

Der Range-Master rauscht

Manfred Zollner

Was rauscht weniger: Röhre oder Transistor? So allgemein gestellt, ist die Frage nicht beantwortbar. Zum einen muss die spektrale Verteilung des Rauschens berücksichtigt werden, zum anderen dessen Bezug zum Rauschspektrum der Quelle. Der folgende Beitrag untersucht diese Thematik am Beispiel des Range-Masters, eines einfachen Gitarren-Verzerrers (der auch Booster genannt wird). Sein Germanium-PNP-Transistor (OC44) ist aus heutiger Sicht zwar total veraltet, er wird in Gitarristenkreisen dennoch sehr geschätzt, weil angeblich nur damit der Originalsound erreichbar ist. Aber halt auch das Original-Rauschen. Im Folgenden wird zuerst mit einem Rausch-Ersatzschaltbild untersucht, welche Komponenten den Hauptbeitrag zum Rauschen liefern, dann erfolgt der Vergleich der Berechnungen mit Messdaten, zuletzt werden alternative Transistoren untersucht (auch Si). Der Stromverstärkung und der Eingangskapazität kommt dabei eine besondere Bedeutung zu, hiervon hängt der Übertragungsfrequenzgang des Range-Masters ab.

Jede elektrische Baugruppe rauscht. Denn die Träger der elektrischen Ladung sind nicht unendlich klein, und sie bewegen sich nicht gleichmäßig, sondern schwankend. Das dadurch entstehende Rauschen kommt von verschiedenen Entstehungsprozessen, denen unterschiedliche Spektren zugeordnet werden können (siehe auch Physik der Elektrogitarre, Kap. 10.1.8). Rauschen, dessen spektrale Leistungsdichte (W/Hz) über der Frequenz konstant ist, wird als "**weiß**" bezeichnet. Analysiert man ein derartiges Weißes Rauschen (WR) mit einem Bandfilter, dessen absolute Bandbreite konstant bleibt, während die Mittenfrequenz variiert wird, so bleibt die Ausgangsspannung des Filters konstant, d.h. frequenzunabhängig. Daneben gibt es das "**rosa**" Rauschen (RR), dessen spektrale Leistungsdichte über der Frequenz mit $1/f$ abnimmt.

Weißes Rauschen entsteht als **Thermisches Rauschen** durch die (von der absoluten Temperatur abhängigen) Wärmebewegung der Elektronen im Leiter. Und es entsteht ferner bei Stromfluss als **Schrotrauschen** wegen der Quantisierung der Ladungsträger. So ist z.B. jedem Gleichstrom ein winziger Rauschstrom (= Wechselstrom) überlagert, der prozentual um so größer wird, je kleiner der Gleichstrom ist. Rosa Rauschen hat viele Ursachen, die analytisch kaum zu beschreiben sind. Sicher ist, dass Verunreinigungen, Materialinhomogenitäten sowie die Beschaffenheit von Oberflächen und Grenzflächen eine Rolle spielen, dass also der Herstellungsprozess wesentlich über die Stärke des entstehenden RR entscheidet. Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, alle Rauschquellen einer Verstärkerschaltung modellmäßig durch ein **Rausch-Ersatzschaltbild** zu beschreiben. Die eigentlich rauschenden Bauteile (Widerstände, Transistoren) werden dabei rauschfrei angenommen, und das von ihnen erzeugte Rauschen durch Rauschstrom- und Rauschspannungsquellen modelliert. Zu beachten ist, dass diese Quellen in der Regel **unkorreliert** sind, deshalb müssen die Spannungen (bzw. Ströme) pythagoreisch addiert werden müssen.

Die folgenden Analysen befassen sich mit dem Range-Master, einem sehr einfachen Gitarren-Verzerrer (Physik der Elektrogitarre Kap. 10.8.5.3). Ein einzelner Germanium-pnp-Transistor (OC44) arbeitet hier in Emitterschaltung (**Abb. 1**). Die von der Gitarre erzeugte Spannung wird kapazitiv auf die Basis eingekoppelt – das vom Transistor ca. 60 bis 80fach verstärkte Signal wird aus dem Kollektor-Potentiometer kapazitiv ausgekoppelt.

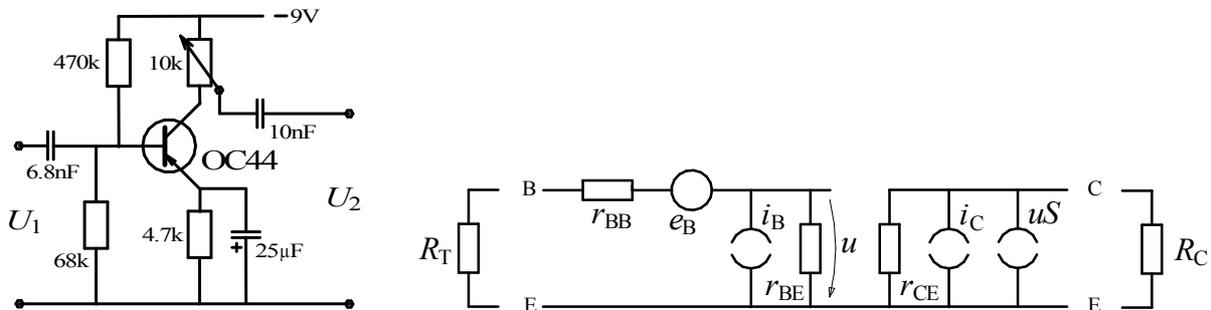


Abb. 1: Range-Master (Dallas Arbiter). Schaltbild (links), Rausch-Ersatzschaltbild (rechts).

