

10.5.1 Eintakt-A-Betrieb, Tetrode, Pentode

Bei der Eintakt-A-Endstufe arbeitet die (einzige) Endröhre in Kathoden-Basis-Schaltung, der Ausgangsübertrager liegt im Anodenkreis (Übertrager-Auskopplung). Ohne Wechselspannungs-Ansteuerung ("in Ruhe") stellt sich ein stabiler Gleichgewichtszustand ein, der als Arbeitspunkt (AP) bezeichnet wird. Bei dem in **Abb. 10.5.2** dargestellten Kennlinienfeld erhält man den AP bei 250 V / 48 mA, wenn die Spannung zwischen Steuergitter (g_1) und Kathode zu -7.5 V gewählt wird. Dies lässt sich z.B. dadurch erreichen, dass als Kathodenwiderstand 142Ω eingesetzt werden. Der Kathodenstrom, der die Summe von Anodenstrom (48 mA) und Schirmgitterstrom (5 mA) ist, erzeugt dann eine (gegen Masse) positive Kathodenspannung von $+7.5$ V. Liegt dabei das Steuergitter auf Massepotential ($U_{g1} = 0$), ergibt sich hieraus die Gitter/Kathodenspannung zu -7.5 V (Gitter negativ gegen Kathode).

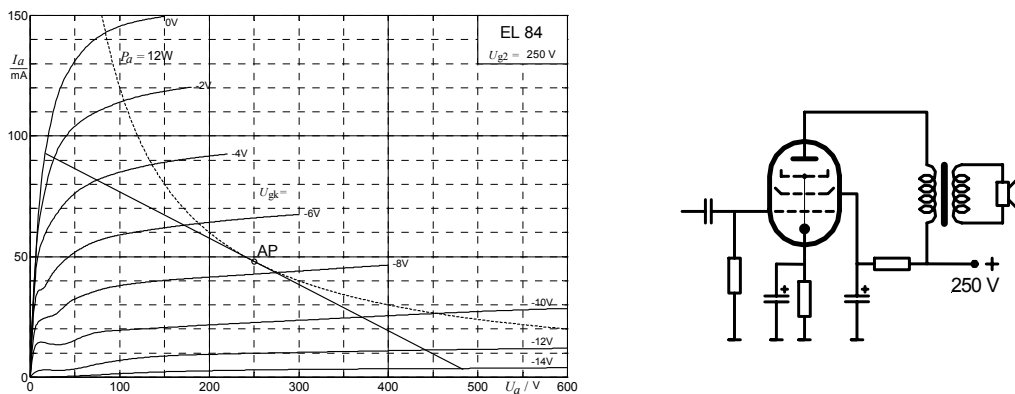


Abb. 10.5.2: Ausgangskennlinienfeld der EL 84, Endstufenschaltung (Eintakt-A-Betrieb).

Mit Ansteuerung ($U_{g1} \neq 0$) ändern sich Anodenspannung und -strom. Für eine erste Betrachtung reicht es, den Übertrager im Anodenkreis als Parallelschaltung einer großen Induktivität und eines reellen Widerstandes aufzufassen (Kap. 10.6); durch die Induktivität fließt (in diesem Modell) nur Gleichstrom, durch den Widerstand nur gleichstromfreier Wechselstrom. Bei Ansteuerung bewegt sich der U_a/I_a -Punkt dann auf der in **Abb. 10.5.2** eingezeichneten **Arbeitsgeraden**: Vergrößern der Gitterspannung erhöht den Anodenstrom und verringert die Anodenspannung, bis bei 17 V / 92 mA ein Grenzwert erreicht wird: hier ist $U_{gk} = 0$. Der Zusammenhang zwischen den Eingangs- und Ausgangsgrößen ist nichtlinear, wie **Abb. 10.5.3** entnommen werden kann; nur bei geringer Aussteuerung um den Arbeitspunkt erhält man eine näherungsweise lineare Abbildung mit geringem Klirrfaktor. Bei derartigen Nichtlinearitätsbetrachtungen muss allerdings berücksichtigt werden, dass in der Praxis die Endröhre selten aus einer niederohmigen Quelle angesteuert wird. Häufig arbeitet die vor der Endröhre betriebene Treiberröhre in Kathoden-Basis-Schaltung, und damit ist ihr Innenwiderstand relativ groß (z.B. 50 k Ω) – dann verzerrt schon der Endröhren-Gitterstrom das Steuersignal.

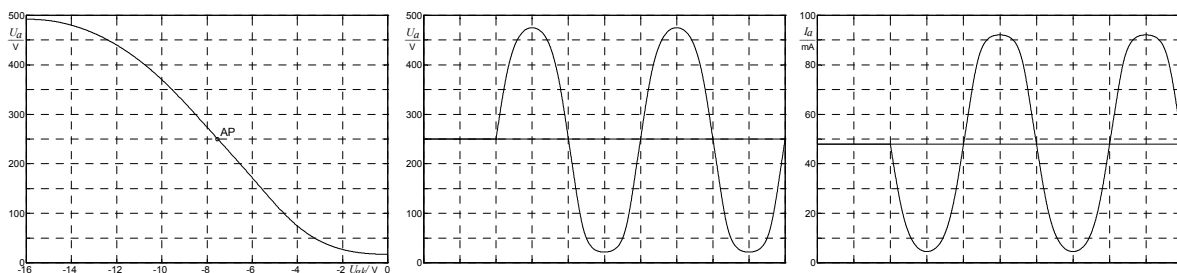


Abb. 10.5.3: Übertragungskennlinie; Anodenspannung und Anodenstrom für sinusförmig eingeprengte U_{gk} .

Der Ausgangsübertrager koppelt den Wechselanteil des Anodenstroms aus dem Anodenkreis aus und erzeugt den um \ddot{u} vergrößerten Lautsprecherstrom (Sekundärstrom, Kap. 10.6). Die Wechselstrombelastung der Endröhre ergibt sich dann aus der Steigung der Arbeitsgeraden; in Abb. 10.5.2 sind das 5208Ω (bzw. $19.2 \text{ mA} / 100 \text{ V}$). Aus diesem Anoden-Lastwiderstand und dem Lautsprecherwiderstand (z.B. 8Ω) erhält man eine erste Abschätzung für das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} des Übertragers: $\ddot{u} = \sqrt{5208 / 8} = 25.5$. Mit Berücksichtigung der Übertragerverluste wird man diesen Wert um ca. 10% verringern, sodass näherungsweise $\ddot{u} \approx 23$ anzusetzen ist [genauere Berechnungen z.B. bei Schröder, Band II].

