

Es ist kaum möglich, das Übertragungsverhalten eines Gitarrenverstärkers durch Formeln und Diagramme vollständig zu beschreiben. Nicht, weil die Zusammenhänge unbekannt sind, sondern weil zu viele Abhängigkeiten anzugeben wären. Das Kleinsignalverhalten kann ohne Probleme durch Frequenzgänge spezifiziert werden, für den Großsignalbetrieb existiert aber – streng genommen – gar keine Übertragungsfunktion, denn sie ist nur für das LZI-Modell definiert. Und Mixturen aus Kleinsignal-Frequenzgang und Klirrfaktorkurve sind entweder unvollständig, oder zu umfangreich. Die nichtlinearen Verzerrungen hängen von der Frequenz und vom Pegel ab, sind also bivariate Größen. *Viele* bivariate Größen: Quadratischer Klirrfaktor (k_2), kubischer Klirrfaktor (k_3), sowie quadratische und kubische Differenztonverzerrung, um die wichtigsten zu nennen. Bei starker Übersteuerung – und die kommt vor – reicht es aber bei weitem nicht, Verzerrungen nur bis zur dritten Ordnung zu erfassen, man müsste eine Vielzahl individueller Klirr- und Differenztonfaktoren ermitteln und als Funktion zweier Variablen darstellen. Ganz abgesehen vom Aufwand: Das Ergebnis wäre kaum zu interpretieren. Oder wie wäre es etwa zu bewerten, wenn durch eine Schaltungsänderung der kubische Klirrfaktor bei 0,5V (1 kHz) abnimmt, während der quadratische Klirrfaktor bei 0,8V (2kHz) zunimmt? Und gleichzeitig der Klirrfaktor 4. Ordnung bei 800 Hz deutlich zurückgeht, aber die geradzahligten Differenztonverzerrungen generell stärker werden? Ist das wünschenswert, oder kontraproduktiv? Pauschalurteile, wie etwa: *Bei Röhren überwiegen die quadratischen Verzerrungen (= gut), beim Transistor die kubischen (= schlecht)* sind viel zu undifferenziert, werden aber leider in Fachbüchern wieder und wieder abgeschrieben. Hörversuche sind und bleiben unverzichtbar, einige grundsätzliche Zusammenhänge lassen sich den theoretischen Modellen aber doch entnehmen. Und wenn's nur die Erkenntnis ist, wie wichtig der (aus dem Schaltplan nicht ersichtliche) Aufbau ist, oder wie stark Röhrendaten streuen können. Die folgenden Analysen geben für die aus reellem Quellwiderstand angesteuerte Triode einige Klirrdaten an, wohl wissend, dass damit nur ein Teil der Thematik erfasst wird, und zusätzliche Forschung wünschenswert ist.

10.1.4 Nichtlinearität, Klirrdämpfungen

Ein einfaches **Beispiel** zum Thema Nichtlinearität: Ein Verstärker erzeugt bei 1 V Eingangsspannung rein quadratische Verzerrungen mit $k_2 = 5\%$; sein Verstärkungsfaktor sei $\nu = 1$. Ein zweiter Verstärker ($\nu = 1$) erzeugt bei 1 V ebenfalls $k_2 = 5\%$. Beide Verstärker werden rückwirkungsfrei in Kette geschaltet; wie groß ist der Klirrfaktor des Gesamtsystems?

Sind das: $k_2 = 10\%$, oder 7% , oder unverändert 5% ?

Diese Frage lässt sich ohne ergänzende Daten gar nicht eindeutig beantworten, es fehlt eine Angabe über die Phase der Verzerrung. Tritt die quadratische Verzerrung in beiden Verstärkern gleichphasig auf, verdoppelt sich k_2 ; ist sie gegenphasig, löschen sich die quadratischen Verzerrungen praktisch vollständig aus. In beiden Fällen entsteht aber zusätzlich eine kubische Verzerrung $k_3 = 0,5\%$. Findet zwischen den beiden Verstärkern eine beliebige Phasendrehung statt, sind für k_2 alle Werte zwischen 0 und 10% möglich. Schon dieses einfache Beispiel zeigt, dass vom nichtlinearen Verhalten einer einzelnen Verstärkerstufe nur schwer auf die Verzerrung des Gesamtsystems geschlossen werden kann.

Warmgefahren, liebe Nachrichtentechniker? OK, **zweites Beispiel**: Jetzt haben beide Verstärker rein kubische Verzerrungen mit $k_3 = 5\%$. Die Kettenschaltung ergibt bei Phasengleichheit $k_3 = 10\%$, bei Gegenphase $k_3 = 0\%$. Und zusätzlich k_4 . Sicher? Umblättern!

Bei den rein kubischen Verzerrungen verzerrt das Gesamtsystem nicht mit $k_3 = 10\%$, sondern mit $k_3 = 12,3\%$ (was soll's), und zusätzlich entsteht nicht k_4 , sondern $k_5 = 1\%$. Bei Gegenphase gibt's aber keine Auslöschung, sondern $k_3 = 7,5\%$! Schon diese einfachen Beispiele zeigen, dass das Zusammenschalten nichtlinearer Systeme nur selten intuitiv verstanden wird. Röhren verzerren nun aber nicht *rein* quadratisch oder *rein* kubisch, da entstehen auch Verzerrungen höherer Ordnung, und zusätzlich durchläuft das Signal Filterstufen – das Ergebnis ist trotz der relativ simplen Schaltung eine hochkomplexe Signalverarbeitung.

Nichtlineare Schaltungsmodelle beginnen häufig mit der Vereinfachung auf Speicherfreiheit. Das untersuchte System enthält keine Signalspeicher, sein Ausgangssignal hängt nur vom momentanen Eingangssignal ab, den Zusammenhang zwischen beiden Signalen beschreibt die **Übertragungskennlinie** (nicht: Übertragungsfunktion!). Diese Übertragungskennlinie $y(x)$ ist gekrümmt (vergl. Abb. 10.1.8), aber hysteresefrei und zeitinvariant. Um den Arbeitspunkt herum lässt sich die Kennlinie in eine Potenzreihe entwickeln (Taylor/MacLaurin), was um so genauer ist, je weniger angesteuert wird. Anders ausgedrückt: Je weiter der Verstärker angesteuert wird, desto ungeeigneter ist die Potenzreihe. Verständlich: Die Begrenzer-Kennlinie hat zwei horizontale Asymptoten, das widerspricht der gegen unendlich strebenden Potenzfunktion. Da böte doch eine arctan-Funktion eine weit bessere Ausgangsposition? Allerdings eine sehr unanschauliche: Wie wird z.B. $x = \hat{x} \cdot \sin \omega t$ auf y abgebildet? $y = \arctan(\hat{x} \cdot \sin \omega t)$. Aha. Und wie hängt hier der Klirrfaktor von der Aussteuerung ab? Da müsste man den arctan in eine Reihe ... Also doch lieber gleich die Kennlinie in eine Reihe entwickeln:

$$y = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3 + \dots \quad \text{Reihenentwicklung der Übertragungskennlinie}$$

Hierbei ist a_0 der Offset, also der Gleichanteil, der in Schaltungen zumeist von einem Koppelkondensator abgetrennt wird; dieser Offset wird ignoriert. a_1 ist der Verstärkungsfaktor, bei einer Eingangsröhre z.B. -54 . Jetzt kommen die Nichtlinearitäten: Nehmen wir z.B. rein quadratische Verzerrungen an, also $a_i = 0$ für $i > 2$. Sinusförmige Ansteuerung ergibt:

$$y = a_0 + a_1 \cdot \sin \omega t + a_2 \cdot (\sin \omega t)^2 = a_0 + a_1 \cdot \sin \omega t + a_2 \cdot (1 - \cos 2\omega t) / 2$$

Der Gleichanteil hat sich durch die Nichtlinearität verändert, was aber wieder ignoriert wird, und eine neue Spektralkomponente entstand bei der doppelten Frequenz. Man bezeichnet das Effektivwertverhältnis $k_2 = \tilde{y}_2 / \tilde{y}$ als **quadratischen Klirrfaktor** k_2 . Hierbei ist \tilde{y}_2 der Effektivwert der 2. Harmonischen (bei 2ω), und \tilde{y} ist der Effektivwert von y . Als Beispiel sei $a_1 = 1$ und $a_2 = 0,1$, damit ergibt sich $k_2 \approx a_2 / 2a_1 = 5\%$. Wenn zwei derartige Systeme in Kette geschaltet werden, entsteht eine verkettete Abbildung $z(y(x))$:

$$z = a_0 + a_1 \cdot y + a_2 \cdot y^2 = a_0 + a_1 (a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2) + a_2 (a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2)^2$$

Setzt man hierbei wieder $x = \sin(\omega t)$, kann man die Amplituden (bzw. Effektivwerte) der einzelnen Harmonischen berechnen. Bei der zweiten Klammer fällt auf, dass der Offset (a_0) nun nicht mehr nur den Gleichanteil beeinflusst, sondern auch die erste und zweite Harmonische! Des weiteren bemerkt man, dass wegen x^4 auch eine vierte Harmonische entsteht; ihre Amplitude ist aber so gering, dass man sie vernachlässigen könnte. Aus x^2 entsteht ein Gleichanteil und die zweite Harmonische, aus x^3 entsteht die erste und dritte Harmonische, aus x^4 entsteht ein Gleichanteil und die zweite und die vierte Harmonische. Also fast schon: Alles hängt von allem ab.

