

10.1.5 Grenzfrequenzen

Die Grenzfrequenzen des E-Gitarrenspektrums liegen bei ca. 82 Hz und ca. 5 kHz; mehr muss auch ein Gitarrenverstärker nicht übertragen können. Eine oft gehörte, und gar nicht einmal ganz falsche Meinung. Die tiefe E-Saite schwingt, leer gespielt, mit 82,4 Hz Grundfrequenz, und nach oben hin wird das Spektrum durch die Tonabnehmerresonanz begrenzt, die häufig zwischen 2 und 5 kHz liegt. Aber: Gitarrenbandbreite und Verstärkerbandbreite sind zwei verschiedene Größen. Dass die Gitarre zeitbegrenzte Töne erzeugt, und ihr Spektrum deshalb unter 82 Hz gar nicht zu null werden kann, muss in einer Modellbetrachtung nicht im ersten Schritt exakt nachgebildet werden; dass der nichtlinear verzerrende Verstärker aber Differenz-töne produziert, die weit unter 82 Hz liegen können, bedarf eingehender Betrachtung. Bei einem mit Operationsverstärkern (OP) bestückten Verstärker könnte man den Ausgang jeder Verstärkerstufe galvanisch mit dem Eingang der folgenden Stufe koppeln, also beliebig tiefe Frequenzen übertragen (0 Hz, wenn man lange genug wartet). Dies wird in der Studioteknik gelegentlich als das Ideal angesehen, weil tieffrequent weder Phasen- noch Amplitudenfehler entstehen. Aber, wie schon zu Beginn erwähnt: Der Gitarrenverstärker ist Teil des Instruments, er *soll* jede Menge Fehler erzeugen. "Fehler" im Sinne klassischer Schaltungstechnik, hier besser: Signalveränderungen. Aber eben die richtigen Signalveränderungen, die gut klingenden. Und nur die. Was allerdings gut und was schlecht ist, wird subjektiv bewertet. Wenn ein Gitarrist tieffrequente Differenz-töne hören möchte, sollten Verstärker und Lautsprecher sie wiedergeben können. Dies ist aber nicht der Regelfall, zumeist wird der dann entstehende Klang als "undifferenziert, matschig" bezeichnet. Bei der typischen Gitarren-Anlage sorgen deshalb gleich mehrere Hochpässe dafür, dass der ganz tiefe Frequenzbereich wirkungsvoll bedämpft wird: RC-Hochpässe, der Ausgangsübertrager, und der Lautsprecher. Ein Extrembeispiel wurde schon in Kap. 10.1.4 erwähnt: Die 3-Hz-RC-Grenzfrequenz bei Fender. Ein anderes Extrem: 600 Hz beim VOX AC30.

Außer im Anodenkreis, dessen RC-Auskopplung einen Hochpass darstellt, können auch im Kathodenkreis die Tiefen abgesenkt werden. Mit Gegenhalt, wie die Schaltungstechnik sagt. Um eine möglichst hohe Verstärkung zu erzielen, wird der Kathodenwiderstand häufig durch einen Kondensator überbrückt. Dieser **Kathodenkondensator** wirkt aber nur, sofern seine Impedanz nicht wesentlich größer als der Widerstand ist, den er kurzschließen soll. Beliebig groß kann die Röhrenverstärkung aber auch nicht werden, und damit erhält man zwei Grenzfrequenzen: Im Bereich unter der unteren Grenzfrequenz ist der Kondensator praktisch wirkungslos, die Verstärkung beträgt hier v_T , oberhalb der oberen Grenzfrequenz ist die Verstärkung v_H , und dazwischen erfolgt ein monotoner Anstieg (**Abb. 10.1.25**).