Das Rausch-Ersatzschaltbild in Abb. 1 enthält als externe Komponenten den Kollektorwiderstand (10 kΩ) und den Teilerwiderstand R_T (Parallelschaltung von 470 kΩ und 68 kΩ). Die internen Elemente sind der Basis-Bahnwiderstand (r_{BB}), der Eingangswiderstand (r_{BE}), der Ausgangswiderstand (r_{CE}), die Rauschquelle für den Basis-Bahnwiderstand (e_B), die Rauschquelle für den Basisstrom (i_B), und die Rauschquelle für den Kollektorstrom (i_C). Die im Transistor gezeichneten Widerstände sind hierbei rauschfrei, das Rauschen der äußeren Beschaltung muss ggf. noch nachgebildet werden. Die drei Rauschquellen werden durch Spektraldichten charakterisiert: Die Einheit einer Spannungsdichte ist häufig $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, die einer Stromdichte $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Hiermit lässt sich das vom Transistor erzeugte weiße Rauschen näherungsweise beschreiben – das zusätzlich entstehende Rosa Rauschen ist analytisch nicht fassbar, hier ist man auf Messungen angewiesen. Aufgrund des Basis-Spannungsteilers stellt sich ein **Kollektorstrom** von ungefähr 0.2 mA ein. Der zugehörige **Basisstrom** hängt von der Stromverstärkung des Transistors ab. Streng genommen wird hier zwischen der statischen Stromverstärkung $B = I_C / I_B$ und der dynamischen $\beta = dI_C / dI_B$ unterschieden. Weil diese Werte aber einerseits von Transistor zu Transistor stark streuen, untereinander aber gar nicht so unterschiedlich sind, wird im Folgenden auf diese Unterscheidung verzichtet.

$$e_B = \sqrt{4kT \cdot r_{BB}}; \quad i_B = \sqrt{2q \cdot I_B}; \quad i_C = \sqrt{2q \cdot I_C}; \quad r_{BE} = \beta \cdot U_T / I_C;$$

$$q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ As}, \quad 4kT = 1.7 \cdot 10^{-20} \text{ Ws}, \quad U_T = 26 \text{ mV}, \quad S = I_C / U_T.$$

Der Basis-Bahnwiderstand des OC44 wird im Datenblatt mit 110 Ω angegeben. Der Ausgangswiderstand ist groß im Vergleich zum Kollektorwiderstand, sodass er vernachlässigt werden kann. Zwei der Rauschquellen wirken am Transistor-Eingang, eine am Ausgang. Es ist für die Bewertung der einzelnen Rauschprozesse jedoch einfacher, im Modell alle Rauschquellen an einem Tor wirken zu lassen, deshalb wird die das Kollektorrauschen modellierende Quelle auf den Eingang transformiert. Hierzu berechnet man zuerst die von i_C und R_C erzeugte Rauschspannung, und dividiert sie durch die Spannungsverstärkung des Transistors – hiermit erhält man eine im Eingangskreis wirkende äquivalente Rauschspannungsquelle e_C (Abb. 2), die gemäß obiger Definition auch eine Spannungsdichte erzeugt. Aus **Abb. 2** kann man jetzt drei (unkorrelierte) Rauschspannungsdichten berechnen, pythagoreisch addieren, und erhält zuletzt die (auf den Eingang bezogene) **Summen-Spannungsdichte** e . Sie kann in Relation gesetzt werden zu der von der Quelle erzeugten Rauschspannung (→ Rauschabstand).

Die im Rausch-Ersatzschaltbild angegebenen Spannungsdichten sind auf $\sqrt{\text{Bandbreite}}$ bezogene Spannungen. *Als Beispiel:* Weißes Rauschen, das im Frequenzbereich 500 Hz – 600 Hz eine Rausch-Spannung von 50 nV erzeugt, hat eine Rauschspannungsdichte von $5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

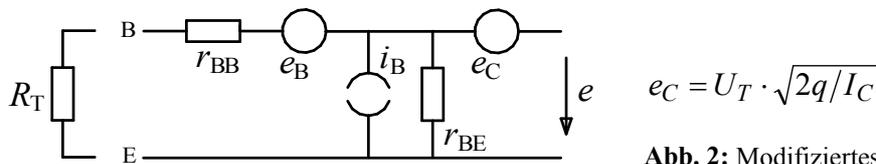


Abb. 2: Modifiziertes Rausch-Ersatzschaltbild

Im Transistor entsteht Weißes Rauschen und Rosa Rauschen. Die o.a. Formeln ergeben eine einfache Näherung für das WR, zum RR existiert keine einfache Theorie. Der Literatur ist zu entnehmen, dass die Grenze zwischen RR und WR bei ungefähr 1 kHz liegt; darunter überwiegt das RR, darüber das WR. **Abb. 3** stellt die spektrale Leistungsdichte (PSD = Power spectral density) im linken Bild über der linearen Frequenzachse dar. Diese Darstellung ist in der Akustik eher unüblich, hier bietet die **logarithmische Frequenzachse** eine an das Gehör besser angepasste Darstellung. Eine **Terz*** ist die Frequenzrelation 1.26 : 1 (große Terz). Die Bandbreite eines Terzfilters ist nicht absolut konstant, sondern relativ konstant (die Relation bleibt konstant). Zu hohen Frequenzen hin nimmt die absolute Terz-Bandbreite proportional zur Frequenz zu, deshalb steigt der Terzpegel von WR über f mit 10 dB/Dekade. Der Terzpegel von RR ist über der Frequenz konstant (rechtes Bild).

