

Systemanalyse

Manfred Zollner

Gitarrenverstärker sollen die vom Tonabnehmer erzeugte Spannung nicht nur verstärken, sondern auch so formen (filtern, verzerren), dass ein ansprechender Klang entsteht – hierfür folgen im Verstärker verschiedene lineare und nichtlineare Teilsysteme aufeinander. Wäre der Verstärker ein lineares System, man hätte mit Ein- und Ausgangsimpedanz und Übertragungsfunktion die wesentlichen Größen definiert. Da aber auch nichtlineare Teilsysteme beteiligt sind, kann die Systemanalyse zu einer umfangreichen Arbeit ausarten. Bei den im Folgenden analysierten Verstärkern steigt die Komplexität vom einfachen linearen zum mehrstufig nichtlinearen System.

Ein System ist eine abgegrenzte Anordnung, die Signale aufeinander abbildet, z.B. ein Gitarrenverstärker. **Linear** verhält sich dieser nur bei kleiner Aussteuerung, und dieser **Sonderfall** sei als erster analysiert. Linearität erfordert Proportionalität: Zur n -fachen Eingangsspannung muss die n -fache Ausgangsspannung gehören, nichtlineare Effekte (Klirrfaktor) werden vernachlässigt. Unter dieser Prämisse sind Ein- und Ausgangsimpedanz und Übertragungsfunktion lineare Funktionen. Die Frequenz f darf hierbei schon in höherer Potenz vorkommen, die Spannungen und Ströme jedoch nur in erster Potenz.

Die Eingangsimpedanz

Die Eingangsimpedanz Z_e ist der komplexe Quotient aus Eingangsspannung und Eingangsstrom: $Z_e = U_e / I_e$. Beim klassischen Röhren-Gitarrenverstärker besteht Z_e aus einem $1\text{-M}\Omega$ -Widerstand und einer dazu parallel liegenden Kapazität C , die zum überwiegenden Teil von der Röhrenkapazität und der Verstärkung der ersten Röhre gebildet wird (Miller-Effekt [1]). Bei vielen Röhrenverstärkern findet man für C Werte um 150 pF , es gibt aber auch Ausnahmen: So ist beim *Fender Tweed Deluxe* das Vol-Poti 'reverse' beschaltet, d.h. der Schleifer liegt an der Anode. Beim Zurückdrehen verringert sich folglich der Röhren-Lastwiderstand, und damit verringern sich auch Röhren-Verstärkung und Eingangskapazität: Von 180 pF auf 45 pF . Doch nur mit sehr kapazitätsarmen Gitarrenkabeln wird sich diese Änderung auf den Klang auswirken: Mit z.B. 330 pF Kabelkapazität und 150 pF Tonabnehmerkapazität würde sich die Tonabnehmer-Resonanzfrequenz um 11% ändern – das könnte so gerade eben hörbar sein. Zum Messen der Eingangsimpedanz eignet sich eine Schaltung nach **Abb. 1**: Der Generator erzeugt einen Sinus-Sweep, der hochohmig auf den Eingang gegeben wird. Wichtig ist hierbei, dass der hochohmige Vorwiderstand direkt am Verstärker-Eingang sitzt, damit nicht zusätzliche Kabelkapazitäten das Messergebnis verfälschen. Die Eingangsspannung wird mit einem hochohmigen Teiler ($10\text{-M}\Omega$ -Tastkopf) abgenommen, dessen Auswirkung sich rechnerisch leicht kompensiert lässt. **Abb. 2** zeigt zwei typische Messergebnisse.

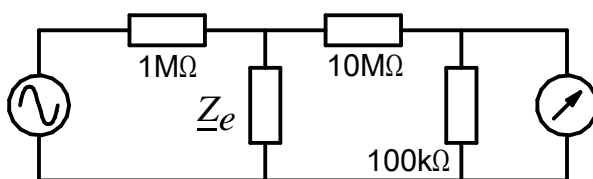


Abb. 1: Messanordnung zur Bestimmung der Eingangsimpedanz Z_e eines Verstärkers.

Aus den in **Abb. 2** dargestellten Impedanz-Frequenzgängen können leicht R und C ermittelt werden. Nicht alle Verstärker bieten $1\text{ M}\Omega$ Eingangswiderstand: Beim VOX AD60-VT sind es $550\text{ k}\Omega$, beim Music-Man 2100 nur noch $250\text{ k}\Omega$, und auch $100\text{ k}\Omega$ wurden bei Transistor-Eingangsstufen schon gesichtet. Die Konsequenz dieser relativ kleinen Widerstände: Die Tonabnehmer-Resonanz wird zu stark bedämpft, die Gitarre verliert einen Teil ihrer Klangcharakteristik [1].

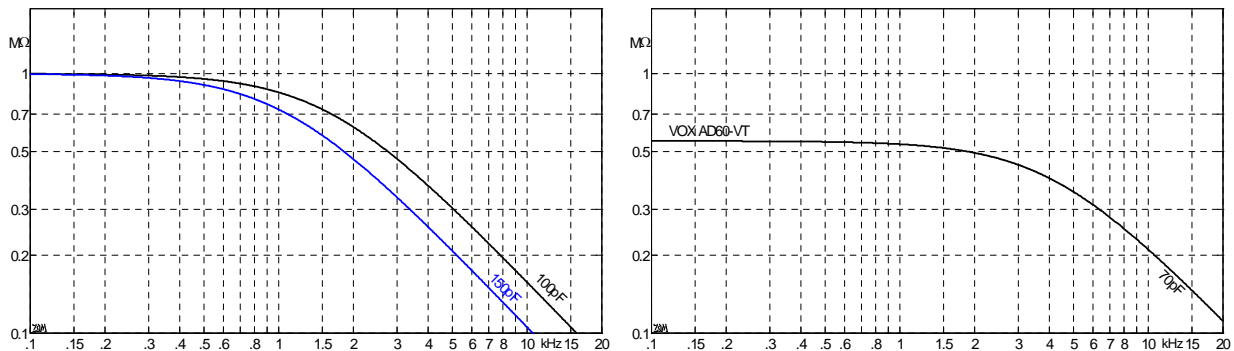
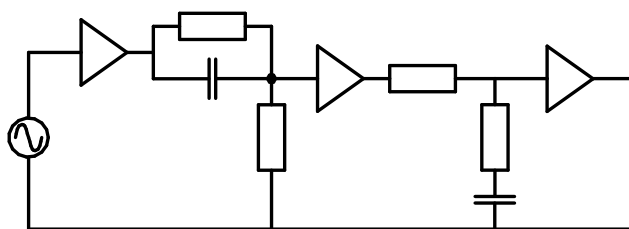


Abb. 2: Gemessene Impedanz-Betragsfrequenzgänge.

Noch in einem weiteren Punkt unterscheiden sich Röhren- von Transistor-Eingangsstufen: Schon ab etwa 0.1 V Eingangsspannung beginnt bei der Eingangstriode Gitterstrom zu fließen, die Eingangsimpedanz wird nichtlinear (und niederohmig). Dieses Verhalten wird hier nicht weiter untersucht, eine genauere Dokumentation findet sich bei [1].

Ein zweistufiges, lineares System

Bei der Kettenschaltung von Teilsystemen ist ein wichtiges Kriterium, ob und ggf. wie sie sich gegenseitig beeinflussen. Am einfachsten zu handhaben sind *rückwirkungsfreie* Systeme, deren (lineare) Eingangsimpedanz unendlich und deren (lineare) Ausgangsimpedanz null ist. **Abb. 3** zeigt hierzu ein Beispiel: Zwei einfache Filterschaltungen, durch Trennverstärker voneinander getrennt. Das erste Filter (ein Hochpass mit Gegenhalt) hebt die Höhen an, das zweite Filter (ein Tiefpass mit Gegenhalt) senkt sie wieder ab. Weist man den beiden Übertragungsfunktionen \underline{H}_1 und \underline{H}_2 dieselbe Zeitkonstante τ und denselben Dämpfungsfaktor a zu, ergeben sich zwei zueinander *inverse* Filter, mit $\underline{H} = \underline{H}_1 \cdot \underline{H}_2 = 1/a$.



$$\underline{H}_1 = \frac{1 + p \cdot \tau}{a + p \cdot \tau}$$

$$\underline{H}_2 = \frac{1 + p \cdot \tau/a}{1 + p \cdot \tau}$$

Abb. 3: Eine Kettenschaltung rückwirkungsfreier linearer Teilsysteme. Die Dreiecke sind Trennverstärker mit Verstärkung = 1, Eingangsimpedanz = unendlich, Ausgangsimpedanz = null; $p = j\omega$.

In **Abb. 4** sind Betrags- und Phasengang für $a = 10$ und $\tau = 0.8\text{ ms}$ dargestellt. Beim schwarz gezeichneten ersten Teilsystem ist die Höhendämpfung 0 dB , die Tiefendämpfung beträgt $20\lg(a) = 20\text{ dB}$; beim zweiten Teilsystem ist es umgekehrt. Der Gesamt-Verstärkungsfaktor ergibt sich als Produkt der einzelnen Verstärkungsfaktoren, das Gesamt-Verstärkungsmaß als Summe der Einzel-Verstärkungsmaße (in dB). Die Gesamtphase ist die Summe der Einzelphasen. Also (für das Gesamtsystem): $H = 1/10$, $\varphi_H = 0$.

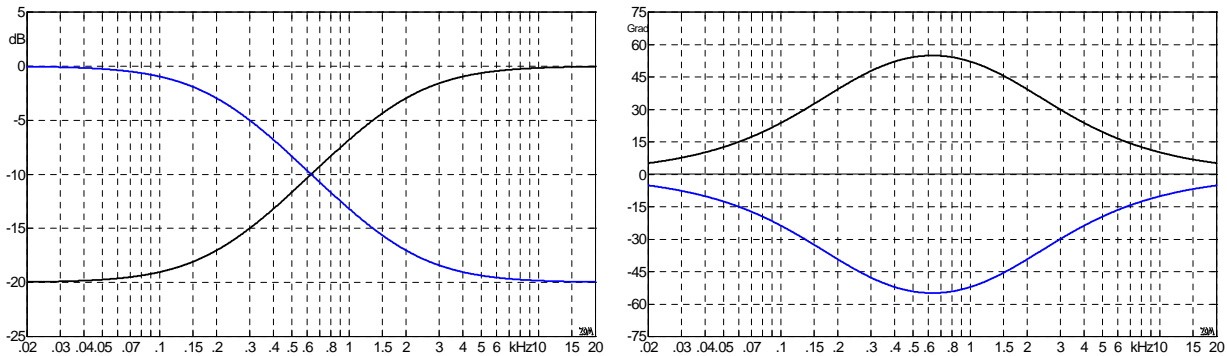


Abb. 4: Betrags- und Phasengang ($a = 10$, $\tau = 0.8$ ms). 1. Subsystem schwarz, 2. Subsystem blau.

Könnte man bei diesem System nur Eingangs- und Ausgangsspannung messen, ohne Kenntnis des inneren Aufbaus ("Black Box"), man würde von der internen Filterung nichts bemerken. Das gilt aber nur, solange die Bedingung "alle Teilsysteme sind linear" eingehalten wird. Sobald Rauschen oder krumme Übertragungskennlinien vorhanden sind (und bei realen Systemen sind sie immer vorhanden), ändern sich die Übertragungseigenschaften wesentlich, und diese Situation wird nun ausführlicher untersucht.

Ein zweistufiges, nichtlineares System

Es gibt verschiedene Arten von Nichtlinearität. Zunächst denkt man vielleicht an den Klirrfaktor, also das Entstehen neuer Spektralkomponenten, und das ist tatsächlich ein Kriterium für Nichtlinearität*. Doch auch *Rauschstörungen* zählen zu den nichtlinearen Effekten, weil hierdurch die Forderung nach Quellenfreiheit verletzt wird. Rauschen wird bei den folgenden Systemen aber ignoriert, es geht nur um Teilsysteme mit gekrümmten Übertragungskennlinien, wie sie in aktiven Bauteilen (Röhren, Transistoren) auftreten. Die Forderung nach Rückwirkungsfreiheit wird beibehalten, zusätzlich zu zwei linearen Teilsystemen wird nun aber ein nichtlineares Teilsystem hinzugefügt. Sitzt diese Nichtlinearität direkt am System-Ein- oder -Ausgang, fällt die Analyse leicht, weil die beiden linearen Teilsysteme (wie oben) zusammengefasst werden können. Schwieriger wird es, wenn die Nichtlinearität zwischen den beiden linearen Teilsystemen sitzt (**Abb. 5**). Der Einfachheit halber wird die Nichtlinearität zunächst als harte Begrenzung (**Clipping**) definiert. Solange die am nichtlinearen System anliegende Spannung unter der Clipping-Grenze bleibt, reagiert das Gesamtsystem linear, mit der Übertragungsfunktion $\underline{H} = \underline{H}_1 \cdot \underline{H}_2$. Doch sobald die Clipping-Grenze überschritten wird, ändert sich die Situation: Nun ist das Gesamtsystem nichtlinear, und deshalb hat es keine Übertragungsfunktion mehr! Zwar können nach wie vor Ein- und Ausgangsspannung gemessen werden, jedoch ist die Ausgangsspannung nichtlinear verzerrt, und damit – so meint die Systemtheorie – darf keine Übertragungsfunktion definiert werden. Die beiden Teilsysteme \underline{H}_1 und \underline{H}_2 sind nach wie vor linear, sie behalten ihre Übertragungsfunktion, doch das Gesamtsystem wird nichtlinear, sobald beim mittleren System Clipping auftritt. Die Analyse fiel leicht, könnte man das Gesamtsystem in seine Teilsysteme zerlegen und diese einzeln untersuchen, doch sei dieser Weg versperrt: Das Gesamtsystem darf nicht zerlegt werden, es stehen nur sein Ein- und Ausgang zur Verfügung. Was nun?

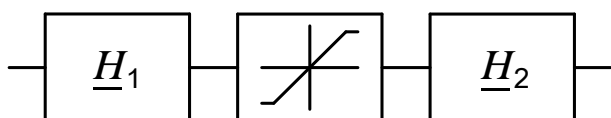


Abb. 5: Kettenschaltung zweier linearer Teilsysteme und eines nichtlinearen Teilsystems

* Modulatoren werden hier nicht betrachtet

Zunächst einmal ist es zweckmäßig, die Gesamt-Übertragungsfunktion $\underline{H} = \underline{H}_1 \cdot \underline{H}_2$ zu ermitteln. Dabei ist allerdings sicherzustellen, dass keine Übersteuerung auftritt – wofür sich eine Spektralanalyse eignet. Allerdings gibt es Fälle, bei denen eine Spektralanalyse zu einer Fehlinterpretation führen kann: Wenn \underline{H}_2 z.B. ein steilflankiger 2-kHz-Tiefpass ist, wird der bei der Verzerrung eines 1-kHz-Tones entstehende 3-kHz-Ton nicht mehr durchgelassen, das Ausgangsspektrum erscheint unverzerrt. Deshalb sind ergänzende Messungen zweckmäßig, z.B. eine Zweitonanregung mit Differenztonanalyse, oder eine Überprüfung der Pegellinearität (der Ausgangspegel ändert sich dabei um exakt denselben Wert wie der Eingangspegel).

Analysen an nichtlinearen Systemen verlaufen zumeist *iterativ*: Nach den ersten Messergebnissen erstellt man eine Hypothese zur Topologie des Systems und zu den Funktionen der Teilsysteme, und korrigiert bzw. verfeinert diese Hypothese dann mit dem Fortschritt der Analysen. \underline{H} lässt sich messen, die Aufteilung auf \underline{H}_1 und \underline{H}_2 macht aber Probleme, weil ein Produkt eben in unendlich viele Faktoren zerlegt werden kann. Hier kommt nun die Nichtlinearität als eine Art zusätzliches Messgerät zum Einsatz: Sobald am Ausgang Verzerrungen beobachtet werden, erreicht die Ausgangsspannung von \underline{H}_1 die Clipping-Grenze; und damit kann der Frequenzgang des ersten Teilsystems ermittelt werden. Ein Beispiel:

Die Gesamt-Übertragungsfunktion \underline{H} ergibt sich (mit kleiner Aussteuerung gemessen) zu der in **Abb. 6** links dargestellten Kurve. Nichtlineare Verzerrungen treten beim Ausgangssignal auf, sobald der Eingangspegel die im rechten Bild gezeichnete Kurve erreicht. Achtung: Die Kurven gehören zu sehr unterschiedlichen Größen! Das linke Bild kennzeichnet lineares Systemverhalten, das rechte Bild nichtlineares (dB vs. dBV). Die Übertragung des ersten Teilsystems \underline{H}_1 ist frequenzabhängig, aber linear, die des nichtlinearen Teilsystems hingegen frequenzunabhängig. Anders ausgedrückt: Von der Clipping-Grenze ist bekannt, dass sie frequenzunabhängig ist, ihre absolute Lage ist jedoch unbekannt. Kein Problem, das Einfügen einer konstanten Verstärkung ist trivial. Nehmen wir an, Clipping würde auftreten, sobald am Eingang des nichtlinearen Systems der Spannungsbetrag 14 V überschritten wird (20 dBV entsprechend*). Dann beträgt $G_1 = L_{\text{Clip}} - L_{\text{max}}$, mit $L_{\text{Clip}} = 20$ dBV, und L_{max} = der in Abb. 6 rechts dargestellte maximale Eingangspegel. $G_1 = 20 \lg(\text{abs}(\underline{H}_1))$ dB wird in dB (und nicht in dBV) angegeben, weil aus der Differenz zweier Absolutpegel entstanden.

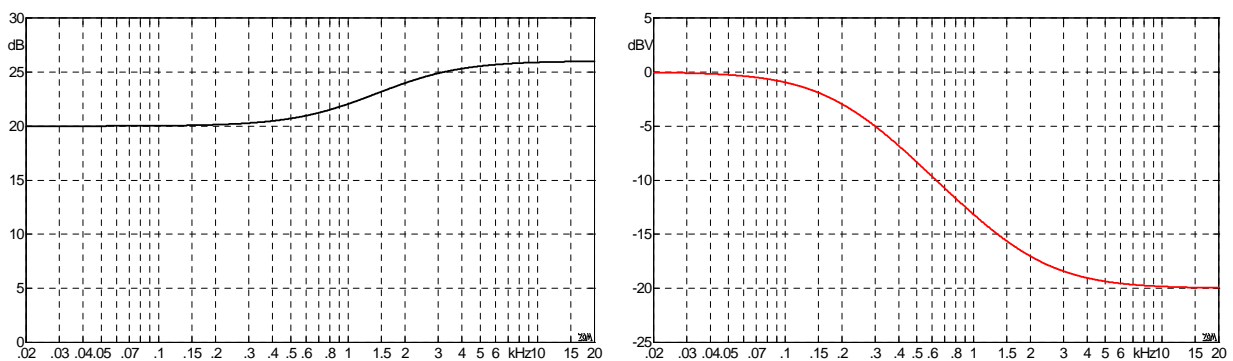


Abb. 6: Bei kleiner Aussteuerung gemessener Frequenzgang (li.), Aussteuerungsgrenze Eingangssignal (re.).

Mit den bekannten \underline{H} und \underline{H}_1 (bzw. G und G_1) kann nun \underline{H}_2 (bzw. G_2) ermittelt werden: $\underline{H}_2 = \underline{H}/\underline{H}_1$, bzw. $G_2 = G - G_1$ (G ist der zu \underline{H} gehörende dB-Wert). Die Kurven für die Übertragungsfunktionen der linearen Teilsysteme sind in **Abb. 7** dargestellt.

* Man kann auch jeden anderen Wert nehmen, das gleicht sich bei der Ermittlung von \underline{H}_2 wieder aus.

