

# Rauschen von Transistoren

[Startseite CCInfo](#)

[Foren](#)

[Pflanzen](#)

[Foto und Fotolabor](#)

[Technik/Elektronik](#)

[Allg. Grundlagen](#)

[Audio / Musik](#)

[Diverses](#)

[Elektr. Strom](#)

- [Akkumulatoren](#)

- [Bauelemente](#)

- [Diode](#)

- [Induktivität](#)

- [Kondensator](#)

- [Operationsverst.](#)

- [Röhre](#)

- [Transistor](#)

- [Bipolartransist.](#)

- [Feldeffekttrans.](#)

- [Rauschen](#)

- [Widerstand](#)

- [Lichterzeugung](#)

- [Selbstbau / DIY](#)

[Magnete](#)

[Rund um den PC](#)

[Strahlung](#)

[Technik-Links](#)

[Verschiedenes](#)

[F.A.Q.](#)

[Suche](#)

[Was ist neu?](#)

[Sponsor werden](#)

[Datenschutzhinweis](#)

[Impressum](#)



## Inhalt:

- ↓ [Allgemeines](#)
- ↓ [Grundlegendes zum Transistorrauschen](#)
- ↓ [Berechnung des Transistorrauschens](#)
- ↓ [Rauschoptimierung](#)
- ↓ [Rauschberechnung mit FET](#)

## Weitere Themen:

- ▢ [Bipolartransistoren](#)  
(Sperrschichttransistoren)
- ▢ [Unipolartransistoren](#)  
(Feldeffekttransistoren)

## Allgemeines

Das Rauschen von Widerständen und Transistoren ist etwas, das für viele Leute ein Mysterium ist. Die Entstehung insbesondere des Transistorrauschens ist zwar tatsächlich einigermaßen komplex, weil es verschiedene Ursachen für das Rauschen gibt, aber glücklicherweise braucht man sich darum beim Entwurf von Schaltungen nicht zu kümmern. Allerdings machen es einem die Hersteller mit für den Laien undurchschaubaren Datenblattangaben nicht gerade leicht, auf Basis der darin veröffentlichten Rauschangaben das optimale Schaltungsdesign und die optimale Dimensionierung zu finden, zumal man übertrieben gesagt in jedem Datenblatt eine andere Darstellungsweise findet.

Nachfolgend geht es daher darum zu erklären, wie man die Datenblattangaben zu verstehen hat, was sie in der Praxis bedeuten, wie man sie am besten in die Praxis überträgt, und vor allem, wie man das Rauschen einer Schaltung berechnet.

## Grundlegendes zum Transistorrauschen

Widerstände rauschen, und das auch in der Theorie; man kann die Rauschspannung sogar berechnen. Dies gilt für jeden ohmschen Widerstand, auch wenn es sich um unerwünschte Übergangswiderstände o.ä. handelt. Die Ursache liegt darin, daß die Elektronen im Material immer in Bewegung sind, wenn die Temperatur höher als der absolute Nullpunkt ist. Durch die völlig zufällige Bewegung geschieht es, daß von einer Momentaufnahme zur nächsten die Elektronen sich im Mittel entweder in Richtung des einen oder anderen Anschlusses bewegen. Wenn sich Elektronen bewegen, ist dies mit einem Stromfluß identisch, und da die Bewegung völlig zufällig erfolgt, ist auch der Stromfluß zufällig, wobei der Mittelwert Null ist. Ein Signal mit zufälligen Werten nennt man Rauschen, weshalb der so erzeugte Strom Rauschstrom genannt wird. Dieser ist sehr klein, kann sich bei einem kleinen

Nutzsignal aber durchaus störend bemerkbar machen.

Der Rauschstrom ist abhängig von der Temperatur, denn eine höhere Temperatur bedeutet auch eine höhere Energie im Material, weshalb man von thermischem Rauschen spricht. Man kann es sich so vorstellen, daß die Atome des Widerstands mit steigender Temperatur immer heftiger schwingen (siehe auch [Stromfluß im Leiter](#)) und damit auch die freien Elektronen immer mehr anschubsen. Elektronen, die sich in eine Richtung bewegen, entsprechen dabei einem Stromfluß, wobei man die Spannung bei Kenntnis des Widerstands gemäß dem ohmschen Gesetz berechnen kann. Deswegen ist die Rauschspannung bei einem großen Widerstand auch größer als bei einem kleinen Widerstand. Ein Wissenschaftler namens Boltzmann hatte sich mit dem Rauschen sehr intensiv beschäftigt, weshalb eine wichtige Konstante, mit der man die Rauschspannung berechnen kann, auch seinen Namen trägt: Die Boltzmannkonstante. Das Rauschen besitzt einen Frequenzbereich, der theoretisch unendlich ist. Üblicherweise interessiert das Rauschen aber nur in einem bestimmten Frequenzbereich, beispielsweise bei Audiosignalen bis 20 kHz (Rauschen über 20 kHz hört das Ohr ohnehin nicht). Deswegen berücksichtigt man die begrenzte Bandbreite gleich bei der Berechnung der Rauschspannung. Die Formel hierfür lautet:

$$U_R = \sqrt{4 \cdot k \cdot T_G \cdot B \cdot R} \quad \text{mit } k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$$

Diesem thermischen Rauschen, zu dem Sie mehr unter [Widerstandsrauschen](#) erfahren können, können weitere Effekte überlagert sein, die das effektive Rauschen erhöhen. Diese Effekte, die u.a. bauartbedingt sind, sind übrigens dafür verantwortlich, daß Kohleschichtwiderstände mehr rauschen als Metallschichtwiderstände, die ihrerseits dem theoretischen Ideal ziemlich nahekommen.

Was in einem "regulären" Widerstand passiert, passiert natürlich auch in einem Halbleiter, der ja auch einen ohmschen Widerstand besitzt. Hinzu kommen noch einige weitere Effekte wie z.B. das Schrotrauschen, das dadurch bedingt ist, daß sich im Betrieb ein Strom durch den Halbleiter bewegt und für einen zusätzlichen stromabhängigen Rauschanteil sorgt. Bei Transistoren kann man glücklicherweise alle Effekte in zwei Kenngrößen zusammenfassen, nämlich in Rauschspannung und Rauschstrom. Es handelt sich um rechnerische Werte, die sämtliche Rauschquellen im Transistor zusammenfassen. Die Rauschspannung addiert sich hierbei zur Signalspannung an der Basis bzw. dem Gate. Hinzu kommt diejenige Spannung, die durch den aus der Basis bzw. dem Gate herausfließenden Rauschstrom hervorgerufen wird. Dieser bewirkt in den Widerständen der Transistorbeschaltung und im Innenwiderstand der Signalquelle eine zusätzliche Rauschspannung.



Bild 1: Rauschspannung und Rauschstrom bei Transistoren

Leider kann man weder für die Rauschspannung noch den Rauschstrom je einen Zahlenwert angeben, der konstant für alle Betriebsfälle zutrifft; insbesondere sind ihre Werte vom Kollektor- bzw. Drainstrom abhängig. Es wäre prinzipiell zwar

möglich, wie beim [Rauschen von Operationsverstärkern](#) für beide Kennwerte Kurven anzugeben, in der die Abhängigkeit vom Kollektor- bzw. Drainstrom und der Frequenz aufgetragen ist, aber bis auf wenige Ausnahmen werden andere Darstellungsformen gewählt. In den Datenblättern von rauscharmen Bipolartransistoren findet man oft sogenannte Muscheldiagramme, in denen das Rauschen (in dB) in Abhängigkeit vom Signalquellenwiderstand und dem Kollektorstrom angegeben ist, siehe Bild 2:

