + P_a}$$

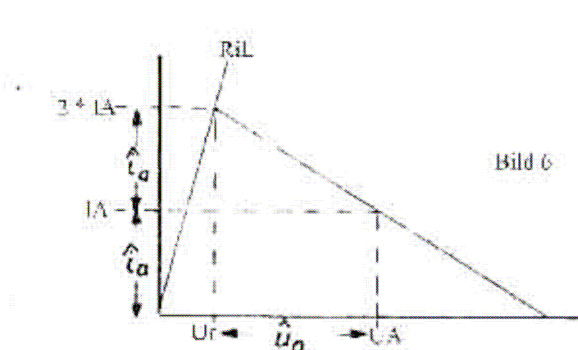
Hieraus ist leicht zu erkennen, daß man den Wirkungsgrad η erhöhen kann, wenn es gelingt, den Gleichstromanteil P_{VL} gegen Null gehen zu lassen. Die Möglichkeit hierfür bietet sich durch eine induktive Lastankopplung des Lastwiderstandes R_L mittels Übertrager an.

1.2 NF-Endstufen mit induktiver Lastankopplung durch Übertrager

Die sich hierfür ergebende Schaltung ist die in Bild 5. Man beachte die Änderung gegenüber Bild 3.



Im Ausgangskennlinienfeld ergibt sich wieder die Arbeitskennlinie gemäß Bild 6, wobei hier jetzt jedoch für R_a der durch den Übertrager übersetzte Lastwiderstand R_L mit $R_a = \frac{ü^2}{I_A^2} \cdot R_L$ anzusetzen ist.



Im Regelfall ist in der Praxis der Wert für U_{SV} vorgegeben. Demnach ist der Arbeitswiderstand R_a so festzulegen, daß die Ausgangsleistung P_a ein Maximum erreicht. Für eine idealisierte Theorie wird in den nachfolgenden Betrachtungen der Ausgangsübertrager als verlustlos angenommen und die Kupferwiderstände der Wicklungen werden vernachlässigt. Somit kann die Ruhespannung im Arbeitspunkt mit $U_A = U_{SV}$ angenommen werden. Hiervon wird in den nachfolgenden Betrachtungen ausgegangen.

Die Ausgangsleistung P_a sei:

$$\text{Gl. (1)} \quad P_a = \frac{1}{2} \hat{u}_a \cdot \hat{i}_a$$

Bei voller Stromausnutzung, und wegen der Forderung nach symmetrischer Aussteuerung ist

$$\hat{i}_a = I_A$$

und somit

$$\text{Gl. (2)} \quad \hat{u}_a = \hat{i}_a \cdot R_a = I_A \cdot R_a$$

Mit der festen Vorgabe $U_A = U_{SV}$ soll nun für $\hat{u}_a$ ein Ausdruck durch U_A angegeben werden.

Bild 6 kann man hierzu den folgenden Ausdruck entnehmen:

$$\text{Gl. (3)} \quad \hat{u}_a = U_A - U_R$$

Per Konvention wird die linke Grenzkennlinie des aussteuerbaren Kennlinienfeldteiles durch den Widerstand R_{iL} gekennzeichnet. Damit ist U_R festgelegt zu:

$$\text{Gl (4)} \quad U_R = 2 \cdot I_A \cdot R_{iL}$$

$$\text{Gl. (4a)} \Rightarrow R_{iL} = \frac{U_R}{2 \cdot I_A}$$

Setzt man nun Gleichung (4) in Gl. (3) ein so erhält man:

$$\hat{u}_a = U_A - 2 \cdot I_A \cdot R_{iL}$$

Durch Gleichsetzen mit Gl. (2) erhält man:

$$I_A \cdot R_a = U_A - 2 \cdot I_A \cdot R_{iL}$$

Hieraus ergibt sich für I_A

$$I_A = \frac{U_A}{R_a + 2 \cdot R_{iL}}$$

Unter Anwendung von Gl. (1) ergibt sich die Ausgangsleistung P_a zu

$$P_A = \frac{1}{2} \cdot I_A \cdot R_a \cdot I_A$$

$$P_a = \frac{1}{2} \cdot I_A^2 \cdot R_a$$

Durch Substitution von I_A mit durch $\frac{U_A}{R_a + 2 \cdot R_{iL}}$ ergibt sich

$$\text{Gl. (5) } P_a = \frac{U_A^2 \cdot R_a}{2(R_a + 2 \cdot R_{iL})^2}$$

Mit

$$\frac{dP_a}{dR_a} = 0$$

erreicht die Ausgangsleistung P_a ihr Maximum $P_{a\max}$. Dieser Punkt wird erzielt bei

$$\text{Gl. (6) } R_a = 2 \cdot R_{iL}.$$

Für diese Bedingung wird die Ausgangsleistung P_a zu

$$P_a = P_{a\max} = \frac{U_A^2}{16 \cdot R_{iL}}.$$

Mit

$$I_A = \frac{U_A}{R_a + 2 \cdot R_{iL}} = \frac{U_A}{4 \cdot R_{iL}}$$

folgt hieraus, daß der Arbeitspunkt auf der Nullpunktgeraden $4 \cdot R_{iL}$ liegen muß.

Der Wirkungsgrad η ergibt sich hieraus zu

$$\eta = \frac{P_a}{P_{SV}} = \frac{U_A^2 \cdot 4 \cdot R_{iL}}{16 \cdot R_{iL} \cdot U_a^2} = 0,25$$

Diese Dimensionierung ist jedoch nur solange gültig, bis die $4R_{iL}$ -Gerade in einem Punkt die Grenzhyperbel für die maximale Verlustleistung $P_{V\max}$ des Bauelementes schneidet. Es ergibt sich ein Grenzwert für die Ruhespannung U_{AGrenz} aus

$$U_{AGrenz} = I_A \cdot 4 \cdot R_{iL}$$

und

$$U_{AGrenz} = \frac{P_{V\max}}{I_A}$$

zu

$$\text{Gl. (7) } U_{AGrenz} = \sqrt{P_{V\max} \cdot 4 \cdot R_{iL}}$$

Wird dieser Grenzwert jedoch überschritten, das bedeutet: $U_A > U_{AGrenz}$, was im Regelfall bei modernen Bauelementen ohne Probleme möglich ist, so muß ein anderer Ansatz für die Dimensionierung für R_a gemacht werden. Auf Grund der Möglichkeit, daß in Pausen die Aussteuerung gegen Null gehen kann, darf der zu wählende Arbeitspunkt im äußersten Fall auf der Verlusthyperbel liegen. Die größtmögliche Ausgangsleistung P_a wird erreicht, wenn $\hat{u}_a$ und $\hat{i}_a$ maximale Werte annehmen. Auf Grund der Forderung nach maximaler, symmetrischer Stromaussteuerung ist $\hat{i}_a = I_A$ zu wählen, und da $\hat{i}_a$ möglichst groß sein soll, ist I_A bei vorgegebenen U_a auf den höchstmöglichen Wert, das bedeutet auf die Verlusthyperbel zu legen. Daraus folgt

$$\text{Gl. (8)} \quad I_A = \frac{P_{V \max}}{U_A}$$

Entsprechend ist die Bedingung für die Dimensionierung des Arbeitswiderstandes R_a :

$$R_a = \frac{\hat{u}_a}{\hat{i}_a} = \frac{\hat{u}_a}{I_A}$$

Gemäß Gl. (3) ist der höchste Wert den $\hat{u}_a$ annehmen kann

$$\hat{u}_a = U_A - U_R = U_A - 2 \cdot R_{iL} \cdot I_A$$

Für den so zu wählenden Arbeitswiderstand R_a ergibt sich hiermit die neue

Dimensionierungsvorschrift zu:

$$R_a = \frac{U_A - 2 \cdot R_{iL} \cdot I_A}{I_A} = \frac{U_A}{I_A} - 2 \cdot R_{iL}$$

