

# Integrierte Mess- und Leistungselektronik für piezoelektrische Self-Sensing Aktoren

K. Kuhnen und H. Janocha, Saarbrücken

## Kurzfassung

Einer der Gründe für das steigende Interesse an piezoelektrischen Keramiken besteht darin, dass der Werkstoff neben aktorischen auch sensorische Effekte aufweist und daher gleichzeitig aktorische und sensorische Funktionen in mechatronischen Systemen übernehmen kann. Diese Multifunktionalität der piezoelektrischen Aktoren, die in dieser Betriebsart auch Self-Sensing Aktoren genannt werden, begünstigen einen miniaturisierten, einfachen und billigen mechatronischen Systemaufbau.

Innerhalb der Steuerungs- und Signalverarbeitungskette von Self-Sensing Aktoren kommt der Leistungs- und Messelektronik große Bedeutung zu. Während die Leistungselektronik den Sollwert der Stellgröße unverfälscht in ein elektrisches Steuersignal hoher Leistung für den Festkörperwandler umformen soll, ist es die Aufgabe der Messelektronik, Spannungen zu liefern, die im Betriebsfrequenzbereich des Self-Sensing Aktors ein unverfälschtes Abbild der elektrischen Steuergröße (Spannung  $U$ ) und der dazu thermodynamisch dualen elektrischen Größe (Polarisationsladung  $q$ ) darstellen.

Historisch bedingt wurden in der Vergangenheit die Entwicklung und Auslegung der Leistungselektronik und der Messelektronik getrennt vorgenommen. Diese Vorgehensweise bedingt eine Ansteuerung des Wandlers über den Messkreis und führt aufgrund der charakteristischen Übertragungseigenschaften des Messkreises zwangsläufig zu stationären und frequenzabhängigen Steuerungsfehlern. Maßnahmen zur Minimierung dieser Steuerungsfehler erzeugen starke Restriktionen für die Dimensionierung des Messkreises, die aus messtechnischer Sicht letztlich eine suboptimale Funktion des Messkreises zur Folge haben.

Im vorliegenden Beitrag wird ein besserer Weg zur Lösung dieses verknüpften Steuerungs- und Messproblems aufgezeigt, der auf einer Integration des Messkreises in die Leistungselektronik basiert. Ein Vergleich mit der herkömmlichen Lösung zeigt, dass durch diese Maßnahme die Qualität der Steuerung und der Messung deutlich erhöht sowie das Volumen und der Preis der gesamten Elektronik nennenswert reduziert werden können.

## Abstract

One reason for the increasing interest in piezoelectric ceramics results from their featuring of both sensor and actuator effects. Therefore, they could take on sensor and actuator functions simultaneously in a mechatronic system. Operating in this way piezoelectric actuators

are called piezoelectric „self-sensing“ actuators. Due to this multifunctionality of a piezoelectric self-sensing actuator a mechatronic system design can be implemented in a smaller, simpler and cheaper form.

The power and measurement electronics have a strong relevance within the control and measurement system of a self-sensing actuator. The key function of the power electronics is the accurate transformation of the reference signal into a high energy electrical driving voltage  $U$  for the piezoelectric transducer. The measurement electronics has to produce measurement voltages which provide an accurate reproduction of the electrical driving quantity (voltage  $U$ ) and the thermodynamically dual quantity (polarisation charge  $q$ ).

By circumstance the power and measurement electronics were developed and implemented separately. This approach involves driving the transducer as part of the measurement circuit. Due to the transfer characteristic of the measurement circuit this leads to static and frequency-dependent control errors. Means of minimising these control errors generate strong restrictions on the design of the measurement circuit and lead finally to its suboptimal performance.

This article presents an improved method for solving this coupled control and measurement problem which is based on the integration of the Sawyer-Tower measurement circuit into the power electronics circuit. A comparison with the conventional solution shows both a clear improvement of the performance of the power and measurement electronics and a noticeable reduction of the dimension and price of the overall electronics.

## 1. Piezoelektrische Self-Sensing Aktoren

Seit langem ist bekannt, dass piezoelektrische Keramiken sowohl über aktorische als auch über sensorische Fähigkeiten verfügen. Realisiert man auf der Basis solcher Werkstoffe einen Aktor, so enthält dieser gleichzeitig und am selben Wirkort Informationen über die mechanischen Ausgangsgrößen Kraft und Auslenkung sowie über die elektrischen Eingangsgrößen; er wird daher auch als Self-Sensing Aktor bezeichnet [1],[2]. Ein nahe liegender Einsatz von Self-Sensing Aktoren, deren Anwendungen seit den neunziger Jahren international verstärkt untersucht werden, lässt sich anhand von Bild 1 nachvollziehen.

Bild 1a zeigt zunächst eine herkömmliche Steuerung in geschlossener Wirkungskette. Eine Schlüsselfunktion ist die Messung der charakteristischen Prozessgrößen Kraft  $F$  und Auslenkung  $s$ , die anschließend der elektronischen Informationsverarbeitung zugeführt werden. Diese vergleicht die gemessenen Istwerte  $F_m$  bzw.  $s_m$  mit den vorgegebenen Sollwerten und erzeugt daraus für die Aktoren Steuerspannungen  $U_s$  im Sinne einer Angleichung der gemessenen Istwerte an die vorgegebenen Sollwerte.

In Bild 1b ist der Aktor durch einen Self-Sensing Aktor ersetzt. Unter Nutzung des Self-Sensing Effektes lassen sich dann die aktuellen mechanischen Prozessgrößen  $F$  und  $s$  aus gemessenen elektrischen Größen rechnerisch rekonstruieren, ohne dass es eines besonderen Kraftsensors oder eines zusätzlichen Wegsensors bedarf. Die konkrete Vorgehensweise zur Generierung der rekonstruierten Prozessgrößen  $F_r$  und  $s_r$  wird detaillierter in den folgenden Abschnitten erläutert. Bild 1b zeigt ferner, dass sich durch Anwenden des Self-Sensing Effektes auch ohne explizite Sensorik eine geschlossene Wirkungskette realisieren lässt. Bei Systemen oder Prozessen, in denen ausschließlich Kraft- und Bewegungsgrößen (d. h.  $F$ ,  $s$  und deren zeitliche Ableitungen oder Integrale) von Interesse sind, kann man daher auf einen Sensorzweig gegebenenfalls völlig verzichten.

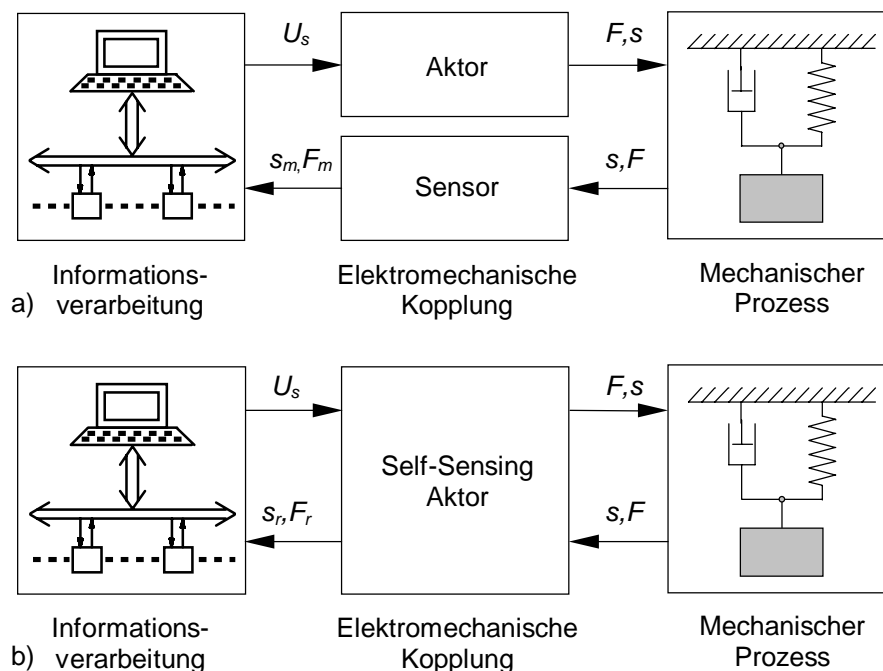


Bild 1: Prozessführung mechatronischer Systeme: a) mit getrennten Sensoren und Aktoren  
b) mit Self-Sensing Aktoren