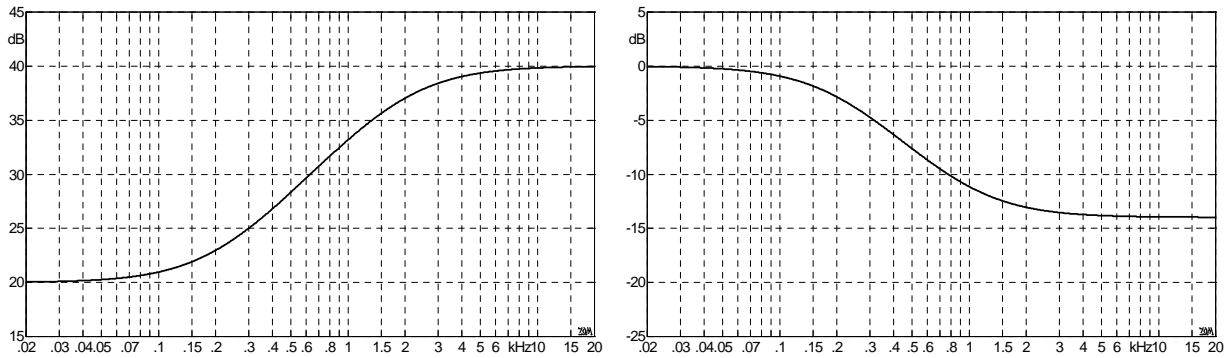


Abb. 7: Frequenzgänge des ersten (links) und zweiten (rechts) linearen Teilsystems.

Die in Abb. 7 dargestellten Frequenzgänge bilden zusammen mit der Annahme $L_{\text{Clip}} = 20$ dBV das in Abb. 6 dargestellte Gesamtverhalten vollständig nach – die Verstärkungsaufteilung auf die Teilsysteme kann beliebig sein, sie spielt bei einer Black-Box-Betrachtung keine Rolle (hier geht es nur um den Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangssignal).

Nicht ganz trivial ist die Ermittlung der Aussteuerungsgrenze (Abb. 6 rechts). Was bei hartem Clipping noch mit akzeptabler Genauigkeit gelingt, kann bei runderen Verzerrungskennlinien schwieriger werden. In Abb. 8 ist links die Aussteuerungsabhängigkeit der kubischen Klirrdämpfung $a_{k3} = 20\lg(1/k_3)$ dB beim harten Clipping dargestellt. Die Aussteuerungsgrenze dieses speicherfreien Begrenzers ist hier zu 20 dBV definiert, bei Überschreitung dieses Wertes steigt der Klirrfaktor steil an, entsprechend nimmt die Klirrdämpfung ab. Das Problem: Das auf die Nichtlinearität folgende Teilsystem (H_2) verändert die spektrale Zusammensetzung, und damit die Klirrdämpfung. Der Klirrdämpfungsanstieg erfolgt hier aber so steil, dass es keinen großen Unterschied macht, ob a_{k3} 40 oder 30 dB beträgt. Und sollte tatsächlich eine höhere Genauigkeit gefordert sein, lässt sich das System nach der gefundenen ersten Näherung in einer zweiten Iterationsschleife verbessern.

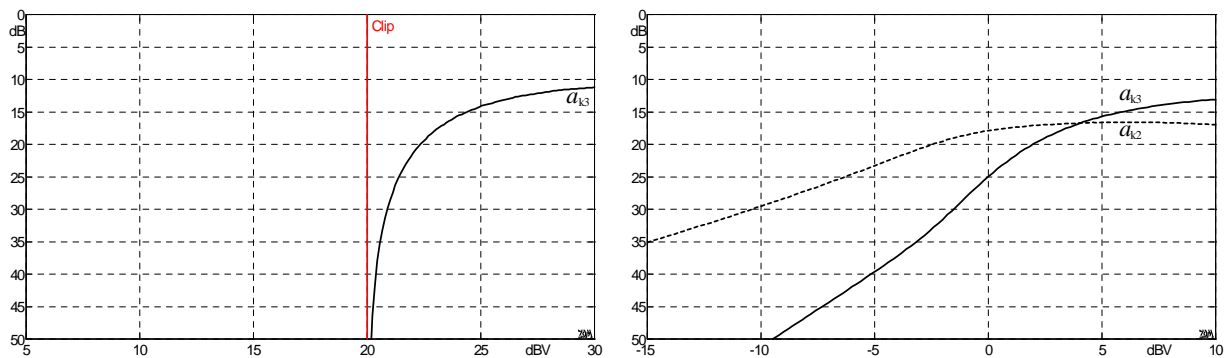


Abb. 8: Aussteuerungsabhängiger Klirrdämpfungsanstieg bei unterschiedlicher Verzerrungscharakteristik; Links: Hartes Clipping, rechts: Verzerrungen einer Triode (ECC83, [1]).

Eine ganz andere Verzerrungscharakteristik zeigt eine **Röhre** (hier: ECC83). Bei kleiner Aussteuerung dominiert die quadratische Verzerrung, die beim symmetrischen Clipping gar nicht existiert, mit zunehmendem Pegel kommt dann die kubische Verzerrung hinzu, aber viel langsamer ansteigend als beim Clipping. Hier ist eine iterative Analyse unumgänglich, oder folgende Analysetechnik: Anstatt zuerst H_1 zu ermitteln, wird zuerst H_2 bestimmt. Dazu übersteuert man die Nichtlinearität so weit, dass deren Ausgangspegel praktisch nicht mehr vom Eingangspegel abhängt (und somit frequenzunabhängig ist). Aus dem Pegel der ersten Harmonischen des verzerrten Ausgangssignal (am Systemausgang gemessen) kann dann H_2 ermittelt werden – wiederum, wie oben, mit einer zunächst unbestimmten Grundverstärkung.

Zur Realisierung des **nichtlinearen Teilsystems** (des Verzerrers) gibt es mehrere Möglichkeiten: Einfache Modeling-Systeme nehmen vordefinierte Funktionen (z.B. \arctan , \tanh), bei denen lediglich Skalierung und Offset einstellbar sind, bei aufwändigeren Modellierungen wird versucht, die Kennlinie des nichtlinearen Verstärkerbauteils nachzubilden (**Abb. 9**).

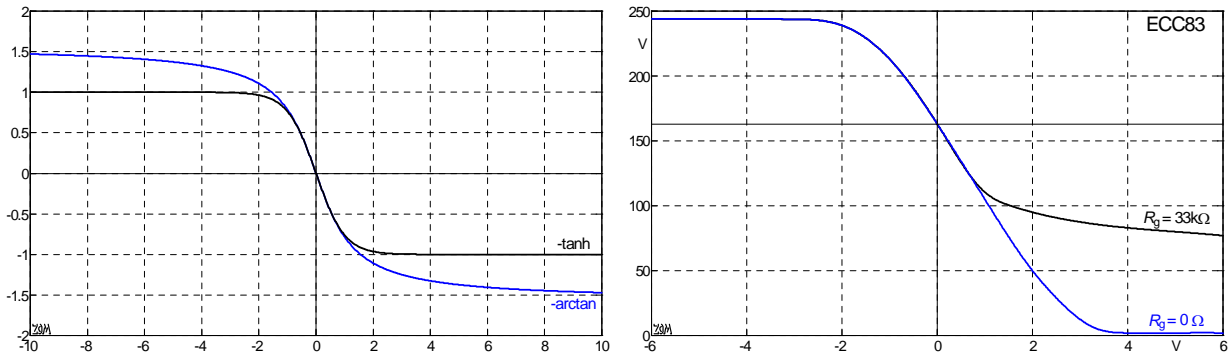


Abb. 9: Übertragungskennlinien. Winkelfunktionen (links), Triode (rechts, [1]).

In einem Röhren-Verstärker verzerren vor allem die Röhren. Die Nichtlinearitäten der Widerstände sind vernachlässigbar, Kondensatoren sind bei hochwertiger Fertigung ebenfalls verzerrungsfrei, der Ausgangsübertrager wird tieffrequent verzerren (je nach Dimensionierung). Die Verzerrung einer Röhrenstufe muss aber immer im Zusammenhang mit ihrer Schaltungs-umgebung gesehen werden, die im Gitterkreis auftretende Eingangsverzerrung hängt sehr stark vom Quellwiderstand der vorhergehenden Stufe ab (Abb. 9, rechtes Bild). Bei hohen Anforderungen an die Simulationsgenauigkeit wird man deshalb die Parameter der Nicht-linearität iterativ mit Rechnerunterstützung optimieren müssen [2, 3]. Hierbei wird schnell die Unzulänglichkeit des einfachen Blockschaltbildes nach Abb. 5 offensichtlich: Der typische Röhrenverstärker hat nämlich mehr als eine nichtlineare Kennlinie! Wie stark diese zum Tragen kommen, d.h. wie weit sie angesteuert werden und verzerren, hängt von der Topologie ab [1] – in vielen Fällen muss jedoch eine Vorstufen-Verzerrung und zusätzlich eine Endstufen-Verzerrung berücksichtigt werden. Oder noch mehr: Dave Funk [4] berichtet von Verstärkern mit vier Verzerrerstufen! Könnte man die nicht zusammenfassen? Wie viele Einzelsysteme sind für gutes Modeling erforderlich? Hierzu gibt es keine einheitliche Lehrmeinung – zu unterschiedlich sind die Anforderungen. Ein paar Beispiele mögen die Grundlagen verdeutlichen: Ein lineares System, das aus mehreren Filterstufen besteht, lässt sich auf ein einziges hierzu äquivalentes System reduzieren. Beim nichtlinearen System ist dies nicht generell möglich. Es macht z.B. einen Unterschied, ob zuerst die Höhen angehoben werden, dann verzerrt wird, und dann die Höhen abgesenkt werden, oder ob die Reihenfolge lautet: Höhenabsenkung, Verzerrung, Höhenanhebung. Im ersten Fall werden vorwiegend die Höhen verzerrt, im zweiten Fall vorwiegend die Tiefen. Zwei direkt aufeinander folgende speicherfreie Verzerrer dürfen zu einer nichtlinearen Kennlinie zusammengefasst werden – liegt aber ein Filter dazwischen, dürfen sie nicht zusammengefasst werden.

In **Abb. 10** ist die Erweiterung des Blockschaltbildes auf zwei Nichtlinearitäten dargestellt. Die im Bild rechts gezeichnete Verzerrerstufe könnte die Endstufe des untersuchten Gitarrenverstärkers sein, H_3 wäre dann der Lautsprecher-Frequenzgang. Doch ehe ein System mit zwei Nichtlinearitäten näher betrachtet wird, erst ein paar grundsätzliche Überlegungen:

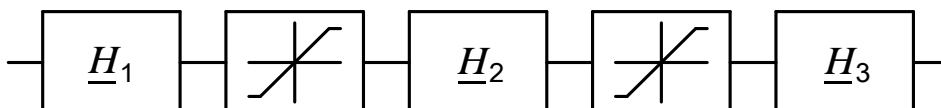


Abb. 10: Kettenschaltung dreier linearer und zweier nichtlinearer Teilsysteme

Bei Analyse und Simulation (Modeling) eines signalverarbeitenden Systems gibt es verschiedene Vorgehensweisen: Eine strukturbasierte (White Box), und eine rein übertragungsbasierte (Black Box). Die **Black Box** ist eine schwarze Kiste, in die man nicht reinschauen kann – nur ihre Funktion ist bekannt, d.h. die Abbildung der Eingangssignale auf die Ausgangssignale. Demgegenüber ist bei der White-Box-Analyse ein Blick ins Innere (d.h. auf den Schaltplan) erlaubt. Will man zur Black Box ein Modell-System entwickeln, kann man jede beliebige Struktur (Topologie) verwenden, welche die geforderten Übertragungseigenschaften aufweist. Die Zuordnung einer bestimmten Nichtlinearität zu einer bestimmten Röhre ist hierbei nicht möglich, weil einzelne Röhren sowie deren Funktionen nicht bekannt sind. Anders bei der Modellierung einer **White Box**: Diese könnte man in Subsysteme unterteilen (Vorstufe, Tonestack, Phaseninverter, Endstufe, Lautsprecher), und dann jedes dieser Subsysteme einzeln modellieren.

Es ist sehr schwierig, die (linearen und nichtlinearen) Übertragungseigenschaften eines vielstufigen Verstärkers nur durch Black-Box-Analyse ermitteln zu wollen. Die einzelnen Klirrfaktoren können hierbei in komplizierter Weise von Frequenz und Pegel abhängen, sodass ein sehr großer Analyse-Aufwand entsteht. Schon bei einem System mit nur einer Nichtlinearität steigt der Analyseaufwand, wenn sich die Nichtlinearität nicht an die o.a. Eigenschaften hält, wenn sie z.B. ihren Arbeitspunkt verschiebt, oder frequenzabhängig verzerrt.

Eine frequenzabhängige Nichtlinearität

Bei einfacher Analyse (wie z.B. in Abb. 5) unterscheidet man zwei Subsystemarten: lineare, frequenzabhängige einerseits, und nichtlineare, frequenzunabhängige andererseits. Dass diese Idealisierung schnell an ihre Grenzen kommt, zeigt folgendes Beispiel: Der Eingang einer Röhre (z.B. ECC83) ist sehr hochohmig, solange die Gitter-Wechselspannung genügend negativ ist. Sobald sich U_{gk} aber 0V nähert, beginnt ein Gitterstrom zu fließen, und der Eingang wird zunehmend niederohmig. In **Abb. 11** ist eine einfache Verstärkerstufe dargestellt, wie sie in ähnlicher Form in vielen Gitarrenverstärkern zu finden ist [1]. Die schwarze Kurve verdeutlicht die Übertragung von der Generator- zur Ausgangsspannung, wenn das Potentiometer voll aufgedreht ist, die blaue Kurve gilt für einen auf 50% zurückgedrehten Schleifer. Für vermeintlich gleiche Aussteuerung wurde hierfür die Generatorspannung verdoppelt, doch wie man sieht: da gibt es wesentliche Unterschiede bei den Minimalspannungen. Der Grund: Wird das Potentiometer zurückgedreht, vergrößert sich der für die erste Röhre maßgebliche Quellwiderstand, und dieser limitiert den Gitterstrom (und damit auch den maximalen Anodenstrom) der ersten Röhre.

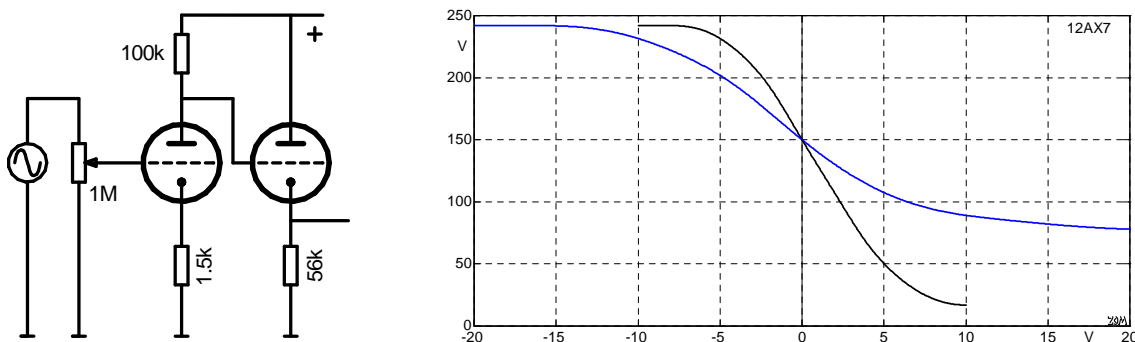


Abb. 11: Signalübertragung durch einen verstärkertypischen Kathodenfolger.

Nun erweitern wir diese Schaltung um einen Überbrückungs-Kondensator, der die Höhen anheben soll (bei Fender z.B. mit dem Bright-Switch aktivierbar). Der Schleifer soll in seiner

50%-Position verbleiben, womit bei kleiner Aussteuerung die Höhen ungedämpft vom Generator zum Gitter übertragen werden, während die Tiefen um 6dB abgeschwächt werden. Die immer vorhandene **Eingangskapazität** der ersten Röhre (und den Miller-Effekt) vernachlässigen wir, um die Situation nicht noch komplizierter zu machen. Sieht man die beiden Röhren als idealen Verstärker mit unendlichem Eingangswiderstand, ergibt sich eine Übertragungsfunktion wie in **Abb. 12**. Doch nun ist die Quellimpedanz, über die die erste Röhre angesteuert wird, frequenzabhängig. Signale höherer Frequenz können die erste Röhre weiter aussteuern als niederfrequente Signale, die nichtlineare Signalbegrenzung wird frequenzabhängig. Es gibt hier – und das könnte man leicht übersehen – zwei verschiedene Frequenzabhängigkeiten: die lineare Höhenanhebung beim Potentiometer, und die frequenzabhängige Begrenzung. Beide werden zwar vom selben C verursacht, wirken sich aber unterschiedlich aus. Zur Verdeutlichung: Gäbe es keinen Gitterstrom, und wäre der Kathodenfolger lediglich ein Amplitudenbegrenzer, wäre seine (begrenzte) Ausgangsspannung frequenzunabhängig. Auch mit kapazitiv überbrücktem Potentiometer! Weil aber der Ausgangsspannungshub von der Quellimpedanz (Potentiometer) abhängt, und diese (mit C) frequenzabhängig ist, ist auch der Ausgangsspannungshub frequenzabhängig.

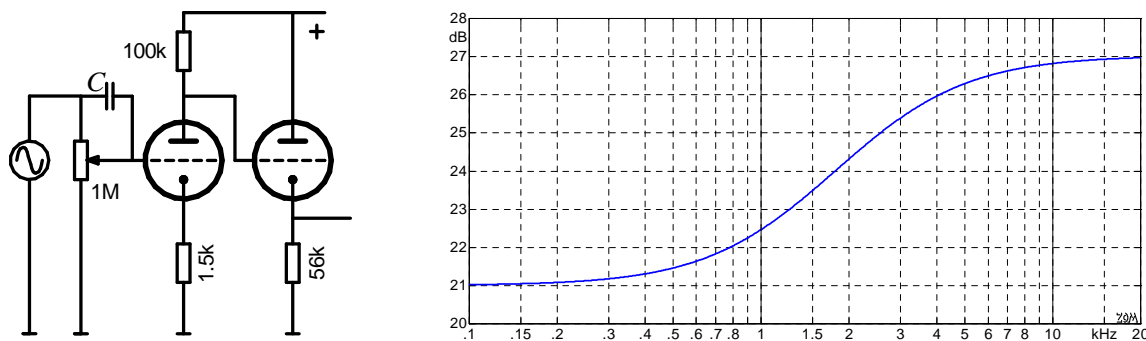


Abb. 12: Kleinsignalübertragung durch den Kathodenfolger; Potentiometer = 50%, kapazitiv überbrückt.

Ein derartiges Systemverhalten kann mit einer Schaltung wie in Abb. 5 nur ungefähr nachgebildet werden. Die im überbrückten Potentiometer stattfindende Höhenanhebung könnte man zwar dem Subsystem H_1 zuordnen, aber die gekrümmte Übertragungskennlinie ist frequenzabhängig, während die Nichtlinearität in Abb. 5 frequenzunabhängig (speicherfrei) definiert wurde. Und nein, auch ein nachgeschaltetes Filter (H_2) könnte das Problem nicht beheben. Kompliziert? Tatsächlich ist das Problem noch komplizierter: Schon die Höhenanhebung beim Potentiometer stellt nämlich ein nichtlineares Filter dar, weil mit Gitterstrom die Poti-Belastung nichtlinear wird. Nimmt man nun noch die Eingangskapazität der ersten Röhre mit dazu, wird's noch verwickelter: Denn die Eingangskapazität hängt – Miller-Effekt – von der Röhrenverstärkung ab, und die ist ... genau: nichtlinear. Die Aufteilung in linear filternde und speicherfrei verzerrende Subsysteme ist hier – legt man die strengen Regeln der Systemtheorie an – nicht mehr möglich, hier hilft nur eine nichtlineare Differentialgleichung höherer Ordnung weiter*. Was manchmal auch hilft: Pragmatismus. Denn letztlich ist die perfekte Modellierung zwar hinreichend (so sie überhaupt erreichbar ist), aber häufig nicht notwendig, weil das Gehör als letzte Instanz viele Defizite nicht bemerkt. Leider ist noch immer nicht in befriedigendem Umfang geklärt, welche Defizite beim Hörversuch bemerkt und welche nicht bemerkt werden – die Arbeiten hierzu dauern noch an. Pragmatismus – damit lässt sich auch ertragen, dass beim scheinbar einfachen Kathodenfolger noch ein Effekt hinzukommt:

* Und eigentlich ist das ein unverschämter Euphemismus, denn eine Differentialgleichung hilft noch gar nicht. Eine Hilfe könnte erst die DGL-Lösung sein, doch vor die haben die Götter jede Menge Arbeit gelegt.