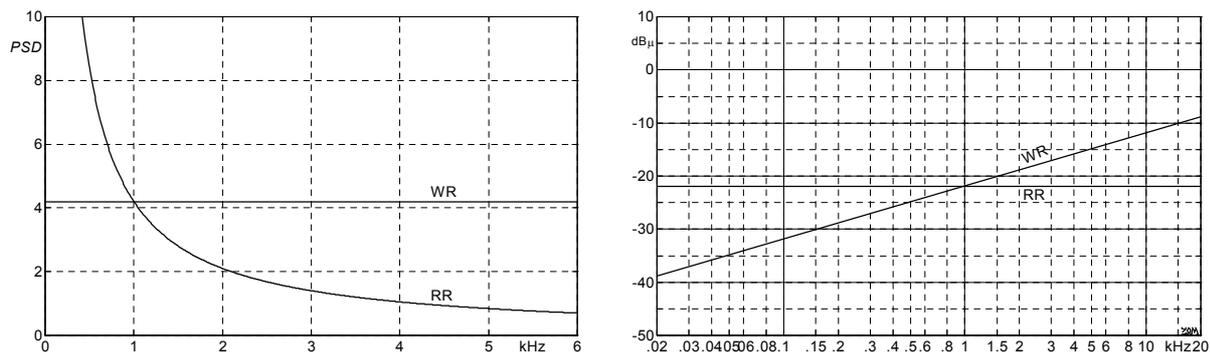


Abb. 3: Weißes und Rosa Rauschen; spektrale Leistungsdichte PSD (links), Terzpegel (rechts).

Mithilfe des in Abb. 2 dargestellten Rausch-Ersatzschaltbildes ist es nun möglich, die von den einzelnen Quellen erzeugten Rauschspektren einzeln zu berechnen und anschließend pythagoreisch zu addieren. Für Quellen, die bei dieser Überlagerung nicht betrachtet werden, gilt: Stromquellen sind zu entfernen, Spannungsquellen sind durch einen Kurzschluss zu ersetzen. Die vom Basis-Bahnwiderstand erzeugte Rauschspannungsdichte e_B wird von den drei Widerständen geteilt, der Basisstrom erzeugt an der Parallelschaltung der beiden Zweige (r_{BE} und $R_{BB} + R_T$) die zweite Rauschspannungsdichte, die dritte Rauschspannungsdichte ist e_C .

Die pythagoreische Addition trägt dem Umstand Rechnung, dass alle drei Rauschspannungsdichten zueinander unkorreliert (bzw. inkohärent) sind:

$$e = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 + e_3^2}$$

* Zur Terzanalyse: M. Zollner, Frequenzanalyse; siehe <https://hps.hs-regensburg.de>.

Nach diesem kurzen Überblick erfolgt nun die Rauschberechnung für die in Abb. 1 dargestellte Schaltung. Zunächst für zwei Grenzfälle, anschließend für einen am Eingang angeschlossenen Magnet-Tonabnehmer. Die beiden Grenzfälle sind Eingangs-Kurzschluss (KS) und Eingangs-Leerlauf (LL). Damit der statische Arbeitspunkt erhalten bleibt, muss der Kurzschluss kapazitiv erfolgen, z.B. über einen 10- μF -Elko (Basis gegen Masse). Der zweite Grenzfall ergibt sich von selbst, wenn an den Eingang nichts angeschlossen wird – der Transistor ist dann basisseitig nur über den Basis-Spannungsteiler abgeschlossen.

Für die Berechnung wird ein Kollektorstrom von 0.2 mA zugrunde gelegt, eine Stromverstärkung von 50 ... 150, ein Basis-Bahnwiderstand von 110 Ω , und die in Abb. 1 spezifizierten Bauteile. **Abb. 4** zeigt im linken Bild das terzbreit berechnete Rauschspektrum (dicke Linie). Der graue Bereich ergab sich aus Messungen an 10 OC44 (Valvo). Die gestrichelten Linien zeigen die Zusammensetzung des berechneten Rauschens: Der Basisstrom hat praktisch keinen Einfluss, deshalb ist bei diesem Betrieb die Stromverstärkung bedeutungslos (solange sie nicht untypisch klein wird). Basis-Bahnwiderstand und Kollektorstrom liefern einen ähnlich großen Beitrag. Wenn man nun berücksichtigt, dass der Basis-Bahnwiderstand in der Realität auch etwas größer als die im Datenblatt spezifizierten 110 Ω sein kann, hat man schon einen guten Grund für die kleine Diskrepanz im hochfrequenten Bereich. Die tieffrequenten Abweichungen kommen von dem o.a. Rosa Rauschen.

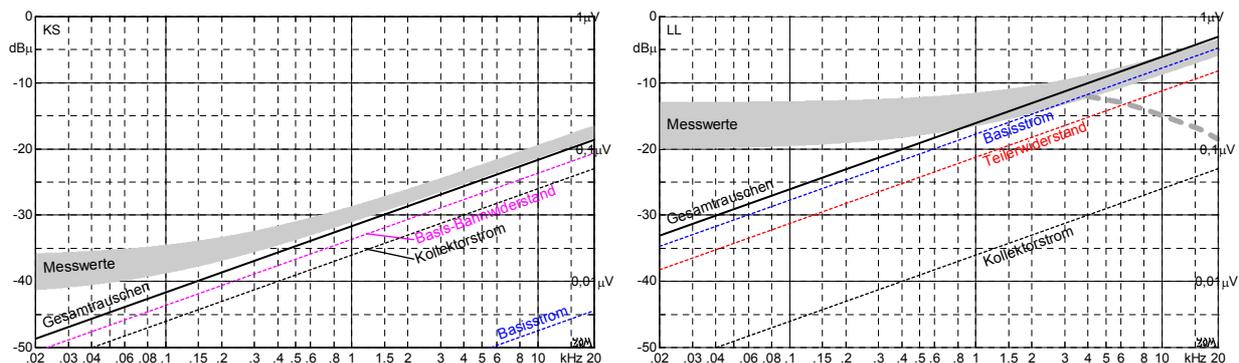


Abb. 4: Eingangs-Terzspektren des berechneten und gemessenen Rauschens der Schaltung nach Abb. 1. Einige Transistoren haben so große Kapazitäten, dass ein Höhenabfall entsteht (grau gestrichelt eingezeichnet).

