

Untersuchungen zum Rauschverhalten eines logarithmischen Strom-Spannungswandlers im Bereich niedriger Eingangsströme

U. Hänel und C. Kühnel, KDT, Dresden

Deskriptoren: Elektrische Grundschaltungen und Schaltungsprinzipien; logarithmische Verstärker, logarithmischer Strom-Spannungswandler, Rauschverhalten

Zur Messung von Strömen in einem weiten Dynamikbereich hat sich das Prinzip des logarithmischen Verstärkers mit Transistor-Rückführung sehr gut bewährt [1]. Praktische Ergebnisse, die die möglichen Genauigkeiten der statischen Kennlinie bei Einsatz geeigneter Bauelemente demonstrieren, wurden in [2] vorgestellt. Ziel dieses Beitrags ist es, das Rauschverhalten des Strom-Spannungswandlers im Bereich niedriger Signalpegel zu untersuchen und Möglichkeiten der Schaltungsoptimierung zu zeigen.

1. Gegenstand der Untersuchungen

Bild 1 zeigt das Schaltungsprinzip des logarithmischen Strom-Spannungswandlers, wie er zur Strommessung beispielsweise in der Kernmeßtechnik oder in der Lichtmeßtechnik eingesetzt

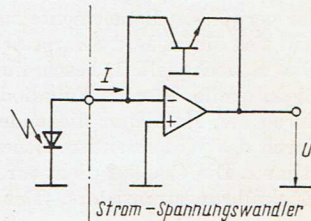
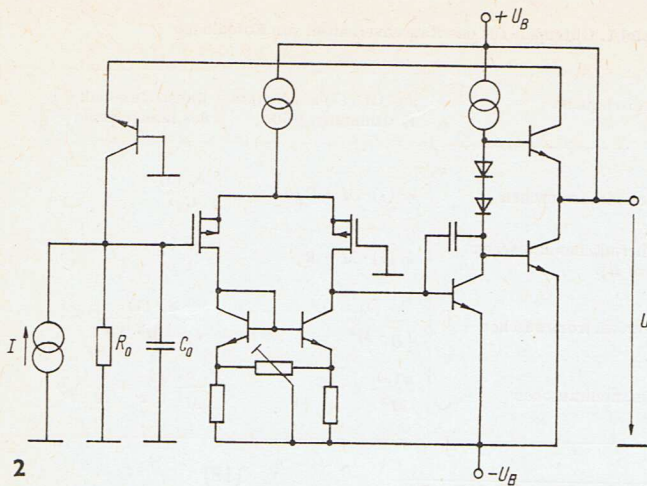
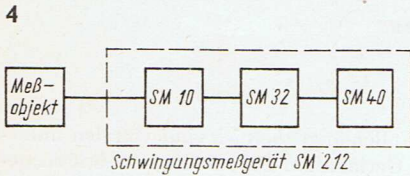


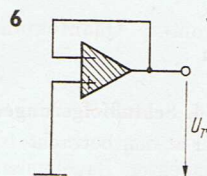
Bild 1. Schaltungsprinzip des logarithmischen Strom-Spannungswandlers am Beispiel der Lichtmessung



2



4



6

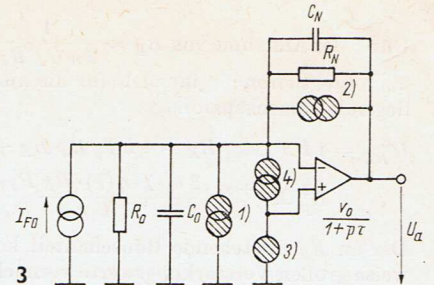
Bild 2. Schaltung des kompletten Strom-Spannungswandlers

Bild 3. Rauschersatzschaltung des Eingangsverstärkers

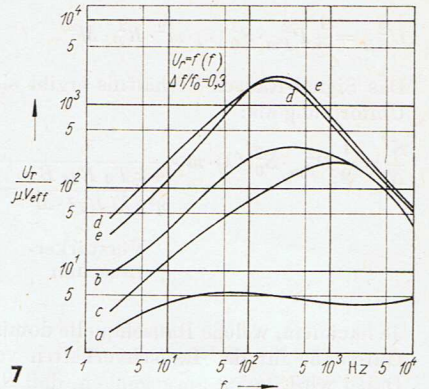
Bild 4. Meßaufbau zur Rauschspannungsmessung