Der aussteuerungsabhängige Arbeitspunkt

Sobald im Gitterkreis einer Röhre ein Kondensator mitwirkt – was praktisch immer der Fall ist – verschiebt sich der Arbeitspunkt mit zunehmender Aussteuerung zum Sperrbereich der Röhre. Der Grund: Der Gitterstrom fließt nur in eine Richtung und polarisiert den Kondensator, d.h. erzeugt an diesem eine aussteuerungsabhängige Gleichspannung. In **Abb. 13** ist eine einfache Schaltung dargestellt, die diesen Effekt verdeutlicht. Überbrückt man den Kondensator ("ohne Kondensator"), begrenzt die Diode die positive Halbwelle auf ca. 0.5V. Mit Kondensator tritt diese Begrenzung auch auf, doch damit fließt durch den Kondensator ein unsymmetrischer Strom: Bei einer positiven Generatorhalbwelle ist der Strom größer als bei einer negativen. Konsequenz 1: am Kondensator entsteht eine Gleichspannung. Sowie 2: die an R_2 anliegende Spannung verschiebt sich ins Negative. Und 3: Langfristig stellt sich ein stationärer Zustand ein, mit halbwellensymmetrischer Ladung.

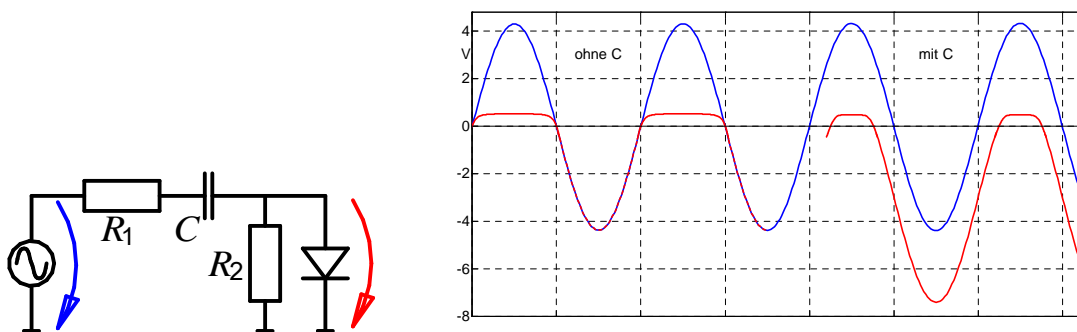


Abb. 13: Nichtlineare Schaltung mit aussteuerungsabhängiger Arbeitspunktverschiebung. Diode = 1N4007, $R_1 = 33\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\text{M}\Omega$, $C = 100\text{nF}$.

Die Ladung Q (Einheit As) ist das zeitliche Integral über dem Strom, bei Gleichstrom also das Produkt aus Strom und Zeit. Bei positiver Generatorspannung ist der Stromkreis relativ niederohmig, C wird im Wesentlichen über R_1 geladen. Bei negativer Generatorspannung ist die Diode wirkungslos (sie sperrt), der Stromkreis ist mit $R_1 + R_2$ wesentlich hochohmiger. Wegen dieser Strom-Unsymmetrie steigt die mittlere Spannung am Kondensator (die sich ganz einfach zu $U_C = Q / C$ berechnet), U_{R_2} bekommt einen zunehmend negativen Mittelwert. Dies hat zwei Konsequenzen: Der Stromflusswinkel nimmt ab, und der während der negativen Generatorhalbwelle fließende Strom nimmt zu. Der Stromflusswinkel charakterisiert die Dauer des Diodenstroms, oder wie man auch sagen könnte, die Clipping-Dauer. In **Abb. 13** erkennt man, dass ohne C knapp die Hälfte der Periode geclippt wird, mit C ein deutlich kleinerer Teil. Die Arbeitspunktverschiebung bewirkt also, dass bei positiver Generatorhalbwelle ein relativ hoher Strom für kurze Zeit fließt, bei negativer Generatorhalbwelle ein kleiner Strom für relativ längere Zeit – die Ladungen, also die Integrale über die beiden Ströme, sind dabei (im stationären Endzustand) identisch.

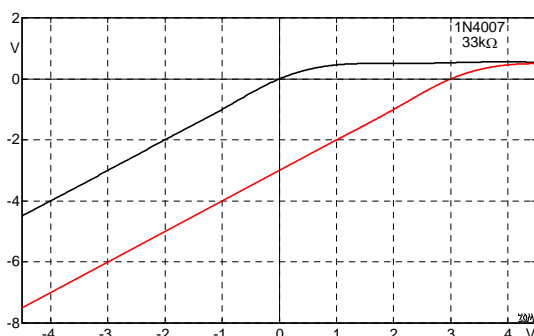


Abb. 14: Übertragungskennlinien

Abb. 14 zeigt die Übertragungskennlinien für den Fall ohne C (schwarz) und mit C (rot). Die schwarze Kurve ist aussteuerungsunabhängig, die rote Kurve verschiebt sich umso weiter nach rechts, je größer die Generatorspannung ist. Der Effekt ist umso ausgeprägter, je kleiner R_1 im Vergleich zu R_2 ist.

Durch die kapazitive Kopplung wird das Clipping abgeschwächt, d.h. der Klirrfaktor reduziert. Abb. 15 zeigt im linken Bild die quadratische Klirrdämpfung als Funktion des Generatorpegels. Bei großer Aussteuerung unterscheiden sich die Klirrdämpfungen um 18dB, d.h. der quadratische Klirrfaktor k_2 um den Faktor 8! Bei den kubischen Verzerrungen sind die Unterschiede geringer, gehen aber in dieselbe Richtung: mit C weniger Verzerrungen.

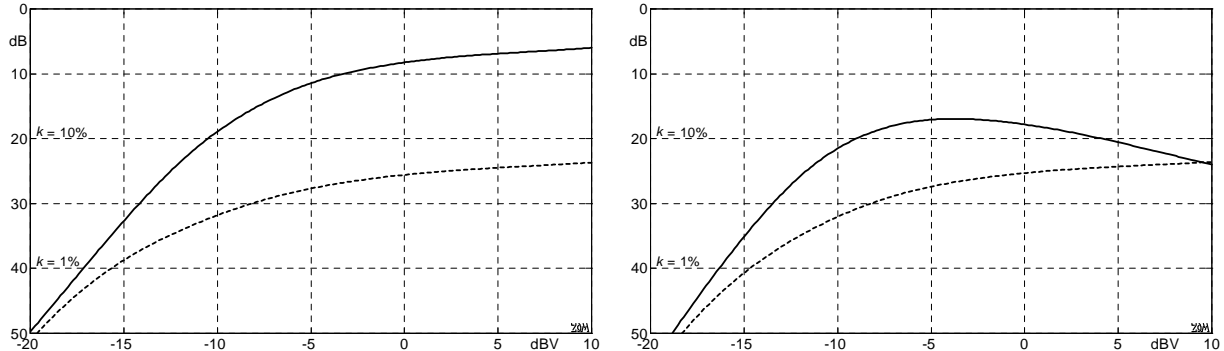


Abb. 15: Klirrdämpfung zu Abb. 13: ak_2 (links), ak_3 (rechts). Ohne C (—), mit C (----). $ak = 20 \cdot \lg(1/k)$ dB.

Bei einer Verstärkerröhre wirkt keine Siliziumdiode (wie in Abb. 13), sondern der Gitterkreis als nichtlineares Element. Als ein nichtlineares Element, denn hier kommt noch die Begrenzung im Anodenkreis dazu. Bei positiver Steuerspannung wirkt vor allem die Begrenzung durch den Gitterstrom, bei negativer Ansteuerung stößt die Ausgangsspannung an die Versorgungsspannung. Schon in einer einzigen Röhre wirken somit mehrere Nichtlinearitäten zusammen – und ein Gitarrenverstärker hat mehr als eine Röhre.

Mehrstufige Verstärker

Fender-Verstärker der 60er-Jahre waren sich oft topologisch ähnlich: Vorverstärker, Tone-Stack, Volume, Zwischenverstärker, Phasensplitter, Endröhren, Ausgangsübertrager, Lautsprecher. In den 70er-Jahren stiegen die Anforderungen nach immer höherer Verstärkung, weshalb im Vorverstärker zwei Trioden in Kette geschaltet wurden (z.B. Mesa-Boogie). Es können aber auch noch mehr sein: Dave Funk [4] beschreibt einen Verstärker, in dessen Vorstufe fünf (!) Trioden aufeinander folgen. Nicht, um damit eine gigantische Verstärkung zu produzieren, sondern für eine spezielle Verzerrung. Über einen Trainwreck-Verstärker schreibt er: *"The Gain Structure is such that the Power Amp distorts before any stage of the Preamp, including the Phase Inverter. The result is pure Power Amp distortion, closely followed by Preamp Distortion. This adds a smooth flow of distortion turnover and points out the hardest thing to make a distortion amp do; change smoothly from clear to dirty [4]"*. How closely is "closely"? Das wird leider nicht näher spezifiziert, man kann aber vermuten, dass (zumindest aus der Sicht des Herrn Funk) in einem Gitarrenverstärker wenigstens zwei verschiedene nichtlineare Stufen vorhanden sein sollten. Deren messtechnische Analyse ist, so man von einer Black Box ausgehen muss, schwierig bis unmöglich. Ein paar Beispiele:

Abb. 16 zeigt ein Blockschaltbild eines **Fender-Verstärkers** der Blackface-Ära. Die erste Röhre verstärkt um 33dB, mit üblichen Tonabnehmern (speziell: Fender Singlecoils) treten da keine nennenswerten Verzerrungen auf. Darauf folgen der Tone-Stack mit Treble/Bass und

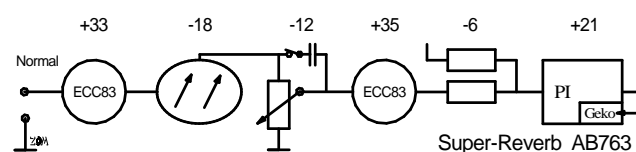


Abb. 16: Blockschaltbild eines Fender-Verstärkers (Blackface-Ära). dB-Angaben siehe [1].

das Volume-Poti, die für eine (allerdings frequenz- und einstellungsabhängige) Signaldämpfung sorgen. Bei mittleren Frequenzen und einer mittleren Grundverstärkung (die die Endstufe so gerade an die Clipping-Grenze bringt) werden die folgende Zwischenverstärker-Röhre und der Phaseninverter (PI) so wenig angesteuert, dass auch sie nur wenig verzerren – die Hauptverzerrung kommt in dieser Betriebsart von der Endstufe [1]. Die Systemanalyse ist hier einfach, zumindest solange man keine sehr hohen Anforderungen an die Genauigkeit stellt: Das ganze System bis zur Endstufe wird als näherungsweise linear betrachtet, Verzerrungen entstehen nur im letzten Subsystem, der Endstufe.

Anders beim **VOX AC-30 (Abb. 17)**: Schon die Reihenfolge der einzelnen Stufen ist unterschiedlich: Beim Fender sitzt der Tone-Stack zwischen erster und zweiter Röhre, beim VOX nach der zweiten Verstärkerstufe, die als Impedanzwandler (Doppeltriode) ausgeführt ist. Dieser Impedanzwandler verzerrt (abhängig von der individuellen Röhre) schon bei einer Aussteuerung, bei der auch die Endstufe zu verzerren beginnt. Und nein, diese beiden Nichtlinearitäten können nicht zusammengefasst werden, weil dazwischen ein Filter sitzt. Also: zwei Filter (eines beim Vol-Poti, sowie der Tone-Stack), und zwei Nichtlinearitäten (Kathodenfolger und Endstufe). Und ggf. der Lautsprecher als drittes Filter, bei Bedarf gerne ebenfalls nichtlinear.

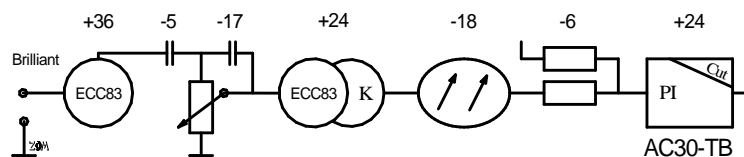


Abb. 17: Blockschaltbild eines VOX-Verstärkers (AC30-TB). dB-Angaben siehe [1].

Ein etwas moderneres Blockschaltbild ist in **Abb. 18** dargestellt: Ein **Marshall JCM-900 Hi Gain Dual Reverb** (Typ 4100). Der Eingang ist umschaltbar in einen Normal-Kanal und einen Lead-Kanal (auch Boost genannt), bis zum Umschalter mit Operationsverstärkern realisiert. Die Nichtlinearität bewirken im Normalkanal 2x2 antiparallele Leuchtdioden, im Lead-Kanal 2x3 antiparallele Si-Dioden. Hier röhrt also nix, das ist Solidstate-Distortion. Nach dem Umschalter nutzen beide Kanäle denselben Signalweg: Zwei Trioden in der bekannten Kathodenfolger-Schaltung (jedoch mit zusätzlicher Gegenkopplung), ein Marshall-üblicher Tone-Stack, zwei Signalabschwächungen (für EFX Send/Return), eine Triodenstufe mit einstellbarer Höhenanhebung, nochmals eine Triodenstufe, die jedoch eine überraschend hohe Abschwächung bewirkt, und dann geht's über die Master-Volume-Einstellung zur Endstufe. Man erkennt unschwer: da sind mehrere lineare und nichtlineare Subsysteme zugange. Zuerst zum Normal-Kanal: Sein Eingangs-OP verstärkt um 18dB, mit leichter Tiefen- und Höhenabsenkung (**Abb. 19**).

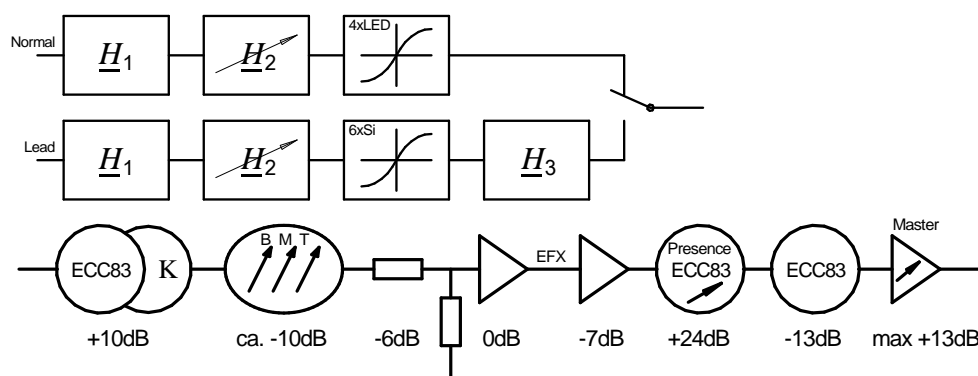


Abb. 18: Blockschaltbild eines Marshall JCM900-4100.

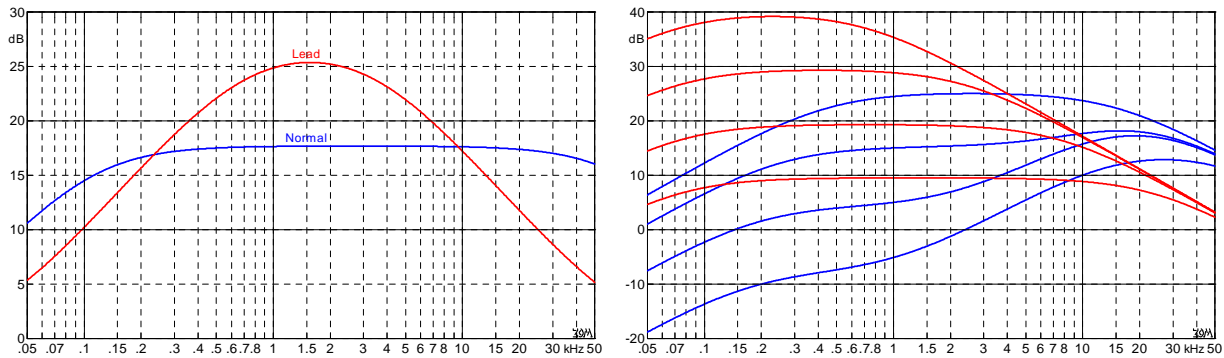


Abb. 19: JCM900-4100, Übertragung der ersten (links) bzw. der zweiten Verstärkerstufe (rechts).

Die Verstärkung des zweiten OPs ist einstellbar: Abb. 19 rechtes Bild, blaue Kurven. Reduziert man die Verstärkung, erfolgt eine sukzessive Höhenbetonung, ähnlich wie bei einem Fender-Verstärker mit Bright-Switch [1]. Die Gesamtübertragung durch die erste und zweite Verstärkerstufe ist in Abb. 20 blau dargestellt – für kleine Aussteuerung (Verzerrungen siehe später). Ganz anders sieht der Frequenzgang des **Lead-Kanals** aus: Der erste OP erzeugt eine festeingestellte Bandpasskurve (Abb. 18), der zweite eine Tiefenanhebung, beide OPs zusammen betonen die mittleren Frequenzlagen (Abb. 20 rot).

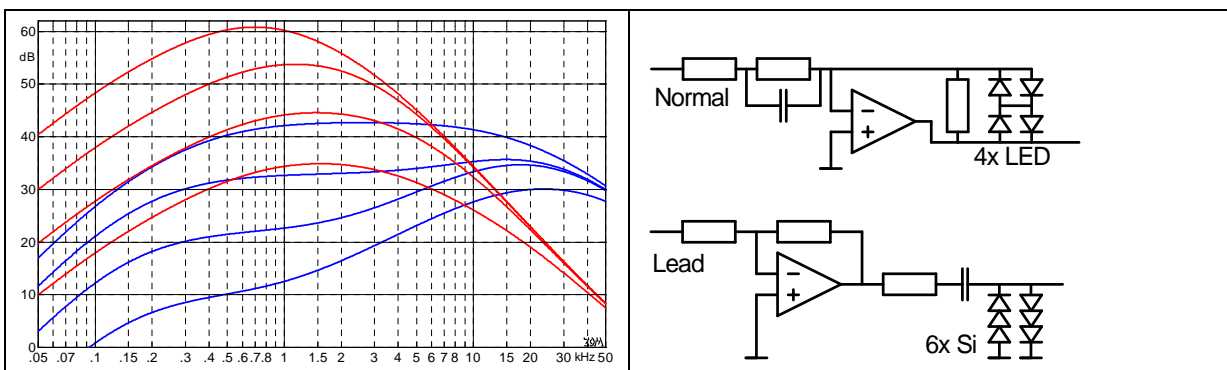


Abb. 20: JCM900-4100. Links: Kleinsignal-Übertragung vom Verstärker-Eingang bis zur Nichtlinearität. Rechts die beiden Verzerrer-Schaltungen.

Im Lead-Kanal begrenzen 6 Si-Dioden die Spannung. Bei kleinen Strömen, wenn der Bahnwiderstand noch keine Rolle spielt, lässt sich die Diodenkennlinie gut durch die Shockley-Gleichung beschreiben [1]: bei 3mA ergibt sich pro Diode eine Flussspannung von 0.6V. Die Flussspannung der LEDs ist knapp dreimal so groß, sodass im Normal-Kanal die Spannung auf etwa $3.2 V_S (= 6.4 V_{SS})$ begrenzt wird, im Lead-Kanal auf etwa $1.8 V_S$.