Für technische Anwendungen ist es von großem Vorteil, dass der Self-Sensing Effekt noch eine Reihe weiterer positiver Eigenschaften bereithält. Da die Rekonstruktion von  $F_r$  und  $s_r$  als ersten Schritt die Modellierung des quasistatischen Übertragungsverhaltens des Self-Sensing Aktors voraussetzt, können auf dieser Basis interne Unvollkommenheiten wie beispielsweise hysteresebehaftete Ausgang-Eingang-Kennlinien softwaremäßig linearisiert werden. Mit einem erweiterten Fehlermodell lassen sich darüber hinaus Kriecheffekte kompensieren, deren Wirkung im statischen Betrieb vor allem bei Piezoaktoren meistens unter-

schätzt wird und die Anlass für Auslenkungsfehler des Aktors sein können. Durch den Einsatz moderner Methoden der Modellbeschreibung und der Signalverarbeitung können alle angesprochenen Kompensationsmöglichkeiten auch Echtzeitanforderungen erfüllen [3]. Die Tatsache, dass beim Self-Sensing Aktor aktorische und sensorische Fähigkeiten kolloziert sind, führt dazu, dass geschlossene Regelkreise, die auf entsprechenden physikalischen Größen basieren, leichter stabil gehalten werden können. Dies hat wiederum einen positiven Einfluss auf den Entwurf und die Funktion des Reglers [4]. Die naturgegebene Verknüpfung der sensorischen und aktorischen Eigenschaften in Self-Sensing Aktoren bildet schließlich auch eine gute Voraussetzung für die Realisierung von sicheren Systemen zur Strukturüberwachung (health monitoring).

Die Gleichungen zur Beschreibung der elektromechanischen Kopplung von piezoelektrischen Wandlern bei Ansteuerung mit großen Signalen lauten

$$q(t) = \Gamma_s[U, F](t), \quad (1)$$

$$s(t) = \Gamma_A[U, F](t). \quad (2)$$

Gleichung (1) wird häufig als Sensorgleichung und (2) als Aktorgleichung bezeichnet. Die operatorbasierte Schreibweise auf der rechten Seite der Gleichungen berücksichtigt dabei die im Großsignalbetrieb auftretenden gedächtnisbehafteten Nichtlinearitäten im Materialverhalten der Keramik, die sich überwiegend aus hysteretischen und kriechbehafteten Anteilen zusammensetzen [3]. Die inhärenten sensorischen Eigenschaften von piezoelektrischen Festkörperaktoren resultieren bei Spannungssteuerung aus der in (1) erkennbaren Abhängigkeit der Polarisationsladung  $q$  von der mechanischen Belastung  $F$ . Als elektrische Klemmengröße des Aktors ist neben der Klemmenspannung  $U$  im Falle der Spannungssteuerung der Gesamtstrom

$$I(t) = \frac{d}{dt} q(t) + \frac{1}{R_p} U(t). \quad (3)$$

verfügbar, der sich additiv aus dem Polarisationsstromanteil  $dq/dt$  und dem Leckstromanteil durch den unvermeidbaren endlichen Isolationswiderstand  $R_p$  der Keramik zusammensetzt. Bild 2 zeigt den Signalfussplan des aus (1) - (3) folgenden Self-Sensing Modells für den piezoelektrischen Aktor.

Der inhärente Sensoreffekt erlaubt in Verbindung mit geeigneter Messelektronik und fortschrittlichen Signalverarbeitungsmethoden die gleichzeitige Nutzung von piezoelektrischen Keramiken als Aktor und Sensor. Derzeit existieren zwei unterschiedliche Methoden zur Aktivierung dieses inhärenten Sensoreffektes [5]. In beiden Fällen besteht die Aufgabe darin, die mechanischen Größen  $F$  und  $s$  aus gemessenen elektrischen Größen zu rekonstruieren.

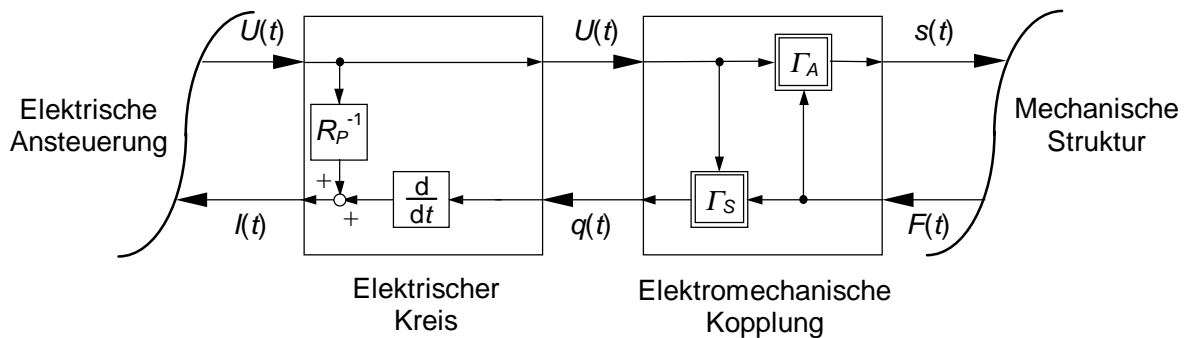


Bild 2: Self-Sensing Modell für piezoelektrische Aktoren

Die parameterbasierte Methode nutzt die Abhängigkeit eines elektrischen Kleinsignal-Parameters von der elektrischen Eingangsgröße und der mechanischen Belastung [5 bis 8]. Im piezoelektrischen Fall ist dies meist die elektrische Kapazität  $C_p$  des Piezowandlers.

Die zustandsgrößenbasierte Methode nutzt die Abhängigkeit der Polarisationsladung  $q$  von der Steuerspannung  $U$  und der mechanischen Belastung  $F$ , siehe Gleichung (1). Die rekonstruierte mechanischen Belastung  $F_r$  folgt dann aus den Messwerten  $U_m$  und  $q_m$  der Größen  $U$  und  $q$  gemäß

$$F_r(t) = \Gamma_S^{-1}[U_m, q_m](t). \quad (4)$$

Zu diesem Zweck ist die Inverse der  $q$ - $F$  Abbildung mit  $U$  als Parameter zu bestimmen. Die rekonstruierte Auslenkung  $s_r$  ergibt sich dann in einem zweiten Schritt durch Einsetzen der rekonstruierten Kraft  $F_r$  in die Aktorgleichung (2). Die entsprechende Rekonstruktionsfiltergleichung lautet dann

$$s_r(t) = \Gamma_A[U_m, F_r](t). \quad (5)$$

Diese mathematischen Operationen erfolgen, wie in Bild 3 dargestellt, in einem sogenannten Rekonstruktionsfilter und sind für den piezoelektrischen Fall ausführlich in [3] und [9] diskutiert. Die Bestimmung der Messwerte  $U_m$  und  $q_m$  aus den elektrischen Klemmengrößen  $U$  und  $I$  erfolgt mit Hilfe spezieller Messschaltungen, die im nachfolgenden Abschnitt beschrieben werden. Diese sind nach Bild 3, zusammen mit der Leistungselektronik zur Ansteuerung des Wandlers, Teil der Mess- und Leistungselektronik. Sie erzeugen an ihren Ausgängen die beiden Messspannungen

$$U_u(t) = G_u[U](t) \quad (6)$$

und

$$U_q(t) = G_q[I](t). \quad (7)$$

Die Faltungsoperatoren  $G_U$  und  $G_I$  beschreiben dabei das Übertragungsverhalten der Messschaltungen im Zeitbereich.

