

Verbesserung des Zeitverhaltens des logarithmischen Strom-Spannungswandlers mit Transistor-Rückführung

C. Kühnel, KDT, Dresden

Deskriptoren: Elektrische Grundschaltungen und Schaltungsprinzipien; Strom-Spannungswandler, logarithmisch; Zeitverhalten

Beim konventionellen logarithmischen Strom-Spannungswandler wurde die Stabilität durch Zuschaltung einer Kapazität in die Operationsverstärker-Rückführung erzwungen. Bei großen Eingangspegeln sind entsprechend große Werte der Rückführungskapazität notwendig, um die erforderliche Stabilität zu garantieren. Die dann bei kleinen Eingangspegeln entstehenden großen Zeitkonstanten bewirken niedrige Grenzfrequenzen bzw. sehr ungünstiges Einschwingverhalten. Im Beitrag wird eine neue Kompensationsmethode vorgestellt. Die sich ergebenden Auswirkungen auf die statische Kennlinie und das Rauschverhalten werden untersucht.

1. Frequenzkompensation beim konventionellen Wandler

Bild 1 zeigt den für die Strom-Spannungswandler beschalteten Operationsverstärker einschließlich der Signalquellenersatzschaltung. Da der logarithmische Strom-Spannungswandler häufig für Belange der Meßtechnik verwendet wird, stehen die Ersatzschaltelemente der Quelle für die Meßwandlereigenschaften. Hier treten beträchtliche Quell- oder Nullpunktkapazitäten auf. Ausgehend von der Kleinsignal-Ersatzschaltung des Wandlers (Bild 2) kann die Übertragungsfunktion angegeben werden [1]:

$$\frac{U(p)}{I(p)} = \frac{-1}{\tau(C_N + C_0)p^2 + \left(C_N + \frac{C_0 + \tau G_0}{v_0}\right)p + g_N + \frac{G_0}{v_0}} \quad (1)$$

Durch die Größe g_N wird der Rückführungsleitwert des Transistors beschrieben. Ausgehend von der Kennlinie gilt

$$g_N = \frac{I_C}{U_T} \quad (2)$$

Der Verstärkerfrequenzgang wird durch die Spannungsverstärkung v_0 bei niedrigen Frequenzen und die Transistfrequenz ω_T beschrieben. Damit erhält man die Verstärkerzeitkonstante τ nach der Gleichung

$$\tau = \frac{v_0}{\omega_T} \quad (2)$$

Aus Gl. (1) läßt sich nun die für die Stabilität notwendige Rückführungskapazität C_N berechnen. Für Dämpfungen $D \geq \frac{1}{2} \sqrt{2}$ erhält man

$$C_N \geq \frac{\tau}{v_0} \frac{1}{r_N} - \frac{C_0}{v_0} + \sqrt{\frac{\tau}{v_0} \frac{1}{r_N} \left(\frac{\tau}{v_0} \frac{1}{r_N} + 2C_0 \right)} \quad (3)$$

Bild 3 zeigt die Abhängigkeit des Wertes der Rückführungskapazität vom zu verarbeitenden Eingangsstrom ($D = \frac{1}{2} \sqrt{2}$). Mit diesem Kapazitätswert C_N kann die Zeitkonstante des durch die Gl. (1) beschriebenen Wandlers berechnet werden. Es gilt

$$T_0^2 = \frac{\tau}{v_0} \left\{ C_0 r_N + \frac{\tau}{v_0} + \sqrt{\frac{\tau}{v_0} \left(\frac{\tau}{v_0} + 2C_0 r_N \right)} \right\} \quad (4)$$

Die durch Gl. (4) gegebene Abhängigkeit der Zeitkonstanten T_0 von der Größe des Eingangsstroms ist ebenfalls in Bild 3 angegeben. Zum Vergleich dient die Zeitkonstante T_0^* des konventionellen Wandlers mit konstanter Rückführungskapazität

Bild 1
Logarithmischer Strom-Spannungswandler einschließlich Signalquellenersatzschaltung