In Ruhe, d.h. ohne Ansteuerung, liegen an der Anode 250 V ; der Anodenstrom beträgt hierbei 48 mA , das Produkt hieraus ist $P_a = 12 \text{ W}$ (Anodenverlustleistung). Da der Lastwiderstand idealisiert als R/L-Parallelschaltung angenommen wurde (= Gleichstromkurzschluss), ergibt sich die Betriebsspannung zu $U_B = \text{Anodenspannung} + \text{Kathodenspannung} = 257.5 \text{ V}$. Dieser "Laborjargon" muss etwas präzisiert werden: Was in den Datenblättern als Anodenspannung bezeichnet wird, ist tatsächlich der zwischen Anode und Kathode auftretende Spannungsabfall U_{ak} , auch Anode/Kathode-Spannung genannt. In Reihe hierzu liegt der am Kathodenwiderstand auftretende Spannungsabfall U_k , auch Kathodenspannung genannt: $U_B = U_k + U_{ak}$. Der Kathodenwiderstand (142Ω) nimmt in Ruhe 0.4 W auf, die Anode 12 W , das Schirmgitter $250 \text{ V} \cdot 5 \text{ mA} = 1.25 \text{ W}$. Das Netzteil muss **in Ruhe** folglich 13.65 W liefern. **Mit Aussteuerung** wird der Anodenstrom zeitvariant, er pendelt zwischen zwei Grenzwerten, z.B. 5 und 92 mA (Abb. 10.5.3). Ignoriert man die nichtlineare Verformung, bleibt der Strommittelwert konstant, und das bedeutet: Die vom Netzteil zu liefernde Leistung ist näherungsweise konstant, d.h. aussteuerungsunabhängig! Aus dem Produkt von Anoden-Wechselspannung und Anodenwechselstrom (Abb. 10.5.3) ergibt sich die an den Lastwiderstand abgegebene **Nutzleistung** zu $P_N = 6 \text{ W}$. Mit einem idealen Übertrager gelangt diese Leistung vollständig zum Lastwiderstand (Lautsprecher), real wird man mit ca. 20% Übertrager-Verlusten rechnen müssen, so dass nur ca. 4.8 W am Lautsprecher ankommen – die restlichen 1.2 W werden im Übertrager in Wärme umgewandelt.

Zusammengefasst: Unabhängig von der Aussteuerung muss das Netzteil ca. 14 W liefern, die bei Vollaussteuerung knapp 5 W Ausgangsleistung ergeben; das Ausgangssignal ist hierbei bereits stark nichtlinear verzerrt (= hoher Klirrfaktor). Der Wirkungsgrad dieser Schaltung beträgt bestenfalls 35%, oder sogar nur 26%, wenn man die Heizleistung der EL 84 (4.8 W) noch dazurechnet.

Aber so ineffizient diese Schaltung auch sein mag – bei einigen frühen Gitarrenverstärkern kam sie schon zum Einsatz. Einer der ersten VOX-Verstärker, der AC-4, erzeugte 4 W mit einer EL 84 in Eintakt-A-Schaltung. Auch die ersten kleineren Fender-Verstärker, wie z.B. Champ, Bronco, Princeton und Harvard hatten eine Eintakt-A-Endstufe, allerdings nicht mit einer EL 84, sondern mit der 6V6-GT, einer 12-W-Beampower-Tetrode. Über die Jahre hinweg durchliefen vor allem die Fender-Verstärker diverse Modifikationen, wobei insbesondere die Erhöhung der **Betriebsspannung** ins Auge fällt: Bei frühen Versionen 305 V , dann 360 V , schließlich sogar 420 V . Lässt sich hiermit die Ausgangsleistung erhöhen? Was ist der optimale Arbeitspunkt, um ein Maximum an Ausgangsleistung zu erreichen? Welcher Lastwiderstand ist hierbei für die Röhre optimal? Mit Vereinfachungen bei Röhren- und Übertragerdaten bereitet die Berechnung der optimalen Arbeitsbedingungen keine Probleme, im realen Betrieb wird man aber Abweichungen zu diesen Idealbedingungen einkalkulieren müssen. Insbesondere die maximale Strombelastbarkeit der Endröhren ist fertigungsspezifischen Streuungen unterworfen, und auch die Übertragerverluste (Baugröße!) bestimmen die letztendlich erzielbare Ausgangsleistung.

Unter der idealisierenden Annahme, dass im Anodenkreis der Endröhre nur die Leistungshyperbel als Grenze gilt, sind im linken Bild der **Abb. 10.5.4** zwei Arbeitsgeraden dargestellt, die jeweils Tangenten der Hyperbel sind. Der Quotient aus U_{AP} / I_{AP} ergibt den optimalen Arbeitswiderstand, der gleichzeitig der negativen Steigung der Hyperbel im AP entspricht. Der im AP_1 maximal erreichbare Spannungshub beträgt $400 V_{ss}$, was zusammen mit dem Lastwiderstand (3333Ω) $6 W$ ergibt. Dieselbe Leistung erhält man im AP_2 : Hier ist zwar ein größerer Spannungshub erreichbar ($600 V_{ss}$), der Strom ist aber entsprechend geringer. Wird nur die Leistungshyperbel als Begrenzung definiert, ist die maximal abgebbare Leistung immer genau halb so groß wie die maximale Anodenverlustleistung – unabhängig vom AP. Bei der **realen Schaltung** ist hingegen zu berücksichtigen, dass der Anodenstrom nicht beliebig groß werden kann. Im rechten Bild ist als Grenzkurve die Ausgangskennlinie einer 6V6-GT für den Fall gezeichnet, dass die Gitter/Kathoden-Spannung null ist. Zwar ist diese Kurve nicht als absolute Grenze zu verstehen – mit positiver Gitter/Kathoden-Spannung wären auch noch größere Anodenströme erreichbar. Den hierfür nötigen Gitterstrom können aber die üblicherweise verwendeten Ansteuerschaltungen (Treiberschaltungen) nicht liefern, und deshalb ist es zweckmäßig, ergänzend zur Leistungshyperbel $U_{gk} = 0$ als Grenzfall zu definieren. Hiermit ist aber bei AP_1 als Spannungshub nicht mehr $400 V_{ss}$, sondern nur noch $334 V_{ss}$ erreichbar, und der AP liegt nicht mehr in der Mitte der nutzbaren Arbeitsgeraden. Durch Verschieben des AP_1 von $200 V$ auf $233 V$ kann man zwar die Aussteuerbarkeit symmetrieren, die Verringerung des Spannungshubes um 16.5% reduziert aber die maximal abgebbare Leistung um 30% – im Beispiel von $6 W$ auf $4.2 W$. Beim AP_2 macht sich die Verringerung des Spannungshubes weniger stark bemerkbar ($5.6 W$ statt $6 W$), sodass der Betrieb mit **größerer Spannung** eine etwas **größere Leistungsabgabe** erwarten lässt.