Zusammengefasst hängen für $a_0 = 0$ die Pegel der ersten, zweiten und dritten Harmonischen von a_1 und a_2 ab, und nur die 4. Harmonische hängt alleine von a_2 ab. Vereinfacht erhält man:

$$z = x + 2a_2 \cdot x^2 + 2a_2^2 \cdot x^3 + a_2^3 \cdot x^4; \quad \text{für } a_0 = 0 \text{ und } a_1 = 1.$$

Vernachlässigt man Effekte höherer Ordnung, wird durch die Kettenschaltung tatsächlich der quadratische Klirrfaktor verdoppelt. Und falls man ein System mit $y = a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2$ ansetzt, und das andere mit $z = a_1 \cdot y - a_2 \cdot y^2$, kann man k_2 näherungsweise zu null kompensieren. Die hier getroffenen Vernachlässigungen sind zweckmäßig, sie erzeugen keine großen Fehler.

Bei rein **kubischer Verzerrung** lautet die Abbildung: $y = x + a_3 \cdot x^3$. Der Offset a_0 wurde hier zu null gesetzt, das lineare Glied vereinfachend zu eins ($a_1 = 1$). Kettenschaltung ergibt:

$$z = y + a_3 \cdot y^3 = x + a_3 \cdot x^3 + a_3 \cdot (x + a_3 \cdot x^3)^3 = x + 2a_3 \cdot x^3 + 3a_3^2 \cdot x^5 + 3a_3^3 \cdot x^7 + a_3^4 \cdot x^9$$

Wieder könnte man alle höheren Glieder vernachlässigen, und eine Verdopplung des kubischen Klirrfaktors vermuten, erste und dritte Harmonische hängen aber von allen Summanden ab. Und deren Auswirkungen sind gar nicht so gering:

$$\sin^3(\varphi) = \frac{1}{4}(3\sin(\varphi) - \sin(3\varphi)), \quad \sin^5(\varphi) = \frac{1}{16}(10\sin(\varphi) - 5\sin(3\varphi) + \sin(5\varphi))$$

Die Summation aller Reihenglieder bewirkt, dass der Effektivwert der 3. Harmonischen nicht nur verdoppelt wird, sondern auf das 3,7-fache anwächst. Gleichzeitig steigt aber auch der Effektivwert des Gesamtsignals um die Hälfte an, und daraus ergibt sich $k_3 = 12,3\%$. Invertiert man in einem System das Vorzeichen von a^3 , lässt sich zwar x^3 zu null machen, die restlichen Reihenglieder liefern jedoch einen wesentlichen Beitrag zur 3. Harmonischen – ihre Amplitude wird deshalb nicht null, k_3 geht nur auf 7,5% zurück.

Noch komplizierter werden die Zusammenhänge, wenn der **Offset** (a_0) nicht zu null gemacht wird. Und wenn die Beschränkung auf rein quadratische bzw. rein kubische Verzerrungen aufgegeben wird. Also: Zwei nichtlineare Systeme in Kette, und *jedes* erzeugt quadratische *und* kubische Verzerrungen.

$$z = b_0 + b_1 \cdot y + b_2 \cdot y^2 + b_3 \cdot y^3; \quad y = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3$$

Nicht, dass die Berechnung unmöglich wäre: Das könnte man schon ausmultiplizieren. Würde aber nicht so viele neue Erkenntnisse bringen. Man sieht auch so, dass der Effektivwert jeder Harmonischen von vielen Koeffizienten abhängen wird. Und wenn deren Vorzeichen unterschiedlich sind, muss es auch zu Auslöschungen kommen. Aussteuerungsabhängigen Auslöschungen. Oder zumindest: Zu aussteuerungsabhängigen Minima und Maxima. Die einzelnen Klirrfaktoren werden als Funktion der Aussteuerung nicht einfach monoton ansteigen, sondern können komplizierte Kurven durchlaufen. Auch wenn die Einzelsysteme nur geradzahlige Verzerrungen erzeugen (k_2, k_4, \dots), können bei der Kettenschaltung zweier solcher Systeme ungeradzahlige Verzerrungen überwiegen. Wenn man jetzt noch berücksichtigt, dass selbst einfache Gitarrenverstärker nicht nur eine, sondern vier Röhrenstufen haben, dass jede Röhre im Eingang *und* im Ausgang verzerrt, dass Klangfilter Amplituden und Phasen verändern, dann beginnt man die Komplexität eines Gitarrenverstärkers zu erahnen.

Die folgenden Abbildungen stellen die Abhängigkeit individueller Klirrdämpfungen vom Eingangspegel dar. Die **Klirrdämpfung** a_{ki} berechnet sich aus dem Klirrfaktor k_i zu:

$$a_{ki} = 20 \cdot \lg(1/k_i) \text{ dB} \quad \text{z.B. für:} \quad k_2 = 5\% \rightarrow a_{k2} = 26 \text{ dB}.$$

Alle Messungen erfolgten an einer normal beheizten ECC 83, der Eigenklirrfaktor des Analysators war vernachlässigbar ($k < 0,001\%$, CORTEX CF-100). Die Kathode der Röhre war über $1,5 \text{ k}\Omega // 25 \text{ }\mu\text{F}$ mit Masse verbunden (Abb. 10.1.1), die Anode über $100 \text{ k}\Omega$ mit U_B , und außerdem war die Anode (zur Nachbildung der Last) über eine $0,33\text{-}\mu\text{F}\text{-}100\text{-k}\Omega$ -Reihenschaltung mit Masse verbunden. Der niederohmige Generator (CORTEX CF-90) war über den Gittervorwiderstand R_g mit dem Gitter verbunden. Bei der einen Messreihe betrug $R_g = 33 \text{ k}\Omega$, das entspricht einem klassischen Röhrenverstärker, der niederohmig angesteuert wird. Bei der anderen Messreihe war $R_g = 133 \text{ k}\Omega$, das entspricht einem zusätzlichen Quellwiderstand von $100 \text{ k}\Omega$, wie er beim passiven Gitarrentonabnehmer im Bereich der Resonanzfrequenz auftreten kann (vergl. Abb. 10.1.10). Die Betriebsspannung U_B betrug 200 V bzw. 250 V , das sind für Eingangsstufen typische Werte (Abb. 10.1.12).

