

Dipl.-Ing. Claus Kühnel

Kombinat VEB Pentacon Dresden
Stammbetrieb Dresden

Potenzkonverter mit frei wählbarem Exponenten

1. Vorbemerkungen

In der experimentellen Praxis treten bei den unterschiedlichsten meßtechnischen Problemstellungen - bedingt durch die Eigenschaften des zu untersuchenden Prozesses oder aber durch den verwendeten Meßwandler - nichtlineare Übertragungskennlinien der Form

$$Y = k_1 \left(\frac{X}{k_2} \right)^n \quad (1)$$

auf. X und Y stellen allgemeine Eingangs- bzw. Ausgangssignale dar. k_1 und k_2 sind dimensionsbehaftete Konstanten. Der Wert des Exponenten bestimmt das Übertragungsverhalten. Werden ausschließlich positive Exponenten betrachtet, bewirken Exponenten $n < 1$ komprimierendes und Exponenten $n > 1$ expandierendes Übertragungsverhalten. Der lineare Fall ist mit $n = 1$ als Sonderfall enthalten. Bild 1 zeigt im doppeltlogarithmischen Maßstab diesen Zusammenhang. Als praktisches Beispiel ist in Bild 2 die bekannte Beleuchtungsstärke-Widerstandscharakteristik eines Fotowiderstandes angegeben. Wird von der Meßanordnung lineares Übertragungsverhalten zwischen der Meßgröße X und der Anzeigegröße Y gefordert, kann durch die Wahl eines entsprechenden Exponenten die erforderliche Linearisierung vorgenommen werden.

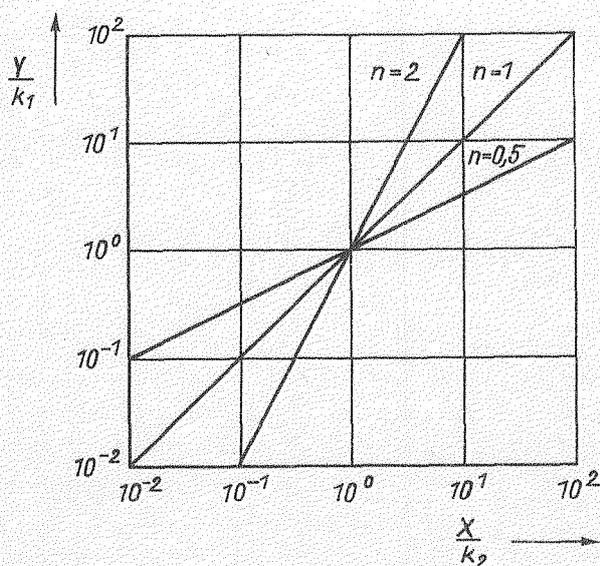


Bild 1: Darstellung der Funktion
 $Y = k_1 \left(\frac{X}{k_2} \right)^n$

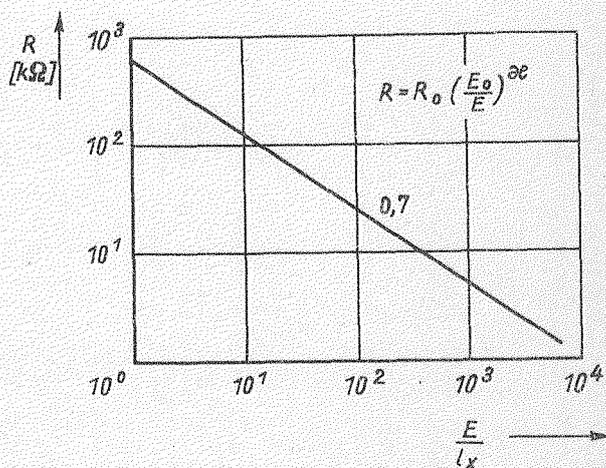


Bild 2: Beleuchtungsstärke-Widerstandscharakteristik eines Fotowiderstandes

2. Potenzierung mit frei wählbarem Exponenten

Bei der schaltungstechnischen Realisierung des durch Gl. (1) gegebenen Zusammenhanges wird von der Äquivalenz der Beziehungen

$$y = x^n = \exp(n \ln x) \quad (2)$$

ausgegangen. Entsprechend Gl. (2) ist die Eingangsgröße x zu logarithmieren, um den Faktor n zu verstärken und anschließend einer Delogarithmierung zu unterziehen. Die schaltungstechnische Realisierung von logarithmischen bzw. exponentiellen Übertragungsverhalten wird mit dem verfügbaren Bauelementesortiment sicher beherrscht und soll Gegenstand des folgenden Abschnittes sein.