Daraus folgt

$$\text{Gl. (9)} \quad R_a = \frac{U_A^2}{P_{V \max}} - 2 \cdot R_{iL}$$

Aus den Grenzwerten R_{iL} und $P_{V \max}$ des vorgesehenen Verstärkerelementes, und der vorgegebenen Betriebsspannung aus der Stromversorgung $U_{SV} = U_A$, ist somit der Arbeitswiderstand festgelegt. Setzt man jetzt die Gl. (9) in Gl. (5) ein, errechnet sich die Ausgangsleistung P_a , die bei Vollaussteuerung erreichbar ist, zu

$$P_a = \frac{U_A^2}{2} \cdot \frac{\frac{U_A^2}{P_{V \max}} - 2 \cdot R_{iL}}{\frac{U_A^2}{P_{V \max}}}$$

$$\text{Gl. (10)} \quad P_a = \frac{P_{V \max}}{2} - \frac{P_{V \max}^2}{U_A^2} \cdot R_{iL}$$

Der Wirkungsgrad η ergibt sich unter diesen Gegebenheiten zu

$$\eta = \frac{P_a}{P_{SV}} = \frac{P_a}{P_{V \max}}$$

$$\eta = \frac{\frac{P_{V \max}}{2} - \frac{P_{V \max}^2 \cdot R_{iL}}{U_A^2}}{P_{V \max}}$$

$$\text{Gl. (11)} \quad \eta = \frac{1}{2} - \frac{P_{V \max} \cdot R_{iL}}{U_A^2}$$

Unter Einbeziehung von Gl. (9) folgt somit letztendlich

$$\text{Gl. (11a)} \quad \eta = \frac{1}{2} - \frac{R_{iL}}{R_a + 2 \cdot R_{iL}} = \frac{R_a}{2 \cdot (R_a + 2 \cdot R_{iL})}$$

Der Wirkungsgrad η kann rein theoretisch entsprechend Gl. (11) bis zum Grenzwert $\eta_{\max} = 1/2$ ansteigen, wenn R_{iL} gegen Null ($R_{iL} = 0$) geht oder alternativ U_A immer größere Werte annimmt. Praktisch ist dem dadurch eine Grenze gesetzt, daß die maximale Ausgangsspannung $U_{a\max}$ nicht überschritten werden darf, wenn es nicht zu einem Durchbruch im Verstärkerelement kommen soll.

Es muß also stets gewährleistet sein, daß $U_A + \hat{u}_a \leq U_{a\max}$ bleibt. Für kleine Werte von R_{iL} kann vereinfacht gesetzt werden $U_A \approx \frac{1}{2} \cdot U_{a\max}$

Exakter gilt jedoch:

$$\text{Gl. (12)} \quad U_{A\max} = \frac{U_{a\max}}{4} + \sqrt{\frac{U_{a\max}^2}{16} + R_{iL} \cdot P_{v\max}}$$

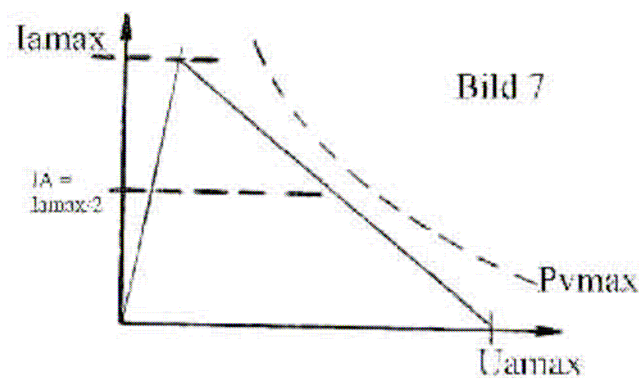
Sofern schaltungstechnisch noch eine zusätzliche Spitzenstrombegrenzung vorliegt, ergibt sich entsprechend Bild 6, daß $2 \cdot \hat{i}_a = 2 \cdot I_A \leq I_{a\max}$ bleiben muß. Aus Bild 7 folgt gezwungenermaßen für den erforderlichen optimalen Arbeitswiderstand R_a

$$\text{Gl. (13)} \quad R_a = \frac{U_{a\max} - I_{a\max} \cdot R_{iL}}{I_{a\max}} = \frac{U_{a\max}}{I_{a\max}} - R_{iL}$$

und zwar unter der Bedingung, daß der Arbeitspunkt

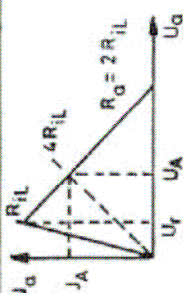
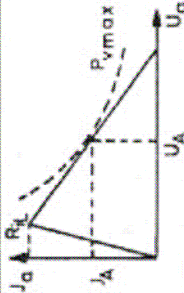
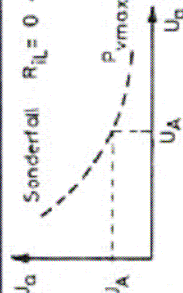
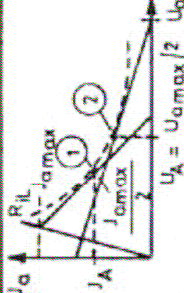
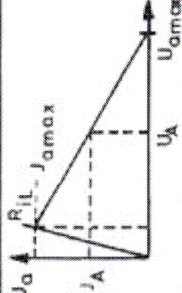
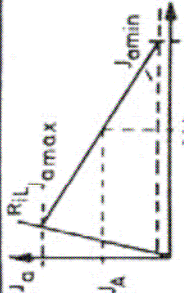
$$I_A = \frac{(I_{a\max})}{2}$$

stets unter der Verlusthyperbel $P_{v\max}$ liegt.



In der nachfolgenden Tabelle 1 sind die sich ergebenden Dimensionierungsrichtlinien für alle in Frage kommenden Möglichkeiten erschöpfend dargestellt. Für den Fall, daß neben R_{iL} und $P_{v\max}$ auch $U_{a\max}$ und $I_{a\max}$ als Grenzen auftreten, ergeben sich zwei mögliche Arbeitspunkte. Hierbei ergibt der Betrieb mit dem größeren Arbeitswiderstand R_a auch den größeren Wirkungsgrad η , und damit auch die größere Ausgangsleistung P_a , weil auch in beiden Betriebsfällen aus der Stromversorgung die Leistung $P_{v\max}$ aufgenommen wird.