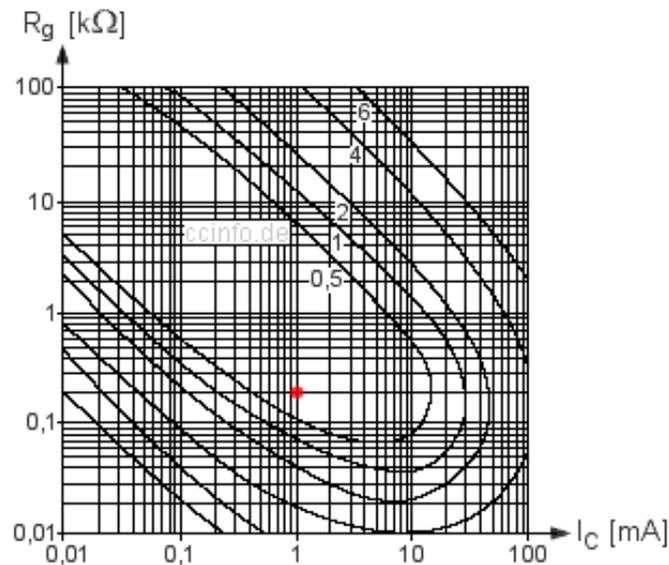


Bild 2: Muscheldiagramm für Transistorrauschen

Diese Muscheldiagramme sind insofern sehr praktisch, daß man mit einem Blick für einen bestimmten Betriebspunkt (sprich Kollektorstrom) und einen bestimmten Signalquellenwiderstand das Rauschen in dB ablesen kann. Die Abhängigkeit vom Signalquellenwiderstand ist dabei durch den Rauschstrom bedingt. Im obigen Beispiel läßt sich bei einem Kollektorstrom von 1 mA und einem Signalquellenwiderstand von 200  $\Omega$  (als roter Punkt im Diagramm dargestellt) ablesen, daß sich dieser Punkt innerhalb der durch die 0,5-dB-Linie begrenzten Fläche befindet. Das Rauschen des Transistors beträgt daher 0,5 dB, was nichts anderes bedeutet, als daß der Transistor den natürlichen Signal-/Rauschabstand der Signalquelle um 0,5 dB verschlechtert. Dies ist nebenbei bemerkt ein extrem guter Wert. Da das Transistorrauschen frequenzabhängig ist, werden meistens mehrere Muscheldiagramme für unterschiedliche Frequenzen veröffentlicht, wobei die Fläche des geringsten Rauschens bei niedrigen Frequenzen meistens deutlich kleiner als bei hohen ist.

Manchmal wird das Transistorrauschen in dB auch direkt in Abhängigkeit vom Kollektorstrom angegeben. Die Abhängigkeit vom Signalquellenwiderstand wird hierbei wie in Bild 3 durch mehrere Kurven für unterschiedlich große Widerstände dargestellt. Es handelt sich hierbei übrigens um einen anderen Transistor als bei Bild 2. Der große Nachteil dieser Darstellung im Vergleich zu einem Muscheldiagramm ist, daß das Rauschen nur für einige wenige Signalquellenwiderstände angegeben ist. Während man die Werte im Beispiel für beispielsweise 2 k $\Omega$  oder 5 k $\Omega$  mit ein bißchen Phantasie noch einigermaßen gut interpolieren kann, hat man keinerlei Information darüber, mit welchem Rauschbeitrag man z.B. bei einem Signalquellenwiderstand von 100  $\Omega$  oder 100 k $\Omega$  rechnen muß.

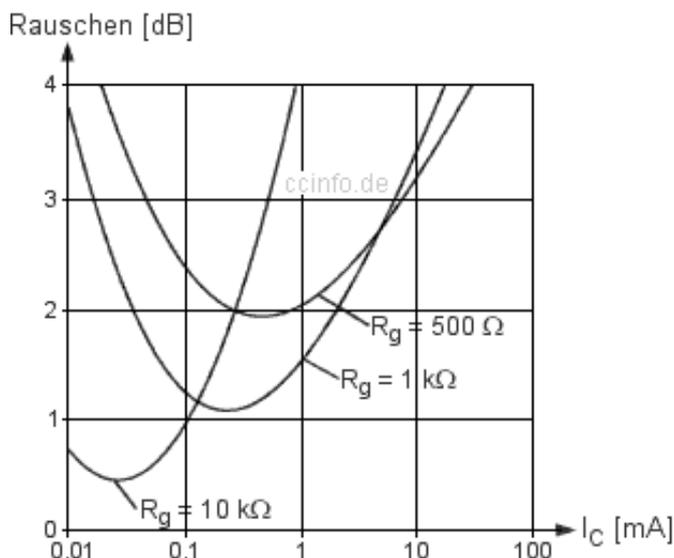
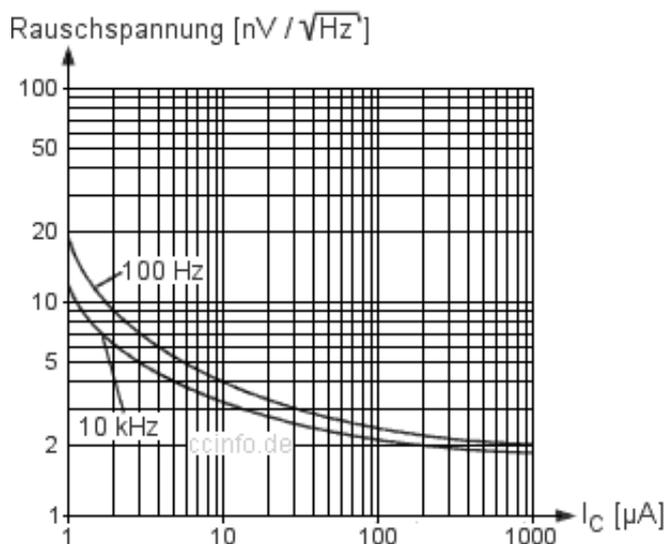


Bild 3: Transistorrauschen in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

Beide Darstellungen haben den Nachteil, daß man den abgelesenen Rauschwert des Transistors in eine effektive Rauschspannung umrechnen muß, um die thermische Rauschspannung der in der Schaltung vorhandenen Widerstände in der Gesamtrechnung des Schaltungsrauschens berücksichtigen zu können. Von diesen beiden Darstellungsarten bietet das Muscheldiagramm die meisten Informationen, auch wenn es auf den ersten Blick unübersichtlich wirkt.

Generell kann man sagen, daß die Rauschspannung von bipolaren Transistoren mit zunehmendem Kollektorstrom abnimmt, während der Rauschstrom von bipolaren Transistoren mit zunehmendem Kollektorstrom zunimmt. In Bild 4 ist dies (für einen anderen Transistor als in Bild 2 bzw. 3) dargestellt. Daher gibt es für jeden Signalquellenwiderstand einen Kollektorstrom, bei dem das Transistorrauschen minimal ist; auch wenn es nicht direkt aus den Diagrammen ersichtlich ist.



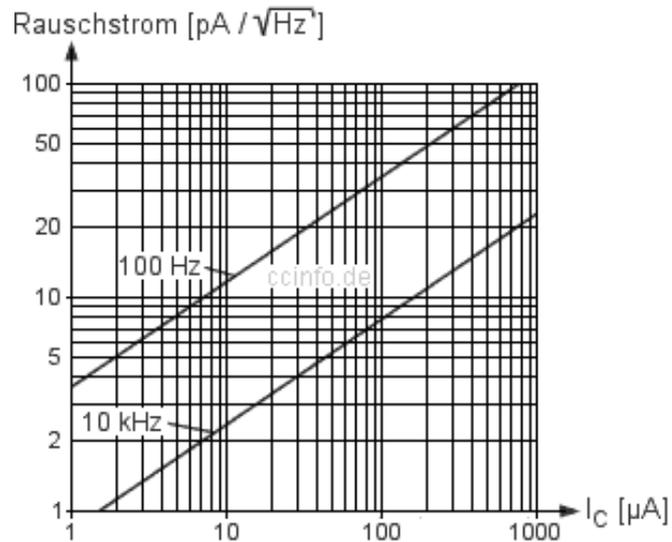


Bild 4: Stromrauschen und Spannungsrauschen bei Bipolartransistoren

Der große Vorteil der Darstellung von Spannungs- und Stromrauschen ist, daß man bei vorgegebenem Signalquellenwiderstand und Kollektorstrom mit minimalem Aufwand das vom Transistor hinzugefügte Rauschen berechnen kann. Schwierig ist es hingegen, denjenigen Kollektorstrom zu finden, bei dem das Rauschen bei vorgegebenem Signalquellenwiderstand minimal wird; um das Berechnen verschiedener in Frage kommender Betriebspunkte wird man nicht herumkommen, wenn man über keine weiteren Anhaltspunkte wie ein Muscheldiagramm verfügt.