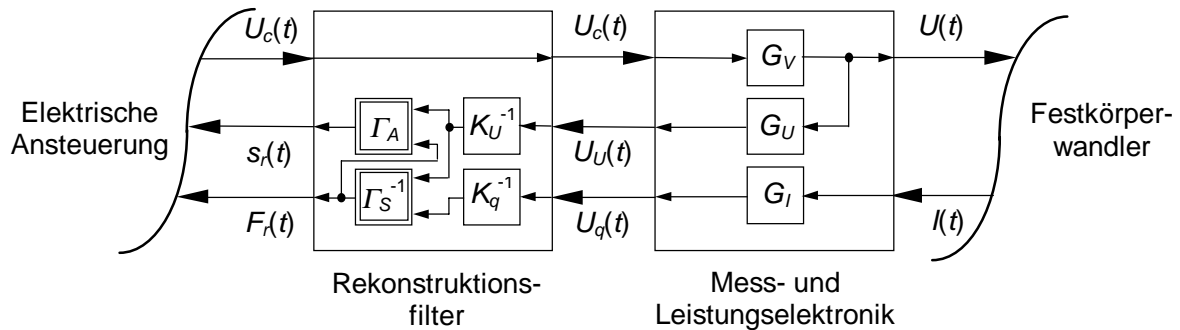


Bild 3: Signalflussplan des zustandsgrößenbasierten Self-Sensing Konzeptes

Im Bildbereich der Laplace-Transformation lauten die entsprechenden Übertragungsfunktionen

$$G_U(p) = K_U \quad (8)$$

mit dem Verstärkungsfaktor  $K_U$  und

$$G_I(p) = \frac{K_I}{1 + p\tau_I} \quad (9)$$

mit dem Verstärkungsfaktor  $K_I$  und der Zeitkonstanten  $\tau_I$ . Die Laplace-Variable  $p$  entspricht hierbei der komplexen Frequenz  $\sigma + j\omega$ . Damit erhält man die Messspannungen

$$U_U(p) = K_U U(p) \quad (10)$$

und

$$U_q(p) = \frac{K_I p}{1 + p\tau_I} q(p) + \frac{K_I G_P}{1 + p\tau_I} U(p). \quad (11)$$

Während also  $U_U$  im gesamten Betriebsfrequenzbereich proportional zu  $U$  ist, gilt das für den Zusammenhang zwischen  $U_q$  und  $q$  nur in einem Bereich hinreichend weit oberhalb der Grenzfrequenz  $f_I = 1/2\pi\tau_I$ . Aus den Messspannungen werden dann durch entsprechende Skalierung die Messwerte

$$U_m(t) = K_U^{-1} U_U(t), \quad (12)$$

und

$$q_m(t) = K_q^{-1} U_q(t) \quad (13)$$

mit  $K_q = K_I/\tau_I$  zur Weiterverarbeitung in den Rekonstruktionsfiltern ermittelt. Die Skalierungen werden wie die Rekonstruktion von  $F$  und  $s$  im Rekonstruktionsfilter durchgeführt. Die Ansteuergröße  $U$  wird von der Leistungselektronik gemäß

$$U(t) = G_V[U_C](t) \quad (14)$$

mit der Übertragungsfunktion

$$G_V(p) = K'_F \frac{\tau_I p + 1}{a'_2 p^2 + a'_1 p + 1} \quad (15)$$

erzeugt. Diese erhält die Stellinformation von der übergeordneten elektrischen Steuerung in Form einer Steuerspannung  $U_C$ . Für Frequenzen genügend weit unterhalb der  $-3$ -dB Grenzfrequenz der Leistungselektronik lassen sich bei entsprechender Auslegung der Reglerverstärkung innerhalb der Leistungselektronik die Gleichungen (14) und (15) näherungsweise durch den proportionalen Zusammenhang  $U(t) = K'_F U_C(t)$  mit dem Verstärkungsfaktor  $K'_F \approx K_U^{-1}$  ersetzen. Die Herleitung und Diskussion der Übertragungsfunktionen der Messelektronik  $G_U$  und  $G_I$  sowie der Übertragungsfunktion der Leistungselektronik  $G_V$  inklusive der Koeffizienten  $a'_1$  und  $a'_2$  ist Gegenstand der nachfolgenden Abschnitte.

Ebenfalls auf den Kleinsignalbetrieb beschränkt ist die messbrückenbasierte Methode, die historisch gesehen den Beginn der Entwicklung von Self-Sensing Aktoren markiert [10 bis 12]. Diese beruht auf einem linearen Netzwerkmodell des elektrischen Verhaltens der Festkörperwandler, das im Falle von piezoelektrischen Wandlern als Kapazitätsmessbrücke realisiert ist. Bestandteil dieses Netzwerkmodells ist eine Spannungs- oder Stromquelle, die die belastungsabhängig erzeugten Spannungs- bzw. Stromanteile im Wandler nachbildet und so den inhärenten Sensoreffekt berücksichtigt. Die Brückenspannung ist direkt proportional zur mechanischen Belastung des Wandlers. Da das lineare elektrische Netzwerkmodell nichts anderes ist als eine netzwerktheoretische Interpretation der linearen Version der Sensorgleichung (1) des Festkörperwandlers, kann die messbrückenbasierte Methode auch als Spezialfall der gerade beschriebenen zustandsgrößenbasierten Methode betrachtet werden.

## 2. Mess- und Ansteuerelektronik

Nach Bild 3 wird das elektrische Eingangssignal  $U$  des Festkörperwandlers aus der Steuerspannung  $U_C$  über eine geeignet dimensionierte, gesteuerte Spannungsquelle erzeugt. Zugleich werden  $U$  und  $q$  über elektrische Messkreise erfasst und als Spannungen  $U_U$  und  $U_q$  zur Weiterverarbeitung in das Rekonstruktionsfilter zurückgeführt. Die exakte Messung der elektrischen Eingangsgröße  $U$  und der dazu dualen elektrischen Ausgangsgröße  $q$  des Festkörperwandlers ist somit eine grundlegende Voraussetzung für die Realisierung eines

piezoelektrischen Self-Sensing Aktors. Darüber hinaus ist die Messung dieser Größen für den Aufbau stabilisierter Spannungsquellen zur Ansteuerung des Wandlers unabdingbar.

Ein aus der Literatur bekanntes Verfahren zur Messung des Polarisationsladung-Spannung-Zusammenhangs von Dielektrika basiert auf dem in Bild 4 dargestellten Sawyer-Tower-Messkreis [13], in dem ein piezoelektrischer Festkörperwandler durch seine Kapazität  $C_P$ , seinen Isolationswiderstand  $R_P$  und eine Stromquelle mit dem mechanisch erzeugten Polarisationsstromanteil  $dq_S/dt$  gekennzeichnet ist.

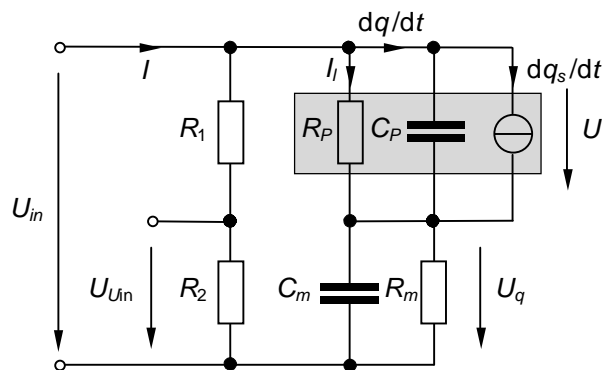


Bild 4: Sawyer-Tower-Messkreis

Das zentrale Element des Messkreises ist die Messimpedanz bestehend aus der Parallelschaltung einer Messkapazität  $C_m$  zur Messung der Polarisationsladung  $q$  und eines Messwiderstandes  $R_m$ , über den der störende, aber unvermeidbare Leckstrom  $I_l$  durch den endlichen Isolationswiderstand des Wandlers abgeführt wird. Der Zusammenhang zwischen der Messspannung  $U_q$  und der interessierenden Polarisationsladung  $q$  sowie der Wandlerspannung  $U$ , die über den Leckstrom  $I_l$  die Messspannung beeinflusst, ist im Bildbereich der Laplace-Transformation durch (11) mit

$$K_I = R_m \quad (16)$$

und

$$\tau_I = R_m C_m \quad (17)$$

gegeben. Gleichung (11) zeigt, dass für Frequenzen  $f \gg f_{em} = 1/(2\pi\tau_I)$  Polarisationsladungsanteile über das Messfilter übertragen und Wandlerspannungsanteile unterdrückt werden. In diesem Betriebsfrequenzbereich der Ladungsmessung gilt