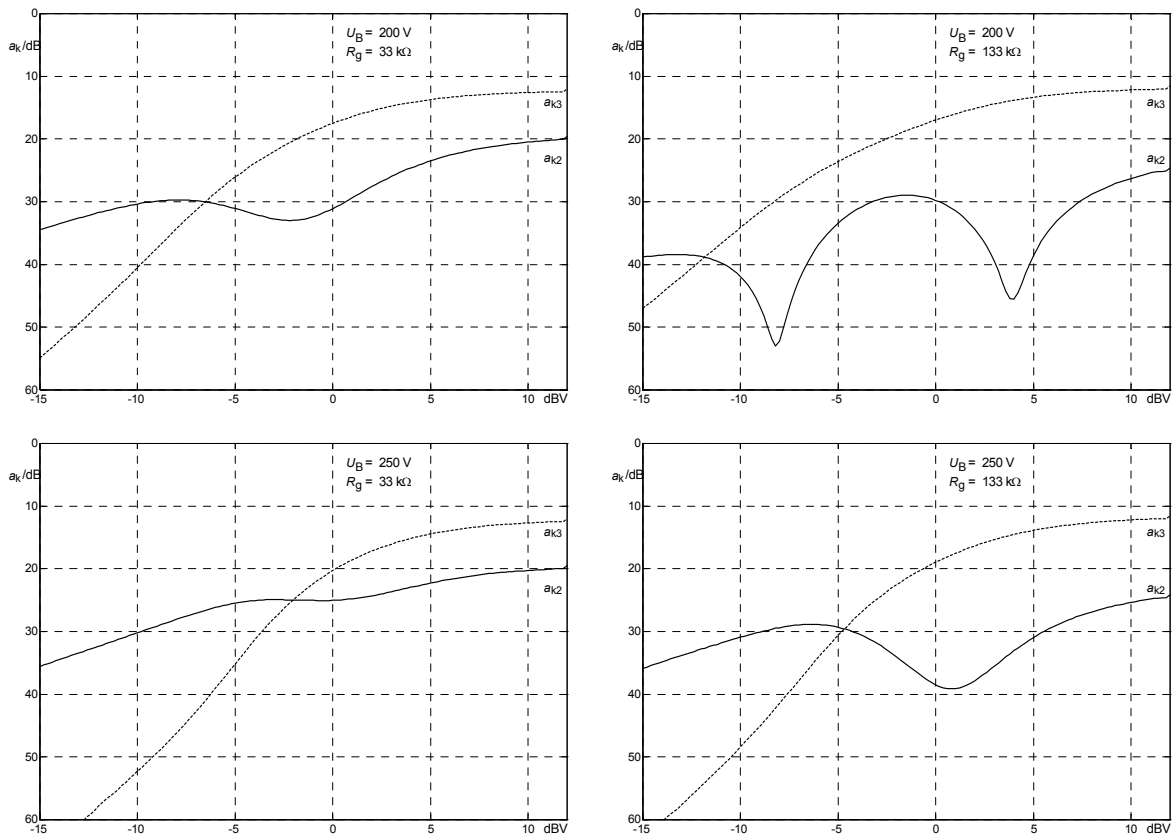


Abb. 10.1.12: Klirrdämpfungen als Funktion des Generatorpegels, R_g und U_B variiert. $0\text{dBV} \simeq 1\text{V}_{\text{eff}}$.

Während der a_{k3} -Kurvenverlauf seine Form behält und im Wesentlichen "nur" verschoben wird, ändern sich bei den quadratischen Verzerrungen die Maxima und Minima deutlich. *Und wie klingt das nun?* wäre eine naheliegende Frage, indes: Keiner hört die Anodenspannung der Vorstufenröhre ab – deshalb ist der *Klang* dieses Signals auch unwichtig. Wie sich die o.a. Unterschiede auf die Lautsprecherspannung auswirken, wäre wichtig, erfordert aber eine Vielzahl weiterer Parameter, und sprengt deshalb den hier festgelegten Rahmen. Leider.

Eine weitere Frage betrifft die **Röhre**: RCA, Tungram, Telefunken, chinesisch, russisch, NOS, wenig/viel gespielt, und was es da an Unterschieden geben mag. Einfache Antwort: Aus der Schachtel, die seit ca. 1965 im Keller steht, und in der Zwischenzeit mehrfach Nachschub zugeführt bekam. Eine ECC83 kostete 1965 in Deutschland DM 7,50, heute wird sie für 6 € angeboten. Oder für 25 €, oder auch noch teurer. Keine Frage: Röhren gleichen Typs können sich deutlich unterscheiden, allein die Aufschrift "ECC83" garantiert noch keinen speziellen Klang. Eine vom Versandhandel durchgeführte Selektion *kann* hilfreich sein, *muss* aber nicht. Teure Röhren müssen nicht grundsätzlich besser sein als billige, und insbesondere garantiert "NOS" (liegt seit 50 Jahren ungebraucht im Regal) keinen Supersound.

In **Abb. 10.1.13** sind Unterschiede dargestellt, wie sie beim Röhrenwechsel zutage treten (alle Messungen: ECC83). Einfach die eine Röhre ausgesteckt, und statt ihrer die andere eingesteckt. Die Hersteller werden hier absichtlich nicht genannt, weil ja keine repräsentative Stichprobe vorliegt. Ob eine alte 80-\$-NOS-Röhre ähnliche oder gänzlich andere Kurven liefert, wurde nicht untersucht – sie hätte angesichts ihrer Messkurven ja den finalen Schock bekommen können. Und, ganz im Vertrauen: Da geht's dem Analytiker wie den Galilei-Kollegen, die sich weigerten, durchs Fernrohr auf die Jupiter-Monde zu blicken: Man will's eigentlich auch gar nicht wissen.

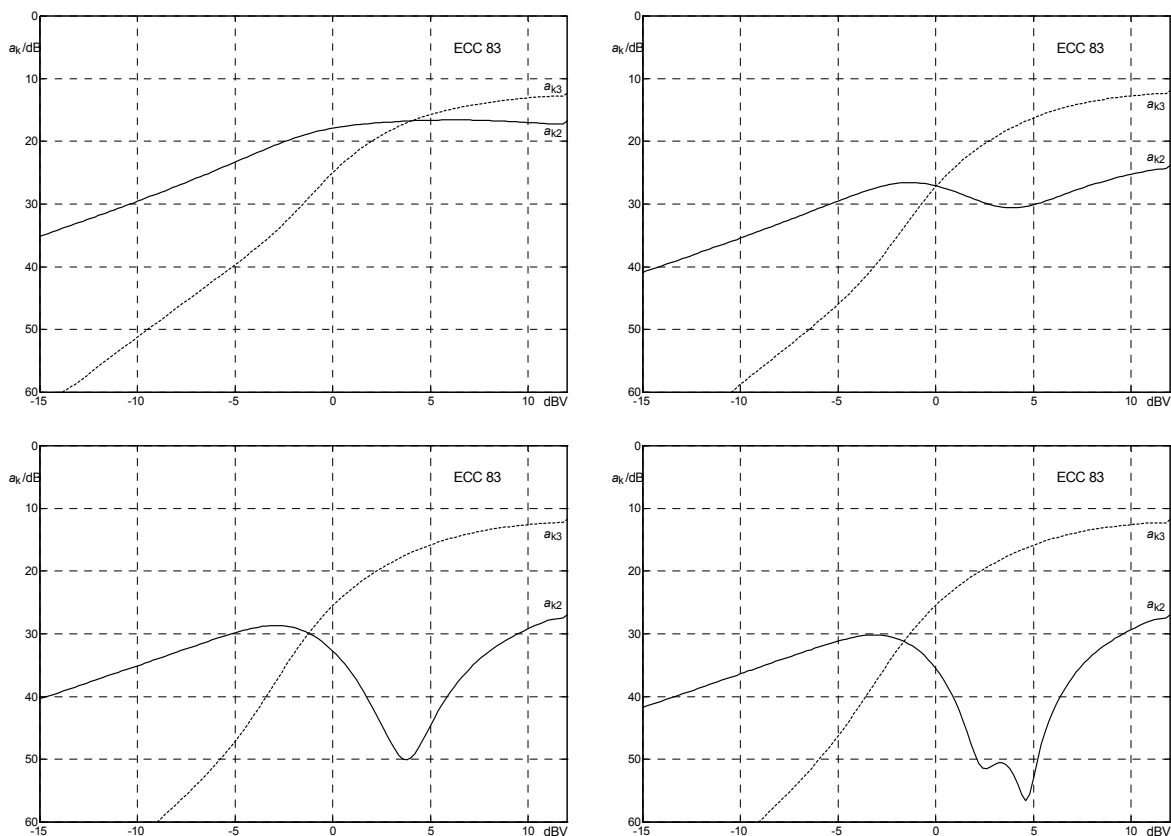


Abb. 10.1.13: Klirrdämpfungs-Unterschiede, durch Röhrenwechsel hervorgerufen. $U_B = 250V$, $R_g = 33k\Omega$.

Halten wir fest: Schon bei einer Eingangsspannung von $300 \text{ mV}_{\text{eff}}$ kann in der Eingangsstufe eines Gitarrenverstärkers ein Klirrfaktor von 3% auftreten. Für kleine Eingangsspannungen dominieren quadratischen Verzerrungen, ab $0,25 \dots 1 \text{ V}$ überwiegen kubische Verzerrungen, die Grenze zwischen diesen beiden Verzerrungstypen hängt vom Gitter-Vorwiderstand, von der Betriebsspannung und von der verwendeten ECC 83 ab. Diese Verzerrungen sind nicht grundsätzlich unerwünscht, sondern für Röhrenverstärker dieser Bauart typisch.

