

10.2 Zwischenverstärker

Eine Zwischenverstärkerstufe arbeitet im Signalweg zwischen Vor- und Endstufe. Hiermit soll aber nicht die Röhre gemeint sein, die direkt vor den Endröhren sitzt – hierfür wurde bei Gegentaktschaltungen der Begriff *Phaseninverter* geprägt (Kap. 10.4). Der typische Zwischenverstärker ist beim klassischen Gitarrenverstärker die zweite Verstärkerstufe. Zwischen der ersten und dieser zweiten Stufe befindet sich das Klangfilter. Oder der Lautstärkeregler. Oder beide. Schon bei den klassischen Urvätern gibt es nämlich verschiedenartige Konzepte.

Welche Vor- bzw. Nachteile haben diese verschiedenen Topologien, was sind die klanglichen Unterschiede? Das ist eine relativ schwer zu beantwortenden Frage. Einfacher ist: Was könnte der Grund für die jeweilige Topologie gewesen sein? **Abb. 10.2.1** zeigt die wichtigsten Topologien, daneben gibt es weitere (hier nicht untersuchte). Bei fast allen Gitarrenverstärkern wird das Tonabnehmersignal direkt der ersten Röhre zugeführt, denn jede dazwischenliegende Schaltung müsste hochohmig sein, und würde deshalb das Rauschen unzulässig vergrößern. Ordnet man direkt hinter der ersten Röhre das Volume-Poti an, und danach das Klangfilter, wie in der ersten Variante gezeichnet, hätte die das Klangfilter ansteuernde Stufe (Poti) einen von der Schleiferstellung abhängigen Innenwiderstand, und die Belastung (= Eingang Filter) wäre frequenzabhängig. Die Filterwirkung ist hierbei also nicht nur von der Stellung der Klang-Potis abhängig, sondern auch von der Stellung des Volume-Potis. Vermutlich war es diese Verkopplung, die dieser Schaltung keine große Verbreitung beschert hat.

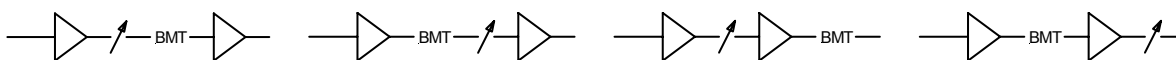


Abb. 10.2.1: Die naheliegenden Schaltungs-Topologien. BMT = Klangfilter, Pfeil = Volume-Poti.

Die zweite und dritte Variante werden im Folgenden genauer untersucht, sie findet man bei Röhrenverstärkern am häufigsten. Die vierte Variante würde ebenfalls problemlos funktionieren, wurde aber vermutlich als nicht direkt überlegen angesehen und kam deshalb kaum zum Einsatz. Variante zwei und drei unterscheiden sich in der Lage des Klangfilters: Vor oder hinter dem Volume-Poti. Wäre der Gitarrenverstärker ein lineares System, der **Reihenfolge** seiner Subsysteme wäre eher unwichtig. Wie Kap. 10.1 gezeigt hat, entsteht jedoch schon in der ersten Verstärkerstufe ein nicht zu vernachlässigender Klirrfaktor, das System ist auf komplizierte Weise nichtlinear. Und noch ein nichtlinearer Effekt ist zu berücksichtigen: Das in jedem Bauteil entstehende Rauschen. Nichtlineare Systeme müssen quellenfrei sein, dürfen also auch keine Rauschquellen enthalten. Ordnet man das Volume-Poti weit hinten im Signalfluss an, d.h. nahe an der Endstufe, wird bei zugedrehtem Poti fast kein Rauschen hörbar sein. Die Gefahr, eine vorhergehende Verstärkerstufe mit einem leistungsfähigen Tonabnehmer zu übersteuern, ist dann aber groß – und sie lässt sich durch Zurückdrehen des Volume-Potis nicht verringern. Positioniert man hingegen das Volume-Poti direkt nach der Eingangsstufe, ist der Übersteuerungsgrad der folgenden Stufen kontrollierbar – bei zugedrehtem Volume-Poti kann aber ein deutlich hörbares Rauschen stören. Natürlich spielt kein Gitarrist seinen Verstärker mit zugedrehtem Vol-Poti – diese Forderung kommt vom Vertrieb: Wie klingt denn das, wenn im Musikgeschäft der Verstärker so einen Krach macht, obwohl noch gar keiner drauf spielt? Aber eben auch: Bei kleiner Lautstärke muss der Verstärker "clean*" sein! Erst bei späteren Verstärker-Generationen sorgten Fat- und Boost-Schalter bzw. Master-Potis für mehr Einstellmöglichkeiten, bei den frühen Verstärkervarianten gab's das noch nicht. Da hatte dann offensichtlich doch der Sound Priorität, und das Vol-Poti saß nahe am Eingang.

* Nein, nicht jeder Kalauer wird breit ausgewälzt.

10.2.1 Zwischenverstärker in Kathoden-Basis-Schaltung

Die Standardausführung des Zwischenverstärkers enthält *eine* Röhre (fast immer: Triode) in Kathoden-Basis-Schaltung – ähnlich oder sogar identisch dimensioniert wie die Vorstufe. Warum auch nicht: Das durch Klangfilter und/oder Volume-Poti abgeschwächte Signal muss erneut verstärkt werden, und hierfür ist die Kathoden-Basis-Schaltung gut geeignet. Dass gelegentlich die Notwendigkeit einer zweiten Röhre zur Impedanzwandlung gesehen wird, ist Gegenstand des nächsten Abschnitts (10.2.2).

Bei der **Kathoden-Basis-Schaltung** liegt die Kathode auf "Basis"-Potential, d.h. auf Masse. Die erforderliche Gittervorspannung wird üblicherweise "automatisch", d.h. durch einen Kathodenwiderstand erzeugt (Kap.10.1). Damit an diesem Widerstand nur Gleichspannung, aber keine (gegenkoppelnde) Wechselfspannung abfällt, wird er kapazitiv überbrückt. Solange kein Gitterstrom fließt, ist der Schaltungseingang sehr hochohmig, wobei allerdings eine nicht unerhebliche Eingangskapazität (mindestens 100 pF) zu berücksichtigen ist. Der Ausgangswiderstand (Innenwiderstand) ergibt sich als Parallelschaltung von Röhren-Innenwiderstand (ca. 60 k Ω) und Anodenwiderstand (100 k Ω), das Spannungsverstärkungsmaß beträgt ungefähr 35 dB, bei starker Belastung auch etwas weniger.