Bei Feldeffekttransistoren sind die Angaben zum Rauschen leider sehr uneinheitlich, was einen direkten Vergleich mit Sperrschichttransistoren erschwert. Erfreulicherweise findet man vor allem bei besonders rauscharmen Typen eine Darstellung der Rauschspannung in Abhängigkeit vom Drainstrom (Bild 5 links). Informationen zum Rauschstrom wird man vergeblich suchen, obwohl er für manche Applikationen durchaus ausschlaggebend ist. Man findet ihn im besten Fall indirekt bei einem bestimmten Drainstrom als Abhängigkeit vom Signalquellenwiderstand (Bild 5 rechts); der Anstieg des Rauschens bei hohen Signalquellenwiderständen wird durch den zwar im Vergleich zu Sperrschichttransistoren erheblich geringeren aber dennoch vorhandenen Rauschstrom verursacht. Im schlechtesten Fall fehlt diese Angabe völlig.

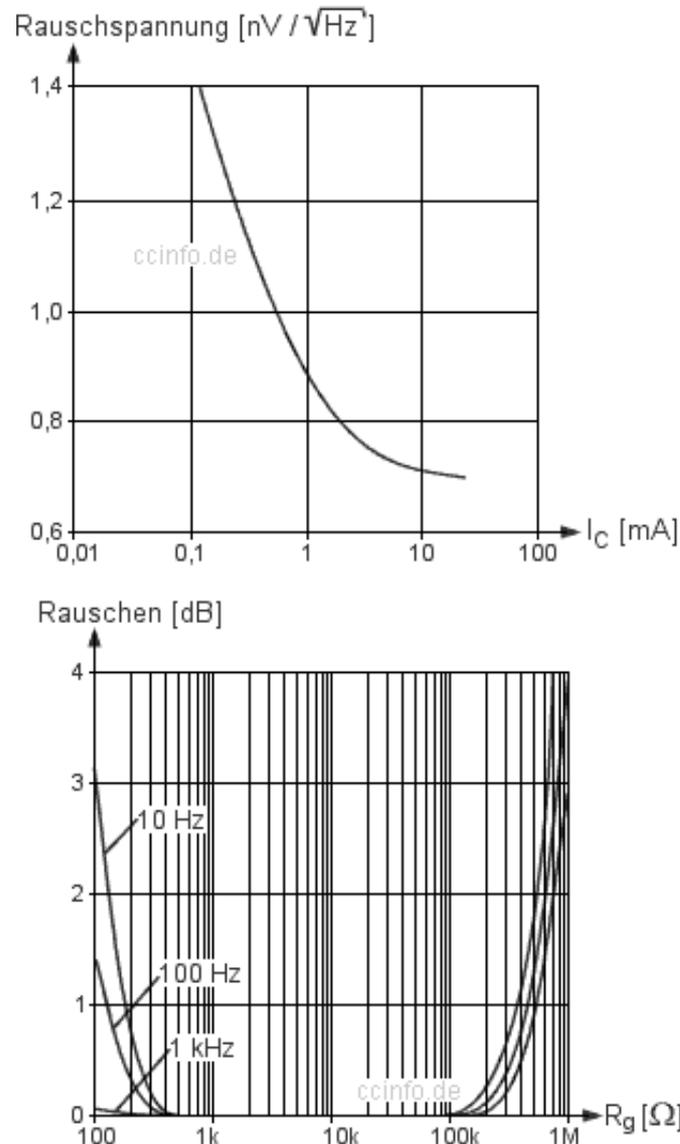


Bild 5: Spannungsrauschen bei FETs und Abhängigkeit vom Quellwiderstand

Leider bevorzugt nahezu jeder Transistorhersteller eine andere Form, das Rauschen in seinen Datenblättern darzustellen. Dadurch ist die Vergleichbarkeit zwischen verschiedenen Transistortypen stark beeinträchtigt. Die unterschiedlichen Darstellungen sind jedoch kein böser Wille der Hersteller sondern dadurch bedingt, daß das Transistorrauschen von mehreren Faktoren abhängt und jede Darstellung seine eigenen Stärken und Schwächen hat. Man kann sich ohnehin glücklich schätzen, wenn es überhaupt vernünftige Informationen zum Rauschverhalten gibt; bei nicht wenigen Transistoren steht nämlich im Datenblatt nur ein dürre Hinweis à la "1 dB bei 1 mA und  $R_s = 10 \text{ k}\Omega$  (1 kHz)". Um herauszufinden, wie stark das Rauschen bei anderen Signalquellenwiderständen, anderen Frequenzen und anderen Kollektorströmen ist, braucht man entweder eine Kristallkugel oder muß selbst Messungen anstellen. Da diese Messungen aber ziemlich anspruchsvoll sowie sehr aufwendig sind und man als normaler Hobbybastler kaum über die dafür notwendigen Gerätschaften verfügt, bleibt als Ausweg nur, für möglichst rauscharme Schaltungen auf solche Transistortypen zurückzugreifen, für die der Hersteller die entsprechenden Daten zur Verfügung stellt. So ist es nicht verwunderlich, daß man in vielen rauscharmen Vorverstärkern immer wieder die gleichen wenigen Transistortypen findet, bei denen die Hersteller relativ umfangreiche Rauschdaten

zur Verfügung stellen.

## Berechnung des Transistorrauschens (Bipolartransistor)

Nach der trockenen Theorie geht's nun in die Praxis. Am Beispiel eines Bipolartransistors (Sperrschichttransistor) in Emitterschaltung wird nachfolgend gezeigt, wie man das Rauschen des Transistors und vor allem das Rauschen der gesamten Schaltung berechnet. Die Basis bildet hierbei die bereits in [Emitterschaltung](#) vorgestellte Grundschiung, wobei hier zusätzlich die Signalquelle samt ihres Innenwiderstands eingezeichnet ist:

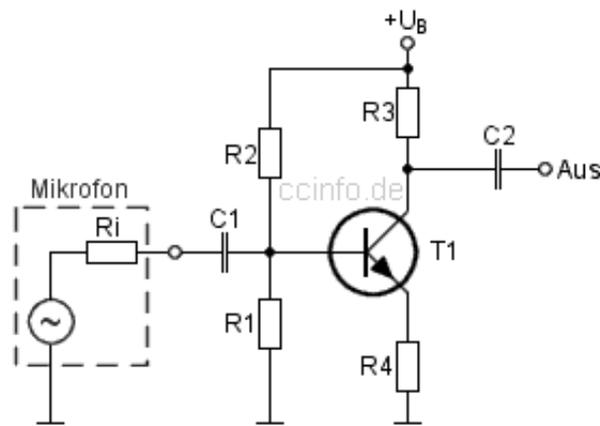


Bild 6: Emitter-Schaltung mit npn-Transistor und Signalquelle

Für die Berechnung wollen wir davon ausgehen, daß die Schaltung mit einer Betriebsspannung von 12 V und mit einem Kollektorstrom von 1 mA betrieben wird, sowie, daß als Transistor der Typ 2SC2545 (Hitachi) zum Einsatz kommt, dessen Rauschkennfeld in Bild 2 dargestellt ist. Als Signalquelle soll ein Kondensatormikrofon mit einer Impedanz von  $R_i = 200 \Omega$  (rein ohmsch) und einer Nennausgangsspannung von 10 mV (Effektivwert) verwendet werden. Bei dieser Audioanwendung beträgt die rauschrelevante Bandbreite 20 kHz, denn Rauschen über 20 kHz hört das Ohr ohnehin nicht. Die Dimensionierung der Schaltung sei wie folgt:

T1	2SC2545
R1	10 k $\Omega$ *
R2	100 k $\Omega$ *
R3	5,11 k $\Omega$
R4	511 $\Omega$
C1	1 $\mu$ F
C2	1 $\mu$ F

\* Rechenwerte, Widerstandsverhältnis muß ggf. an Exemplarstreuungen des Transistors angepaßt werden

Zunächst einmal wollen wir eine Rauschersatzschaltung erstellen und berechnen,

wie sich das Rauschen aller Einzelteile der Schaltung am Ausgang auswirkt. In dieser Rauschersatzschaltung betrachtet man das sogenannte Wechselstromersatzschaltbild, bei dem alle Spannungsquellen und Kondensatoren entfernt und durch ihre Impedanz bzw. ihren Innenwiderstand ersetzt sind. Im für das Rauschen interessierenden Audiofrequenzbereich ist dies üblicherweise in erster Näherung  $0 \Omega$ , weshalb man Kondensatoren und Spannungsquellen im Ersatzschaltbild salopp gesagt durch ein Stück Draht ersetzt. Dies trifft auch auf die Betriebsspannung zu, die ja nichts anderes als eine mit Masse verbundene Gleichspannungsquelle ist. Wenn man diese Gleichspannungsquelle durch "ein Stück Draht" ersetzt, liegt der Betriebsspannungsanschluß direkt auf Masse.

