

10.1.3 Trioden-Kennlinien

Die beiden in Abb. 10.1.1 dargestellten Schaltungen weisen einige Ähnlichkeiten auf – daraus darf aber nicht geschlossen werden, dass ihr Verhalten äquivalent ist. Schon die einfachen Standardmodelle zeigen Unterschiede: Der Zusammenhang zwischen Anodenstrom und Steuerspannung wird bei der Röhre über eine Potenzfunktion beschrieben, deren Exponent 1,5 beträgt, beim FET beträgt der entsprechende Exponent 2. In der Realität weichen bei beiden Verstärkern die Kennlinienfelder von dieser Idealisierung ab, aber nicht in dem Sinne, dass sie sich aneinander angleichen würden.

Einfache Modellrechnungen gehen bei der Triode häufig vom **Child-Langmuir-Gesetz*** aus:

$$I_a = K_1 \cdot (U_a + \mu \cdot U_{gk})^{3/2} = K_2 \cdot (U_{gk} + U_a / \mu)^{3/2} \quad \text{Triodenkennlinien}$$

Hierbei bezeichnet U_{gk} die Spannung zwischen Gitter und Kathode, und U_a die Spannung zwischen Anode und Kathode. K und μ sind röhrentypische Konstanten, I_a ist der Anodenstrom. So einfach dieses Gesetz ist, so ungeeignet ist es für Gitarrenverstärker. Bereits in dem Kennlinienbereich, der als einigermaßen linear anzusehen ist, zeigen sich Unterschiede zur realen Triode, bei starker Übersteuerung versagt das Child-Langmuir-Gesetz völlig (dafür wurde es aber auch nicht gemacht). **Abb. 10.1.6** zeigt idealisierte und reale Trioden-Kennlinien im Vergleich – die Unterschiede sind erheblich. In der Literatur (z.B. JAES) wurden mehrfach Verbesserungen der o.a. Gleichung angegeben, die näher an der Realität sind – d.h. näher an den in Datenbüchern angegebenen Kennlinien – ihre komplizierten Gleichungen erfordern aber nicht nur zwei, sondern 6 oder sogar noch mehr Modell-Parameter. Wenn diese nun darauf optimiert wurden, den linearen und schwach nichtlinearen Arbeitsbereich zu modellieren, kann nicht generell davon ausgegangen werden, dass damit auch die bei Gitarrenverstärkern auftretenden extrem hohen Übersteuerungen[♥] in geeigneter Weise nachgebildet werden. Die folgenden Darstellungen orientieren sich deshalb nicht an Röhrenmodellen, sondern an Messungen, die mit Präzisionsmessgeräten an einer verstärkertypischen Schaltung ermittelt wurden. Mit all den Unsicherheiten, ob denn gerade diese Schaltung bzw. diese Röhre typisch ist, ob die Kondensatoren schon lange genug eingespielt worden waren, und ob der Mond gerade auf- oder unterging.

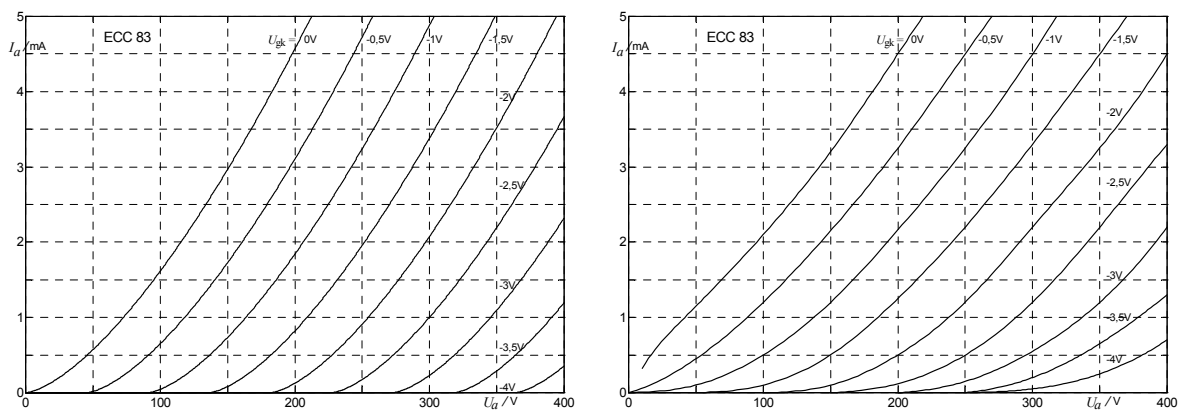


Abb. 10.1.6: Röhrenkennlinien. Links: Idealisiert nach Child-Langmuir. Rechts: Datenblattangaben.