Abb. 10.2.2 zeigt zwei berühmte Verstärkerkonzepte im Vergleich: Bei der Fender-Schaltung folgt das Vol-Poti direkt auf das Klangfilter, und danach kommt die Zwischenstufe, beim VOX liegt die Zwischenstufe zwischen Vol-Poti und Klangfilter. Die **Fender**-Schaltung folgt dem einfachen Konzept: Erledige alle Einstellarbeiten an derselben Stelle. Die Rückwirkung zwischen dem (direkt verbundenem) Klangfilter und dem Vol-Poti hält sich hier in Grenzen, weil mit 1 M Ω ein relativ hochohmiges Poti verwendet wird. Ganz anders beim **VOX**: Auf das Vol-Poti folgt ein spezieller Zwischenverstärker mit hochohmigem Eingang (Kathoden-Basis-Schaltung) und niederohmigem Ausgang (Anoden-Basis-Schaltung, siehe 10.2.2).

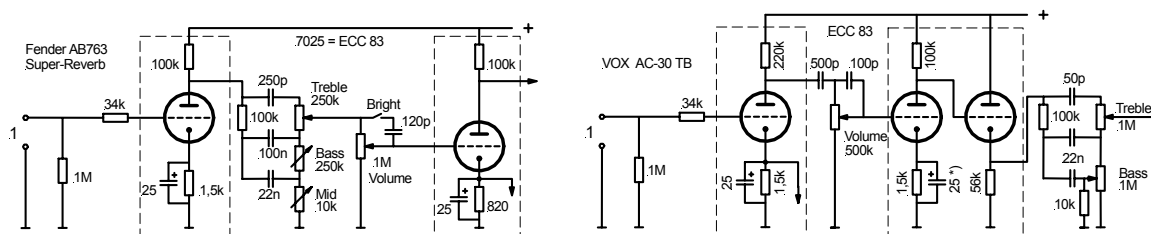


Abb. 10.2.2: Vergleich zwischen einer typischen Fender-Schaltung (links) und einer VOX-Schaltung (rechts).
*) Es gibt auch VOX-Verstärker, bei denen der Kathoden-Kondensator der 2. Röhre fehlt.

Die Funktion des Klangfilters wird erst in Kap. 10.3 untersucht, hier soll zuerst die zweite Röhrenstufe der **Fender-Schaltung** genauer analysiert werden. Grundsätzlich ähneln sich die beiden Röhrenstufen, Unterschiede finden sich im Kathodenkreis: Bei diesem Super-Reverb wird die Kathoden-RC-Schaltung der zweiten Röhre auch noch vom Kathodenstrom einer Röhre des anderen Eingangskanals durchflossen, eine Sparmaßnahme, die auch in anderen Fender-Verstärkern zu finden ist. Im Bild ist diese zweite Röhre nicht gezeichnet, lediglich ein Pfeil deutet die Verbindung an. Damit die Gitter-Vorspannung der Röhre trotz dieses doppelten Stromes in etwa gleich bleibt, wurde der Kathodenwiderstand ungefähr halbiert: Nur 820 Ω , statt 1500 Ω . Da beide Trioden relativ hochohmig belastet werden, weisen sie ähnliche Spannungsverstärkungen auf: Mit einer üblichen ECC 83 erreicht man in jeder Triode ein Verstärkungsmaß von ca. 32 – 34 dB. Bei den Klirrfaktoren gibt es hingegen Unterschiede, weil sich die (vor dem Gitter liegenden) Quellwiderstände unterscheiden.

10.2.2 Zwischenverstärker mit Kathodenfolger

Die VOX-Schaltung (Abb. 10.2.2) unterscheidet sich von der Fender-Schaltung nicht nur in der Reihenfolge der Teilsysteme, sondern auch im Aufbau der zweiten Verstärkerstufe. Sie verwendet *zwei* Trioden: Die erste erzeugt die benötigte Spannungsverstärkung, die zweite wirkt als Stromverstärker (Impedanz-Wandler, =Kathodenfolger, =Anoden-Basis-Schaltung) und sorgt für einen niedrigen Ausgangswiderstand (=Innenwiderstand). Streng nach Lehrbuch berechnet sich der Innenwiderstand eines Kathodenfolgers zu $1/S$ (S = Steilheit), das wären bei dieser Schaltung ca. 600Ω . Unbedingt erforderlich ist ein derart niedriger Innenwiderstand aber nicht: Im relevanten Frequenzbereich ist der Lastwiderstand des VOX-Klangfilters immer größer als $100 \text{ k}\Omega$. Bevor die sehr spezielle Dimensionierung dieser VOX-Schaltung im Detail analysiert wird, soll ein kurzer Rückblick die Historie des Kathodenfolgers in Erinnerung rufen: Seit Mitte der Fünfzigerjahre baute Leo Fender in seine Tweed-Verstärker diese Schaltung ein, damals allerdings nicht mit der 12AX7, sondern mit der 12AY7 (Abb. 10.2.3).

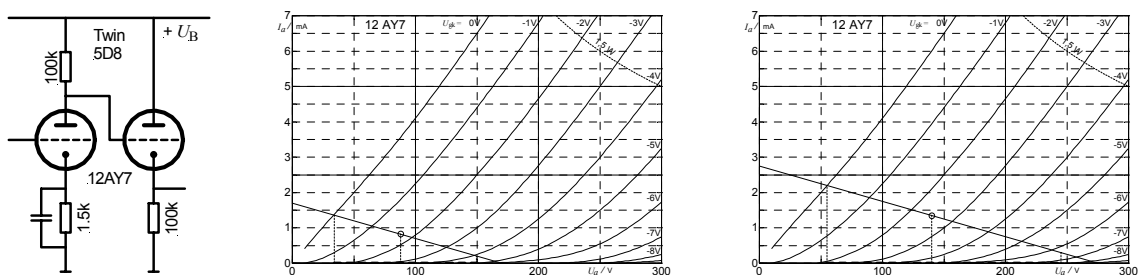


Abb. 10.2.3: Zwischenverstärker mit Kathodenfolger; Ausgangskennlinienfeld der 12AY7, $U_B = 170 \text{ V} \wedge 275 \text{ V}$.

Beim 5D8-Twin nennt das Layout [Funk] eine Betriebsspannung von $U_B = 170 \text{ V}$, beim (später gebauten) 5E6-Bassman sind es schon 235 V , beim 5E6-A sogar 275 V . Mit Erhöhung der Betriebsspannung steigt auch der Triodenruhestrom, in Abb. 10.2.3 als Punkt auf der Arbeitsgeraden markiert. Für $U_B = 170 \text{ V}$ wird der Anodenspannungshub der ersten Triode zu kleinen Werten hin durch die $U_{gk} = 0 \text{ V}$ -Kennlinie auf ca. 35 V begrenzt. Für noch kleinere U_a (d.h. größeren I_a) müsste das Gitter positiv gegenüber der Kathode werden, was wegen des einsetzenden Gitterstroms nur begrenzt möglich ist – die hochohmige Ansteuerung verhindert große Gitterströme. Sperrt die erste Röhre, entspräche ohne Belastung ihre Anodenspannung der Betriebsspannung. Da aber nun bei der zweiten Triode Gitterstrom ($200 \mu\text{A}$) fließt, steigt die Anodenspannung der ersten Triode nur auf ca. 150 V . Entsprechende Verläufe ergeben sich bei 275 V Betriebsspannung (Abb. 10.2.4).

