

# Analogverstärker mit Energierückgewinnung zum Ansteuern von piezoelektrischen Aktoren

Dipl.-Ing. Chr. Stiebel,  
Dipl.-Ing. (FH) Th. Würtz,  
Prof. Dr.-Ing. habil. H. Janocha,  
Lehrstuhl für Prozeßautomatisierung (LPA), Universität des Saarlandes

## Zusammenfassung:

In dieser Veröffentlichung wird ein neues Verstärkerkonzept zur Ansteuerung von Piezoaktoren beschrieben, welches *alle* Vorteile von analogen mit denen von schaltenden Verstärkern vereint. Da hierbei das Auf- und Entladen der angeschlossenen Piezowandler stets mit hoher Präzision über eine Analogendstufe erfolgt, kann ein solcher Verstärker durchaus als *Analogverstärker* bezeichnet werden, obwohl im Gesamtkonzept sowohl schaltende als auch analoge Subsysteme enthalten sind.

## **1 Einleitung**

Piezoelektrische Aktoren zeichnen sich vor allem durch kleine Bauvolumina, hohe Leistungsdichten, große erzielbare Kräfte und kurze mechanische Reaktionszeiten aus. Die Summe dieser Eigenschaften macht sie für viele Einsatzgebiete, z.B. als schnelle Antriebe in der Ventiltechnik und für aktive Dämpfungssysteme, besonders attraktiv.

Dem Einsatz der kleinen, leistungsfähigen Wandler als hochdynamische Antriebe in mechatronischen Systemen steht entgegen, daß die Leistungsverstärker, die üblicherweise zur Ansteuerung der Wandler verwendet werden (analoge Leistungsverstärker), im dynamischen Dauerbetrieb hohe Verluste produzieren und deswegen voluminös und schwer sind (Kühlkörper).

Die Ursache für die hohen Leistungsverluste ist die große elektrische Feldenergie, die zur Großsignalansteuerung der Wandler notwendig ist und von der nur etwa 30 % in mechanische Arbeit umgesetzt werden kann. In der Regel wird der verbleibende Anteil von etwa 70 % während der Abbauphase des elektrischen Feldes in der Leistungsendstufe in Wärme umgesetzt.

Ein hoher Wirkungsgrad der Ansteuerelektronik - die Grundvoraussetzung für eine Miniaturisierung - kann nur erreicht werden, wenn die Ansteuerung in der Lage ist, so-

wohl die Feldenergie des Wandlers mit minimalen Verlusten aufzubauen, als auch im Falle des Feldabbaus die im Wandler gespeicherte Energie wieder in die Versorgung zurückzuspeisen. Beide Forderungen lassen sich zunächst nur mit einem schaltenden Verstärker realisieren.

Tabelle 1 stellt die wichtigsten Kriterien gegenüber, die bei der Ansteuerung von Piezowandlern mit analogen und schaltenden Verstärkern eine Rolle spielen.

Kriterien	Analoger Verstärker	Schaltender Verstärker
Rückgewinnung der gespeicherten Feldenergie	nicht möglich	möglich
Verluste in den Leistungstransistoren	hoch	niedrig
Designaufwand	gering	mittel bis hoch
Restwelligkeit des Ausgangssignals	sehr gering	hoch
Klirrfaktor des Ausgangssignals	sehr niedrig	hoch
Elektromagnetische Verträglichkeit	sehr gut	schlecht (aktiv störend)

**Tabelle 1:** Vergleich zwischen analogem und schaltendem Verstärker bei der Ansteuerung von Piezowandlern

Ziel ist es nun, die Vorteile von schaltenden Verstärkern (geringe Verluste) mit denen von analogen Verstärkern (geringer Klirrfaktor und Restwelligkeit des Ausgangssignals) in einem neuartigen Konzept zu kombinieren, ohne deren spezifischen Nachteile zur Wirkung kommen zu lassen

## 2 Energiefluß bei der Ansteuerung von Piezowandlern

Zum Erreichen des maximalen Hubes eines piezoelektrischen Wandlers sei eine Klemmenspannung  $u_{CW}$  notwendig. Beim Anlegen der Spannung wird dem Wandler die elektrische Feldenergie  $W_F$  zugeführt, die sich folgendermaßen berechnet:

