

10.6 Ausgangsübertrager

Die optimalen Lastwiderstände üblicher Leistungsröhren liegen typischerweise im Kiloohm-bereich – sie sind damit ca. 1000 mal so groß wie die typischen Lautsprecherwiderstände. Wenn man als Beispiel einen 8-Ω-Lastwiderstand an eine Quelle anschließt, deren Innenwiderstand 8000 Ω beträgt, fallen 99,9% der erzeugten Leistung am Innenwiderstand ab, und nur 0,1% am Lastwiderstand; das ist natürlich inakzeptabel. Röhren arbeiten bei hohen Spannungen (400 V), können aber nur relativ kleine Ströme verarbeiten (0,2 A). Bei handelsüblichen Lautsprechern ist es dagegen genau umgekehrt: Ein 4-Ω-Lautsprecher braucht 16 V, um 64 W aufzunehmen; hierbei fließen 4 A durch den Lautsprecher. Der Ausgangsübertrager (Ausgangstransformator, Ausgangstrafo) hat die Aufgabe, die hochohmige Röhrenschialtung an den niederohmigen Lautsprecher **anzupassen**. Prinzipbedingt wirkt er daneben aber auch als Filter, das tiefe und hohe Frequenzen sperrt, und er erzeugt spezielle nichtlineare Verzerrungen. Während nun die Anpassung eines Ausgangsübertragers relativ leicht zu berechnen ist, entziehen sich die linearen und nichtlinearen Verzerrungen einer exakten Beschreibung. Diesbezügliche Modelle sind deshalb entweder unzureichend, oder unanschaulich. Oder beides. Die folgenden Erläuterungen versuchen, Anschaulichkeit auf der Basis spezifischer Messungen herzustellen. Die verwendeten Ausgangstransformatoren sind genretypisch, repräsentieren aber keinen ausgesuchten Stichproben-Median.

10.6.1 Das lineare Modell

Impedanzen (komplexe Widerstände) sind nur im linearen Modell definiert [20], und deshalb kann auch die Impedanz-Transformation nur für einen linearen Ausgangsübertrager berechnet werden. Wechselspannungsquelle ist die Röhrenschialtung, die als Spannungsquelle mit (in Reihe liegendem) Quellwiderstand R_Q angenommen wird, der Lautsprecherwiderstand R_L ist die Last (**Abb. 10.6.1**). Zunächst sind also Quell- und Lastwiderstand rein reell.

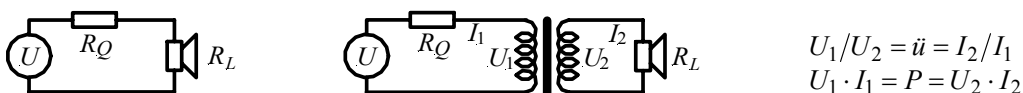


Abb. 10.6.1: Wechselspannungsquelle mit Lastwiderstand, ohne/mit idealem Anpassungs-Übertrager.

Der in dieser Abbildung dargestellte Übertrager ist **ideal**, er wird vollständig durch die beiden angegebenen Gleichungen beschrieben; \ddot{u} ist das **Windungsverhältnis** $\ddot{u} = N_1/N_2$, das auch **Übersetzungsverhältnis** genannt wird. Die im Schaltbild gezeichneten Wicklungen dürfen also nicht als Induktivitäten interpretiert werden – sie haben rein symbolischen Charakter. Die o.a. **Idealisierung** steht u.U. im krassen Gegensatz zur Realität: Der ideale Übertrager kann auch Gleichstrom übertragen, was ein realer Übertrager nicht kann. Für erste Betrachtungen stört diese Diskrepanz aber nicht, bei Bedarf kann und muss dieses **Modell** erweitert werden. Als weitere Konsequenz der Idealisierung ist der Übertrager verlustfrei: $U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2$. In seinem Inneren wird Energie weder gespeichert, noch in Wärme dissipiert. Auch hiervon weicht der reale Übertrager ab: In seinen Wicklungen wird sehr wohl Wärme erzeugt, was dieses einfache Modell aber auch (noch) nicht berücksichtigt. Und auch die vom Eisenkern bedingten Nichtlinearitäten (magnetische Hysterese) kann dieses Modell nicht nachbilden, ebenso wenig wie Wicklungskapazitäten und Streufluss. Alle diese spezifischen Eigenschaften müssten in einem realistischen Modell nachgebildet werden, und damit lässt sich schon erahnen, wie umfangreich dieses werden kann.