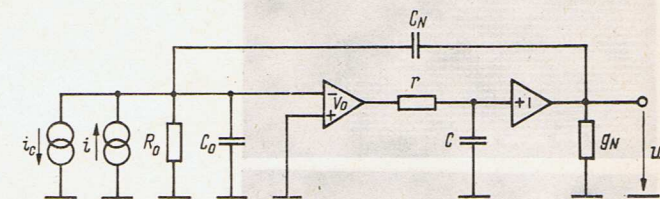
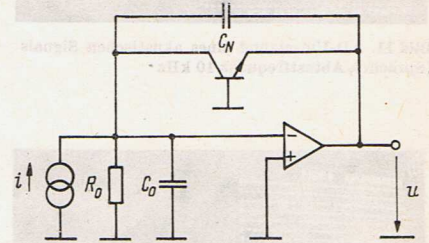
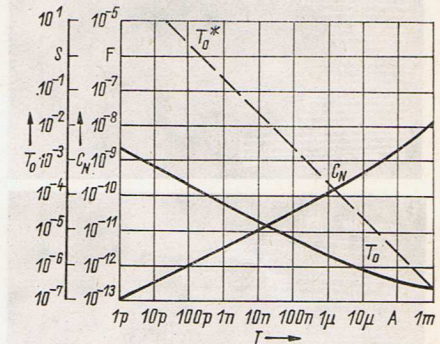


Bild 2. Logarithmischer Strom-Spannungswandler (Kleinsignal-Ersatzschaltung)

Bild 3
Erforderliche Kompensationskapazität C_N und resultierende Zeitkonstante T_0 in Abhängigkeit vom Eingangsstrom I ($v_0 = 100$ dB, $\omega_T = 2\pi \cdot 1$ MHz, $C_0 = 1$ nF)



C_N . Nicht berücksichtigt wurde dabei die Möglichkeit eines zusätzlichen Emitterwiderstandes, der am oberen Bereichsende des Eingangsstroms die notwendigen Kapazitätswerte reduzieren hilft [2].

In Bild 3 ist das Entwurfsproblem hinreichend schneller logarithmischer Strom-Spannungswandler deutlich ersichtlich. Am oberen Ende des Eingangsstrombereiches wird zur Gewährleistung der Stabilität eine beträchtliche Rückführungskapazität C_N (hier etwa 13 nF) benötigt. Mit abnehmendem Eingangspegel kann dieser Wert verringert werden. Hierzu notwendig wäre eine steuerbare Kapazität, die der in Bild 3 angegebenen Abhängigkeit genügt. Durch die Verwendung fester Kapazitätswerte für die Rückführungskapazität C_N wird mit abnehmendem Eingangspegel die Dämpfung das notwendige Maß wesentlich überschreiten, wodurch entsprechend hohe Zeitkonstanten bei kleinen Eingangsströmen entstehen.

2. Veränderte Frequenzkompensation

Die beim konventionellen Wandler verwendete Frequenzkompensation bewirkte ein Absinken der Verstärkung bei hohen Frequenzen, das durch kapazitive Rückkopplung hervorgerufen wurde. Die gleiche Wirkung wird durch einen Widerstand im Vorwärtszweig, d.h. zwischen Operationsverstärkereingang und Signalquelle erzeugt. Bild 4 zeigt einen logarithmischen Strom-Spannungswandler mit dieser Kompensationsart [3]. Aus der in

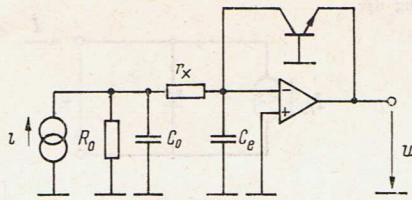


Bild 4
Logarithmischer Strom-Spannungswandler mit veränderter Frequenzkompensation

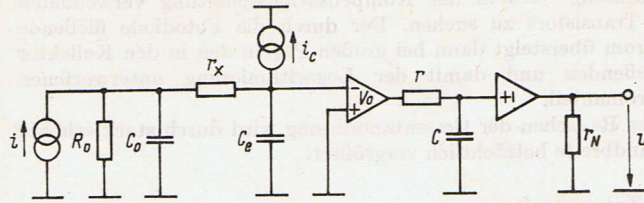


Bild 5. Kleinsignal-Ersatzschaltung zu Bild 4

Bild 5 angegebenen Ersatzschaltung läßt sich wieder die Übertragungsfunktion ableiten. Es gilt

