



Audio-Noise-Generator ANG 7000

Ein definiertes Rauschspektrum für vielfältige Meß- und Prüfaufgaben im Bereich der Audiotechnik erzeugt der Rausch-Generator ANG 7000. Durch innovative Schaltungstechnik werden Signalqualitäten erreicht, wie sie sonst bei Geräten gehobener Preisklassen zu finden sind.

Allgemeines

Jede Nachrichtenübertragungseinrichtung, ob im NF- oder im HF-Bereich und letztendlich jede Elektronik, wird durch Rauschsignale beeinflusst.

Erst mit der Beherrschung und einer entsprechenden Optimierung dieser Größen wurden vielfach die uns heute schon selbstverständlich gewordenen Nachrichtenübertragungssysteme möglich, wie Satellitenfernsehen und andere moderne Kommunikationstechniken. Auch im NF-Bereich konnten erst mit der Entwicklung neuer rauscharmer Halbleiter die heute üblichen „Traumdaten“ vieler Audiosysteme, Meßverstärker und Sensoren realisiert werden.

Für die Beurteilung, Entwicklung und Optimierung solcher Systeme bezüglich ihrer Rauscheigenschaften sind entsprechende Rauschgeneratoren wie z. B. der ANG 7000 im Audiobereich erforderlich. Weitere Anwendungsbereiche liegen in der Materialprüfung, Schwingungs- und Korrelationsmeßtechnik sowie in zahlreichen Spezialanwendungen.

Bevor wir detailliert zu den Einsatzmöglichkeiten des ANG 7000 und der

Schaltungstechnik kommen, wollen wir zunächst einige wesentliche Grundlagen zur Rauscherzeugung erörtern.

Grundlagen

Neben einigen speziellen Rauschursachen gibt es im wesentlichen 3 verschiedene Rauschmechanismen.

Eine der wichtigsten Rauschursachen ist das sogenannte „thermische Rauschen“.

Oberhalb des absoluten Temperaturnullpunktes von -273°C entsteht in jedem Festkörper durch Zufuhr von Wärmeenergie eine Bewegung von Ladungsträgern. An einem Widerstand erzeugen diese vielen stochastischen Einzelschwingungen eine entsprechende Rauschspannung, und wir sprechen in diesem Zusammenhang von einem sogenannten weißen Rauschen, bei dem alle Frequenzanteile gleichgewichtet und die Amplituden gaußverteilt sind.

Als weiteres sehr wichtiges Rauschphänomen sei das sogenannte „Schrot-Rauschen“ genannt, welches durch Ladungsträger bei der Überwindung von Potentialschwellen entsteht.

Die dritte Rauschart, die hier genannt werden soll, wird als „1/f-Rauschen“ oder auch als „Funkel-Rauschen“ bezeichnet.

Die Leistungsdichte ist hierbei umgekehrt proportional zur Frequenz, daher auch die Bezeichnung 1/f-Rauschen.

Der Audio-Noise-Generator ANG 7000 benutzt als Grundlage für die Rauscherzeugung das thermische Rauschen ohmscher Widerstände. Die Rauschspannung an einem Widerstand errechnet sich wie folgt:

$$U_R = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R} \quad (1)$$

hierin sind:

k = Boltzmannkonstante

$$1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{V} \cdot \text{A} \cdot \text{s}}{\text{K}}$$

T = absolute Temperatur in Kelvin

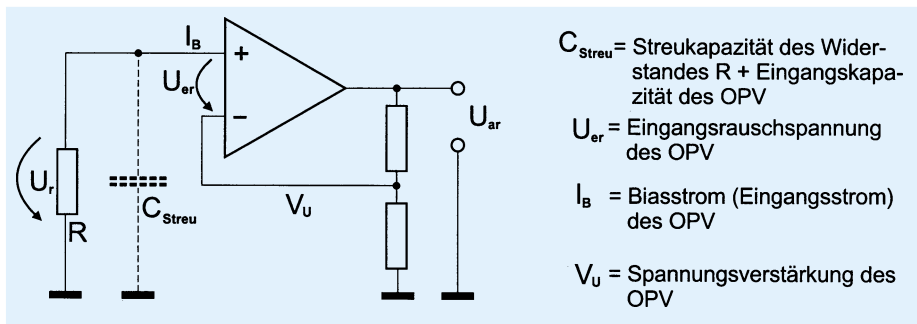
B = Bandbreite mit $1 \text{ Hz} = 1/\text{s}$

R = Widerstand in Ω

Für einen realistischen Wertebereich des Widerstandes R im $\text{M}\Omega$ -Bereich ergeben sich bei Raumtemperatur Rauschspannungen von einigen $100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Für einen Rausch-Generator ist diese Spannung viel zu klein, so daß eine entsprechende Verstärkung unumgänglich ist.