$$K_q = \frac{1}{C_m}. \quad (18)$$

Im Frequenzbereich  $f \ll f_{em} = 1/(2\pi\tau_I)$  hingegen werden Polarisationsladungsanteile unterdrückt, während Wandlerspannungsanteile auf den Filterausgang durchgreifen. Ein auf



der Polarisationsladungsmessung aufbauendes Steuerungskonzept ist also nur für solche Anwendungen umsetzbar, bei denen die Wandlerspannung  $U$  sowie die Wandlerbelastung  $F$  außer einem konstanten Offsetanteil zur Arbeitspunkteinstellung nur Signalanteile genügend weit oberhalb der Filtergrenzfrequenz  $f_{em}$  aufweisen. Der Offsetanteil  $U_0$  der Wandlerspannung zur Arbeitspunkteinstellung verursacht einen dynamischen Messfehler, der nach dem fünffachen der Zeitkonstanten  $R_m C_m$  auf etwa 99,3 % des stationären Endwertes  $U_{q0} = (R_m/R_p)U_0$  eingeschwungen ist und falls notwendig durch eine elektronische Offsetkorrektur eliminiert werden kann. Der Offsetanteil der Wandlerbelastung  $F_0$  hingegen wird von dem Messkreis unterdrückt. Die Wandlerspannung  $U$  ergibt sich aus der Differenz der Spannung  $U_{in}$  über dem Messkreis und der Messspannung  $U_q$ . Von dieser Spannung liefert die Sensorelektronik allerdings nur den Anteil  $R_2/(R_1+R_2)$ , so dass für die Sensorausgangsspannung der Zusammenhang

$$U_U(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U(t) = U_{Uin}(t) - \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_q(t) \quad (19)$$

gilt.

Ein durch Rückkopplung stabilisiertes, analoges Ansteuerkonzept für piezoelektrische Festkörperwandler ist in Bild 5 dargestellt. Es basiert auf dem Sawyer-Tower-Messkreis und stabilisiert in Abhängigkeit der rückgekoppelten Messspannungen  $U_{Uin}$  oder  $U_U$  entweder die Messkreiseingangsspannung  $U_{in}$  oder die Wandlerspannung  $U$ , vgl. Bild 4.

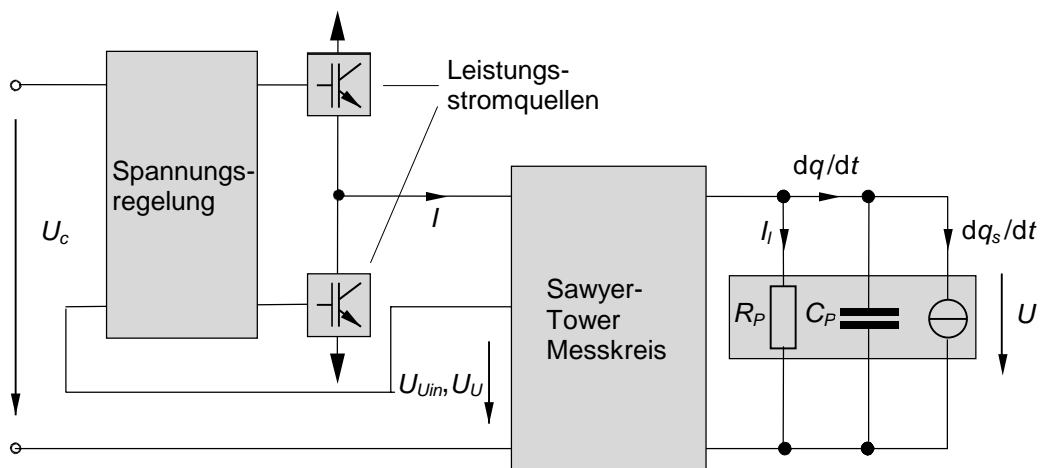


Bild 5: Stabilisierte analoge Ansteuerung für Spannungssteuerung

Zudem liefert die Ansteuerung des Wandlers mit Hilfe des Sawyer-Tower Messkreises die für das Rekonstruktionsfilter notwendigen Messspannungen  $U_U$  und  $U_q$ , vgl. Bild 4. Die obere Grenzfrequenz  $f_{ec}$  der elektronischen Ansteuerung und damit der Betriebsfrequenzbereich  $f$

$\ll f_{ec}$  wird maßgeblich von der Dimensionierung der Leistungselektronik und der Einstellung des Spannungsreglers bestimmt und kann daher mit der jeweiligen Anwendung variieren.

## 2.1. Regelung der Messkreiseingangsspannung und Steuerung der Wandlerspannung

In der bekannten Betriebsweise wird der Sawyer-Tower-Messkreis von einer Spannungsquelle angesteuert. Die Spannungsquellencharakteristik wird üblicherweise durch Rückführung der Spannung  $U_{Uin}$  über dem Widerstand  $R_2$  an die Eingangsstufe der Leistungselektronik realisiert. Dort erfolgt zunächst ein Sollwert-Istwert-Vergleich mit der vorgegebenen Steuerspannung  $U_c$ . Ausgehend von dem Ergebnis des Sollwert-Istwert-Vergleichs erzeugt ein Spannungsregler zusammen mit den spannungsgesteuerten Leistungsstromquellen einen Ansteuerstrom  $I_Q$  für den Sawyer-Tower-Messkreis so, dass die Messspannung  $U_{Uin}$  Änderungen der Steuerspannung  $U_c$  folgt.

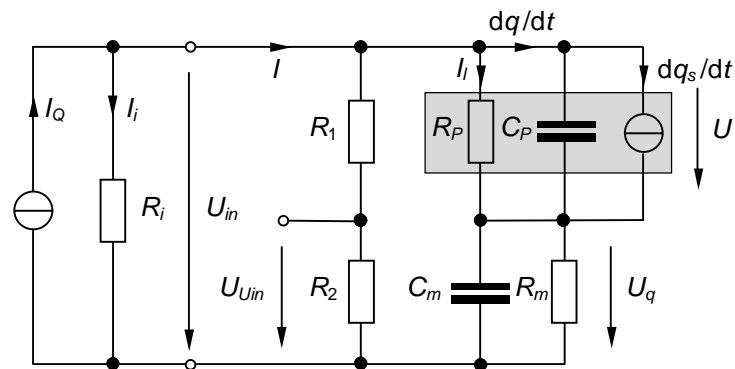


Bild 6: Ersatzschaltbild des Lastkreises der Leistungselektronik bei Ansteuerung mit Stromquellencharakteristik und integriertem Sawyer-Tower-Messkreis

Der Zusammenhang zwischen dem Ansteuerstrom  $I_Q$  der Leistungsendstufe und der Messkreiseingangsspannung  $U_{in}$  einerseits sowie zwischen der lastabhängig erzeugten Ladung  $q_s$  als Störgröße und der Messkreiseingangsspannung  $U_{in}$  andererseits folgt aus dem in Bild 6 dargestellten elektrischen Ersatzschaltbild des Lastkreises.  $R_i$  beschreibt dabei den Innenwiderstand der Leistungsendstufe. Der Zusammenhang lautet

$$U_{in}(p) = G_F(p)I_Q(p) - G_S(p)q_s(p) \quad (20)$$

mit der Führungs- und Störübertragungsfunktion

$$G_F(p) = K_F \frac{\tau_F p + 1}{a_2 p^2 + a_1 p + 1} \quad \text{bzw.} \quad G_S(p) = K_S \frac{\tau_I p + 1}{a_2 p^2 + a_1 p + 1} p \quad (21)$$

und den Parametern

$$R_g = \frac{R_i(R_1 + R_2)}{R_i + R_1 + R_2}, \quad K_F = \frac{R_g(R_m + R_P)}{R_g + R_m + R_P}, \quad K_S = \frac{R_P R_g}{R_g + R_m + R_P},$$

$$a_1 = \frac{(R_m + R_g)\tau_P + (R_P + R_g)\tau_I}{R_g + R_m + R_P}, \quad a_2 = \frac{R_g \tau_I \tau_P}{R_g + R_m + R_P}, \quad (22)$$

$$\tau_P = R_P C_P, \quad \tau_F = \frac{R_P R_m}{R_P + R_m} (C_m + C_P).$$

Betrachtet man die Spannungsregelung zusammen mit den Leistungsstromquellen näherungsweise als ein proportionales Übertragungsglied mit der Reglerübertragungsfunktion

$$G_C(p) = K_C, \quad (23)$$

dann folgt aus Bild 5 der in Bild 7 gezeigte Regelkreis mit der Sensorübertragungsfunktion

$$G_U(p) = K_U = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (24)$$

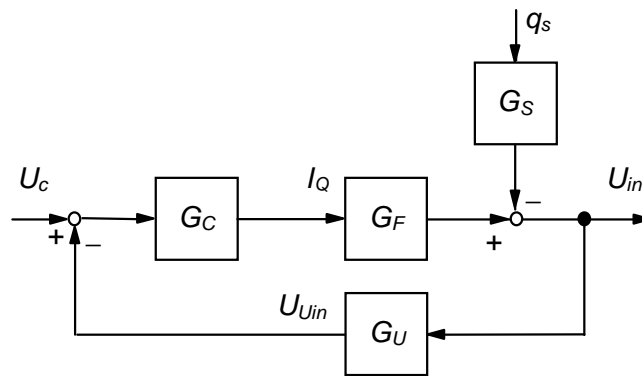


Bild 7: Geschlossener Wirkungskreis bei Rückführung der zur Messkreiseingangsspannung  $U_{in}$  proportionalen Messspannung  $U_{Uin}$