3. Logarithmier- und Exponentialverstärker

Die Grundlage für die Realisierung logarithmischen bzw. exponentiellen Übertragungsverhaltens bildet neben einer Reihe anderer Verfahren die I_C - U_{BE} - Kennlinie des Bipolartransistors [1]. Praktische Ergebnisse mit dem integrierten Transistorarray B 340 (HWF) zeigen, daß ein logarithmisches Übertragungsverhalten über viele Dekaden bei sehr guter Genauigkeit erreicht werden kann [2]. Da der Kollektorstrom des Bipolartransistors

$$I_C = I_S \exp \frac{U_{BE}}{U_T} \quad (U_{BE} \gg U_T) \quad (3)$$

aufgrund der Temperaturabhängigkeiten der Temperaturspannung $U_T = kT/e$ und des Sättigungsstromes I_S ebenfalls in starkem Maße temperaturabhängig ist, sind Maßnahmen zur Kompensation dieser Einflüsse erforderlich. In den Bildern 3 und 4 sind Beispiele für die schaltungstechnische Realisierung von Logarithmier- und Exponentialverstärker angegeben, welche eine Kompensation des den Temperaturgang wesentlich bestimmenden Sättigungsstromes I_S bereits beinhalten. Die Referenzgrößen sind temperaturstabil zur Verfügung zu stellen.

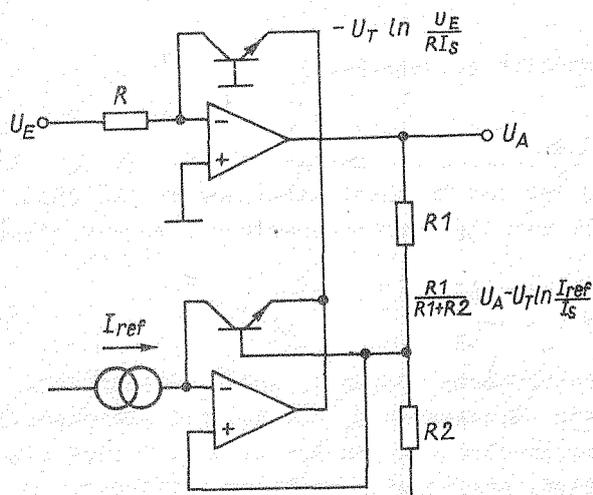


Bild 3: Schaltungsprinzip des Logarithmierverstärkers mit Kompensation des temperaturabhängigen Sättigungsstromes I_S

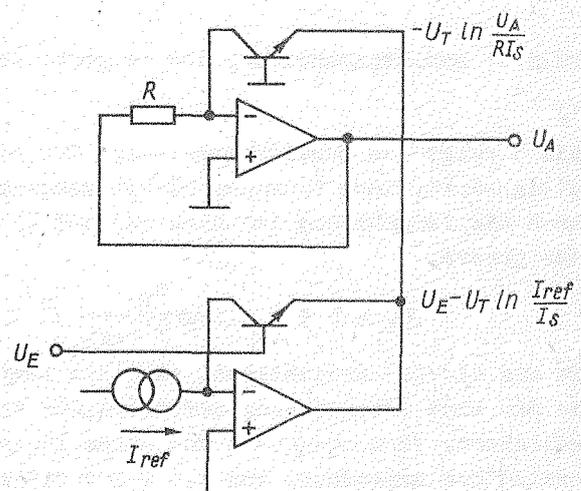


Bild 4: Schaltungsprinzip des Exponentialverstärkers mit Kompensation des temperaturabhängigen Sättigungsstromes I_S

Aus den in den Bildern 3 und 4 angegebenen Beziehungen kann für das Übertragungsverhalten beider Schaltungen der jeweilige Zusammenhang abgeleitet werden:

$$\text{Logarithmierverstärker: } -U_A = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_T \ln \frac{U_E}{R I_{\text{ref}}} \quad (4)$$

$$\text{Exponentialverstärker: } U_A = R \cdot I_{\text{ref}} \exp\left(-\frac{U_E}{U_T}\right) \quad (5)$$

Aus der Zusammenschaltung von Logarithmier- und Exponentialverstärker wird im folgenden der Potenzkonverter mit frei wählbarem Exponenten entwickelt.

3. Schaltungsrealisierung des Potenzkonverters

Ausgehend von dem in Gl. (2) angegebenen Zusammenhang werden die in den Bildern 3 und 4 gezeigten Schaltungsteile verknüpft.