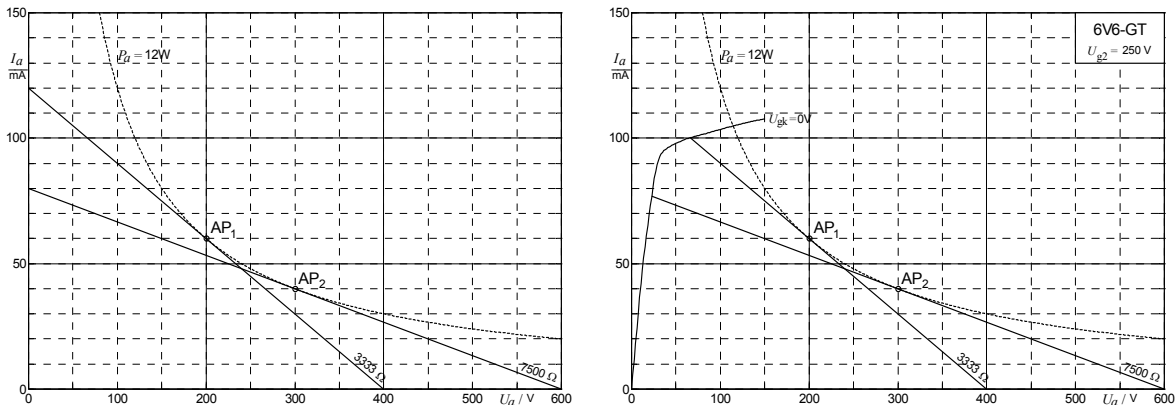


Abb. 10.5.4: Ausgangskennlinienfeld mit zwei verschiedenen Arbeitspunkten, Leistungshyperbel als Grenze.

Die o.a. Leistungsberechnungen waren absichtlich sehr prinzipiell angelegt, um die grundsätzliche Funktion der Endstufe zu erläutern. Sieht man die Leistungshyperbel als nicht zu überschreitende Grenze, gibt die Schaltung 50% der maximalen Anodenverlustleistung an den Ausgangsübertrager ab – unabhängig von der im einzelnen verwendeten Röhre. Mit Berücksichtigung individueller Röhrengrenzwerte kann dieser Leistungsgrenzwert nur noch kleiner werden, nicht größer. Neben der maximalen Anoden-Verlustleistung sind insbesondere die maximal zulässige Anodenspannung und die maximal zulässige Schirmgitter-Verlustleistung zu berücksichtigen. Mit $300 V$ Betriebsspannung können an der Anode bis zu $600 V$ entstehen, mit $420 V$ Betriebsspannung sogar $840 V$! Und da der Lastwiderstand (Lautsprecher) ja kein reeller $8-\Omega$ -Widerstand ist, sondern bei höheren Frequenzen induktiv und damit hochohmig wird, können sogar noch größere Spannungen auftreten. Auch wenn die Isolation im Transformator vorbildlich ist: Bei zu großen Spannungen sind in bzw. an der Röhre Funkenüberschläge möglich, die zur Zerstörung führen können.

Nach dieser einführenden, grundsätzlichen Beschreibung des Verhaltens einer Eintakt-Endstufe nun zu den Details. Bei der in Vorstufen verwendeten **Triode** wurde ein einfaches Potenzgesetz als Näherung formuliert (Child/Langmuir, Kap. 10.1.3):

$$I_a = K_2 \cdot (U_{gk} + U_a / \mu)^{3/2} = K_2 \cdot U_{St}^{3/2} \quad \text{Triodenkennlinien}$$

Der Anodenstrom I_a hängt ab von der Gitter/Kathode-Spannung U_{gk} , von der Anodenspannung U_a und von der Leerlaufverstärkung μ , deren Kehrwert als **Durchgriff** D bezeichnet wird: $D = 1/\mu$. Etwas detaillierter: Die freien Leitungselektronen der Metallkathode sind sehr beweglich, können im kalten Zustand das Metall aber nicht verlassen. Erhitzen bis zur Rotglut und spezielle Beschichtung ermöglichen aber, dass ein wesentlicher Teil dieser Elektronen aus dem Metall austritt und zunächst im Bereich direkt vor der (erhitzten) Kathode eine Art "Elektronen-Nebel" erzeugt, auch "Raumladungswolke" genannt. Je mehr Elektronen sich vor der Kathode sammeln, desto negativer wird dieses **Raumladungsgebiet**, und desto effizienter werden weitere Elektronen daran gehindert, gegen dieses negative Potential anzulaufen – es stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein. Durch eine positiv geladene Anode überlagert sich aber dem elektronen-bremsenden Raumladungsfeld ein elektronen-beschleunigendes Anodenfeld, das aus der Raumladungswolke Elektronen absaugt und zur Anode zieht. Hierdurch nimmt die Raumladung vor der Kathode ab, was wiederum neuen Elektronen den Austritt aus der Kathode erleichtert. Die aus der Kathode austretenden Elektronen bilden den Kathodenstrom, die an der Anode ankommenden Elektronen den Anodenstrom. Wird zwischen Kathode und Anode ein **Steurgitter** eingefügt (Dreielektrodenröhre = Triode), so erzeugt sein elektrisches Potential ein zusätzliches Feld, und damit wirken neben dem Raumladungsfeld *zwei* durch Elektroden steuerbare Felder auf die Elektronen, und somit auf den Stromfluss ein: Das vom Steurgitter erzeugte, und das von der Anode erzeugte. Weil das Steurgitter aber näher an der Kathode sitzt, hat es den stärkeren Einfluss, die Anode muss erst "durch das Steurgitter auf die Raumladungen durchgreifen", daher der Name Durchgriff. Bei der ECC83 nennt das Datenblatt für den Durchgriff mit $D = 0.01$ einen ziemlich kleinen Wert. Aber: Die Anodenspannung ist ja ungefähr hundertmal so groß wie die Gitter/Kathode-Spannung, und deshalb beeinflusst sowohl U_a als auch U_{gk} den Anodenstrom. Praxisorientierte Schaltungstechnik-Bücher sehen das Gitter als Steuerelektrode, und bezeichnen U_{gk} als Steuerspannung. Theorieorientierte Grundlagenwerke fassen die Summanden $U_{gk} + D \cdot U_a$ zusammen und nennen sie ebenfalls **Steuerspannung** – dieser Begriff kann also zwei Bedeutungen haben! In der o.a. Formel steht U_{St} für die theoretische Steuerspannung, die den Einfluss von Gitter *und* Anode berücksichtigt, K_2 ist eine röhrenspezifische Konstante.

Dass der Anodenstrom der Triode nicht nur von der Gitter/Kathode-Spannung, sondern auch von der Anodenspannung abhängt, kann man als problematisch erachten und für Abhilfe sorgen: Fügt man zwischen Steurgitter (g_1) und Anode ein zusätzliches **Schirmgitter** (g_2) ein und verbindet dieses mit einer hohen positiven Spannung, werden die Elektronen hauptsächlich vom Steurgitter- und Schirmgitterpotential beschleunigt; das Anodenpotential hat demgegenüber nur noch untergeordnete Bedeutung. Bei der nun entstandenen Vierelektrodenröhre = **Tetrode** lässt sich die Wirkung aller Elektrodenpotentiale wieder durch eine theoretische Steuerspannung beschreiben:

$$U_{St} = U_{g1} + D_1 \cdot U_{g2} + D_1 \cdot D_2 \cdot U_a \quad \text{Steuerspannung der Tetrode}$$

Die Röhrenparameter D_1 bzw. D_2 , die beide wesentlich kleiner als 1 sind, können wieder als Durchgriff interpretiert werden, $D_1 \cdot D_2$ zeigt den geringen Einfluss der Anodenspannung.