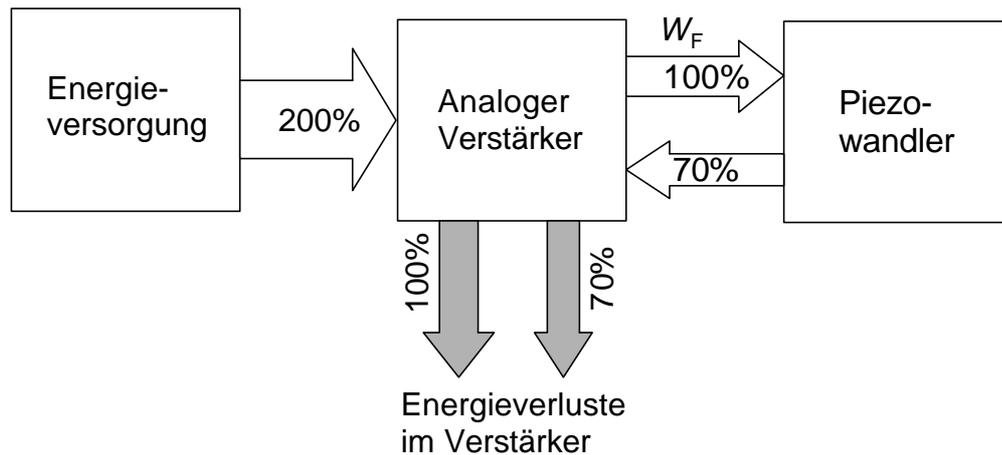
$$W_F = \frac{1}{2} \cdot C_W \cdot u_{CW}^2, \quad (1)$$

wobei für  $C_W$  die energieäquivalente Kapazität des Wandlers zu verwenden ist. Die energieäquivalente Kapazität ordnet einem piezoelektrischen Wandler denselben Ka-

pazitätswert zu, den eine konstante Kapazität hätte, die bei derselben Spannung  $u_{CW}$  denselben Energiebetrag speichert [5]. Alle Energien in den nun folgenden Betrachtungen beziehen sich auf  $W_F$ .

## 2.1 Energiefluß bei der Ansteuerung von Piezowandlern mit Analogverstärkern

Wird zur Ansteuerung eines piezoelektrischen Wandlers bis zur maximalen Klemmenspannung  $u_{CW}$  (identisch mit der maximalen Ausgangsspannung des Verstärkers) ein Analogverstärker [6] verwendet, so gilt die folgende Energiebetrachtung, vergl. Bild 1



**Bild 1:** Energiefluß bei der Ansteuerung von piezoelektrischen Wandlern mit Analogverstärkern

Beim Aufbau des Feldes im Piezowandler ist bei einem Analogverstärker dessen Verlustenergie prinzipbedingt genau so groß wie die dem Wandler zugeführte Energie  $W_F$ . Je nach mechanischer Ankopplung wird erfahrungsgemäß bis zu 30% der zugeführten Feldenergie im Wandler (Hystereseverluste) und im angeschlossenen mechanischen System umgesetzt. Der restliche Anteil von 70% bleibt zunächst im Wandler gespeichert und wird anschließend während der Entladephase ebenfalls im Verstärker in Wärme umgesetzt. Pro Arbeitszyklus (Aufladen gefolgt von Entladen) muß somit das Doppelte der benötigten Feldenergie von der primären Energieversorgung geliefert werden.

Für den periodischen Betrieb gelten folgende Gleichungen.

$$P_p = 2 \cdot W_F \cdot f \quad (2)$$

$$= C_w \cdot u_{CW}^2 \cdot f \quad (3)$$

Die Leistung  $P_p$ , die der primären Energieversorgung entnommen werden muß, steigt proportional mit der Betriebsfrequenz  $f$ , ebenso wie die Verlustleistung

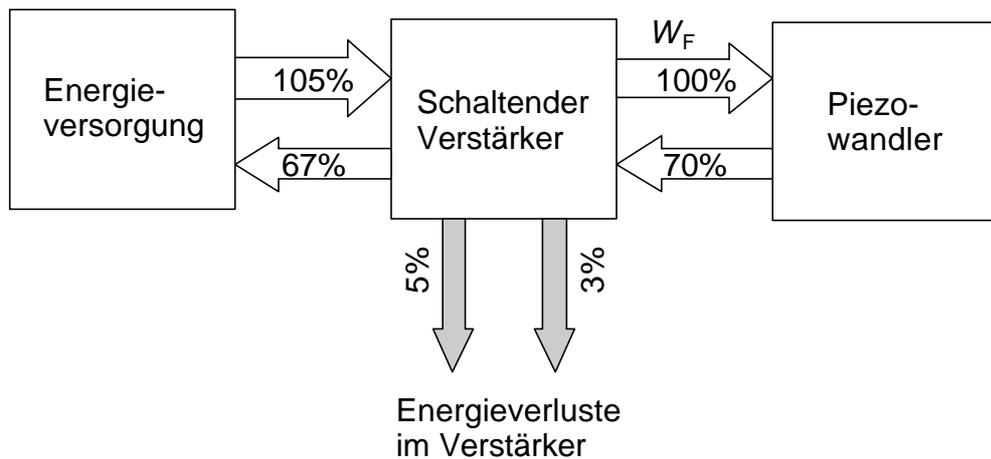
$$P_v = 1,7 \cdot W_F \cdot f, \quad (4)$$