Im rechten Bild sind die Leerlaufspektren dargestellt. Der Basis-Bahnwiderstand hat auf das Rauschen jetzt gar keinen Einfluss mehr, stattdessen ist nun die Wirkung des Basisstroms ausschlaggebend (bzw. sein an den Widerständen erzeugter Spannungsabfall). Auch das von den Teilerwiderständen erzeugte thermische Rauschen liefert noch einen kleinen Anteil, während das Kollektorrauschen bedeutungslos ist. Die Kenntnis der einzelnen Beiträge hilft, Fehler bei der Rauschoptimierung zu vermeiden. So nützt es gar nichts, bei Betrieb an einer hochohmigen Quelle einen Transistor mit kleinerem Basis-Bahnwiderstand zu nehmen (vom Vertrieb als 'besonders rauscharm' angepriesen). Zusammen mit einer niederohmigen Quelle würde diese Maßnahme hingegen schon zu einer Rauschverringerung führen. Hilft es bei hochohmiger Quelle, den Basisstrom zu verringern (größeres β)? Schließlich ist er die dominante Komponente im rechten Bild – jedoch zusammen mit den Teilerwiderständen und r_{BE} . Und weil r_{BE} proportional zu β wächst, i_C aber nur mit $\sqrt{\beta}$ abnimmt, ist das nicht zielführend. Die Verkleinerung der Rauschleistung ist ein Ziel, diese muss aber immer in Relation zu der von der Quelle erzeugten Signalleistung betrachtet werden. Eben deshalb ist es zweckmäßig, das von der Schaltung erzeugte Rauschen modellmäßig an den Eingang zu transformieren: hier lässt sich der Bezug zur Quelle am leichtesten herstellen, unabhängig vom Verstärkungsfaktor.

Die Quelle – beim Range-Master ist das ein **Magnet-Tonabnehmer** – kommt nun als letztes Element zur Schaltung hinzu (**Abb. 5**). Die von der schwingenden Saite induzierte Spannung wird durch die $1/f$ -Stromquelle nachgebildet (Physik der Elektrogitarre Kap. 5), L ist die Wicklungsinduktivität (z.B. 2.2 H), Spulenwiderstand = 5890 Ω , Spulenkapazität = 150 pF, der von den beiden Gitarren-Potis gebildete Widerstand beträgt 125 k Ω , die Kabelkapazität C_K ist z.B. 500 pF. In den Range-Master wird über 6.8 nF eingekoppelt, R_T sind die beiden Basis-Teilerwiderstände. Wie sieht das dazugehörige Rauschspektrum aus?

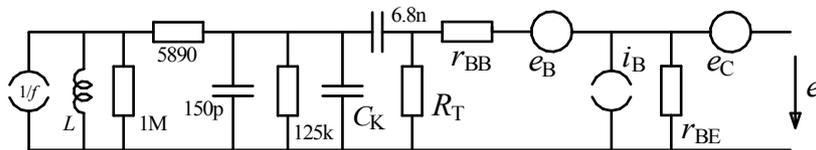


Abb. 5: ESB mit Tonabnehmer

Für die Rauschberechnung gilt: Jeder Widerstand erzeugt thermisches Rauschen (für r_{BB} und r_{BE} bereits durch Rauschquellen erfasst), die Wirkung jeder Rauschquelle wird getrennt berechnet, zuletzt werden alle Rauschspannungen pythagoreisch addiert. Man erkennt sofort, dass der Tonabnehmer eine hochohmige Quelle ist, dass also vor allem der Basisstrom einen wesentlichen Anteil beisteuern wird (Abb. 4, rechtes Bild). In **Abb. 6** ist im linken Bild die Frequenzabhängigkeit der Gitarren-Quellimpedanz dargestellt. Nur ganz tieffrequent erreicht die Kurve den Gleichstromwiderstand des Tonabnehmers (5890 Ω). Um 4 kHz, im Bereich der höchsten Gehörempfindlichkeit, ist die Gitarre mit ca. 100 k Ω hochohmig.

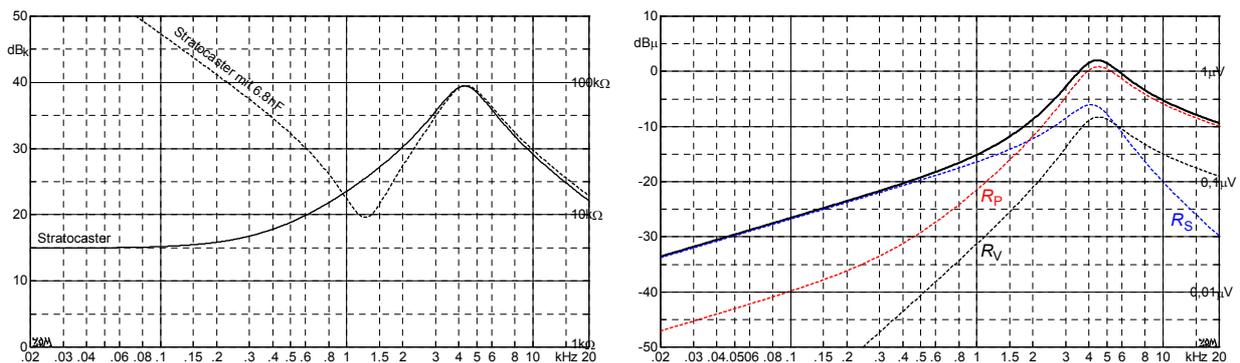


Abb. 6: Gitarren-Quellimpedanz (links), Rauschspektrum der unbelasteten Gitarre (Terz-Analyse, rechts).