Als Beispiel: Wenn sich die Steuergitterspannung um 1 V ändern muss, um den Anodenstrom um 10 mA zu ändern, so müsste für die gleiche Anodenstromänderung die Schirmgitterspannung um 20 V geändert werden, oder die Anodenspannung um 400 V. Auch bei der Tetrode könnte das o.a. Potenzgesetz verwendet werden, um die Steuerspannung auf den Anodenstrom abzubilden, für eine gute Übereinstimmung mit dem tatsächlichen Verhalten sind aber erhebliche **Korrekturen** erforderlich. Ein Hauptgrund für die Diskrepanz zwischen einfacher Theorie und Praxis: Das Auslösen von **Sekundärelektronen** aus dem Anodenblech. Sobald die von der Kathode kommenden Elektronen von mehr als 10 V Potentialdifferenz beschleunigt wurden, können sie beim Aufprall auf das Anodenblech aus diesem weitere Elektronen herausschlagen – das sind die Sekundärelektronen. Ist das Schirmgitterpotential niedriger als das Anodenpotential, stört dieser Vorgang nicht, weil die Sekundärelektronen wieder zur Anode zurückkehren. Bei höherem Schirmgitterpotential fliegen die Sekundärelektronen aber zum Schirmgitter – sie verringern so den Anodenstrom, und erhöhen den Schirmgitterstrom. Im I_a/U_a -Kennlinienfeld der Tetrode taucht deshalb bei kleinen Anodenspannung eine gewaltige Delle in der Anodenstromkurve auf, und die ist unerwünscht (**Abb. 10.5.5**).

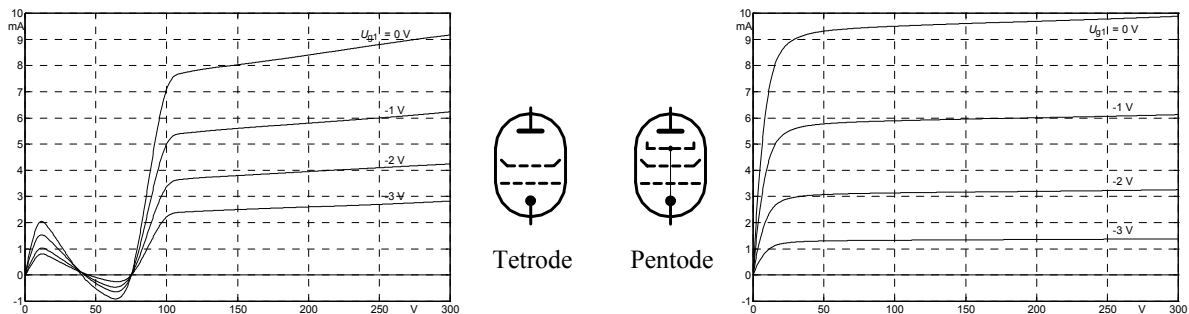


Abb. 10.5.5: Ausgangskennlinien (I_a vs. U_a) einer Tetrode (links) und einer Pentode (rechts).

Abhilfe bringt ein weiteres Gitter zwischen Schirmgitter und Anodenblech, das **Bremsgitter**. Es soll die von der Anode kommenden Sekundärelektronen zurückdrängen, sodass sie nicht auf dem Schirmgitter landen können. Dies funktioniert aber nur, wenn das Bremsgitter-Potential deutlich niedriger ist als das Schirmgitter-Potential, weswegen das Bremsgitter üblicherweise mit Masse verbunden wird. Die von der Kathode kommenden schnellen Elektronen werden durch das dünne Bremsgitter nur wenig behindert, die von der Anode herausgeschlagenen langsamen Sekundärelektronen können aber die Potentialdifferenz zum Bremsgitter nicht überwinden und kehren zur Anode zurück. Die erste kommerzielle Version dieser Fünfelektrodenröhre = **Pentode** wurde von **Philips**-Mitarbeitern entwickelt und 1926 zum Patent angemeldet. Für kurze Zeit findet man in Gitarrenverstärkern Vorstufen-Pentoden, die aber bald von Trioden abgelöst werden (Kap. 10.1). In der Endstufe kommen aber fast nur Endpentoden zum Einsatz, so z.B. die EL84 (z.B. VOX) oder die stärkere EL34 (z.B. Marshall).

Der Londoner Röhren-Hersteller **MO-V** (MO-Valve oder Marconi-Osram Valve Co Ltd.), der wegen des Philips-Patents keine Pentoden herstellen durfte, entwickelte um 1933 eine ernstzunehmende Alternative zur Pentode, die Strahl-Tetrode (**Beam-Power-Tetrode**). Ihre Leitbleche bündeln den Elektronenstrom, sodass aufgrund starker Raumladungen die charakteristische Tetroden-Delle nur noch schwach ausgeprägt ist. Anscheinend traute man diesem Konzept dann aber doch nicht, und verkaufte die Rechte an die amerikanische **RCA**, die daraus die Strahl-Tetrode **6L6** entwickelt. MO-V, nun erst recht zum Handeln gezwungen, optimierte die Elektroden-Geometrie und brachte mit der **KT-66** die "**Kinkless Tetrode**" auf den Markt (Kink = Knick). Sowohl die 6L6 als auch die KT-66 wurden in vielen Varianten hergestellt, deren Daten sich erheblich unterscheiden können.

Die in Gitarrenverstärkern verwendeten Endröhren kann man in drei Hauptgruppen einteilen: Die Pentoden, die englischen Beam-Tetroden, und die amerikanischen Beam-Tetroden. Bei den **Pentoden** gibt es die EL84 für die kleineren Leistungen, und die EL34 für die großen. Die **englischen Beam-Tetroden** sind: Die KT-66, und die etwas leistungsstärkere KT-88. Die **amerikanischen Gegenstücke**: Die kleinere 6V6, und die größere 6L6. Seit ihrer Markteinführung wurden diese Röhren mehrfach umkonstruiert, deshalb darf nicht einfach von z.B. "der" 6L6 gesprochen werden. Zunächst kam der Entwicklungsschritt von den Stahlröhren zu den Glasröhren, danach folgten Änderungen bei der Form des Glaskolbens, aber natürlich auch bei den Elektroden, und damit bei den elektrischen Parametern. Die RCA 6L6-GB ist mit einer maximalen Anoden-Verlustleistung von **19 W** angegeben, die Tungsol 6L6-GB mit **22 W**. Ist die Tungsol-Röhre nun höher belastbar? Schwer zu sagen, denn bei RCA liest man: *Design-Center Values*, bei Tungsol hingegen: *Design Maximum System (mehr zu diesen Ratings in Kap. 10.5.9)*. Die Sylvania 6L6-WGA ist mit **19 W** spezifiziert (*Design Center*), aber auch mit **21 W** (*Absolute Maximum*). In erster Näherung sind das Röhren, deren Entwicklung von der 6L6 über die 6L6-G, 6L6-GA zur 6L6-GB vor allem die Form betraf. Erst bei der **6L6-GC** gibt es einen deutlicheren Leistungssprung auf **30 W** Anodenverlustleistung (*Design Maximum Values*), der vermutlich auf Änderungen des Anodenblechs beruht. Keine dieser Röhren wurde speziell für Gitarrenverstärker entwickelt, dieser Markt war damals bei weitem zu klein. Stattdessen liest man: *For Radio Receivers*. Daneben gab es aber auch noch besonders robuste *Militär-Röhren*, mit einem zusätzlichen W gekennzeichnet, z.B. **6L6-WGB**. Ihr Elektroden-Aufbau war optimiert, um die strengen MIL-Tests bestehen zu können.