* D. Child: Phys. Rev., Vol. 32 (1911), S.498. I. Langmuir: Phys. Rev., Vol. 2 (1913), S.450.

♥ Die Aussteuerungsgrenze des linearen Bereichs kann leicht um das Dreißigfache überschritten werden.

Der Anodenstrom I_a hängt sowohl von der Steuerspannung* U_{gk} , als auch von der Anodenspannung U_a ab (Abb. 10.1.6). In einer realen Verstärkerschaltung (Abb. 10.1.1) ändern sich mit der Aussteuerung beide Werte, und deshalb ist das Übertragungsverhalten aus Abb. 10.1.6 nicht direkt ablesbar. **Abb. 10.1.7** zeigt deshalb direkt die Abbildung der Eingangsspannung U_e auf die Anodenspannung U_a . Im linken Bild wurde zum Vergleich die mit -58 multiplizierte Eingangsspannung mit eingezeichnet, damit die Wirkung der Nichtlinearität gut zu sehen ist: Beide Halbwellen erfahren eine Begrenzung, die nur aus dem Übertragungsverhalten, und nicht alleine aus der Eingangskennlinie zu erklären ist. Das rechte Bild zeigt die unverschobene Anodenspannung für $1V_{\text{eff}}$ bzw. $4V_{\text{eff}}$ Eingangsspannung.

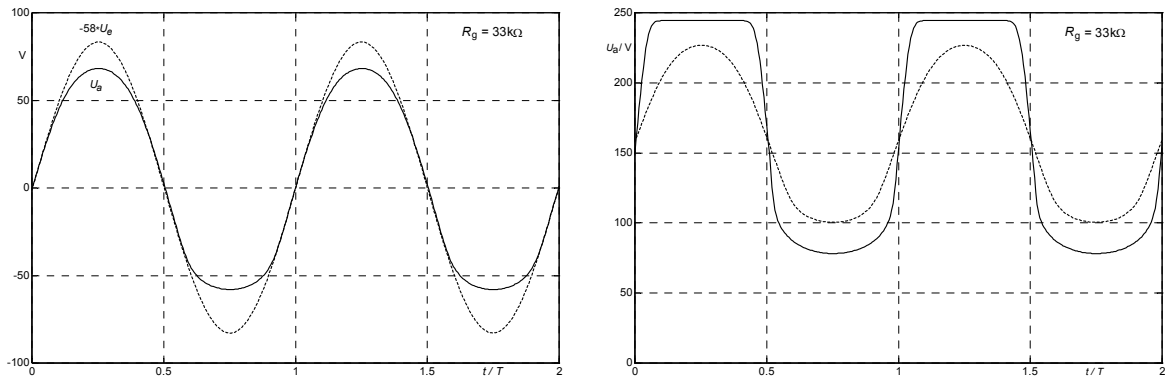


Abb. 10.1.7: ECC 83: Nichtlinear verzerrte Anodenspannung; im linken Bild mit vertikalem Offset. $R_a = 100\text{k}\Omega$.

Man erkennt, dass mit steigender Aussteuerung zunächst die negative Halbwellen abgeflacht wird; bei starker Übersteuerung entsteht dann bei der positiven Halbwellen starkes **Clipping**. Dass die Anodenspannung nicht ganz bis zur Betriebsspannung U_B (250V) ansteigt, liegt an der Anodenbelastung ($5\text{M}\Omega$ Tastkopf). Dass die Mindestspannung nicht näher an null liegt, kommt vom Gitter-Vorwiderstand: Positive Eingangsspannungen erreichen das Gitter nur abgeschwächt (Abb. 10.1.4), die Röhre wird nicht voll durchgesteuert. Den Einfluss des Gitter-Vorwiderstandes zeigt **Abb. 10.1.8**: Ohne R_g sind größere Anodenströme und damit kleinere Anodenspannungen erreichbar – dieser Betrieb ist aber für die Eingangsstufe üblicher Gitarrenverstärker untypisch, er wird deshalb nicht näher untersucht. Eine weitere Atypie muss jedoch beseitigt werden: Die **Anodenbelastung**, die bei den bisherigen Messungen mit $5\text{M}\Omega$ sehr hoch ohmig ist. Beim klassischen Röhrenverstärker (Fender, VOX, Marshall) folgt auf die Eingangsröhre häufig die **Klangregelstufe**, die die Anode wesentlich belastet.