Im Normal-Kanal reicht bei voll aufgedrehtem Master-Volume* am Verzerrer-Ausgang eine Spitzenspannung von $0.4 V_S$, um die Endstufe gerade voll auszusteuern – die Vorstufe arbeitet in diesem Fall praktisch verzerrungsfrei. Selbst der Lead-Kanal, der je eigentlich für verzerrte Sounds gedacht ist, könnte nahezu verzerrungsfrei betrieben werden: Am Ausgang seines Diodenbegrenzers reichen $0.3 V_S$ für Vollaussteuerung der Endstufe.

Auf den Lead-Verzerrer folgt ein nicht veränderliches Filter, bei Marshall "Pre-EQ-Filter" genannt (Abb. 18 H_3 , bzw. Abb. 21 links). Die Schaltung entspricht im Prinzip einer Tone-Stack-Schaltung, nur dass anstelle der Potentiometer Festwiderstände verbaut wurden.

* und mittlerer Tone-Stack-Einstellung

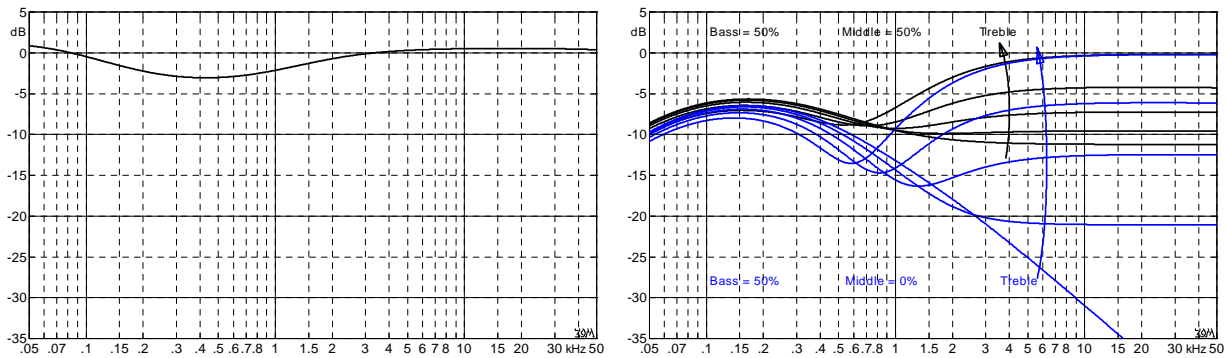


Abb. 21: Links der Frequenzgang des sog. Pre-EQ-Filters, rechts verschiedene Tone-Stack-Filterungen.

Das variable Tone-Stack-Filter ist im rechten Bild der Abb. 21 für verschiedene Potentiometer-Einstellungen dargestellt. Es entspricht dem eines JTM50 ([1] Abb. 10-3-14). Das Pre-EQ-Filter H_3 ist nur im Lead-Kanal in Betrieb, zusätzlich zum Tone-Stack.

Die Subsysteme im Einzelnen:

H_1 ist ein linearer Verstärker, der mit normal empfindlichen Tonabnehmern praktisch nicht übersteuert werden kann. Filterkurven siehe Abb. 19, linkes Bild.

H_2 ist ein Verstärker mit einstellbarer Verstärkung. Sein Übertragungsfrequenzgang ist von der Verstärkungseinstellung abhängig, Filterkurven siehe Abb. 19, rechtes Bild. Die Verstärker-Ausgangsspannung wird im Normal-Kanal auf etwa $3.6 V_S$ begrenzt, im Lead-Kanal auf etwa $1.8 V_S$. In beiden Kanälen kann eine Signalbegrenzung leicht erreicht werden.

H_3 ist ein linearer Verstärker, der nicht übersteuert werden kann. Filterkurven siehe Abb. 21, linkes Bild.

Der Kathodenfolger arbeitet im relevanten Frequenzbereich frequenzunabhängig, er kann wegen der starken Gegenkopplung (siehe später) nicht übersteuert werden.

Der Tone-Stack ist passiv und somit verzerrungsfrei.

Die beiden EFX-OPs arbeiten frequenzunabhängig und verzerrungsfrei.

Die folgende ECC83 ermöglicht eine einstellbare Höhen-Anhebung (Presence-Poti); hierzu kann der Kathoden-Widerstand kapazitiv überbrückt werden. Im Gegensatz zu reinen Röhren-Verstärkern, bei denen das Presence-Poti im Phaseninverter sitzt, wird hier diese Filterung bereits vor dem Phaseninverter durchgeführt. Ob die Triode verzerrt, hängt von diversen Einstellungen ab: Bei übersteuertem Normal-Kanal liegen am LED-Verzerrer-Ausgang $3.6 V_S$, somit $11 V_S$ am Kathodenfolger-Ausgang. Für Frequenzen, bei denen der Tone-Stack praktisch nicht dämpft, ergeben sich damit $2.5 V_S$ am Trioden-Gitter. Bei voll aufgedrehtem Presence-Poti wird die Röhre 30fach verstärkt, ergibt an der Anode $\pm 75 V$. Das schafft diese Röhre, weil keine Gitterstrom-Begrenzung eintritt: Das Gitter wird direkt von einem OP angesteuert, sodass auch positive Gitterspannungen entstehen können – fast linearer Betrieb.

Die nächste ECC83 ist noch problemloser: Ihre Parallel-Parallel-Gegenkopplung ergibt eine "Verstärkung" kleiner 1 (nämlich -13 dB), das ist absolut linearer Betrieb.

Der letzte Verstärker in Abb. 18 hat eine (mit dem Master-Volume-Poti einstellbare) Verstärkung. Er könnte im schlimmsten Fall ca. 5fach übersteuert werden (sein maximal möglicher Ausgangsspannungshub ist $\pm 14 V$). Jedoch reicht an seinem Ausgang eine Spannung von $1.5 V_{\text{eff}}$, um die Endstufe voll auszusteuern. Wird dieser OP übersteuert, ist die Endstufe also bereits in einer sehr starken Begrenzung.

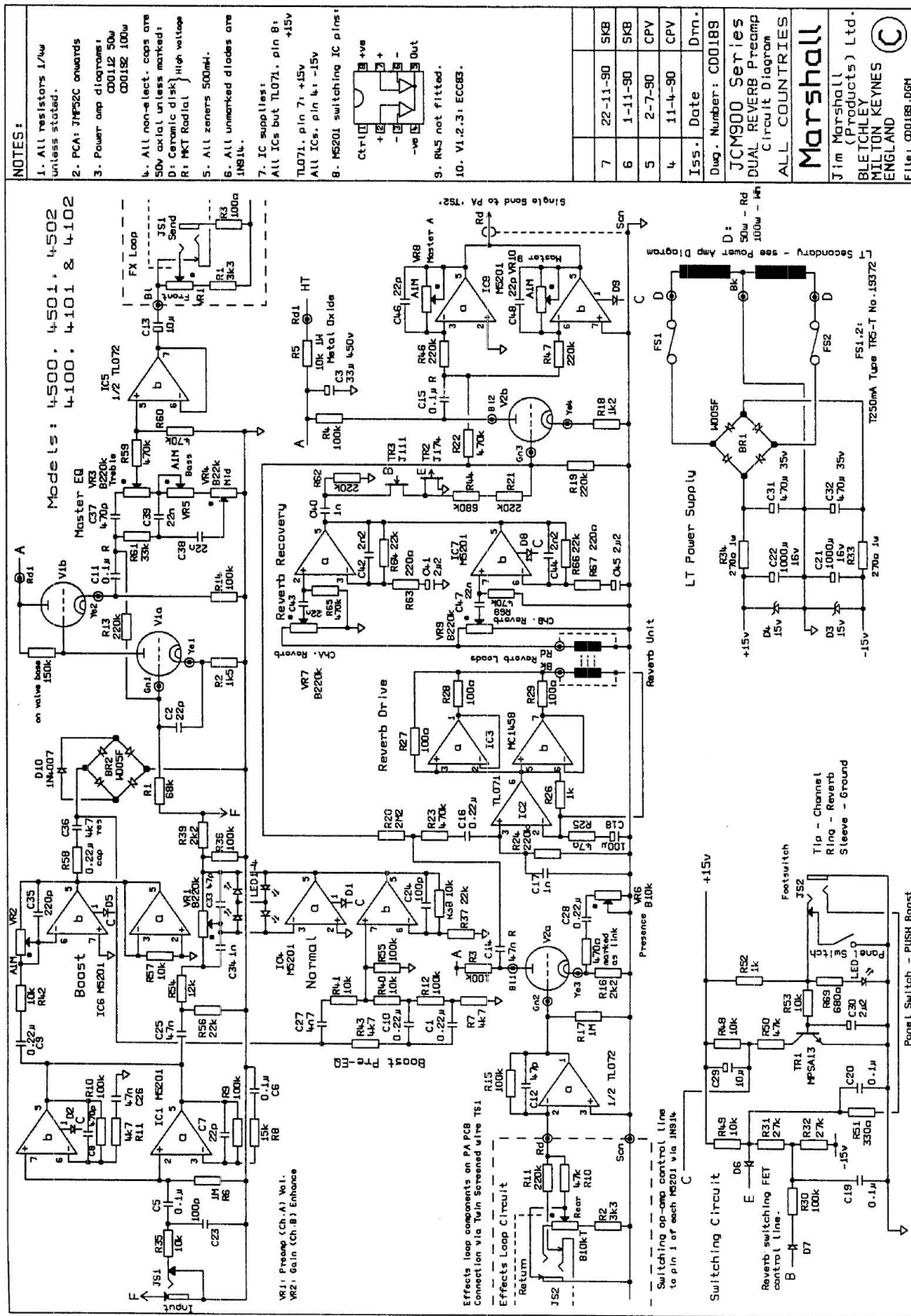


Abb. 22a: Marshall JCM900-4100, Vorstufe.

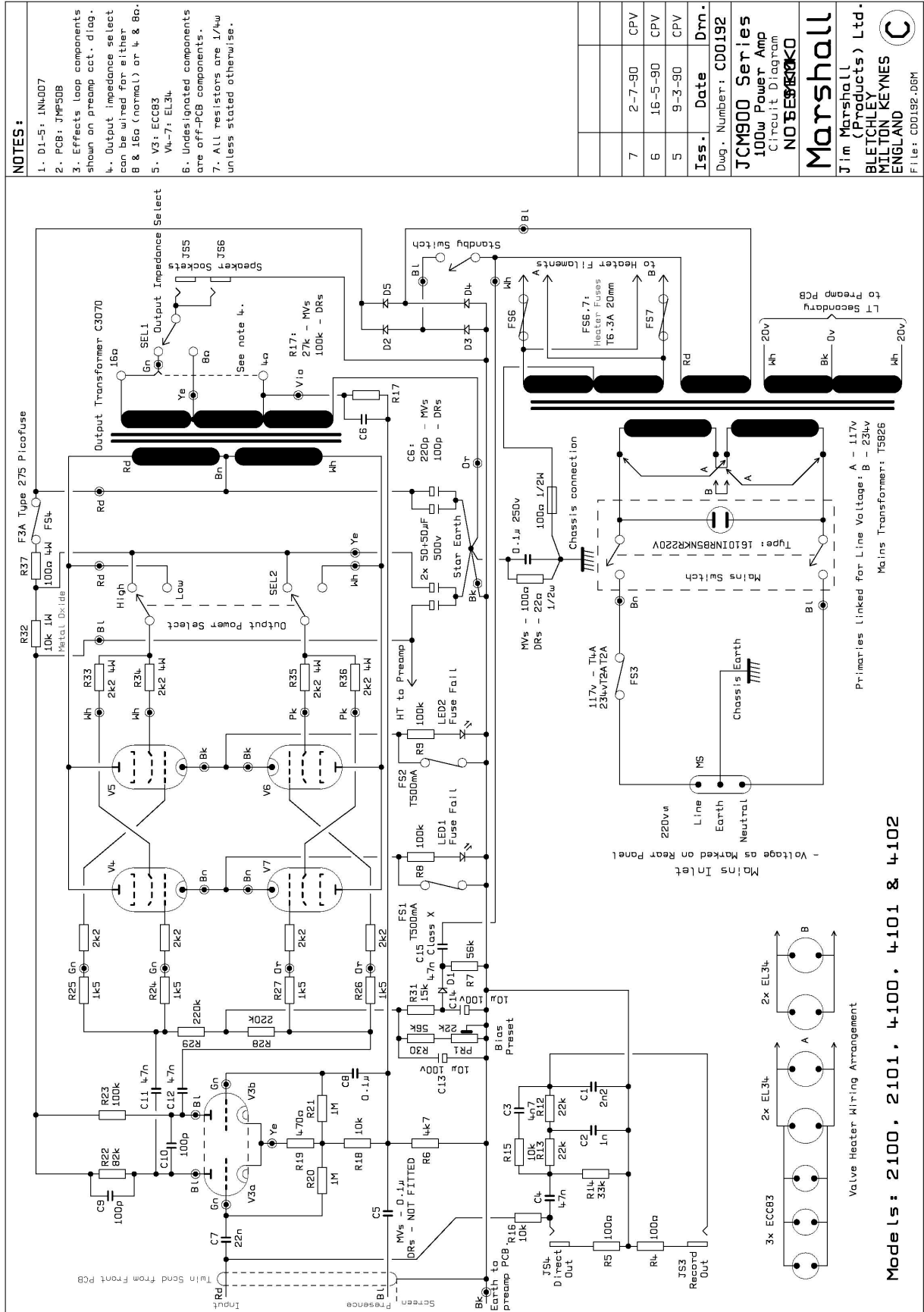


Abb. 22b: Marshall JCM900-4100, Endstufe.

Der Phaseninverter ist als Differenzverstärker mit einer ECC83 realisiert, er arbeitet im relevanten Frequenzbereich praktisch frequenzunabhängig. Die bei vielen Marshall-Verstärkern über die Gegenkopplung realisierte Präsenzanzhebung fehlt bei diesem JCM900.

Die Endstufe gibt es mit 100W (4xEL34) oder 50W (2xEL34). Ihr Übersteuerungsverhalten wurde in [1] ausführlich beschrieben, sie entspricht den bei Marshall üblichen Endstufen.

Abb. 22 zeigt die JCM900-Schaltung, bei der die umschaltbaren OPs (**M5201**) erwähnt werden müssen. Sie enthalten zwei identische OPs, von denen aber nur einer aktiv ist. Welcher das ist, wird über die Steuerspannung (Pin 1) ausgewählt. Einem Mitsubishi-Datenblatt kann entnommen werden, dass die OPs 100dB Grundverstärkung haben, 7MHz Transitfrequenz, $2.2\text{V}/\mu\text{s}$ Slewrate – typische Werte! Zu Grenzwerten gibt es leider keine Angaben. Da könnte der Hinweis weiterhelfen: *The M5201A has basic characteristics similar to those of the 4558*. Der **4558**, ein weitverbreiteter, nichtschaltbarer Doppel-OP, hat ebenfalls 100dB typische Grundverstärkung, und bei ihm findet man die Zusatzangabe: mindestens 86dB. Die typische Transitfrequenz ist allerdings nur mehr 3MHz. Besonders bedenklich: Der Eingangswiderstand dieser **Bipolar-OPs** (!) wird als typisch $5\text{M}\Omega$ spezifiziert, **mindestens $300\text{k}\Omega$** . Am Eingang des JCM900 liegen zwei dieser OP-Eingänge parallel, die Tonabnehmerbelastung könnte bei diesen extremen Streuungen also sehr vom jeweiligen Verstärker abhängen.

Eine **Slewrate** von $2.2\text{ V}/\mu\text{s}$ ist bei unverzerrtem Betrieb ausreichend, bei Übersteuerung nicht direkt üppig. Jedoch kommt die Hauptverzerrung der Vorstufe von den antiparallelen Dioden, die OP-Slewrate soll nicht näher analysiert werden. Wohl aber Marshalls Hinweise zum Betrieb: *Marshall have specialized in the production of valve amplification since 1962. The unique tone and playing response of the valve has formed the cornerstone of the Marshall "Sound of Rock".* Dieser "Cornerstone" wurde beim hier analysierten JCM900 jedoch ziemlich weit in seine "Corner" zurückgedrängt, denn Röhren haben in der Vorstufe nur noch eine Alibifunktion – **verzerrt wird mit Dioden**. Dreht man das Preamp-Gain-Poti ganz auf, reichen beim Normal-Kanale 28mV_S Eingangsspannung, um die Diodenbegrenzung zu aktivieren; beim Lead-Kanal reichen sogar 1.6mV_S . Zum Vergleich: Ein 'zahmer' Singlecoil erzeugt leicht 200mV_S , ein 'heißer' Humbucker kann sogar über 2V_S produzieren. Die Diodenarrays erzeugen also starke Verzerrungen, lange bevor die Röhren in Aktion treten. Deren Schaltung ist in **Abb. 23** dargestellt.

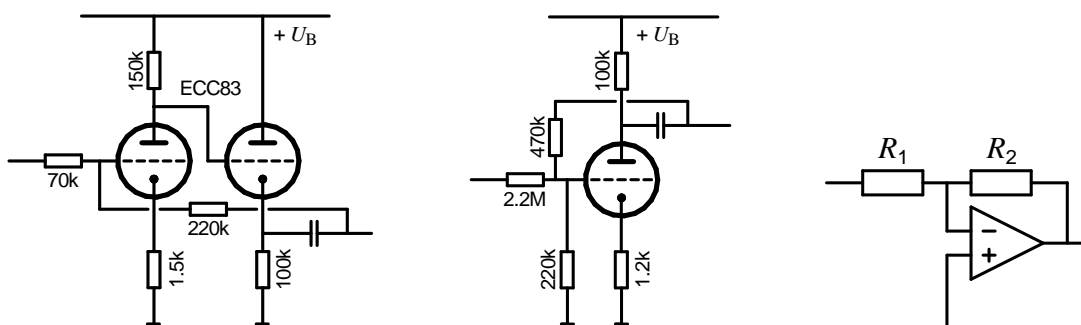


Abb. 23: Die Röhrenbeschaltungen im JCM900-4100. Rechts hierzu ein vereinfachtes Blockschaltbild.

Der Kathodenfolger (im Bild links), bei traditionellen Marshall-Verstärkern Quelle deutlicher Verzerrungen, wurde beim JCM900 mit einer Parallel-Parallel-Gegenkopplung ausgestattet (der zusätzliche 220k-Widerstand). Verzerrungen und Verstärkung werden dadurch ganz wesentlich reduziert: Von etwa 50^* auf $\text{ca. } 220\text{k}/70\text{k} = 3.1$. Und weil die Ausgangsspannung des Kathodenfolgers nur 11V_S bewältigen muss, arbeitet diese Stufe sehr schön linear.

* Bei kapazitiv überbrücktem Kathodenwiderstand

Noch extremer die Röhre vor dem Master-Poti (**Abb. 23** mittleres Bild): Auch ihr wurde eine Parallel-Parallel-Gegenkopplung spendiert, die "Verstärkung" ist ca. $470k/2.2M = 0.21$. Der quer liegende $220k$ -Widerstand verringert diesen Verstärkungsfaktor nur geringfügig, sein Einfluss wird durch die Gegenkopplung ebenfalls reduziert. Auch diese Röhre wird nur wenig angesteuert, deshalb auch hier: kaum Verzerrungen.

Die nichtlinearen Verzerrungen des JCM900 Hi Gain Dual Reverb (Typ 4100) kommen im Wesentlichen vom Diodenarray (Vorstufe) und von den Endröhren (Endstufe). Für etwas Verwirrung sorgt die Endröhrenbezeichnung: Im Schaltplan die Marshall-typische EL34, eine echte Pentode, laut JCM900-Manual jedoch eine 5881, eine Strahltriode (Beam power tube). Doch egal, beides sind gute Röhren, beide Typen lassen sich willig übersteuern. Und das müssen sie auch – zusammen mit den Dioden. Denn die Kombination von Vor- und Endstufenverzerrung trägt wesentlich zum Klang bei, wie das JCM900-Manual erläutert: *This delicate working balance between the pre-amp and power amp levels can only be achieved by experimentation*. Der Röhre mit dem Presence-Poti wird ein mäßig nichtlineares Verhalten nicht generell abgesprochen, doch soll das vernachlässigt werden, um das System nicht zu kompliziert werden zu lassen. Ein stark vereinfachtes Blockschaltbild zeigt **Abb. 24**: Ein Eingangsfilter (H_1), ein punktsymmetrischer Begrenzer, ein zweites Filter (H_2), und in der Endstufe die zweite symmetrische Begrenzung. Die beim Lautsprecher auftretende Filterung sei ebenso vernachlässigt wie die dort auftretenden Verzerrungen.