Bei der Kleinsignalmodellierung ersetzt man die Röhre durch eine Wechselspannungsquelle, deren Quellenspannung $U_0 = \mu \cdot U_{gk}$ beträgt. Hierbei ist μ die Leerlaufverstärkung der Röhre, ein theoretischer Parameter, der bei der ECC 83 ungefähr 100 ist. In Reihe zu dieser Quelle liegt (innerhalb der Röhre) der Röhren-Innenwiderstand R_i , er beträgt bei der ECC 83 ca. 50 – 100 k Ω . Lässt man keinen Gitterstrom zu, entspricht der Anodenstrom dem Kathodenstrom, der sich für die unbelastete Röhre zu $I_k = U_0 / (R_k + R_i + R_a)$ berechnet. I_k erzeugt am Kathodenwiderstand R_k eine Gegenkopplungsspannung, um die die Eingangsspannung U_e verringert wird: $U_{gk} = U_e - I_k \cdot R_k$. Damit lässt sich die Anodenspannung $U_a = R_a \cdot I_k$ berechnen:

$$U_a = U_e \cdot \frac{-\mu}{1 + (R_i + R_k \cdot (1 + \mu)) / R_a} = U_e \cdot v_U \quad \text{Spannungsverstärkung (ohne Last)}$$

Für $\mu = 100$, $R_i = 72 \text{ k}\Omega$, $R_a = 100 \text{ k}\Omega$, $R_k = 1,5 \text{ k}\Omega$, erhält man $v_U = v_T = -30,9 \hat{=} 29,8 \text{ dB}$.

Mit Kathodenkondensator, den man im hochfrequenten Bereich als Wechselspannungs-Kurzschluss ansetzt, ergibt sich die Spannungsverstärkung zu $v_H = -58,1 \hat{=} 35,3\text{dB}$, wiederum für unbelastete Röhre. Ein Lastwiderstand wird einfach parallel zum Anodenwiderstand gesetzt, d.h. mit beispielsweise $100\text{ k}\Omega$ Last erniedrigt sich R_a auf $50\text{ k}\Omega$, damit verringert sich die Spannungsverstärkung: $v_T = -18,3 \hat{=} 25,2\text{dB}$ bzw. $v_H = -41,0 \hat{=} 32,3\text{dB}$. Bei der unbelasteten Röhre bewirkt der Kathodenkondensator eine Höhenanhebung um $5,5\text{ dB}$, bei der mit $100\text{ k}\Omega$ belasteten Röhre um $7,1\text{ dB}$ (**Abb. 10.1.25**). In welchem Frequenzbereich der Übergang von v_T auf v_H stattfindet, entscheidet die Kapazität C_k des Kathodenkondensators – zusammen mit der restlichen Schaltung. Man könnte vermuten, dass außer C_k nur R_k die Höhenanhebung bestimmt, denn dieser Widerstand wird von C_k überbrückt. Tatsächlich ist aber auch die Kathode als Last dieses RC-Zweipols zu berücksichtigen. Die relative Höhenanhebung ist:

$$v_H/v_T = 1 + R_k \cdot (1 + \mu)/(R_a + R_i) \quad \text{Relative Höhenanhebung}$$

Die Zentrums-Frequenz f_Z , im Bild mit einem kleinen Kreis markiert, berechnet sich zu:

$$f_Z = \sqrt{1 + R_k \cdot (1 + \mu)/(R_a + R_i)} / (2\pi \cdot R_k C_k) \quad \text{Zentrums-Frequenz}$$

Wird der Kathodenwiderstand mit einem "großen Elko" überbrückt, z.B. $25\text{ }\mu\text{F}$ oder mehr, dann liegt die Zentrums-Frequenz so tief (z.B. 5 Hz), dass die Verstärkung breitbandig angehoben wird; dies ist der Regelfall in Fender-Verstärkern. Typische Beispiele für kleine Kondensatorwerte ($0,68\text{ }\mu\text{F}$) sind einige Marshall-Verstärker ($f_Z = 150\text{ Hz}$, $\Delta G = 8\text{ dB}$).