Tabelle 1 für Eintakt-A Endstufen

KENNLINIENFELD	BEGRENZUNG	ARBEITSPUNKT	R_a	P_a	η
	R_{IL} U_{amax}	$4R_{IL}$	$2R_{IL}$	$\frac{U_A^2}{16R_{IL}}$	0,25
	R_{IL} P_{vmax}	für $U_A > U_{AGrenz}$ AP auf P_{vmax} $\Rightarrow J_A = \frac{P_{vmax}}{U_A}$ (8)	$\frac{U_A^2}{P_{vmax}} - 2R_{IL}$ (9)	$\frac{P_{vmax}}{2} - \frac{P_{vmax}^2 R_{IL}}{U_A^2}$ (10)	$\frac{R_a}{2(R_a + 2R_{IL})}$ (11a)
	P_{vmax}	$J_A = \frac{P_{vmax}}{U_A}$	$\frac{U_A^2}{P_{vmax}}$ aus (9)	$\frac{P_{vmax}}{2}$ aus (10)	0,5 aus (11)
	R_{IL} P_{vmax} U_{amax} J_{amax}	① $J_A = \frac{J_{amax}}{2}$ $U_A = \frac{2P_{vmax}}{J_{amax}}$ ② $U_A \approx \frac{U_{amax}}{2}$ $J_A = \frac{2P_{vmax}}{U_{amax}}$	$\frac{4P_{vmax}}{J_{amax}^2} - 2R_{IL}$ $\frac{U_{amax}^2}{4P_{vmax}} - 2R_{IL}$	$\frac{P_{vmax}}{2} - \frac{J_{amax}^2 R_{IL}}{4P_{vmax}}$ $\frac{R_{vmax}}{2} - \frac{4P_{vmax} R_{IL}}{U_{amax}^2}$	$\frac{R_a}{2(R_a + 2R_{IL})}$
	R_{IL} U_{amax} J_{amax}	$J_A = \frac{J_{amax}}{2}$ $U_A = \frac{U_{amax} J_{amax} \cdot R_{IL}}{2}$	$\frac{U_{amax}}{J_{amax}} - R_{IL}$	$\frac{U_{amax} J_{amax}}{8} - \frac{J_{amax}^2 R_{IL}}{8}$	$\frac{1}{2} - \frac{R_{IL}}{\frac{U_{amax}}{J_{amax}} \cdot R_{IL}}$
	R_{IL} U_{amax} J_{amax} J_{amin}	$J_A = \frac{J_{amax} + J_{amin}}{2}$	$\frac{U_{amax} - J_{amax} R_{IL}}{J_{amax} - J_{amin}}$	$\frac{(J_{amax} - J_{amin})^2}{8} R_a$	$\frac{P_a}{U_A \cdot J_A}$

3. Gegentakt NF-Endstufen mit induktiver Lastankopplung

3.1. Gegentakt-A Endstufen (Class-A Push-Pull)

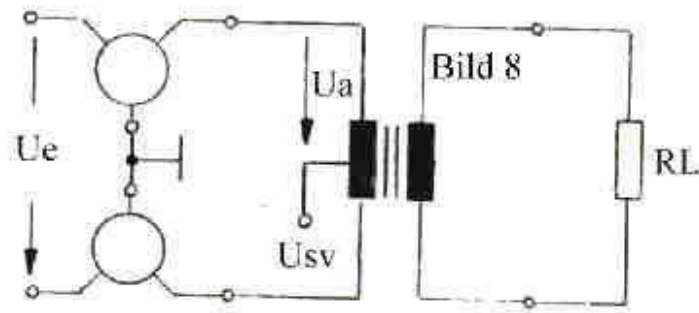
Eine eingehendere rechnerische Betrachtung für den Gegentakt-A-Betrieb soll an dieser Stelle nicht unternommen werden, da derartige Endstufen gegenüber dem Eintakt-A-Betrieb keinen echten Vorteil bieten und von der Konzeption her eher die Ausnahme bilden, so daß wir direkt zum Gegentakt-B-Verstärker übergehen werden.

3.2. Gegentakt-B Endstufen (Class B Push-Pull)

Diese Betriebsart hat gegenüber dem Eintakt-A- und dem Gegentakt-A-Betrieb den Nachteil, daß sich durch die nichtlinearen Kennlinien der Bauelemente auch im linearisierten Bereich der gegeneinander aufgetragenen Kennlinien noch deutliche Übernahmeverzerrungen ausbilden, weil die gegenseitige Auskompensierung fehlt. Die Übernahmeverzerrungen erweisen sich für Klangübertragung als störend. Damit liegt die Gegentakt-B-Endstufe nicht so günstig wie die Gegentakt-A-Endstufe. Lediglich in der unmittelbaren Umgebung des Arbeitspunktes findet eine teilweise Linearisierung statt. Aus diesem Grund haben sich heute auch überwiegend die sogenannten Gegentakt-AB-Verstärker (Class AB Push-Pull) durchgesetzt, die von der Arbeitspunktfestlegung und vom Arbeitsverhalten her so etwas wie ein Mittelding zwischen Eintakt-A/Gegentakt-A und Gegentakt-B-Verstärkern sind. Bei kleinen Signalansteuerungen arbeiten sie im Gegentakt-A-Betrieb, um dann bei höheren Ansteuerpegeln zum Gegentakt-B-Betrieb überzugehen, was sich in einer aussteuerungsabhängigen Verschiebung des Arbeitspunktes äußert. Hierzu ist zu erwähnen, daß deren rein rechnerische Betrachtung äußerst aufwendig und kompliziert ist, da unter Umständen mit den unterschiedlichen Ansteuerungen aus den Kennlinienfeldern mit den einzelnen Kennlinienabschnitten zuerst die Beträge für die Verzerrungen bzw. Klirrfaktoren k_2 , k_3 , usw. und die daraus resultierenden Gleichstromkomponenten zu ermitteln sind, um damit dann die Arbeitspunktverschiebungen zu untersuchen, so daß auf Grund dieser Tatsache an dieser Stelle daher eine rechnerische Behandlung nicht unternommen werden soll. Für das Verständnis kann man sie jedoch, wie bereits erwähnt, als ein Mittelding zwischen Gegentakt-A- und Gegentakt-B-Verstärkern ansehen.

Die Gegentaktschaltung führt, wie bereits erwähnt, bekanntlich zu einer gewissen Linearisierung der Übertragungskennlinie der Verstärkerelemente. Wird auch im Gegentakt-A-Betrieb gearbeitet, d.h. es fließt während der ganzen Signalperiode Strom, so ergibt sich gegenüber dem Eintaktbetrieb lediglich der Vorteil des Linearisierungseffektes, den man in

modernen Endstufen durch Gegenkopplungsmaßnahmen mindestens ebenso gut erzielen kann. Eine wesentliche Verbesserung gegenüber Eintakt-A- und Gegentakt-A-Betrieb ist bei der Gegentaktschaltung erst durch die Einstellung des Arbeitspunktes auf B-Betrieb möglich, d.h. der Arbeitspunkt liegt im unteren Bereich, dem Knickpunkt der Arbeitskennlinie. Hierbei fließt in jedem Verstärkerelement nur während einer Halbwelle Strom (siehe Bild 8). Im Ausgangsübertrager werden die beiden Halbwellen wieder zusammengesetzt, und entsprechend dem Übersetzungsverhältnis an den Lastwiderstand abgegeben.



Der große Vorteil der B-Einstellung ist, daß bei fehlender Ansteuerung durch die Verstärkerelemente auch kein Strom fließt, und somit aus der Stromversorgung auch keine Leistung entnommen wird. Die Stromaufnahme ist demnach von der Aussteuerung abhängig, d.h. die Leistungsabgabe und die der Stromversorgung entnommene Leistung, hängen direkt vom Aussteuerungsgrad ab. Gegenüber der Eintakt-A-Endstufe, bei der konstant und unabhängig von der Austeuerung Strom fließt und somit der Stromversorgung Leistung entnommen wird, ist dies ein beachtlicher Vorteil.