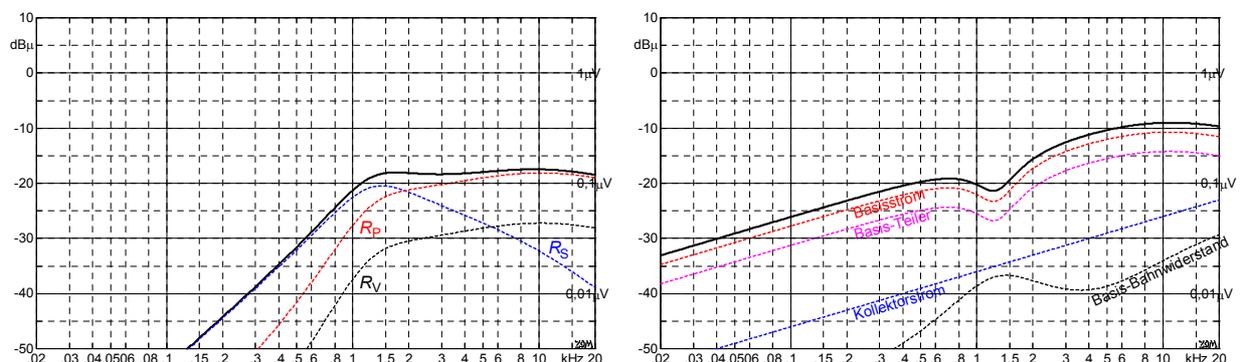


Abb. 7: Terzrauschpegel (bei e), Gitarre durch den (rauschfrei angenommenen) Range-Master belastet (links). Das vom Range-Master an derselben Stelle erzeugte Weiße Rauschen ist im rechten Bild dargestellt.

Das rechten Bild von **Abb. 6** zeigt das Rauschspektrum der unbelasteten Gitarre; es wird im relevanten hochfrequenten Bereich vor allem von den Gitarren-Potis ($R_P = 125$ k Ω) erzeugt.

Die Magnetverluste ($R_V = 1 \text{ M}\Omega$) leisten nur einen kleinen Beitrag, der Spulenwiderstand (R_S) ist tieffrequent wirksam. Unbelastet wird die Gitarre aber nicht betrieben, sie ist ja an den Range-Master angeschlossen. Und der stellt eine ziemlich niederohmige Last dar: Der Eingangswiderstand des Transistors (r_{BE}) beträgt nur ca. $12 \text{ k}\Omega$, der davor liegende Koppelkondensator (6.8 nF) bildet zusammen mit der Spuleninduktivität (2.2 H) einen Serienschwingkreis, die Übertragungsfunktion hat Bandpasscharakter. Je nach verwendetem Transistor ist noch eine weitere Größe zu berücksichtigen: die **Transistor-Eingangskapazität**: Bei der hier verwendeten Emitterschaltung wird die Kollektor-Basis-Kapazität ungefähr um den Faktor der Spannungsverstärkung vergrößert, also um ca. 80 (Miller-Effekt). Der OC44 war für mäßig hohe Hochfrequenz gedacht, bei ihm ist C_{CB} mit ca. 10 pF erträglich klein. Aber weil die Vermutung nahe liegt, in einem Gitarren-Verzerrer könne man auch NF-Transistoren als Ersatz für den OC44 verwenden, sind Eingangskapazitäten über 10 nF möglich!

Im linken Bild von **Abb. 7** ist das von der belasteten Gitarre erzeugte Rauschspektrum abgebildet, wie es am Ausgang des Rausch-Ersatzschaltbildes (Abb. 5, zzgl. $C_{\text{Eing}} = 850 \text{ pF}$) entsteht. Zum Vergleich zeigt das rechte Bild das vom Range-Master an derselben Stelle erzeugte Rauschen. Es kommt, wie schon erläutert, vor allem von Basis-Strom und -Teiler. Hierbei ist aber nur der weiße Anteil erfasst, das tieffrequent wirkende Rosa Rauschen muss aus Messungen bestimmt und hinzugefügt werden. Das ist in **Abb. 8 links** dargestellt. Die untere (blaue) Kurve stellt das von der belasteten Gitarre erzeugte Rauschspektrum dar, der graue Bereich das auf den Eingang bezogene Range-Master-Rauschen (bei angeschlossener Stratocaster). Das Transistor-Rauschen ist erheblich stärker als das Gitarren-Rauschen, und kann noch um weitere 5 dB wachsen, wenn man ungeeignete OC44-Clones nimmt. Für den grauen Bereich wurde das Rauschen von 10 Valvo-OC44 analysiert, moderne "Nachbauten" ergaben Rauschspektren bis zu der darüber liegenden gestrichelten Kurve.

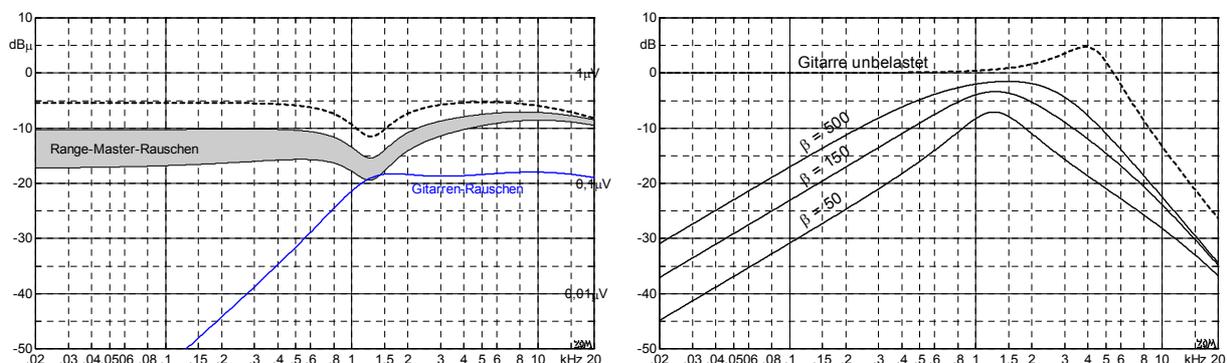


Abb. 8: Berechnete Terz-Rauschpegel (links), Übertragungsfrequenzgänge unbelastet / belastet (rechts). Die Eingangskapazität des Range-Masters ist mit 850 pF angesetzt.