Sehr gut kann hingegen mit dem idealen Übertrager die Leistungsanpassung gezeigt werden: Die Quelle (Spannungsquelle mit Quellwiderstand) 'sieht' als Last den Eingangswiderstand R_E des Ausgangsübertragers (AÜ):

$$R_E = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2 \cdot \ddot{u}}{I_2 / \ddot{u}} = \frac{U_2}{I_2} \cdot \ddot{u}^2 = R_L \cdot \ddot{u}^2 \quad \text{Widerstands-Transformation}$$

Der sekundäre Lastwiderstand (R_L) wird durch den AÜ in den primären Eingangswiderstand des AÜ abgebildet (transformiert). Ist dieser Eingangswiderstand R_E sehr klein im Vergleich zu R_Q , wird der Hauptteil der Leistung an R_Q abgegeben, und nicht an R_L . Ist R_Q hingegen groß, wird zwar fast alle Leistung an R_L abgegeben, wegen $P \sim 1/R_E$ wird diese Leistung aber um so kleiner, je größer der Widerstand ist. Als **Anpassungs-Optimum** wird deshalb häufig die Gleichheit von Innen- und Lastwiderstand angestrebt: $R_Q = R_E$. Aus dieser einfachen Bedingung kann dann bei bekanntem Innen- und Lastwiderstand das Übersetzungsverhältnis berechnet werden: $\ddot{u} = \sqrt{R_Q/R_L}$. Beispielsweise ergibt sich für $R_Q = 7200 \Omega$ und $R_L = 8 \Omega$ ein Übersetzungsverhältnis (ein Windungsverhältnis) von $\ddot{u} = 30$ (Röhrenverstärker Kap. 10.6.2).

Wie bewerkstelligt der Ausgangsübertrager nun diese Transformation, wie erzeugt er aus den primären Größen die sekundären? Über die magnetische Kopplung zweier Wicklungen, deren Windungsverhältnis dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} entspricht. Der durch die Primärwicklung fließende Primärstrom I_1 erzeugt ein **Magnetfeld**, das beim idealen Übertrager vollständig die Sekundärwicklung durchdringt und in ihr die sekundäre Spannung U_2 induziert. Wenn der Übertrager sekundär belastet ist, was den Normalfall darstellt, fließt auch im Sekundärkreis eine Strom, der nun ebenfalls ein Magnetfeld erzeugt, das (beim idealen Übertrager) vollständig die Primärwicklung durchdringt, und dort eine Spannung induziert. Die beiden Kopplungsvorgänge (Strom \rightarrow Feld \rightarrow Spannung) dürfen/müssen überlagert werden, und hieraus kann der allgemeine Fall errechnet werden [4, 7, 17, 18, 20]. Ein zu einer Wicklung aufgewickelter Draht muss in einem **Ersatzschaltbild (ESB)** aber zumindest durch einen reellen Widerstand (Kupferwiderstand) und eine Induktivität (Magnetfeld) nachgebildet werden, und hiermit erhält man eine erste Erweiterung des idealen Übertrager-Schaltbildes. Und da die magnetische Kopplung der beiden Wicklungen eine unverzichtbare Grundlage ist, muss auch sie Eingang in das Übertrager-ESB finden. Wie man dieses ESB aus den physikalischen Wechselbeziehungen erhält, wird hier nicht explizit hergeleitet – hierüber existiert ausführliche Literatur (s.o.). Grundsätzlich lässt sich der reale Übertrager durch einen speziellen idealen Übertrager und mehrere Ergänzungszweipole nachbilden. Der spezielle ideale Übertrager wird durch sein Übersetzungsverhältnis \ddot{u}_i vollständig beschrieben, für ihn gilt das bei Abb. 10.6.1 gesagte. Die Ergänzungszweipole bilden näherungsweise die Eigenschaften nach, in denen sich der reale Übertrager vom idealen unterscheidet. Aber nochmals: Das sind Näherungen, deren Anwendbarkeit in jedem Einzelfall zu prüfen ist.