$$\frac{U(p)}{I(p)} = \frac{-1}{A p^3 + B p^2 + C p + D} \quad (5)$$

mit den Größen:

$$A = \frac{\tau}{v_0} C_0 C_e r_X$$

$$B = \frac{\tau}{v_0} \left[C_0 \left(1 + \frac{r_X C_e}{\tau} \right) + C_e \left(1 + \frac{r_X}{R_0} \right) \right]$$

$$C = C_0 g_N r_X + \frac{1}{v_0} \left[C_0 + \left(1 + \frac{r_X}{R_0} \right) C_e + \tau G_0 \right]$$

$$D = g_N \left(1 + \frac{r_X}{R_0} \right) + \frac{G_0}{v_0}$$

In den einzelnen Termen lassen sich beträchtliche Vereinfachungen einführen. Da im allgemeinen die Bedingungen $r_X \ll R_0$ und $C_e \ll C_0$ eingehalten werden, kann das Übertragungsverhalten einfacher durch eine Gleichung 2. Ordnung beschrieben werden. In dem Bereich, in dem die pegelabhängig zu gestaltende Zeitkonstante $r_X C_e$ gegenüber den anderen vergleichbare Werte annimmt, ist dann nicht mehr mit Stabilitätsproblemen zu rechnen. Unter den genannten Bedingungen wird Gl. (5) umgeschrieben:

$$\frac{U(p)}{I(p)} = \frac{-1}{\frac{\tau C_0}{v_0} p^2 + \left(C_0 g_N r_X + \frac{C_0 + \tau G_0}{v_0} \right) p + g_N + \frac{G_0}{v_0}} \quad (6)$$

Unter den gleichen Bedingungen wie beim konventionell kompensierten Wandler kann nun aus Gl. (6) der für die Stabilität notwendige Wert des Kompensationswiderstandes r_X berechnet werden.

$$r_X \geq \sqrt{2 \frac{\tau r_N}{v_0 C_0}} - \frac{r_N}{v_0} - \frac{\tau r_N}{v_0 C_0} G_0 \quad (7)$$

Bild 6 zeigt die Abhängigkeit des Wertes des Kompensationswiderstandes r_X vom Kollektorstrom des Logarithmiertransistors.

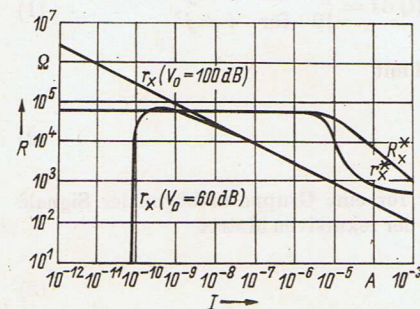


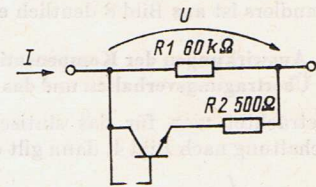
Bild 6
Erforderlicher Kompensationswiderstand r_X in Abhängigkeit vom Kollektorstrom und Werte der Widerstands-Transistorkombination nach Bild 7

stors. Zur Vermeidung der hohen Widerstandswerte unterhalb von etwa 1 nA kann mit geringeren Werten der Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers gearbeitet werden. Bei einer Spannungsverstärkung von 60 dB werden dadurch maximal etwa 60 kΩ als Kompensationswiderstand benötigt. Wird aus den Gln. (6) und (7) die Zeitkonstante des Wandlers berechnet, zeigt sich eine gute Übereinstimmung mit Gl. (4):

$$T_0^2 = \frac{\tau}{v_0} C_0 r_N \quad (8)$$

Um das bereits in Bild 3 angegebene günstige Zeitverhalten zu erreichen, ist ein Kompensationswiderstand erforderlich, der der in Bild 6 angegebenen Abhängigkeit vom Eingangspegel genügt. In [3] wurde dieses Verhalten durch eine Widerstands-Transistorkombination nach Bild 7 approximiert. In Bild 6 ist der Verlauf von Großsignal- und Kleinsignalwiderstand R_X^* bzw. r_X^* in Abhängigkeit vom hindurchfließenden Strom eingetragen.