In Anbetracht des doch erheblichen Transistor-Rauschens liegt die Frage nahe: Wie lässt sich der Rauschabstand des Range-Masters verbessern? Sein Rauschen wird hauptsächlich von i_B verursacht, als Spannungsabfall an r_{BE} . Wegen $i_B \sim \sqrt{I_B}$ und $r_{BE} \sim 1/I_B$ sollte folglich der Basisstrom *möglichst groß* gemacht werden – das würde aber gleichzeitig das Nutzsignal stark bedämpfen. Denn üblicherweise wird ein Magnettonabnehmer hochohmig abgeschlossen ($1 \text{ M}\Omega$), der Transistor-Eingangswiderstand beträgt hingegen nur ca. $10 - 15 \text{ k}\Omega$; er wird um so kleiner, je größer I_B ist. Soll also nicht das Rauschen reduziert werden (was man ja auch durch Kurzschluss erreichen könnte...), sondern der Rauschabstand maximiert werden, muss der Basisstrom *möglichst klein* werden. Das wäre z.B. durch einen Transistor mit großer Stromverstärkung zu erreichen. Tatsächlich ändert sich dabei aber auch das Spektrum des Gitarrensingals, wie das rechte Bild von **Abb. 8** zeigt.

Weil beim Range-Master-Rauschen mehrere Effekte zusammenwirken, gibt es auch mehrere Strategien zur Rauschreduktion. Die zentrale Frage hierbei ist: In wieweit sollen Verzerrungs- und Übertragungscharakteristik beibehalten bzw. geändert werden? Die einfachste Variante: Man tauscht den Transistor aus. Damit hat man Zugriff auf r_{BE} , C_{CB} und β . In **Abb. 9** sind Messwerte zu verschiedenen Transistoren dargestellt. Zu wenig für eine verlässliche Statistik, aber genug, um ein Gefühl für die Größenordnung zu bekommen.

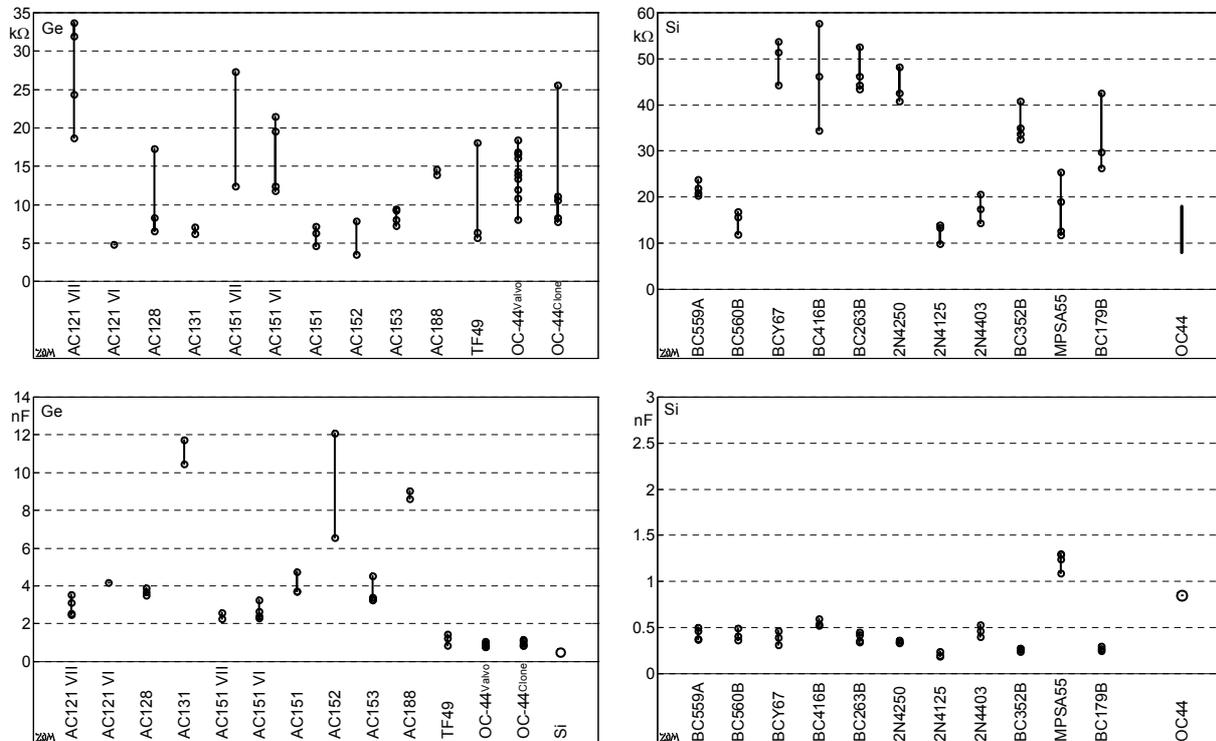


Abb. 9: Eingangswiderstand und -kapazität bei verschiedenen Transistoren (Messwerte).