Für den Zusammenhang zwischen  $U_c$  und  $U_{in}$  sowie zwischen  $q_s$  und  $U_{in}$  folgt dann

$$U_{in}(p) = G'_F(p)U_c(p) - G'_S(p)q_s(p) \quad (25)$$

mit der Führungsübertragungsfunktion

$$G'_F(p) = \frac{G_C(p)G_F(p)}{1 + G_C(p)G_F(p)G_U(p)} = K'_F \frac{\tau_F p + 1}{a'_2 p^2 + a'_1 p + 1}, \quad (26)$$

der Störübertragungsfunktion

$$G'_S(p) = \frac{G_S(p)}{1 + G_C(p)G_F(p)G_U(p)} = K'_S \frac{\tau_i p + 1}{a'_2 p^2 + a'_1 p + 1} p \quad (27)$$

und den Parametern

$$K'_F = \frac{K_C K_F}{1 + K_C K_F K_U}, \quad K'_S = \frac{K_S}{1 + K_C K_F K_U}, \quad a'_1 = \frac{a_1 + K_C K_F K_U \tau_F}{1 + K_C K_F K_U}, \quad a'_2 = \frac{a_2}{1 + K_C K_F K_U}. \quad (28)$$

Wie in der Wurzelortskurve der offenen Wirkungskette in Bild 8 dargestellt, führt eine steigende Reglerverstärkung  $K_C$  zu einem Wandern des linken Poles gegen  $-\infty$  und des rechten Poles gegen die Nullstelle bei  $\tau_F^{-1}$ . Die Folge ist ein a-priori stabiles Übertragungsverhalten der geschlossenen Wirkungskette. Für  $K_C \rightarrow \infty$  gilt

$$K'_F = K_U^{-1}, \quad K'_S = 0, \quad a'_1 = \tau_F \text{ und } a'_2 = 0, \quad (29)$$

so dass die Spannungsquelle in diesem Grenzfall ideales Führungsverhalten bei vollständiger Störunterdrückung aufweist.

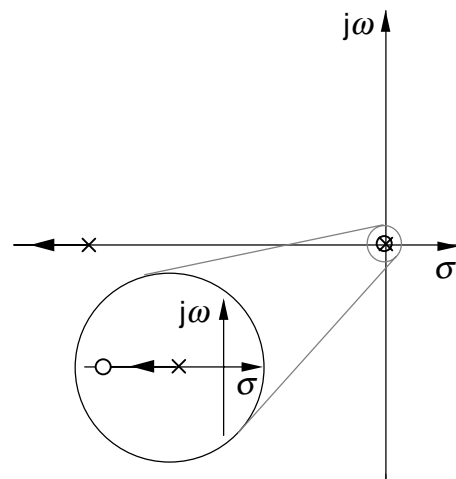


Bild 8: Wurzelortskurve des offenen Wirkungskreises nach Bild 7 mit vergrößertem Bereich

In der Betriebsweise des Sawyer-Tower-Messkreises nach Bild 9 ist die Spannung  $U$  über dem Festkörperwandler kein formtreues Abbild der stabilisierten Messkreiseingangsspannung  $U_{in}$ . Vielmehr besteht nun zwischen  $U$  und  $U_{in}$  sowie zwischen  $q_S$  und  $U$  der Zusammenhang

$$U(p) = G_F(p)U_{in}(p) - G_S(p)q_S(p) \quad (30)$$

mit der Führungsübertragungsfunktion

$$G_F(p) = K_F \frac{\tau_I p + 1}{\tau_F p + 1}, \quad (31)$$

der Störübertragungsfunktion

$$G_S(p) = K_S \frac{p}{\tau_F p + 1} \quad (32)$$

und den Parametern

$$K_F = \frac{R_p}{R_m + R_p}, \quad K_S = \frac{R_m R_p}{R_m + R_p}. \quad (33)$$

Neben einem stationären Verstärkungsfehler, der sich aus der Abweichung des Verstärkungsfaktors  $K_F$  von 1 ergibt, tritt in der Steuerung zusätzlich ein frequenzabhängiger Verstärkungsfehler auf, der aus den unterschiedlich großen Zeitkonstanten  $\tau_F$  und  $\tau_I$  resultiert. Erstere Fehlerursache ist unvermeidbar, da ein Messwiderstand  $R_m$  zur Kompensation des Leckstromes durch  $R_p$  im Sawyer-Tower-Messkreis unverzichtbar ist. Eine Kompensation dieses frequenzunabhängigen Fehlers durch eine proportionale Vorsteuerung ist schwierig, da die Werte von  $R_p$  und  $C_p$  in der Praxis nur unzureichend genau bekannt sind und sowohl mit dem Betriebszustand als auch mit der Zeit variieren können.

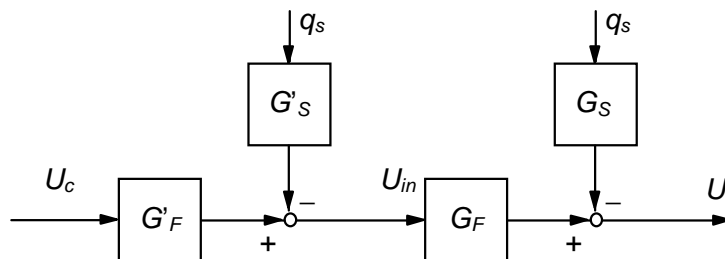


Bild 9: Offener Wirkungskreis bei gesteuertem Betrieb des Sawyer-Tower-Messkreises mit einer stabilisierten Spannungsquelle

Die Vermeidung des frequenzabhängigen Fehlers erfordert eine Pol/Nullstellen-Kompensation durch einen exakten Abgleich der beiden Zeitkonstanten  $\tau_F$  und  $\tau_I$ . Dieser Abgleich bedeutet aber, dass  $C_m$  und  $R_m$  von  $C_p$  und  $R_p$  abhängen. Das ist aus den eben genannten Gründen ebenfalls nicht praktikabel. Der resultierende Verstärkungsfaktor der Führungsübertragungsfunktion ist im Betriebsfrequenzbereich der Ladungsmessung durch  $C_m/(C_m+C_p)$  gegeben, also durch den Quotienten aus Mess- und Wandlerkapazität. Auch hier tritt ein Verstärkungsfehler auf, der aus dem Vorhandensein der Wandlerkapazität  $C_p$  resultiert.