So, nach diesem kurzen Exkurs zurück zur Schaltung: Der Innenwiderstand des Mikrofon liegt im Rauschersatzschaltbild mit einem Ende an Masse (die Signalspannungsquelle wird ja wie beschrieben entfernt) und mit dem anderen direkt am Basisanschluß (denn C1 entfällt ersatzlos). An der Basis hängen andererseits R1 und R2, deren jeweils anderer Anschluß auf Masse liegt (bei R2 durch Entfall der Betriebsspannungsquelle). Damit sind diese 3 Widerstände parallelgeschaltet und verbinden die Basis mit Masse. Man kann sie zu einem einzigen Widerstand  $R_a$  zusammenfassen, der der Parallelschaltung dieser 3 Widerstände entspricht. Der Kollektorwiderstand R3 liegt dabei an Masse, weil die Spannungsversorgung wie gesagt aus Wechselstromsicht auf Masse liegt. R4 verbindet nach wie vor den Emitteranschluß mit Masse, während der Ausgangskondensator C2 entfällt. Es ergibt sich damit folgendes Ersatzschaltbild:

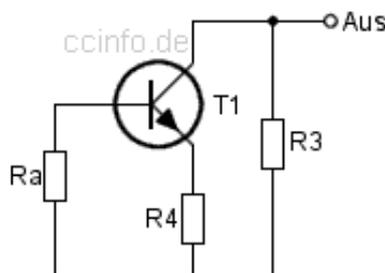


Bild 7: Wechselstromersatzschaltbild der Emitter-Schaltung

Und jetzt geht's ans Rechnen. Zuerst einmal werden die thermischen Rauschspannungen der Widerstände im Audiobereich bei Zimmertemperatur nach der Formel  $U_R = \sqrt{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot B \cdot R}$  berechnet. In der nachfolgenden Tabelle sind diese Werte in der Spalte "Rauschspannung" zu finden. Den jeweiligen Rauschspannungsbeitrag am Ausgang erhält man, wenn man die Verstärkung der Schaltung berücksichtigt, die sich in erster Näherung zu  $v = R3/R4 = 10$  berechnet:

Bauteil	Wert	Rauschspannung	Rauschspannung am Ausgang
Ra:	196 $\Omega$	0,255 $\mu V$	2,55 $\mu V$
R3:	5,11 k $\Omega$	1,3 $\mu V$	1,3 $\mu V$
R4:	511 $\Omega$	0,411 $\mu V$	4,11 $\mu V$

Es ist einsichtig, daß das Rauschen an Ra um den Verstärkungsfaktor verstärkt am Ausgang erscheint, da dessen Rauschspannung an der Basis anliegt. Es ist auch naheliegend, daß das Rauschen von R3 nicht verstärkt wird, da er im Kollektorkreis liegt und damit direkt am Ausgang. Aber warum wird das Rauschen des

Emitterwiderstands R4 verstärkt? Seine Rauschspannung erscheint schließlich nicht an der Basis, wo es offensichtlich wäre, daß sie mit dem Verstärkungsfaktor der Schaltung verstärkt wird. Die Antwort ist, daß der Transistor über den Basisstrom gesteuert wird. Dieser Basisstrom ist (über eine exponentielle Kennlinie) abhängig von der Basis-Emitter-Spannung, also der Differenz zwischen Basisspannung und Emitterspannung. Diese Basis-Emitter-Spannung kann man über zwei Wege ändern: Entweder man ändert die Basisspannung und hält die Emitterspannung konstant oder man hält die Basisspannung konstant und ändert die Emitterspannung. Im ersten Fall arbeitet die Schaltung als Emitterschaltung, im zweiten als Basisschaltung. Wenn man sowohl die Spannung an Basis als auch Emitter ändert, wirkt sich ebenfalls nur die Differenz beider Spannungen aus. Im Endeffekt ist es daher völlig egal, an welcher Seite des Transistors -Basis oder Emitter- man eine Spannung einspeist. Es ist daher wenig überraschend, daß die Spannungsverstärkung in beiden Fällen gleich ist. Die Eingangsimpedanz und -kapazität unterscheidet sich jedoch stark.

Zurück zum Rauschen: Zum Widerstandsrauschen kommt natürlich noch das Transistorrauschen hinzu. Aus Bild 2 ist ersichtlich, daß bei 200  $\Omega$  Quellimpedanz und bei 1 mA Kollektorstrom das Transistorrauschen 0,5 dB beträgt (siehe roter Punkt). Zuerst einmal muß man aus diesem dB-Wert die Rauschspannung des Transistors berechnen. Dies ist viel einfacher, als Sie möglicherweise befürchten. Dieser dB-Wert besagt, daß das Rauschen mit Transistor um 0,5 dB höher ist als das Rauschen eines 200  $\Omega$ -Widerstands alleine. Dementsprechend muß man die Rauschspannung eines 200  $\Omega$ -Widerstands in Höhe von 0,257  $\mu\text{V}$  nur mit dem Faktor multiplizieren, der 0,5 dB entspricht. Der dB-Wert berechnet sich gemäß folgender Formel:

$$\text{dB} = 20 \cdot \log \frac{U_G}{U_R} \quad \begin{array}{l} U_G: \text{Gesamtrauschspannung} \\ U_R: \text{Widerstandsrauschspannung} \end{array}$$

Wenn man diese Gleichung nach der Gesamtrauschspannung  $U_G$  (also Widerstands- plus Transistorrauschen) auflöst, erhält man

$$U_G = U_R \cdot 10^{\frac{\text{dB}}{20}}$$

Auf diese Weise kann man das Gesamtrauschen bezogen auf den Eingang des Transistors berechnen. Bei einem Widerstand von 200  $\Omega$  und einem Transistorrauschen von 0,5 dB ergibt sich ein Faktor von 1,059, mit dem man die Rauschspannung des Widerstands multiplizieren muß, um das Gesamtrauschen zu erhalten. Im Beispiel erhält man bei 0,257  $\mu\text{V}$  Widerstandsrauschen als Ergebnis 0,270  $\mu\text{V}$ . Wenn man nun wissen will, wie stark der Transistor alleine rauscht, muß man das Rauschen des Widerstand davon abziehen. Dies geschieht aber nicht linear, weil es sich um statistisch unabhängige Signale handelt. Das Gesamtrauschen aus Transistor- und Widerstandsrauschen berechnet sich ganz allgemein nach folgender Formel:

$$U_G = \sqrt{U_R^2 + U_T^2} \quad U_T: \text{Transistorrauschspannung}$$

Nach Umformen erhält man:

$$U_T = \sqrt{U_G^2 - U_R^2}$$

Im Beispiel kann man nach dieser Formel aus dem Gesamtrauschen (0,270  $\mu\text{V}$ ) und

dem Widerstandsrauschen ( $0,257 \mu\text{V}$ ) das Transistorrauschen berechnen. Man erhält einen Wert von lediglich  $0,089 \mu\text{V}$ . Wenn man diesen Wert durch die Wurzel der Rauschbandbreite teilt, kann man nebenbei bemerkt die sogenannte Rauschspannungsdichte berechnen, die Sie möglicherweise aus der Berechnung des [Rauschens von Operationsverstärkern](#) kennen. Wir hatten bei der Berechnung der Rauschspannungen als Bandbreite  $20 \text{ kHz}$  angenommen, weshalb man durch  $\sqrt{20000} = 141,42$  dividieren muß. Man erhält auf diese Weise den Wert  $0,63 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , was im Vergleich zu Operationsverstärkern sehr gering ist. Es ergibt sich damit folgendes Gesamtbild über die einzelnen Rauschquellen:

Komponente	Wert	Rauschspannung	Rauschspannung am Ausgang
Ra:	$196 \Omega$	$0,255 \mu\text{V}$	$2,55 \mu\text{V}$
R3:	$5,11 \text{ k}\Omega$	$1,3 \mu\text{V}$	$1,3 \mu\text{V}$
R4:	$511 \Omega$	$0,411 \mu\text{V}$	$4,11 \mu\text{V}$
T1:	---	$0,089 \mu\text{V}$	$0,89 \mu\text{V}$

Da alle 4 Rauschspannungen statistisch unabhängig voneinander sind, erhält man das Gesamtrauschen, indem man alle 4 Rauschspannungswerte einzeln quadriert, diese Werte addiert und dann aus der Summe die Wurzel zieht. Es ergibt sich so ein Wert von  $5,09 \mu\text{V}$  am Ausgang der Schaltung. Man kann das Rauschen auch auf den Eingang der Schaltung beziehen, indem man diesen Wert durch die Schaltungsverstärkung dividiert. Im Beispiel sind das  $0,509 \mu\text{V}$ . Bei einer Nenn-Eingangsspannung von  $10 \text{ mV}$  (entsprechend Nenn-Ausgangsspannung von  $100 \text{ mV}$ ) ergibt sich ein Signal-/Rauschabstand von  $85,9 \text{ dB}$ . Ob das gut oder schlecht ist, erkennt man, wenn man ihn mit dem Signal-/Rauschabstand der Signalquelle ohne Verstärker vergleicht, d.h. wenn man als einzige Rauschquelle den  $200\text{-}\Omega$ -Widerstand berücksichtigt. Dieser produziert ein Rauschsignal von  $0,257 \mu\text{V}$ , was bei besagter Nenn-Abgabespannung von  $10 \text{ mV}$  einen Signal-/Rauschabstand von  $91,8 \text{ dB}$  ergibt. Der Verstärker verschlechtert den Signal-/Rauschabstand also um immerhin  $5,9 \text{ dB}$ , was ein ziemlich bescheidenes Ergebnis ist.

## Rauschoptimierung der Emitterschaltung

Das schlechte Ergebnis ist umso überraschender, wenn man bedenkt, daß hier ein sehr rauscharmer Transistor verwendet wurde, der bei der  $200\text{-}\Omega$ -Signalquelle, die am Ausgang der Schaltung immerhin eine Rauschspannung von  $2,55 \mu\text{V}$  produziert, dem Signalquellenrauschen mit  $0,89 \mu\text{V}$  auch tatsächlich nur sehr wenig Transistorrauschen hinzufügt. Das Rauschen muß daher woanders herkommen. Aber wo sitzt der Übeltäter? Wenn man sich die einzelnen Rauschquellen ansieht, ist auffallend, daß der Emitterwiderstand R4 den größten Rauschbeitrag leistet; er ist sogar höher als derjenige der Signalquelle. Den zweithöchsten Rauschbeitrag liefert die Signalquelle selbst. Da man diese normalerweise nicht ändern kann, kann man daran nichts optimieren, aber den Widerstand R4 kann man durchaus ändern. Die einzige Möglichkeit, das Rauschen von R4 zu reduzieren, ist, seinen Wert deutlich zu vermindern. Aber wenn man seinen Wert vermindert oder teilweise durch einen

Kondensator wechselfspannungsmäßig überbrückt, vermindert sich auch die Gegenkopplung, wodurch die Verstärkung steigt, was nicht immer erwünscht ist. Zudem nehmen bei verminderter Gegenkopplung die Verzerrungen zu.

Es gibt aber noch einen anderen Weg: Wenn man den Arbeitspunkt zu höheren Strömen hin verschiebt, kann man beide Widerstände R3 und R4 niederohmiger dimensionieren und das Verhältnis R3/R4 beibehalten. Wie man in Bild 2 erkennt, kann man den Kollektorstrom bis auf 10 mA erhöhen, ohne daß sich das Transistorrauschen erhöht, weil es bei 200  $\Omega$  Signalquellenwiderstand in einem weiten Kollektorstrombereich bei 0,5 dB liegt. Dementsprechend muß man bei verzehnfachtem Strom im Arbeitspunkt den Wert von R3 auf 511  $\Omega$  und zwecks Beibehalten der Verstärkung den Wert von R4 auf 51,1  $\Omega$  reduzieren. Um den neuen Arbeitspunkt einzustellen, muß gleichzeitig R2 auf ungefähr 75 k $\Omega$  vermindert werden. Es ergibt sich damit folgendes Bild:

Komponente	Wert	Rauschspannung	Rauschspannung am Ausgang
Ra:	196 $\Omega$	0,255 $\mu\text{V}$	2,55 $\mu\text{V}$
R3:	511 $\Omega$	0,411 $\mu\text{V}$	0,411 $\mu\text{V}$
R4:	51,1 $\Omega$	0,13 $\mu\text{V}$	1,3 $\mu\text{V}$
T1:	---	0,089 $\mu\text{V}$	0,89 $\mu\text{V}$

Als Gesamtrauschen ergibt sich damit ein Wert von 3,02  $\mu\text{V}$ , was bedeutet, daß sich das Rauschen auf nur noch 1,5 dB reduziert hat, was schon mal nicht schlecht ist. Bezogen auf die reine Verstärkerschaltung ist R4 aber immer noch die Hauptrauschquelle. Wenn man eine höhere Verstärkung akzeptieren kann, kann man dessen Wert weiter reduzieren. Bei  $v=30$  ist die Gegenkopplung noch mehr als hoch genug, um ein niedriges Verzerrungsniveau zu gewährleisten, sodaß man R4 auf 16,9  $\Omega$  vermindern kann. Damit reduziert sich das Rauschen der Verstärkerschaltung auf 0,6 dB, also nur unwesentlich mehr als das reine Transistorrauschen.

Sie sehen also, daß der Einsatz rauscharmer Transistoren alleine nicht zielführend ist, wenn die restliche Schaltung nicht exakt auf diesen Transistor wie auch auf den Signalquellenwiderstand abgestimmt ist. Die Verwendung eines bestimmten Transistortyps ist daher absolut kein Garant für eine rauscharme Verstärkung. Insbesondere kann man einer Schaltung nicht ohne weiteres ansehen, ob sie wenig oder stark rauscht. Ein gutes aber bei weitem nicht hinreichendes Indiz für eine rauscharme Schaltung ist ein Emitterwiderstand, der klein gegenüber dem Innenwiderstand der Signalquelle dimensioniert ist.

## Rauschberechnung mit FET

Die Rauschberechnung ist bei FETs nicht wesentlich anders als bei der oben beschriebenen Emitterschaltung. Allerdings gibt es bei FETs keine Muscheldiagramme, sondern es wird entweder das Rauschen als Rauschspannungsdichte (siehe Bild 5 links) oder aber als dB-Wert bei einem

bestimmten Drainstrom (siehe Bild 5 rechts) angegeben. Es sei als Beispiel folgende Sourceschaltung betrachtet, die ebenfalls als Verstärker für ein 200- $\Omega$ -Kondensatormikrofon verwendet werden soll.

