

# POTENZIALTRENNUNG VON MESSWANDLERN MITTELS LICHTWELLENLEITER

**F. Hinrichsen**

## 1 AUFGABENSTELLUNG

In Geräten und Anlagen der Energieversorgung und -verteilung müssen aus Gründen der Betriebsführung und -überwachung häufig elektrische Größen gemessen und an übergeordnete Steuerungen weitergeleitet werden. Aus Sicherheitsgründen, aber auch aufgrund der häufig vorliegenden Potenzialunterschiede, sind galvanische Trennungen dabei unerlässlich.

Zur Steuerung von Frequenzumrichtern beispielsweise ist neben der Messung der Phasenströme auch die der Zwischenkreisspannung von Bedeutung. Letztere wird als Eingangsgröße für den Regler des Bremsstellers oder bei der Rückspeisung in das Versorgungsnetz benötigt. Im vorliegenden Fall darf aus betrieblichen Gründen der Zwischenkreis nicht nennenswert belastet werden, damit der Ladezustand der Kondensatoren auch bei Netzausfall möglichst lange erhalten bleibt. Da die zu messende Spannung bis zu 2000 V betragen kann, wird auf eine zuverlässige Potenzialtrennung besonderen Wert gelegt. Die dabei eingesetzten Hochvolt-IGBTs werden mit Frequenzen von bis zu 2 kHz getaktet, so dass ein dreieckförmiger Wechselanteil mit dieser Grundfrequenz der zu messenden Spannung überlagert ist. Die Grenzfrequenz der Übertragung soll bei 100 kHz liegen, um die tatsächliche Spannungsform ausreichend nachbilden zu können.

## 2 GEBRÄUHLICHE MESSPRINZIPIEN

Da bei einer Spannungsmessung die Ein- und Ausgangsgrößen elektrisch sind, muss das Signal an geeigneter Stelle in eine andere physikalische Größe umgewandelt werden, um die galvanische Trennung herbeizuführen. Typischerweise geschieht dies über eine magnetische Kopplung. Kommerzielle Gleichspannungswandler nutzen das Magnetfeld eines spannungsproportionalen Stroms durch einen Präzisionswiderstand, der an die zu messende Spannung angeschlossen wird. Das Magnetfeld wird dann mit Hilfe von Hall-Sensoren erfasst. Um gut messbare Felder und Ströme zu erzielen, darf der Widerstand nicht zu hochohmig sein. Bei hohen Spannungen resultiert daraus allerdings eine nennenswerte Verlustleistung von mehreren Watt, die im vorliegenden Fall zu inakzeptabel kurzen Entladezeiten der Zwischenkreiskondensatoren führen würde.

Eine weitere Möglichkeit wird insbesondere bei Frequenzumrichtern, deren Steuerung sich aus dem Zwischenkreis über ein Schaltnetzteil versorgt, angewendet: Die Gleichspannung wird hochfrequent getaktet auf einen Transformator, im einfachsten Fall den des

Schaltnetzteils, gegeben und kann heruntergespannt auf der Sekundärseite geglättet und weiterverarbeitet werden. Bei Spannungen über 1000 V ist es jedoch problematisch, geeignete Halbleiterschalter zu finden; eine Reihenschaltung ist sehr aufwändig und verursacht entsprechende Kosten. Das dabei entstehende Störpotenzial durch steile Spannungsflanken darf nicht vernachlässigt werden.