Abbildung 1 zeigt eine einfache Möglichkeit zur Rauschsignalverstärkung.

Vernachlässigen wir die Streukapazität C_{Streu} , so errechnet sich die Ausgangsrauschspannung nach der Formel:



C_{Streu} = Streukapazität des Widerstandes R + Eingangskapazität des OPV
 U_{er} = Eingangsrauschspannung des OPV
 I_B = Biasstrom (Eingangsstrom) des OPV
 V_U = Spannungsverstärkung des OPV

Bild 1: Einfachste Möglichkeit der Rauschsignalverstärkung

$$U_{\text{er}} = V_U \cdot \sqrt{4K \cdot T \cdot B \cdot R + U_{\text{er}}^2 + 2 \cdot e \cdot I_B \cdot B \cdot R} \quad (2)$$

Der erste Term $4 \cdot K \cdot B \cdot R$ entspricht hierbei dem gewünschten thermischen Rauschen der eigentlichen Rauschquelle (Widerstand R). U_{er}^2 ist die unerwünschte Eingangsrauschspannung des Operationsverstärkers, die stets bei tieferen Frequenzen stark zunimmt (Funkelrauschen oder $1/f$ -Rauschen genannt). Der dritte und letzte Term beschreibt das Schrot-Rauschen, das in Form eines Rauschstromes auftritt und am Widerstand R gemäß dem ohmschen Gesetz in eine entsprechende Rauschspannung gewandelt wird.

$$I_{\text{r,s}} = \sqrt{2 \cdot e \cdot I_B \cdot B} \quad (3)$$

e = Elementarladung
 $1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As}$

Alle 3 Rauschkomponenten sind nicht miteinander korreliert und addieren sich geometrisch wie in (2) dargestellt. Die gewünschte Komponente ist das thermische Rauschen (1. Term), denn es ist genau berechenbar, weil der Widerstand bekannt ist und nennenswerte Funkelrauschkomponenten fehlen. Der 2. und 3. Term müssen vernachlässigbar klein sein, denn sie sind OPV-exemplarabhängig und weisen einen Anstieg der spektralen Leistungsdichte zu tieferen Frequenzen hin auf (Funkelrauschen).

Für die Erzeugung weißen Rauschens ist aber eine frequenzunabhängige Rauschleistungs-Spektraldichte gefordert. Wo dies erfüllt ist, hängt die Rauschspannung nur von der Bandbreite B, nicht aber von der Frequenz ab:

$$U_{\text{r}} \sim \sqrt{B} \quad (4)$$

Die bei diesen Betrachtungen zunächst vernachlässigte Streukapazität C_{Streu} bewirkt nun bei höheren Frequenzen einen zunehmenden Kurzschluß des thermischen Rauschens und auch des Schrot-Rauschanteils (3. Term in Gleichung 2). Die Eingangsrauschspannung bleibt in ihren Auswirkungen davon unberührt. Die 3dB-Knickfrequenz für das thermische Rauschen von R, die gewünschte Rauschkomponente, ist

$$f_{\text{-3dB}} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C_{\text{Streu}}} \quad (5)$$

Betrachten wir nun die Auswirkungen der unerwünschten Rauschkomponenten. Der rauscharme Operationsverstärker TL071 bzw. die Zweifach-Ausführung TL072 weist bezüglich unserer Betrachtung folgende relevanten Daten auf:

$I_B = 5$ bis 20 pA (an verschiedenen Exemplaren gemessen)

$U_{\text{er}} = 10$ bis $15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei $f = 1 \text{ kHz}$
 $= 25$ bis $35 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei $f = 10 \text{ Hz}$

Die Eingangskapazität liegt etwa bei 5 bis 10 pF , wobei die parasitäre Kapazität von R mit etwa $0,5 \text{ pF}$ (im wesentlichen bauformabhängig) praktisch vernachlässigbar ist.

Wird die Überstreichung des NF-Bereiches bis 20 kHz gefordert (3dB-Abfall bei 20 kHz), so wird R mit Gleichung (5) zu etwa $800 \text{ k}\Omega$, wobei auf den Normwert von $1 \text{ M}\Omega$ aufgerundet wird. Die thermische Rauschspannung ergibt sich mit Gleichung (1) zu $128 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Für den OPV ist bei 1 Hz eine Eingangsrauschspannung von etwa 80 bis $100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ zu erwarten (Funkelrauschanstieg - eine Messung ist hier praktisch nicht möglich, so daß sich eine Extrapolation anbietet).