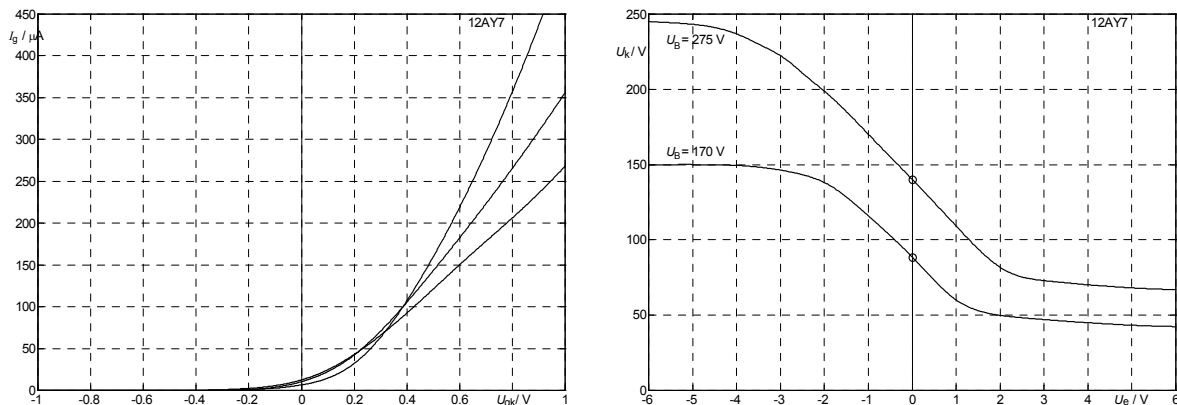


Abb. 10.2.4: Gitterstrom (links, an drei verschiedenen Röhren gemessen); Übertragungskennlinie (rechts). Die Ansteuerung der ersten Röhre erfolgt über einen $100\text{-k}\Omega$ -Gittervorwiderstand.

Mit dem Modellwechsel von der E- zur F-Serie wurde bei den Fenderverstärkern die **12AY7** durch die **12AX7** (= 7025, = ECC83) ersetzt – vermutlich wegen ihrer höheren Verstärkung, oder aus Gründen der Vereinheitlichung. Bassman 5F6, Super 5F4 und Twin 5F8 hatten als Zwischenverstärker zwar weiterhin die in Abb. 10.2.3 dargestellte Kathoden-/Anodenbasischaltung, aber anstelle der 12AY7 eine 12AX7. Beim Super 5F4 mit unveränderter Peripheriebeschaltung, bei den anderen beiden Verstärkern mit geändertem R_{k1} : Statt $1.5\text{ k}\Omega$ nur noch $820\ \Omega$. Die Unterschiede zwischen diesen beiden Doppeltrioden sind in **Abb. 10.2.5** dargestellt: Die 12AX7 hat die größere Leerlaufverstärkung ($\mu = 100$ gegenüber 44), jedoch auch einen größeren Innenwiderstand: $63\text{ k}\Omega$ gegenüber $25\text{ k}\Omega$. Da die Röhren nicht im Leerlauf betrieben werden, unterscheiden sich ihre Betriebsverstärkungen nicht ganz so stark, aber immer noch deutlich: 50 gegenüber 30, also 34.0 dB gegenüber 29.5 dB .

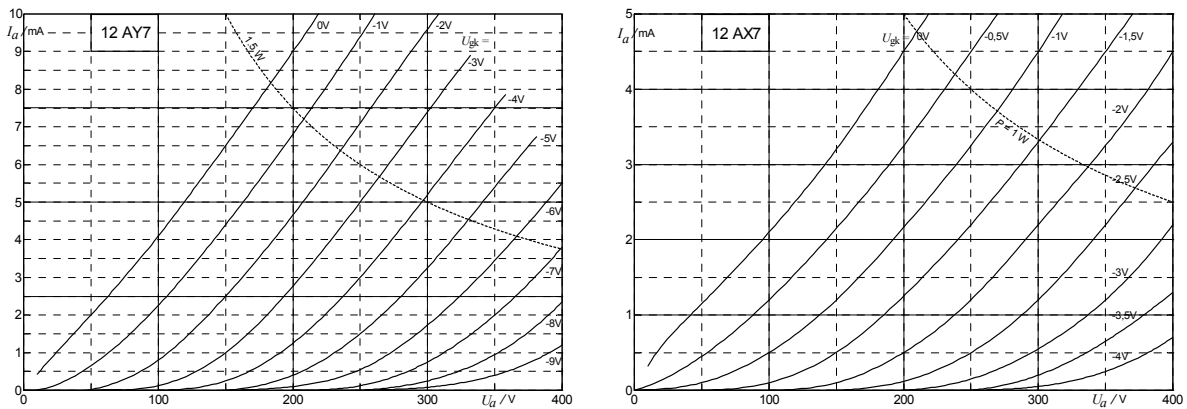


Abb. 10.2.5: Ausgangskennlinienfelder (Datenblattangaben) der 12AY7 (links) bzw. der 12AX7 (rechts).

Die Übertragungskennlinien der 5F4-Schaltung zeigt **Abb. 10.2.6**. Neben dem steileren Kurvenverlauf (= höhere Spannungsverstärkung) fällt vor allem die wesentlich größere Krümmung der 12AX-Kennlinie auf, die Ursache starker nichtlinearer Verzerrungen ist. Der Wechsel zum kleineren Kathodenwiderstand (5F6) symmetriert den Arbeitspunkt zwar etwas besser, kann an der Krümmung aber nichts ändern. Vermutlich erhielt aufgrund dieses nichtlinearen Verhaltens Fenders Super-Verstärker 5F4 eine zusätzliche Gegenkopplung – aber der Bassman 5F6 (sowie sein Nachfolger 5F6-A) musste ohne sie auskommen. Und gerade dieser **Bassman** hatte nachhaltigen Einfluss auf die britische Verstärkerindustrie, gilt er doch als Vorbild des von Jim **Marshall** ab 1962 entwickelten JTM-Verstärkers (mit Kathodenfolger, mit $820\text{-}\Omega$ -Widerstand, ohne Zusatz-Gegenkopplung).