Als Verstärkerparameter wurden bisher der Gitter-Vorwiderstand, die Betriebsspannung und die Röhre variiert. Verändert man die **Betriebsspannung**, so ändern sich: Der Anodenstrom, die Anodenspannung, und die Gitter/Kathoden-Spannung. Natürlich ändern sich noch mehr Parameter, aber zunächst werden diese drei betrachtet. Als Beispiel: Vergrößern der Betriebsspannung von 200 V auf 250 V lässt die Anodenspannung von 131 V auf 165 V anwachsen, und verringert U_{gk} von $-0,97$ V auf $-1,23$ V. Eine andere Methode, den Anodenstrom zu verändern, ist die "Kathodenklemme": Hierbei wird mit einem externen Netzteil die Kathodenspannung eingepreßt, d.h. konstant gehalten. Man könnte meinen, dass sich diese wegen des parallel liegenden Kondensators sowieso nicht ändern kann. Kann sie schon: Ein quadratisch verzerrter Sinus erzeugt auch eine Gleichstromkomponente ($f = 0$), und die verschiebt den Arbeitspunkt. Die folgenden Bilder zeigen die Auswirkungen einer relativ kleinen Änderung der Gitter/Kathodenspannung auf die Verzerrungen (**Abb. 10.1.14**):

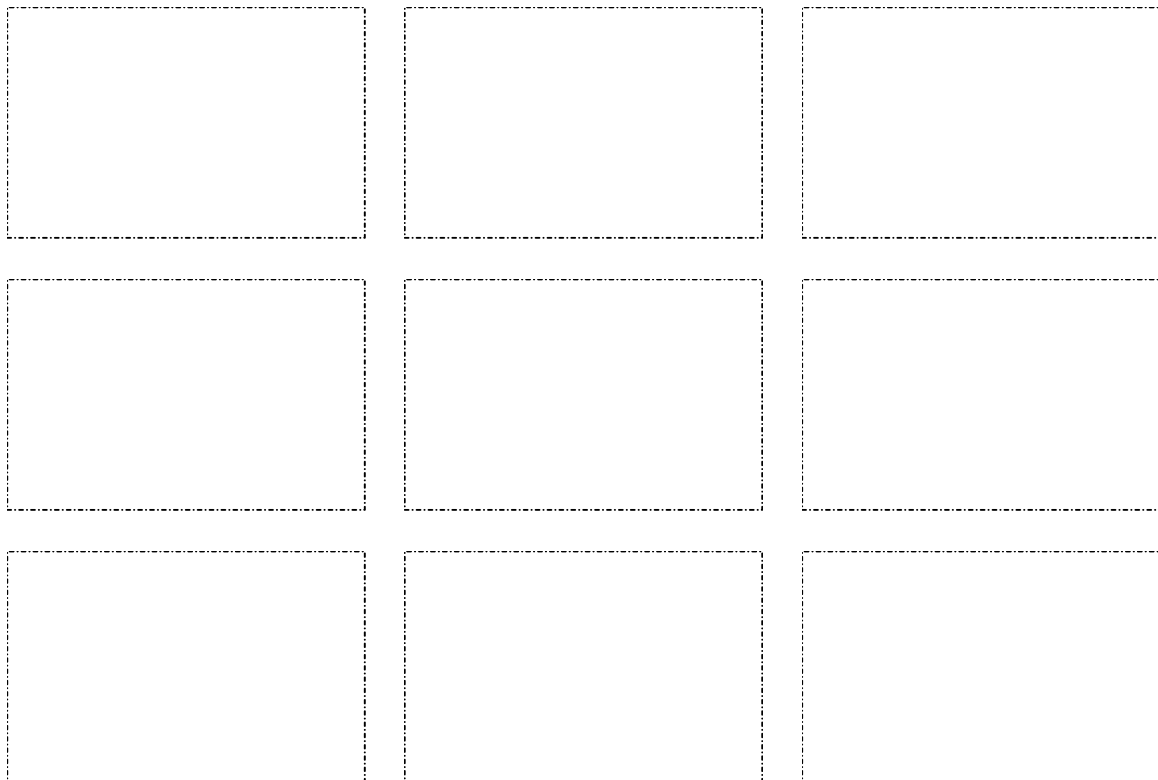


Abb. 10.1.14: Klirrdämpfungen in Abhängigkeit vom Eingangspegel bei veränderter Gitter/Kathoden-Spannung. Diese Abbildungen bleiben der Druckversion vorbehalten

Diese Bilder zeigen sehr deutlich, dass auch scheinbar geringfügige Arbeitspunktverschiebungen starke Auswirkungen auf die nichtlinearen Verzerrungen haben. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurden keine Klirrdämpfungen höherer Ordnung eingezeichnet, deshalb ohne Bilddokumentation: Sie ändern sich ähnlich stark. Der Arbeitspunkt einer Röhre ist keinesfalls fest, sondern driftet während des Gitarrenspiels. Eine Ursache hierfür sind die schon genannten Nichtlinearitäten, ein weiterer Grund liegt in der zeitvarianten Betriebsspannung: Sie hängt vom Anodenstrom der Leistungs-Endstufe und vom Innenwiderstand des Netzteils ab, und ändert sich in Abhängigkeit von der abgegebenen Ausgangsleistung (siehe Kap. 10.1.6). Bei dem untersuchten "Fender Deluxe" immerhin zwischen 210 und 247 V.

Was ist nun das Besondere des Röhrenverstärkers im Vergleich zu anderen Verstärkern? Mit Blick auf die Vorstufe findet man vor allem beim nichtlinearen Verhalten Unterschiede. Dass auch noch Kompressionseffekte und lineare Filterungen stattfinden, wird weiter unten erläutert. Eine moderne Alternative zur Röhre scheint der **Operationsverstärker (OP)** zu sein. Sein Übertragungsbereich kann bis über 1 MHz reichen, und sein Klirrfaktor lässt sich bis auf 0,001% reduzieren. Alles Eigenschaften, die ein Gitarrenverstärker aber nicht haben darf! Ein OP kann nur dann eine Alternative darstellen, wenn in Zusatzschaltungen das nichtlineare Verhalten der Röhre nachgebildet wird. Was gar nicht ganz trivial ist, wie die vorhergehenden Absätze zeigen konnten. In **Abb. 10.1.15** ist das aussteuerungsabhängige Anwachsen der Verzerrungen beim idealen OP im Vergleich zur Röhre dargestellt. Die harte Amplitudenbegrenzung ("Clipping") führt zu einem röhrenuntypischen, steilen Verzerrungsanstieg.