Bild 7. Widerstands-Transistorkombination zur Approximation des erforderlichen Widerstandes r_X



3. Vergleich des Zeitverhaltens

Die Leistungsfähigkeit des Wandlers mit veränderter Frequenzkompensation soll durch Vergleich mit dem konventionell kompensierten Wandler untersucht werden. Für einen Kollektorstrom des Logarithmiertransistors von 1 mA werden die Kompensationselemente C_N bzw. r_X berechnet. Bei Kollektorströmen von 1 nA bzw. 1 μA wird das Zeitverhalten durch die Sprungantwort im Kleinsignalbereich verglichen. Der verwendete Verstärker wird durch die Größe $v_0 = 60$ dB und $f_T = 1$ MHz gekennzeichnet. Die Größen der Signalquelle betragen $R_0 = 1$ GΩ und $C_0 = 1$ nF.

Für den konventionell kompensierten Wandler berechnet man nach Gl. (3) die Kompensationskapazität C_N . Für $I_C = 1$ mA ($r_N = 26$ Ω) beträgt sie $C_N = 13,2$ nF. Über Gl. (1) werden nun die Zeitkonstante T_0 und die zugehörige Dämpfung D für $I_C = 1$ nA ($r_N = 26$ MΩ) berechnet. Man erhält $T_0 = 242$ μs und $D = 761$. Für $D \gg 1$ kann das Einschwingverhalten nach der einfachen Gleichung

$$h(t) = 1 - \exp\left(-\frac{t}{2 D T_0}\right) \quad (9)$$

berechnet werden. Bild 8 enthält das Ergebnis (1). Zum besseren Vergleich der beiden Einschwingvorgänge wurde deren Verlauf normiert dargestellt.

Für die veränderte Frequenzkompensation wird der jeweils notwendige Kompensationswiderstand r_X nach Gl. (7) errechnet. Man erhält für die Stromwerte $r_X(1 \text{ mA}) = 91$ Ω, $r_X(1 \text{ μA}) = 2,8$ kΩ und $r_X(1 \text{ nA}) = 65$ kΩ. Beim Stromwert $I_C = 1$ mA

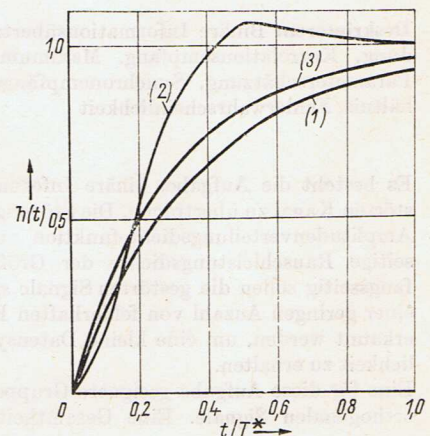


Bild 8
Normierte Impulsantwort für konventionelle (1) und veränderte Frequenzkompensation (2) (3)
($T^*(1) = 1$ s;
 $T^*(2) = 200$ μs;
 $T^*(3) = 200$ ms)

ist der für die Stabilität erforderliche Widerstand r_X kleiner als der Widerstandswert r_X^* nach Bild 6. Beim Stromwert $I_C = 1 \text{ nA}$ liegt r_X^* geringfügig unter r_X , während bei $I_C = 1 \mu\text{A}$ r_X^* wesentlich über r_X liegt. Die bei $I_C = 1 \text{ nA}$ erreichte Dämpfung liegt deshalb ebenfalls geringfügig unter dem Zielwert von $D = 0,707$ und beträgt $D = 0,669$. Für die Zeitkonstante T_0 erhält man den Wert $T_0 = 64 \mu\text{s}$. Das Einschwingverhalten kann für Dämpfungen $D < 1$ nach der Gleichung

$$h(t) = 1 - \left(\frac{D}{\sqrt{1-D^2}} \sin \sqrt{1-D^2} \frac{t}{T_0} + \cos \sqrt{1-D^2} \frac{t}{T_0} \right) \times \exp \left(-D \frac{t}{T_0} \right) \quad (10)$$

berechnet werden. In Bild 8 ist auch dieses Ergebnis (2) dargestellt. Für den Stromwert $I_C = 1 \mu\text{A}$ liegt die Dämpfung bei $D = 467$ bei gleicher Zeitkonstanten. In Bild 8 ist dieses Ergebnis (3) ebenfalls dargestellt.