Bild 6. Rauschersatzschaltung des Operationsverstärkers

Bild 7. Gemessene Ausgangsrauschspannungen für die Schaltungen nach Bild 5



3



7

wird. Aus dem Einsatzfall heraus entsteht die Forderung nach einer Verarbeitung von minimalen Eingangsströmen von wenigen Picoampere. Offensichtlich können hier ausschließlich Operationsverstärker mit FET-Eingangsstufen zur Anwendung kommen, wenn man andere Realisierungen nicht berücksichtigt. Aus der Sicht der Rauscheigenschaften von Sperrschicht- bzw. von MOS-Feldeffekttransistoren ist dem Einsatz von SFET als Operationsverstärker-Eingangsstufe der Vorrang zu geben, da sie im Bereich niedriger Frequenzen geringere Rauschpegel gegenüber MOSFET haben [3]. Zu einer entgegengesetzten Schlussfolgerung gelangt man aus der Betrachtung der Eingangsströme.

MOSFET haben prinzipiell keine Eingangsströme, ausgenommen Leckströme, während diese Ströme für den SFET funktionsbedingt sind. Der Eingangsstrom des SFET ist dabei aber sehr klein, da er durch den Sättigungsstrom des Gate-Substrat-Übergangs gebildet wird. Da sowohl „rauscharme“ MOSFET als auch SFET mit „vernachlässigbarem“ Eingangsstrom nur beschränkt (mit garantierten Daten) im Angebot sind, ist ein möglichst günstiger Kompromiß zwischen den genannten Größen einzugehen. Die folgenden Betrachtungen des Rauschverhaltens beziehen sich auf eine MOSFET-Eingangsstufe. Der Vorteil liegt in einer Art „worst-case“, da der Einsatz eines SFET nur eine Entschärfung bringen würde. Bild 2 zeigt die Schaltungsrealisierung des kompletten Strom-Spannungswandlers. Der Eingang ist durch ein RC-Glied beschaltet, das die Eigenschaften des Meßwandlers beschreibt. Bei Einsatz der Schaltungsstruktur zur Lichtmessung beschreiben die Schaltelemente R_0 und C_0 den Nullpunkt Widerstand und die Nullpunkt Kapazität der im Kurzschluß betriebenen Fotodiode. Die Messungen wurden sowohl mit RC-Ersatz der Quelle als auch unter Verwendung einer Si-Fotodiode durchgeführt.

2. Beschreibung des Rauschverhaltens des Strom-Spannungswandlers

Bei der Analyse des Rauschverhaltens des kompletten Strom-Spannungswandlers ist neben dem Verstärkerrauschen, das im wesentlichen durch das Rauschen der Operationsverstärker-Eingangsstufe (Doppel-MOSFET) bestimmt wird, das Rauschen der peripheren Bauelemente zu berücksichtigen. Aus Bild 2 ergibt sich die im Bild 3 dargestellte Rauschersatzschaltung.

Die Rauschquelle 1 beschreibt die Rauscheigenschaften der Signalquelle. Für die Fotodiode wird das Rauschen durch den durch den Halbleiter fließenden Gleichstrom (Fotostrom) und durch das Widerstandsrauschen des Nullpunkt Widerstands bestimmt. Die Quelle 2 dient zur Beschreibung des Rauschens des Rückführungstransistors. Das Rauschen des Operations-

verstärkers wird durch die Quellen 3 und 4 beschrieben [4]. Die Quelle 4 wird durch den fließenden Eingangsstrom des Operationsverstärkers bestimmt und kann bei FET Eingangsstufen im allgemeinen vernachlässigt werden. Da Operationsverstärker im allgemeinen, MOSFET jedoch in besonderem Maße starkes Funkelrauschen haben, ist das Spektrum der Rauschspannung des Operationsverstärkers frequenzabhängig. Die anderen Spektren können als frequenzunabhängig betrachtet werden.