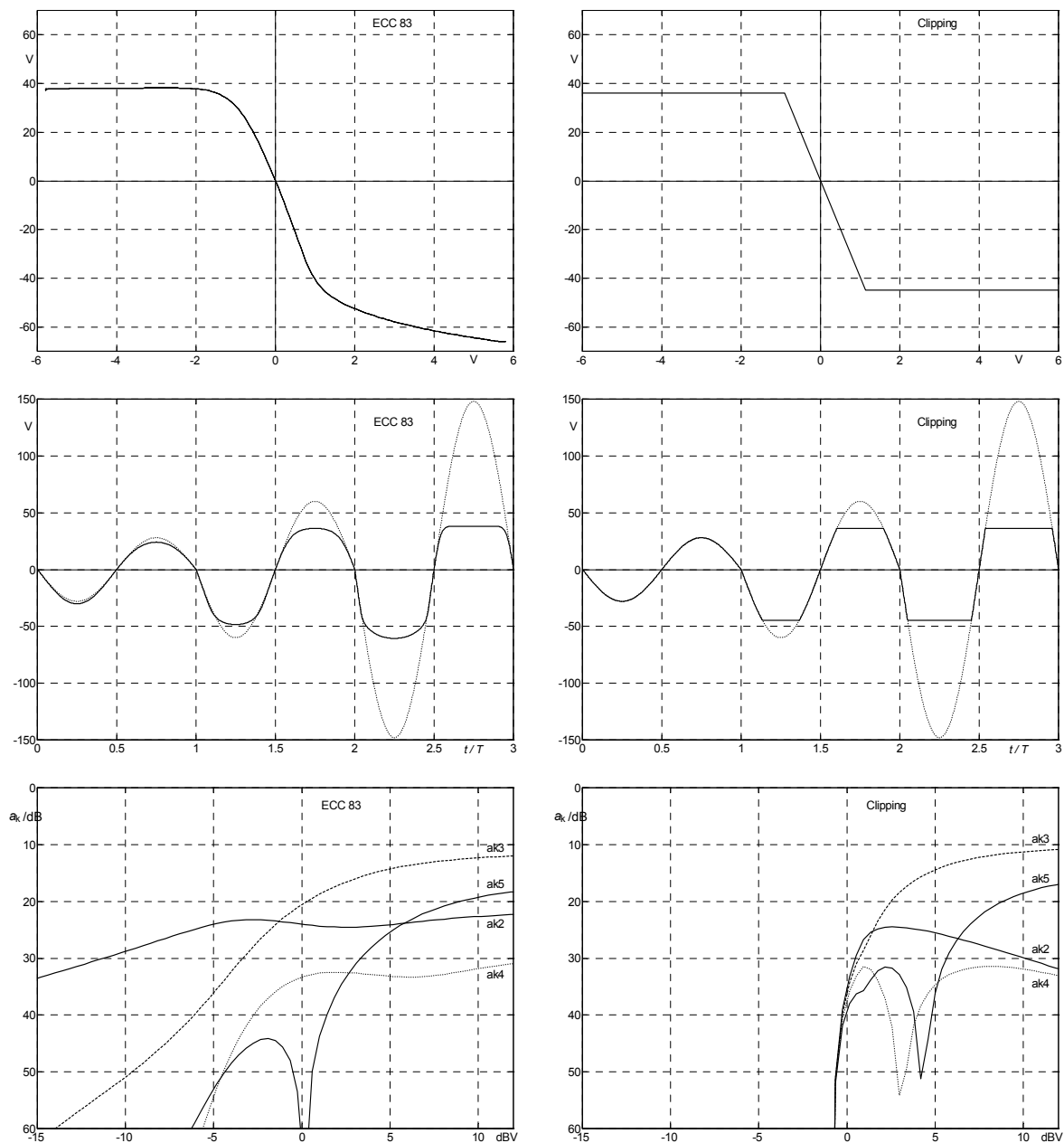


Abb. 10.1.15: Verzerrungen bei röhrentypischen Begrenzungen (links) und bei hartem OP-Clipping (rechts). Die Bezeichnung "idealer OP" bedeutet übrigens nicht, dass dieser OP für Gitarrenverstärker ideal wäre.

NB: Der OP-Offset war so eingestellt, dass röhrenähnliche Unsymmetrie entstand.

Einen deutlich flacheren Verzerrungsanstieg erhält man, wenn die Signal-Begrenzung nicht mit einem OP, sondern mit zwei antiparallelen Siliziumdioden (1N4148) realisiert wird (**Abb. 10.1.16**). Wären die beiden gemessenen Dioden völlig gleich, würden sich nur ungeradzahlige Verzerrungsordnungen ergeben; wegen produktionstechnischer Unterschiede sind in diesem Beispiel auch geradzahlige Verzerrungen zu erkennen. Die kubischen Verzerrungen dieser Diodenschaltung zeigen schon große Ähnlichkeit mit der in Abb. 10.1.15 gemessenen Triodenschaltung, deren quadratische Verzerrungen werden aber noch nicht reproduziert. Besonders schwierig ist es allerdings nicht, aus einer Kombination mehrerer Silizium- und Germaniumdioden einen nichtlinearen Zweipol zu entwerfen, dessen Klirrverhalten ähnlich dem einer Röhre klingt. Die exakte Reproduktion der Röhrenverzerrungen ist hierfür gar nicht erforderlich, eine ungefähre Nachbildung reicht schon aus.

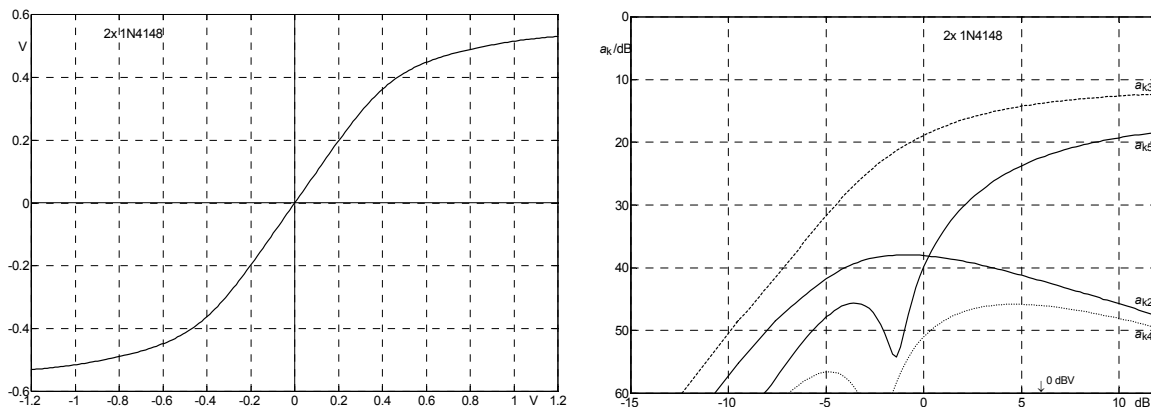


Abb. 10.1.16: Begrenzung durch zwei antiparallele Siliziumdioden (1N4148) mit $20\text{ k}\Omega$ Vorwiderstand. Der Pegelbezug der Abszisse des rechten Bildes ist so gewählt, dass die Darstellung zu Abb. 10.1.15 passt.

Nicht nur die Klirrdämpfungen unterscheiden sich bei Röhre und OP, auch die **Kompression** ist unterschiedlich (**Abb. 10.1.17**). Groß sind die Unterschiede allerdings nicht, die Tendenz ist aber die gleiche wie beim sog. "Sagging", einer vom Netzteil verursachten Modulation (Kap. 10.1.6): Der Röhrenverstärker verleiht dem Gitarrenton beim Anschlag das kleine Quäntchen mehr Leistung, das über die Durchsetzungsfähigkeit gegenüber konkurrierenden Instrumenten entscheiden kann. Dass Röhrenverstärker bei gleicher Nennleistung lauter sein können als Transistorverstärker, liegt vor allem am höheren Ausgangswiderstand, zum Teil aber auch an der etwas schwächeren Kompression (= größeren Dynamik). Die natürlich nicht nur von der Vorstufenröhre, sondern von der Gesamtschaltung bestimmt wird.

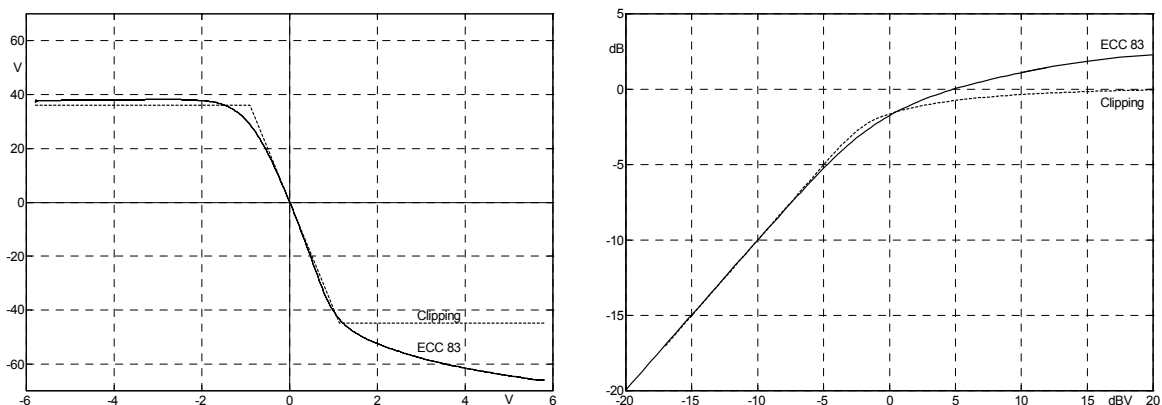


Abb. 10.1.17: Begrenzung des Signals durch Röhre bzw. durch idealen OP. Gleiche Kleinsignalverstärkung.

Der Leistungsabgabe ist ein später folgendes Kapitel gewidmet, ein grundsätzlicher Aspekt der Zusammenschaltung nichtlinearer Systeme soll an dieser Stelle kurz vorgestellt werden: Die von den einzelnen Systemen verursachten Abbildungen sind im Allgemeinen nicht **kommutativ**, d.h. ihre Reihenfolge ist nicht vertauschbar. Aus diesem Grund kann ein aus mehreren linearen und nichtlinearer Systemen bestehender Verstärker nicht durch eine einzige nichtlineare Stufe und eine einzige Filterstufe ersetzt werden. Wobei besonders zu berücksichtigen ist, dass der Koppelkondensator, der die Signale von der Anode auskoppelt, schon so ein beachtenswertes Filtersystem darstellt – selbst wenn die Grenzfrequenz dieses Hochpasses sehr niedrig liegt.