für die die Kühlkörper der Leistungsendstufe ausgelegt sein müssen. Da je nach Belastungsfall auch weniger als 30% der zugeführten Feldenergie im Wandler und im angeschlossenen mechanischen System umgesetzt werden, sind die Verluste

im Verstärker unter Umständen sogar höher und es sollte mit  $P_V = 2 \cdot W_F \cdot f$  für die thermische Dimensionierung der Kühlkörper gerechnet werden. Bei hochdynamischen Anwendungen ist schnell die Größenordnung von einigen hundert Watt Verlustwärme erreicht, die aus der Energieversorgung entnommen und an die Umgebung abgegeben werden muß. Diese hohe Verlustwärme erfordert umfangreiche Kühlmaßnahmen, was einer Miniaturisierung der Leistungselektronik entgegen steht.

## 2.2 Energiefluß bei der Ansteuerung von Wandlern mit schaltenden Verstärkern

Bild 2 zeigt den Energiefluß beim schaltenden Verstärker.



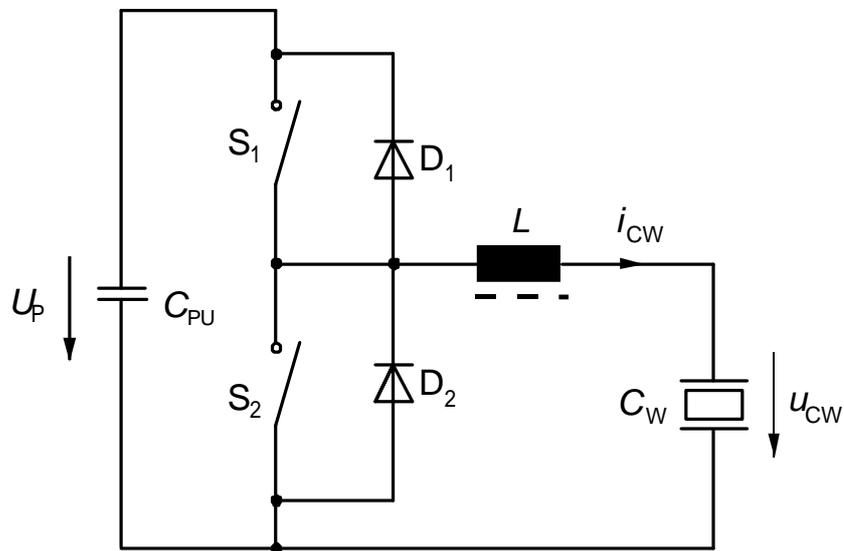
**Bild 2:** Energiefluß bei der Ansteuerung von piezoelektrischen Wandlern mit schaltenden Verstärkern

Die Verhältnisse am Wandler sind dieselben wie zuvor beim analogen Verstärker. Jedoch lädt der Verstärker den Wandler mit minimalen Energieverlusten (ungefähr 5% der zugeführten Feldenergie) und ist in der Lage bidirektional zu arbeiten. Darum kann im Falle des Feldabbaus der größte Teil der gespeicherten Feldenergie zurückgewonnen werden, und pro Arbeitszyklus muß nur 38 % (= 105 % - 67 %) der zugeführten Feldenergie von der primären Energieversorgung nachgeliefert werden. Auf Grund der geringen Leistungsverluste werden entweder gar keine oder nur sehr kleine Kühlkörper benötigt, was einer Miniaturisierung zugute kommt.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß auf Grund der hohen Verluste bei rein analoger Ansteuerung im hochdynamischen Großsignalbetrieb nur schaltende Verstärker einen hohen Wirkungsgrad des Verstärker-Wandler-Systems ermöglichen, weswegen sie im folgenden näher betrachtet werden.

### 3 Funktionsweise und Eigenschaften von schaltenden Verstärkern

Bild 3 zeigt eine der möglichen Grundkonfigurationen eines bidirektionalen Schaltverstärkers (Abwärts-Aufwärts-Wandler), die sich besonders durch hohe Ladeströme bei einer geringen Belastung der Halbleiter auszeichnet, jedoch können hier auch andere Konfigurationen [2, 4] zum Einsatz kommen.