Die wichtigsten Eigenschaften, die mit Ergänzungszweipolen nachgebildet werden, sind Verlustwiderstände, Induktivitäten, und Streuungen. Verluste entstehen im Kupferdraht und im Magnetkern, Induktivitäten entstehen durch (gekoppelte) Wicklungen, und Streuungen entstehen, weil beim realen Übertrager eben nicht der gesamte, von einer Wicklung erzeugte Magnetfluss die andere Wicklung durchdringt, sondern zum Teil daran vorbei geht. Wie groß diese Streuungen sind, definiert der **Strefaktor** σ (auch: Streugrad), für den alternativ auch der **Kopplungsfaktor** $k = \sqrt{1-\sigma}$ angegeben wird. Ein Strefaktor von $\sigma = 0\%$ entspricht vollständiger Kopplung (= ideal feste Kopplung), ein Strefaktor von 100% bedeutet nicht-gekoppelte Wicklungen. Es gibt unterschiedliche Ersatzschaltbilder, deren individuelles \ddot{u}_i vom Windungsverhältnis abweichen kann.

In **Abb. 10.6.2** sind zwei der wichtigsten ESB dargestellt. R_1 bzw. R_2 stehen für die reellen Anteile der Wicklungsimpedanzen, sie bilden die Kupferwiderstände nach. L_1 bzw. L_2 sind die Induktivitäten der Primär- bzw. Sekundärwicklung. Für sekundären Leerlauf misst man an der Primärseite die Eingangsimpedanz $R_1 + j\omega L_1$. Für primären Leerlauf misst man an der Sekundärseite die Ausgangsimpedanz $R_2 + j\omega L_2$. Die im rechten ESB mit M bezeichnete Induktivität heißt **Gegeninduktivität**, es gilt: $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, $k = \sqrt{1 - \sigma}$, $\ddot{u} = N_1/N_2 = \sqrt{L_1/L_2}$.

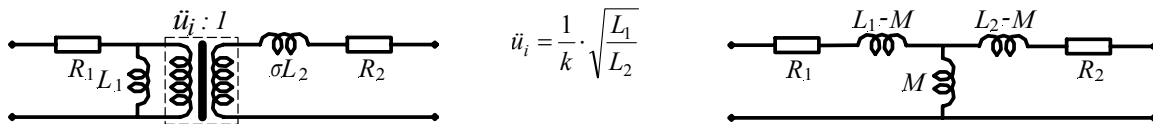


Abb. 10.6.2: Übertrager-Ersatzschaltbilder. Der Übertrager des linken ESB ist ideal (und somit induktivitätsfrei). Die Induktivitäten des rechten ESB können u.U. negativ werden, was die Gültigkeit aber nicht einschränkt.

Außer den reellen Widerständen, die durch eine Gleichstrommessung leicht ermittelt werden können, hat das ESB **drei Freiheitsgrade**: L_1 , L_2 und k . L_1 und L_2 können z.B. durch eine Impedanzmessung bei kontralateralem Leerlauf bestimmt werden, bei kontralateralem Kurzschluss ermittelt man den Kopplungsfaktor. Die Messung des primären Gleichstromwiderstandes R_1 eines AÜ bereitet keinerlei Probleme, beim sekundären Gleichstromwiderstand ist zu berücksichtigen, dass dieser sehr niederohmig sein kann (u.U. $R_2 < 0.1\Omega$). Bei der Induktivitätsmessung ist zu beachten, dass das o.a. ESB nur begrenzt praxistauglich ist; Wicklungs- und Streukapazitäten beeinflussen ebenfalls die Impedanz (Abb. 10.6.4).