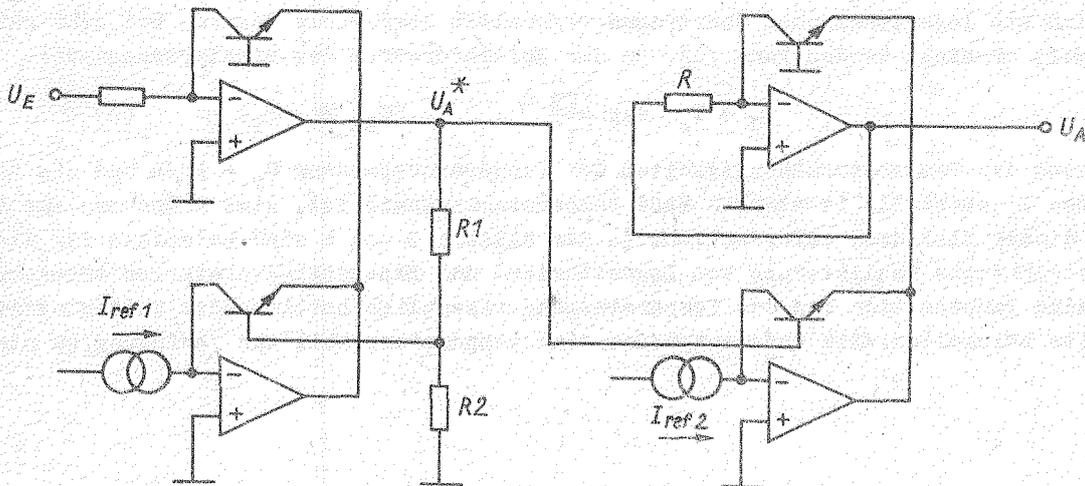


Bild 5: Schaltungsprinzip des temperaturkompensierten Potenzkonverters

Bild 5 zeigt das Schaltungsprinzip. Für die mit U_A^* bezeichnete Stelle gilt Gl. (4). Gleichzeitig wirkt diese Spannung als Eingangsspannung für den Exponentialverstärker (Gl.(5)). Durch die Verknüpfung der Gln. (4) und (5) erhält man das Übertragungsverhalten des Potenzkonverters.

$$U_A = R I_{\text{ref1}} \left(\frac{U_E}{R I_{\text{ref2}}}\right)^n \quad \left(n = 1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (6)$$

Wie aus Gl. (6) ersichtlich, sind die temperaturabhängigen Größen U_T und I_{ref} eliminiert. Die für eine Potenzierung erforderliche Normierung (Konstanten k_1 und k_2) ist gleichzeitig realisiert. Wird ausgehend von einem Ausgangsaussteuerbereich von $0,1 \text{ mV} \leq U_A \leq 10 \text{ V}$ ein Bereich des Exponenten von $1,5 \leq n \leq 2,5$ betrachtet, ergibt sich nach der Beziehung