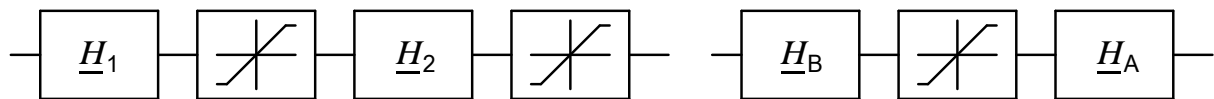


Abb. 24: Marshall JCM900-4100, stark vereinfachtes Blockschaltbild (links), Ersatzsystem (rechts).

Also: Radikale Vereinfachungen eines "Acoustic transducers". **Acoustic transducer?** Ja, so heißt ein Gitarrenverstärker im Kemper-Patent (US-2008/0134867): *It has been found that a nonlinear acoustic transducer can be broken down into three components: the pure non-linearity, the frequency response before this nonlinearity, and the frequency response after it*. Dieses Ersatzsystem ist in Abb. 24 rechts dargestellt: Nur eine Nichtlinearität, ein Filter davor ($B = \text{before}$), eines dahinter ($A = \text{after}$). Wie gut funktioniert dieses "Modeling"? Oder anders gefragt: Können zwei nichtlineare Systeme mit dazwischenliegendem Filter durch ein einziges nichtlineares System ersetzt werden? Nein, sagt die Systemtheorie, so in etwa, sagt die Praxis. Felix Eichas [2] entwickelte auf Basis der o.a. Topologie ein Ersatzsystem zum Lead-Kanal des JCM900 und lies die Approximationsqualität durch Hörversuche evaluieren: *The results are very convincing and although the model does not recreate the reference system perfectly, it comes very close. A listening test was performed and on average no model was rated worse than 'minor differences'*. Dies zeigt: Auch wenn die Systemtheorie die Aufgabe als unlösbar ansieht und die Messtechnik wesentliche Unterschiede offenbart – viele Abweichungen zwischen Referenzsystem (JCM900) und Ersatzsystem (Model) bleiben unhörbar. Viele, aber nicht alle. Denn Eichas' o.a. Aussage betrifft die Mediane (Zentralwerte) des Hörversuchs – die Interquartilwerte reichen schon bis zur Bewertung 'major differences'. Was aber nicht Fehler in Eichas' Arbeit offenbart, sondern Kempers pauschales 'can be broken down into three components' als – ja nach Standpunkt – Wunschdenken, Approximationsvorschrift oder Werbehphantasie charakterisiert. Ein einfaches Beispiel (**Abb. 25**): H_1 sei ein idealer Differenzierer (ein Filter, das die Höhen anhebt), H_2 ein idealer Integrierer (Höhenabsenkung), die beiden Nichtlinearitäten einfache Begrenzer (Clipper). H_1 und H_2 sind zueinander invers, die Gesamt-Kleinsignalverstärkung ist also für alle Frequenzen gleich eins – dann müssen auch die beiden Filter H_A und H_B zueinander invers sein.

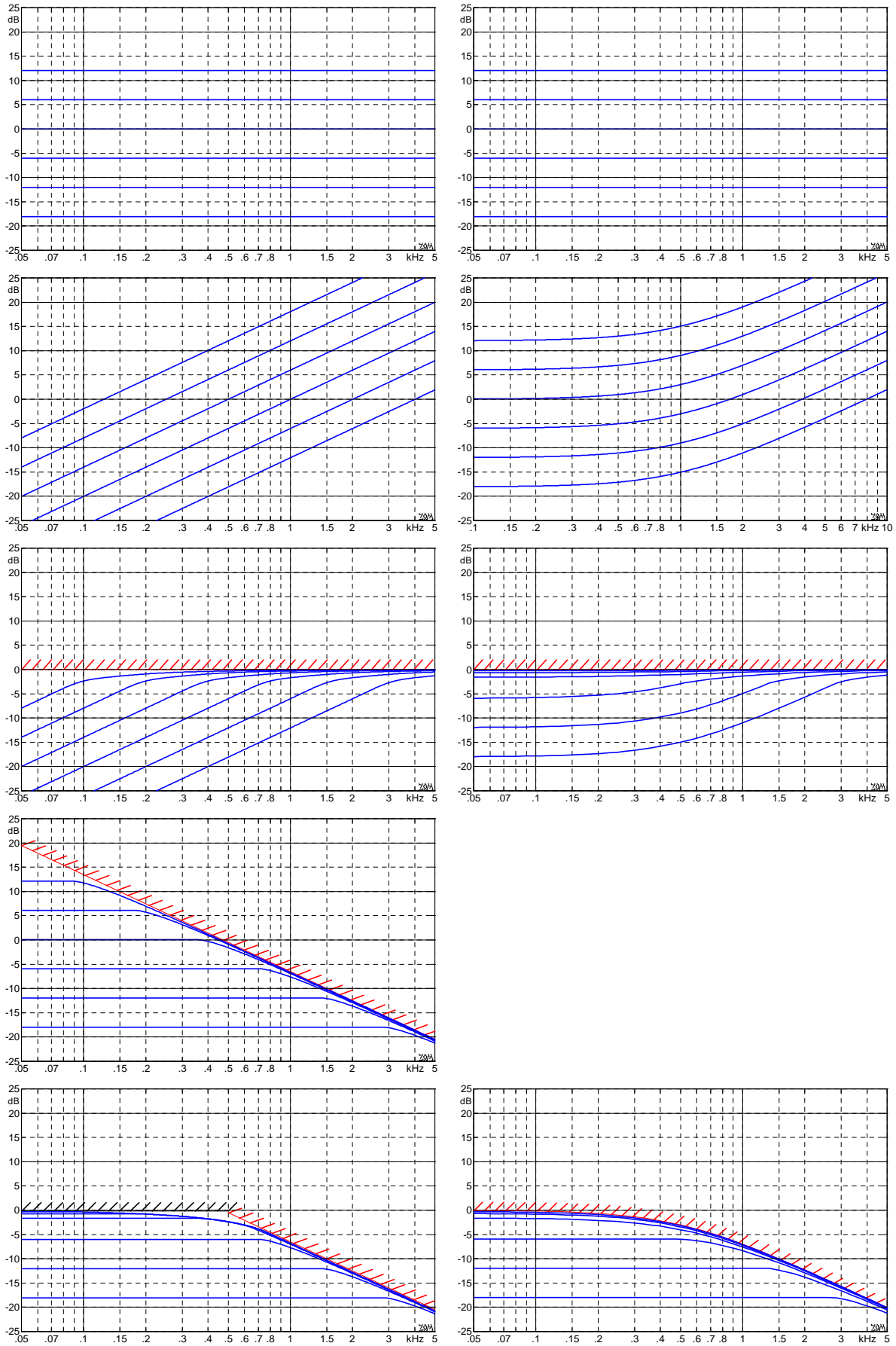


Abb. 25: Einfaches Referenzsystem (links), Approximation (rechts).
Referenzsystem: Generatorpegel, Pegel nach 1. Filter, nach 1. Clipping, nach 2. Filter, nach 2. Clipping.
Approximation: Generatorpegel, Pegel nach 1. Filter, nach Clipping, nach 2. Filter.

In **Abb. 25** sind Pegelverläufe von Sweep-Analysen dargestellt (Übertragungsfunktionen gibt es bei nichtlinearen Systemen nicht). H_B , das erste Filter der Approximation, ist eine einfache Höhenanhebung erster Ordnung ($f_x = 500\text{Hz}$), H_A ist hierzu invers. Im Vergleich zum Referenzsystem kann man zwar Unterschiede erkennen (unterste Bildzeile), die aber durchaus als unbedeutend bewertet werden dürfen. Die großen Unterschiede offenbaren erst Spektralanalysen: Beim Referenzsystem ist das letzte Subsystem ein Begrenzer (vergl. Abb. 24), bei starker Übersteuerung liegt hier ein Rechtecksignal an. Bei der Approximation kommt nach dem Begrenzer noch das Filter H_A (im Beispiel ein Tiefpass) – die Ausgangsspektren werden sich folglich unterscheiden, selbst wenn die Pegelverläufe ähnlich sind (**Abb. 26**).

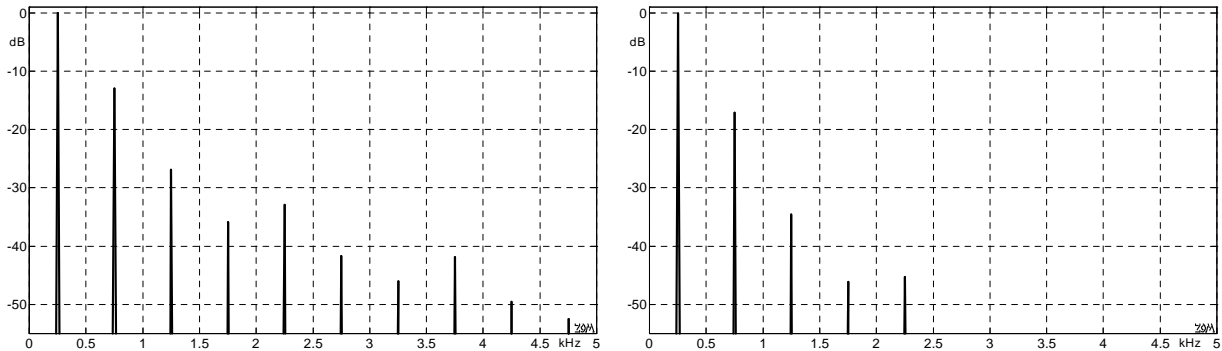


Abb. 26: Ausgangsspektren, Referenzsystem (links), Approximation (rechts).

Das zu approximierende Referenzsystem wurde in Abb. 24 recht einfach definiert: Zwei gleichartige Nichtlinearitäten (hartes Clipping), eine frequenzproportionale Höhenanhebung, eine hierzu inverse Höhenabsenkung (beide 1. Ordnung). Reale Gitarrenverstärker sind nicht ganz so einfach aufgebaut: Die Vorstufenverzerrung ist anders als die Endstufenverzerrung, und anders als in Abb. 24 interagiert die Endstufen-Nichtlinearität mit der Lautsprecher-Impedanz. **Abb. 27** zeigt die Spannungsverläufe übersteuerter Röhrenvor- bzw. Röhrenendstufen. Dieses Verhalten kann mit einer einzigen krummen Kennlinie nur näherungsweise approximiert werden – ein perfektes "Profiling", wie z.B. Kemper verspricht, ist nicht möglich.

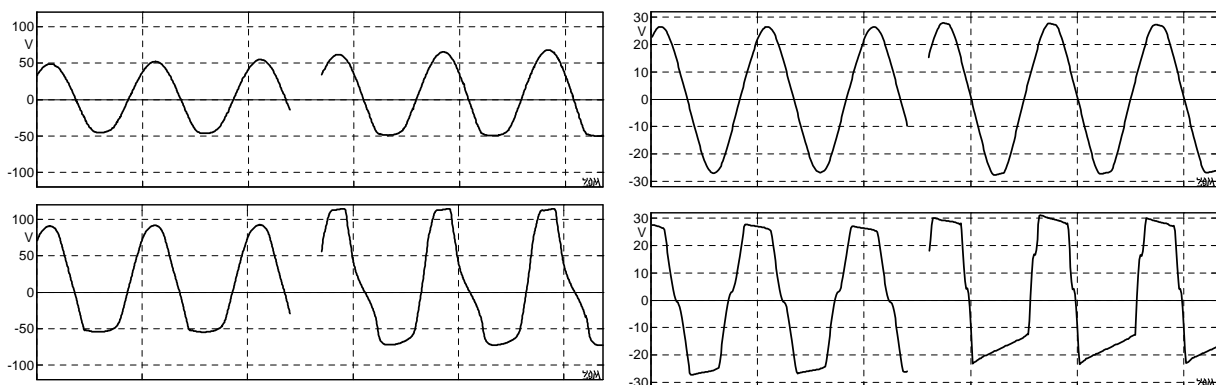


Abb. 27: Röhrenverstärker, vier verschiedene Aussteuerungen der Vorstufe (links) bzw. der Endstufe (rechts).

Eine ganz andere Frage ist, ob eine perfekte Approximation überhaupt unabdingbar ist. Die Approximation könnte sogar besser klingen als das Referenzsystem – wäre das schlimm? Bei seinen Hörversuchen wollte F. Eichas [2] nur wissen, wie groß die Unterschiede zwischen Referenz und Approximation sind (*imperceptible, minor differences, differences, major differences, annoying differences*). Annoying differences bemerkte keiner, damit sollte man doch leben können. Aber Gitarristen und Röhrenverstärker, die durch nur halb leitendes Silizium (also Sand) ersetzt werden ... das ist eher ein Gebiet für Psycho- und Theologen.

Hörversuche

Bei einer System-Approximation darf i.A. nicht erwartet werden, dass Referenz und Approximation perfekt übereinstimmen. Ob die verbleibenden Unterschiede gering oder bedeutend sind, kann dann nur durch einen Hörversuch geklärt werden (zumindest, wenn die Referenz ein Gitarrenverstärker ist). Zwei sehr unterschiedliche Situationen sind dabei zu unterscheiden: 1) Mehrere Probanden hören Aufnahmen von Referenz und Approximation, und geben hierzu subjektive Werturteile ab. 2) Gitarristen spielen abwechselnd Gitarre über Referenz und Approximation, und bewerten Sound und Spielgefühl. Der u.U. große Unterschied: Bei 1) ist es nicht möglich, hard- und softwarebedingte Latenzen zu bewerten, bei 2) schon.

Signalverzögerungen (Delays, Latenzen) treten in jedem technischen System auf. Sobald die Bandbreite nicht unendlich ist, entstehen Phasenverschiebungen, und als deren spektrales Differential Gruppenlaufzeitverzerrungen. Und weil gerade viel von Verzerrungen die Rede war: **Gruppenlaufzeitverzerrungen** sind lineare Verzerrungen [6], sie produzieren keinen Klirrfaktor! **Abb. 28** zeigt links die zum nebenstehende Bild gehörenden Gruppenlaufzeit-Frequenzgänge. Dass tatsächlich auch negative Gruppenlaufzeiten auftreten können, soll hier nicht vertieft werden – mehr hierzu in [5]. Die im Bild dargestellten Laufzeiten sind völlig unproblematisch, und unvermeidbar: Das Tone-Stack-Filter ist minimalphasig.

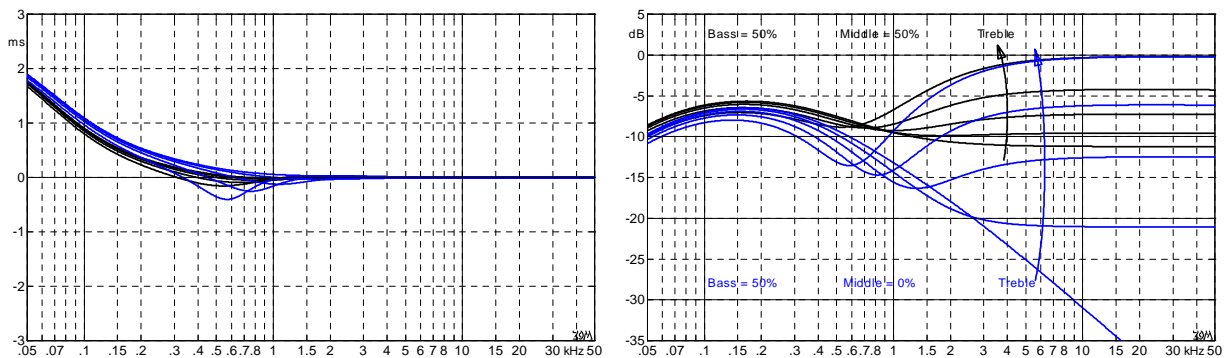


Abb. 28: Gruppenlaufzeit (links) und Übertragungsmaß (rechts) des Tone-Stacks aus Abb. 21.

Auch alle anderen Klangfilter analoger Gitarrenverstärker sind bezüglich ihrer Laufzeit unproblematisch – bei zeitdiskreten (digitalen) Systemen kann das anders sein! Das beginnt ganz am Anfang: Vor dem Analog/Digital-Wandler (ADC) sollte ein steilflankiger Tiefpass alle Spektralanteile oberhalb der halben Abtastfrequenz radikal abschwächen. In der Frühzeit der digitalen Audiosignalverarbeitung wurde da gerne ein Cauer-Filter höherer Ordnung verwendet (8. bis 12. Ordnung). Mit ebenfalls völlig unproblematischer Laufzeit (**Abb. 29**). Die Herstellung derartiger Tiefpassfilter war jedoch aufwändig, und so kamen **Oversampling-Wandler** und digitale Eingangstiefpässe in Mode. Hierbei wird das Audiosignal zuerst mit

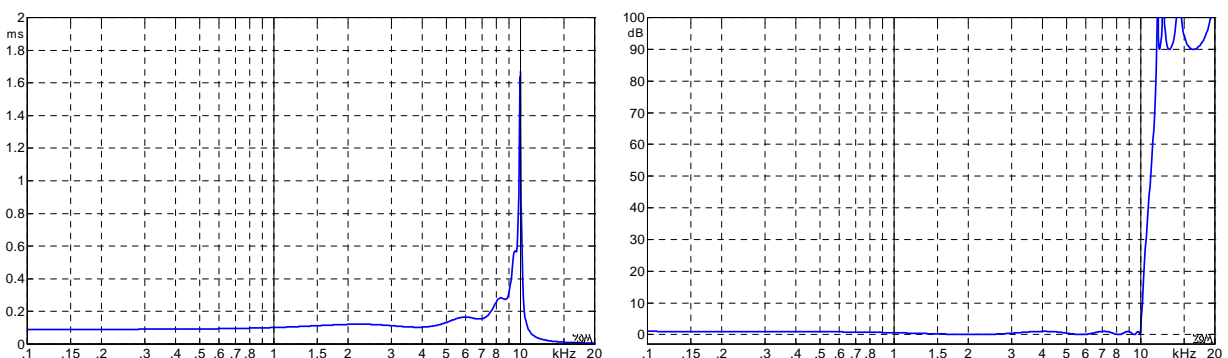


Abb. 29: Gruppenlaufzeit (links) und Dämpfungsmaß (rechts) eines Cauer-Tiefpasses 10. Ordnung.

einer sehr hohen Frequenz abgetastet (das vorgeschaltete analoge Tiefpassfilter kann dabei von niedriger Ordnung sein). Die gespeicherten Abtastwerte werden anschließend digital tiefpassgefiltert und dezimiert (Abtastratenreduktion). Der hierfür verwendete digitale Tiefpass ist häufig **linearphasig**, weil damit keine unerwünschten Phasendrehungen entstehen. In Audiosystemen sind derartige Phasendrehungen zwar nicht gerade erwünscht, aber auch nicht störend, da macht die mit linearphasiger Filterung erkaufte Laufzeit schon eher zu schaffen. Denn die mit einem Tiefpass zwangsläufig verbundene Gruppenlaufzeit (Abb. 29) kann nicht verringert werden – nur so verlängert, dass sie für alle Frequenzen gleich wird. Und dann beträgt z.B. die Signalverzögerung im gesamten Frequenzbereich 1.5 ms. Was für sich betrachtet noch kein Problem wäre, doch nach dem D/A-Wandler ist ein ebensolches Filter erforderlich, **macht zusammen schon 3ms**. Und ab diesem Wert, so berichten kritische Profigitarristen, machen sich Signal-Laufzeiten beim Gitarrespielen bemerkbar. Denn es bleibt ja nicht nur bei der Wandler-Latenz, die Signale sollen ja auch noch verzerrt und gefiltert werden, wofür eine zusätzliche Bearbeitungszeit (= Latenz) anfällt.