Für das Widerstandsrauschen gelten die Gleichungen

$$\overline{i_{rr}^2(t)} = 4 k T G \Delta f \quad (1a)$$

bzw.

$$\overline{u_{rr}^2(t)} = 4 k T R \Delta f \quad (1b)$$

mit den Größen k Boltzmann-Konstante ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T absolute Temperatur, R Widerstandswert ($G = 1/R$), Δf Bandbreite.

Das Schrotrauschen wird durch die Gleichung

$$\overline{i_{rr}^2(t)} = 2 e I \Delta f \quad (2)$$

mit e Elementarladung ($e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C), I Gleichstrom durch den Halbleiter, beschrieben.

Das Spektrum der Ausgangsrauschspannung des kompletten Wandlers wird durch die Überlagerung der Wirkungen der einzelnen Rauschquellen berechnet. Der Einfachheit halber und wegen der unterschiedlichen Entstehungsursachen wird zwischen den einzelnen Rauschquellen keine Korrelation vorausgesetzt. Allgemein gilt für die Berechnung des Ausgangsrauschspektrums die Gleichung [5]:

$$W_{ua}(\omega) = \sum_v W_{i_v} |T_{i_v}(\omega)|^2 + \sum_\mu W_{u_\mu} |T_{u_\mu}(\omega)|^2 \quad (3)$$

mit W_i Wirkleistungsspektrum, herrührend von $i(t)$, W_u Wirkleistungsspektrum, herrührend von $u(t)$, $|T_i(\omega)|^2$ Betragsquadrat der Widerstandsübertragungsfunktion, $|T_u(\omega)|^2$ Betragsquadrat der Übertragungsfunktion (dimensionslos).

Für die im Bild 3 angegebene Rauschersatzschaltung wird das Spektrum der Ausgangsrauschspannung der Gesamtschaltung

$$W_{ua}(\omega) = \frac{[4 k T (G_0 + G_N) + 2 e I] R_N^2}{A + B \omega^2 + C \omega^4} + 4 k T R_{\text{äqu}} \left(1 + \frac{\omega_n}{\omega}\right) \frac{\left(1 + \frac{R_N}{R_0}\right)^2 + \omega^2 \left(\tau_N + \frac{R_N}{R_0} \tau_0\right)^2}{A + B \omega^2 + C \omega^4} \quad (4)$$

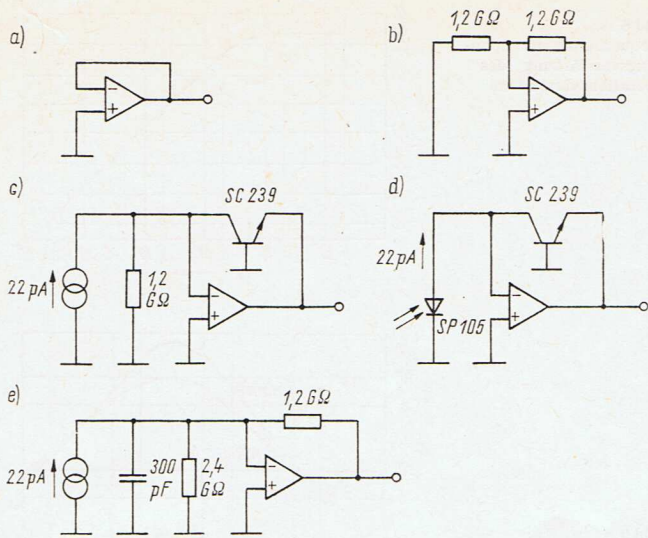


Bild 5. Beschriftung des Operationsverstärkers zur Rauschmessung

Die Koeffizienten des Nennerpolynoms lauten:

$$A = 1 + \frac{R_N}{v_0} \left(2 + \frac{R_N}{R_0} \right), \quad (5)$$

$$B = r_N^2 + \frac{2}{v_0} \left\{ r_N^2 + \frac{R_N}{R_0} [r_N \tau_0 + \tau (r_N - \tau_0)] \right\} + \frac{1}{v_0^2} \left[\left(r_N + \frac{R_N}{R_0} \tau_0 \right)^2 + \tau^2 \left(1 + \frac{R_N}{R_0} \right) \right], \quad (6)$$

$$C = \left[\frac{\tau}{v_0} \left(r_N + \frac{R_N}{R_0} \tau_0 \right) \right]^2. \quad (7)$$

Aus der das Rauschverhalten der Gesamtanordnung beschreibenden Gl. (4) können die einzelnen Einflüsse deutlich abgelesen werden.