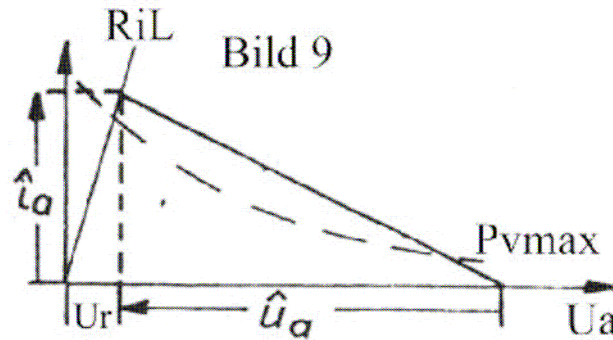
Da eine Gegentakt-Endstufe symmetrisch aufgebaut ist, ist es ausreichend für die Dimensionierung der Endstufe nur das Ausgangskennlinienfeld eines Verstärkerelementes zu betrachten, beide Hälften sind als gleichwertig anzusehen. Für jede Halbwelle stellt das jeweils stromlose Verstärkerelement keine Belastung des Ausgangsübertragers dar. Der auf die Primärseite des Übertragers transformierte Lastwiderstand R_L errechnet sich mit $R_{aa} = \dot{u}^2 \cdot R_L$. Da jedes Verstärkerelement an der halben Primärwicklung angeschlossen ist, und diese für den B-Betrieb gleich- und wechselstrommäßig quasi parallel liegen, ergibt sich der wirksame Arbeitswiderstand R_a für den Gegentakt-B-Betrieb zu

$$R_a = \frac{R_{aa}}{4} \Rightarrow R_{aa} = 4 \cdot R_a \text{ für B-Betrieb.}$$

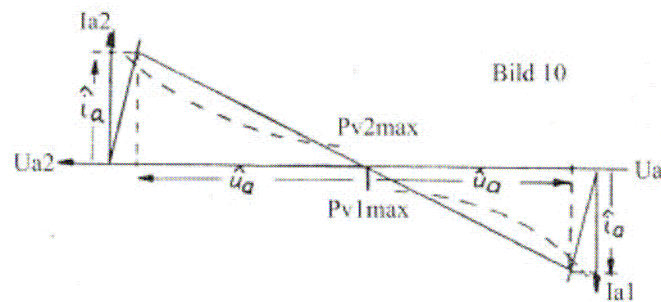
(Anmerkung: Bei Gegentakt-A Betrieb sind die beiden Primärwicklungshälften wechselstrommäßig in Reihe geschaltet! Im B-Betrieb stellt der Ausgangsübertrager primärseitig so etwas wie einen Spartransformator dar; bei fehlender, sekundärseitiger Last resultieren daraus primärseitig Spannungsüberhöhungen, die zu Überschlagen führen können!)

$$4 \cdot R_a = \ddot{u}^2 \cdot R_L \Rightarrow R_a = \frac{\ddot{u}^2 \cdot R_L}{4}$$

Im Arbeitspunkt ist die Spannung $U_a = U_{SV}$ unter Vernachlässigung der Kupferwiderstände der Primärwicklung des Übertragers. Die Aussteuerungsverhältnisse werden in Bild 9 hinreichend dargestellt.



Für die Betrachtung der Zusammenwirkung beider Verstärkerelemente sind in Bild 10 die beiden Ausgangskennlinienfelder gegeneinander aufgetragen.



Als Grundlage für unsere weiteren Betrachtungen wird Bild 9 herangezogen. Jedes Verstärkerelement erbringt die halbe Ausgangsleistung. Somit gilt:

$$P_a = P_{a1} + P_{a2} \quad \text{mit} \quad P_{a1} = P_{a2}$$

Als Kennzeichnung der Aussteuerung wird der Aussteuergrad m , mit $0 \leq m \leq 1$ eingeführt.

Wenn mit $\hat{u}_a$ und $\hat{i}_a$ die Werte für Vollaussteuerung festgelegt werden, so erhält man:

$$u_a(\omega t) = U_A - m \cdot \hat{u}_a \cdot \cos \omega t$$

$$i_a(\omega t) = m \cdot \hat{i}_a \cdot \cos \omega t \quad \text{für} \quad -\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq +\frac{\pi}{2}$$

$$i_a(\omega t) = 0 \quad \text{für} \quad \frac{\pi}{2} < \omega t < \frac{3\pi}{2}$$

Damit wird aus der Stromversorgung die folgende Leistung entnommen:

$$P_{SV} = \frac{1}{(2\pi)} \int_{-\pi}^{+\pi} U_A \cdot i_a(\omega t) \cdot d\omega t$$

$$P_{SV} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_A \cdot m \cdot \hat{i}_a \cdot \cos \omega t \cdot d\omega t$$

$$P_{SV} = \frac{m \cdot U_A \cdot \hat{i}_a}{\pi}$$

$$P_{SV} = m \cdot U_A \cdot I_A$$

Als Verlustleistung verbleibt im Verstärkerelement

$$P_{VI} = \frac{1}{(2\pi)} * \left| \int_{-\pi}^{+\pi} u_a(\omega t) * i_a(\omega t) d\omega t \right|$$

$$P_{VI} = \frac{1}{(2\pi)} * \left| \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{1}{2} (U_A - m * u_a * \cos(\omega t)) * m * i_a * \cos(\omega t) d\omega t \right|$$

$$P_{VI} = (m \cdot U_A \cdot I_A) - \left(\frac{m^2 \cdot \hat{i}_a \cdot \hat{u}_a}{4} \right)$$

Im Arbeitswiderstand R_a wird somit die Leistung P_{a1} umgesetzt:

$$P_{a1} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} m \cdot \hat{u}_a \cdot \cos \omega t \cdot m \cdot \hat{i}_a \cdot \cos \omega t \cdot d\omega t$$

$$P_{a1} = \frac{m^2 \cdot \hat{u}_a \cdot \hat{i}_a}{4}$$

Für die nicht aussteuerbare Restspannung U_R folgt gemäß Bild 9

$$\text{Gl. (1)} \quad U_R = U_A - \hat{u}_a = \hat{i}_a \cdot R_{iL}$$

$$\text{Mit } \hat{u}_a = \hat{i}_a \cdot R_a$$

folgt aus Gl. (1)

$$\text{Gl. (2')} \quad \hat{i}_a = \frac{U_A - U_R}{R_{iL}}$$

$$\text{Gl. (2)} \quad \hat{i}_a = \frac{U_A}{R_a + R_{iL}}$$

Beziehungsweise unter Berücksichtigung des Aussteuergrades m für $\hat{i}_a$ und $\hat{u}_a$:

$$\text{Gl. (2a)} \quad m \cdot \hat{i}_a = m \cdot \left(\frac{R_a}{R_a + R_{iL}} \right)$$

$$\text{Gl. (3)} \quad m \cdot \hat{u}_a = m \cdot U_A \cdot \left(\frac{R_a}{R_a + R_{iL}} \right)$$

Die Gl. (2) und Gl. (3) ergeben für die Ausgangsleistung P_{a1} unter Berücksichtigung des Aussteuergrades m

$$\text{Gl. (4)} \quad P_{a1} = m^2 \frac{U_A^2}{4} \left(\frac{R_a}{(R_a + R_{iL})^2} \right)$$

Der Gleichstrom I_A ist aussteuerungsabhängig gemäß

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} m \cdot \hat{i}_a \cdot \cos \omega t \cdot d\omega t$$

$$\text{Gl. (5)} \quad I_A = m \cdot \frac{\hat{i}_a}{\pi} = \frac{m}{\pi} \left(\frac{U_A}{R_a + R_{iL}} \right)$$

Aus der Stromversorgung wird die Leistung P_{SV} gezogen:

$$\text{Gl. (6)} \quad P_{SV1} = \frac{m}{\pi} \left(\frac{U_A^2}{R_a + R_{iL}} \right)$$

Daraus folgt für den Wirkungsgrad η zu

$$\text{Gl. (7)} \quad \eta = \frac{P_{a1}}{P_{SV1}} = m \cdot \frac{\pi}{4} \left(\frac{R_a}{R_a + R_{iL}} \right)$$

Die Verlustleistung P_{V1} ergibt sich mit Gl. (4) und Gl. (6) zu

$$P_{V1} = P_{SV1} - P_{a1} = \frac{m}{\pi} \left(\frac{U_A^2}{R_a + R_{iL}} \right) - \frac{m^2}{4} \left(\frac{U_A^2 \cdot R_a}{(R_a + R_{iL})^2} \right)$$

$$\text{Gl. (8)} \quad P_{V1} = \left(\frac{U_A^2}{R_a + R_{iL}} \right) \cdot \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4} \left(\frac{R_a}{R_a + R_{iL}} \right) \right)$$

Die Verlustleistung P_{V1} erreicht ihren Maximalwert in Abhängigkeit vom Aussteuerungsgrad m unter der Bedingung, daß

$$\frac{d}{dm} \cdot P_{V1} = 0 = \frac{1}{\pi} - \left(\frac{2 \cdot m}{4} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_{iL}} \right)$$

Daraus ergibt sich ab diesem Punkt ein kritischer Aussteuerungsgrad m_{krit} zu

$$\text{Gl. (9)} \quad m_{krit} = \frac{2 \cdot (R_a + R_{iL})}{\pi \cdot R_a}$$

Im allgemeinen kann man $R_a > R_{iL}$ annehmen, damit wird $m_{krit} \leq 1$.