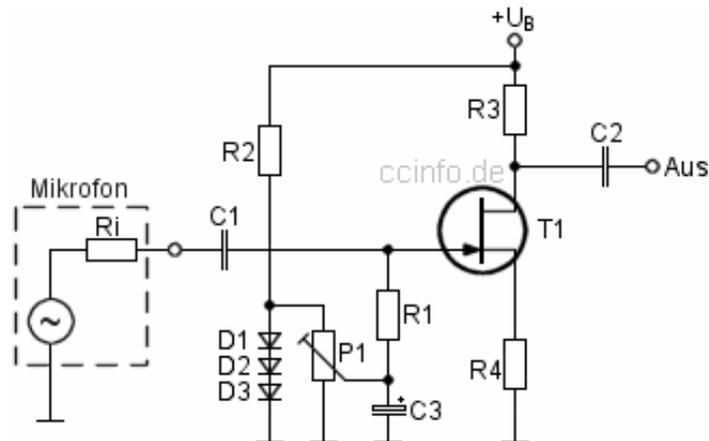


Bild 8: Source-Schaltung mit n-Kanal-Transistor und Signalquelle

Im Interesse eines niedrigen Rauschens wählen wir gemäß der mit dem npn-Transistor gemachten Erkenntnisse schon gleich den größtmöglichen Ruhestrom. Aufgrund dieser Tatsache und der relativ niedrigen gewünschten Verstärkung ergibt sich ein relativ hoher Spannungsabfall an R4, der zu einer viel zu negativen Vorspannung des Gates führt, wenn man das Gate wie üblich über einen Widerstand (hier R1) mit Masse verbindet. Aufgrund der eher unüblichen Konstellation muß ausnahmsweise am Gate eine positive Vorspannung angelegt werden, die hier über P1 einstellbar ist.

Im Gegensatz zu Bipolartransistoren ist man bei der Wahl des Ruhestroms eingeschränkt, weil der maximal mögliche Drainstrom bei FETs deutlich geringer als der maximale Kollektorstrom von Bipolartransistoren ist. Bei einem Maximalstrom von beispielsweise  $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$  kann der Ruhestrom maximal 4 mA betragen, ohne daß die Aussteuerbarkeit leidet. Ein hoher Ruhestrom ist bzgl. des Rauschens zudem bei Feldeffekttransistoren daher günstig, weil das Spannungsrauschen ähnlich wie bei Bipolartransistoren mit wachsendem Drainstrom sinkt, es aber keinen nennenswerten Rauschstrom gibt. Somit gibt es im Gegensatz zu diesen keinen Anstieg des effektiven Rauschens bei hohen Drainströmen. Der reale Verlauf des Spannungsrauschens für den Typ 2SK170 finden Sie nachfolgend in Bild 9:

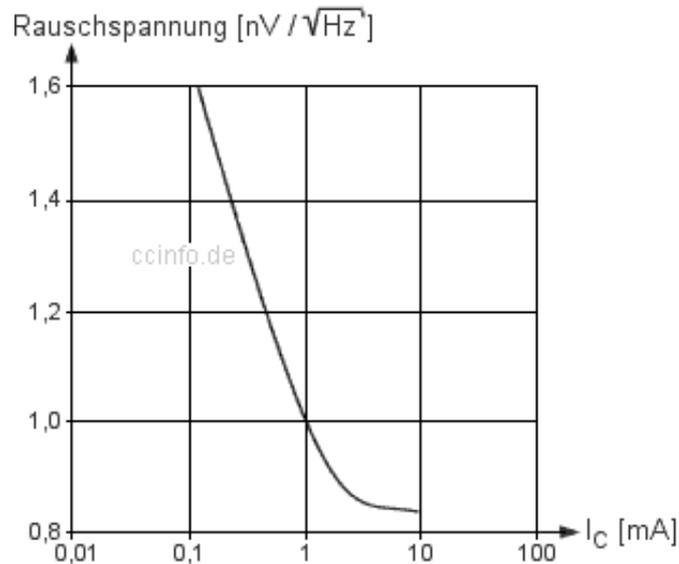


Bild 9: Spannungsrauschen 2SK170

Bei einer Betriebsspannung von 12 V kann man die Schaltung wie folgt dimensionieren, damit sie den gleichen Eingangswiderstand und die gleiche Verstärkung wie die Emitterschaltung in Bild 6 besitzt:

D1, D2, D3	1N4148
T1	2SK170
R1	10 k $\Omega$
R2	1,5 k $\Omega$
R3	1,5 k $\Omega$
R4	115 $\Omega$
P1	2,2 k $\Omega$
C1	1 $\mu$ F
C2	1 $\mu$ F

Der Sourcewiderstand R4 wurde dabei so dimensioniert, daß sich bei einer Steilheit von 28 mS im Arbeitspunkt (Datenblattwert) eine Verstärkung von ziemlich genau  $v = 10$  ergibt. Aufgrund der Tatsache, daß der Wert dieses rauschkritischen Widerstands rund doppelt so hoch wie bei obiger Schaltung mit einem Bipolartransistor ist, ist ein höheres Rauschen zu erwarten. Das Wechselstromersatzschaltbild (siehe Bild 10) erstellt man genauso wie oben beim Bipolartransistor beschrieben.

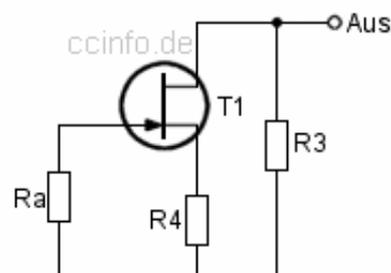


Bild 10: Wechselstromersatzschaltbild der Source-Schaltung

Ra repräsentiert die Parallelschaltung des Innenwiderstands des Mikrofons und dem Widerstand R1, während R3 und R4 unverändert ins Ersatzschaltbild übernommen

werden. Die Vorspannungserzeugung erscheint nicht im Wechselstromersatzschaltbild, weil deren Ausgang wechselfrequenzmäßig über den Kondensator C3 zu Masse hin einen Kurzschluß darstellt. Aus dem Diagramm in Bild 9 läßt sich für den Transistor bei 4 mA Drainstrom ein Spannungsrauschen von ungefähr  $0,85 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  ablesen, was bei 20 kHz Bandbreite einer effektiven Rauschspannung von  $0,12 \text{ }\mu\text{V}$  entspricht. Es ergeben sich damit folgende Werte:

Bauteil	Wert	Rauschspannung	Rauschspannung am Ausgang
Ra:	196 $\Omega$	0,255 $\mu\text{V}$	2,55 $\mu\text{V}$
R3:	1,5 k $\Omega$	0,705 $\mu\text{V}$	0,705 $\mu\text{V}$
R4:	115 $\Omega$	0,195 $\mu\text{V}$	1,95 $\mu\text{V}$
T1:	---	0,12 $\mu\text{V}$	1,2 $\mu\text{V}$

Unter dem Strich kommt dabei ein Gesamtrauschen von  $3,5 \text{ }\mu\text{V}$  heraus. Das Rauschen der Verstärkerschaltung liegt damit bei 2,75 dB. Dabei wurde bereits die bei der Emitterschaltung gewonnene Erkenntnis berücksichtigt, daß der Sourcewiderstand R4 möglichst klein sein sollte. Die Schaltung ist daher bereits rauschoptimiert. Ein noch geringeres Rauschen kann man nur erzielen, indem man einen FET mit höherem  $I_{\text{DSS}}$  verwendet, wodurch ein höherer Drainstrom im Arbeitspunkt möglich wird, infolge dessen man den Widerstandswert von R3 und insbesondere R4 verringern kann. Allerdings ist ein  $I_{\text{DSS}}$  von 8 mA schon ein Wert, den bei weitem nicht alle 2SK170 erreichen, weshalb man den für diese Schaltung verwendeten FET bereits auf diesen Wert hin selektieren muß. Wenn man auf deutlich höhere Werte hin selektiert, sinkt leider die Ausbeute drastisch. Bei  $I_{\text{DSS}} = 12 \text{ mA}$  könnte man den Ruhestrom auf 6 mA erhöhen, was es ermöglicht, den Wert von R3 auf 1 k $\Omega$  und von R4 auf 68,2  $\Omega$  zu reduzieren. Das Rauschen der Schaltung würde sich dabei auf 2,1 dB vermindern. Allerdings besitzen meiner Erfahrung nach nur wenige 2SK170 einen derart hohen  $I_{\text{DSS}}$ , weshalb dieser Weg nur in Einzelfällen zielführend ist, und bei den extrem rauscharmen diskreten FETs gibt es zu diesem Typ keine wirkliche Alternative. Analog zum Bipolartransistor kann man den Wert des rauschkritischen Sourcewiderstands R4 vermindern, wenn man eine höhere Verstärkung akzeptiert. Ggf. muß man dabei anstatt der positiven Vorspannung am Gate eine negative verwenden, um die notwendige negative Gate-Sourcespannung aufrechtzuerhalten; bei verkleinertem Sourcewiderstand ist die Sourcespannung eventuell nicht mehr groß genug, um den FET selbst bei einer Gatespannung von 0 V im Arbeitspunkt zu halten.