### **3 OPTISCHE POTENZIALTRENNUNG**

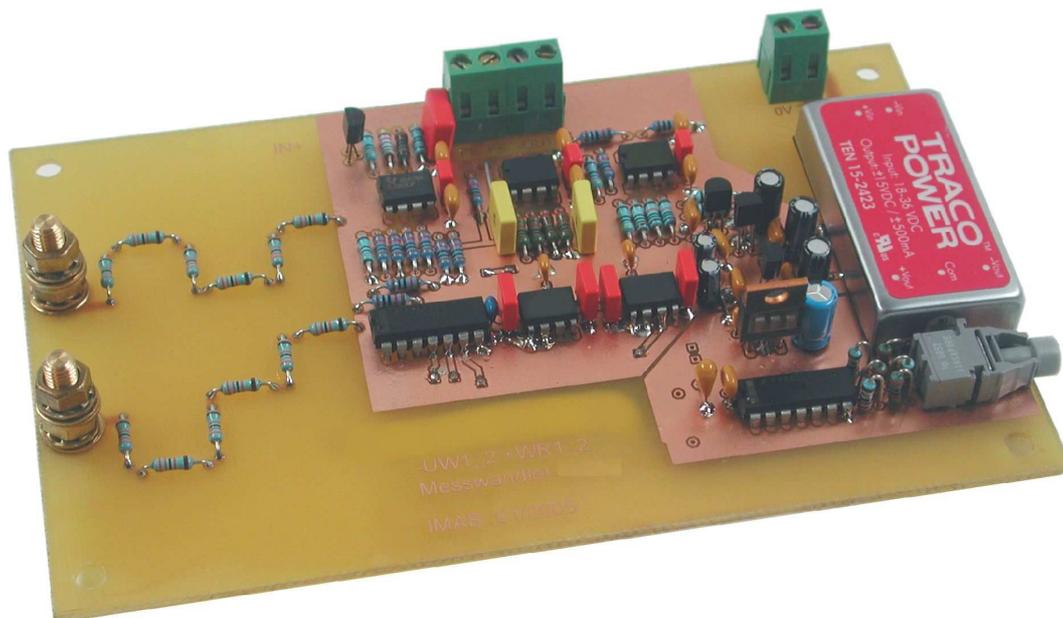
Eine optische Signalübertragung zur galvanischen Trennung ist mit Fertigungskomponenten, die die Halbleiterindustrie in großer Vielfalt anbietet, vergleichsweise leicht zu realisieren. Neben Optokopplern, die teilweise auch im Linearbetrieb eingesetzt werden, bieten Lichtwellenleiter eine attraktive Möglichkeit, das Messsignal auch über weite Entfernungen störungsfrei zu übertragen. Spätestens hier ist es sinnvoll, das Signal zu digitalisieren, um weitestgehend unabhängig von den optischen Eigenschaften der Übertragungsstrecke zu sein, die sich durch Alterung oder Verschmutzung des Senders und Empfängers oder durch unsachgemäße Handhabung des Lichtwellenleiters (zu geringe Biegeradien) leicht ändern können. Die konsequenteste Lösung ist die Digitalisierung mittels A/D-Wandler und serielle Übertragung der Daten. Diese Lösung erfordert allerdings auch den höchsten Aufwand und lohnt sich insbesondere dann nicht, wenn am Empfänger ein analoges Signal benötigt wird und daher ein D/A-Wandler erforderlich würde.

### **4 DIGITALISIERUNG DURCH MODULATION**

Verschiedene Modulationsverfahren sind die Alternativen zur Bit-weisen Digitalisierung. Zu nennen sind Frequenzmodulation, Pulsweitenmodulation und Pulsfolgemodulation. Eine Amplitudenmodulation macht aus zuvor genannten Gründen keinen Sinn. Die Frequenzmodulation lässt sich mit integrierten U/f- und f/U-Wandlern bequem realisieren, führt jedoch zwangsläufig zu einer von der Größe des Messwerts abhängigen Übertragungsgeschwindigkeit, was in vielen Fällen unerwünscht ist. Gleiches gilt für die Pulsfolgemodulation. Wird die Pulsweitenmodulation rein analog aufgebaut, so stellt die Erzeugung eines hochfrequenten Dreieck- oder gar Sägezahnsignals im Bereich mehrerer 100 kHz extreme Anforderungen an die Rechenverstärker. Eine Kombination aus Pulsweiten- und Pulsfolgemodulation hat diese Nachteile nicht und lässt sich sehr einfach mit Hilfe eines Zweipunktreglers darstellen.