## 2.2. Regelung der Wandlerspannung

Eine Vorgehensweise, die diesen Nachteil umgeht, besteht in der Regelung der Wandlerspannung  $U$  anstelle der Eingangsspannung  $U_{in}$  des Sawyer-Tower-Messkreises. In diesem Fall wird statt der Spannung  $U_{in}$  die Spannung  $U_U$  nach (19) an die Eingangsstufe der Lei-

stungselektronik zurückgeführt. Der Zusammenhang zwischen dem Ansteuerstrom  $I_Q$  der Leistungsendstufe und der Wandlerspannung  $U$  sowie zwischen der mechanisch erzeugten Ladung  $q_S$  als Störgröße und der Wandlerspannung  $U$  lautet dann

$$U(p) = G_F(p)I_Q(p) - G_S(p)q_S(p) \quad (34)$$

mit der Führungs- und Störübertragungsfunktion

$$G_F(p) = K_F \frac{\tau_I p + 1}{a_2 p^2 + a_1 p + 1} \quad \text{bzw.} \quad G_S(p) = K_S \frac{\tau_S p + 1}{a_2 p^2 + a_1 p + 1} p \quad (35)$$

und den zusätzlichen Parametern

$$R_g = \frac{R_i(R_1 + R_2)}{R_i + R_1 + R_2}, \quad K_F = \frac{R_g R_P}{R_g + R_m + R_P}, \quad K_S = \frac{R_P(R_g + R_m)}{R_g + R_m + R_P}, \quad \tau_P = R_P C_P, \\ \tau_S = \frac{R_g R_m}{R_g + R_m} C_m, \quad a_1 = \frac{(R_m + R_g)\tau_P + (R_P + R_g)\tau_I}{R_g + R_m + R_P}, \quad a_2 = \frac{R_g \tau_I \tau_P}{R_g + R_m + R_P}. \quad (36)$$

Betrachtet man die Spannungsregelung zusammen mit den Leistungsstromquellen in Näherung wieder als ein proportionales Übertragungsglied mit der Reglerübertragungsfunktion (23), dann folgt aus Bild 5 in diesem Fall wieder der in Bild 7 dargestellte geschlossene Wirkungskreis mit der Sensorübertragungsfunktion (24), sofern  $U_{in}$  durch  $U$  und  $U_{Uin}$  durch  $U_U$  ersetzt werden. Für den Zusammenhang zwischen  $U_c$  und  $U$  sowie zwischen  $q_S$  und  $U$  ergibt sich dann

$$U(p) = G'_F(p)U_c(p) - G'_S(p)q_S(p) \quad (37)$$

mit den Übertragungsfunktionen

$$G'_F(p) = \frac{G_C(p)G_F(p)}{1 + G_C(p)G_F(p)G_U(p)} = K'_F \frac{\tau_I p + 1}{a'_2 p^2 + a'_1 p + 1}, \quad (38)$$

und

$$G'_S(p) = \frac{G_S(p)}{1 + G_C(p)G_F(p)G_U(p)} = K'_S \frac{\tau_S p + 1}{a'_2 p^2 + a'_1 p + 1} p \quad (39)$$

sowie den Parametern

$$K'_F = \frac{K_C K_F}{1 + K_C K_F K_U}, \quad K'_S = \frac{K_S}{1 + K_C K_F K_U}, \quad a'_1 = \frac{a_1 + K_C K_F K_U \tau_I}{1 + K_C K_F K_U}, \quad a'_2 = \frac{a_2}{1 + K_C K_F K_U}. \quad (40)$$

Der in Bild 8 prinzipiell dargestellte Verlauf der Wurzelortskurve gilt somit auch in diesem Fall. Allerdings ist die Zeitkonstante  $\tau_F$  durch  $\tau_I$  zu ersetzen. Die Folge ist auch hier ein a-priori stabiles Übertragungsverhalten der geschlossenen Wirkungskette. Für  $K_C \rightarrow \infty$  gilt

$$K'_F = K_V = K_U^{-1}, \quad K'_S = 0, \quad a'_1 = \tau_I \quad \text{und} \quad a'_2 = 0, \quad (41)$$

so dass die Spannungsquelle in diesem Grenzfall ebenfalls ideales Führungsverhalten bei vollständiger Störunterdrückung aufweist.

### 3. Optimale Messkreisdimensionierung

Bestehen die Wandlerspannung  $U$  und die Wandlerbelastung  $F$  aus einem Gleichanteil  $U_0$  bzw.  $F_0$  zur Arbeitspunkteinstellung und weiteren Signalanteilen  $\Delta U$  bzw.  $\Delta F$  mit Frequenzen genügend weit oberhalb der Filtergrenzfrequenz  $f_{em} = 1/(2\pi R_m C_m)$ , dann gilt für die Messspannung  $U_q$  nach Abklingen aller Einschwingvorgänge der Zusammenhang

$$U_q(t) = \frac{R_m}{R_p} U_0 + \frac{C_p}{C_m} \Delta U(t) + \frac{d_p}{C_m} \Delta F(t). \quad (42)$$

Demnach setzt sich die Messspannung aus drei Anteilen zusammen: einem vom elektrischen Arbeitspunkt abhängigen Anteil, dem Anteil aufgrund der elektrischen Aussteuerung und dem Anteil aufgrund der mechanischen Belastung. Die Parameter  $C_p$  und  $d_p$  entsprechen hier der äquivalenten Wandlerkapazität und der äquivalenten effektiven piezoelektrischen Ladungskonstante im Großsignalbetrieb. Diese Größen lassen sich aus dem gemessenen Großsignalverhalten beispielsweise durch Anwendung der Festpunktmethode oder der Methode der kleinsten Fehlerquadrate abschätzen. Ziel der Dimensionierung ist die Bestimmung der Messkapazität  $C_m$  und des Messwiderstandes  $R_m$  so, dass der arbeitspunktabhängige Spannungsanteil bei gleichzeitiger Maximierung der aussteuerungsabhängigen Spannungsanteile minimiert wird. Dabei darf der zur Verfügung stehende Amplitudenbereich der Messspannung  $U_m$  sowie ein vorgegebener Wert der Filtergrenzfrequenz  $f_{em}$  nicht überschritten werden. Wird der piezoelektrische Wandler wie üblich im positiven Spannungsbereich betrieben, dann ergibt sich die maximale Messspannung  $U_{qmax}$  zu

$$U_{qmax} = \frac{R_m}{R_p} U_0 + \frac{C_p}{C_m} \Delta U_{max} + \frac{d_p}{C_m} \Delta F_{max}. \quad (43)$$

Die Dimensionierungsaufgabe lässt sich mathematisch durch das Optimierungsproblem

$$R_m = \operatorname{argmin}\left\{\frac{R_m}{R_p} U_0\right\} \quad \wedge \quad C_m = \operatorname{argmax}\left\{\frac{C_p}{C_m} \Delta U_{max} + \frac{d_p}{C_m} \Delta F_{max}\right\} \quad (44)$$

unter Berücksichtigung der Ungleichungsnebenbedingungen

$$\frac{R_m}{R_p} U_0 + \frac{C_p}{C_m} \Delta U_{max} + \frac{d_p}{C_m} \Delta F_{max} \leq U_m \quad \text{und} \quad \frac{1}{2\pi R_m C_m} \leq f_{em} \quad (45)$$

formulieren. Dabei sei zusätzlich vorausgesetzt, dass für  $R_m$  nur Widerstandswerte der Normreihe in Frage kommen und sich der Wert für die Kapazität  $C_m$  als ganzzahliges Vielfaches des Wertes einer Grundkapazität  $\Delta C$  ergibt.

Der Algorithmus zur Lösung des Dimensionierungsproblems sieht wie folgt aus. Zunächst wird mit Hilfe der Gleichung

$$C_{m\min} = C_P \frac{\Delta U_{\max}}{U_m} + d_P \frac{\Delta F_{\max}}{U_m} \quad (46)$$

der kleinstmögliche Wert für die Messkapazität berechnet und mit Hilfe dieses Wertes der nächstgrößere Wert  $C_{m0}$  für die Messkapazität gewählt, der ein ganzzahliges Vielfaches des Wertes einer Grundkapazität  $\Delta C$  ist. Der Wert von  $C_{mi}$  bei  $i = 0$  ist der Anfangswert für die Messkapazität in dem nun folgenden Iterationsschema. Mit Hilfe von  $C_{mi}$  wird der passende Messwiderstandswert durch die Gleichung

$$R_{mi} = \frac{1}{2\pi C_{mi} f_{em}} \quad (47)$$

bestimmt und durch den nächstgrößeren Wert in der Widerstandsnormreihe realisiert. Dadurch wird die Nebenbedingung bezüglich der Filtergrenzfrequenz immer erfüllt. Danach erfolgt die Überprüfung der Nebenbedingung für den Messspannungsbereich mit den Werten  $C_{mi}$  und  $R_{mi}$ . Ist diese Nebenbedingung erfüllt, dann terminiert das Verfahren, da einer Verkleinerung von  $R_m$  die Nebenbedingung bezüglich der Filtergrenzfrequenz und einer Verkleinerung von  $C_m$  die Nebenbedingung für den Messspannungsbereich im Wege stehen. Ist die Nebenbedingung für den Messspannungsbereich nicht erfüllt, dann wird im  $i+1$ -ten Iterationsschritt mit  $C_{mi+1} = C_{mi} + \Delta C$  die Messkapazität um  $\Delta C$  erhöht und mit der Berechnung von  $R_{mi}$  fortgefahren. Auf diese Weise wird sowohl der aussteuerungsabhängige Spannungsanteil sowie der arbeitspunktabhängige Spannungsanteil solange sukzessive verkleinert bis die maximal auftretende Messspannung gerade im zulässigen Messspannungsbereich liegt.