Die **KT-66** ist das englische Gegenstück zur 6L6. Im Osram-Datenblatt ist sie mit 25 W maximaler Anodenverlustleistung spezifiziert, im Marconi-Datenblatt ebenfalls, im MO-V-Datenblatt mit 25 W (Design Max) bzw. 30 W (absolute Max). **MO-V**, das ist die Marconi-Osram-Valve Company, die die KT-66 unter dem Label **GEC** weltweit anbot. GEC = General Electric Corporation of England, nicht zu verwechseln mit General Electric USA. Sowohl die 6L6 als auch die KT-66 sind Beam-Tetroden, d.h. Röhren ohne Bremsgitter. Weil man die Strahlformungsbleche dieser Röhren letztlich aber auch als fünfte Elektrode ansehen kann, werden sie häufig (trotz fehlenden Bremsgitters) als Pentoden bezeichnet. Eine *echte* Pentode ist hingegen die **EL34**, für die eine maximale Anodenverlustleistung von 25 W angegeben wird. Bzw. 27.5 W ("bei maximaler Aussteuerung"). Aus der Tatsache, dass alle diese Röhren ähnliche Belastbarkeiten (P_a) aufweisen, darf nun aber nicht geschlossen werden, dass sie damit beliebig austauschbar wären – ihre Steuerkennlinien unterscheiden sich schon deutlich.

Bevor auf die Röhrenkennlinien ausführlicher eingegangen wird, noch ein kurzer Blick auf weitere Leistungs-Röhren (Power-Tubes): Da entwickelt Tung-Sol um 1950 die **5881**, und bewirbt sie als Weiterentwicklung der 6L6 (bzw. 6L6-GA). Auch noch 1962 wird ihre (5881) maximale Anodenverlustleistung mit 23 W spezifiziert (Design Center System), doch inzwischen hat bei der 6L6 schon die Weiterentwicklung zur 6L6-GC (30 W) stattgefunden, und die 6L6-WGB (26 W) ist schon seit mindestens 1955 am Markt. Kein Wunder, dass nicht alle die 5881 als "die bessere 6L6" betrachten. Und was bedeutet schon "besser"? Aus Sicht des MIG-Piloten, der auch nach harter Landung volle Funktion fordert? Aus Sicht des Klassik-Liebhabers, der geringste Verzerrungen erwartet? Aus Sicht des Jazz-Gitarristen, der gerade entdeckt hat, dass man das Tone-Poti nicht immer auf 0 stellen muss. Oder aus Sicht des Eddie-Epigonens, der sein Equipment (sein "Rig") exakt "VH-mäßig" übersteuert? Die Aussage "die 5881 ist die bessere 6L6" ist genau so unsinnig wie "6L6 = KT66 = 5881". Es gibt weder 'die' 6L6, noch 'die' KT66, noch 'die' 5881. Nicht nur, dass schon die alten Datenblätter Unterschiede zeigen – so manche heutige KT66 ist innerlich eine 6L6-Variante.

Bei der Beurteilung von Röhren im Allgemeinen und Endröhren im Besonderen bieten sich vor allem zwei Kriterien an: Der **Klang**, und die Lebensdauer. Natürlich auch Preis und Verfügbarkeit, doch dazu später mehr. Die Lebensdauer kann fünf Stunden oder fünf Jahre betragen, ihr ist ein eigenes Kapitel gewidmet (Kap. 10.5.9). Der Klang wird mit "kraftvoller Bass" oder "klare Höhen" beworben, und viele Gitarristen vermuten deshalb, Röhren würde eine frequenzabhängige Übertragungscharakteristik innewohnen – ähnlich einem Lautsprecher. Das stimmt so aber nicht: Röhren können beliebig tiefe Frequenzen* verarbeiten, und beliebig hohe; ob die obere Grenzfrequenz bei 100 MHz oder 200 MHz liegt, ist nun wirklich völlig unerheblich. Daraus aber den Schluss zu ziehen, alle Röhren klängen gleich, ist auch falsch: Nicht, weil die Röhre selbst ja gar nicht klingen soll, sondern weil die Röhre das Übertragungsverhalten der Endstufe mitbestimmt: Für den Lautsprecher macht es sehr wohl einen Unterschied, ob er hoch- oder niederohmig angesteuert wird, und auch die Verzerrungscharakteristik der Endstufe ist röhrenspezifisch. Und deshalb weiß man: Röhren machen den Sound, teure Röhren machen den besseren Sound, und alte Röhren machen den besten Sound.

Am billigsten sind sog. *Industrieröhren*, d.h. Röhren, die für die Industrie hergestellt werden. Also: Natürlich nicht nur für die Industrie, denn sonst würden sie ja wohl kaum in Kleinstmengen für Musiker angeboten werden. "Industrieröhren" soll wohl heißen, der Musiker bekommt diese Röhren im selben Zustand, wie sie auch die Industrie bekommt: Ohne zusätzliche Wertschöpfung durch den Händler. Ohne Mehrwert heißt allerdings nicht ohne Mehrpreis, denn dass der Handel auch an dieser Handelsware verdient, ist legitimes Ergebnis kaufmännischen/kauffrauischen Strebens. Neben den Industrieröhren gibt es die *selected/matched* Power Tubes. Sie tragen diverse geheimnisvolle Zahlen auf Sockel und/oder Schachtel, und wurden "gepaart". Oder zumindest in Schachteln gesteckt, deren Aufdruck dies verheißt. Dass derartiges Treiben dann mehr kostet, ist auch Ergebnis kaufmännischen/-frauischen Wirkens. So kosten z.B. 4 EL-84 als Industrieröhren 30 Euro, als 'matched Quartett' hingegen 70 Euro. Wie dieses "Matchen" vor sich geht, wird üblicherweise nicht verraten, wie gut es gelingt, zeigen die folgenden Seiten. Für all jene, die 70 Euro als Beleidigung ihrer Virtuosität ansehen, gib'ts **NOS-Ware**. Das sind Röhren, die sich auf wundersame Weise in Kellern und Speichern nicht nur verstecken, sondern auch vermehren konnten, die seit vielen Jahren mit dem Zusatz angeboten werden: Eines der letzten Originale! Ihr Klang wird als unerreichbar geschildert, mit der intuitiv verständlichen Begründung, die alten Röhrenexperten seien zusammen mit den alten Produktionsanlagen verschrottet worden, und deshalb weiß heute niemand mehr, wie man gute Röhren herstellt. Im Einzelfall mag das sogar zutreffen (so ganz trivial ist das ja auch nicht), aber daraus den Schluss zu ziehen, eine Röhre sei allein deshalb besser, weil sie seit 50 Jahren unbenutzt im Keller gelegen hat, ist Unsinn. Sie bringt *möglicherweise* genau den gewünschten Sound, möglicherweise ist sie aber auch schlechter als eine preiswerte Industrieröhre – genau weiß man das erst, wenn man sie gekauft hat.