Rauschen der Fotodiode:

$$W_i(\omega) = 4 k T G_0 + 2 e I; \quad (8)$$

Rauschen des Rückführungstransistors:

$$W_i(\omega) = 4 k T G_N. \quad (9)$$

Für G_N wird dabei der dynamische Innenleitwert des Transistors nach der Gleichung $G_N = I/U_T$ herangezogen.

Rauschen des Operationsverstärkers:

$$W_u(\omega) = 4 k T R_{\text{äqu}} \left(1 + \frac{\omega_n}{\omega} \right). \quad (10)$$

$R_{\text{äqu}}$ ist der äquivalente Rauschwiderstand des Operationsverstärkers. Durch den Term ω_n/ω wird der im interessierenden Frequenzbereich dominierende Funkelerschanteil berücksichtigt. Zur meßtechnischen Bestimmung des Operationsverstärker-Rauschspektrums und damit der Größen $R_{\text{äqu}}$ und ω_n sei auf [6] verwiesen.

Bei Verwendung idealer Operationsverstärker können die Koeffizienten A , B und C stark vereinfacht werden. Der verwendete Verstärker läßt diese Vereinfachungen nicht zu. Durch Integration der Spektraldichte der Ausgangsrauschspannung im Frequenzbereich $\Omega = \omega_2 - \omega_1$ nach der Gleichung

$$\overline{u_{ra}^2(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} W_{ua}(\omega) d\omega \quad (11)$$

wird der quadratische Mittelwert der Ausgangsrauschspannung berechnet.

Der vorhandene Meßplatz ermöglicht Rauschspannungsmessungen bei einer minimalen Bandbreite von $B = 0,03 f_0$ (f_0 Resonanzfrequenz des Bandpasses). Um einen Vergleich zwischen den gemessenen und den berechneten Werten zu ermöglichen, wurde ein Programm für den Tischrechner K 1002 vorbereitet, das eine einfache Variation der in Gl. (4) enthaltenen Parameter ermöglicht.

Im folgenden Abschnitt werden die experimentell ermittelten Ergebnisse der Rauschspannungsanalyse angegeben. Danach

soll eine Variation der einzelnen Parameter deren Einfluß auf die Ausgangsspannung verdeutlichen.

3. Meßtechnische Erfassung der Rauscheigenschaften des logarithmischen Strom-Spannungswandlers

Zur Messung des Ausgangsrauschspektrums an elektronischen Schaltungen sind selektiv messende Voltmeter (z.B. selektives Nanovoltmeter) zu verwenden. Für die Messungen stand ein derartiges Gerät nicht zur Verfügung. Da, bedingt durch den Einsatz der MOSFET-Vorstufe, relativ große Rauschpegel am Ausgang zur Verfügung standen, konnte vorteilhaft ein für Belange der Schwingungsmeßtechnik konzipierter Schmalband-Analysator (MKD) eingesetzt werden. Bild 4 zeigt den Meßaufbau. Dem Schmalband-Analysator SM 32, der einen durchstimmbaren Bandpaß für den Frequenzbereich der Resonanzfrequenz von $5 \text{ Hz} \leq f_0 \leq 15 \text{ kHz}$ mit konstanter Güte enthält, wurde ein rauscharmer Vorverstärker SM 10 vorgeschaltet. Durch das dem Schmalband-Analysator nachgeschaltete Anzeigeteil SM 40 werden die der Meßbandbreite entsprechenden Effektivwerte der Ausgangsrauschspannung angezeigt. Die untersuchten Schaltungskonfigurationen sind im Bild 5 im einzelnen angegeben.

Zur Bestimmung der die Rauschkenngößen des Operationsverstärkers beschreibenden Ersatzkenngrößen $R_{\text{äqu}}$ und f_n , siehe Gl. (10), wird die Ausgangsspannung des als Spannungsfolger geschalteten, am Eingang geerdeten Operationsverstärkers gemessen (Bild 5a). Für den rauschenden Operationsverstärker gilt damit die Ersatzschaltung nach Bild 6.