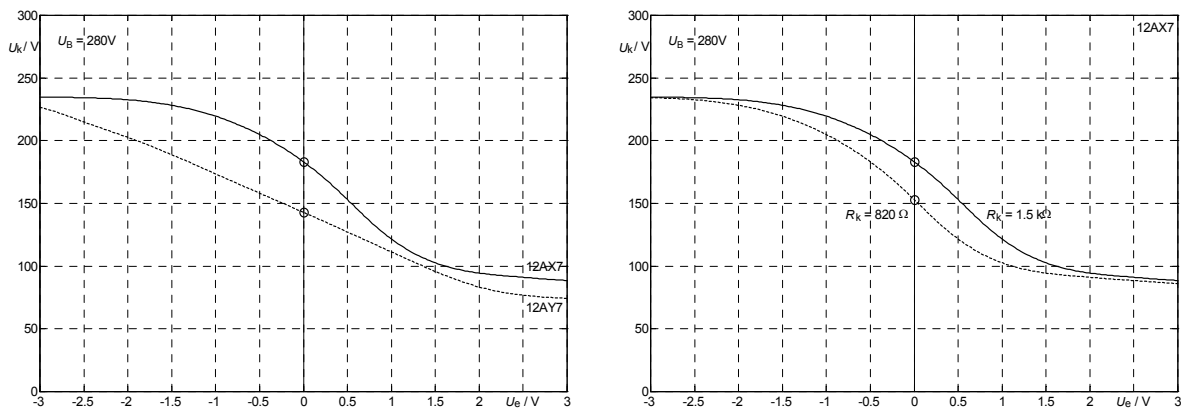


Abb. 10.2.6: Links: Vergleich 12AX7 vs. 12AY7 ($1.5\text{ k}\Omega // 25\mu\text{F}$). Rechts: Vergleich $820\ \Omega$ vs. $1.5\text{ k}\Omega$ ($// 25\mu\text{F}$). Wie schon bei Abb. 10.2.4 erfolgte die Ansteuerung der ersten Röhre über einen $100\text{-k}\Omega$ -Gittervorwiderstand.

Der erste Kathodenwiderstand (Abb. 10.2.7) bestimmt den Arbeitspunkt der ersten Röhre, die individuellen Röhrendaten haben daran aber auch einen wesentlichen Anteil. In **Abb. 10.2.7** sind Messergebnisse mehrerer **12AX7** dargestellt (Siemens, Valvo, Brimar, Mazda, Ultron, TAD). Sowohl bei den Übertragungskennlinien als auch bei den Zeitfunktionen erkennt man deutliche Unterschiede in der Kurvensymmetrie, was natürlich gewaltige Auswirkungen auf die Pegelabhängigkeit der Klirrdämpfungen hat. Die Attribute *gut* bzw. *schlecht* sind aber nur, wie immer bei Klangbewertungen, mit großer Vorsicht zu vergeben. Ob einseitige Signalbegrenzung bevorzugt oder abgelehnt wird, ist Geschmackssache. Ob neue oder alte Röhren verwendet werden, auch Korrelationen zwischen Daten und **Röhrenalter** dürfen in strenger Konsequenz nicht erwartet werden, Korrelationen zwischen Preis und Alter hingegen schon.

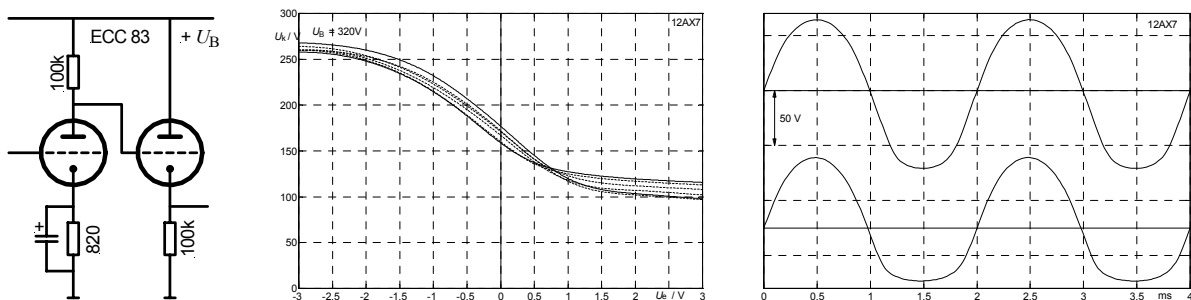


Abb. 10.2.7: Kennlinien 6 verschiedener 12AX7-Röhren. Rechts: Zeitfunktionen (zwei verschiedene 12AX7). Erster Kathodenwiderstand = 820 Ω , mit 25 μF überbrückt; Ansteuerung über 100 k Ω Gittervorwiderstand.

Die Meinung, **Röhren aus alter Produktion** (NOS) seien besser, und deshalb natürlich teurer, ist nur für den zweiten Teil zutreffend. Es mag zwar stimmen, dass die Nachfahren der genialen Vorväter schlicht das Rezept verlegt haben, und nicht mehr wissen, wie man gute Röhren baut. Mikrofonie, Rauschen, kurze Lebensdauer, undichte Glasdurchführungen, ungeeigneter Getter^{*}, um nur ein paar Kriterien zu nennen, werden wohl generell abgelehnt. Aber Variationen bei der Steilheit? Die Formel *größere Steilheit = besser* geht sicher nicht auf, und eine diesbezügliche Kopplung an den Preis ist auch nicht nachvollziehbar. Das für Gitarrenverstärker wichtige Übersteuerungsverhalten ist in keinem Trioden-Datenblatt spezifiziert, der Gitterstrom in der Regel auch nicht. Eine anno 2008 gekaufte 12AX7 kann unter 6 € kosten (tight bass, punchy mids and silky top end), oder über 13 € (tight bass, punchy mids and silky top end *with overall definition and brightness*). Oder auch 25 € (great for warm clean tones and creamy overdrive). Falls doch zu teuer: Die 20-€-Röhre hat "great warm clean tones and fat overdrive with smooth top end". Immer noch zu teuer? Dann vielleicht die 7-€-Röhre mit "better gain and warm tone"? Oder die 8-€-Röhre mit "good gain, lots of treble and tight bass response"? Himmel noch mal, wenn man schon um die 20 € Aufpreis[♥] bezahlt, weil der Röhrenhändler die Originalbeschriftung abkratzt und durch sein Firmenlogo ersetzt, so müsste man doch im Detail nachlesen können, welche Kriterien die nun als "selected" geadelte Tube denn jetzt erfüllt. Kann man nicht. "Good gain" oder "slightly better gain than Nr. 5" muss reichen. Oder einfach "in originaler RCA-Verpackung". Dann allerdings erst ab 30 €. Nun der Knaller: "12AX7; vergrößerte Gitterbleche wodurch eine besser Ansprache im Bassbereich erreicht wird. Der spiralförmige Heizfaden sorgt ein exzelentes Nebengeräuschverhalten und geringste Mikrofonie"; **42 €, pro Stück!** Das muss einem der erweiterte Bassbereich aber auch wert sein, denn die normale 12AX7 geht schließlich nur bis 0 Hz runter. Natürlich kann dieses Edelteil genau das sein, was man seit Monaten sucht. Genauso gut könnte man aber auch mit einer 5-€-No-Name-Tube glücklich werden. Faites votre jeux ...

^{*} Materialien, die Gasreste binden und so das Vakuum verbessern.

[♥] Liebe Anwälte mit euren über ROW verstreuten Sozietätskollegen: Ist alles nur irrealer Satire. No bar-gain.