Es gibt zwei Möglichkeiten, die Latenz zu verringern: bei der Hardware und bei der Software. Je höher die Abtast- bzw. Taktfrequenz ist, desto schneller durchlaufen die Signale den Prozessor (incl. ADC&DAC), doch mit zunehmender Taktfrequenz steigen die Kosten, und das wird nicht generell gutgeheißen. Bei der Softwareentwicklung bieten die Filtertopologien Einsparungspotential: So mancher Entwickler scheut rekursive Filter (IIRF), weil die bei schlechtem Design tatsächlich instabil werden können, und programmiert nur FIR-Filter – die neben garantierter Stabilität auch noch den scheinbaren Vorteil exakt linearphasiger Übertragung bieten. Verbunden mit dem Nachteil längerer Signallaufzeiten. Es hängt also nur am individuellen Hard- und Softwaredesign, ob die Latenz kurz oder störend lang ist.

Systemanalyse

Doch nun zurück zum Hauptthema: Wie analysiert man das Systemverhalten, wie entstehen die in Abb. 25 in der rechten Bildspalte dargestellten Filterkurven? Nachdenken kann dabei nicht schaden, muss bei zunehmender System-Komplexität aber durch mathematische Optimierungsverfahren ergänzt werden. Ein einfaches Beispiel: Ein Tiefpass 1.Ordnung soll bei Gleichspannung die Verstärkung 1 haben, bei 5kHz die Verstärkung $0.1 \hat{=} -20\text{dB}$. Welche Werte haben die Filterparameter? Das ist einfach, weil ein TP1 nur zwei Freiheitsgrade aufweist: Die Gleichspannungsverstärkung, und die Polfrequenz. Zwei Bedingungen ($H(0)$, $H(5\text{kHz})$), zwei Unbekannte, das ist lösbar (**Abb. 30 links**). Zweites Beispiel: Ein Tiefpass zweiter Ordnung soll $H(0) = 1$ und $H(2\text{kHz}) = 0.25$ erfüllen. Das sind wieder zwei Bedingungen, jedoch hat ein TP2 drei Freiheitsgrade – es gibt folglich viele TP2-Kurven, die diese Bedingungen erfüllen (Abb. 30 rechts). Mit der zusätzlichen Bedingung $H(700\text{Hz}) = 1.15$ ist das System dann aber wieder vollständig definiert, drei Unbekannte, drei Bedingungen, und daraus eine eindeutige Lösung.

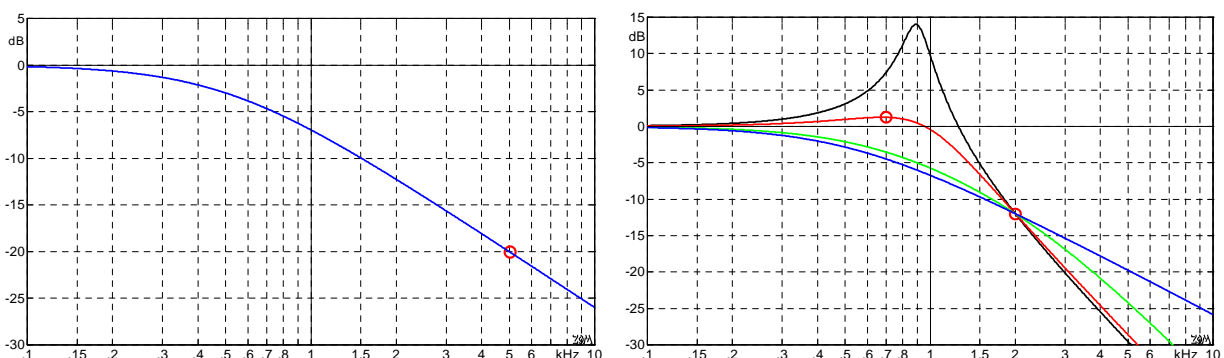


Abb. 30: Zwei Tiefpass-Übertragungsfunktionen.

Die Berechnung kann zwar umfangreich werden, weil mit zunehmender Ordnung sehr schnell ein großes Gleichungssystem entsteht, aber n unabhängige Gleichungen mit n Unbekannten, da ist zumindest mit numerischen Verfahren eine Lösung möglich. Bei der Systemapproximation tritt nun aber häufig der Fall auf, dass die Referenzkurve von höherer Ordnung ist als die Approximation – was dann? In **Abb. 31** ist im linken Bild eine schwarze TP-Kurve dargestellt, die mit einem TP2 approximiert werden soll. Die beiden farbigen Kurven gehören zu Tiefpässen 2. Ordnung – beide passen nur bei 0Hz. Ändert man deren Güte, stimmt die Höhe des Maximums nicht mehr, ändert man die Polfrequenz, nähern sich Referenz und Approximation entweder um 1 kHz an, oder bei hohen Frequenzen an – aber nur alternativ, nicht im selben Filter. Eine Lösung bieten **Optimierungsverfahren** der numerischen Mathematik. Im ersten Schritt bestimmt man dabei eine Fehlerfunktion, d.h. ermittelt die Abweichungen der Approximation von der Referenz (**Abb. 31** rechts). Diese Fehler werden im zweiten Schritt quadriert*, um vom Vorzeichen unabhängig zu werden (**Abb. 32**). Und nun besteht die Aufgabe darin, die Fläche unter der Kurve (für einen Fall im Bild rot gefärbt) zu minimieren.

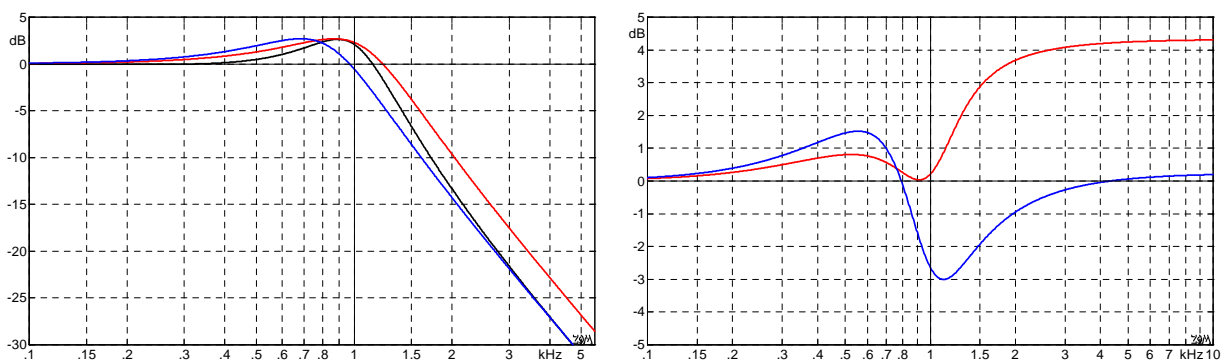


Abb. 31: Referenz Tiefpass (schwarz) mit zwei Approximationen; rechts die Pegelunterschiede.

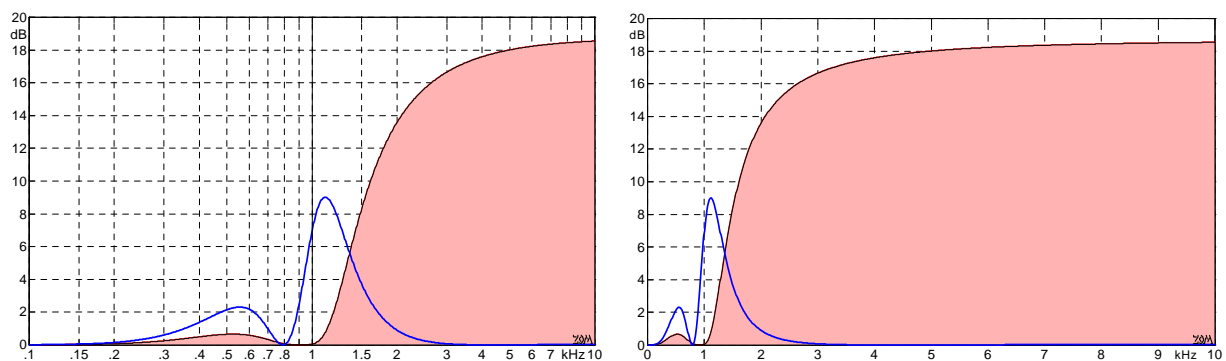


Abb. 32: Frequenzgänge der quadrierten Pegelfehler.

Doch schon hier zeigen sich die ersten Fallstricke: Über welchen Frequenzbereich ist zu optimieren? Lineare oder logarithmische Frequenzachse? Soll der Unterschied der Übertragungsfunktionen ($|H|$) bewertet werden, oder der Unterschied der Übertragungsmaße (dB)? Es macht einen Unterschied, ob man über dem Logarithmus der Frequenz integriert (linkes Bild) oder über der Frequenz (rechtes Bild). Die Problematik der "optimalen Optimierung" wird am Ende nochmals aufgegriffen, vorläufig wird der quadrierte dB-Unterschied über einer logarithmierten Frequenz im Bereich 100Hz – 10kHz aufintegriert. Dieses so erhaltene Integral hängt von zwei Variablen ab: Der Polfrequenz und der Polgüte. Nur wenn beide Variablen ihr Optimum einnehmen, wird das Fehlerintegral minimal, bzw. im besten Fall sogar zu null.

* man könnte auch den Betrag nehmen, oder eine höhere geradzahlige Potenz.

Die Darstellung und visuelle Interpretation bivariater Größen ist nicht ganz trivial, weil das Papier nur zweidimensional ist. In **Abb. 33** ist das Fehlerintegral als Funktion der Güte Q aufgetragen, Parameter jeder Kurve ist eine (feste) Polfrequenz f_x . Die Ordinatenskala ist hierbei bedeutungslos (jedoch für alle vier Kurven identisch). Mit $f_x = 868\text{Hz}$ und $Q = 1.32$ erreicht man das tiefstmögliche Minimum der Kurvenschar, die zugehörige Approximation ist im rechten Bild dargestellt. Ob man die jedoch als "bestmöglich" akzeptiert, ist sehr der individuellen Einstellung unterworfen. Allzu Mathematikgläubige mögen erkennen, dass Optimierungsverfahren zwar in den meisten Fällen eine Lösung liefern, dass deren Bewertung aber äußerst unterschiedlich ausfallen kann. Welcher Fehler ist größer: Der einer Uhr, die um 12:37 stehen geblieben ist, oder der einer Uhr, die um 2 Minuten nachgeht? Klar – der der nachgehenden Uhr! Denn die zeigt immer die falsche Zeit an, während die stehen gebliebene zumindest zweimal am Tag die korrekte Zeit zeigt. Nicht überzeugt? Tja, ist vieldeutig, siehe oben.

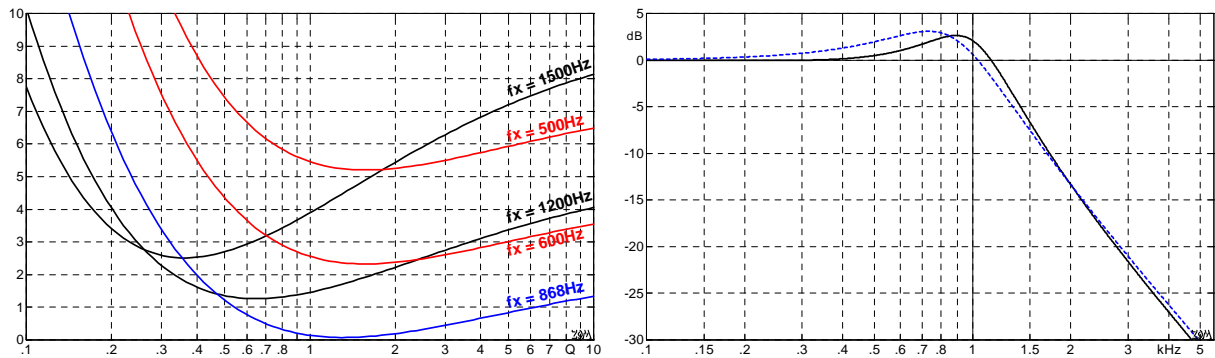


Abb. 33: Links: Fehlerintegral als Funktion der Güte Q . Rechts: Referenz (schwarz) und Approximation (blau).

Ehe der Vieldeutigkeit mehr Raum gegeben wird, noch ein paar Erläuterungen zur Mathematik. Eine Möglichkeit, eine bivariate Funktion darzustellen, bietet die Quasi-3D-Ansicht: Über der von den beiden Variablen aufgespannten Fläche wird die davon abhängige Größe (hier: das Fehlerintegral) als Höhe aufgetragen. Bei dem o.a. Beispiel ergibt sich eine Art Canyon, der in **Abb. 34** aus zwei verschiedenen Blickwinkeln dargestellt ist. Der tiefste Punkt dieser gekrümmten Fläche liegt über dem rot markierten Fadenkreuz. Das Auffinden eines Minimums wird zuerst anhand einer univariaten Kurve erläutert.

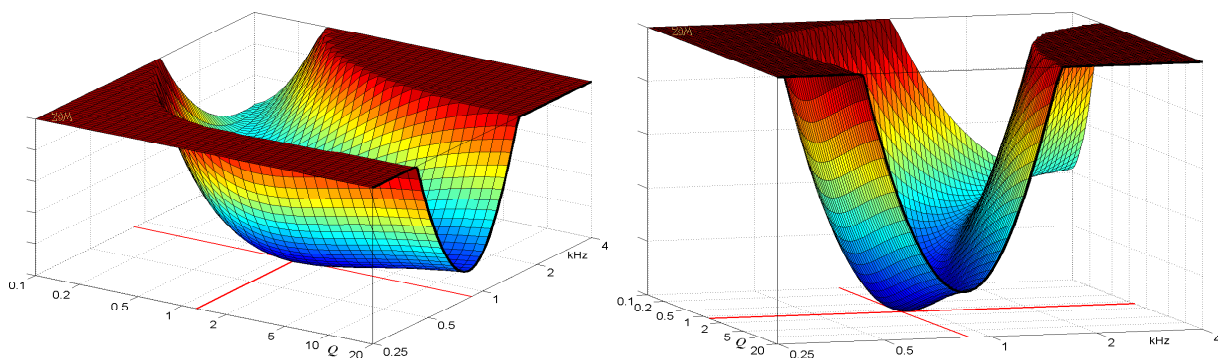


Abb. 34: Quasi-3D-Darstellung aus zwei verschiedenen Blickwinkeln; Fehlerintegral über Güte und Polfrequenz.

Das o.a. Fehlerintegral hängt i.A. von mehreren Variablen ab: $FI(f; x_1, x_2, x_3, \dots)$. Hierbei ist f die Frequenz, $x_1 \dots x_n$ sind die zu findenden Approximationsparameter – das können Filterparameter sein, aber auch die Koeffizienten einer Verzerrungskennlinie oder einzelne Verstärkungsfaktoren. All diese Parameter sind so zu wählen, dass FI im Approximationsintervall minimal wird. Bei einem Minimum ist bei einer univariaten Funktion die Ableitung null, bei multivariaten Funktionen wird die Sache etwas komplizierter, deshalb zunächst univariat:

Im Minimum einer Funktion ist die Ableitung null*, die Minimumsuche bei einer Funktion wird somit zur **Nullstellensuche** bei deren Ableitung. Einen probate Lösungsalgorithmus bietet hierfür das **Newton-Verfahren** (Abb. 35): Zu einem Startwert x_1 ermittelt man den Funktionswert (roter Kreis), und dort die Ableitung zu dy/dx , also die zweite Ableitung der Funktion ($= d^2y/dx^2$). Der Ableitung (der Tangente) zu kleineren Funktionswerten hin folgend bestimmt man den Schnittpunkt mit der Abszisse als verbesserte Näherung x_2 . Hierzu wieder den Funktionswert (blauer Kreis), die Tangente, usw.. Das Verfahren konvergiert in der Regel (zu der es Ausnahmen gibt) sehr rasch, die Nullstelle (NSt) wird schnell gefunden.

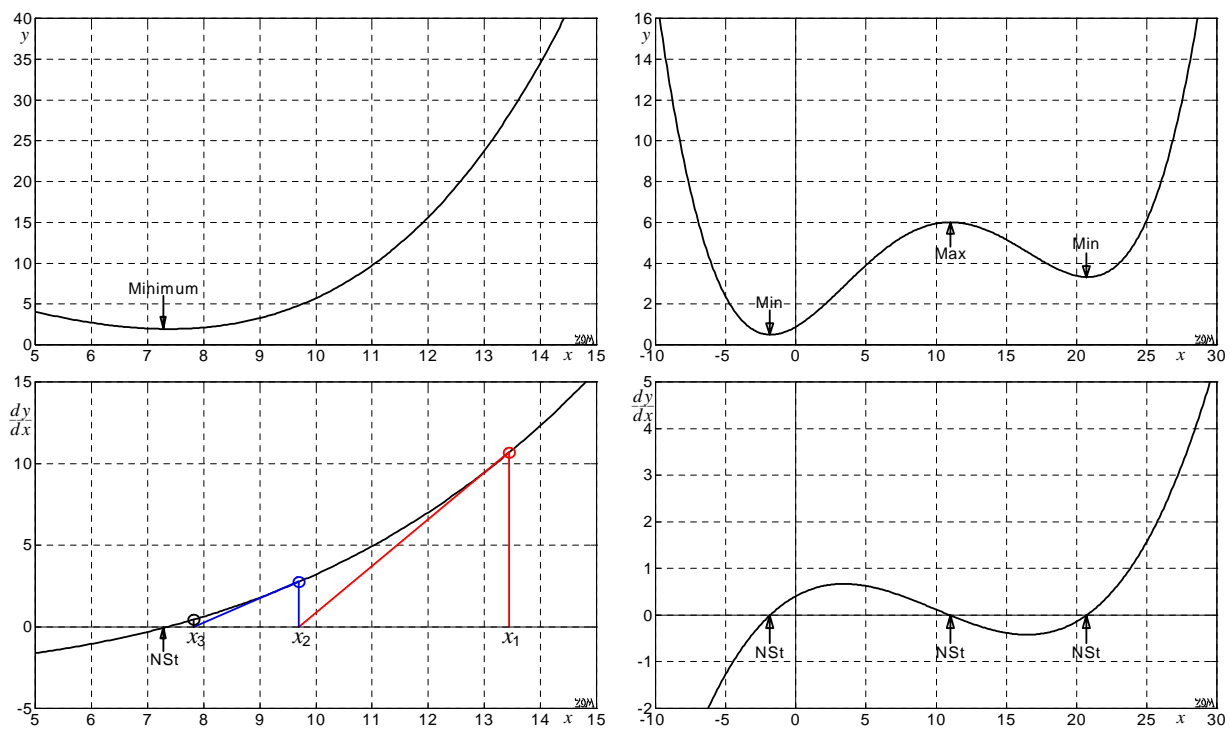


Abb. 35: Zwei verschiedene Funktionen (oben) und die dazugehörigen Ableitungen (darunter).

Schwieriger wird die Situation, wenn mehr als ein Minimum vorhanden ist (rechte Bildspalte). Das Maximum könnte man ausschließen, indem man nochmals differenziert: Die 3. Ableitung der Funktion (d.h. die zweite Ableitung von dy/dx) ist im Minimum positiv, im Maximum negativ. Mit großen Startwerten (im Beispiel $x > 11$) wird man aber nur die rechte NSt finden, und damit nur ein Nebenminimum der Funktion, nicht das globale Minimum bei $x = -1.9$. Noch eine Besonderheit ist zu bedenken: Reduziert man den Definitionsbereich auf $0 \leq x \leq 30$, ergibt sich bei $x = 0$ ein Randminimum der Funktion. Dort ist dy/dx nicht null, das Newton-Verfahren muss also ergänzt werden.