Die geometrische Addition von thermischem und OPV-Eingangsrauschen ergibt für 1 Hz etwa $\sqrt{128^2 + 100^2} = 162 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, also einen Anstieg um 2 dB . Dies wäre noch relativ wenig, so daß diese Konfiguration bis herunter zu 1 Hz eingesetzt werden könnte, ohne daß die Funkelrauschkomponente des OPV-Eingangsrauschens stört.

Bei höheren Frequenzen z. B. 1 kHz

stört das Eingangsrauschen gar nicht, denn mit $\sqrt{128^2 + 35^2} = 132,7$ ergäbe sich ein Anstieg von lediglich $0,3 \text{ dB}$.

Das Eingangsstrom-Schrot-rauschen wird mit $I_B = 20 \text{ pA}$ mit Gleichung (3) und dem ohmschen Gesetz (Abfall an $1 \text{ M}\Omega$) zu $2,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Selbst bei der Annahme, daß das Schrot-rauschen einen höheren Anteil ausmacht, als nach Gleichung (3) anzunehmen wäre (was bei FET-OPV mitunter ausgeprägt ist), so ist es bei den hier gewählten Bedingungen vernachlässigbar. Im Ergebnis hat man nun ein nahezu weißes Rauschen definierter Größen von 1 Hz ($+2 \text{ dB}$) bis 20 kHz (-3 dB).

Dieses Rauschen hat die Größe $128 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot V_U$ und steht niederohmig bereit, so daß es leicht auf jede gewünschte Amplitude weiter verstärkt werden kann. Dabei ist das Zusatzrauschen nachfolgender Verstärker bei günstiger Wahl der Komponenten vernachlässigbar.

Die hier vorgestellte elegante Realisierung eines Rausch-Generators wurde allerdings erst möglich durch die Verfügbarkeit moderner Operationsverstärker mit außerordentlich geringem Eingangsrauschen. Insbesondere ist dabei auch der geringe Bias-Strom moderner FET-OPV von Bedeutung.

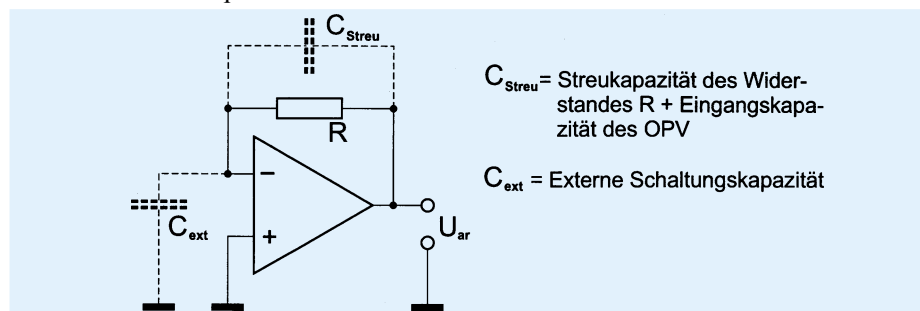
Das erreichte Ergebnis ist aber noch nicht optimal, da insbesondere die relativ große Eingangskapazität des OPV stört, die als Nebenschluß zu R bei höheren Frequenzen wirkt. Eine Lösung des Problems bietet das Konzept des Transimpedanzverstärkers, wie in Abbildung 2 gezeigt ist.

Die Ausgangsrauschspannung errechnet sich wie folgt:

$$U_{\text{ar}} = \sqrt{4 K \cdot T \cdot R \cdot B + 2 \cdot e \cdot I_B \cdot R + U_{\text{er}}^2} \quad (6)$$

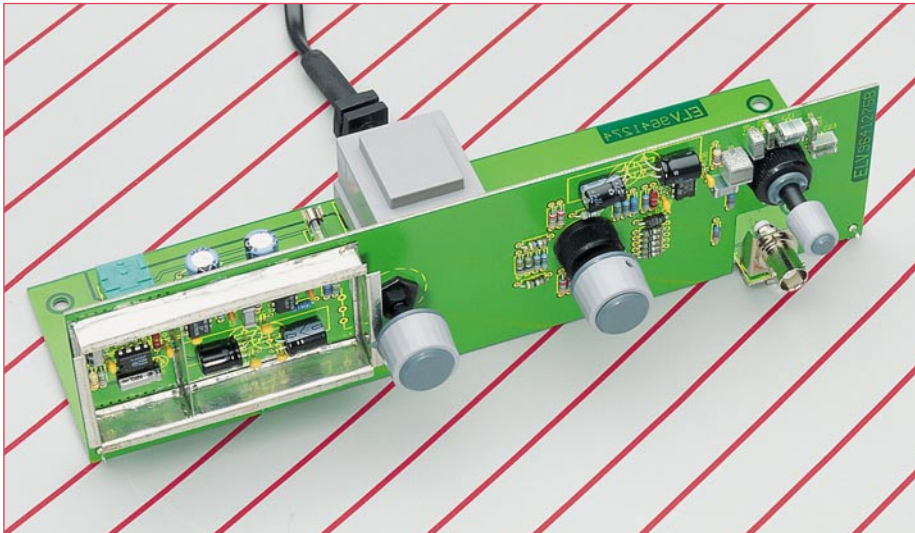
Der bereits bei der ersten Variante beschriebene Nebenschluß-Effekt bei höheren Frequenzen wirkt hier auf zweierlei Art:

Ein Abfall tritt gemäß Gleichung (5) ebenso auf, jedoch wirkt hier nur noch die Streukapazität des Widerstandes R selbst, die mit etwa $0,5 \text{ pF}$ um etwa eine Größenordnung kleiner als die OPV-Eingangskapazität ist, so daß bei sonst gleichen Bedin-



C_{Streu} = Streukapazität des Widerstandes R + Eingangskapazität des OPV
 C_{ext} = Externe Schaltungskapazität

Bild 2: Der Transimpedanzverstärker ermöglicht eine optimale Rauschsignalverstärkung



Ansicht des fertig montierten Audio-Noise-Generators ANG 7000

gungen bedeutend höhere Grenzfrequenzen bzw. Rauschbandbreiten möglich sind.

Ein anderer Effekt kommt durch C_{ext} zustande: Die Eingangsrauschspannung des OPV wird verstärkt um den Faktor K:

$$K = 1 + \frac{R}{1/2\pi \cdot f \cdot C_{ext}} \quad (7)$$

Da sich C_{ext} durch ein entsprechendes Layout klein halten läßt (ca. 1 pF), spielt dieser Effekt praktisch keine Rolle. Bei 100 kHz liegt die Impedanz einer Kapazität von 1 pF bei etwa 1,6 MΩ, so daß mit $R = 1 \text{ M}\Omega$ nur eine Anhebung des OPV-Eingangsrauschens um $(1 + \frac{1}{1,6}) = 1,625$ erfolgt, also auf etwa 20 nV/√Hz (für TL072), was praktisch vernachlässigbar ist.

Betrachten wir nun die Dimensionierungsvarianten für den zuletzt beschriebenen Transimpedanzverstärker.

a. Rauschwiderstand $R = 300 \text{ k}\Omega$

Nach Gleichung (1) ergibt sich eine Rauschspannung von 70 nV/√Hz. Das Bias-Strom-Schrotrauschen ergibt sich anhand Gleichung (3) mit $I_B = 20 \text{ pA}$ zu 2,5 fA/√Hz und mit $R = 300 \text{ k}\Omega$ als Ausgangszusatzrauschen von 0,8 nV/√Hz, was vernachlässigbar ist.

Bei $f = 1 \text{ Hz}$, wo die Eingangsrauschspannung des OPV etwa 80 bis 100 nV/√Hz betragen kann, ist bereits ein Anstieg um 4 dB möglich, bei 10 Hz bis rund 30 nV/√Hz hingegen liegt der Anstieg noch bei 0,73 dB.

Die obere Grenzfrequenz (-3dB-Abfall der Rauschspannung) liegt bei 1 MHz, gemäß Gleichung (5) und $C_{streu} = 0,5 \text{ pF}$. Hier fällt bereits die Leerlaufverstärkung des OPV fast auf 0 ab, so daß die Ausgangsimpedanz der Schaltung stark ansteigt. Im Ergebnis kann insgesamt mit weißem Rauschen in einem Bereich von 20 Hz bis 300 kHz gerechnet werden, was für NF-Zwecke üblicherweise mehr als ausreicht.

b. Rauschwiderstand $R = 30 \text{ M}\Omega$

Anhand der Gleichung (1) ergibt sich eine Rauschspannung von 700 nV/√Hz. Analog dem Fall a) ergibt sich ein Ausgangszusatzrauschen durch den Schrotrauscheffekt von 76 nV/√Hz. Diese Größenordnung ist vernachlässigbar, allerdings mit dem Nebeneffekt, daß bei sehr tiefen Frequenzen (Ziel dieser Dimensionierungsvariante) die Funkelrauschkomponente des Schrotrauschens einen bereits merklichen Einfluß ausübt. Um diesem zu begegnen, sollte der preiswerte TL072 z. B. durch den Typ AD645 von Analog Devices ersetzt werden. Dieser Baustein hat deutlich geringere Eingangs-Schrotrauschströme und weist aufgrund bester Technologie auch bei 1 Hz noch keinen Anstieg auf. Dann ist ein diesbezüglicher Einfluß praktisch auszuschließen.