## Zusätzliche Rauschoptimierungsmaßnahmen

Mit gesteigertem Aufwand und/oder unter Inkaufnahme von bestimmten Nachteilen ist es meistens möglich, noch ein wenig mehr aus einer Schaltung herauszukitzeln, und so ist es auch hier. Für die Emitterschaltung wie auch Sourceschaltung gibt es Tuningmaßnahmen, mit denen man das Rauschen der Gesamtschaltung noch weiter senken kann.

## Rauschoptimierungsmaßnahmen für die Sourceschaltung

Wir wollen erst einmal bei der Sourceschaltung bleiben und überlegen, wie man das Rauschen noch weiter senken kann. Um das Rauschen zu vermindern, kommt man wie oben beschrieben nicht umhin, den Wert von  $R_4$  möglichst gering zu wählen. Um die gleiche Verstärkung zu erzielen, muß man auch  $R_3$  anpassen. Wenn aber der Strom im Arbeitspunkt nicht entsprechend erhöht wird, weil dies der FET nicht zuläßt, verschiebt sich der Arbeitspunkt zu einer höheren Ruhespannung hin, sodaß die maximal mögliche Ausgangsspannung sinkt. Dies wäre also eine schlechte Lösung.

Wenn man keine Möglichkeit hat, einen FET mit höherem  $I_{DSS}$  einzusetzen, kann man auch zu "Trick 17" greifen und 2 gleiche FETs parallelschalten, wodurch sich der Strom im Arbeitspunkt verdoppelt und sich der gemeinsame Sourcewiderstand  $R_4$  halbiert. Ein angenehmer Nebeneffekt ist, daß sich gleichzeitig auch das Transistorrauschen um  $1/\sqrt{2}$  verringert (mehr dazu weiter unten). Bei zwei parallelgeschalteten 2SK170 mit jeweils  $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$  kann man die Dimensionierung  $R_3 = 750 \text{ } \Omega$  und  $R_4 = 56,2 \text{ } \Omega$  wählen, was sich in einem Gesamtrauschen von 1,2 dB widerspiegelt. Und wenn das nicht reicht, kann man noch mehr FETs parallelschalten und dadurch  $R_4$  noch weiter verringern.

Der Nachteil ist abgesehen von den zusätzlichen Kosten, daß sich die Eingangskapazität mit der Anzahl der FETs vervielfacht, wodurch sich zusammen mit dem Innenwiderstand der Signalquelle ein Tiefpaßfilter ergibt, dessen Grenzfrequenz mit jedem weiteren FET sinkt. Im Niederfrequenzbereich und bei niedrigem Signalquellenwiderstand wie besagtem Mikrofon spielt dies zwar bei einigen wenigen FETs keine große Rolle, aber diese Methode verbietet sich sowohl bei höherem Innenwiderstand als auch bei höheren Frequenzen.

Nach den Nachteilen nun zur Erklärung der auf den ersten Blick möglicherweise überraschenden Tatsache, daß sich auch das effektive Transistorrauschen durch Parallelschaltung vermindert: Durch jeden der beiden FETs fließt ein Strom, der durch das Eingangssignal moduliert wird. Beide Ströme fließen zusammen durch den Widerstand  $R_3$  und erzeugen an diesem einen Spannungsabfall, wodurch die Ausgangsspannung erzeugt wird. Denkt man sich bei unveränderter Beschaltung einen FET weg (man muß dann aber die Vorspannung ändern, um den FET im Arbeitspunkt zu halten), ist der Ausgangsspannungshub bei gleichbleibender Eingangsspannung wegen des nur halb so großen Stromhubs ebenfalls nur halb so groß. Im Beispiel verstärkt hier der FET nur 5- statt 10-fach, was deswegen logisch ist, weil der für 2 FETs ausgelegte Drainwiderstand  $R_3$  schließlich nur halb so groß ist wie bei einer Schaltungsauslegung für einen einzigen FET. Die Gesamtverstärkung von 10 wird dadurch erreicht, daß der zweite FET ebenfalls 5-fach verstärkt (phasengleich!) und sich die Drainströme addieren. In Summe kommt man daher wieder auf einen Verstärkungsfaktor von 10.

Falls Sie jetzt dadurch irritiert sind, daß das Widerstandsverhältnis  $R_3/R_4$  gleichgeblieben ist und damit die Verstärkung sich nicht ändern dürfte, egal ob man einen oder zwei FETs in die Schaltung einsetzt, beachten Sie bitte, daß sich die Spannungshub an  $R_4$  und damit der Grad der Gegenkopplung ändert: Der 2.

Transistor erzeugt durch seinen zusätzlichen Strom an ihm einen Spannungsabfall (und damit ein Gegenkopplungssignal), der demjenigen des 1. Transistors entspricht und damit in Summe doppelt so hoch ist. Somit ist das Gegenkopplungssignal doppelt so groß wie bei nur einem FET, was die Verstärkung jedes der beiden FETs auf die Hälfte reduziert.

Das schöne an der Parallelschaltung ist, daß es sich um 2 separate Transistoren handelt, die einsam und alleine vor sich hinrauschen; fachlich korrekt ausgedrückt ist deren Rauschen statistisch unabhängig voneinander. In der Berechnung taucht daher das Rauschen der beiden Transistoren zweimal auf, wobei der Verstärkungsfaktor die Hälfte der Verstärkung der gesamten Schaltung beträgt:

Bauteil	Wert	Rauschspannung	Rauschspannung am Ausgang
Ra:	196 $\Omega$	0,255 $\mu\text{V}$	2,55 $\mu\text{V}$
R3:	750 $\Omega$	0,5 $\mu\text{V}$	0,5 $\mu\text{V}$
R4:	56,2 $\Omega$	0,136 $\mu\text{V}$	1,36 $\mu\text{V}$
T1:	---	0,12 $\mu\text{V}$	0,6 $\mu\text{V}$
T2:	---	0,12 $\mu\text{V}$	0,6 $\mu\text{V}$

Die Gesamtrauschspannung beträgt 3,05  $\mu\text{V}$ , was einem Schaltungsrauschen von 1,2 dB entspricht. Dies ist gegenüber der Schaltung mit einem einzigen FET (bei 4 mA im Arbeitspunkt) eine durchaus beachtliche Verbesserung.

Das reine Transistorrauschen der Schaltung kann man berechnen, indem man die Rauschspannung der beiden Transistoren quadriert und dann die Wurzel aus der Summe zieht. Das Ergebnis ist 0,85  $\mu\text{V}$ . Wenn man diesen Wert mit dem Rauschspannungsbeitrag von 1,2  $\mu\text{V}$  bei der Schaltung mit einem FET vergleicht, stellt man fest, daß das effektive Transistorrauschen bei 2 FETs um den Faktor  $1/\sqrt{2}$  verringert hat. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, daß man recht einfach mathematisch nachweisen kann, daß sich das Transistorrauschen beim Parallelschalten von n Transistoren um Faktor  $1/\sqrt{n}$  reduziert.

Wenn das Rauschen das A und O ist, kann man in Ausnahmefällen auch einen anderen Weg gehen und R4 komplett entfallen lassen, d.h. den Sourceanschluß direkt mit Masse verbinden. Im Gegensatz zur in Bild 8 gezeichneten positiven Vorspannung muß man dann allerdings eine negative Vorspannung an R1 anlegen. Das Rauschen der Schaltung vermindert sich dann bei einem einzigen FET und 4 mA im Arbeitspunkt von 2,75 dB auf nur noch 0,9 dB. Diesen Wert kann man natürlich zusätzlich durch Parallelschaltung mehrerer FETs noch weiter senken. Das geringe Rauschen erkaufte man sich dann aber mit den folgenden Nachteilen:

1. Man muß die Verstärkung akzeptieren, so wie sie sich (mit allen Exeplarstreuungen des FETs) ergibt.
2. Der Arbeitspunkt (Ruhestrom, Ruhespannung) ist stark temperaturabhängig.
3. Es ist keine Gegenkopplung mehr vorhanden, sodaß sich röhrentypische Verzerrungen einstellen.
4. Der Eingang ist extrem empfindlich: Übersteigt die Gate-Source-Spannung die Flußspannung der Gate-Source-Diode, bedeutet dies in aller Regel den Tod des FETs.