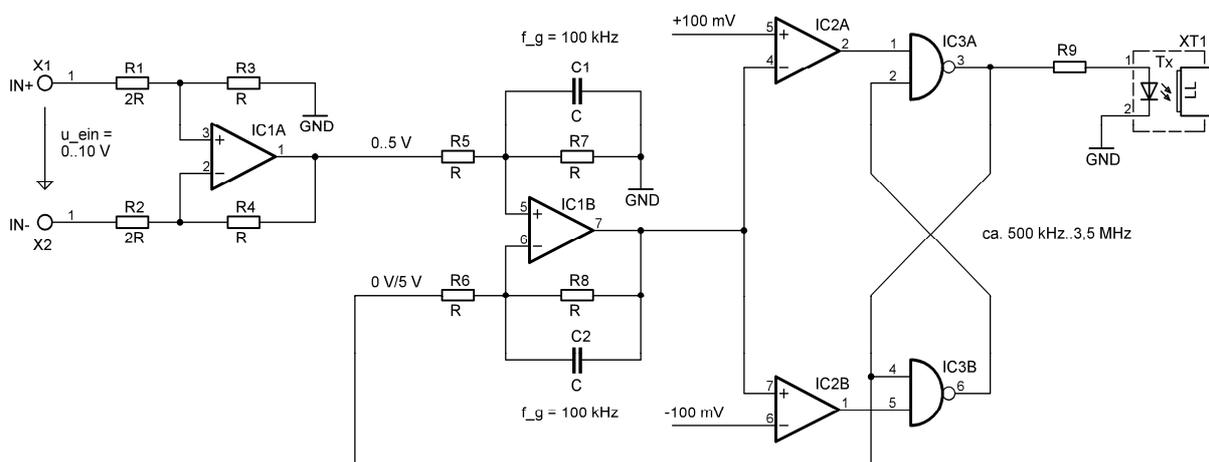
### **5 LÖSUNGSKONZEPT**

Im Folgenden soll das Prinzip einer Schaltung, die für die oben genannte Aufgabe konzipiert und erfolgreich getestet wurde, vorgestellt werden. **Bild 1** zeigt die Realisierung auf einer Europakarte.



**Bild 1:** Spannungswandler für 2000 V mit Lichtwellenleiter-Ausgang

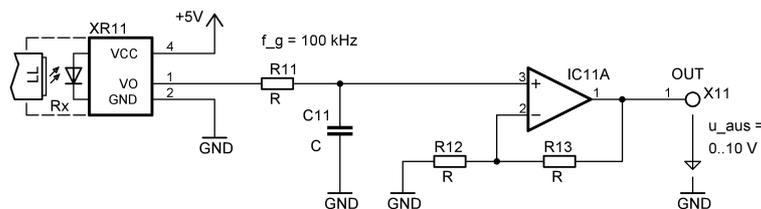
Auf der linken Seite sind die Hochspannungswiderstände zu erkennen, die dem Eingang des Differenzverstärkers *IC1A* der Schaltung aus **Bild 2** vorgeschaltet sind. Sie bestehen aus je einer Serienschaltung von Metallschichtwiderständen und dienen der Anpassung des Messsignalpegels (0 V bis 2000 V) an den Eingangsspannungsbereich (0 V bis 5 V) der Modulationsschaltung.