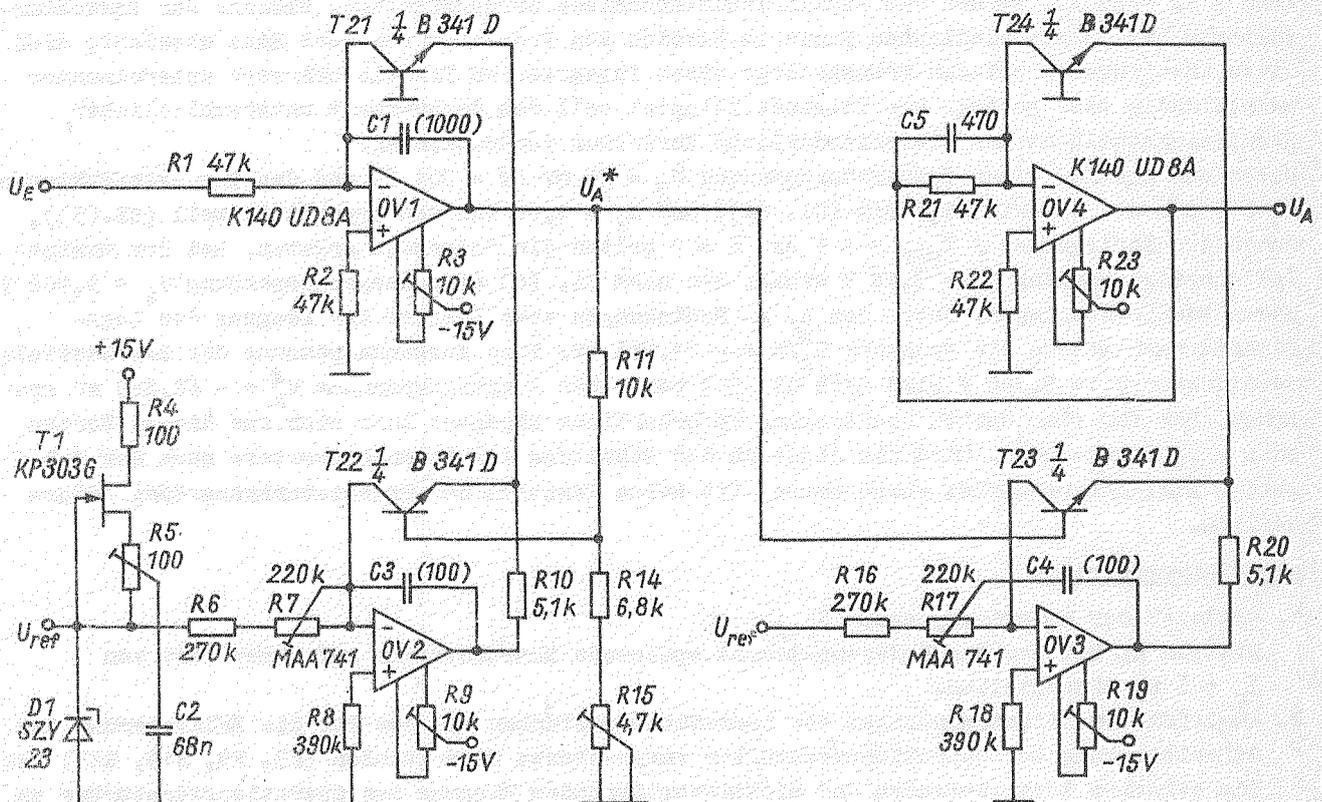
$$U_E = R I_{\text{ref2}} \left(\frac{U_A}{R I_{\text{ref1}}}\right)^{1/n} \quad (7)$$

der erforderliche Eingangsspannungsbereich.

Tabelle 1: Erforderlicher Eingangsspannungsbereich

n	1,5	2,0	2,5
$U_A = 10 \text{ V}$	4,64 V	3,16 V	2,51 V
$U_A = 0,1 \text{ mV}$	2,15 mV	10,00 mV	25,12 mV

Bei der Berechnung der Eingangsspannungen nach Gl. (7) wurde die Bedingung $R I_{ref1} = R I_{ref2} = 1 \text{ V}$ zugrunde gelegt. Die untere Grenze des Ausgangsaussteuerbereiches wurde zu $0,1 \text{ mV}$ festgelegt, da bedingt durch die endliche Genauigkeit der Offsetkalibrierung, durch die thermische und zeitliche Drift der Offsetgrößen und durch das Rauschen des Operationsverstärkers Ausgangsspannungen kleiner $100 \mu\text{V}$ nicht im erforderlichen Maße stabil sind. Die aus dem Schaltungsprinzip nach Bild 5 abgeleitete, erprobte Schaltung des Potenzkonverters zeigt Bild 6.

Bild 6: Schaltungsrealisierung des Potenzkonverters für $n = 2$

Um die Kollektorströme in den Transistoren des verwendeten Transistorarrays B 341 D (HWF) auf Werte unter $I_C = 1 \text{ mA}$ zu begrenzen, wurden die Widerstände $R1$ und $R21$ zu $47 \text{ k}\Omega$ gewählt. Steigen der Kollektorströme über den genannten Wert von 1 mA an, ist bereits mit dem störenden Einfluß der Basisbahnwiderstände der Transistoren zu rechnen. Da am unteren Ende des Eingangs- bzw. Ausgangsspannungsbereiches Kollektorströme von wenigen Nanoampere wirksam werden, wurde für die Operationsverstärker OV1 und OV4 der Typ K 140 UD 8 A (UdSSR) eingesetzt. Durch die SFET-Eingangsstufe dieses Operationsverstärkers bleiben die Ein-