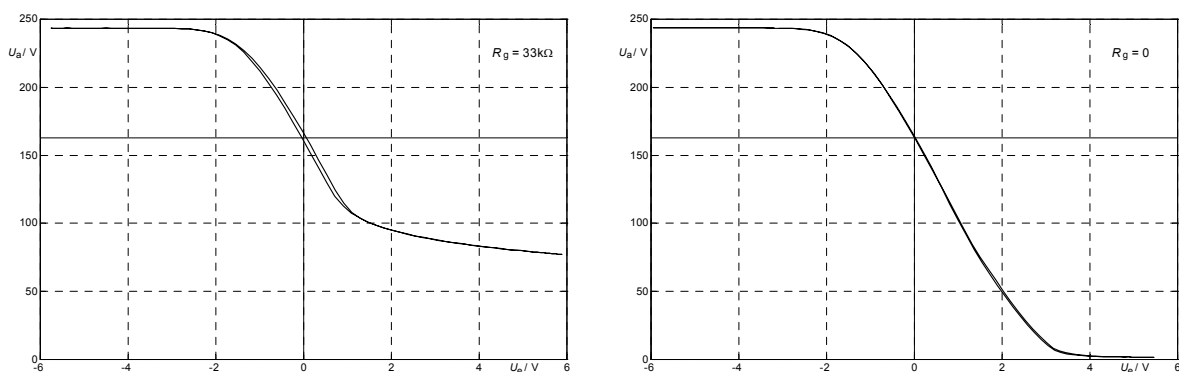


Abb. 10.1.8: Übertragungskennlinie $U_e \rightarrow U_a$. Mit $33\text{ k}\Omega$ Gittervorwiderstand (linkes Bild); bei überbrücktem Gittervorwiderstand (rechtes Bild). $R_a = 100\text{ k}\Omega$ (zzgl. $5\text{ M}\Omega$ Last).

* Unterschiedliche Bedeutung, hier: Gitter/Kathode-Spannung.

Ihre Eingangsimpedanz ist komplex, und deshalb beginnt die analytische Beschreibung, kompliziert zu werden (nichtlineares und frequenzabhängiges Verhalten). In erster Näherung kann aber die Eingangsimpedanz des Klangregelnetzwerk durch die Reihenschaltung eines 100-k Ω -Widerstandes und eines 0,1- μ F-Kondensators ersetzt werden, damit lassen sich die wesentlichen Effekte schon ganz gut beschreiben. Genauere, verstärkerspezifische Modelle würden den Rahmen dieser Grundlagenbetrachtung sprengen. Die Grenzfrequenz dieses Lastzweipols liegt so niedrig, dass die Anode im eingeschwungenen Zustand näherungsweise mit 100 k Ω belastet wird. Gegenüber dem bisher betrachteten unbelasteten Zustand verringert sich damit die Anodenwechselspannung um etwa ein Drittel (**Abb. 10.1.9**). Die gemessene **Kleinsignalverstärkung**, d.h. die Verstärkung bei Aussteuerung mit kleiner Eingangsamplitude (z.B. 0,1V), beträgt ca. -42 . Theoretisch ergibt sich die Kleinsignalverstärkung, wenn man die Steilheit S (Datenblatt: $S = 1,6$ mA/V) mit dem Arbeitswiderstand multipliziert. Dieser ist die Parallelschaltung von Röhren-Innenwiderstand (Datenblatt: 63 k Ω), Anodenwiderstand (im Beispiel hier 100 k Ω), und Lastwiderstand (ebenfalls 100 k Ω). Daraus erhält man als berechnete Kleinsignalverstärkung -45 , also eine passable Übereinstimmung mit der Messung. Denn Eines muss beachtet werden: Die Datenblattangaben sind nur als grobe Richtwerte zu verstehen, beim Austausch einer Röhre kann sich die Kleinsignalverstärkung leicht um bis zu 3 dB ändern! Und auch die Aussteuerungsgrenzen sind röhrenspezifisch.