Eine solche Schaltungsauslegung verwendet man daher nur dann, wenn's garnicht mehr anders geht und man sicherstellen kann, daß die Eingangsspannung den erlaubten Wert nie übersteigt.

## Rauschoptimierungsmaßnahmen für die Emitterschaltung

Die gerade vorgestellten Maßnahmen kann man selbstverständlich aufgrund der Schaltungsanalogie auch bei der Emitterschaltung anwenden. Bei Parallelschaltung zweier 2SC2545 kann man R3 auf 255  $\Omega$  und R4 auf 25,5  $\Omega$  reduzieren, was rauschmäßig folgendes Bild ergibt:

Komponente	Wert	Rauschspannung	Rauschspannung am Ausgang
Ra:	196 $\Omega$	0,255 $\mu\text{V}$	2,55 $\mu\text{V}$
R3:	255 $\Omega$	0,291 $\mu\text{V}$	0,291 $\mu\text{V}$
R4:	25,5 $\Omega$	0,092 $\mu\text{V}$	0,919 $\mu\text{V}$
T1:	---	0,089 $\mu\text{V}$	0,445 $\mu\text{V}$
T2:	---	0,089 $\mu\text{V}$	0,445 $\mu\text{V}$

Als Gesamtrauschen ergibt sich damit ein Wert von 2,80  $\mu\text{V}$ , was 0,8 dB entspricht, was wieder einmal unter dem Wert der vergleichbaren Sourceschaltung liegt. Das reine Transistorrauschen beträgt hierbei bezogen auf den Ausgang 0,629  $\mu\text{V}$ . Im Vergleich zu FETs besitzen Bipolartransistoren jedoch einen Rauschstrom, der um Größenordnungen höher liegt. Man kann daher nur eine stark begrenzte Anzahl von Transistoren sinnvoll parallelschalten, da ab einer bestimmten Anzahl der Rauschstrom so hoch wird, daß er das Rauschen wieder nach oben treibt.

Wie bei der Sourceschaltung kann man im Extremfall auch bei der Emitterschaltung den Widerstand R4 komplett entfallen lassen, wobei hier auch die gleichen Einschränkungen gelten. Dadurch kann man das Rauschen der Schaltung auf 0,5 dB drücken. Gegenüber der gegengekoppelten Schaltung mit  $v=30$  beträgt der Gewinn jedoch verschwindend geringe 0,1 dB, weshalb diese Maßnahme wegen ihrer Nachteile zumindest bei 200  $\Omega$  Signalquellenwiderstand nicht ratsam erscheint. Bei niedrigeren Quellwiderständen kann die Sache jedoch wieder anders aussehen.

## Fazit

Bei der Beispielanwendung mit niedrigem Signalquellenwiderstand rauscht die Bipolar-Schaltung mit 1,5 dB nennenswert weniger als die FET-Schaltung mit 2,75 dB. Man kann zwar das Rauschen der Sourceschaltung mit einigen Tricks erheblich senken, aber diese Tricks kann man auch bei der Emitterschaltung anwenden, wodurch der Bipolartransistor seinen Vorsprung bewahrt. Dieser Unterschied ist darin begründet, daß einerseits das Spannungsrauschen der besten rauscharmen Bipolartransistoren kleiner als das der besten Feldeffekttransistoren ist,

und weil man zweitens dank höherer Ströme den Emitterwiderstand niederohmiger dimensionieren kann.

Diesen Vorteil können Bipolartransistoren jedoch nur bei niederohmigen Signalquellen ausspielen. Zudem wird das Rauschminimum einer Schaltung strenggenommen nur bei einem einzigen Widerstandswert der Signalquelle erreicht. Weicht man geringfügig davon ab, ändert sich das Rauschen zwar nur geringfügig, aber bei starken Abweichungen vervielfacht sich das Transistorrauschen. Bei Eingängen, an die Signalquellen mit unterschiedlicher Impedanz angeschlossen werden sollen oder bei denen die Impedanz frequenzabhängig ist, erhöht sich das Rauschen umso mehr, je weiter man sich von der optimalen Impedanz entfernt. Demensprechend nutzt man rauscharme Bipolartransistoren sinnvollerweise nur bei niederohmigen Signalquellen, deren Impedanz sich erstens nicht zu sehr voneinander unterscheidet und zweitens über den genutzten Frequenzbereich nicht zu stark ändert.

Feldeffekttransistoren besitzen hingegen Rauschströme, die um mehrere Größenordnungen kleiner als bei Bipolartransistoren sind; bis mindestens 100 k $\Omega$  Quellimpedanz kann man sie normalerweise als nicht vorhanden betrachten. Je nach FET- bzw. Bipolartyp kann sich daher schon bei wenigen hundert  $\Omega$  Quellimpedanz das Blatt zugunsten des FETs wenden. FETs sind zudem bzgl. des Rauschens erste Wahl, wenn der Verstärker mit Signalquellen stark unterschiedlicher und/oder stark frequenzabhängiger Quellimpedanz betrieben werden soll. Problematisch kann bei höherer Quellimpedanz jedoch die vergleichsweise hohe Eingangskapazität speziell der besonders rauscharmen FETs werden. Um diese auf dem kleinstmöglichen Wert zu halten, bietet sich die  [Kaskodeschaltung](#) an. Im Link wird sie für Bipolartransistoren erklärt, aber sie ist 1:1 auf FETs übertragbar. Zudem kann man eine Sourceschaltung selbstverständlich mit einem Bipolartypen als Kaskodetransistor T2 versehen. Das Rauschen erhöht sich dabei trotz Einsatz eines 2. Transistors nur unwesentlich, weil sich der Kaskodetransistor auf der Ausgangsseite der Sourceschaltung befindet, sodaß sein Rauschen unverstärkt am Ausgang erscheint. Wenn auch dann noch die Eingangskapazität zu hoch ist, muß man einen anderen FET mit geringerer Eingangskapazität verwenden. Leider verhalten sich im groben Mittel Eingangskapazität und Rauschen umgekehrt proportional, d.h. je rauschärmer ein FET ist, desto höher ist in aller Regel seine Eingangskapazität. Anders gesagt: Wenn man einen FET mit geringerer Eingangskapazität verwenden muß, erhöht sich zwangsläufig das Transistorrauschen.



- Legende:**
- |  |   |
|--|---|
|  = Verweis auf eine andere Datei (Ladezeit) |  = Verweis innerhalb der aktuellen Seite (Zugriff ohne Ladezeit) |
|  = Es folgt eine eMailadresse               |  = Dies ist ein Download   |

*Alle Angaben in Zusammenhang mit dieser Site wurden nach bestem Wissen und Gewissen gemacht. Trotzdem kann hierfür keine Haftung übernommen werden. Schadenersatzansprüche jeglicher Art sind grundsätzlich*

ausgeschlossen.

**Alle Bilder und Texte sind urheberrechtlich geschützt und Eigentum von Chr. Caspari (sofern nicht anders gekennzeichnet).** Es gelten die allgemeinen [Benutzungsbedingungen](#).

Mitteilungen über Fehler sind stets willkommen (Kontaktmöglichkeiten siehe [Impressum](#)). Ich bitte um Verständnis, daß mir infolge Zeitmangels keine Beantwortung von Fragen und erst recht keine individuelle Beratung möglich ist - auch nicht ausnahmsweise. Für Fragen zu Pflanzenpflege, Foto und Technik stehen Ihnen jedoch verschiedene [Foren](#) ("schwarze Bretter") zur Verfügung.

*Letztes Update dieser Seite: 28.01.2018 (Untergeordnete Seiten können aktueller sein)*