**Bild 2:** Eingangsverstärker und Modulationsschaltung

Das zugrunde liegende Prinzip besteht darin, die zu modulierende Spannung als Sollwert eines Zweipunktreglers, bestehend aus *IC2* und *IC3*, aufzufassen. Dieser legt an die künstliche Regelstrecke mit PT1-Verhalten – bestehend aus der Beschaltung des Operationsverstärkers *IC1B* mit *R8* und *C2* – entweder 0 V oder 5 V als Stellgröße an. Die Tiefpassfilterung des Eingangssollwertes und die Differenzbildung von Soll- und Istwert übernimmt ebenfalls

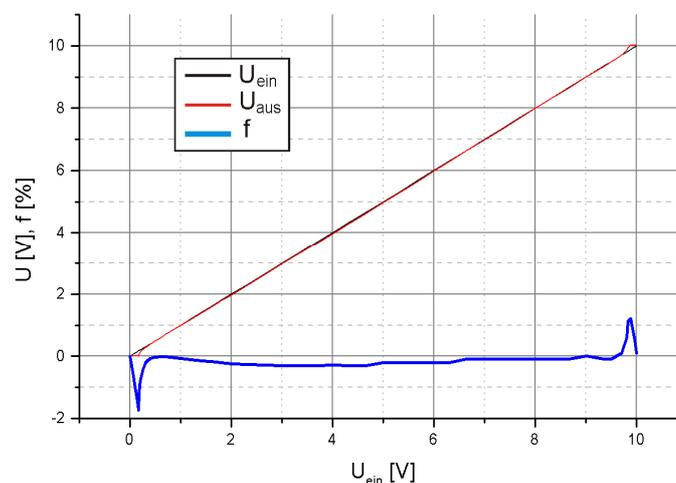
dieser Verstärker. Das Ausgangssignal des Zweipunktreglers wird außerdem per Lichtwellenleiter übertragen und auf der Empfängerseite mit einem simplen passiven Tiefpass demoduliert. **Bild 3** zeigt die Empfängerschaltung. Der dem Tiefpass nachgeschaltete Operationsverstärker dient zum einen der Impedanzwandlung, zum anderen kann er, wie in diesem Fall geschehen, zur Anpassung des Ausgangssignals auf den gewünschten Spannungsbereich dienen. Folgt ein Komparator oder ein hochohmiger A/D-Wandler-Eingang auf den Empfänger, kann auf diesen Verstärker verzichtet werden.



**Bild 3:** Empfangs- und Demodulationsschaltung mit Impedanzwandler

## 6 MÖGLICHKEITEN UND GRENZEN

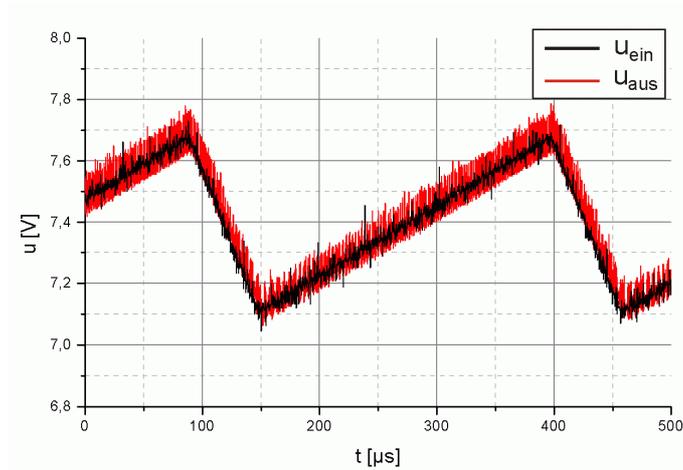
Schafft es die Modulationsschaltung, mit dem Zweipunktregler das Eingangssignal genau nachzufahren, ist also die Differenz am Reglereingang jederzeit gering, so ist theoretisch auch ein ebenso gutes Ausgangssignal auf der Empfängerplatine zu erwarten, vorausgesetzt, die beiden Tiefpässe haben die gleiche Grenzfrequenz. Verantwortlich für die Amplitudentreue der Übertragung ist ein festes Verhältnis zwischen den treibenden Spannungen beider Tiefpässe. Im einfachsten Fall werden *IC3A* und *XR11* mit möglichst stabilen 5 V-Quellen versorgt. Ein weiterer Fehler kann durch unterschiedliche Verzögerungszeiten der fallenden und steigenden Flanken auf der Übertragungsstrecke entstehen. Die Verwendung schneller Bausteine reicht im vorliegenden Fall aus, so dass auf eine Korrektur der Verzögerungszeiten verzichtet wird. **Bild 4** zeigt die Gleichspannungs-Übertragungscharakteristik: Dargestellt über der Eingangsspannung sind die *mittlere* Ausgangsspannung  $U_{\text{aus}}$ , zum Vergleich nochmals die Eingangsspannung  $U_{\text{ein}}$  und der Übertragungsfehler  $f$  in Prozent, bezogen auf die maximale Eingangsspannung von 10 V.