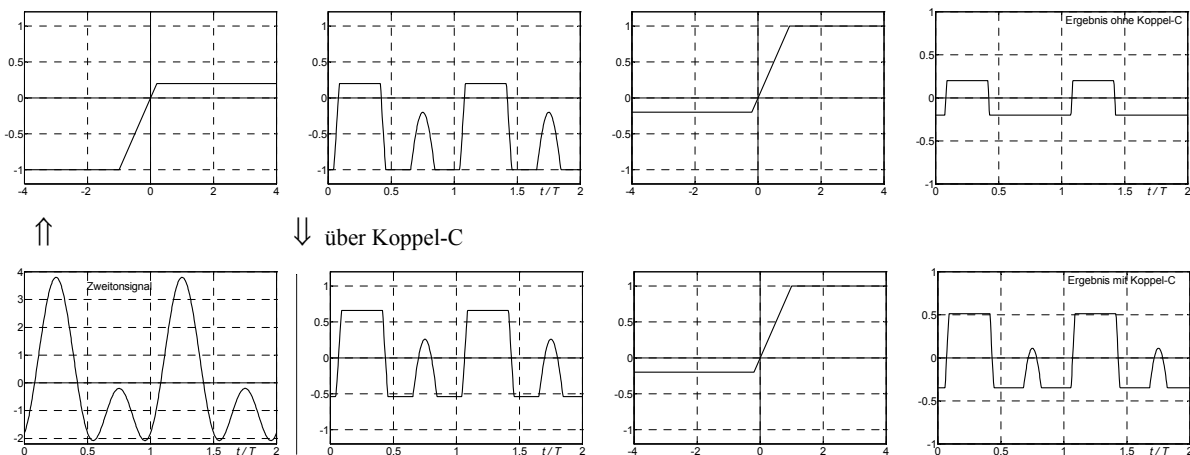


Abb. 10.1.18: Aufeinanderfolgende Halbwellen-Begrenzung; oben: ohne Koppel-C, unten: mit Koppel-C.

Abb. 10.1.18 zeigt ein Beispiel: Ein Zweitonsignal durchläuft zuerst eine Stufe, die positive Halbwellen begrenzt, und danach eine zweite Stufe, die negative Halbwellen begrenzt. Wenn diese beiden Stufen direkt aufeinander folgen, bewirken sie eine zweiseitige Signalbegrenzung, wie im rechten Bild der oberen Reihe dargestellt. Liegt aber ein **Koppel-Kondensator** zwischen diesen beiden Begrenzerstufen, der den Gleichanteil abtrennt, entsteht ein ganz anderes Signal (Bild rechts unten). Würde man diesen Koppelkondensator *vor* die erste Begrenzerstufe schalten, er hätte keine Wirkung, weil das Zweitonsignal schon gleichanteilsfrei ist. Ebenso wäre er *nach* den beiden Begrenzerstufen wirkungslos. Dazwischengeschaltet verändert er aber das Signal, selbst wenn seine Hochpassgrenzfrequenz weit unterhalb der Frequenzen des Zweitonsignals liegt. Auf den Gitarrenverstärker übertragen: Weil die Anodenspannung auch ohne Ansteuerung 150 – 200V beträgt, muss das bei Ansteuerung entstehende Wechselsignal über einen Koppelkondensator abgetrennt werden. Zusammen mit dem darauf folgenden Eingangswiderstand bildet dieser Koppelkondensator einen **Hochpass**, dessen Grenzfrequenz in vielen Schaltungen so tief liegt, dass er scheinbar keine Wirkung hat. Z.B. findet man in dem auch von Gitarristen hochgelobten Fender Bassman ($50\text{nF}/1\text{M}\Omega$) $f_g = 3\text{Hz}$, das liegt weit unterhalb üblicher Gitarrenfrequenzen. Abb. 10.1.18 zeigt aber, dass der Koppel-Kondensator auch bei sehr tiefer Grenzfrequenz wirkt: Durch die Nichtlinearität entstehen nämlich extrem tiefe Frequenzen (0 Hz, wenn man lange genug wartet...), und die trennt der Hochpass ab. Für sich betrachtet wären diese extrem tiefen Frequenzen zwar unhörbar, sie bestimmen aber die Lage des Arbeitspunktes, und damit die Verzerrungen der nachfolgenden Stufe. Der genaue Wert der Grenzfrequenz, oder besser, sein Kehrwert, hat auch eine Bedeutung: Er entscheidet darüber, wie schnell Ausgleichsvorgänge ablaufen (Kap. 10.1.6). Dieses Beispiel zeigt sehr deutlich, dass Entwurfsregeln, die für den linearen Betrieb gelten, bei Übersteuerung ihre Bedeutung verlieren können.

Im zweiten Beispiel (**Abb. 10.1.19**) wird ein Schwebungssignal zuerst an einer Röhren-Kennlinie verzerrt, und danach hart begrenzt. Die Ordinatenkalierung ist in allen Bildern so gewählt, dass im Kleinsignalbetrieb gleiche Amplituden entstehen. Bei derart starkem Clipping könnte man vermuten, dass die vorangehende "weiche" Röhrenverzerrung keine Auswirkungen hat, weil ja anschließend sowieso begrenzt wird. Diese Vermutung ist zutreffend, wenn kein Koppelkondensator vorhanden ist. Fügt man aber zwischen die beiden Verzerrerstufen einen Koppel-C ein, verändert sich das Signal insbesondere tieffrequent und im Bereich um die Summenfrequenz (in diesem Beispiel um die 31. Harmonische).

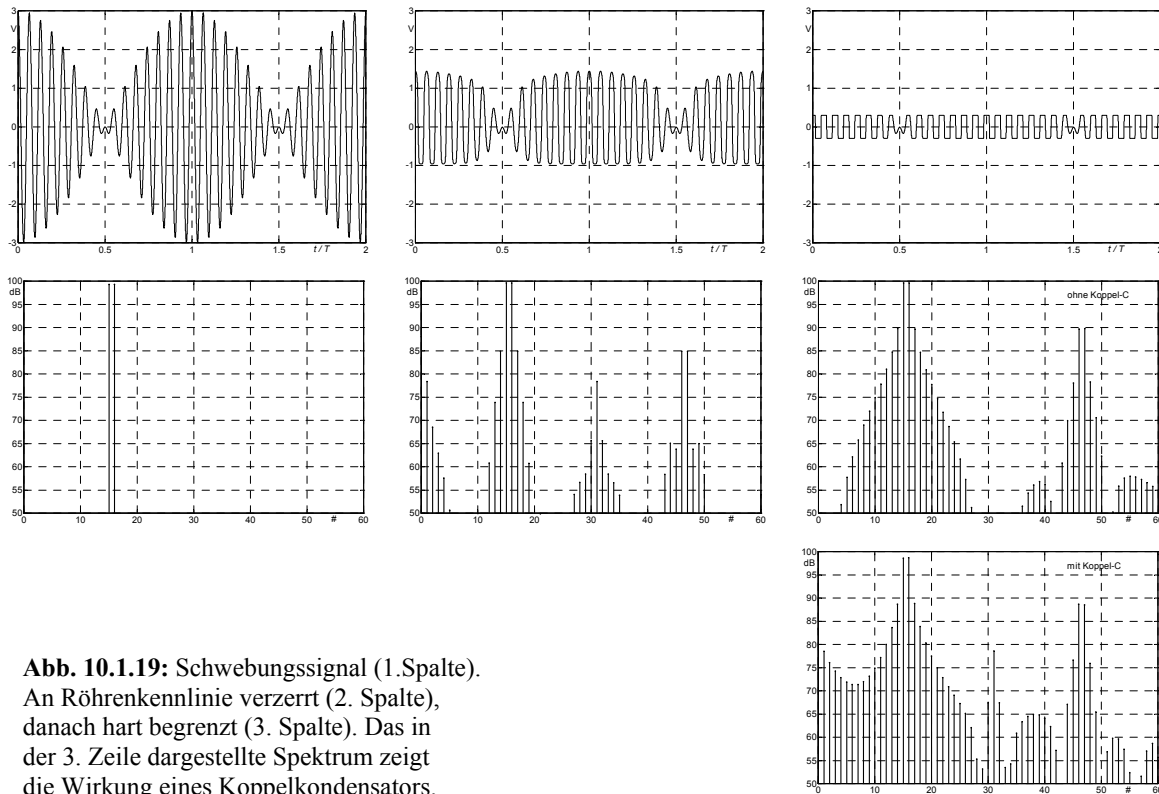


Abb. 10.1.19: Schwebungssignal (1. Spalte). An Röhrenkennlinie verzerrt (2. Spalte), danach hart begrenzt (3. Spalte). Das in der 3. Zeile dargestellte Spektrum zeigt die Wirkung eines Koppelkondensators.