Im Range-Master ist der Kollektorstrom wegen der Gleichstromgegenkopplung ($4k7 \parallel 25\mu F$) ziemlich unabhängig von der Stromverstärkung, sodass näherungsweise $\beta \approx r_{BE}/130\Omega$ anzusetzen ist. Für die gemessenen Valvo-OC44 bedeutet dies $\beta = 60 \dots 140$, das passt gut zu den Datenblattangaben ($\beta = 100$). Beim Wechsel zu einem anderen Ge-Transistor gilt: Ist dessen β wesentlich kleiner, vergrößert sich die Bandpass-Güte (Abb. 8), und das Rauschen nimmt zu. Der Bereich $\beta > 100$ ist deshalb zu bevorzugen – wenn die Eingangskapazität passt. Und die kann ziemlich groß werden (Abb. 9), was Klangänderungen bewirkt.

Silizium-PNP-Transistoren sind zunächst kein Ersatz für den OC44, weil ihre Basis-Emitter-Flussspannung größer ist; sie würden einen kleineren Kollektorstrom, und damit ein anderes Übersteuerungsverhalten ergeben. Mit einer kleinen Schaltungsänderung lässt sich jedoch mit wenig Aufwand der originale Arbeitspunkt erreichen: Man verringert den $470\text{-k}\Omega$ -Widerstand des Basis-Teilers, indem man z.B. $910\text{ k}\Omega$ parallel schaltet (oder ihn durch $300\text{ k}\Omega$ ersetzt). Der dann erreichbare r_{BE} kann ähnliche Werte haben wie beim OC44, er kann aber auch deutlich hochohmiger sein. Die Eingangskapazität von Si-Transistoren ist im Vergleich zu Ge-Transistoren kleiner – von wenigen Ausnahmen abgesehen. Sollen genau dieselben Eingangsbedingungen wie beim OC44 erreicht werden, kann (zwischen Basis und Masse) ein Kondensator und/oder Widerstand hinzugefügt werden. Weitergehende Änderungen, wie z.B. eine starke Verringerung des Kollektorstroms, sind nicht Gegenstand dieser Analyse – sie würden zu viele Übertragungsparameter ändern, was einem Redesign gleichkäme.

Zeit für eine **Zwischenbilanz**: Das Range-Master-Rauschen ist stärker als das Rauschen der Gitarre. Als Rauschquelle wirkt vor allem der Basis-Rauschstrom, der im Hochtonbereich Weißes Rauschen, im Tieftonbereich Rosa Rauschen erzeugt. Um das WR zu reduzieren, ist eine Stromverstärkung größer 100 empfehlenswert, das RR hängt vom individuellen Transistor ab (Fertigungsstreuungen). Änderungen bei der Stromverstärkung β ändern sowohl die Gitarrensprengung als auch die Rauschspannung; ihre Relation zu maximieren ist das Thema der folgenden Untersuchung.

Um zu erkennen, welche Rauschprozesse dominieren, ist eine Untersuchung des äquivalenten Eingangsrauschens zweckmäßig. Der Rauschabstand kann auch direkt am Schaltungsausgang gemessen werden. Die folgenden Diagramme zeigen Terzspektren des normierten Ausgangsrauschens. Zur **Normierung** wurde am Eingang hochohmig ein 500-Hz-Ton eingespeist und das Rauschspektrum so weit angehoben, dass der am Ausgang gemessene 500-Hz-Ton bei allen Diagrammen denselben Pegel ergab. Anders ausgedrückt: Die Verstärkung wurde so eingestellt, dass die Gitarre immer gleich laut ist.

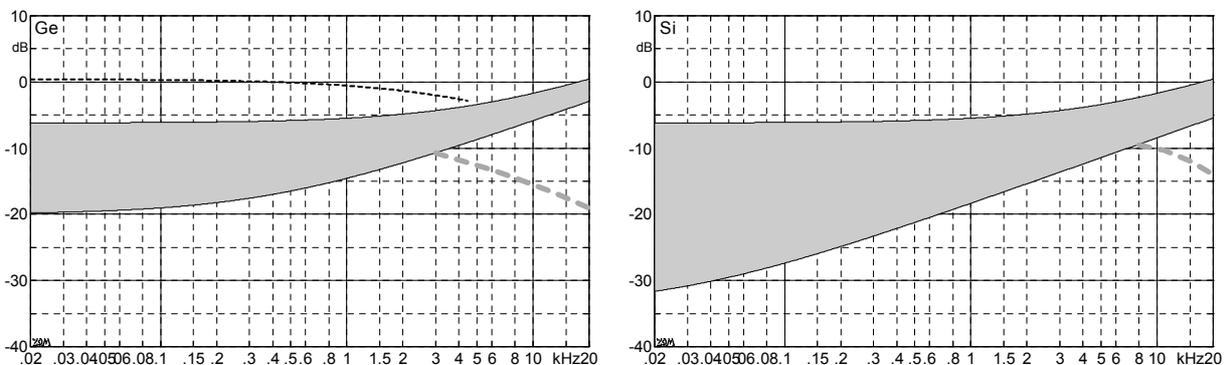


Abb. 10: Normierte Rauschspektren, Range-Master mit offenem Eingang gemessen.

In **Abb. 10** ist die Ordinatenkalierung willkürlich (aber in beiden Bildern gleich); 0 dB ist also nicht Vollaussteuerung. Die Bilder sollen die Streubreite dokumentieren, die durch Austausch des Transistors erreichbar ist. Die im linken Bild eingezeichnete gestrichelte Linie wurde von wenigen Ge-Transistoren erreicht – erkennbar schlechte Qualität. Das Gros der untersuchten Transistoren ergab Rauschspektren im grauen Bereich. Interessanterweise sind Si-Transistoren nicht generell rauschärmer. Ihre schlechten Exemplare sind genauso schlecht wie die (von Ausreißern abgesehen) schlechten Ge-Transistoren. Die guten Si-Transistoren sind jedoch deutlich besser als die guten Ge-Transistoren – offenbar hat sich die Fertigungsqualität im Lauf der Jahrzehnte doch verbessert.