In **Abb. 10.2.8** sind die zu **Abb. 10.2.7** gehörenden Klirrdämpfungen dargestellt, die Unterschiede zwischen den beiden Bildern haben ihre Ursache nur im Röhrenwechsel: 12AX7 raus, andere 12AX7 rein. Im linken Bild dominiert bis -2.5 dBV der quadratische Klirrfaktor, bei höherer Aussteuerung der kubische. Ganz anders im rechten Bild: Bis -11 dBV quadratische Verzerrungen, dann kubische, ab 0 dBV in etwa gleich große quadratische und kubische Anteile. Je näher der Arbeitspunkt zum Ende der Kennlinie rutscht, desto dominierender werden bei geringer Aussteuerung die quadratischen Verzerrungen; ein idealer Einweggleichrichter hätte (als Extrembeispiel) nur geradzahlige Verzerrungen, und deshalb $k_3 \equiv 0$.

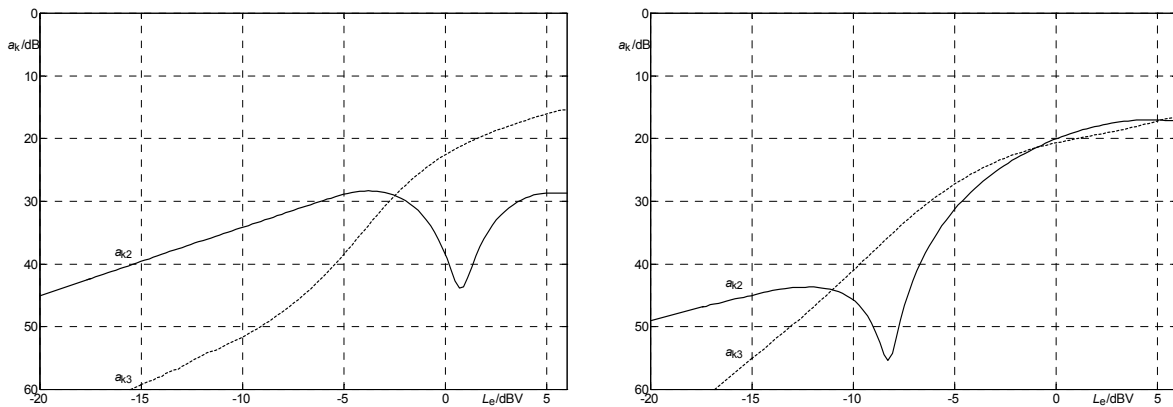


Abb. 10.2.8: Klirrdämpfungen zu **Abb. 10.2.7**. Ansteuerung der ersten Röhre über 100 k Ω Gittervorwiderstand. Klirrdämpfung $a_k = 20 \cdot \lg(1/k)$, k = Klirrfaktor. Größere dB-Werte bedeuten geringere nichtlineare Verzerrung.

Die Vermutung, dass es sich gerade wegen solcher Streuungen lohnt, **selektierte Röhren** zu verwenden, liegt nahe – Grund genug, das Angebot zweier Händler zu analysieren. Eine Stichprobe von 6 Röhren wurde mit der Schaltung nach **Abb. 10.2.7** vermessen, **Abb. 10.2.9** zeigt die Ergebnisse. Die Kleinsignalverstärkungen streuen von $v_U = 34.8$ bis 35.6 dB, die Arbeitspunkte liegen um fast 20 V auseinander. Ähnlich groß sind die Unterschiede bei der minimal bzw. maximal erreichbaren Spannung, und damit natürlich bei der Kurvensymmetrie. Oder besser: Unsymmetrie, denn dieser Röhrentyp sorgt bei dieser Schaltung für ausgeprägte einseitige Begrenzungen – in einem Marshall ja nicht direkt unerwünscht. Die präzise Reproduktion einer speziellen Verzerrungscharakteristik gewährleistet diese Röhrenselektion aber nicht, wie **Abb. 10.2.12** entnommen werden kann. Da außer dem Prädikat "selected tube" keine weiteren Selektionskriterien bekannt gegeben werden, kann man nur spekulieren, wofür bei diesen Röhren ein Aufpreis verlangt wird. Vielleicht wurde ja nach Mikrofonie-Armut selektiert – nicht völlig sinnlos, aber beim Zwischenverstärker nicht erste Priorität.

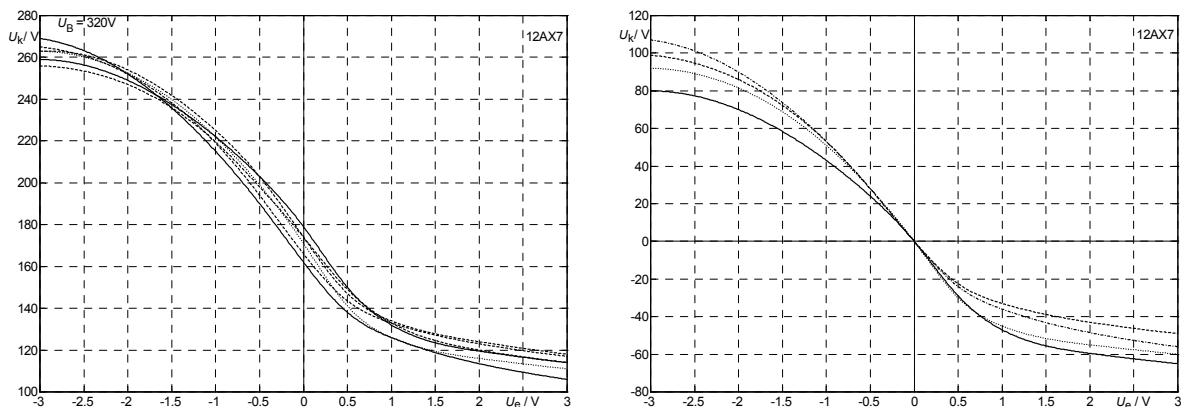


Abb. 10.2.9: Übertragungskennlinien 6 selektierter 12AX7; vier davon rechts in normierter Darstellung.

Die Messungen an 6 Röhren eines anderen Händlers sind in **Abb. 10.2.10** dargestellt. Diese Kurven weisen schon mehr Ähnlichkeiten auf, obwohl im Detail auch noch Unterschiede zu finden sind. Die Kleinsignalverstärkungen streuen von $\nu_U = 35.7$ bis 36.0 dB, das ist schon besser als im ersten Beispiel, die Grenzspannungen streuen ähnlich stark, deshalb kann auch hier nicht von einem gleichartigen Klirrfaktorverlauf gesprochen werden (Abb. 10.2.12).