Das folgende Zahlenbeispiel soll die beschriebene Vorgehensweise verdeutlichen. Typische Eingangsdaten für das Beispiel sind in Tabelle 1 aufgeführt. Zudem sei die Grundkapazität in diesem Beispiel durch  $\Delta C = 22 \mu\text{F}$  gegeben.

Tabelle 1: Typische Eingangsdaten zur Dimensionierung des Sawyer-Tower Messkreises

Größe	Symbol	Wert	Einheit
elektrischer Aussteuerbereich	$U$	0 . . +200	V
elektrischer Arbeitspunkt	$U_0$	+100	V
Aussteuerbereich um Arbeitspunkt	$\Delta U$	$\pm 100$	V
mechanischer Aussteuerbereich	$F$	-200 . . -1800	N
mechanischer Arbeitspunkt	$F_0$	-1000	N
Aussteuerbereich um Arbeitspunkt	$\Delta F$	$\pm 800$	N
Wandlerkapazität	$C_P$	5	$\mu\text{F}$
Isolationswiderstand	$R_P$	200	$\text{M}\Omega$
effektive Ladungskonstante	$d_P$	0,125	$\mu\text{C/N}$
Hochpassgrenzfrequenz	$f_{em}$	1	mHz
Messspannungsbereich	$U_m$	$\pm 10$	V



$$\begin{aligned}
\text{Startwert für } C_m: \quad C_{min} = 60 \mu\text{F} &\Rightarrow C_{m0} = 66 \mu\text{F} &\Rightarrow R_{m0} = 2,41 \text{ M}\Omega \\
&\Rightarrow R_{m0} = 2,7 \text{ M}\Omega &\Rightarrow U_{qmax0} = 10,44 \text{ V} &\Rightarrow C_{m1} = 88 \mu\text{F} \\
&\Rightarrow R_{m1} = 1,81 \text{ M}\Omega &\Rightarrow R_{m1} = 2,2 \text{ M}\Omega &\Rightarrow U_{qmax1} = 7,91 \text{ V}
\end{aligned}$$

Dimensionierungsergebnis:

$$\begin{aligned}
&\Rightarrow C_m = 88 \mu\text{F}, \quad R_m = 2,2 \text{ M}\Omega \\
&\Rightarrow U_{q0} = 1,1 \text{ V}, \quad \Delta U_{q\Delta U} = 5,68 \text{ V}, \quad \Delta U_{q\Delta F} = 1,136 \text{ V}
\end{aligned}$$

Bild 10 zeigt den Amplituden- und Phasengang der Mess- und Störübertragungsfunktion in (11) für den Wert des Isolationswiderstandes in Tabelle 1 und für die berechneten Werte der Messkapazität und des Messwiderstandes. Der Betriebsfrequenzbereich des Messkreises bezüglich der Ladungsmessung ist grau hinterlegt und beginnt in diesem Beispiel bei etwa 0,1 Hz.

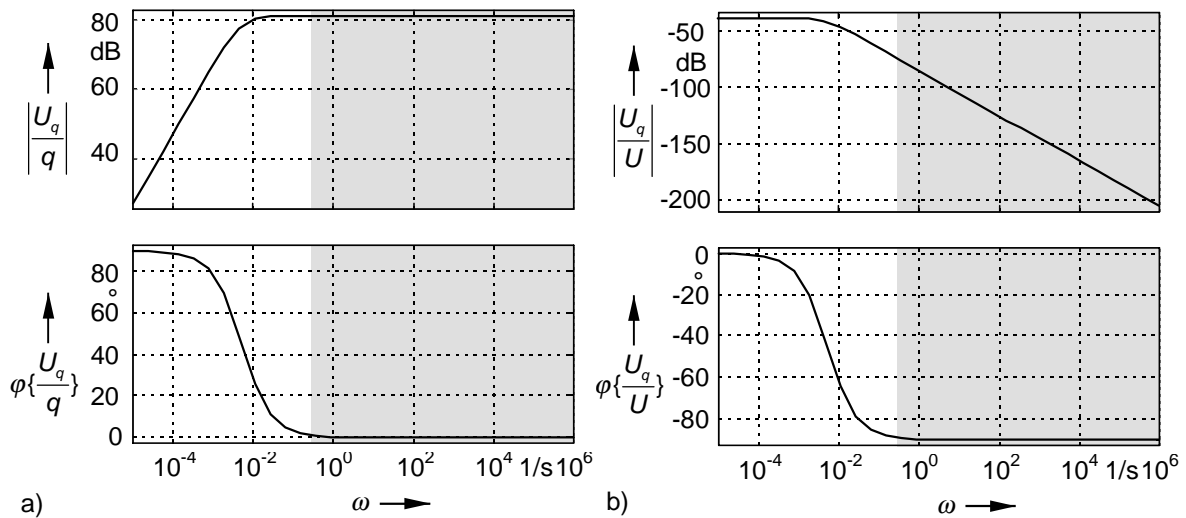


Bild 10: Amplituden- und Phasengang der Ladungsmessung mit dem Sawyer-Tower Messkreis: a) Messverhalten b) Störverhalten

#### 4. Vergleich zwischen gesteuertem und geregelterm Betrieb

Die schwarzen Kurven in Bild 11 zeigen den Amplituden- und Phasengang der Führungsübertragungsfunktion und der Störübertragungsfunktion der Leistungselektronik nach Bild 5 für den gesteuerten Betrieb des Sawyer-Tower Messkreises mit den Werten aus Tabelle 1. Die Werte der übrigen Parameter der Leistungselektronik sind in Tabelle 2 dargestellt. Die grauen Kurven zeigen im Vergleich dazu den Amplituden- und Phasengang der Führungs-

übertragungsfunktion und der Störübertragungsfunktion der Leistungselektronik nach Bild 5 für den geregelten Betrieb des Sawyer-Tower Messkreises.

Tabelle 2: Übrige Parameter der Leistungselektronik

Größe	Symbol	Wert	Einheit
Innenwiderstand	$R_i$	50	$k\Omega$
Messwiderstand	$R_m$	2,2	$M\Omega$
Messkapazität	$C_m$	88	$\mu F$
Spannungsteilerwiderstand	$R_1$	1,9	$M\Omega$
Spannungsteilerwiderstand	$R_2$	100	$k\Omega$
Sensorübertragungsfaktor	$K_U$	0,05	-
Reglerverstärkung	$K_C$	5	$A/V$

Das Führungsverhalten besitzt in beiden Fällen einen Tiefpasscharakter, dessen  $-3\text{-dB}$ -Grenzfrequenz mit Hilfe der Reglerverstärkung  $K_C$  eingestellt werden kann und in diesem Beispiel bei etwa 8 kHz liegt. Der grau hinterlegte Betriebsfrequenzbereich der Leistungselektronik beträgt in diesem Beispiel etwa 150 Hz. Aufgrund der Frequenzcharakteristik des Sawyer-Tower Messkreises in Bild 10 zeigt der Amplitudengang im herkömmlichen, gesteuerten Betrieb im Bereich der unteren Hochpassgrenzfrequenz von 1 mHz einen Einbruch, der in diesem Beispiel im Betriebsfrequenzbereich zu einem Verstärkungsfehler von bis zu 5,38% führt. Im geregelten Betrieb hingegen ist der Verstärkungsfehler im Betriebsfrequenzbereich der Schaltung frequenzunabhängig und beträgt nur etwa 0,0083%. Der Frequenzgang des Störverhaltens besitzt in beiden Fällen Hochpasscharakter, so dass der Einfluss niederfrequenter Komponenten der Störgröße auf die Ausgangsgröße unterdrückt wird. Allerdings zeigen die Ergebnisse in Bild 11, dass die Störunterdrückung im geregelten Fall deutlich besser ist als im gesteuerten Fall. In letzterem Fall kann nämlich das Störübertragungsverhalten des Messkreises gemäß (30) unbeeinflusst auf den Ausgang durchgreifen.