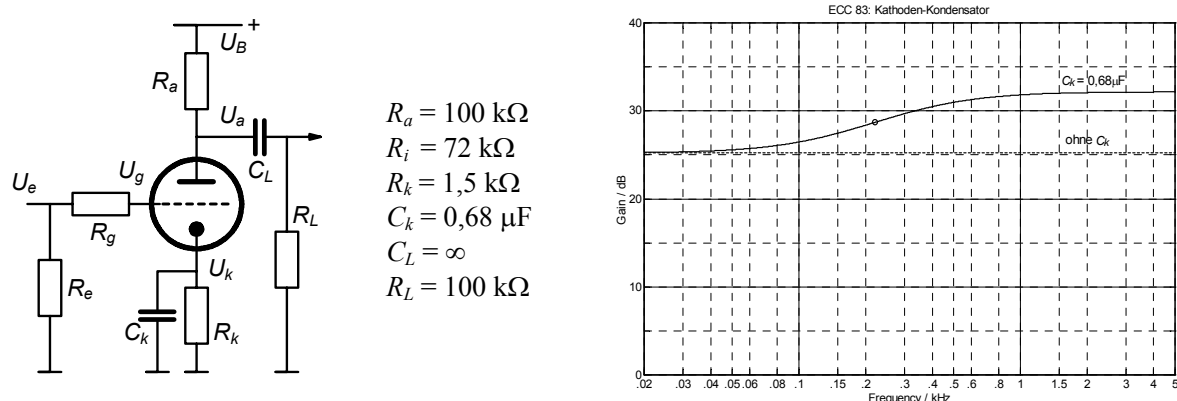


Abb. 10.1.25: Eingangsschaltung eines Röhrenverstärkers (links), Wirkung des Kathodenkondensators (rechts).

In Abb. 10.1.25 ist der Koppel-Kondensator C_L unendlich, um die Wirkung des Kathodenkondensators alleine darstellen zu können. Im Gitarrenverstärker ist C_L häufig 22 nF , es kommen aber sowohl größere Werte vor ($0,1\text{ }\mu\text{F}$), als auch kleinere (500 pF). Bei der Berechnung der hiervon verursachten Hochpassgrenzfrequenz muss berücksichtigt werden, dass der Innenwiderstand der Röhrenschtaltung nicht null ist, sondern aus der Parallelschaltung von R_a und R_i gebildet wird.

Im klassischen Gitarrenverstärker gibt es 4 Röhrenstufen, und somit 3 Koppelkondensatoren; aus der Endstufe wird nicht kapazitiv, sondern über einen Übertrager ausgekoppelt. Die Wirkung der Koppelkondensatoren auf die Wiedergabe tiefer Frequenzen kann leicht berechnet werden, der Ausgangsübertrager stellt hingegen ein kompliziertes System dar, dessen Daten nicht aus dem Schaltplan ersichtlich sind. Auch die obere Grenzfrequenz ist nicht erkennbar.

Man könnte vermuten, dass die obere Verstärker-Grenzfrequenz in jedem Fall ausreichend hoch liegt, um das durch den Tonabnehmer tiefpassbegrenzte Gitarrensinal übertragen zu können, und dass ihr genauer Wert somit nicht ermittelt werden muss. Diese Vermutung ist aber nur zulässig, solange man den Verstärker als lineares System betrachtet. Treten Übersteuerungen auf, so entstehen auch Signalanteile im **Ultraschallbereich**. Die für sich betrachtet unhörbar wären. Aber: Treffen Ultraschallsignale auf eine nichtlineare Verstärkerstufe, können tieffrequente Differenzöne gebildet werden – und die sind u.U. wieder hörbar. Ein aus zwei Ultraschalltönen (z.B. 24 kHz und 25 kHz) bestehendes Tonpaar ist unhörbar – normale Pegel vorausgesetzt. An einer quadratisch verzerrenden Kennlinie entsteht u.a. ein quadratischer Differenzton bei 1 kHz – und der ist u.U. hörbar. Man darf diesen Effekt nicht dramatisieren, aber auch nicht gänzlich ignorieren. Ob dieser 1-kHz-Ton hörbar ist, hängt von seinem Pegel und den Pegeln weiterer (maskierender) Nachbartöne ab. Die beiden Ultraschalltöne wurden ja nicht als einzige ihre Art vom Gitarrentonabnehmer erzeugt, sondern sind entweder Obertöne der Saitenschwingung, oder Summentöne vorhergehender Verzerrstufen. In beiden Fällen ist nicht mit extrem großen Pegeln zu rechnen. Aber da im Gitarrenverstärker eben auch starke Höhenanhebungen vorkommen können, ist ein Blick über den Tellerrand anzuraten. Verzerrung, dann Höhenanhebung, dann nochmalige Verzerrung: Da ist Potential für hörbare Klangunterschiede, deren Ursache im Ultraschallbereich liegen *könnte*.