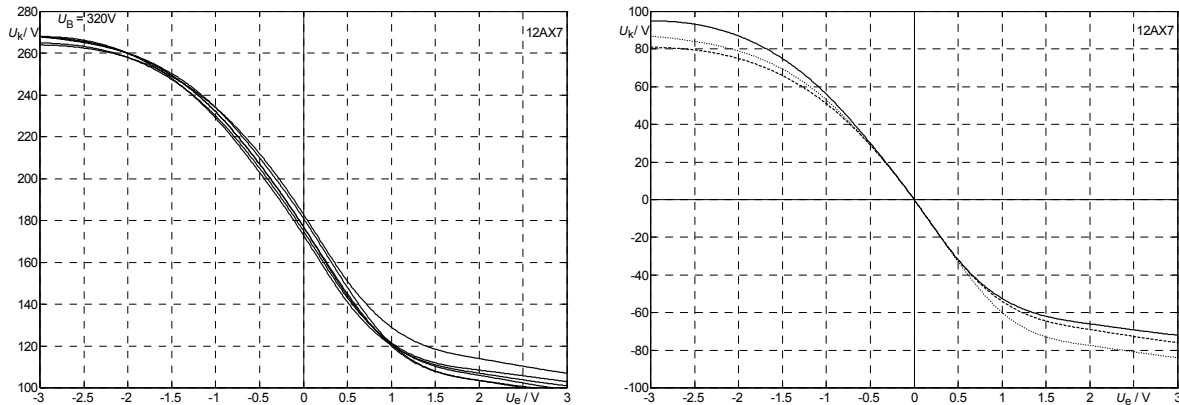


Abb. 10.2.10: Übertragungskennlinien 6 selektierter 12AX7; vier davon rechts in normierter Darstellung.

Als letztes 4 unselektierte Röhren (alle vier vom selben Hersteller), preiswert beim Bauteile-discounter gekauft (**Abb. 10.2.11**). Die Kleinsignalverstärkungen streuen von $\nu_U = 33.3$ bis 33.4 dB; damit ist das Verstärkungsmaß 2 dB kleiner als bei den beiden anderen Stichproben, was aber keinesfalls als generelles Defizit zu werten ist: Ob man die damit einhergehende Reduktion der Verzerrungen bevorzugt oder ablehnt, ist eine rein subjektive Bewertung.

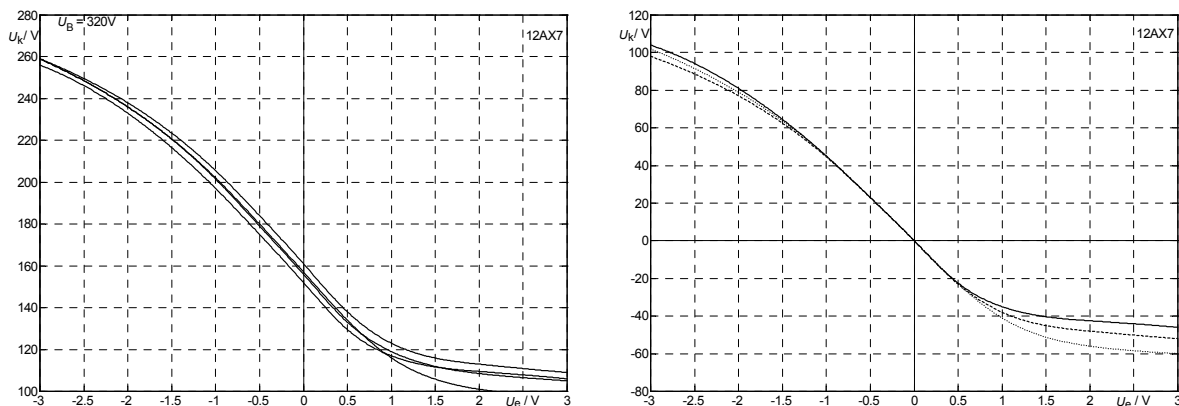


Abb. 10.2.11: Übertragungskennlinien 4 unselektierter 12AX7; drei davon rechts in normierter Darstellung.

In **Abb. 10.2.12** sind nochmals normierte Übertragungskennlinien und Klirrdämpfungen gegenübergestellt. Die erste Gruppe "selektierter" Röhren zeigt messbare Streuungen bei der Verstärkung, und vor allem sehr starke Unterschiede im Klirrfaktor; eine gemeinsame Charakteristik kann hier eigentlich nicht mehr attestiert werden. Die zweite und dritte Gruppe lässt jeweils eine gruppenspezifische Charakteristik erkennen, die Streuungen innerhalb einer Gruppe sind aber erheblich – egal, ob mit oder ohne Selektion.

Natürlich lässt sich aus diesen Messungen nicht folgern, dass *alle* am Markt angebotenen selektierten Röhren dieses Attribut nicht verdienen – dazu ist die Stichprobe zu klein. Die Nachfrage, was denn nun eigentlich selektiert wurde, scheint hingegen dringend geboten.