Ausgehend von einem sehr hohen Nullpunktwiderstand der Fotodiode (mehrere Gigaohm) wurde dieser durch einen verfügbaren Hochohmwiderstand von $1,2 \text{ G}\Omega$ nachgebildet. Zur Realisierung einer Verstärkung $|v'| = 1$ wird in die Rückkopplung der gleiche Widerstandswert eingeschaltet (Bild 5b).

Der Fotostrom wird durch den in die Rückführung des Operationsverstärkers geschalteten npn-Transistor logarithmiert. Bei einem Fotostrom von $I_{FO} = 22 \text{ pA}$ wird der dynamische Innenwiderstand des Transistors $r_{CE} = 1,2 \text{ G}\Omega$. Eingesetzt wurde ein rauscharmer Si-npn-Transistor SC 239. Bild 5c) zeigt die Anordnung.

In der im Bild 5d) angegebenen Schaltung sind die Realbedingungen für einen Arbeitspunkt des logarithmischen Strom-Spannungswandlers realisiert. Bild 5e) zeigt eine Nachbildung der realen Eigenschaften zum Zweck der Modellierung. Bei der Dimensionierung wurden für die Fotodiode in der Praxis vorkommende Werte eingesetzt.

Bild 7 zeigt die Werte der gemessenen Ausgangsrauschspannung der im Bild 5 zusammengestellten Schaltungskonfigurationen. Die Indizes entsprechen denen im Bild 5. Da die Messungen mit einem Bandpaß konstanter Güte (SM 32) $B/f_0 = 0,3$ vorgenommen wurden, ist im Funkelbereich des Operationsverstärker-rauschens mit einer waagerechten Geraden zu rechnen. Wie Kurve a) zeigt, ist das näherungsweise erfüllt. Entsprechend [6] kann damit mit einem äquivalenten Rauschwiderstand R

$$R_{\text{äqu}} = 356,8 \text{ k}\Omega$$

bei einer Funkelgrenzfrequenz von $f_n = 10 \text{ kHz}$ gerechnet werden. Die Meßwerte der Kurve b) müssen bei Einsatz niederohmiger Widerstände bis auf den Faktor 2 denen der Kurve a) entsprechen. Unter niederohmig ist hier ein Widerstand zu verstehen, dessen parasitäre Parallelkapazität im untersuchten Frequenzbereich vernachlässigt werden kann.

Messungen an den verwendeten Hochohmwiderständen ergaben Parallelkapazitäten (Anschlußkapazitäten) von $C \approx 0,2 \text{ pF}$. Bei den verwendeten Widerstandswerten ergeben sich mit diesen Kapazitäten aber schon Zeitkonstanten von $\tau \approx 0,2 \text{ ms}$, die hier nicht vernachlässigt werden können. Zur Nullpunktkapazität, die in der Schaltung nach Bild 5b) durch die Anschlußkapazität des Widerstands gebildet wird, liegt die zahlenmäßig größere Eingangskapazität der MOSFET-Differenzverstärkerstufe parallel. Die Nullpunktkapazität bewirkt das Ansteigen der Rauschspannungswerte mit der Frequenz bis zum Einsatz der Bandbegrenzung durch den beschalteten Operationsverstärker. Für die Messung bei Ersatz des Rückführungswiderstands durch den Log-Transistor gelten die Werte der Kurve c). Das Absinken der Rauschwerte im Bereich niedriger Frequenzen kann auf eine effektive Verringerung des Transistorinnenwiderstands zurück-

geführt werden, die u.U. durch parasitäre Widerstände entstehen kann. Kurve *d*) zeigt die Rauschgangspannungen der realen Schaltung bei Verwendung einer Si-Fotodiode und eines Log-Transistors. Das wertmäßige Ansteigen ist auf die große Nullpunktkapazität von $C_0 = 300 \text{ pF}$ zurückzuführen. Wie Kurve *e*) zeigt, wird die Modellierung der Eigenschaften der Beschaltung für den Operationsverstärker durch die *RC*-Beschaltung entsprechend Bild 7*e*) den Realbedingungen ausreichend gerecht.

