

### 10.6.2 Impedanz-Anpassung und Übertragung

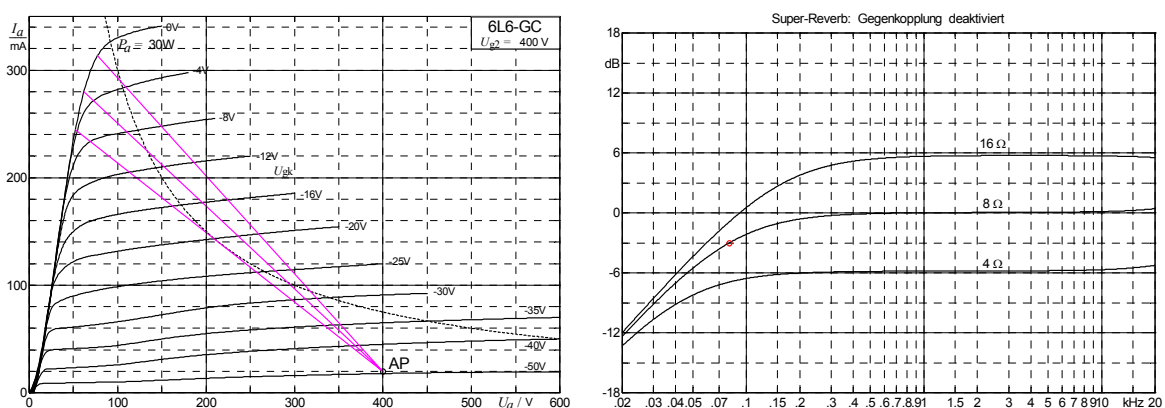
Der Begriff Impedanz-Anpassung wird häufig so interpretiert, dass für maximale Leistungsabgabe Quell- und Lastimpedanz gleich groß (bzw. konjugiert) sein müssen. Bei der Leistungs-Tetrode 6L6-GC nennt das Datenblatt einen Innenwiderstand von 35 k $\Omega$ , woraus man folgern könnte, dass die Primärimpedanz des Ausgangsübertragers ebenfalls 35 k $\Omega$  betragen müsse. Gleichzeitig findet man im Datenblatt aber auch den sog. "optimalen Außenwiderstand", und der beträgt nur 1.4 k $\Omega$ . Daraus folgt: Diese Tetrode ist (wie alle Tetroden\*) eine hochohmige Quelle, sie arbeitet näherungsweise als **Stromquelle**. Die von einer Stromquelle abgegebene Leistung ist proportional zum Lastwiderstand: Je hochohmiger die Last, desto größer die abgegebene Leistung. Dieser einfache Zusammenhang wird aber von drei nicht-linearen Bedingungen beschränkt: Der maximal zulässigen Anoden-Verlustleistung, der maximal zulässigen Anodenspannung, und der Anoden-Restspannung. Aus diesen nichtlinearen Bedingungen ergibt sich der **optimale Lastwiderstand** (= Außenwiderstand), und nicht aus der Gleichheit von Innen- und Lastwiderstand. In der Regel ist es ausreichend, den Röhren-Innenwiderstand als groß gegenüber dem Lastwiderstand anzunehmen; der optimale Lastwiderstand (pro Anode) liegt bei Gegentaktschaltungen zumeist zwischen 1 – 2 k $\Omega$ .

Der Ausgangsübertrager vergrößert den sekundären Lastwiderstand (das ist in der Regel der Lautsprecherwiderstand) um das Quadrat des Übersetzungsverhältnisses, als Beispiel:

Ein 8- $\Omega$ -Lastwiderstand wird für  $\ddot{u} = 12$  in  $144 \times 8 \Omega = 1152 \Omega$  transformiert.

Eine Unterscheidung zwischen dem Windungsverhältnis  $\ddot{u} = N_1/N_2$  und dem Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_i$  des Ersatzschaltbildes ist in der Regel nicht nötig, da sich diese beiden Werte zumeist um weniger als 1% unterscheiden (Abb. 10.6.3). Auch der Röhren-Innenwiderstand  $R_i$  wird mit  $\ddot{u}^2$  transformiert: Der Innenwiderstand der den Lautsprecher antreibenden Ersatzquelle beträgt  $R_i / \ddot{u}^2$ , im Beispiel  $35 \text{ k}\Omega / 144 = 243 \Omega$ . Solange die Endstufe nicht übersteuert, wird der Lautsprecher näherungsweise mit **Stromeinprägung** betrieben – falls die Endstufe nicht gegengekoppelt ist. Denn die bei vielen Verstärkern verwendete Spannungs/Spannungs-**Gegenkopplung** reduziert den Innenwiderstand der Endstufe. Perfekte Spannungseinprägung wird bei üblichen Röhren-Endstufen aber nicht erreicht (hingegen bei den meisten Transistor-Endstufen, die jedoch nicht Gegenstand dieser Untersuchungen sind).