**Bild 4:** Gleichspannungs-Übertragungscharakteristik, gemessen mit Voltmetern der Fehlergrenze 0,3 %

In der Mitte des Spannungsbereichs wird ein Übertragungsfehler von unter 0,5 % festgestellt. An den Rändern treten größere Abweichungen auf, weil dort die Taktung, bedingt durch die endlich kleine Hysterese, aussetzt.

Die Hysterese wurde zu  $\pm 100$  mV, entsprechend  $\pm 2$  % gewählt, woraus natürlich ein sich mit der Taktfrequenz wiederholender, schwankender Fehler von maximal dieser Größe entsteht, der bei der Gleichspannungsmessung allerdings durch das Voltmeter herausgemittelt wird. **Bild 5** zeigt beispielhaft die Schwankungsbreite der Ausgangsspannung. Die Eingangsspannung stammt aus einem Funktionsgenerator. Das Dreieckssignal soll einen realitätsnahen Betriebszustand des Messwandlers während des Bremschopperbetriebs simulieren.



**Bild 5:** Übertragung eines typischen Messsignals: Ein zweipunkt geregelter Bremschopper entlädt den Zwischenkreis periodisch innerhalb von  $70 \mu\text{s}$  um  $100$  V

Für die Genauigkeit der Übertragung sind neben den schon erwähnten Einflüssen auch die offensichtlichen Faktoren wie Offset und Drift der Operationsverstärker sowie die Toleranz der Widerstände (1 %) ihrer Beschaltung verantwortlich. *Prinzipbedingte* Faktoren sind die Höhe der Hysterese, die direkten Einfluss auf die Genauigkeit der Ausgangsspannung nimmt, und die Grenzfrequenz der Tiefpassfilter. Aus diesen Parametern resultieren die maximale Taktfrequenz und damit die Anforderungen an Komparatoren, NAND-Gatter und die Lichtwellenleiter-Komponenten.

## 7 DIMENSIONIERUNGSBEISPIEL

Sofern man mit gleichen Tiefpassfiltern auf Sender- und Empfängerseite arbeitet, ergibt sich eine sehr einfache Dimensionierung: Zunächst legt man die Hysterese fest, z. B. wie hier auf  $\pm 100$  mV. Sie entspricht gleichzeitig dem Fehler der Ausgangsspannung. Danach bestimmt die Grenzfrequenz der Filter alle weiteren Eigenschaften. Wenn man wie in **Bild 2** ein drittes Filter am Eingang, bestehend aus  $C1$  und  $R7$ , vorsieht, ergeben sich besonders übersichtliche Verhältnisse, da die maximale Flankensteilheit des Sollwertes beschränkt wird. Sie entsteht bei einem Sollwertsprung um  $5$  V am Sollwerteingang des Reglers. Da der Zweipunktregler mit eben solch einem Sprung reagiert, erhält man in diesen Fällen die in **Bild 6** exemplarisch