Für $R_{iL} = 0$ ergibt sich

$$m = \frac{2}{\pi} \approx 0,6366.$$

Mit dieser Betrachtung kann nun ein Dimensionierungshinweis für Gegentakt-B-Endstufen angegeben werden. Die Verlustleistung P_{Vmax} ist hierbei als zulässige Grenze anzusehen.

Hierfür ist sicherzustellen, daß die Verlustleistung P_{V1} nicht P_{Vmax} beim kritischen

Aussteuerungsgrad m_{krit} übersteigt. Setzen wir mit $P_{V1} = P_{Vmax}$ den Grenzwert, so erhalten wir aus Gl. (8) die Lösung, wenn für m der Grenzwert m_{krit} eingesetzt wird:

$$P_{Vmax} = P_{V1(mkrit)} = \frac{U_A^2 \cdot 2(R_a + R_{iL})}{(R_a + R_{iL}) \cdot \pi \cdot R_a} \cdot \left(\frac{1}{\pi} - \frac{2 \cdot R_a \cdot (R_a + R_{iL})}{4 \cdot \pi \cdot R_a (R_a + R_{iL})} \right)$$

$$\text{Gl. (10)} \quad P_{Vmax} = \frac{U_A^2}{\pi^2 \cdot R_a}$$

Da die Kennlinie für $P_{v\max}$ nicht bis R_{iL} , sondern maximal bis m_{krit} angesteuert werden kann, erscheint in Gl. (10) auch R_{iL} nicht. Wenn $U_a = U_{SV}$ und $P_{v\max}$ vorgegeben sind, erhält man R_a mit

$$\text{Gl. (11)} \quad R_a = \frac{U_A^2}{\pi^2 \cdot P_{v\max}}$$

Die Gleichungen (10) und (11) gelten jedoch nur solange, wie bei Vollaussteuerung die Durchbruchsspannung $U_{a\max}$ des Verstärkerelementes und/oder der Spitzenstrom $I_{a\max}$ nicht überschritten wird. Wenn R_{iL} klein ist, gilt auch hier

$$U_a \leq \frac{U_{a\max}}{2}$$

$$\text{Gl. (12)} \quad U_{a\max} = \frac{U_{a\max} \cdot (R_a + R_{iL})}{2 \cdot (R_a + \frac{R_{iL}}{2})}$$

Liegt eine Strombegrenzung vor, so muß $\hat{I}_a \leq I_{a\max}$ gehalten werden, aus

$$\text{Gl. (2)} \quad \hat{I}_a = \frac{U_A}{R_a + R_{iL}}$$

folgt mit der Grenze $\hat{I}_a = I_{a\max}$

$$\text{Gl. (13)} \quad R_a = \frac{U_A}{I_{a\max}} - R_{iL}$$

Im Bild 11 sind Ausgangsleistung P_{a1} , Verlustleistung P_{v1} , Stromversorgungsleistung P_{SV} und der Wirkungsgrad η , in auf die maximale Verlustleistung $P_{v\max}$ normierter Form über den Aussteuerungsgrad m aufgetragen. Hierfür ist der Arbeitswiderstand

$$\frac{R_a}{R_{iL}} = \frac{1}{r} = 10$$

gewählt worden. Die erforderlichen Gleichungen erhält man durch Division der Gleichungen (4), (6), (8) und (7) mit Gl. (10).

$$\text{Gl. (10)} \quad P_{v\max} = \frac{U_A^2}{\pi^2 \cdot R_a}$$

$$\text{Gl. (14)} \quad \frac{P_{a1}}{P_{v\max}} = \frac{m^2 \cdot \pi^2}{4} \cdot \left(\frac{R_a}{R_a + R_{iL}} \right)^2$$

$$\frac{P_{a1}}{P_{v\max}} = \frac{m^2 \cdot \pi^2}{4 \cdot (1+r)^2} \quad \text{normiert!}$$

$$\text{Gl. 15} \quad \frac{P_{SV1}}{P_{v\max}} = \frac{m \cdot \pi \cdot R_a}{R_a + R_{iL}}$$

$$\frac{P_{SV1}}{P_{v\max}} = \frac{m \cdot \pi}{1+r} \quad \text{normiert!}$$

$$\text{Gl. (16)} \quad \frac{P_{V1}}{P_{v\max}} = \frac{\pi^2 \cdot R_a}{R_a + R_{iL}} \cdot \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4} \cdot \left(\frac{R_a}{R_a + R_{iL}} \right) \right)$$

$$\frac{P_{V1}}{P_{V \max}} = \frac{\pi^2}{1+r} \cdot \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4 \cdot (1+r)} \right)$$

normiert!

$$\text{Gl. (17)} \quad \eta = \frac{m \cdot \pi \cdot R_a}{4 \cdot (R_a + R_{iL})}$$

$$\eta = \frac{m \cdot \pi}{4 \cdot (1+r)}$$

normiert!

$$\text{Gl. (9a)} \quad m_{krit} = \frac{2 \cdot (R_a + R_{iL})}{\pi \cdot R_a}$$

$$m_{krit} = \frac{2}{\pi} \cdot (1+r)$$

normiert!