gangsströme gegenüber diesen kleinen Signalströmen dennoch vernachlässigbar. Zur Offsetkompensation dienen die Widerstände R3, R9, R19 und R23. Während bei den Operationsverstärkern OV1 und OV4 die Offsetgrößen in starkem Maße die Kennlinienlinearität bestimmen, kann auf die Offsetkompensation der Operationsverstärker OV2 und OV3 durchaus verzichtet werden. Durch die Rückführungskondensatoren C1, C3, C5 und C6 wird die Stabilität der einzelnen Schaltungsteile gewährleistet. Die Widerstände R10 und R20 dienen der gleichen Funktion. Auf die Frequenzkompensation soll an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden, da im Interesse einer hinreichend hohen Grenzfrequenz die Kapazitätswerte an der fertigen Baugruppe optimiert werden sollten. Die Optimierung erfolgt dabei für die einzelnen Baugruppen getrennt bei den jeweils maximalen Eingangspegeln. Zur Berechnung der Frequenzkompensation sei auf [3] verwiesen. Zur Referenzspannungserzeugung wird das Referenzelement SZY 23 aus einer Konstantstromquelle mit dem Sperrschicht-Feldeffekttransistor KP 303 G (UdSSR) gespeist. Der den Exponenten der Übertragungsfunktion bestimmende Widerstandsteiler R14, R14 und R15 wurde aus Gründen der Stabilität aus Metallschichtwiderständen und einem Dickschicht-Einstellregler aufgebaut. Die in Bild 6 angegebene Dimensionierung repräsentiert einen Exponenten $n = 2$, welcher durch Umschaltung des Widerstandes R11 bspw. verändert werden kann. Durch den Widerstand R15 lassen sich dann Unterschiede in der Kennliniensteilheit der Transistoren ausgleichen. Wird in Gl. (3) die Temperaturspannung U_T durch einen Term $m U_T$ ersetzt, werden die Steilheitsunterschiede berücksichtigt. Während der Korrekturfaktor m bei unterschiedlichen Typen im Bereich von Prozenten vom Wert Eins abweicht, sind diese Abweichungen bei den Transistoren eines integrierten Transistorarrays untereinander zwangsläufig sehr gering. Das folgende Beispiel soll den Sachverhalt unterschiedlicher Kennliniensteilheit und die erforderliche Korrektur verdeutlichen.

Unter der Annahme einer Temperaturspannung $U_T = 26 \text{ mV}$ ($T = 301 \text{ K}$) und den Korrekturfaktoren $m_1 = 1$ für den Logarithmierteil (Gl. (4)) und $m_2 = 1,04$ für den Exponentialteil (Gl. (5)), sowie den Bedingungen $R I_{\text{ref}} = 1 \text{ V}$ und $n = 2$ gelten die folgenden Angaben. Bei der maximalen Eingangsspannung $U_E = 3,16 \text{ V}$ erhält man nach Gl. (6) eine Ausgangsspannung $U_A = 9,986 \text{ V}$ unter Idealbedingungen. Unter den o. g. Bedingungen aber liefert der Ausgang des Logarithmierverstärkers die Spannung $U_A^*/n = -29,914 \text{ mV}$. Eine Ausgangsspannung des Exponentialverstärkers $U_A = 9,986 \text{ V}$ wird nach Gl. (5) bei einer Eingangsspannung $U_A^* = -62,223 \text{ mV}$ erzeugt. Der für eine exakte Übertragung erforderliche Exponent läßt sich aus diesen Werten zu $n = 2,08$ berechnen. Wird der Abgleich der Schaltung des Potenzkonverters nach der folgenden Abgleichvorschrift vorgenommen, ist keine Kenntnis der Transistor Kenngrößen erforderlich.

Abgleichvorschrift:

1. Abgleich der Referenzspannung U_{ref}
Mittels R5 ist der das Referenzelement speisende Konstantstrom auf einen Wert von $I_q = 5 \text{ mA}$ einzustellen.
2. Abgleich der Offsetspannungen der Operationsverstärker mit den für die Kalibrierung der Offsetspannung der Operationsverstärker vorgesehenen Widerständen (R3, R9, R19, R23) ist die zwischen invertierendem und nichtinvertierendem Eingang der Operationsverstärker zu messende Eingangsoffsetspannung zu eliminieren. Die verbleibende Offsetspannung der Operationsverstärker OV1 und OV4 sollte dabei bei Werten unter $10 \mu\text{V}$ liegen.
3. Abgleich des Referenzstromes $I_{\text{ref}1}$
An den Eingang des Potenzkonverters ist eine Spannung $U_E = 1 \text{ V}$ anzulegen. Mit dem Widerstand R7 wird die Spannung $U_A^* = 0 \text{ V}$ eingestellt.
4. Abgleich des Referenzstromes $I_{\text{ref}2}$
Bei der Spannung $U_A^* = 0 \text{ V}$ wird mit dem Widerstand R17 eine Ausgangsspannung $U_A = 1 \text{ V}$ eingestellt.
5. Abgleich der Übertragungssteilheit
Ausgehend von einer Eingangsspannung $U_E = 10^{1/n} \text{ V}$ wird mit dem Widerstand R15 eine Ausgangsspannung $U_A = 10 \text{ V}$ eingestellt. Mit dieser Einstellung wird die geforderte Über-