Die im Bild 7 dargestellten Meßergebnisse der Rauschuntersuchungen am Strom-Spannungswandler zeigen deutlich den dominierenden Einfluß der Nullpunktgrößen auf den Verlauf der Ausgangsrauschspannung.

4. Berechnung der Rauscheigenschaften des Strom-Spannungswandlers und Variation der Schaltungsparameter

Das für den Tischrechner K 1002 vorbereitete Rechenprogramm ermöglicht die rechnerische Auswertung der Gl. (11) bei freier Wahl der Parameter und der Bandbreite. Zu Beginn war die Genauigkeit der Modellierung der realen Schaltungsbedingungen festzustellen. Zu diesem Zweck wurde eine Proberechnung mit den im Bild 5*e*) angegebenen Parametern durchgeführt. Die Eigenschaften des Operationsverstärkers sind mit dem in Bild 8 angegebenen Verstärkungsfrequenzgang hinreichend beschrieben. Bild 9 zeigt die Ergebnisse der Berechnung im Vergleich zu den Meßergebnissen. Vor allem im Frequenzbereich $f < f_g$ ergeben sich Abweichungen, die auf ungenaue Modellparameter zurückgeführt werden können. Die Ermittlung dieser Parameter wird durch die vorliegenden Bauelementekenngrößen (Picofarad, Gigaohm) und durch die vorhandene Meßtechnik erschwert. Durch eine schrittweise Änderung der Elemente der Ersatzschaltung kann Übereinstimmung mit den Meßwerten erzielt werden. Auf eine derartige Parameteroptimierung wurde an dieser Stelle verzichtet [7].

Durch eine gezielte Variation der Werte der Ersatzschaltungselemente soll im folgenden deren Einfluß auf den Verlauf der Rauschgangspannung geklärt werden. Um die übliche Spektraldarstellung zu erhalten, wird entgegen den bisherigen Berechnungen (konstante Güte – frequenzproportionale Bandbreite) mit einer konstanten Bandbreite von $B = 1 \text{ Hz}$ gerechnet. Die Bilder 10 bis 15 zeigen die Ergebnisse, d.h. den Einfluß der einzelnen Schaltungsparameter auf den Verlauf des Rauschgangsspektrums. Ausgangspunkt für jede Parametervariation bilden die im Bild 5*e*) dargestellte Dimensionierung und die Operationsverstärkerdaten entsprechend Bild 8. Es gelten $v_0 = 54 \text{ dB}$ und $\tau = 0,62 \text{ ms}$. Im Bild 10 ist der Einfluß der Verstärkung des Operationsverstärkers auf das Ausgangsrauschspektrum dargestellt. Die Bandbreite der offenen Schleifenverstärkung (und damit die entsprechende Zeitkonstante τ) sind dabei konstant. Wie sich aus Bild 10 unmittelbar ablesen läßt, steigt die effektive Rauschgangspannung mit der Größe der Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers proportional an.

Ausgehend von dem im Bild 8 gezeigten Frequenzgang der Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers mit einem Bandbreite-Verstärkungsprodukt von $Bv = 130 \text{ kHz}$ wurde im Bild 11 die Spannungsverstärkung bei konstantem Bandbreite-Verstärkungsprodukt verändert. Bedingt durch die Verringerung der Bandbreite bei Erhöhung der Verstärkung wirkt sich diese Verstärkungsvergrößerung kaum auf das Ausgangsrauschspektrum aus. Da die Grenzfrequenz durch die äußeren Schaltungselemente bestimmt wird, bewirkt eine Verringerung der Verstärkung keine Erhöhung der Grenzfrequenz.

In den Bildern 12 und 13 wird der Einfluß der Nullpunktkenngrößen (Eigenschaften der Signalquelle) auf das Ausgangsrauschspektrum gezeigt. Bei hinreichend großem Nullpunkt-widerstand wird das Verhalten unterhalb der Grenzfrequenz ausschließlich durch den Wert der Nullpunktkapazität bestimmt (Bild 12). Charakteristisch für den Einfluß der Nullpunktkapazität C_0 ist das frequenzproportionale Ansteigen des Spektrums.