In **Abb. 10.6.5** ist das aus Kap. 10.5 bekannte Ausgangskennlinienfeld einer Endpentode angegeben, sowie lastabhängige Übertragungskurven. Die Steigung der **Arbeitskennlinie** kann für



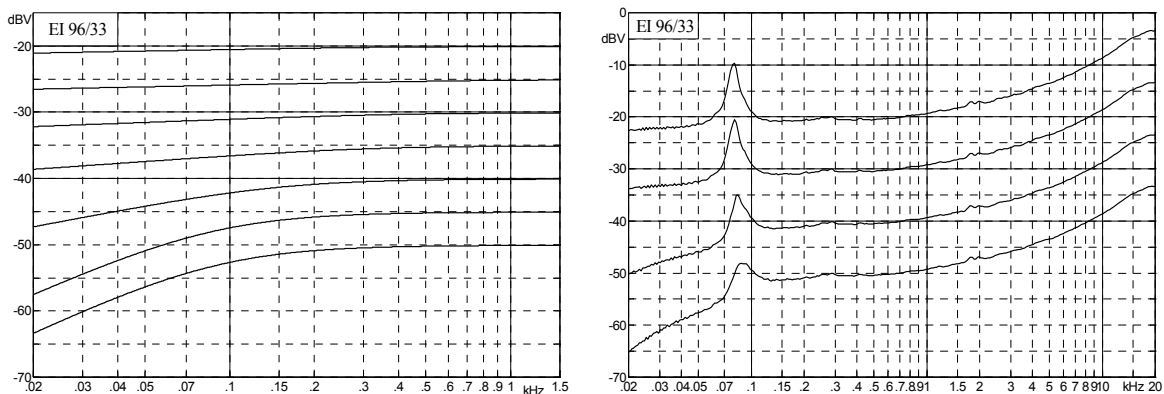
**Abb. 10.6.5:** Ausgangskennlinienfeld (links), Übertragungsfrequenzgang am 8- $\Omega$ -Ausgang für 4/8/16  $\Omega$  Last.

\* sofern sie nicht im Triodenmodus arbeiten (Triodenmodus = g2 und a verbunden).

festen Sekundärwiderstand (z.B.  $8\Omega$ ) durch Variation des Übersetzungsverhältnisses ( $\ddot{u}$ ) beliebig geändert und an das Kennlinienfeld angepasst werden: Größeres  $\ddot{u}$  gibt flacheren Verlauf der Arbeitsgeraden, also kleineren Anodenstrom und größeren Spannungshub.

Der mit  $\ddot{u}^2$  transformierte Röhren-Innenwiderstand ist aber nicht im gesamten Frequenzbereich der für den Lautsprecher maßgebliche Quellwiderstand. Wie das in Abb. 10.6.2 vorgestellte Ersatzschaltbild zeigt, ist bei tiefen Frequenzen die im Querzweig liegende Induktivität  $L_1$  impedanzbestimmend: Sie schließt die Quelle zu tiefen Frequenzen hin kurz, und bewirkt einen **Hochpass**. Hierbei ist allerdings zu berücksichtigen, dass diese Induktivität **nichtlinear** ist – darum darf nicht von einem konventionellen Hochpass gesprochen werden (Kap. 10.6.4). Die in Abb. 10.6.5 dargestellten Übertragungskurven erhält man mit entmagnetisiertem Trafokern, aber nur bei untypisch kleiner Aussteuerung: **ca.  $1\ \mu\text{W}$** . Nun wird niemand einen 45-W-Verstärker bei so kleiner Ausgangsleistung spielen – hierbei kann ein Röhrenverstärker nicht die Klangformungen vornehmen, wegen derer er gebaut wurde. Bei etwa dieser Leistung mussten aber die in Abb. 10.6.5 dargestellten Kurven ermittelt werden, andernfalls wäre die Hauptinduktivität  $L_1$  unziemlich aussteuerungsabhängig geworden. Das in der Nachrichtentechnik so beliebte **Kleinsignal-Ersatzschaltbild** ist damit zwar noch nicht gänzlich unbrauchbar, aber die Tiefenwiedergabe bedarf einer speziellen Modellierung (Kap. 10.6.4). Grundsätzlich verliert die Querinduktivität mit steigender Frequenz an Bedeutung, die Übertragung wird (an reeller Last) frequenzunabhängig. Zu ganz hohen Frequenzen hin, die der typische Gitarren-Lautsprecher aber kaum mehr wiedergeben kann, können sich dann die Auswirkungen der unvollständigen Feldkopplungen und der Wicklungskapazitäten bemerkbar machen, ein dramatischer Effekt ist diesbezüglich aber in aller Regel nicht zu erwarten.

Leistungsverstärker werden immer für einen reellen **Nenn-Lastwiderstand** spezifiziert, die Impedanz eines Lautsprechers ist aber immer frequenzabhängig. In **Abb. 10.6.6** sind deshalb Übertragungsfrequenzgänge für Lautsprecherbelastung dargestellt – man sieht deutlich, wie sich die frequenzabhängige Lautsprecherimpedanz auf den Frequenzgang abbildet. Die Endstufe des Super-Reverb ist zwar normalerweise gegengekoppelt, für diese Messungen wurde aber die Gegenkopplung deaktiviert, andernfalls würden die Eigenschaften des Ausgangstransformators zu sehr abgeschwächt werden (Betrieb mit Gegenkopplung: Kap. 10.5). Der Betrieb am Lautsprecher ergibt eine Höhenanhebung (Schwingspulen-Induktivität), und zwischen 70 und 100 Hz eine von der Lautsprecherresonanz verursachte Schmalbandanhebung. Bei beiden Betriebsarten zeigt sich für sehr kleine Aussteuerung ( $P < 1\text{mW}$ ) eine durch die Hauptinduktivität bedingte Tiefenabsenkung (siehe auch Kap. 10.6.4).



**Abb. 10.6.6:** Übertragungsfrequenzgang; Trafo sekundär mit  $8\ \Omega$  (links) bzw. mit realem Lautsprecher belastet. Gegenkopplung deaktiviert. Bei  $8\ \Omega$  Last ergibt ein Spannungspegel von  $-20\ \text{dBV} \Rightarrow P = 1.25\ \text{mW}$ .