tragungssteilheit in dem Bereich garantiert, in welchem die Offsetgrößen (hauptsächlich die des Operationsverstärkers OV4) noch keinen Einfluß auf die Kennlinie haben. Am unteren Kennlinienende ist deshalb mit dem Widerstand R23 bei einer Eingangsspannung $U_E = 1/n (0,1 \cdot 10^{-3})^{1/n}$ [V] eine Ausgangsspannung $U_A = 100 \mu\text{V}$ einzustellen. Die Wichtigkeit des letzten Einstellvorganges wird an der gemessenen Übertragungskennlinie des Potenzkonverters nach Bild 6 verdeutlicht (Bild 7). Der Abgleich erfolgte nach der vor-

liegenden Vorschrift (mit Ausnahme der Einstellung am unteren Kennlinienende) für einen Exponenten $n = 2,5$. Im Bereich der Ausgangsspannung kleiner $200 \mu\text{V}$ beginnt die unerwünschte Kennlinienscherung. Bei der minimalen Eingangsspannung kann eine Fehlspannung von ca. $37 \mu\text{V}$ aus der Darstellung abgelesen werden. Betrachtet man die Zusammensetzung der Ausgangsspannung U_A des Operationsverstärkers OV4

$$U_A = I_C R + U_{\text{off}} + I_{\text{off}} R \quad (8)$$

wird deutlich, daß die am Ausgang wirksam werdende Fehlspannung nicht nur durch die Offsetspannung bestimmt wird. Wie unter 5. angegeben, wird deshalb mit dem Widerstand R23 die Fehlspannung am Ausgang durch die Bedingung $U_{\text{off}} + I_{\text{off}} R \rightarrow 0$ minimiert.

Von weiterem Einfluß auf die Kennlinienlinearität sind die Driftwerte der Offsetgrößen. Die Betriebsspannungsdrift kann durch eine hinreichend gute Stabilisierung der Betriebsspannungen in starkem Maße unterdrückt werden. Bei der Auswahl eines Operationsverstärkertypes für OV4 sollten der thermischen und zeitlichen Drift der Offsetgrößen besondere Bedeutung beigegeben werden.

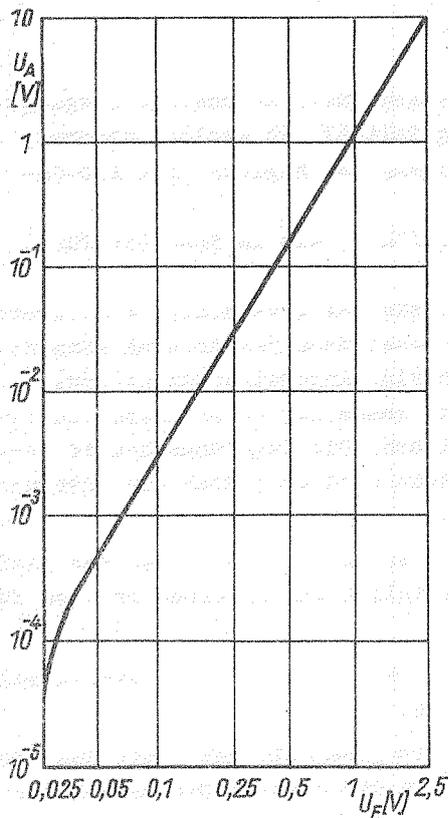


Bild 7: Gemessenes Übertragungsverhalten des Potenzkonverters

Literatur:

- /1/ Kühnel, C.: Prinzipien logarithmischer Verstärker
Nachrichtentechnik-Elektronik 31 (1981) H. 2, S. 77-84
- /2/ Kühnel, C.: Ergebnisse bei der Realisierung eines logarithmischen Verstärkers mit Transistor-Rückführung
Nachrichtentechnik-Elektronik 30 (1980) H. 10, S. 421-424
- /3/ Kühnel, C.: Zum Stabilitätsproblem logarithmischer Verstärker
radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 10, S. 631-632