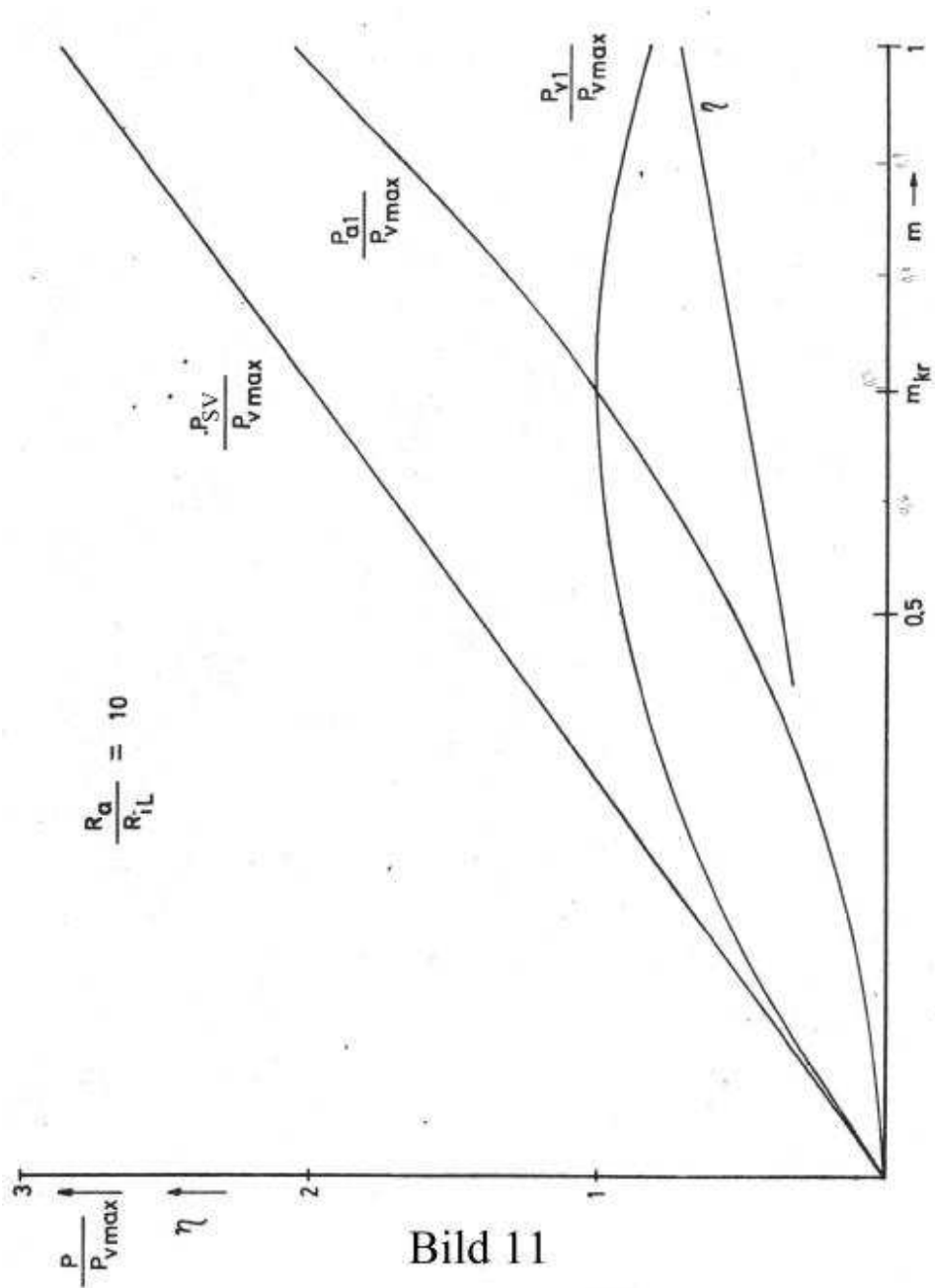


Bild 11

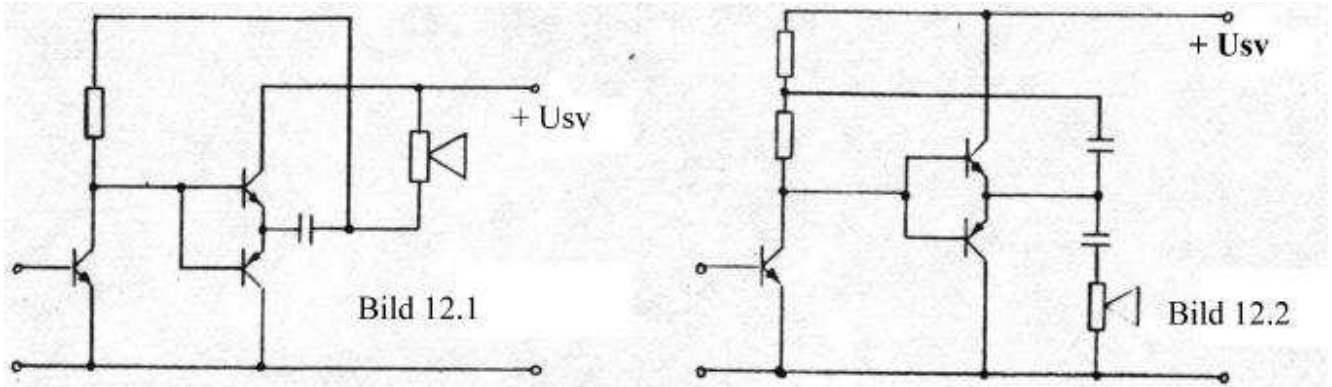
Die wichtigsten Beziehungen für die Dimensionierung von Gegentakt-B-Endstufen enthält die nachfolgende Tabelle 2

Tabelle 2 für Gegentakt-B Endstufen

KENNLINIENFELD	BEGRENZUNG	RUHEARBEITSPUNKT	R_a	P_{a1}	P_{v1}	η
	R_{IL}	U_A	R_{IL}	$m^2 \frac{U_A^2}{16 R_{IL}}$	$\frac{U_A}{2 R_{IL}} \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{8} \right)$	$m \cdot \frac{\pi}{2}$
	R_{IL} P_{vmax}	U_A	$\frac{U_A^2}{\pi^2 P_{vmax}}$ (11)	$m^2 \frac{U_A^2}{4} \frac{R_a}{(R_a + R_{IL})^2}$ (4)	$\frac{U_A^2}{R_a + R_{IL}} \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2 R_a}{4(R_a + R_{IL})} \right)$ (8)	$\frac{m \cdot \pi}{4} \frac{R_a}{R_a + R_{IL}}$ (7)
	P_{vmax}	U_A	$\frac{U_A^2}{\pi^2 P_{vmax}}$ (12)	$\frac{m^2 U_A^2 P_{vmax}}{4}$	$\frac{m^2 P_{vmax}}{\pi^2} \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4} \right)$	$\frac{m \pi}{4}$
	R_{IL} P_{vmax} U_{amax} J_{amax}	① $U_A \leq \frac{U_{amax}}{2}$ ② $\frac{U_{amax}}{2}$	$\frac{U_A}{J_{amax}} - R_{IL}$ $\frac{U_{amax}^2}{4 \pi^2 P_{vmax}}$ (14)	$\frac{m^2 U_A^2}{4} \frac{R_a}{(R_a + R_{IL})^2}$ (4)	$\frac{J_{amax} U_A}{R_a + R_{IL}} \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2 (1 - \frac{J_{amax} R_{IL}}{4 R_a})}{4} \right)$ $\frac{U_A^2}{R_a + R_{IL}} \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2 R_a}{4(R_a + R_{IL})} \right)$	$\frac{m \pi}{4} \left(1 - \frac{J_{amax} R_{IL}}{U_A} \right)$ $\frac{m \pi}{4} \frac{R_a}{R_a + R_{IL}}$
	R_{IL} U_{amax} J_{amax}	$\frac{U_{amax}}{2}$	$\frac{U_{amax}}{2 J_{amax}} - R_{IL}$	$\frac{m^2}{16} (U_{amax} J_{amax} - \frac{J_{amax}^2}{2} R_{IL})$	$\frac{U_{amax} J_{amax}}{4} \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4} \right) + \frac{m^2}{16} J_{amax} R_{IL}$	$\frac{m \pi}{4} \left(1 - \frac{J_{amax} R_{IL}}{U_{amax}} \right)$

3.3 Komplementäre Transistor Endstufen

Die mit komplementären Transistorpaaren üblichen Grundsaltungen, wie sie heute verwendet werden, sind in den Bildern 12.1 und 12.2 dargestellt. Sie unterscheiden sich im wesentlichen nur durch die Treiberstufe.