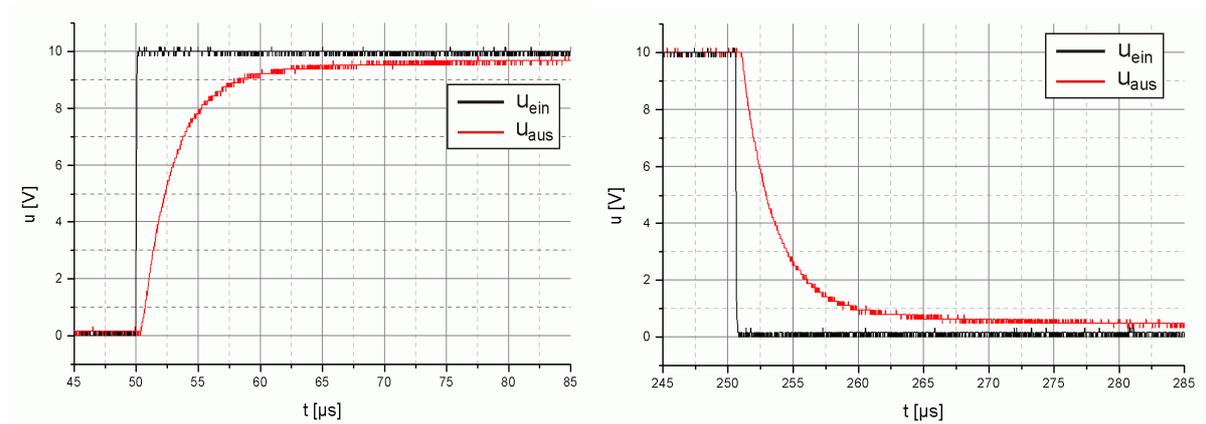
für eine Grenzfrequenz von ca. 100 kHz dargestellten Verläufe der Ausgangsspannung. Charakteristisch ist, dass nicht zwischengetaktet wird. Es gelten folgende Gleichungen:

$$R7 = R8 = R11 = R \quad (7.1)$$

$$C1 = C2 = C11 = C \quad (7.2)$$

$$\tau = R \cdot C \quad (7.3)$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot \tau} \quad (7.4)$$



**Bild 6:** Großsignalbetrieb: Anregung mit einem Sprung der Eingangsspannung  $u_{\text{ein}}$  und Sprungantwort  $u_{\text{aus}}$  am Ausgang

Im Kleinsignalbetrieb (**Bild 7**) ist der Regler in der Lage, den Verlauf des Sollwertes nachzuvollziehen, da seine Stellgröße die Sprunghöhe von 0,5 V am Eingang des Reglers übersteigt; es wird zwischengetaktet. Der Regler ist also stets in der Lage, dem Sollwert zu folgen. Wie sich aus den Diagrammen in **Bild 7** schon erahnen lässt, entsteht die höchste Taktfrequenz in der Mitte des Abbildungsbereichs. Sie errechnet sich wie folgt: Nimmt man die Lade- und Entladeströme wegen der geringen Hysterese und der Symmetrie bei Halbaussteuerung als konstant und dem Betrage nach gleich an, so ergibt sich ein mittlerer Lade- bzw. Entladestrom von