Mit guten Si-Transistoren ist ein Rauschabstand erreichbar, den man als *befriedigend* bezeichnen könnte. Richtig gut ist er nicht – dafür ist die Quelle zu hochohmig. Bipolartransistoren können bei niederohmigen Quellen gute Rauschabstände erreichen, bei hochohmigen Quellen sind Sperrschicht-FETs die bessere Wahl. MOSFETs sind im NF-Bereich generell problematisch, ihre Domäne ist der HF-Bereich. Allerdings kann man nicht einfach den OC44 durch einen FET ersetzen. Die Potentiale sind unterschiedlich, die U_C / U_B - bzw. U_D / U_G -Charakteristik auch, sodass sich ein anderes Verzerrungsverhalten ergibt. Mit geeigneten Schaltungsmodifikationen ist aber auch der Betrieb mit einem FET möglich.

Abb. 11 stellt noch einige individuelle Kurven dar. Sie bieten Orientierungswerte – für statistisch signifikante Aussagen ist der Stichprobenumfang aber zu klein.

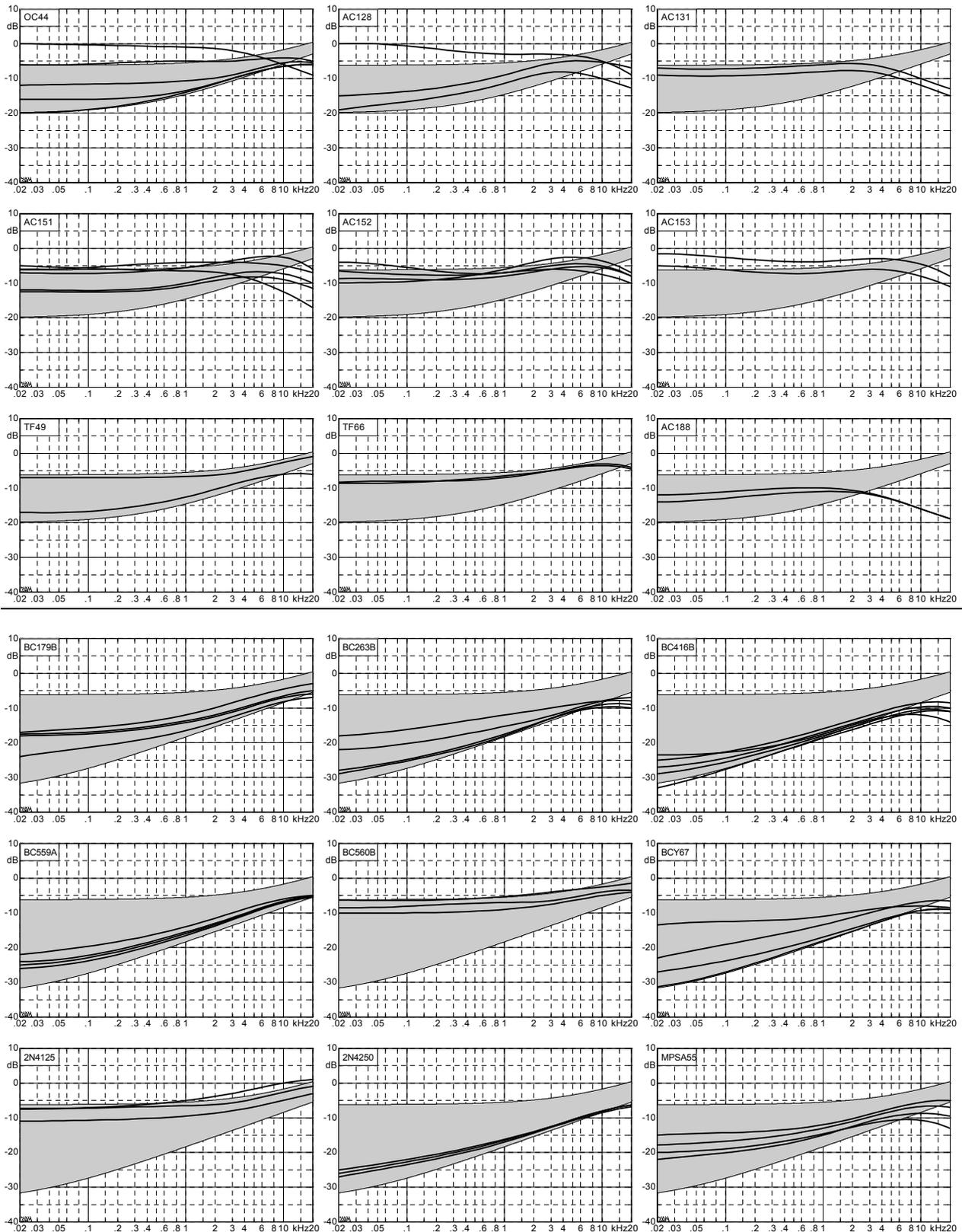


Abb. 11: Normierte Rauschspektren einiger Transistoren. Die Darstellung liefert Orientierungswerte – für repräsentative Mittelwerte ist die Stichprobe zu klein. Vom 2N4250 standen z.B. nur 3 Exemplare zur Verfügung: alle ähnlich gut, aber kein Garant für die Qualität anderer 2N4250. Dass die Streuungen auch größer ausfallen können, zeigen die Messungen des BCY67.

Ergänzende Informationen: M. Zollner: Physik der Elektrogitarre, www.gitarrenphysik.de