Anhand dieses Beispiels wird deutlich, dass eine aus messtechnischer Sicht optimale Auslegung des Sawyer-Tower Messkreises im gesteuerten Betrieb einen unakzeptabel hohen Steuerungsfehler und eine vergleichsweise schlechte Störunterdrückung im Ansteuerpfad eines piezoelektrischen Self-Sensing Aktors bewirkt. Eine Verringerung dieses Fehlers erfordert eine erhebliche Vergrößerung der Messkapazität gegenüber der Wandlerkapazität. Dies führt jedoch unmittelbar zu einer nennenswerten Verkleinerung der auswertbaren Messspannung  $U_q$ , die zur Rekonstruktion der mechanischen Größen verwendet wird, sowie zu einem erhöhten Platzbedarf und höheren Kosten für die zusätzlichen Kapazitäten.

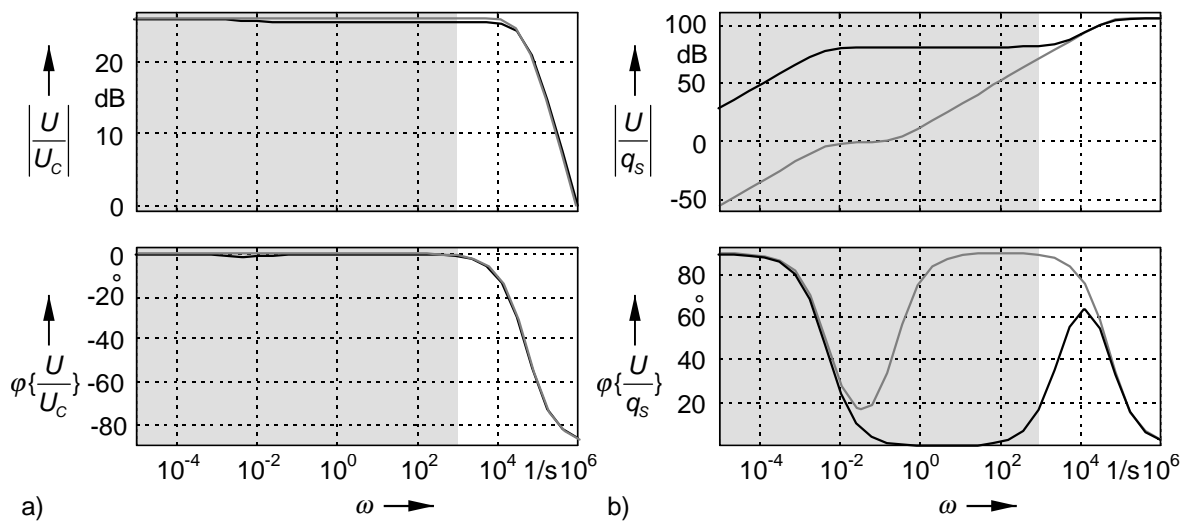


Bild 11: Amplituden- und Phasengang der Leistungselektronik für den gesteuerten (schwarze Kurven) und den geregelten Betrieb (graue Kurven) des Sawyer-Tower Messkreises: a) Führungsverhalten b) Störverhalten

Der geregelte Betrieb des Sawyer-Tower Messkreises vermeidet diese Problematik. Hier wird der Steuerungsfehler nicht durch das Übertragungsverhalten des Messkreises beeinflusst. Er hängt wie die Bandbreite der Ansteuerung im wesentlichen nur von der Reglerverstärkung  $K_C$  ab und kann durch Erhöhung von  $K_C$  weiter verringert werden. Im Unterschied zum gesteuerten Betrieb muss die Spannungsversorgung der Leistungselektronik im geregelten Betrieb die entstehende Messspannung über dem Messkreis zusätzlich bereitstellen, so dass in diesem Beispiel etwa 210V statt 200V Versorgungsspannung benötigt werden.

## 5. Zusammenfassung

Der Beitrag beschreibt eine neuartige Leistungs- und Messelektronik zur Realisierung von piezoelektrischen Self-Sensing Aktoren. Die Messelektronik besteht aus einem modifizierten Sawyer-Tower Messkreis zur simultanen Messung von Wandler­spannung und -ladung, in die der piezoelektrische Wandler integriert ist. Die Leistungselektronik mit Spannungsquellen­charakteristik wird durch Rückkopplung der gemessenen Ansteuerspannung auf zwei spannungsgesteuerte Leistungs­strom­quellen realisiert und steuert in der bislang bekannten Betriebsweise den Sawyer-Tower Messkreis mit integriertem piezoelektrischen Wandler. Es zeigt sich nun aber, dass die Integration des Sawyer-Tower Messkreises in die Leistungselektronik gegenüber der herkömmlichen Lösung zu einem deutlich verbesserten Ansteuer­verhalten der Leistungselektronik führt und zudem der zur Verfügung stehende Amplitudenbereich für die Messsignale durch eine entsprechende Auslegung des Messkreises optimal

genutzt werden kann. Darüber hinaus ermöglicht die Lösung einen Aufbau mit kleineren Kapazitätswerten, was zu einer deutlichen Einsparung von Bauvolumen und Kosten führt.

### Literaturverzeichnis

- [1] Janocha, H. (Ed.): Actuators - Basics and Applications. Berlin Heidelberg New York : Springer, 2004.
- [2] Newnham, R.E.; Ruschau, G.R.: Smart Electroceramics. J. Am. Ceram. Soc., Vol. 74, 3, 1991, S. 463-480.
- [3] Kuhnen, K.: Inverse Steuerung piezoelektrischer Aktoren mit Hysterese-, Kriech- und Superpositionsoperatoren. Dissertation an der Universität des Saarlandes. Aachen: Shaker, 2001.
- [4] Janocha, H. (Ed.): Adaptronics and Smart Structures. Berlin Heidelberg New York: Springer, 1999.
- [5] Kuhnen, K.; Janocha, H.; Schommer M.: Exploitation of inherent sensor effects in magnetostrictive actuators. Proc. 9<sup>th</sup> Int. Conf. on New Actuators, Bremen, 2004, S. 367-370.
- [6] Clephas, B.: Untersuchung von hybriden Festkörperaktoren. Dissertation an der Universität des Saarlandes. München: Herbert Utz, 1999.
- [7] Clephas, B.; Janocha, H.: Simultaneous sensing and actuation of a magnetostrictive transducer. Proc. SPIE Smart Structures and Materials 3329, San Diego, 1998, S. 174-184.
- [8] Schommer, M.; Janocha, H.: Rekonstruktion der Belastung eines magnetostruktiven Aktors durch Signalanalyse. ETG-Fachbericht der ETG-/GMM-Fachtagung, Darmstadt, 2004, S. 189-194. (CD-ROM)
- [9] Kuhnen, K.; Janocha, H.: Inverse Steuerung für den Großsignalbetrieb von Piezoaktoren. at-Automatisierungstechnik, Vol.50, 9/2002, S. 439-450.
- [10] Dosch, J.J.; Inman, D.J.; Garcia, E.: A Self-Sensing piezoelectric actuator for collocated control. J. of Intell. Mater. Syst. and Struct., Vol. 3, 1992, S.166-185
- [11] Jones, L.; Garcia, E.: Novel approach to Self-Sensing actuation. SPIE Smart Structures and Materials Conference, 3041, SPIE, 1997, S.305-314
- [12] Pratt, J.; Flatau, A.B.: Development and analysis of a Self-Sensing magnetostrictive actuator design. Proceedings SPIE Smart Structures and Materials 1917, Albuquerque, USA, 1993, S. 952-961.
- [13] Sawyer, C.B.; Tower, C.H.: Rochelle Salt as a Dielectric. Physical Review, Vol. 35, 1930, S. 269 - 273.