Bei multivariaten Funktionen wird die Lösung nicht unmöglich, aber wesentlich komplizierter (große Matrizen mit partiellen Ableitungen). Bei der in Abb. 34 dargestellten Raumkurve könnte man z.B. am Startpunkt den **Gradient** bilden, und damit in Richtung des steilsten Abstiegs zum nächsten Näherungspunkt fortschreiten. Die Konvergenz wird dabei aber nur linear sein, es bedarf u.U. vieler Iterationsschritte, um zum Minimum zu gelangen. Je nach spezieller Anforderung bieten sich diverse Optimierungsverfahren an, u.a.: Newton-Raphson-, Powell-, Fletcher-, Levenberg-Marquardt-Algorithmus (Matlab-Unterstützung mit *fsolve* und *lsqnonlin*). Die Beschreibung dieser Rechenverfahren ist nicht Ziel dieser Arbeit, hingegen

* Auch beim Maximum ist die Ableitung null, das soll zunächst nicht stören.

soll nochmals auf mögliche Probleme hingewiesen werden: Der **Startwert** muss mit Bedacht gewählt werden, sonst findet der Algorithmus u.U. das globale Minimum nicht. Die **Konvergenz** sollte möglichst schnell (supralinear) sein. Das Verfahren sollte **stabil** sein, d.h. das Fehlerintegral sollte eine gegen null abnehmende Folge bilden. Das Gradientenverfahren ist stabil, konvergiert aber nur linear. Das Newtonverfahren konvergiert quadratisch (also schneller), kann aber instabil sein. Zusätzlich zur Festlegung des Approximations-Intervalls (= harte Rechteckgewichtung) kann eine **Gewichtung** im Intervall erforderlich werden. Z.B. kann es nötig sein, in bestimmten Frequenzbereichen eine bessere Approximation zu erreichen.

Die in Gitarrenverstärker eingebauten Klangfilter (Tone-Stacks) sind oft (aber nicht immer) von 3. Ordnung (**Abb. 36**). Potentiometer, bei denen alle drei Anschlüsse kontaktiert sind, gehen dabei mit zwei Freiheitsgraden in die Rechnung ein (u.U. ist dabei eine Zusammenfassung mit externen Widerständen möglich).

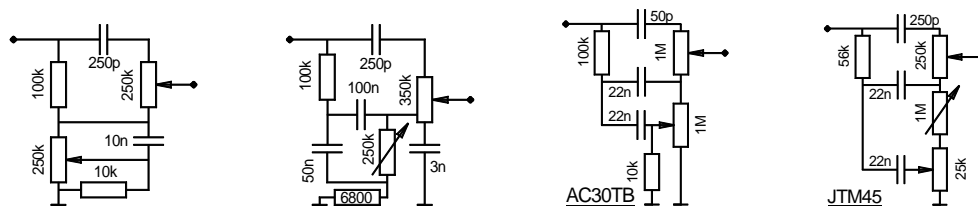


Abb. 36: Verschiedene Klangfilterschaltungen (Fender, VOX, Marshall). 7, 10, 8, 8 Variable (v.l.n.r.).

Zur Klarstellung: Es geht hier nicht darum, die Übertragungsfunktionen dieser Filter zu berechnen! Bei der Black-Box-Analyse ist die Schaltung unbekannt, nur ihre Übertragungseigenschaften sind durch Messungen erfassbar. Und aus denen muss auf die Parameter (die Variablen) der Übertragungsfunktion zurückgeschlossen werden. Ein System mit 10 Variablen zu optimieren ist schon keine Kleinigkeit, doch das ist noch nicht das Komplizierteste, wie **Abb. 37** verdeutlicht.

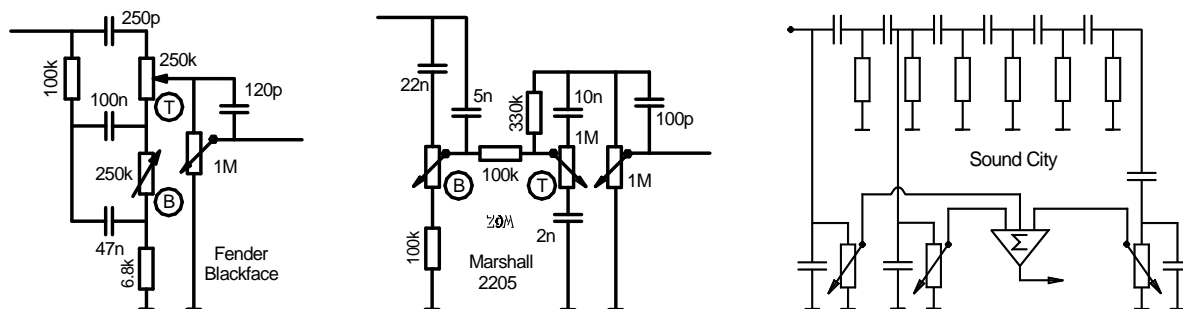


Abb. 37: Tone-Stacks mit unterschiedlichem Bauteileaufwand [1].

Nimmt man das Volume-Poti mit dazu, erhält man schon 11 Variable (Fender) bzw. 13 (Marshall). Wie viele es beim Sound-City-Klangfilter sind, will man eigentlich gar nicht mehr wissen (es sind 22), die Schaltung verschwand wieder vom Markt. Um beim Marshall 2205 zu bleiben: 13 Variable, nur für Bass/Treble/Volume. Dazu bei der Eingangsröhre eine Höhenanhebung (C parallel zum Kathoden-Widerstand), d.h. +2 zusätzliche Variable, eine Höhenabsenkung nach dem Zwischenverstärker (+1), und das Presence-Poti bei der Endstufe (+2), macht zusammen 18 Variable (die diversen Hochpässe bei den Koppelkondensatoren sind dabei noch gar nicht mitgezählt). Beim Lead-Kanal des in Abb. 22 vorgestellten JCM-900 sind's sogar **22 Variable**. Für den linearen Kleinsignalbetrieb, ohne dabei genau zu untersuchen, was bei ganz hohen und ganz tiefen Frequenz passiert. Zur Erinnerung: Beim "Canyon" (Abb. 34) waren's 2 Variable.

An dieser Stelle ist eine genaue Definition der Begriffe **Ordnung, Variable, Freiheitsgrade** nötig. Die *Ordnungszahl* eines Systems gibt die Anzahl der voneinander unabhängigen Speicher an. In Gitarrenverstärkern sind Speicher fast immer Kondensatoren, Spulen (Induktivitäten) kommen nur im Ausgangsübertrager zur Wirkung. Die *Variablenzahl* gibt an, wie viele Bauteile an einer Filterschaltung beteiligt sind. Die *Zahl der Freiheitsgrade* ist die Anzahl der Polynomkoeffizienten in der Übertragungsfunktion. Ein Beispiel (**Abb. 38**):

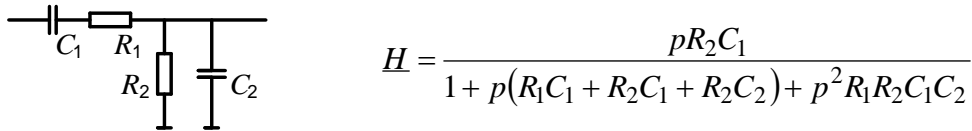


Abb. 38: Eine Schaltung mit zwei Speichern (Kondensatoren), rechts die dazugehörige Übertragungsfunktion.

Die Schaltung enthält vier Bauteile, das sind vier Variable. Es gibt zwei unabhängige Kondensatoren, das System ist also von 2. Ordnung. Die Übertragungsfunktion ist gebrochen rational, mit einem Freiheitsgrad im Zähler, zwei im Nenner, also 3 Freiheitsgrade. Warum hat die Übertragungsfunktion nur 3 Freiheitsgrade, wo doch in der Schaltung 4 Bauteilewerte frei gewählt werden können? Weil das **Widerstandsniveau** für die Spannungsübertragung keine Rolle spielt (die Randbedingungen bei solchen Darstellungen sind immer: Quellwiderstand = 0, Lastwiderstand = ∞). Man könnte jeden Widerstandswert mit k multiplizieren und jeden Kapazitätswert durch k dividieren, bei \underline{H} würde sich nichts ändern. Die Übertragungsfunktion dieser speziellen Schaltung hat 3 Freiheitsgrade, das ist aber nicht die maximale Anzahl. Die folgende Formel stellt den allgemeinen Fall für ein System zweiter Ordnung ($n = 2$) dar: 5 Freiheitsgrade ($FG = 5$). Bei beliebiger Ordnung ergibt sich die Zahl der Freiheitsgrade zu: $FG = 2n + 1$ (Grundverstärkung a mitgezählt).

$$\underline{H} = \frac{a + bp + cp^2}{1 + dp + ep^2}$$

Kurz erwähnt werden sollte, dass diese Angaben für **kanonische** Systeme gelten, also Systeme, deren Speicher voneinander unabhängig sind. Das in **Abb. 39** vorgestellte System hat auch zwei Kondensatoren, ist aber nur von erster Ordnung (die Kondensatoren sind nicht unabhängig). Und wenn man die Bedingung $R_1C_1 = R_2C_2$ erfüllt, schrumpft die Systemordnung sogar auf null! Zwei Speicher, aber keine Speicherung – ein Zustand, der auch in Bachelorprüfungen zu beobachten ist. Etwas präziser: Die Kondensatoren speichern schon, das wirkt sich aber nicht nach außen aus. Unüblich ist diese Schaltung übrigens nicht, sie heißt frequenzkompensierter Spannungsteiler [7].

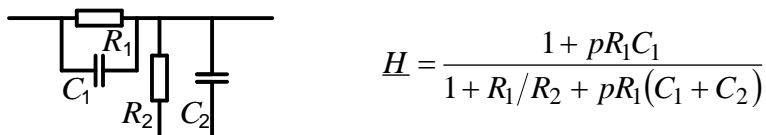


Abb. 39: Eine Alternative mit zwei Speichern (Kondensatoren), rechts die dazugehörige Übertragungsfunktion.

Zurück zum Lead-Kanal des JCM-900, seine Filter haben: 22 Variable, 10 Kondensatoren (10. Ordnung), das ergibt **21 Freiheitsgrade** (ohne die mehrfach vorhandenen Kopplungs-Hochpässe und Ultraschall-Tiefpässe), dazu die Halbleiter-Nichtlinearität und die Endstufen-Nichtlinearität. Das alles soll, laut Kemper-Patent, mit zwei Filtern und einer Nichtlinearität nachgebildet werden können? Versuchen wir's doch zuerst mit einem einfacheren System.

Unterstellen wir, dass der "über alles" gemessene Kleinsignal-Betragsfrequenzgang in guter Genauigkeit approximiert wurde (eine lösbare Aufgabe), und konzentrieren uns auf die Nichtlinearitäten. Ein einfaches Referenzsystem ist in **Abb. 40** dargestellt: Zwei Filter, zwei Begrenzer, laut Kemper-Patent nachzubilden mit zwei (u.U.) anderen Filtern (\underline{H}_A , \underline{H}_B) und einer Nichtlinearität. Bei der Referenz bestimmt \underline{H}_1 , wie stark die erste Nichtlinearität verzerrt, die Verzerrungen der zweiten Nichtlinearität werden von \underline{H}_1 und \underline{H}_2 beeinflusst. Anders bei der Approximation: Wie weit die Nichtlinearität angesteuert wird, hängt nur von \underline{H}_B ab, das Endfilter \underline{H}_A kann den Verzerrungsprozess nicht beeinflussen – nur sein Ergebnis. Eine Strategie lautet somit: \underline{H}_B bestimmt die Frequenzabhängigkeit der Verzerrungen, \underline{H}_A sorgt zusammen mit \underline{H}_B für den richtigen Kleinsignalfrequenzgang $\underline{H}_A = (\underline{H}_1 \cdot \underline{H}_2) / \underline{H}_B$.

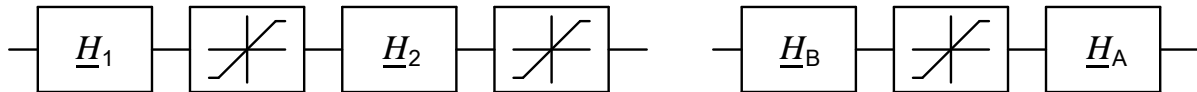


Abb. 40: Die Blockschaltbilder: Referenzsystem (links), Kemper-Approximation (rechts).

In **Abb. 41** sind im linken Bild Sweep-Messungen der Referenz dargestellt: Ausgangs-Pegel (schwarz) und Pegel der 3. Harmonischen (rot) für vier unterschiedliche Generatorpegel. Die Approximation bemüht sich nach Kräften, die vier L_3 -Maxima nachzubilden, das Ergebnis kann aber nicht ganz überzeugen.

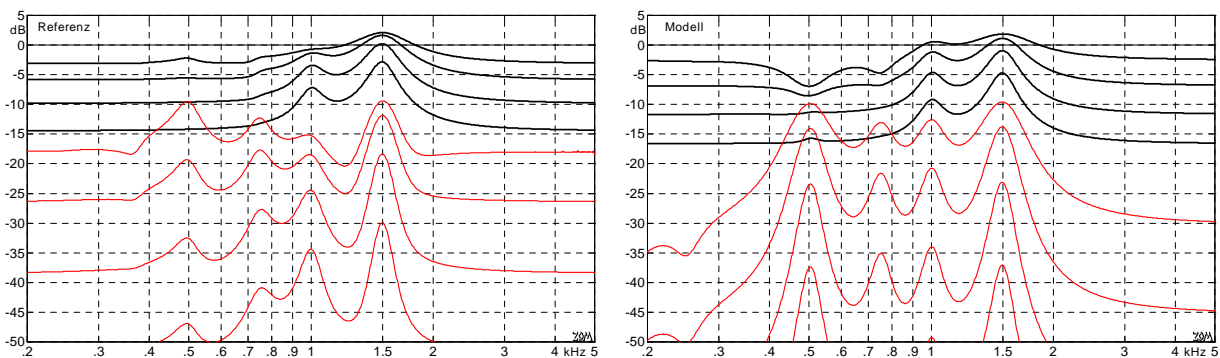


Abb. 41: Sweep-Messungen an Referenz (links) und Approximation (rechts). Vier verschiedene Generatorpegel (je 5 dB Unterschied), Summenpegel (schwarz), Pegel der 3. Harmonischen (rot).

Noch schlechter ist das Ergebnis bei der Analyse der quadratischen Verzerrungen (**Abb. 42**). Kein Wunder: Die Approximation ist einfach zu unflexibel. Der zweite Begrenzer der Referenz kann die Pegelabhängigkeit der im ersten Begrenzer entstandenen Verzerrungskomponenten individuell verändern – diese Möglichkeit hat die Approximation nicht. Auch wenn bei einem bestimmten Generatorpegel die Frequenzabhängigkeit einer Harmonischen (z.B. L_3) halbwegs passend approximiert wurde, bei anderen Generatorpegeln passt es nicht mehr.

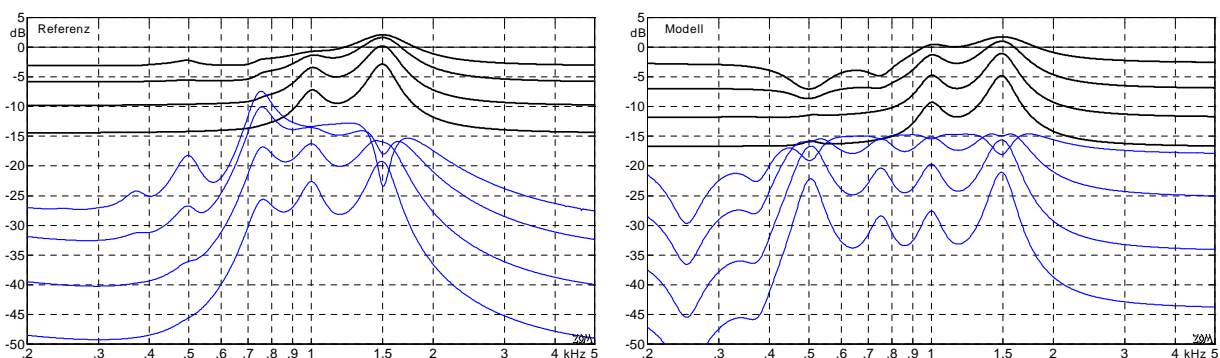


Abb. 42: Ergänzung zu Abb. 41, Summenpegel (schwarz), Pegel der 2. Harmonischen (blau).

Dabei ist das in Abb. 41 und 42 verwendete Referenzsystem relativ simpel: Zwei Filter je zweiter Ordnung, je eine verschobene tanh-Funktion als Nichtlinearität (**Abb. 43**), sowie nach der ersten Nichtlinearität ein 20-Hz-Hochpass 2. Ordnung, um Gleichanteile abzutrennen. Es überrascht vielleicht, dass die Verzerrungspegel in Abb. 41&42 so viele Extremwerte aufweisen, wo doch nur bei 1kHz und 1.5kHz schmalbandig gefiltert wird. Verfolgen wir einmal einen Sinus-Sweep, der bei tiefen Frequenzen beginnt: Sobald seine Frequenz 500Hz erreicht, werden die quadratischen Verzerrungen vom 1-kHz-Filter selektiv verstärkt: Der Peak entsteht in Abb. 42 jedoch nicht bei 1 kHz (das ist ja kein Spektrum), sondern bei der Generatorfrequenz, hier also bei 500Hz. Entsprechend entsteht der nächste Peak bei 750Hz, wenn L_2 vom 1.5-kHz-Filter verstärkt wird. Bei 1kHz kommt der nächste Peak – nun aber nicht durch Anhebung der Verzerrungskomponente, sondern weil hier der Generatorpegel um 6dB angehoben wird, und deshalb die Nichtlinearität stärker angesteuert wird. Ähnliches sollte eigentlich auch bei 1.5kHz passieren, doch kommt es hier zu Auslöschungen: die erste Nichtlinearität (NL_1) betont positive Halbwellen, die zweite (NL_2) negative.

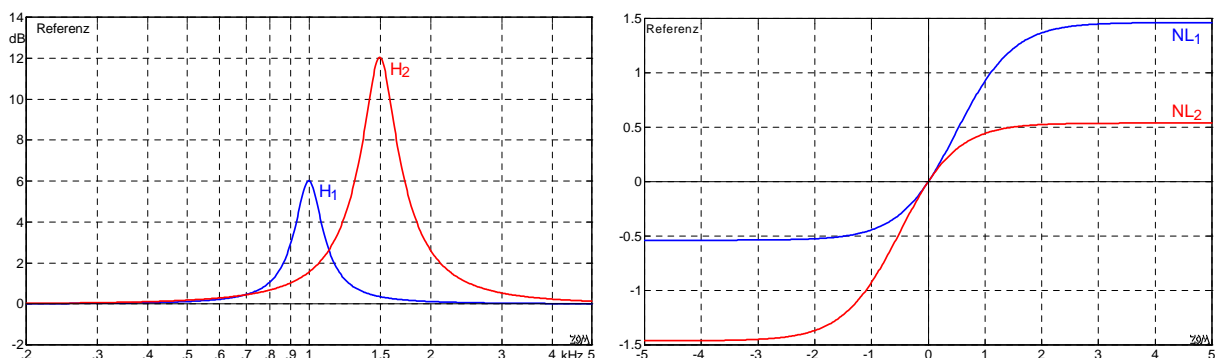


Abb. 43: Die beiden Filter der Referenz (links); die Nichtlinearitäten $\tanh(x-0.5)+0.462$, $\tanh(x+0.5)-0.462$.

Für **Abb. 44** wurde lediglich als zweite Nichtlinearität NL_1 (statt NL_2) verwendet, gekennzeichnet durch - - ; und schon sehen die Pegelverläufe wieder anders aus.