Große Werte der Nullpunktkapazität bewirken große Pegel der effektiven Rauschgangspannung. Der Nullpunkt-widerstand zeigt nur dann eine Wirkung auf das Ausgangsrauschspektrum, wenn man wesentlich von der Stromspeisung abgeht (Bild 13). Die Eigenschaften der Rückführung und ihre Auswirkungen auf

Bild 8
Frequenzgang der Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers

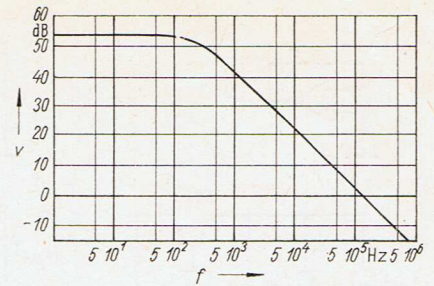


Bild 9
Vergleich der Rechen- und Meßwerte bei der Rauschspannungsanalyse

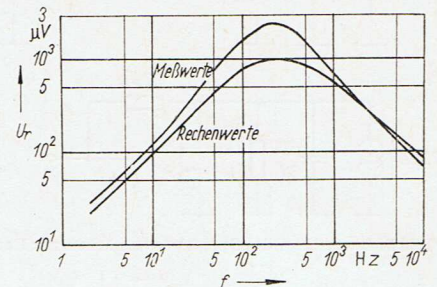


Bild 10
Einfluß der Verstärkung des Operationsverstärkers auf das Ausgangsrauschspektrum

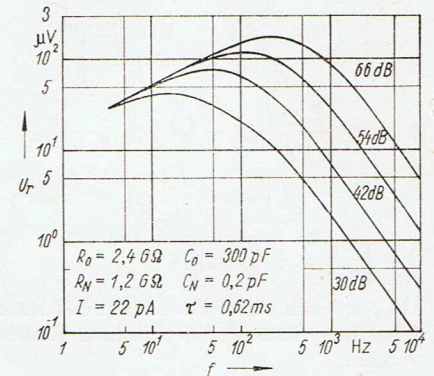


Bild 11
Einfluß der Verstärkung des Operationsverstärkers auf das Ausgangsrauschspektrum (konstantes Bandbreite-Verstärkungs-Produkt)

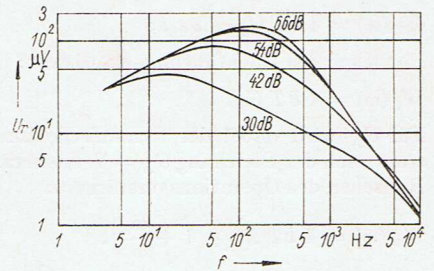


Bild 12
Einfluß der Nullpunktkapazität auf das Ausgangsrauschspektrum

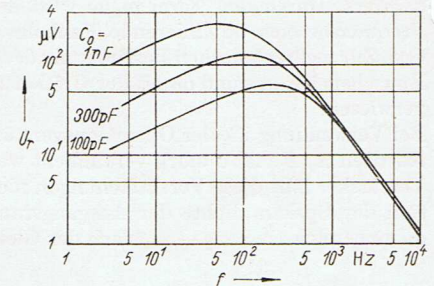
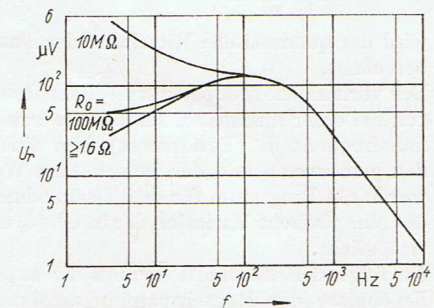