Ob eine spezielle Röhre tatsächlich aus uralten Lagerbeständen stammt, oder ein modernes Billig-Imitat ist, kann der Käufer nur schwer feststellen – hilfreich sind hier die Internetforen über "faked tubes". Ob eine Röhre den Anforderungen gerecht wird, enthüllen Hörversuche (subjektiv), bzw. Messdaten (objektiv). Inwieweit der Schluss von den einen auf die anderen zulässig ist, soll noch nicht untersucht werden – erst zu den Technischen Daten. Deren wichtigste nach gängiger Meinung Anodenverlustleistung und Steilheit sind (sieht man vom Sockel ab, der natürlich passen muss). Anodenverlustleistung = Belastbarkeit (z.B. 30 W), Steilheit = Verstärkung (z.B. 5 mA/V). Allein danach kann man aber keine Endstufenröhre aussuchen, zumindest beim Gitarrenverstärker gibt's mehr Kriterien für die Röhrenwahl.

* Dass es nicht exakt 0 Hz sind, scheidert nur an ihrer endlichen Lebensdauer

Relativ einfach ist die **Leistungszuordnung**, sofern man den Blick aufs Wesentliche richtet: Kleine Leistung = EL-84, 6V6-GT; mittlere Leistung = 6L6-GC, 5881, KT-66, EL-34; große Leistung = KT-88, 6550. Dass es daneben noch weitere Röhren gibt und einige Röhren in mehreren Leistungsklassen angeboten wurden/werden (z.B. 6L6-GB vs. 6L6-GC), soll hier nicht vertieft werden. Ebenso müssen Aussagen zur **Spannungsfestigkeit** unterbleiben – zu undurchsichtig und widersprüchlich sind diesbezüglich die Datenblattangaben.

Die **maximale Anodenverlustleistung** liegt bei Endröhren zwischen ca. 10 – 50 W. Dieser Wert ist *nicht* identisch mit der Ausgangsleistung des Verstärkers! Es gibt 100-W-Verstärker, die ihre Leistung aus 2xEL-34 beziehen ($P_{a,max} = 25W$), und 40-W-Verstärker mit 2x6L6-GC ($P_{a,max} = 30W$). In **Abb. 10.5.6** sind die Ausgangs- und Übertragungskennlinien der wichtigsten Endröhren dargestellt. Alle Kurven gelten für $U_{g1} = U_{gk} = 0V$, also für Vollaussteuerung. Prinzipiell könnte man mit positiven Steuergitterspannungen noch größere Anodenströme erreichen, die üblichen Treiberschaltungen sind hierfür aber zu hochohmig. Neben der Steuergitterspannung bestimmt auch die Schirmgitterspannung den Verlauf der Ausgangskennlinie. Aus Gründen der Vergleichbarkeit wurde hier $U_{g2} = 350 V$ angesetzt, obwohl natürlich nicht alle Verstärker mit diesem Spannungswert arbeiten. Für die 6V6-GT sind im GE-Datenblatt als maximale Schirmgitterspannung sogar nur 285 V spezifiziert – was Fender (bzw. CBS) aber nicht hinderte, der im Princeton arbeitenden 6V6-GT stolze 415 V zuzumuten.

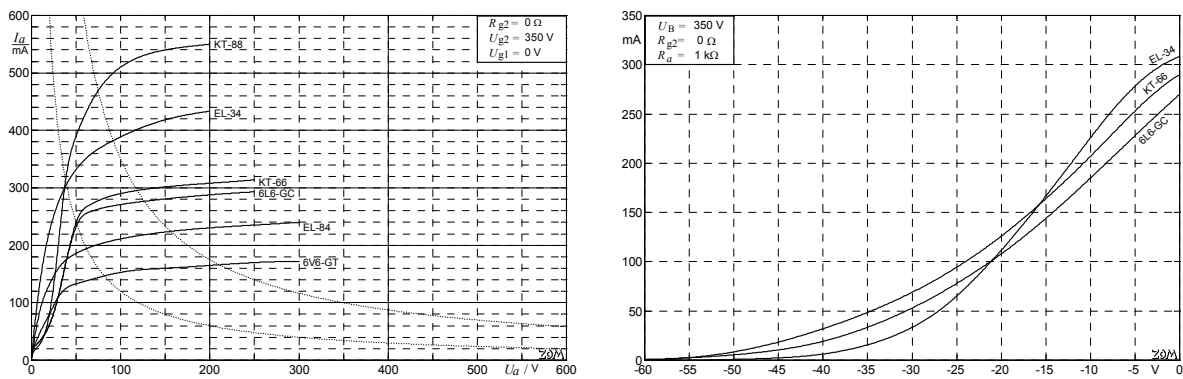


Abb. 10.5.6: Ausgangskennlinien (links) und Übertragungskennlinien (rechts) einiger Endröhren.

Abb. 10.5.6 kann entnommen werden, dass sich die unter vergleichbaren Bedingungen erreichbaren maximalen Anodenströme doch sehr deutlich unterscheiden. Auch die Übertragungskennlinien zeigen ausgeprägte Individualität, deshalb darf z.B. eine KT-66 nur nach geeigneten Schaltungsmodifikationen gegen eine EL-34 ausgetauscht werden. Wobei immer beachtet werden sollte: Derartige Kennlinien sind vereinfachende Pauschaldarstellungen!

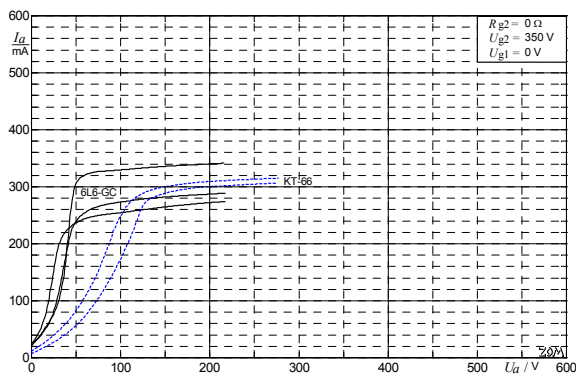


Abb. 10.5.7: Gemessene Ausgangskennlinien

Dies beweist **Abb. 10.5.7** anhand von **Messergebnissen**: 3x6L6-GC, 2xKT-66. Legt man Datenblattangaben zugrunde, würde man bei allen 5 Röhren ähnliche Ausgangskennlinien erwarten – die Realität sieht aber anders aus, oft ist das Aussehen (d.h. die Form des Glaskolbens) wichtiger als die Funktion. Vergleichstests, die auf dieses Unterschiede nicht eingehen wollen, sind deshalb keine Hilfe, sondern schlicht unbrauchbar. Mehr hierüber in Kap. 10.5.11 und Kap. 10.10.