Warum steht die **obere Grenzfrequenz** der Verstärkerröhre eigentlich nicht im Datenblatt? Einige Datenbücher geben bei Trioden 300 MHz an, oder – ja nach Typ – auch 1 GHz, aber gerade bei der ECC 83 bleibt das entsprechende Feld meistens leer. Der Grund ist trivial: Die obere Grenzfrequenz wird von der Verstärkerschaltung bestimmt. Man darf spekulieren, wie alles entstand: Die ersten Gitarrenverstärker mussten mit der Leistung haushalten, da kam (nach der Oktal-Ära) eine 12AX7 mit nur 1 mA Anodenstrom gerade recht. Hiermit wurde die Schaltung aber ziemlich hochohmig, 1-M Ω -Potentiometer waren nötig (Fender, Marshall), um den hochohmigen Anodenkreis nicht allzu sehr zu belasten. Steht bei so einem Potentiometer der Schleifer in Mittelstellung, beträgt sein Innenwiderstand ca. 250 k Ω *. Geht es nun von diesem Schleifer weiter zu einer zweiten hochverstärkenden Triode, deren (durch den Miller-Effekt vergrößerte) Eingangskapazität z.B. 150 pF beträgt, ergibt sich ein Tiefpass mit 4,2 kHz Grenzfrequenz. Kilohertz, nicht Megahertz! Das würde sich in einem Datenbuch nun doch etwas schlecht machen. Die relativ hohe Eingangskapazität entsteht aus der zwischen Gitter und Anode liegenden Kapazität (12AX7: $C_{ga} = 1,6$ pF), die ungefähr um die Spannungsverstärkung vergrößert wird. Mit $v_U = 50$ sind das schon 80 pF, und weil die zur Röhre führenden Drähte ja auch kleine Schaltungskapazitäten aufweisen, sind schnell 150 pF erreicht. Oder noch mehr. Nicht immer ist dieser Tiefpass anzutreffen: Folgt auf das 1-M Ω -Poti ein Kathodenfolger (Anoden-Basis-Schaltung), ist die Grenzfrequenz viel höher. In Fenders "Twin-Reverb", um nur ein Beispiel zu nennen, geht's aber vom Poti-Schleifer direkt in eine Kathoden-Basis-Schaltung, und deren Eingangskapazität ist relativ hoch. Bei vielen Marshall-Verstärkern liegt sogar noch ein 470-k Ω -Widerstand in Reihe zum Schleifer (Additionsstufe, totaler Längswiderstand = 320 k Ω). An dieser Stelle ließ sich dann gleich noch eine preiswerte Schaltungsergänzung zur Höhenanhebung einbauen: Ein fest eingelöteter Kondensator (Marshall), oder ein zuschaltbarer Kondensator ("Bright-Schalter", Fender). Was sich nun letztlich in diesem Mix aus Anhebungen und Absenkungen als tatsächliche Grenzfrequenz ergibt, ist über komplizierte Modelle zwar berechenbar, aber von vielen Parametern abhängig. Nicht zuletzt vom Layout: Der räumliche Abstand von Gitter- und Anodenleitungen beeinflusst über den Miller-Effekt Eingangskapazität und obere Grenzfrequenz.

* Der Röhren-Innenwiderstand liefert auch einen kleinen Beitrag

In **Abb. 10.1.26** ist ein Ausschnitt aus einem Fender-Layout (Super-Amp) dargestellt. Widerstände und Kondensatoren sind hierbei auf einer Trägerplatine an Lötösen angelötet, von beiden Längsseiten führen Drähte zu anderen Baugruppen (Buchsen, Potentiometer, Röhren). Einige Drähte sind unter der Platine verlegt, und haben dabei nur sehr wenig Abstand zu den darüber liegenden Bauteilen. Beispielsweise verläuft die zum Steuergitter einer Röhre führende Leitung direkt unter dem von derselben Röhre kommenden Koppelkondensator, was sicher nicht die bestmögliche Entkopplung darstellt. Noch extremer ist die Situation bei den drei aus einem Durchführungsloch kommenden Drähten (im Bild oben): Zwei kommen von den Eingangsbuchsen, der dritte führt die Anodenwechselspannung der zugehörigen Eingangsröhre. Die hier entstehenden kapazitiven Kopplungen sind nicht besonders groß, man muss aber immer berücksichtigen, dass der Gitter-Anodenkreis besonders empfindlich ist, und derartige Kopplungen als Tiefpass wirken. Nun könnte zwar sein, dass eben dieser Tiefpass gewollt ist, beim Vergleich mit vielen anderen Fender-Layouts will sich aber diese Vermutung nicht so recht einstellen. Zu willkürlich scheinen die Kabel über die Jahre hinweg ihre Positionen teils zu verändern, teils beizubehalten.