Bild 13
Einfluß des Nullpunkt-widerstands auf das Ausgangsrauschspektrum



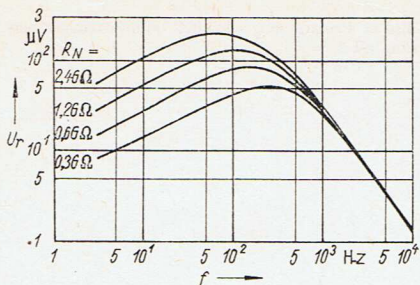


Bild 14
Einfluß des Rückführungswiderstands auf das Ausgangsrauschspektrum

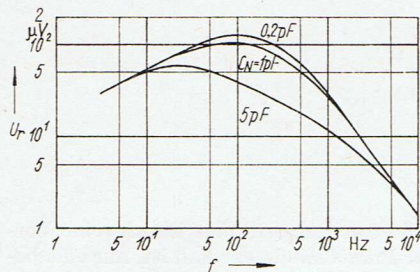


Bild 15
Einfluß der Rückführungskapazität auf das Ausgangsrauschspektrum

das Ausgangsrauschspektrum werden in den Bildern 14 und 15 verdeutlicht. Für den Rückführungswiderstand R_N zeigt sich die gleiche Charakteristik wie für die Nullpunktkapazität nach Bild 12 (Bild 14). Da der Rückführungswiderstand beim logarithmischen Wandler durch den Eingangsstrom gesteuert wird, bedeutet die Verringerung des Eingangsstromes zwangsläufig eine Erhöhung der Rauschgangsspannung, ohne daß z. B. das Rauschen der Fotodiode hier schon Einfluß nimmt. Bild 15 zeigt, wie eine Vergrößerung des Wertes der Rückführungskapazität C_N die Bandbreite verringert. Logarithmische Strom-Spannungswandler sollen auch im Bereich niedriger Eingangsströme noch hinreichend „schnell“ bleiben. Daher kann von der Möglichkeit der Verringerung der effektiven Rauschgangsspannung durch eine Vergrößerung der Rückführungskapazität über das für die Stabilität bei großen Pegeln notwendige Maß hinaus kein Gebrauch gemacht werden.

5. Zusammenfassung

Zur Realisierung von Strom-Spannungswandlern für einen Bereich des Eingangstromes von wenigen Picoampere bis zu einigen Mikroampere machen sich FET-Eingangsoptionsverstärker erforderlich. Da MOSFET bekanntlich relativ große Rauschwerte im Funkelbereich haben, wurden die Einflüsse der einzelnen Schaltungsparameter auf das Ausgangsrauschspektrum untersucht. Die Untersuchungsergebnisse zeigen, daß das Rauschen wesentlich durch die Nullpunktkapazität und durch den Rückführungswiderstand, aber auch durch die bandbreitebegrenzende Rückführungskapazität bzw. die Operationsverstärkerzeitkonstante bestimmt wird. Um die effektive Rauschgangsspannung in Grenzen zu halten, ist neben dem Einsatz von möglichst rauscharmen MOSFET in der Eingangsstufe eine hinreichend kleine Nullpunktkapazität anzustreben. Bei der optisch-elektrischen Wandlung erfüllen Fotodioden mit kleinen lichtempfindlichen Flächen sowohl die Bedingung nach kleiner Nullpunktkapazität als auch nach einem hohen Nullpunkt-widerstand.

Eingegangen am 11. Juni 1980

NaA 8508

Literatur

- [1] Gibbon, J. F.; Horn, H. S.: A circuit with logarithmic transfer response over 9 decades. IEEE Trans. CT-11 (1964) H. 3, S. 378–384.
- [2] Kühnel, C.: Ergebnisse bei der Realisierung eines logarithmischen Verstärkers mit Transistor-Rückführung. Nachrichtentechnik · Elektronik 30 (1980) H. 10, S. 421–424.
- [3] Schulz, H.-G.: Einige Bemerkungen zum Rauschverhalten des Feldeffekttransistors. Nachrichtentechnik · Elektronik 27 (1977) H. 6, S. 242–245.
- [4] Kraus, K.: Das Rauschen in Operationsverstärkern. Internat. Elektron. Rundschau 29 (1975) H. 1/2, S. 5–8.
- [5] Fritzsche, G.: Informationsübertragung (Wissenspeicher). Berlin: VEB Verlag Technik 1977.
- [6] Kühnel, C.: Untersuchung des Eigenrauschens von Operationsverstärkern. radio-fernsehen-elektronik 29 (1980) H. 12, S. 758 u. 759.
- [7] Ahlers, H.; Gaskarow, D. W.; Waldmann, J.: Bauelemente- und Schaltungsentwurf. Berlin: VEB Verlag Technik 1978.