In der nachfolgenden **Tabelle** sind einige Röhrendaten zusammengestellt. Die Jahreszahl besagt nicht zwingend, dass die Röhre in diesem Jahr auf den Markt kam – sie ist Literaturangaben entnommen. Die Steilheit (mA/V) ist stark vom Arbeitspunkt abhängig, der angegebene Wert dient nur zur groben Orientierung; Detailinformation bieten Kennlinien (Kap. 10.10).

Die maximal zulässige Anodenverlustleistung ist ebenfalls nur als Orientierungswert zu verstehen: Die Datenblattangaben verschiedener Hersteller unterscheiden sich etwas, und dann wurde früher nach zwei verschiedenen Standards spezifiziert: **Design Center System**, und **Design Maximum System** (in Klammern gesetzt, vergl. Kap. 10.5.9).

Typ	$P_{a,max} / W$	mA/V	Hersteller	Jahr
6V6	12 (14)	4	RCA	1937
6V6-G	12 (14)	4	RCA	1941
6V6-GT	12 (14)	4	RCA	1944
6V6-GTA	12 (14)	4	RCA	1962
<hr/>				
6L6	19 (---)	5.3	MOV \Rightarrow RCA	> 1933
6L6-G	19 (---)	5.3		> 1936
6L6-GA	19 (---)	5.3		> 1943
6L6-GB	19 (22)	5.3		
6L6-WGB	20 (23)	5.3	Tung-Sol	1950
6L6-GC	--- (30)	5.3		1954
<hr/>				
5881	23 (---)	5.3	Tung-Sol	1950
7027	25 (---)	6	RCA	1958
7027-A	--- (35)	6	RCA	1959
6550	35 (---)	11	RCA	1962
6550-A	--- (42)	11	GE	1972
<hr/>				
KT-66	--- (25)	6.3	Marconi	1956 (> 1937)
KT-66	--- (25)	7	MOV	1977
KT-77	--- (25)	11	MOV	1977
KT-88	--- (35)	11	MOV, GEC	1957
KT-90	--- (45)	11	Ei	
<hr/>				
EL 84	12 (---)	11	Philips	Ca. 1955
EL 34	25 (---)	12	Philips	Ca. 1952
EL 51	45	11	Philips	1953
EL 151	60	13	Telefunken	1943

Tabelle: Endröhren-Datenblattangaben: Maximale Anodenverlustleistung und Steilheit.

10.5.2 Gegentakt-A-Betrieb

Die in Kap. 10.5.1 vorgestellte Eintakt-Endstufe erwies sich als relativ leistungsschwach: Mit einer 12-W-Röhre (EL 84) konnten bestenfalls 6 W Nutzleistung erzeugt werden. Für größere Leistungen stünden zwar leistungsfähigere Endröhren zur Verfügung, die Eintakt-Schaltung hat aber noch weitere Nachteile: Ohne Aussteuerung fließt bereits ein relativ großer Gleichstrom durch den Ausgangsübertrager, der durch diese Gleichstrom-**Vormagnetisierung** unter ungünstigen Bedingungen arbeiten muss. Durch Einfügen eines Luftspaltes in den Eisenkern lässt sich die Gleichfeldabhängigkeit der reversiblen Permeabilität zwar verringern, sie wird damit aber insgesamt kleiner als bei einem Kern ohne Luftspalt. Des Weiteren ist zu berücksichtigen, dass bei der Eintakt-A-Endstufe die Netzteilbelastung ja aussteuerungsunabhängig ist. Auch in Ruhe ist das Netzteil maximal belastet, die Betriebsspannung ist deshalb nicht konstant, sondern pendelt (beim Netzteil mit Vollweggleichrichter) mit 100 Hz um einen Mittelwert. Dieser Wechselanteil bewirkt einen Wechselstrom durch den Ausgangsübertrager (die Endröhre ist zwar hochohmig, aber keine ideale Stromquelle), und als Konsequenz erzeugt der Lautsprecher einen unerwünschten 100-Hz-Brummtönen.

Mit der Gegentakt-A-Schaltung (**Abb. 10.5.8**) lassen sich einige Nachteile der Eintakt-A-Schaltung vermeiden. Der Name "Gegentakt" (englisch: Push-Pull) leitet sich aus der gegenphasigen Ansteuerung der beiden Endröhre ab. Wenn bei der einen Röhre eine ansteigende Gitterspannung den Anodenstrom vergrößert, bewirkt bei der anderen Röhre die abnehmende Gitterspannung eine Verkleinerung des Anodenstroms. Idealerweise vergrößert sich der eine Anodenstrom um dasselbe ΔI , um das sich der andere verkleinert; der vom Netzteil zu liefernde Summenstrom I_{Σ} bleibt deshalb konstant (Gleichstrom), unabhängig von der Aussteuerung. In Ruhe teilt sich dieser Gleichstrom zu je 50% auf die beiden Anodenströme auf, die (jeder für sich) im Übertragerkern ein magnetisches Gleichfeld erzeugen. Da die von den beiden Anodenströmen erzeugten Gleichfelder aber gegenphasig sind, kompensieren sie sich im Kern – er bleibt feldfrei (keine Vormagnetisierung), ein **Luftspalt** ist nicht erforderlich. Eine entsprechende Kompensation findet bei der Restwelligkeit der Betriebsspannung statt: Auch der hiervon verursachte 100-Hz-Wechselstrom erzeugt gegenphasige Wechselfelder, die (im Idealfall) kein **Lautsprecherbrummen** bewirken können.

Ganz andere Verhältnisse ergeben sich bei den durch gegenphasige **Gitter-Aussteuerung** verursachten Anoden-Wechselströmen: Sie sind zwar (bezüglich der in Abb. 10.5.8 definierten Bezugspfeile) zueinander gegenphasig, entsprechen damit aber gleichphasig dem (in eine Richtung definierten) Primär-Wechselstrom $I_{aa} = I_{a1} \approx -I_{a2}$. Die Gleichheit dieser beiden Wechselströme ergibt sich auch daraus, dass vom Netzteil (idealisiert) ein reiner Gleichstrom geliefert wird: Wenn an der Anzapfung der Primärwicklung kein Wechselstrom aus der Wicklung fließt, müssen die beiden Primär-Wechselströme gleich sein. Unter der Annahme eines idealen Transformators mit identischen Primärwicklungen wird die gesamte Primärspannung doppelt so groß wie die Anoden-Wechselspannung; die beiden Röhren arbeiten also *in Reihe*.