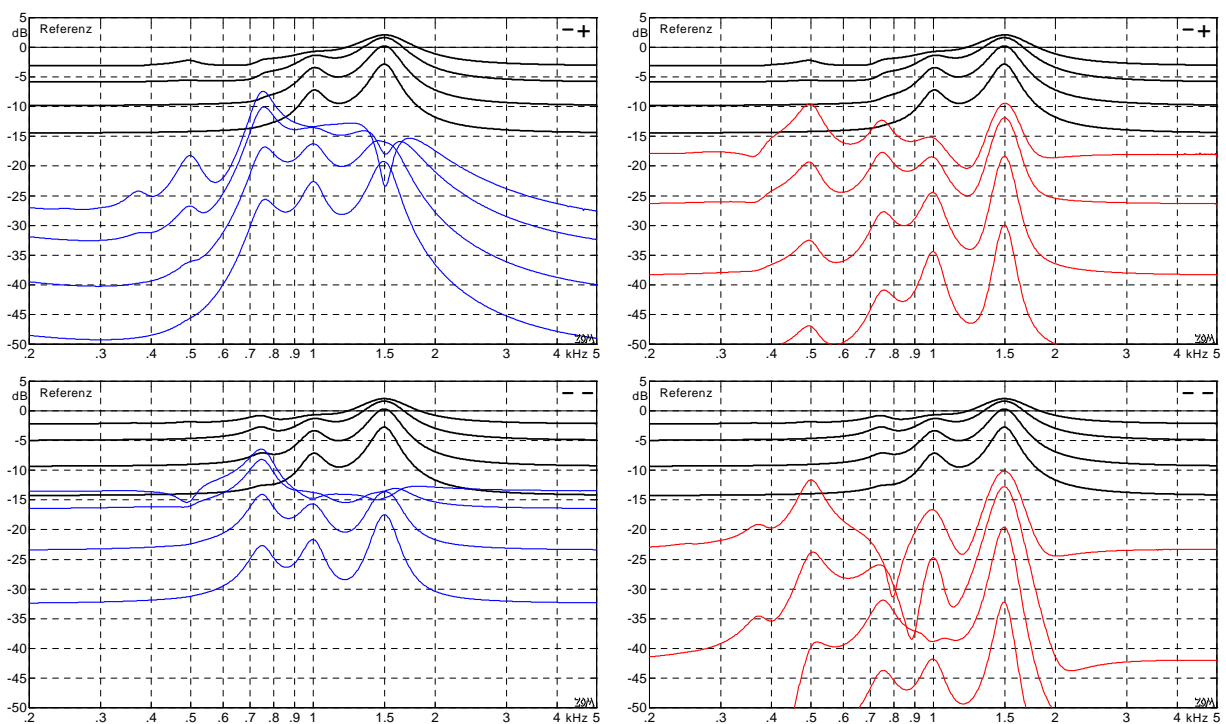


Abb. 44: wie Abb. 41 und 42 (NL_1 & NL_2 , oben), und mit zweimal NL_1 (unten).

In der für Abb. 41 und 42 verwendeten Approximation (Modell) war, um wenigstens ungefähr vier Verzerrungsmaxima erzeugen zu können, für H_B ein Filter 8. Ordnung einzusetzen, für H_A ein Filter 4. Ordnung. Gegenüber dem Referenzsystem ($n = 4$) wurde die Ordnung also verdreifacht, und trotzdem ist das Ergebnis eher enttäuschend. Kann man nicht (lt. Kemper) jedes System durch Filter-Verzerrer-Filter ersetzen? *"It has been found that a nonlinear acoustic transducer can be broken down into three components: the pure non-linearity, the frequency response before this nonlinearity, and the frequency response after it [Kemper-Patent₅₇]"*. Nun ja, das heißt zunächst ja nur, dass ein System in Subsysteme zerteilt werden kann – das wird niemand bestreiten. Doch irgend einen Sinn muss diese Zerlegung ja haben, und auch der findet sich im Kemper-Patent: *"It is thus possible to bring the sound impression of the acoustic transducer very close to the sound impression of the reference instrument [Kemper-Patent₁₇]"*. Die Referenz wird durch den "acoustic transducer" (hier Approximation genannt) also nicht nur irgendwie, sondern *"very close(ly)"* nachgebildet. In der WWW-Beschreibung sogar nicht nur *"very close"*, sondern offenbar *"exact"*: *"Every single PROFILE will sound like you have plugged your guitar into that exact same amp in this specific studio situation [www.kemper-amps.com]"*. Das funktioniert bei einigen Verstärkern schon recht gut, eine Garantie für exakte Übereinstimmung gibt es aber nicht, die Unterschiede können auch 10dB betragen. Oder 20dB. Oder mehr...

Die gute Nachricht: Wenn beim automatischen "Profiling" eines Gitarrenverstärkers das globale Minimum nicht gefunden wird, passiert weniger als wenn das autonom fahrende Auto in eine Entscheidungskrise kommt.

Die Nichtlinearität wird beim Kemper-Patent als invariabel und speicherfrei definiert: *The present invention is based essentially on a trivial nonlinearity like that which occurs everywhere in nature₇₂. The trivial nonlinearity has two fundamental parameters: the amplification in the quasilinear range and the level of the absolute amplitude limitation₇₉ [3]*. Das sind zwei Freiheitsgrade: die Verstärkung vor und nach der Nichtlinearität. Die Funktion der Nichtlinearität wird im Patent nicht spezifiziert. Die einfachste Nichtlinearität ist der Begrenzer, bei dem das Signal beim überschreiten einer positiven bzw. unterschreiten einer negativen Schwelle auf den Schwellwert fixiert ("geclippt") wird (**Abb. 45**, grüne Linie).

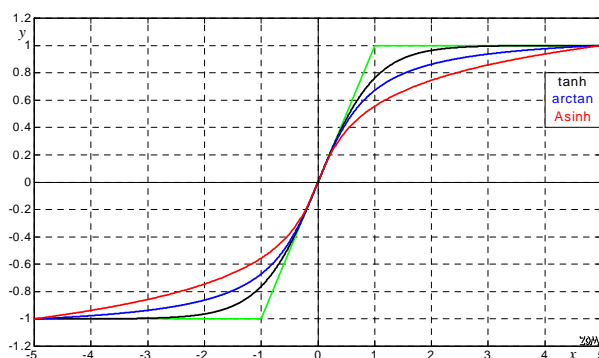


Abb. 45: Verzerrer-Kennlinien.

$$y = \tanh(x);$$

$$y = \arctan(K \cdot x) / K; \quad K = 1.432$$

$$y = \operatorname{Asinh}(K \cdot x) / K; \quad K = 3.578$$

Zur harten Begrenzung sind in Abb. 45 noch drei rundere Kurven angegeben. Bei allen Funktionen kann in Nullpunktnähe der Funktionswert näherungsweise durch das Argument ersetzt werden (Reihenentwicklung), weshalb alle vier Kurven im Nullpunkt dieselbe Steigung haben (und somit auch dieselbe Kleinsignalverstärkung). Die Asinh-Kennlinie ist eine gute Approximation für zwei antiparallele Dioden, mit Maximalspannungen um 0.6V und Strömen bis zu einigen mA.

Mit antiparallelen Dioden wie in Abb. 20 ergeben sich nullpunktsymmetrische (ungerade) Übertragungskennlinien, die nur ungerade Verzerrungen (k_3, k_5, \dots) produzieren können. In **Abb. 46** sind die zu Abb. 45 gehörenden Pegelverläufe dargestellt. Die grüne Knickkennlinie arbeitet verzerrungsfrei, solange der Betrags-Spitzenwert 1 nicht überschreitet (für Sinus-Aussteuerung: $L = -3\text{dB}$). Mit Überschreitend er Schwelle nehmen die Verzerrungen sehr schnell zu. Anders bei den drei anderen Kennlinien: Hier erfolgt ein langsamer Verzerrungsanstieg, woraus bei leichter Übersteuerung ("Crunch") hörbare Unterschiede resultieren.

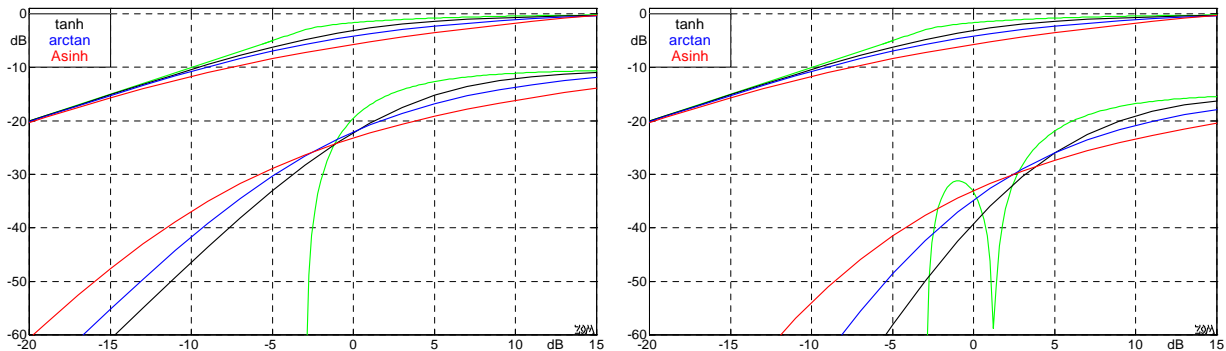


Abb. 46: Summenpegel und Pegel der 3. (links) bzw. 5. Harmonischen (rechts); Abszisse = Generatorpegel.

Bei starker Übersteuerung ist zu berücksichtigen, dass die Diodenarrays (also die Asinh-Kennlinie) nicht beliebig weit angesteuert werden können. Quelle ist lt. Abb. 20 ein Operationsverstärker, der zusammen mit dem Vorwiderstand maximal 1 mA (Normal-Kanal) bzw. 3 mA (Lead) liefern kann. Bei noch stärkerer Aussteuerung wird der Strom hart begrenzt.

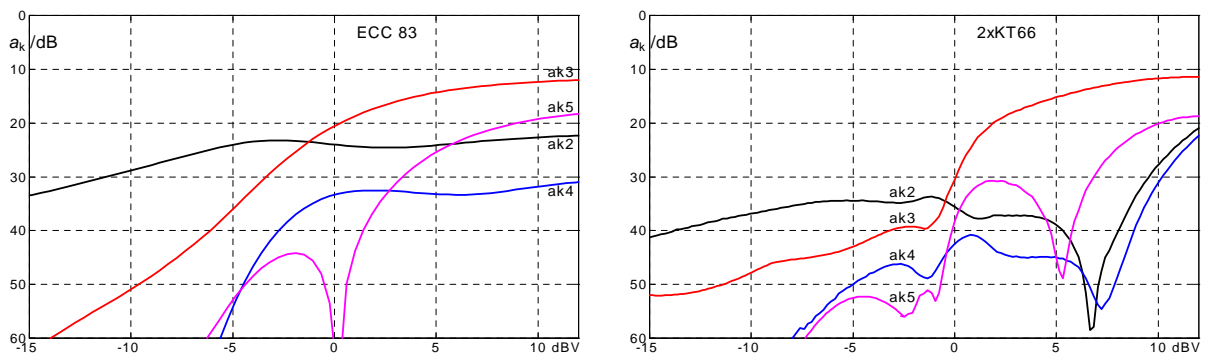


Abb. 47: Klirrdämpfungen Röhren-Vorstufe (links), Röhren-Endstufe (rechts) [1]. Je nach Röhre und individueller Schaltung können die Verzerrungen auch deutlich größer oder kleiner sein.

Im Gegensatz zur o.a. symmetrischen Begrenzung verzerren Vorstufenröhren i.A. unsymmetrisch, erzeugen also zusätzlich zu den ungeradzahigen auch geradzahige Verzerrungen (**Abb. 47**). Und auch bei Gegentakt-Röhrenendstufen, eigentlich symmetrisch aufgebaut, bilden sich (z.B. wegen schlechter Röhren-Paarung) geradzahige Verzerrungen aus.

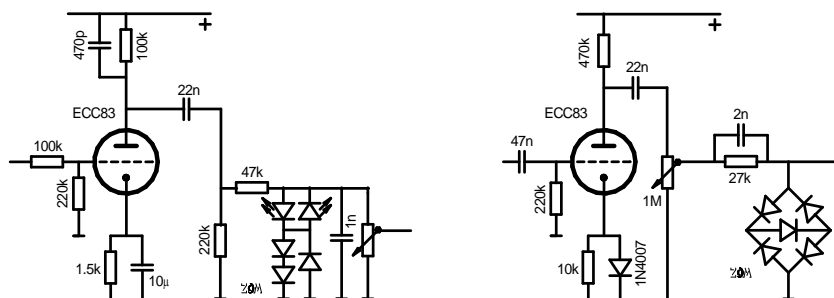


Abb. 48: Marshall 2550 (links), Marshall 2205 (rechts).

Verzerrer-Schaltungen mit antiparallelen Dioden erzeugen vorwiegend ungeradzahlige Verzerrungen, wenn die Anzahl der Dioden in den beiden Zweigen gleich ist. Sollen geradzahlige Verzerrungen hinzukommen, müssen lediglich unterschiedlich viele (oder verschiedenartige) Dioden in den beiden Zweigen begrenzen. Marshall verwendet im 2550 zwei antiparallele LEDs, und in Reihe hierzu eine Si-Diode für die eine Stromrichtung und zwei Si-Dioden für die andere Stromrichtung (**Abb. 48**). Die Übertragungskennlinie verliert dadurch ihre Punktsymmetrie, es entstehen auch geradzahlige Verzerrungen. Eine andere Strategie verfolgt der 2205: Durch die Diode bei der Vorröhre entsteht eine krumme Kennlinie, die geradzahlige Verzerrungen erzeugt.

VOX AC30-TB

Die frühen VOX-Verstärker (AC15, AC30) sind für eine gegenkopplungsfreie Gegentakt-Endstufe bekannt, deren Übertragungsverhalten ganz wesentlich von der Lautsprecher-Impedanz bestimmt wird [1]. Der Leistungsausgang ist hochohmig, der Impedanz-Frequenzgang bildet sich weitgehend auf den Übertragungs-Frequenzgang ab (**Abb. 49**, schwarze Kurve). Es blieb den VOX-Entwicklern natürlich nicht verborgen, dass dadurch Höhen und Tiefen eine Anhebung erfuhren. Die Höhenanhebung war nicht generell unerwünscht, die starke Bassbetonung bereitete aber Probleme. Die Lösung: Ein 600-Hz-Hochpass nach der ersten Röhre (rote Kurve). Ein schriller E-Gitarrensound war in der 60er-Jahren oft zu hören, und falls doch zu aggressiv, konnten mit dem "Cut" die Höhen stufenlos bis zur blauen Kurve abgesenkt werden. Realisiert wurde diese Filterung im Phaseninverter, mit einer zwischen den Anoden liegenden Reihen-RC-Schaltung. Der Trioden-Lastwiderstand wurde dadurch frequenzabhängig, die Höhenverstärkung je nach Potentiometerstellung reduziert. Damit verbunden war aber noch ein weiterer Effekt: die Begrenzung der Slewrate (dU/dt). Der zwischen den Anoden liegende Kondensator ist mit 4.7nF relativ groß, er kann über die Anodenwiderstände (je 100k Ω) nicht beliebig schnell umgeladen werden. Ergebnis: eine nichtlineare Höhenbegrenzung.

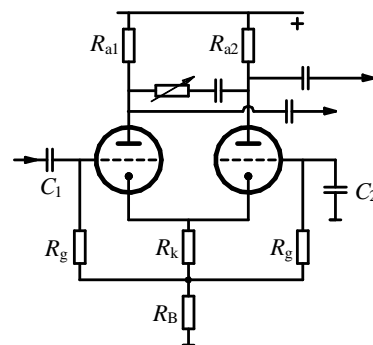
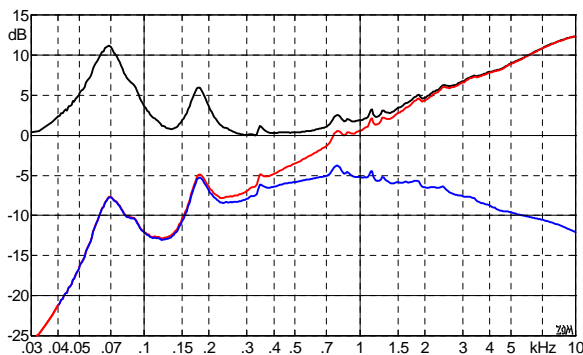


Abb. 49: VOX AC30-TB, Übertragungs-Frequenzgänge; rechts die Schaltung des Cut-Filters.

Die VOX-Schaltung enthält somit (mindestens) 4 Filter und 3 Nichtlinearitäten (**Abb. 50**). H_1 ist ein 600-Hz-Hochpass 1. Ordnung, danach kommt eine Doppeltriode mit Kathodenfolger. Ihre nichtlinearen Verzerrungen können je nach verwendeter Röhre erheblich sein [1]. Das nachfolgende Klangfilter (Tone-Stack) ist unspektakulär, mit genreüblichen ± 10 dB. Darauf folgt der Phaseninverter mit der o.a. Slewrate-Begrenzung, danach die Endstufe.

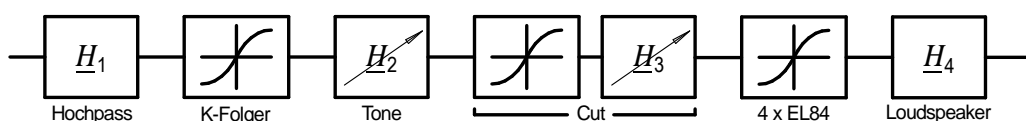


Abb. 50: Blockschaltbild des VOX AC30-TB, Brilliance-Kanal.

Bei der VOX-Endstufe interagieren lineare und nichtlineare Effekte. Im Kleinsignalbereich erfolgt eine lineare Filterung, wie in Abb. 49 mit der schwarzen Kurve angegeben. Ursache dieser Filterung ist der hohen Endstufen-Innenwiderstand und die frequenzabhängige Lautsprecher-Impedanz – der Übertragungsfrequenzgang des Lautsprechers ist dabei noch gar nicht berücksichtigt. Mit zunehmender Aussteuerung begrenzen dann die Endröhren, jedoch leistungsabhängig! Wäre die Grenzspannung (Clipping-Limit) konstant, müsste bei Verdopplung des Lastwiderstandes die abgebbare Leistung auf die Hälfte abnehmen ($P = U^2/R$). Tatsächlich geht dabei beim typischen Röhrenverstärker die Leistung aber nur auf ca. 90% zurück [1]; 16Ω statt nominell 8Ω belasten die Endstufe weniger, und daraus resultiert eine größere Maximalspannung.

Die o.a. Beispiele zeigen eindrucksvoll, dass ein Gitarrenverstärker mehrere Nichtlinearitäten enthält, die auch noch unterschiedliche Charakteristika aufweisen. Liegen zwischen diesen Nichtlinearitäten Filter – und das ist der Regelfall – dürfen sie nicht zu einer einzigen Nichtlinearität zusammengefasst werden. Modeling- bzw. Profiling-Verstärker, die nur zwei Filter und eine Nichtlinearität anbieten, stellen somit eine sehr einfache Approximation dar. Deren Sound überzeugen kann – oder eben nicht.

Literatur:

- [1] Zollner M.: **Physik der Elektrogitarre**, www.gitarrenphysik.de
- [2] Eichas F.: **Virtual Analog Modeling** of Guitar Amplifiers with Wiener-Hammerstein Models, DAGA 2018.
- [3] Kemper C.: **Patentschrift** US-2008/0134867
- [4] Funk D.: **Tube Amp Workbook**, ISBN 0-9650841-0-8
- [5] Zollner M.: **Negative Laufzeit** – gibt's die wirklich? www.gitarrenphysik.de
- [6] Zollner M.: **Signalverarbeitung**, Bibliothek der OTH Regensburg, 2009; ausleihbar.
- [7] Zollner M.: **Messtechnik**. In: Elektroakustik für Bühne und Studio (vergriffen).

Sowie:

Dempwolf K.: **Amp Modeling** – Ansätze zur Modellierung von Gitarrenverstärkern, GITEC 2016