Zum Abschluss sollen noch die "runden" Röhrenverzerrungen dem typischen OP-Clipping gegenübergestellt werden, das ja – glaubt man der Literatur – der Grund für den 'harschen' Transistorsound ist. Im Gegensatz zum weichen Röhrensound. Gewiss, da sind Unterschiede im Spektrum (**Abb. 10.1.20**), da findet man aber auch Ähnlichkeiten. Der visuelle Eindruck (ein runder Kurvenverlauf muss auch runder klingen) sollte indes nicht überbewertet werden; Röhren- und Transistorverstärker unterscheiden sich in mehr als nur der Signalverrundung. Erst die Zusammenschaltung mehrerer Systeme macht den Verstärker. Bzw. den Sound.

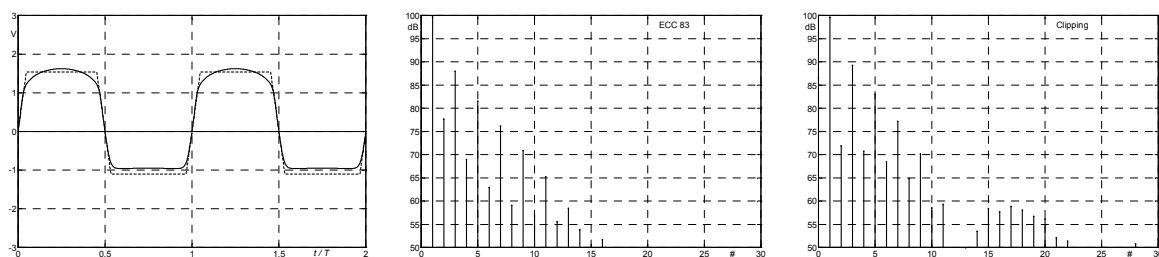


Abb. 10.1.20: Röhrenverzerrungen (ECC 83) im Vergleich zum harten OP-Clipping, sinusförmige Aussteuerung. Verzerrungspegel unter 60dB entsprechen in diesem Beispiel einem Klirrfaktor < 1%.

Besondere Beachtung müssen Slewrate-Begrenzungen erfahren, da derartige Nichtlinearitäten in Röhrenverstärkern nicht auftreten. Die **Slewrate** SR ist die Änderungsgeschwindigkeit des Signals, d.h. der Differentialquotient dU/dt , angegeben zumeist in $V/\mu s$. Beim Sinussignal entsteht die maximale Slewrate im Nulldurchgang: $SR = 2\pi f \cdot \hat{u}$. Eine Spannungsamplitude von 13V (typische maximale OP-Amplitude) ergibt bei $f = 12$ kHz gerade $1 V/\mu s$ Slewrate. Ist die maximale Slewrate, die der Verstärker verarbeiten kann, geringer als die Signal-Slewrate, entstehen nichtlineare Verzerrungen. Im Gegensatz zu einem Tiefpass, dessen (lineare!) Abbildung alternativ zur Grenzfrequenz mit einer Zeitkonstante spezifiziert werden kann (z.B. $\tau = 20 \mu s$), ist eine Slewrate-Begrenzung eine nichtlineare Abbildung, die das übertragene Signal vor allem in der Nähe des Nulldurchgangs verändert (**Abb. 10.1.21**).

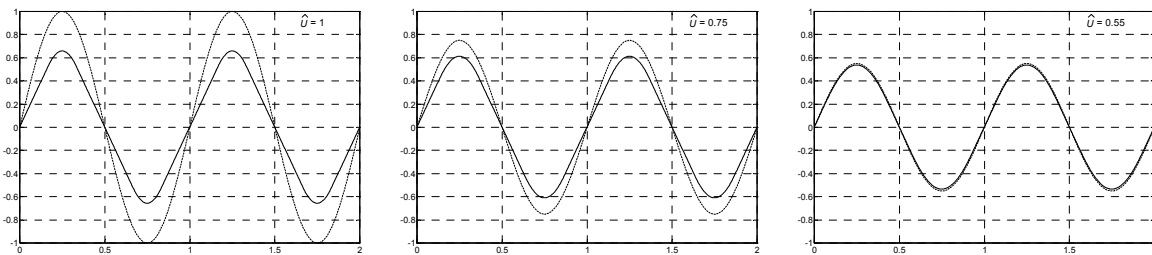


Abb. 10.1.21: Sinus unterschiedlicher Amplitude (----), nichtlinear mit Slewrate-Begrenzung abgebildet (—).

Die Slewrate kann prinzipiell für ansteigende Signale auf einen anderen Wert begrenzt sein als für abfallende, bei den meisten Operationsverstärkern sind beide Grenzwerte aber nahezu gleich, z.B. beim (veralteten) LM-741: $SR_{max} = 0,5 V/\mu s$, oder beim TL-071: $SR_{max} = 13 V/\mu s$. Bei $SR_{max} = 0,5 V/\mu s$ ist die maximale Frequenz für verzerrungsfreien, vollausgesteuerten Sinus nur 6 kHz. Man könnte vermuten, das müsse reichen, denn auf höchstens diesen Wert begrenzen die meisten Magnettonabnehmer das Spektrum, dabei übersieht man aber die Möglichkeit der Übersteuerung: Übersteuert dieser 6-kHz-Ton den OP um das Zehnfache, ist auch seine Slewrate zehnmal so groß, also $5 V/\mu s$. Und dass Slewrate-Begrenzung und Clipping zweierlei Nichtlinearitäten sind, zeigt **Abb. 10.1.22**: Beim Clipping werden zu große Beträge begrenzt, bei Slewrate-Begrenzung wird der Betrag der Steigung begrenzt. Wenn in einer Stufe beide Verzerrungsarten auftreten, ist die Reihenfolge zu beachten: Die beiden Abbildungen sind nicht kommutativ!

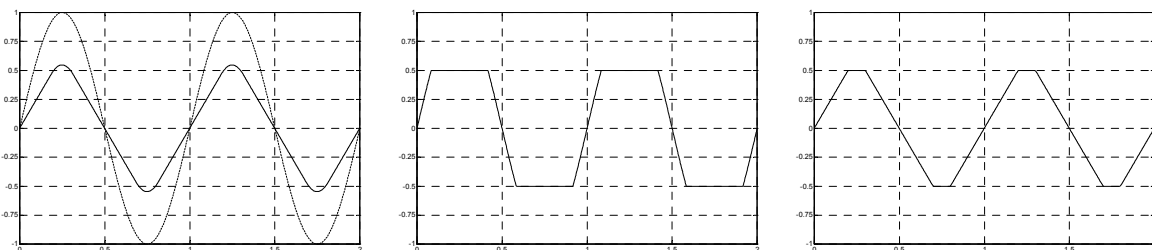


Abb. 10.1.22: Sinussignal (----), Slewrate-Begrenzung (— linkes Bild). Sinus mit Clipping (mittleres Bild). Sinus mit Slewrate-Begrenzung und darauffolgendem Clipping (rechtes Bild).

Dass beim OP Slewrate-Begrenzung auftritt, und bei der Röhre (in dieser Form) nicht, liegt am Schaltungsprinzip: Im OP erzeugen mehrere aufeinanderfolgende Stufen eine sehr hohe Verstärkung (z.B. 100.000), die durch Gegenkopplung auf z.B. 50 verringert wird. In der Röhre entsteht dieselbe Verstärkung in *einer* Stufe, ohne bzw. mit nur wenig Gegenkopplung. Die hohe Verstärkung des OP erzwingt einen weiteren Unterschied: Damit die Schleife stabil bleibt, ist im Vorwärtszweig ein Tiefpass mit z.B. 100 Hz Grenzfrequenz erforderlich.

Ein typischer OP kann modellmäßig durch die in **Abb. 10.1.23** dargestellten Blöcke ersetzt werden: Auf einen Vergleicher (Subtrahierer) folgt ein erster Verstärker, ein Begrenzer, ein Tiefpass erster Ordnung (z.B. $f_g = 100$ Hz), ein zweiter Verstärker, eine zweite Begrenzung, und ein Rückführungszweig (Gegenkopplungszweig). Beispielsweise beträgt die Gleichspannungsverstärkung 100.000; ab 100 Hz nimmt die Spannungsverstärkung mit $1/f$ ab, um dann bei 10 MHz, der sog. Transitfrequenz, den Wert 1 zu erreichen.

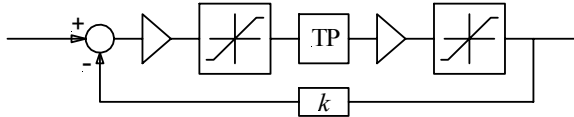


Abb. 10.1.23: Blockschaltbild eines typischen Operationsverstärkers mit Gegenkopplung.