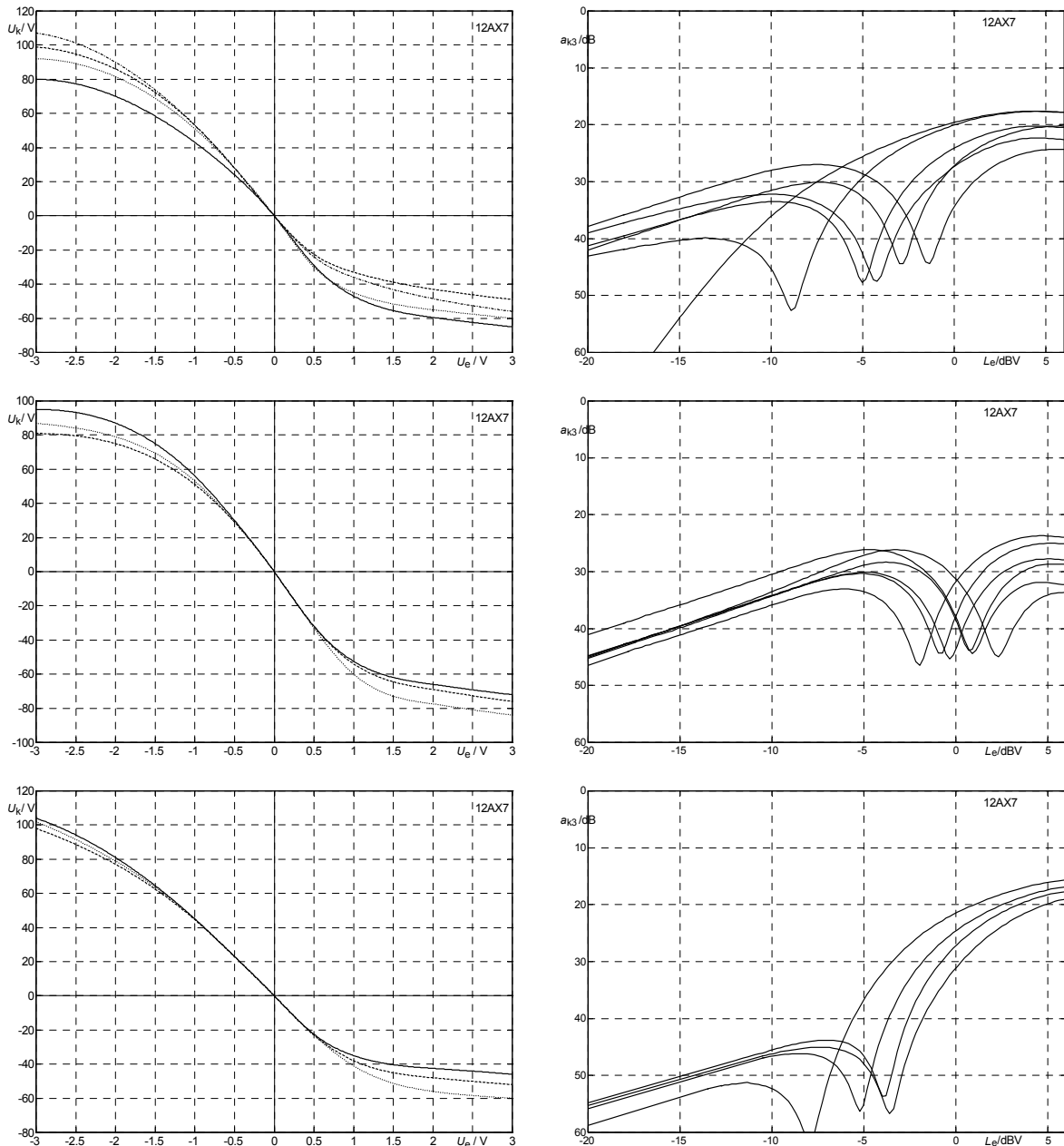


Abb. 10.2.12: Normierte Übertragungskennlinien (links), Klirrdämpfungen (rechts). Vergl. Abb. 10.2.9-11.

Von den ersten Fender-Schaltungen bis zu Jim Marshalls JTM durchlief der Kathodenfolger zwei wichtige Änderungen: 12AY7 \rightarrow 12AX7, und $1500\ \Omega \rightarrow 820\ \Omega$. Beim **VOX AC30-TB** kam eine dritte hinzu: Der Kathodenwiderstand der Kathodenfolger-Röhre wurde von $100\ k\Omega$ auf $56\ k\Omega$ erniedrigt, sodass nun ohne Aussteuerung bereits mehr als $3\ mA$ durch diese Röhre fließen! Für eine 12AX7, deren Datenblatt-Arbeitspunkt bei $1,2\ mA$ liegt, ist das schon sehr viel. Nicht, dass sie dadurch zerstört würde – aber derart hohe Ströme lassen sich nicht mehr ohne **Gitterstrom** erzeugen. Der Eingangswiderstand dieser Kathodenfolger-Röhre ist nicht hochohmig, sondern stellt für den Anodenkreis der vorhergehenden Röhre einen nichtlinearen Lastwiderstand dar. Bei Aussteuerung wird ein Gitterstrom von fast $1\ mA$ erforderlich! Das ist angesichts eines Anodenwiderstandes von $100\ k\Omega$ erheblich, und eine Quelle spezieller Nichtlinearitäten. Die aber – wie immer bei dieser speziellen Verstärkerart – nicht generell unerwünscht sind.

In **Abb. 10.2.13** sind Messergebnisse der **VOX-Schaltung** dargestellt: Bereits ohne Aussteuerung braucht der Kathodenfolger einen Gitterstrom von $185 \mu\text{A}$. Die Messung des differentiellen Eingangswiderstandes (Wechselspannungs-Widerstand) des Kathodenfolgers ergibt im Arbeitspunkt einen überraschen niedrigen Wert: $90 \text{ k}\Omega$! Dieser Impedanzwandler hat offensichtlich nicht den für derartige Schaltungen typischen "extrem hohen" Eingangswiderstand, sondern ist – wegen seines relativ großen Anodenruhestroms – sogar ziemlich niederohmig. Er belastet die vorhergehende Stufe bei höheren Anodenspannungen (U_{a1}) wie ein $90\text{-k}\Omega$ -Widerstand, und verringert damit deren Spannungs-Verstärkungsfaktor um immerhin 28%. Mit abnehmender Anodenspannung (U_{a1}) wird der Eingangswiderstand des Kathodenfolgers dann hochohmig, er stellt also einen nichtlinearen Lastwiderstand dar. Die Übertragungskennlinie ist stark gekrümmt, der Ausgangsspannungshub relativ gering: Für eine große Ausgangsspannung kann der Kathodenfolger nicht genug Strom liefern, für kleine Ausgangsspannung wird die erste Röhre nicht ausreichend niederohmig. Jedenfalls nicht die 12AX7.

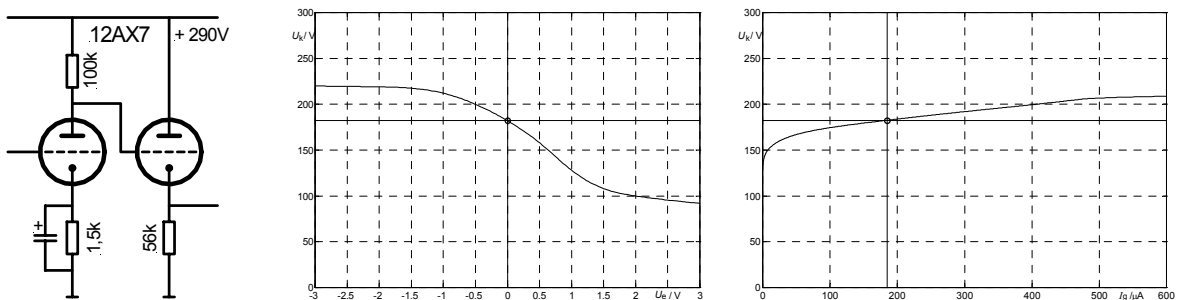


Abb. 10.2.13: Links: VOX AC30-TB. Mitte: Übertragungskennlinie der Gesamtschaltung. Zur Messung wurde die erste Röhre über $R_{g1} = 100 \text{ k}\Omega$ angesteuert. Rechts: Gitterstrom der Kathodenfolger-Röhre

Abb. 10.2.14 stellt Summen- und Verzerrungspegel gegenüber. Das linke Bild zeigt die Verhältnisse der unbelasteten ersten Röhre, das rechte Bild beschreibt die nichtlineare Belastung. Man erkennt das Zurückgehen des Summenpegels L_Σ um 2,8 dB, sowie das Anwachsen der nichtlinearen Verzerrungen. Schon bei einem Eingangspegel von -15 dBV (178 mV) ergibt sich eine Klirrdämpfung von nur $a_{k2} = 30 \text{ dB}$ (d.h. $k_2 = 3,2\%$). Dass der **Innenwiderstand** (Ausgangswiderstand) dieses Kathodenfolgers auch nicht die lehrbuchmäßigen 600Ω aufweist, sondern stattliche $7 \text{ k}\Omega$, darf nun auch nicht mehr verwundern: Sein Arbeitspunkt liegt eben nicht lehrbuchgemäß! Allerdings: Auch $7 \text{ k}\Omega$ sind für die VOX-Schaltung geeignet.