Die Verbesserung des Zeitverhaltens durch die veränderte Frequenzkompensation des logarithmischen Strom-Spannungswandlers ist aus Bild 8 deutlich ersichtlich.

4. Auswirkungen der Kompensationsmaßnahme auf das statische Übertragungsverhalten und das Rauschen

Betrachtet man für das statische Übertragungsverhalten die Schaltung nach Bild 4, dann gilt die Gleichung

$$I_C = \frac{I}{1 + \frac{R_X^*}{R_0}} \quad (11)$$

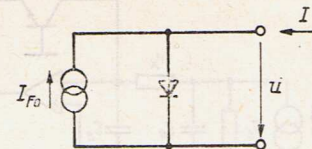
So lange der (Großsignal-)Widerstand R_X^* wesentlich kleiner als der Quellwiderstand ist, wird die statische Wandlerkennlinie nur in geringem Maße verfälscht werden. Für verschiedene Wandlertypen ist ein spannungsunabhängiger Quellwiderstand gegeben.

Probleme ergeben sich für Wandler, bei denen diese Eigenschaft nicht existiert. Als Beispiel soll die zur Strahlungsmessung eingesetzte Fotodiode angeführt werden. Im Gegensatz zum Kleinsignalersatzschaltbild, das der bereits verwendeten Darstellung entspricht, ist die Großsignalersatzschaltung [4] in den Betrachtungen zu berücksichtigen, da die Kurzschlußbedingung durch den am Kompensationswiderstand entstehenden Spannungsabfall nicht eingehalten werden kann (Bild 9).

Betrachtet man den Widerstandsverlauf nach Bild 6 und die daraus ableitbaren Spannungsabfälle, so zeigt sich deutlich

Bild 9. Großsignalersatzschaltung der Fotodiode

$$I = I_s \left(\exp \frac{U}{U_T} - 1 \right) - I_{F0}$$



dieses Verhalten. Die Ursache ist in der relativ hohen „Flußspannung“ des in der Kompensationsschaltung verwendeten Si-Transistors zu suchen. Der durch die Fotodiode fließende Strom übersteigt dann bei großen Pegeln den in den Kollektor fließenden und damit der Logarithmierung unterworfenen Stromanteil.

Das Rauschen der Gesamtanordnung wird durch stark erhöhte Bandbreite beträchtlich vergrößert.

5. Zusammenfassung

Beim konventionell kompensierten logarithmischen Strom-Spannungswandler treten bei Sicherung der Stabilität bei großen Eingangspegeln Probleme hinsichtlich des Zeitverhaltens bei kleinen Eingangspegeln auf.

Ein aus der Literatur bekannt gewordener Vorschlag wird analysiert, und für ein konkretes Anwendungsbeispiel werden die Ergebnisse mit denen des konventionell kompensierten Wandlers verglichen. Die erreichbaren Verbesserungen des Zeitverhaltens sind für Wandler mit konstantem Quellwiderstand wirksam. Bei genügend großen Quellwiderständen ergibt sich keine wesentliche Beeinflussung der statischen Kennlinie des Wandlers.

Eingegangen am 2. April 1981

NaA 8645

Literatur

- [1] Kühnel, C.: Zum Zeitverhalten des logarithmischen Strom-Spannungswandlers. Nachrichtentechnik · Elektronik 31 (1981) H. 6, S. 240, 245, 246.
- [2] Sheingold, D. H. (Hrsg.): Nonlinear circuits handbook. Analog Devices. Norwood (Mass.) 1976.
- [3] Iida, T.; Sumita, K.; Wakayama, N.; Yamagishi, H.: A fast-response logarithmic electrometer for pulse-reactor experiments. IEEE Trans. IM-27 (1978) H. 3, S. 220–224.
- [4] Ahlers, H.; Gaskarov, D. W.; Waldmann, J.: Bauelemente- und Schaltungsentwurf. Berlin: VEB Verlag Technik 1978.

Dipl.-Ing. Claus Kühnel, Kombinat VEB Pentacon Dresden, 8021 Dresden, Schandauer Str. 76