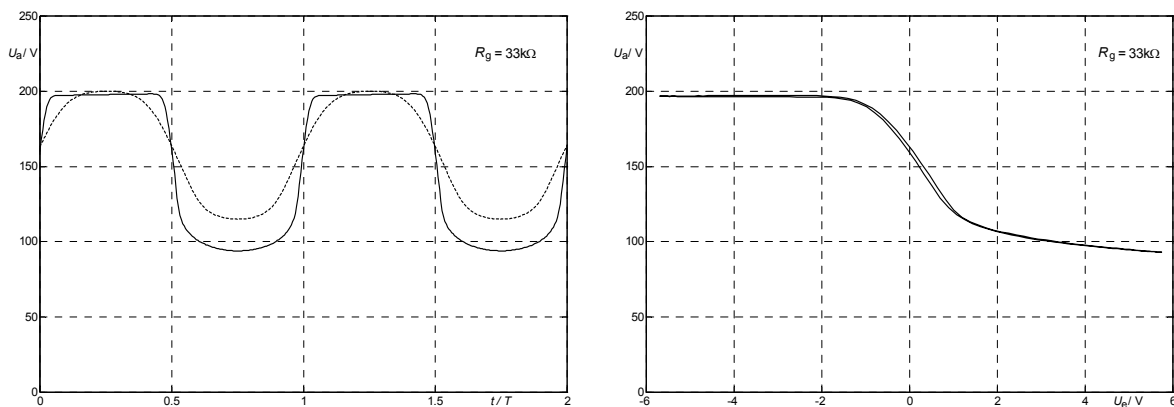


Abb. 10.1.9: Anodenspannung für 1V_{eff} bzw. 4V_{eff} Eingangsspannung (mit R_g , mit Anodenbelastung, li. Bild); Übertragungs-Kennlinien (mit Gittervorwiderstand R_g , mit Anodenbelastung, rechtes Bild).

Der Vergleich zwischen Abb. 10.1.7 und 10.1.8 hat schon gezeigt, wie wichtig der Generator-Innenwiderstand ist: Es macht einen großen Unterschied, ob das Röhrgitter niederohmig angesteuert wird ($R_g = 0$), oder über den Gittervorwiderstand ($R_g = 33$ k Ω). Natürlich muss auch noch der in Reihe zum Gittervorwiderstand liegende Generatorwiderstand berücksichtigt werden. Aktive Tonabnehmer (z.B. EMG) haben ähnlich kleine Innenwiderstände wie die zur Messung verwendeten Generatoren, die meisten Gitarren haben aber passive Tonabnehmer, deren Innenwiderstand hochohmig ist. Für eine genaue Analyse darf folglich nicht vom Betrieb am 50- Ω -Generator auf das Verhalten bei Ansteuerung durch eine E-Gitarre geschlossen werden. Die im Bereich ihrer Tonabnehmer-Resonanz (2 – 5 kHz) durchaus 100 k Ω Innenwiderstand aufbringen kann. Da der **Innenwiderstand** der E-Gitarre frequenzabhängig ist (z.B. 6 k Ω tieffrequent, und 100 – 200 k Ω bei Resonanz), und der Röhren-Eingangswiderstand nichtlinear, ergeben sich schon in der Eingangsstufe komplizierte Interaktionen zwischen den einzelnen Systemen. Ein "Modeling-Amp", der das Gitarrensinal nach einer hochohmigen OP-Eingangsstufe einem AD-Wandler zuführt und jegliche Signalverarbeitung digital durchführt, belastet die Gitarre anders als ein Röhrenverstärker. Welche Röhrencharakteristika letztlich zu hörbaren Änderungen führen, kann aber nur der Hörversuch ergeben.

In **Abb. 10.1.10** ist die Gitterspannungsbegrenzung für zwei verschiedene Quellwiderstände dargestellt. Man erkennt, dass selbst relativ kleine positive Spannungen schon sichtbar verringert werden. Der Generator-Innenwiderstand ist hierbei aber reell; dies entspricht nicht der Situation einer E-Gitarre mit passiven Tonabnehmern. Um diesen Betriebszustand genauer zu simulieren, wurde auf den (original beschalteten) Tonabnehmer einer Stratocaster eine kleine **Sendespule** gelegt, die von einem Leistungsverstärker angetrieben wurde. Damit konnte ein magnetisches Wechselfeld erzeugt werden, das im Tonabnehmer eine sinusförmige Spannung induzierte. Der Innenwiderstand dieser Anordnung entsprach somit dem realen Betrieb.