Die Eingangs-Rauschspannung des AD645 wird bei 1 Hz zu 100 nV/√Hz angegeben, während bei 0,1 Hz etwa 350 nV/√Hz zu erwarten sind. Mit oben angegebener thermischer Rauschspannung von 700 nV/√Hz ergibt sich (wie immer durch geometrische Addition) eine Anhebung um 1 dB, was als günstig anzusehen ist.

Die obere Grenzfrequenz (3dB-Abfall) liegt nun bei 10 kHz gemäß Gleichung (5), $R = 30 \text{ M}\Omega$ und $C_{streu} = 0,5 \text{ pF}$. Es ergibt sich also eine Spezialversion für den unteren NF-Bereich, bei praktisch garantierter Funkelrauschfreiheit bis 0,3 Hz und einem nur geringen Anstieg selbst bei 0,1 Hz. Diese Variante ist also bis zu den tiefsten praktisch interessierenden Frequenzen einsetzbar.

c. Rauschwiderstand $R = 3,3 \text{ M}\Omega$

Als Rauschwiderstand wird ein handelsüblicher Widerstand eingesetzt. Die angestrebten Eigenschaften liegen zwischen denen der Varianten a. und b. In Verbindung mit dem Operationsverstärker des Typs TL072 werden auf diese Weise optimale Signalqualitäten erreicht, wie die

nachfolgende Berechnung zeigt.

Analog zu den vorherigen Berechnungen ergeben sich für den TL 072:

- $U_{ar} = 232,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei $T = 23,7^\circ\text{C}$
- Anstieg durch Bias-Stromrauschen (mit TL071 CP) etwa 0,008 dB, also vernachlässigbar
- Rauschanstieg bei 10 Hz etwa 0,1 dB bei 1 Hz etwa 0,6 dB
- 3dB-Grenzfrequenz ca. 100 kHz.

Gemäß vorstehender Berechnung ist ein linearer Frequenzgang (weißes Rauschen) im Bereich von 1 Hz bis hinauf zu 40 kHz ($\pm 0,6 \text{ dB}$) zu erwarten, wobei das gewünschte, definierte und leicht berechenbare thermische Rauschen (1. Term aus Gleichung 1) deutlich dominiert.

Rauschfilterung

Für viele Zwecke ist eine Begrenzung der Rauschbandbreite zweckmäßig, z. B. wenn das Meßobjekt, in welches die Rauschspannung eingekoppelt wird, ohnehin nur eine geringe Bandbreite aufweist und die höheren Frequenzanteile wegen Gleichung (4) zu einer Übersteuerung führen können. Bei der Filterung ist zu beachten, daß 3 dB-Signalbandbreite und Rauschbandbreite nicht identisch sind.

Für einen Tiefpaß ersten Grades gilt: $B_{\text{Rausch}} = \pi/2 \cdot B_{-3\text{dB}}$

Temperaturabhängigkeit

Gemäß Gleichung 1 ist das thermische Rauschen temperaturabhängig. Differenziert man die Gleichung (1), multipliziert das Differential mit der (differentiell kleinen) Temperaturdifferenz ΔT und bezieht das Ergebnis auf das Rauschen selbst, so erhält man

$$\frac{\Delta U_{r, \text{therm}}}{U_{r, \text{therm}}} = \frac{1}{2T} \cdot \Delta T \quad (9)$$

Bei $T_0 = 23^\circ\text{C} = 296 \text{ K}$ ergibt sich eine Empfindlichkeit von 0,17 % je Grad, d. h. bei 10°-Abweichung von der Zimmertemperatur (13°C bis 33°C) liegt die Abweichung bei $\pm 1,7 \%$ bzw. $\pm 0,146 \text{ dB}$. Diese Toleranzen sind für praktisch alle Meßaufgaben hinreichend klein. Bedenkt man ferner, daß im Labor meist nur geringe Temperaturschwankungen auftreten, während andererseits bei Einsatz des Gerätes im rauen Mobilbetrieb mit größeren Temperaturdifferenzen im allgemeinen keine so hohen Genauigkeiten gefordert sind, so ist der auftretende Temperaturkoeffizient des Rauschens praktisch vernachlässigbar.

Im zweiten und abschließenden Teil dieses Artikels zeigen wir neben der Schaltungstechnik und dem Nachbau des ANG 7000 auch detailliert verschiedene Anwendungsbeispiele. ELV