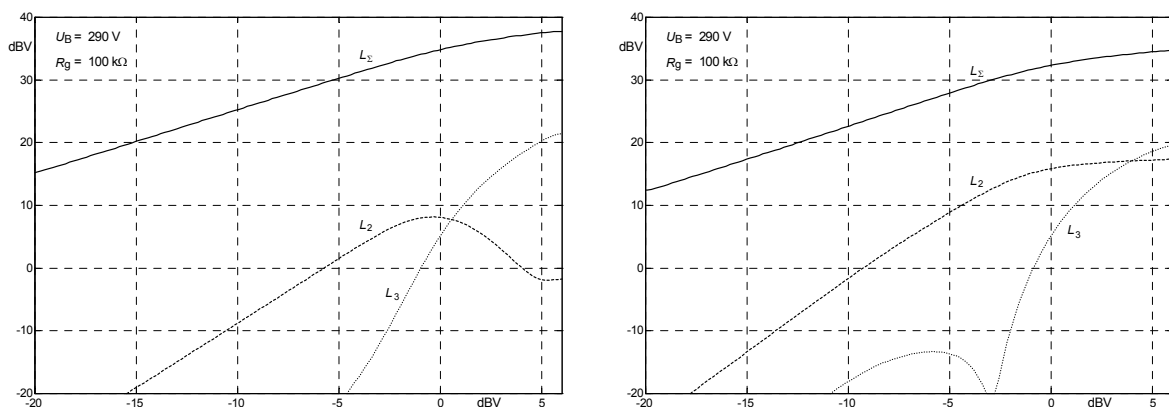


Abb. 10.2.14: Ausgangs-Summenpegel L_Σ , sowie L_2 und L_3 der VOX-Schaltung. Links: Nur erste Hälfte des Zwischenverstärkers (d.h. ohne Kathodenfolger). Rechts: Vollständige Schaltung mit Kathodenfolger.

Der unübliche Arbeitspunkt des Kathodenfolgers ist die Ursache, dass im VOX-Zwischenverstärker große **quadratische Verzerrungen** (k_2) auftreten. Es fällt allerdings schwer, dahinter absichtliches Handeln zu vermuten – allzu unreproduzierbar sind die Details. Die Nichtlinearitäten hängen stark von der Betriebsspannung und der individuellen Röhre ab, und sind somit in jedem Verstärker unterschiedlich stark ausgeprägt (**Abb. 10.2.15**).

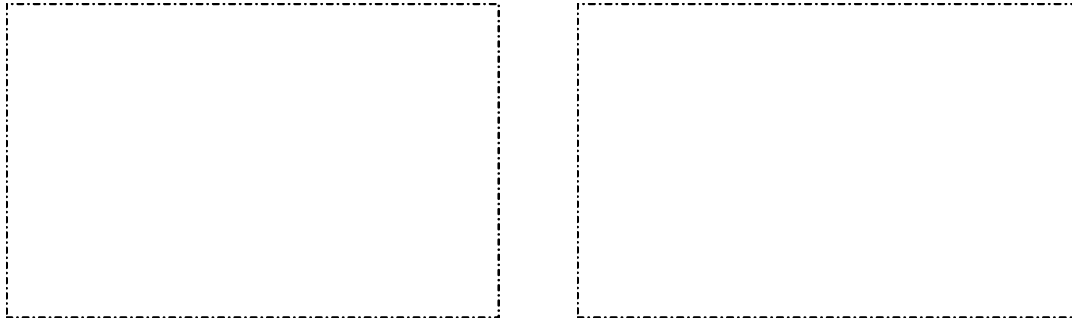


Abb. 10.2.15: Pegel (links) bzw. Klirrdämpfungen des VOX-Zwischenverstärkers; acht verschiedene 12AX7. Gitter-Vorwiderstand der ersten Röhre: $R_{g1} = 100 \text{ k}\Omega$. Betriebsspannung: $U_B = 290 \text{ V}$. (Vergl. Abb. 10.2.13).
Diese Abbildungen bleiben der Druckversion vorbehalten

Alle Verzerrungs-Messungen am VOX-Zwischenverstärker erfolgten **bei kapazitiv überbrücktem R_{k1}** ; in der Historie der AC30TB-Schaltung gibt es allerdings auch eine Variante, bei der dieser Kondensator fehlt. Mit $C_k = 25 \text{ }\mu\text{F}$ wird praktisch im gesamten relevanten Frequenzbereich die Spannungsverstärkung um ca. 7.5 dB vergrößert, mit dem bei einigen Marshall-Verstärkern üblichen $0.68\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensator werden hingegen nur Mitten und Höhen angehoben (vergl. auch Kap. 10.1). Der ab 10 kHz einsetzende Höhenverlust entsteht in der ersten Röhre (R_{g1} und Millereffekt). **Abb. 10.2.16** stellt die mit/ohne Kathoden-Kondensator gemessenen Frequenzgänge gegenüber.

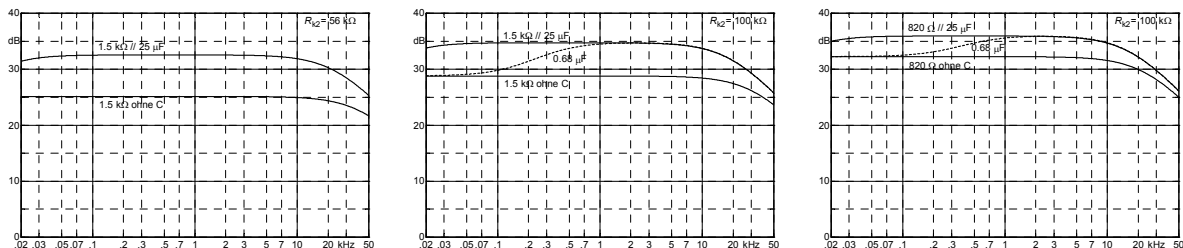


Abb. 10.2.16: Wirkung des Kathoden-Kondensators. Bei der VOX-Schaltung (links) ist der Kathodenwiderstand entweder mit $25 \text{ }\mu\text{F}$ überbrückt, oder ohne Parallel-Kondensator

Im Zusammenhang mit nichtlinearen Verzerrungen ist natürlich die tatsächliche Aussteuerung von Bedeutung – hierfür gibt es aber keinen einheitlichen Richtwert. Gitarre, Spielweise, die Stellung der Klang- und Lautstärkepotentiometer, all das bestimmt die am Kathodenfolger anliegende Spannung. Bei dezentem Spiel können durchaus Spannungspegel unter -20 dBV typisch sein, die Nichtlinearitäten des Kathodenfolgers spielen dann keine Rolle. Aber bereits bei nur halb aufgedrehtem Vol-Poti erzeugt eine in üblicher Weise gespielte Stratocaster am Gitter der ersten Röhre Spannungsamplituden, die leicht 1 V überschreiten. Insbesondere der Anschlag (Attack) produziert dann starke nichtlineare Verzerrungen. (Mehr in Kap. 10.10).