In der Grundsaltung 12.1 wird der Lastwiderstand R_L , was üblicherweise der Lautsprecher ist, vom Kollektorstrom des Treibertransistors durchflossen, während er hingegen in der Schaltung 12.2 stromlos bleibt. Insbesondere bei Endstufen höherer Ausgangsleistung ist somit die Variante aus Bild 12.2 zu bevorzugen. Die bereits ermittelten Gleichungen aus Abschnitt 3.2 werden wiederum für eine Dimensionierung herangezogen. Dabei wird $U_A = \frac{U_{SV}}{2}$ und $R_a = R_L$ gesetzt. Wir ermitteln also aus den Gleichungen

$$3.2 - \text{Gl. (4)} \quad P_{a1} = m^2 \cdot \frac{U_{SV}^2 \cdot R_L}{16 \cdot (R_L + R_{iL})^2} \quad (1)$$

$$3.2 - \text{Gl. (5)} \quad I_A = \frac{m}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{U_{SV}}{R_L + R_{iL}} \quad (2)$$

$$3.2 - \text{Gl. (6)} \quad P_{SV} = \frac{m}{4 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{U_{SV}^2}{R_L + R_{iL}} \right) \quad (3)$$

$$3.2 - \text{Gl. (7)} \quad \eta = \frac{m \cdot \pi}{4} \cdot \left(\frac{R_L}{R_L + R_{iL}} \right) \quad (4)$$

$$3.2 - \text{Gl. (8)} \quad P_{V1} = \frac{U_{SV}^2}{4 \cdot (R_L + R_{iL})} \cdot \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4} \cdot \left(\frac{R_L}{R_L + R_{iL}} \right) \right) \quad (5)$$

$$3.2 - \text{Gl. (9)} \quad m_{krit} = \frac{2 \cdot (R_L + R_{iL})}{\pi \cdot R_L} \quad (6)$$

$$3.2 - \text{Gl. (10)} \quad P_{V \max} = \frac{U_{SV}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L} \quad (7)$$

Mit Normierung auf die maximale Verlustleistung $P_{V \max}$ ergeben sich die Gleichungen (14) bis (17) aus Abschnitt 3.2. Hierfür wurde angesetzt

$$\text{Gl. (10)} \quad P_{V \max} = \frac{U_{SV}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L}$$

sowie

$$\frac{R_{iL}}{R_L} = r$$

Für eine schnelle Abschätzung der erreichbaren Werte, kann vereinfacht mit $R_{iL} = 0$ gerechnet werden. Hierbei wird die Sättigungsspannung der Transistoren gegenüber der Betriebsspannung aus der Stromversorgung vernachlässigt.

$$P_{a1} = \frac{m^2 \cdot U_{SV}^2}{16 \cdot R_L} \quad (1a)$$

$$I_A = \frac{m \cdot U_{SV}}{2 \cdot \pi \cdot R_L} \quad (2a)$$

$$P_{SV} = \frac{m \cdot U_{SV}^2}{4 \cdot \pi \cdot R_L} \quad (3a)$$

$$\eta = \frac{m \cdot \pi}{4} \quad (4a)$$

$$P_{V1} = \frac{U_{SV}^2}{4 \cdot R_L} \cdot \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4} \right) \quad (5a)$$

$$m_{krit} = \frac{2}{\pi} \quad (6a)$$

$$P_{V \max} = \frac{U_{SV}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L} \quad (7a)$$

Wenn bei $m = 1$, d.h. bei Vollaussteuerung die gesamte Ausgangsleistung der Endstufe mit $P_a = P_{a1} + P_{a2}$ angegeben wird, so ergibt sich mit

$$P_a = \frac{U_{SV}^2}{8 \cdot R_L} \quad (8)$$

die Näherungslösung für die Verlustleistung von

$$P_{V \max} = \frac{U_{SV}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_L} = \frac{2}{\pi^2} \cdot P_a \approx 0,2 \cdot P_a \quad (9)$$

3.4 Dimensionierung der Transistortreiberstufe

Zur Sicherstellung der Vollaussteuerung der Endstufentransistoren ist eine exakte Dimensionierung der Treiberstufe unumgänglich. Die zwei häufig benutzten Schaltungsvarianten sind in den Abbildungen 12.1 und 12.2 dargestellt. In der einschlägigen Literatur ist der Rechengang für die Dimensionierung von Treiberstufen hinreichend erklärt, aus

diesem Grund wird an dieser Stelle auch auf eine weitere, eingehende Betrachtung zu dieser Thematik verzichtet.

3.5 Schlußbemerkungen

3.5.1 Allgemeines

Der Leser wird sicher bei der Lektüre dieses Aufsatzes festgestellt haben, daß hier doch ein bißchen mehr Mathematik zur Anwendung gekommen ist, als gemeinhin in solchen Artikeln vielleicht üblich, und daß dieser Stoff sicherlich nicht ganz einfach ist. Letztendlich ist Technik, und somit natürlich auch die Elektrotechnik, nichts anderes, als angewandte Physik; und deren Sprache sowie Schrift ist nun einmal die Mathematik. Genau genommen kommt hier im wesentlichen jedoch nichts anderes zur Anwendung, als das Ohmsche Gesetz in seiner Gleichstromform.

Der ganze hier betriebene Aufwand dient letztlich zu nichts anderem als der Berechnung und Dimensionierung des letzten aktiven Bauelementes in einer Verstärkerschaltung, der Endröhre bzw. des Endtransistors. Dieses alleine reicht natürlich noch lange nicht aus um einen kompletten Verstärker zu entwerfen und zu dimensionieren und der darüber hinaus auch noch einen guten Klang haben soll. Dazu gehören noch entsprechende Vor-, Koppel- und Treiber-, bzw. bei Gegentakt-Röhrenendstufen, dann auch noch Phasenumkehrstufen.

Eine ganze Reihe von Kriterien will entsprechend berücksichtigt sein, angefangen beim Schaltungsentwurf, respektive dem „Schaltbild“ (nicht umsonst heißt es so!), hin zu der Dimensionierung der Schaltungsbauteile, d.h. die rechnerische Ermittlung ihrer tatsächlichen Werte, und was ganz besonders wichtig ist, die sachgemäße Auswahl der Bauelemente-Typen. An dieser Stelle sei nur einmal kurz darauf hingewiesen, daß es durchaus einen Unterschied macht, ob man z.B. hohtolerante, drahtgebundene Drahtwiderstände (induktives Verhalten!), Kohleschichtwiderstände (Rauschen!), oder engtolerierete Metallfilmwiderstände benutzt. Und, was noch viel wichtiger ist, auch bei dem passiven Bauelement Kondensator ist es absolut nicht gleichgültig, welchen Bauteiltyp man einsetzt, ganz abgesehen vom korrekten Wert. Nicht jeder Kondensator ist für jeden Einsatzzweck geeignet, da gibt es ganz entscheidende Unterschiede, die sich dann durchaus auch im Klang bemerkbar machen werden. An dieser Stelle soll aber nicht weiter darauf eingegangen werden, da diese Thematik die Grenze dieses Aufsatzes bei weitem überschreiten würde. In Sonderheft „Röhren Special 1“ wurde in dem Artikel „Passive Übertäter“ der Einfluß der Kondensatoren ausgiebig untersucht. Ansonsten gibt es dafür auch jede Menge Informationen in der einschlägigen Literatur.

3.5.2 Ausgangsübertrager

Ein weiteres Faktum soll hingegen noch kurz angesprochen werden. Ein gut funktionierender und gut klingender Verstärker ist nichts anderes als eine Kette von Stufen, an dessen Ende der Lautsprecher bzw. eine mehr oder weniger einfach aufgebaute Lautsprecherbox steht. Bei einem Röhrenverstärker sitzt davor noch in aller Regel zur Widerstandstransformation und, was genauso wichtig oder gar noch wichtiger ist, zur galvanischen Trennung ein Transformator, ein sogenannter Ausgangsübertrager. Vor dem lebensgefährlichen Unsinn mit den sogenannten OTL-Röhrenverstärkern (**OTL** = **O**utput **T**ransformer **L**ess, auf deutsch dann vereinfacht „ausgangsübertragerlos“ oder auch „eisenlos“) ist ausdrücklich allein schon aus sicherheitstechnischen Gründen zu warnen! Bei einem Defekt innerhalb der Schaltung ist die Wahrscheinlichkeit groß, daß gefährliche Hochspannungen an den Lautsprecherklemmen anliegen. Lautsprecherbrand, Wohnungsbrand, Verletzungen auch mit Todesfolge und mehr können die Folge sein. Ein auf Hochspannungsfestigkeit geprüfter Ausgangsübertrager ist hier genauso ein lebensnotwendiges Sicherheitsbauteil wie der Netztrafo, der auch für einwandfreie Trennung von der lebensgefährlichen Netzspannung sorgt. Es soll auch nicht unerwähnt bleiben, daß viele Parameter, die für den Entwurf eines optimalen Ausgangsübertragers, den man dann in der Schaltung auch gar nicht hört, eine Rolle spielen, und die sich dann darüber hinaus auch noch in ihren Einflüssen und Anforderungen bei dessen Dimensionierung völlig konträr verhalten.