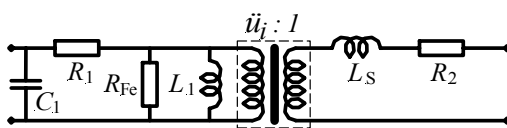
Bei beiden in Abb. 10.6.2 angegebenen ESB unterdrückt die im Querzweig liegende Induktivität die Übertragung von Gleichspannung – es entsteht ein **Hochpass**. Um tiefe Frequenzen übertragen zu können, muss die Querinduktivität folglich möglichst groß sein. Da die Induktivität in etwa vom Quadrat der Windungszahl abhängt, wäre eine Wicklung mit hoher Windungszahl wünschenswert – dadurch steigt aber der Kupferwiderstand, und die in ihm entstehenden Verluste. Soll der Kupferwiderstand niedrig bleiben, muss der Drahtquerschnitt groß sein – dann ist aber ein Übertrager mit großem Wicklungsquerschnitt erforderlich, d.h. ein großer Übertrager. **Einfaches Fazit: Übertrager, die große Leistungen und tiefe Frequenzen übertragen sollen, sind groß.** Zur Auswahl des Drahtquerschnittes liefert die **Stromdichte** einen ersten Anhaltswert: Soll primär ein Effektivstrom von 0.11 A fließen, wäre bei 3.5 A/mm^2 ein 0.2-mm-Draht zweckmäßig. 3.5 A/mm^2 sind lediglich als Orientierungswert zu verstehen; bei großen Übertragern wird man etwas kleinere Stromdichten annehmen müssen, vor allem, wenn die umgebende Luft durch heiße Röhren aufgeheizt wird. Der in der Sekundärwicklung fließende Strom I_2 ist um \ddot{u} größer als der Primärstrom I_1 , die sekundäre Windungszahl N_2 ist hingegen das $1/\ddot{u}$ -fache der Primärwindungszahl N_1 ; das Produkt aus Stromstärke und Windungszahl ist folglich bei Primär- und Sekundärwicklung dasselbe. Zumindest beim idealen Übertrager – beim realen Übertrager gibt es kleinere Abweichungen, die aber für eine orientierende Betrachtung ignoriert werden können. Legt man für Primär- und Sekundärwicklung gleiche Stromdichten zugrunde, folgt aus der Gleichheit von $I_1 N_1 = I_2 N_2$, dass die **Wicklungs-Querschnittsflächen** beider Wicklungen gleich groß sein sollten. Die gesamte Wicklungs-Querschnittsfläche, die bei einem M55-Übertrager beispielsweise 2.2 cm^2 beträgt, wird folglich je zur Hälfte der Primär- und Sekundärwicklung zur Verfügung gestellt. Dass die Primärwicklung, deren Spannung 1000 V überschreiten kann, zusätzliche Isolationslagen benötigt, dass spezielle kapazitätsarme Wicklungen einen anderen Aufbau erfordern, dass Anzapfungen zusätzliche Zuleitungsdrähte und damit zusätzlichen Platz benötigen – all das fällt unter das Stichwort spezielle Eigenschaften und zeigt, dass Übertrager herstellereigenspezifische Unterschiede aufweisen können, die sich nicht auf den ersten Blick offenbaren.

Der als Beispiel genannte M55-Übertrager hat eine Wicklungsfläche von 2.2 cm^2 , also 1.1 cm^2 für jede Wicklung. Dieser Wert darf allerdings nicht einfach durch die Drahtquerschnittsfläche geteilt werden, weil Lackisolation und Drahtzwischenräume auch Platz beanspruchen. 2000 Windungen eines 0.2-mm-Drahtes sollten sich aber gerade noch unterbringen lassen. Setzt man nun für den durch diese Wicklung fließenden Strom den aus der Stromdichte berechneten Wert an, also z.B. 0.11 A, so erhält man eine magnetische Durchflutung von 220 A, und (in erster Näherung) eine magnetische Feldstärke von 1.7 kA/m. Aus thermischer Sicht mag diese Dimensionierung in Ordnung sein, aus nachrichtentechnischer Sicht ist sie's nicht: Die bei Übertragern üblichen Kernmaterialien (Trafobleche) sind bei derart hohen Feldstärken weitgehend "gesättigt", der Magnetfluss kann bei Erhöhung der Feldstärke kaum mehr zunehmen, die Folge wären starke nichtlineare Verzerrungen. Schröder empfiehlt im 1. Band seiner *Elektrischen Nachrichtentechnik* bei dem in Ausgangsübertragern üblichen Dynamoblech-IV als maximal zulässige magnetische Feldstärke 0.1 kA/m – die o.a. Übersteuerung ist also gewaltig. Alternativ kann auch die **maximale magnetische Flussdichte** berechnet werden:

$$\hat{B} = \frac{\sqrt{2} \cdot \tilde{U}_1}{2\pi f \cdot N_1 \cdot A_{Fe}}$$

Spitzenwert der magnetischen Flussdichte.
 N_1 = prim. Windungszahl, A_{Fe} = Eisenquerschnitt.