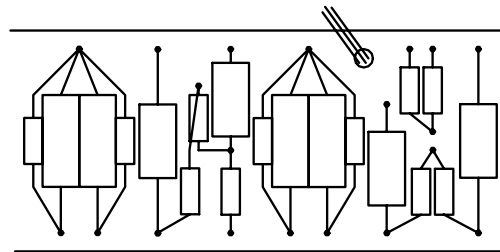
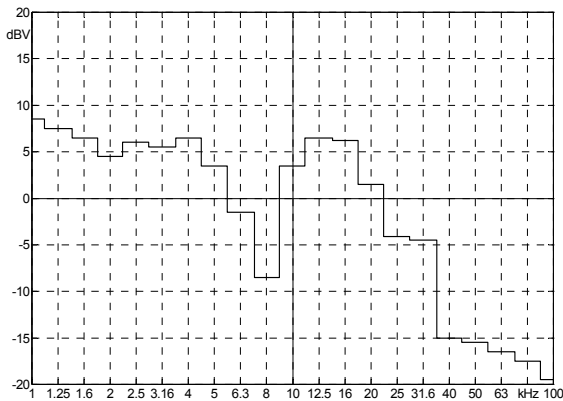


Abb. 10.1.26: Fender-Platine (Ausschnitt, oben). Terzpegelspektrum der Endröhren- g_1 -Spannung (Fender Deluxe). Stratocaster, verzerrt (links).

Dass bei verzerrtem Betrieb Frequenzen über 5 kHz auftreten, zeigt das obenstehende Terz-Diagramm, das am Steuergitter einer Endröhre aufgenommen wurde – Ähnliches kann auch an anderen Röhren entstehen. Die Wirkung der Röhren-Eingangskapazität zeigt **Abb. 10.1.27** am Beispiel eines Volume-Potentiometers: Beim Zurückdrehen entsteht ein Tiefpass, dessen Grenzfrequenz bei ca. 6 dB Dämpfung am niedrigsten ist. Überbrücken der oberen Poti-Hälfte (Anode auf Steuergitter der folgenden Röhre) mit einem "Bright-Kondensator" kompensiert den Höhenverlust, bei stärkerem Zurückdrehen kommt es dabei aber zu einer Höhen-Überbetonung. Die individuellen Kurvenverläufe sind stark von Streukapazitäten und den individuellen Röhrenverstärkungen abhängig.

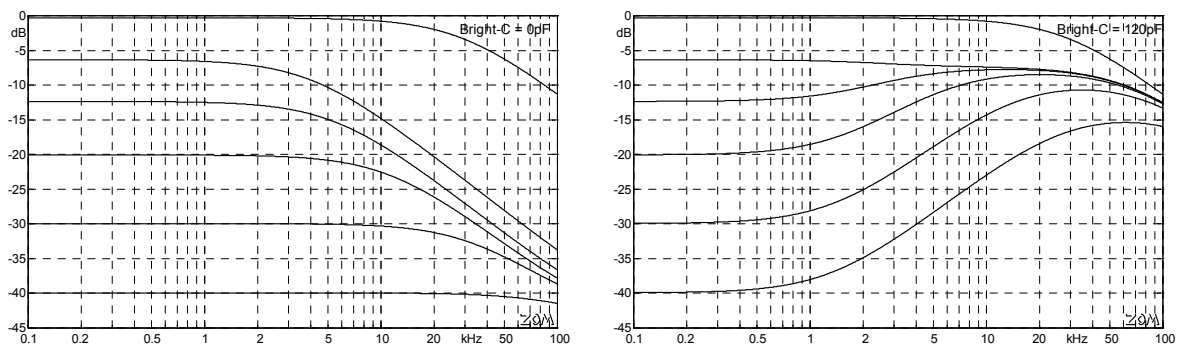


Abb. 10.1.27: Übertragungsfunktion eines kapazitiv belasteten Vol-Potis (1 M Ω); Rö-Eingangskapazität 150 pF.