Im Verstärker kann an *zwei* Stellen Begrenzung auftreten, was nach außen aber unterschiedlich wirkt: Begrenzungen, die in der Ausgangsstufe auftreten, erzeugen Clipping, Begrenzungen, die vor dem Tiefpass entstehen, sind Slewrate-Begrenzungen. Näherungsweise kann man sich anstelle des Tiefpasses einen Integrator vorstellen, dann hat man ein leicht verständliches Modell für eine Anstiegsbegrenzung. Wird der Verstärker tieffrequent angesteuert, begrenzt zuerst die Ausgangsstufe, es entsteht Clipping. Bei hochfrequenter Ansteuerung begrenzt zuerst die Stufe vor dem Tiefpass, es entsteht Slewrate-Begrenzung.

Interessant wird sie Sache bei einem Tongemisch, z.B. bei einem Zweitonsignal, das aus der ersten und zweiten Harmonischen zusammengesetzt ist (**Abb. 10.1.24**). Das Signal hat betragsmäßig denselben positiven und negativen Spitzenwert, und würde an einer punktsymmetrischen Begrenzerkennlinie symmetrisch begrenzt werden. Da aber die Nulldurchgänge betragsmäßig unterschiedliche Steigungen haben, wirkt sich auch die Slewrate-Begrenzung auf die beiden Halbwellen unterschiedlich stark aus, mit dem Ergebnis, dass das Signal "wegläuft", d.h. sich von der Nulllinie entfernt und unsymmetrisch wird. Beim OP würde hier sofort die Gegenkopplung einsetzen (niederfrequent ist die Schleifenverstärkung ja sehr groß), es entstünde eine entgegenwirkende Offsetspannung, und schon ist das slewrate-begrenzte Signal nicht mehr gleichspannungsfrei, sondern ins Negative verschoben (mittleres Bild). Kommt jetzt noch Clipping dazu, wird vor allem die negative Halbwelle begrenzt – obwohl das Zweitonsignal doch achsensymmetrisch ist. Nicht uninteressant ist auch das zweite Signal, eine Überlagerung aus 1. und 3. Harmonischer (rechtes Bild): Durch die Slewrate-Begrenzung wird das Signal nicht nur verkleinert, sondern nichtlinear verzerrt; es bleiben aber – im Gegensatz zum Clipping – die Dellen bei den Extremwerten erhalten. Diese Beispiele zeigen bereits, dass die bei OP-Schaltungen auftretenden Slewrate-Verzerrungen eine ganz andere Wirkung erzeugen als das häufig für Verzerrungen allein verantwortlich gemachte Clipping. Beim typischen OP-Verstärker treten Slewrate-Verzerrungen aber nicht alleine auf, sondern immer zusammen mit Clipping,

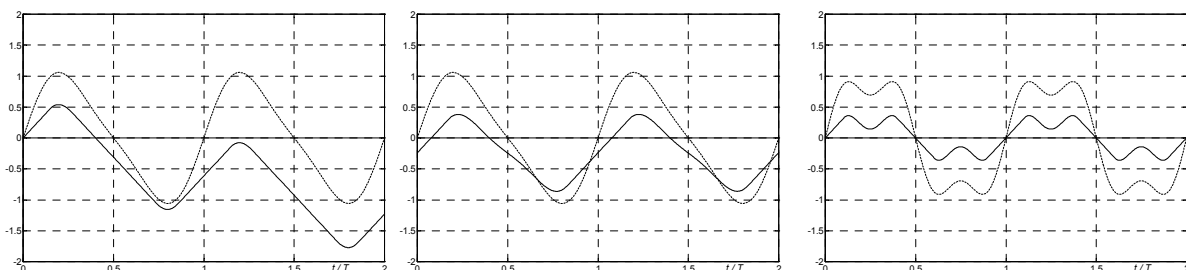


Abb. 10.1.24: Slewrate-Begrenzung: Links und Mitte: 1. und 2. Harmonische. Rechts: 1. und 3. Harmonische. Zweitonsignal (----), slewrate-begrenztes Signal (—).

Die von einem OP maximal verarbeitbare Slewrates kann – ja nach Typ – sehr unterschiedlich sein: Ganz schlecht war diesbezüglich der $\mu\text{A 709}$, einer der ersten universell einsetzbaren Operationsverstärker. Seine maximale Slewrates war mit $0,25 \text{ V}/\mu\text{s}$ so gering, dass er nur bis höchstens 3 kHz voll angesteuert werden durfte. Da zur Zeit seiner Markteinführung (1966) Klirrfaktormessungen meistens bei 1 kHz durchgeführt wurden, blieben Slewrates-Verzerrungen oft unentdeckt. Der zwei Jahre später eingeführte $\mu\text{A 741}$ konnte die doppelte Slewrates verarbeiten, das reichte aber immer noch nicht: Zehnfache Übersteuerung mit einem 3-kHz -Signal erfordert $2,5 \text{ V}/\mu\text{s}$. Erst spätere Operationsverstärker wie z.B. der **TL 071** stoßen mit $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ in schnellere Regionen vor. Wie groß ist eigentlich die typische Slewrates einer Magnettonabnehmer-Spannung? Das hängt natürlich von vielen Parametern ab, in Abb. 10.1.5 werden beispielsweise $0,06 \text{ V}/\mu\text{s}$ erreicht. Leitet man dieses Signal auf die Eingangsstufe eines **Music-Man*** Gitarrenverstärkers, wird es im ersten OP auf das zwanzigfache verstärkt. Um Slewrates-Begrenzung zu vermeiden, müsste der OP in diesem Beispiel $1,2 \text{ V}/\mu\text{s}$ verarbeiten können, der bei einigen Music-Man-Verstärkern verwendete LM 1458 kann aber maximal $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ unverzerrt verarbeiten (genauso wie der alternativ eingesetzte LM 307H). Nicht alle Music-Man-Verstärker haben in der Eingangsstufe den langsamen LM 1458 (bzw. den LM 307H). Einige verwenden im Eingang den schnellen TL 071 ($13 \text{ V}/\mu\text{s}$), schicken dann aber das verstärkte Signal in der dritten Verstärkerstufe durch einen LM 1458. Und damit nicht genug: Beim Eingangs-OP kann mit einem "Bright-Schalter" die Verstärkung im Höhenbereich von 20 auf 120 angehoben werden, womit die Slewrates im obigen Beispiel nochmals versechsfacht wird. Die hierdurch entstehenden Verzerrungen sind deshalb röhrenuntypisch. Dass der Music-Man vor dem Lautsprecher eine Röhrenendstufe sitzen hat, garantiert somit noch nicht denselben Sound wie ein sog. "Vollröhren-Verstärker", der im Signalzweig keine Halbleiter verwendet.

Natürlich sind Röhren auch nicht unendlich schnell, bei ihnen wird die Anstiegsgeschwindigkeit aber in den meisten Fällen schon im Gitterkreis durch einen Tiefpass begrenzt. Zwar ist dieser Tiefpass nichtlinear, denn seine (Miller-) Kapazität hängt von der Spannungsverstärkung der Röhre ab, diese Nichtlinearität wirkt aber ganz anders als eine Slewrates-Begrenzung.

In der nachfolgenden Tabelle sind Slewrates-Werte einiger Operationsverstärker angegeben. Je nach Hersteller differieren die Werte etwas, für den LF 356 findet man z.B. sowohl $10 \text{ V}/\mu\text{s}$, als auch $13 \text{ V}/\mu\text{s}$. Vorausgehende Buchstaben können auf den Hersteller hinweisen (LM 741 bzw. SG 741 bzw. $\mu\text{A 741}$), nachfolgende Buchstaben spezifizieren Gehäuseformen, oder Temperaturbereiche, oder Verstärker mit selektierten Daten (z.B. LM 307 bzw. LM 307H). Diese ergänzenden Buchstaben sind allerdings nicht einheitlich, sondern herstellerspezifisch. Bei einigen Typen kann die Leerlaufverstärkung und damit die Slewrates durch Beschaltung mit einem externen Kondensator verändert werden (sog. Kompensation, z.B. LM 301A).

35 V/μs: HA 5147, OPA 404,
13 V/μs: TL 071, LF 351, LF 353, LF 356,
10 V/μs: LM 302, LM 301A (unkompensiert),
6 V/μs: NE 5534, LF 355,
0,5 V/μs: LM 107, LM 207, LM 307, LM 741, $\mu\text{A 748}$, RC 1458, RM 1558,
0,2 V/μs: OP 07,
0,1 V/μs: LM 108, LM 208, LM 308 (jeweils kompensiert),

Tabelle: Slewrates einiger ausgewählter Operationsverstärker (Richtwerte).

* Verstärker und Instrumente, 1972 von Leo Fender (+Tom Walker) gegründet, 1980 an Ernie Ball verkauft.