Aus der Reziprozität zur Frequenz wird ersichtlich, dass für eingepreßte Primärspannung U_1 die Flussdichte mit steigender Frequenz abnimmt – Probleme könnten folglich vor allem bei tiefen Frequenzen entstehen. Die Untersuchung nichtlinearer Effekte erfolgt aber erst in Kap. 10.6.4, zunächst wird das Verhalten bei kleiner Aussteuerung betrachtet. Die in Abb. 10.6.2 vorgestellten (linearen) Ersatzschaltbilder ermöglichen, Impedanzen und Übertragungsverhalten eines Ausgangsübertragers näherungsweise zu beschreiben. Im höheren Frequenzbereich verbleiben aber merkliche Defizite, weil kapazitive Windungskopplungen und Eisenverluste noch nicht berücksichtigt sind. Streng genommen ist jedes differentielle Windungsstückchen mit allen anderen kapazitiv verkoppelt, zur Nachbildung dieser unendlich vielen Koppelkapazitäten reicht aber *eine Ersatzkapazität* aus. Auch die **Eisenverluste** (Hysteresese- und Wirbelstromverluste) können mit einem Widerstand in guter Näherung nachgebildet werden, sodass als erweitertes Ersatzschaltbild die in **Abb. 10.6.3** dargestellte Schaltung einen guten Kompromiss zwischen Aufwand und Genauigkeit darstellt. Da der Streufaktor der hier betrachteten Übertrager selten 1% übersteigt, kann immer mit der Näherung $\ddot{u}_i \approx \ddot{u}$ gerechnet werden.



C_1 = Wicklungskapazität,
 L_1 = Primärinduktivität, $L_S = \sigma \cdot L_1 / \ddot{u}^2$
 R_1, R_2 = Kupferwiderstände,
 R_{Fe} = Eisenverluste, $\ddot{u}_i = \ddot{u} / \sqrt{1 - \sigma}$
 L_S = Streuinduktivität.

Abb. 10.6.3: Übertrager-Ersatzschaltbild* (lineares Modell). Nichtlineares Verhalten siehe Kap. 10.6.4.

In **Abb. 10.6.4** sind den mit dem o.a. Modell erzielten Impedanz-Berechnungen Messungen gegenübergestellt. Da alle diese Übertrager in Gegentaktschaltungen verwendet werden, ist ihre Primärwicklung in zwei Hälften unterteilt – Rechnung und Messung erfolgten jeweils an einer Hälfte der Primärwicklung. Bei sekundärem Leerlauf sind die Primärimpedanzen dieser beiden Wicklungshälften praktisch identisch, bei sekundärem Kurzschluss ergeben sich aber Unterschiede, die auf unterschiedliche Wicklungskopplungen zurückzuführen sind. Bei niederohmiger Belastung (also auch bei Lautsprecherlast) ist deshalb im höheren Frequenzbereich die Gegentakt-Ansteuerung nicht mehr symmetrisch.

* Die Kapazität kann auch parallel zu L_1 geschaltet werden; die Unterschiede sind gering.