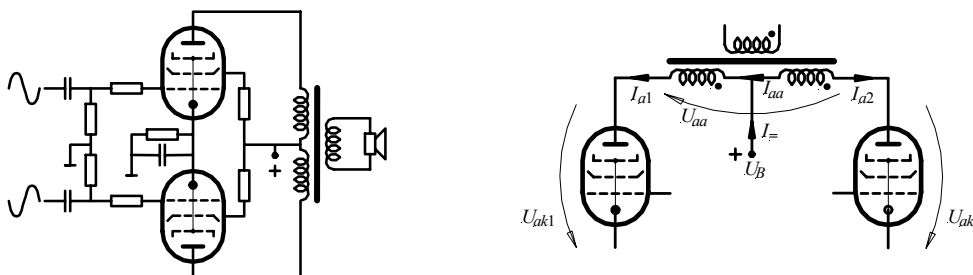


Abb. 10.5.8: Gegentakt-A-Endstufe; das rechte Bild verdeutlicht die Phasenlagen der Ströme und Spannungen.

In **Abb. 10.5.9** sind die zu Abb. 10.5.8 gehörenden idealisierten Spannungen und Ströme dargestellt. Jede einzelne Röhre arbeitet im Eintakt-A-Betrieb, ihr Arbeitspunkt liegt in der Mitte der nutzbaren Arbeitsgeraden (Kap. 10.5.1). Die beiden Röhren werden gegenphasig angesteuert, mit den in Abb. 10.5.8 definierten Bezugspfeilen sind dann auch die Anoden-Wechselspannungen und -ströme zueinander gegenphasig. Die (gesamte) Primärspannung U_{aa} ist die Differenz dieser gegenphasigen Wechselspannungen $U_{aa} = U_{ak2} - U_{ak1}$, der durch beide Primärwicklungen fließende Wechselstrom ist $I_{aa} = I_{a1} = -I_{a2}$.

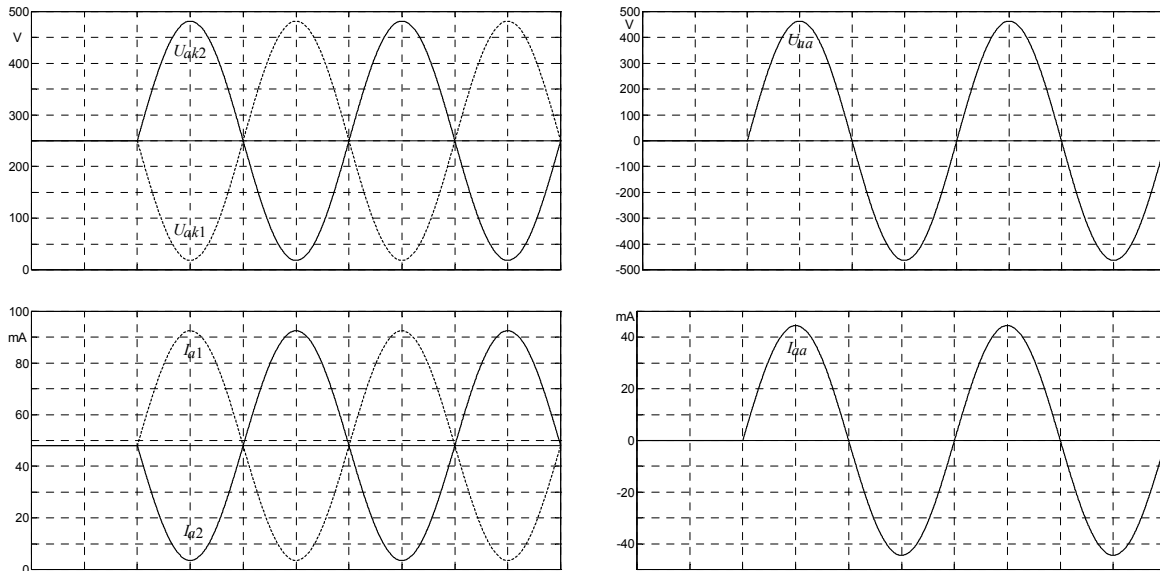


Abb. 10.5.9: Spannungen und Ströme der Einzelröhren (links), Primär-Wechselspannung und -strom (rechts).

Bei Vernachlässigung der Anodenrestspannung (bei $U_{g1} = 0$) und bei Annahme eines idealen Ausgangsübertragers entspricht die abgebbare **Nutzleistung** der maximalen Verlustleistung einer Endröhre; mit zwei EL 84 sind somit im Idealfall höchstens 12 W erreichbar. In der Praxis, d.h. mit Restspannung und Übertragerverlusten, wird man mit ca. 10 W rechnen können. Die aus dem Netzteil entnommene Leistung ist (idealisiert) aussteuerungsunabhängig, sie entspricht der maximalen Verlustleistung beider Endröhren – bei 2 x EL 84 also 24 W für die Anodenströme, zzgl. ca. 2.8 W Schirmgitterleistung, zzgl. ca. 0.8 W für den gemeinsamen Kathodenwiderstand. Dieser Widerstand ist so zu dimensionieren, dass in Ruhe der Kathodenstrom (im Beispiel 0.11 A) an ihm gerade die benötigte Gittervorspannung erzeugt (7.3 V).

Der optimale Anoden-Lastwiderstand, und damit das Übertrager-**Übersetzungsverhältnis**, ist wie beim Eintakt-A-Verstärker aus der Steigung der Arbeitsgeraden zu ermitteln. Sowohl beim Eintakt-A-Verstärker als auch beim Gegentakt-A-Verstärker muss jede Röhre denselben Lastwiderstand R_{opt} "sehen". Bei der Berechnung des Gegentakt-A-Verstärkers ist zu berücksichtigen, dass jede (halbe) Primärwicklungen zwei Lastwiderstände "sieht": Die Sekundärwicklung als passive Last, und die andere (halbe) Primärwicklung als **aktive Last!** Bei der Gegentakt-A-Schaltung darf die Belastung der einzelnen Röhre deshalb nicht einfach aus dem Übersetzungsverhältnis berechnet werden (**Impedanz-Paradoxon**, Kap. 10.5.5)! Wenn das Windungsverhältnis beim Eintakt-A-Verstärker z.B. $N_p : N_s = 24 : 1$ beträgt, so erhält man beim Gegentakt-A-Verstärker (bei vergleichbaren Bedingungen) $N_{p1} : N_{p2} : N_s = 17 : 17 : 1$. Für einen EL-84-Verstärker mit $U_B = 250$ V spezifiziert das Datenblatt beim Eintaktbetrieb einen optimalen Anoden-Lastwiderstand von $R_{opt} = 5.2$ k Ω , beim Gegentakt-A-Verstärker beträgt der (gesamte) Primärwiderstand somit $R_{aa} = 10.4$ k Ω .

Beispiele zu speziellen Verstärkern werden am Kapitelende vorgestellt.