$$\bar{I} = \frac{5 \text{ V}}{2 \cdot R} \quad (7.5)$$

Der Kondensator  $C11$  ändert seine Spannung mit

$$\frac{du}{dt} = \frac{\bar{I}}{C} \quad (7.6)$$

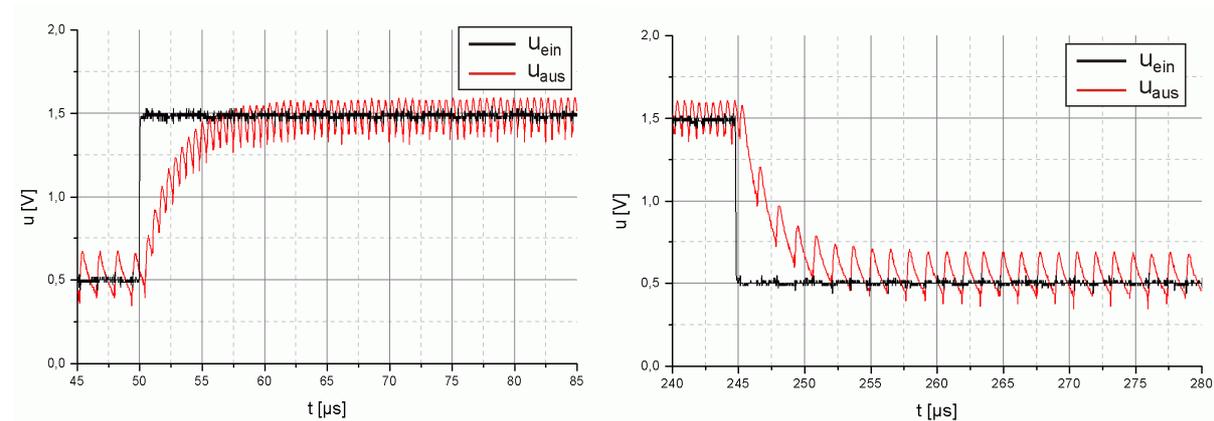
um 2,5 V herum. Innerhalb einer Periode der Taktfrequenz durchläuft die Spannung das Hystereseband der Breite  $du_{\text{hyst}}$  zweimal.

$$f_T = \frac{1}{2 \cdot dt} = \frac{\bar{I}}{2 \cdot du_{\text{hyst}} \cdot C} \quad (7.7)$$

Unter Zuhilfenahme der Gln. (7.4) und (7.5) kann diese Gleichung umgeformt werden in

$$f_T = \frac{5 \text{ V} \cdot \pi \cdot f_g}{2 \cdot du_{\text{hyst}}} \quad (7.8)$$

Die Taktfrequenz ergibt sich danach zu etwa 4 MHz. Die damit verbundene sehr kurze Periodendauer macht entsprechend schnelle und hochwertige Komparatoren  $IC_2$ , Gatter  $IC_3$  und Lichtwellenleiterkomponenten  $XT1$ ,  $XR11$  erforderlich, deren Verzögerungszeiten einige Nanosekunden nicht überschreiten sollten. Für eine Grenzfrequenz der Übertragung von z. B. nur 10 kHz kann mit deutlich preiswerteren Standardkomponenten gearbeitet werden. Wie aus Gleichung (7.8) einfach abgelesen werden kann, ist die Taktfrequenz proportional zum Produkt aus Grenzfrequenz und Kehrwert der Hysterese, also zur Genauigkeit der Übertragung.



**Bild 7:** Kleinsignalbetrieb

## 8 ZUSAMMENFASSUNG

Es wurde vorgestellt, wie das Ausgangssignal eines Messwandlers mittels Lichtwellenleiter galvanisch getrennt werden kann. Das verwendete Modulationsverfahren lässt sich auf einfache Weise mit wenigen integrierten Schaltungen darstellen. Die Auslegung kann aufgrund des Zweipunktreglerprinzips einfach nach der gewünschten Genauigkeit (Hysterese) und der Grenzfrequenz des Übertragungsweges (der eingesetzten Tiefpassfilter) geschehen. Daraus ergibt sich die zur Übertragung benötigte Bandbreite. Die dazugehörige maximale Taktfrequenz stellt sich selbstständig ein. Die Auswahl der einzusetzenden Halbleiter hat sich allerdings danach zu richten.

Neben elektrischen Größen können natürlich auch alle anderen als analoger Spannungswert zur Verfügung stehenden Messgrößen auf diese Art übertragen werden. Sie müssen nur durch geeignete Rechenverstärkerschaltungen auf den Spannungsbereich 0 V bis 5 V abgebildet werden. **Bild 4** macht deutlich, dass es sich dabei zur Erzielung einer hohen Genauigkeit lohnt, die Randbereiche auszusparen.