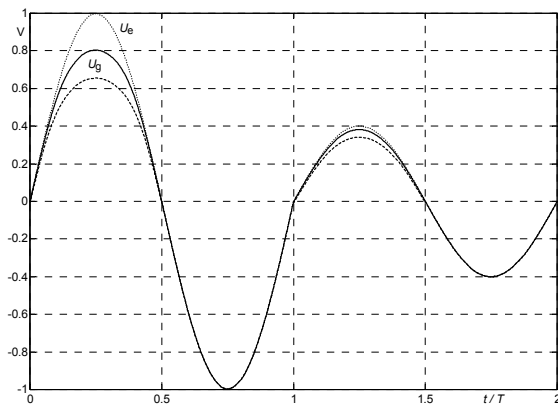


Abb. 10.1.10: Begrenzung der Generatorspannung (U_e) im Gitterkreis. Generator-Innenwiderstand = 0 (—), bzw. 100 k Ω (---); jeweils zzgl. Gittervorwiderstand $R_g = 33$ k Ω . Zwei Perioden mit unterschiedlicher Spannungsamplitude (1V bzw. 0,4V).

Abb. 10.1.11 zeigt im linken Bild die zugehörigen Messergebnisse. Gestrichelt ist die Gitarren-Quellenspannung eingezeichnet, sie entspricht der an der unbelasteten Gitarre entstehenden Leerlaufspannung. Mit Belastung durch den Röhrenverstärker verbiegt sich die Gitarrenspannung – aber nicht in der Weise, dass einfach die positive Halbwelle zusammengedrückt wird, wie das bei reeller Quellimpedanz der Fall wäre. Nein, die komplexe Gitarrenimpedanz führt zu Phasendrehungen zwischen den spektralen Verzerrungskomponenten (insbesondere 1. und 2. Harmonische), und deshalb ändert sich der Spannungsverlauf auch in der negativen Halbwelle. Auch die Gitterspannung verändert sich entsprechend (rechtes Bild), und bei der Anodenspannung verschiebt sich das Tastverhältnis (vergl. mit Abb. 10.1.9). Diese Messungen zeigen, dass bereits die Schnittstelle zwischen Gitarre und erster Verstärkerröhre signalverändernd wirkt. Bei genauer Betrachtung ist der Röhreneingang nicht hochohmig, sondern wirkt schon bei mäßigen Spannungen als nichtlinearer Lastwiderstand. Ob diese Änderungen im Vergleich zu anderen Nichtlinearitäten hörbar werden, ist nur im Einzelfall bestimmbar.

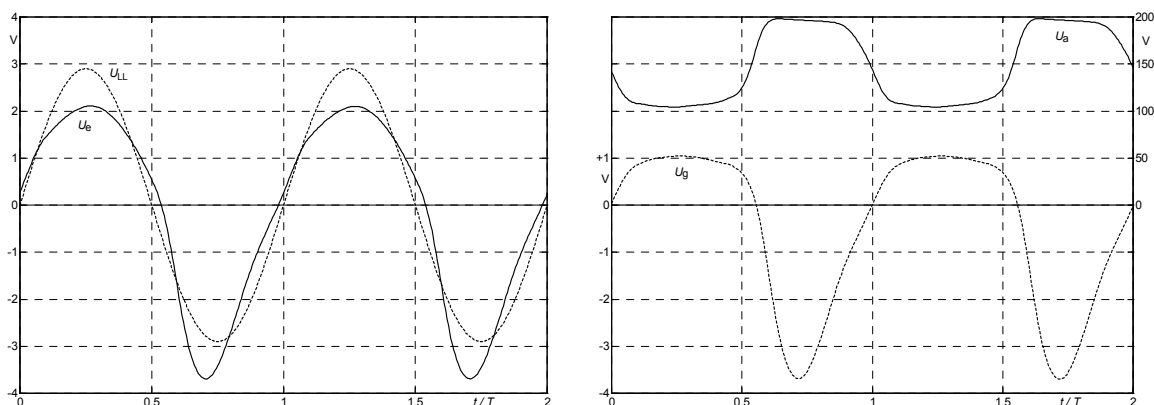


Abb. 10.1.11: Abbildung der Gitarren-Quellenspannung U_{LL} auf die Gitarren-Klemmenspannung U_e (links). Lastwiderstand der Gitarre ist die Eingangsschaltung der Röhre, $R_g = 33$ k Ω , $f = 2$ kHz. Im rechten Bild sind die zugehörige Gitter- und Anodenspannung dargestellt; die Anode ist wie bei Abb. 10.1.9 belastet.

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 geradzahligigen 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 $v = 1$. Ein zweiter Verstärker ($v = 1$) 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!