Resümee: Selbst der bestentworfene Ausgangsübertrager ist nichts anderes als ein guter, wohlausgewogener Kompromiß. Abgesehen davon ist es noch eine völlig andere Sache einen guten Ausgangsübertrager anzufertigen. Wer keine praktische Erfahrung damit hat und nicht über die nötigen Einrichtungen verfügt, sollte die Finger davon lassen.

3.5.3 Optimale Anodenwiderstände R_{aOpt} , R_{aaOpt}

Auf einen letzten, jedoch wichtigen Punkt soll an dieser Stelle noch kurz eingegangen werden, nämlich dem in Röhrentabellen oft genannten optimalen Außenwiderstand zwischen Anode und Anode R_{aa} bei den Gegentaktröhrenstufenendstufen, den sogenannten R_{aaOpt} . Wer den vorliegenden Aufsatz sorgfältig gelesen hat, wird festgestellt haben und vielleicht monieren, daß die Überlegungen und Berechnungen ausschließlich dem Ziel dienen, und wie es so auch bereits in der Einleitung genannt wurde, eine möglichst große und möglichst unverzerrte Leistung bei optimalem Wirkungsgrad zu erreichen, respektive aus dem gewählten Bauelement die maximale Leistung herauszuholen. Dieses kann natürlich nicht das allein entscheidende

Kriterium für einen Verstärker sein, für eine Endstufe hingegen schon. Selbstverständlich kann man beim Entwurf mit vielen Parametern spielen um guten Klang hinzubekommen, z.B. dem Klirrfaktor.

3.5.4 Zusammenhang zwischen optimalem Anodenwiderstand R_{aOpt} und dem Klirrfaktor

3.4.5.1 Beabsichtigte Verzerrungen

Grundsätzlich sollte man beabsichtigte Verzerrungen, hier maßgeblich die k_2 -, k_3 - und eventuell k_4 -Anteile des Gesamtklirrfaktors, exklusiv und sofern gewünscht in den Vorstufen erzeugen, wie z.B. bei den Instrumentenverstärkern für die Gitarre, und nicht in der Endstufe. Aber es gibt durchaus auch Schaltungskonzepte, die dafür auch die Endstufe heranziehen (es handelt sich hier dann um die sogenannte „Pentodenverzerrung“). Eine wesentliche Rolle spielt dann bei den Röhrenendstufen wieder der Ausgangsübertrager, was vor allem bei Pentoden gilt. In den gängigen Röhrentabellen der früheren Röhrenhersteller findet man oft die Angabe eines sogenannten R_{aa} , des optimalen primärseitigen Anpaßwiderstandes zwischen den Anoden der Endröhren beim Betrieb als Gegentaktendstufe. Es dürfte sich hier wohl oftmals um eine Angabe handeln, die von den Röhrenherstellern empirisch für den geringsten Gesamtklirrfaktor und/oder die maximal mögliche Leistungsausbeute ermittelt wurde. Denn zum anderen wird man feststellen, daß dieser Wert teilweise erheblich von den eigenen berechneten Werten für R_{aa} abweichen kann, was zunächst aber auch gar nicht weiter tragisch ist, da man auch mit diesem Parameter spielen kann.

3.4.5.2 Verlauf des Gesamtklirrfaktors in Abhängigkeit vom Anodenwiderstand

In den Kennlinienblättern für Endpentoden der alten Röhrenhersteller läßt sich in der Regel auch ein Diagramm finden, in dem u.a. die Ausgangsleistung und der Gesamtklirrfaktor des Verstärkerelementes über den angeschlossenen äußeren Lastwiderstand, in diesem Fall der Anodenwiderstand R_a , aufgetragen ist. Ein kurzer Blick auf die Kennlinien läßt sofort erkennen, daß die maximale Ausgangsleistung nicht gleichzeitig beim minimalen (optimalen?) Gesamtklirrfaktor erreicht wird. Was allerdings viel wichtiger ist, ist der Umstand, daß bei den Pentoden der Gesamtklirrfaktor bis zu einem bestimmten (optimalen?) Wert von R_a hin abnimmt, geht man über diesen „optimalen“ Wert von R_a hinaus, nimmt der Gesamtklirrfaktor wieder zu. Es gibt somit ein meßtechnisch nachweisbaren, optimalen Wert für R_a , bei dem ein minimaler Gesamtklirrfaktor erzielt wird!

Für die Zunahme des Gesamtklirrfaktors oberhalb des optimalen Wertes für R_a (R_{aOpt}) ist der für das Ohr unangenehm klingende k_3 -Anteil des Gesamtklirrfaktors maßgebend, unterhalb des optimalen Wertes von R_a hingegen zeichnet der für das Ohr angenehm klingende k_2 -Anteil des Gesamtklirrfaktors maßgeblich dafür verantwortlich. Dieses führt zu der Erkenntnis, daß auch der sogenannte R_{aaOpt} , oder bei Eintaktendstufen (Class-A Single-Ended), der R_{aOpt} durchaus ein Parameter ist, mit dem man spielen kann. Das deutet dann durchaus darauf hin, daß man die eingangs in diesem Aufsatz hergeleiteten und gezeigten Berechnungsgänge nicht allzu verbissen sehen sollte, sie sollen lediglich helfen, ein bißchen die Berechnungsgänge zu erleichtern.

3.5.4 Fazit

Man kann es auch wie folgt sehen:

Natürlich kommt man mit einem kardanisch aufgehängten High-Tech-Kreiselkompaß sicher zum Nord- oder Südpol. Mit einem einfachen Magnetnadelkompaß schafft man es in guter Näherung jedoch auch.

3.6 Weiterführendes Schrifttum findet man unter:

1. H. Barkhausen, Elektronenröhren Bd. 1, 11. Aufl. 1965, Hirzel-Verlag Leipzig
2. H. Barkhausen, Elektronenröhren Bd. 2, 10. Aufl. 1968, Hirzel-Verlag Leipzig
3. H. Barkhausen, Elektronenröhren Bd. 3, 10. Aufl. 1969, Hirzel-Verlag Leipzig
4. H. Barkhausen, Elektronenröhren Bd. 4, 9. Aufl. 1965, Hirzel-Verlag Leipzig
5. O. Diciol, Niederfrequenzverstärker-Praktikum, 1. Aufl. 1959, Franzis-Verlag München
6. R. Feldkeller, Theorie der Spulen und Übertrager, 5. Aufl. 1971 S. Hirzel-Verlag Stuttgart
7. G. Haas, High-End mit Röhren, 5. Auflage 2005, Elektor-Verlag Aachen
8. G. Haas, Gitarrenverstärker selbstgebaut, Auflage 1999, Elektor-Verlag Aachen
9. K. Lunze, Einführung in die Elektrotechnik, 5. Aufl. 1977 Hüthig-Verlag Heidelberg
10. E. Rodenhuis, HiFi-Verstärkerschaltungen, Aufl. 1966
11. H. Schröder, Elektrische Nachrichtentechnik, Bd. 1, Aufl. 1959/73, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik Berlin
12. H. Schröder, Elektrische Nachrichtentechnik, Bd. 2, Aufl. 1963/64, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik Berlin
13. Funktechnische Arbeitsblätter und Ingenieurseiten der Funkschau aus den 50er und 60er Jahren des vorigen Jahrhunderts