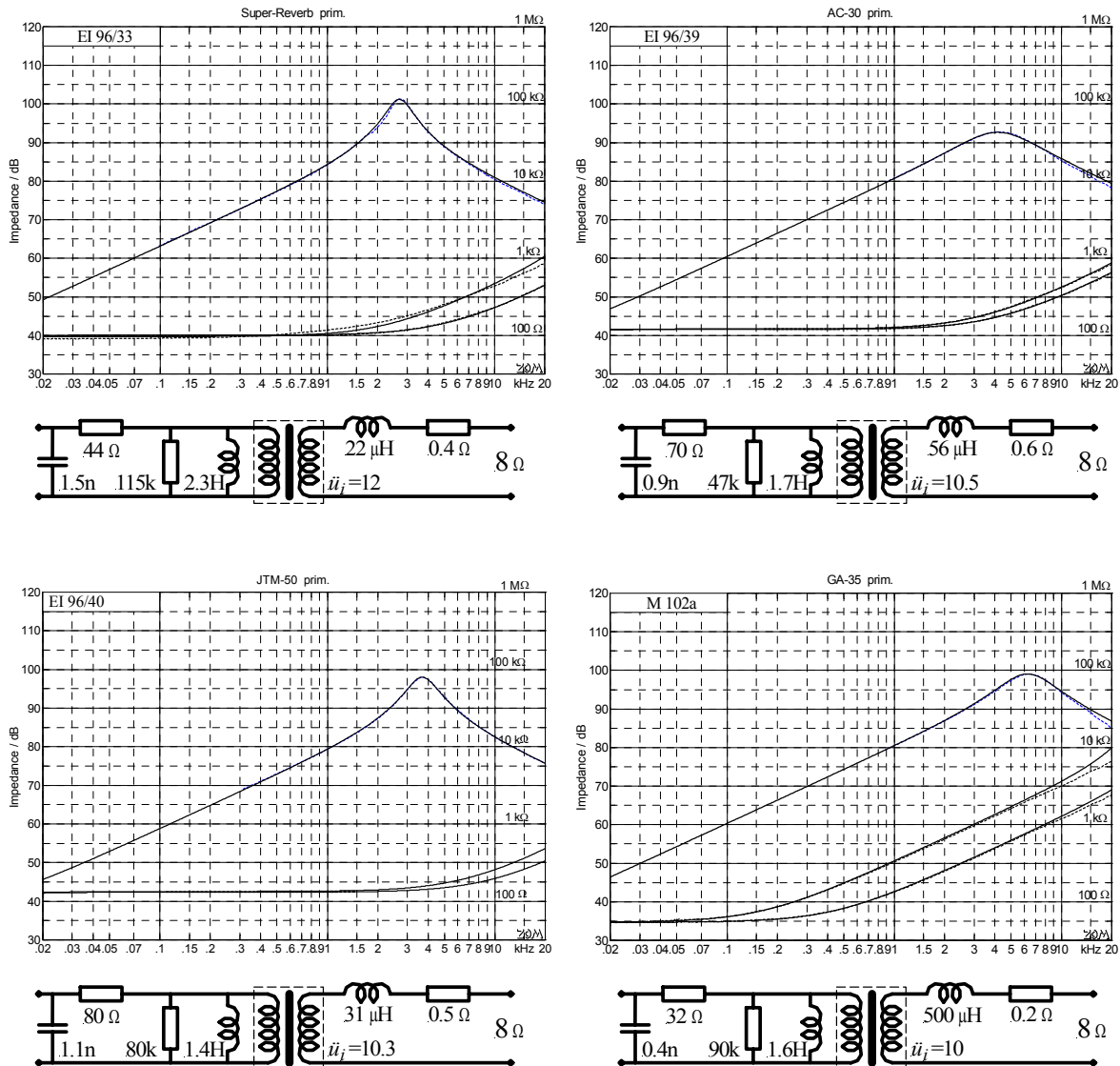


Abb. 10.6.4: Vergleich von Impedanzmessungen (-----) und Modellrechnungen (—), jeweils für eine Hälfte der Primärwicklung (R_a). Die beiden Leerlaufimpedanzen sind praktisch identisch, die Kurzschluss-Impedanzen unterscheiden sich wegen unterschiedlicher Kopplungsfaktoren.

Über weite Bereiche sind in Abb. 10.6.4 Mess- und Rechenwerte praktisch identisch, es gibt aber auch Abschnitte, in denen die Unterschiede deutlich werden. Grundsätzlich wäre es nicht schwierig, das Modell um ein paar Komponenten zu erweitern, sodass im gesamten Frequenzbereich eine gute Übereinstimmung erzielt wird; im Interesse der Allgemeingültigkeit soll das o.a. Ersatzschaltbild aber unverändert bleiben – die Abweichungen halten sich ja in Grenzen.

Abb. 10.6.4 kann auch entnommen werden, dass – zumindest bei den untersuchten Übertragern – das Ersatzschaltbild gut geeignet ist, **für linearen Betrieb** die primäre Lastimpedanz (d.h. die Endröhrenbelastung) nachzubilden. Allerdings: Linear arbeiten Ausgangsübertrager nur bei *sehr* kleinen Leistungen, typisch $P < 1$ mW. Insbesondere die **Querinduktivität** (L_1) hängt bei üblichen Ausgangsleistungen sehr stark von der Aussteuerung ab. So einfach die linearen Ersatzschaltbilder sind, bei Ausgangsübertragern ist ihre Anwendbarkeit doch stark eingeschränkt. Deshalb geht Kap. 10.6.4 ausführlicher auf das nichtlineare Verhalten ein.