**Bild 3:** Grundkonfiguration eines bidirektionalen Schaltverstärkers

Die primäre Versorgungsspannung  $U_p$ , gestützt durch einen großen Pufferkondensator  $C_{PU}$ , versorgt den Schaltverstärker mit der erforderlichen Hochspannung. Der bidirektionale Schaltverstärker läßt nun die Energie kontrolliert durch die beiden Schalter  $S_1$  und  $S_2$  zwischen dem Pufferkondensator  $C_{PU}$  und der kapazitiven Last  $C_W$  hin- und herfließen. Die Anforderungen an die primäre Versorgungseinheit, welche lediglich die Verluste des bidirektionalen Schaltverstärkers und die Energie nachliefern muß, die im Wandler und im angeschlossenen mechanischen System umgesetzt wird, sind gering. Hierfür wird üblicherweise ein unidirektionales Schaltnetzteil (Sperrwandler) verwendet, das auch gleichzeitig dazu dient, eine Anpassung an jede beliebige Versorgungsspannung (Netzspannungen, Kfz-Bordnetzspannung, ...) durchzuführen.

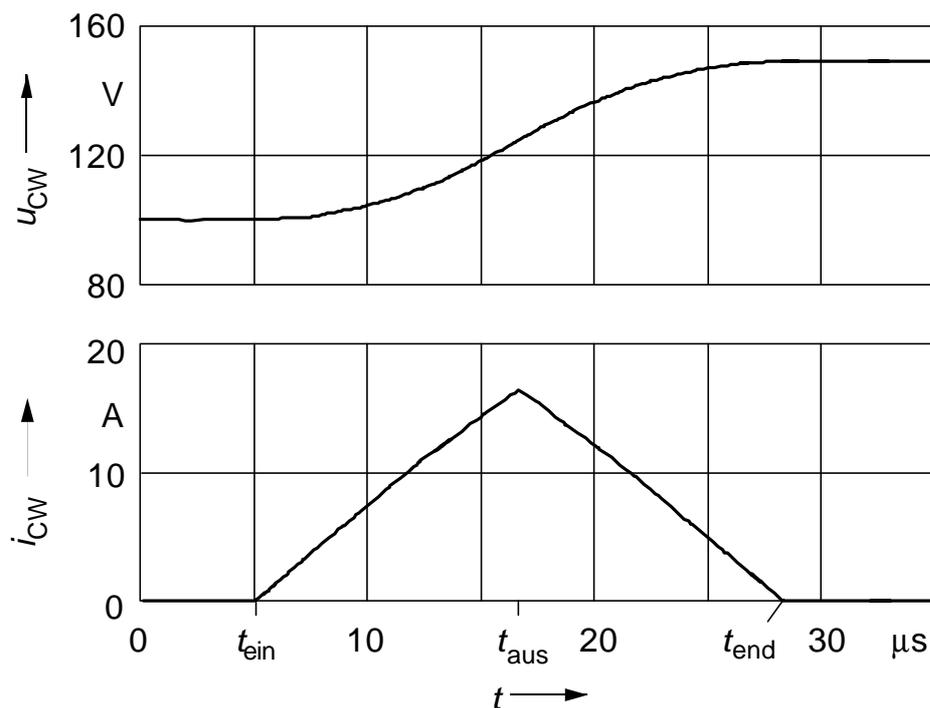
Zum Laden des Wandlers  $C_W$  wird Schalter  $S_1$  geschlossen (Zeitpunkt  $t_{\text{ein}}$ ). Der Strom  $i_{CW}$  fließt nun von der Versorgung über  $S_1$  und die Spule  $L$  zur Last  $C_W$ , wodurch die Spannung  $u_{CW}$  steigt. Beim Öffnen des Schalters  $S_1$  (Zeitpunkt  $t_{\text{aus}}$ ) fließt auf Grund der Induktivität  $L$  ein Freilaufstrom über die Diode  $D_2$ , der den Wandler weiterhin solange auflädt, bis  $L$  entmagnetisiert ist und die Diode  $D_2$  den Stromkreis unterbricht (Zeitpunkt  $t_{\text{end}}$ ).

Zum Entladen des Wandlers wird Schalter  $S_2$  geschlossen, und der Wandler speichert einen Teil seiner Feldenergie in der Induktivität  $L$ . Beim Öffnen des Schalters  $S_2$  läßt

der Freilaufstrom die in  $L$  gespeicherte Energie durch die Diode  $D_1$  in die Primärversorgung (Pufferkapazität  $C_{PU}$ ) zurückkehren.

Wegen der Freilaufströme (Systemverhalten 2. Ordnung) steigt bzw. fällt die Spannung am Wandler auch nach dem Öffnen des entsprechenden Schalters weiter. Die Regeleinheit muß deswegen die Schalter bereits vor dem Erreichen des eigentlichen Sollwerts öffnen, was die Regelung mitunter sehr schwierig macht. Möglichkeiten, wie eine solche Regelung aufgebaut sein kann, sind in [1,2,4] beschrieben.

Bild 4 zeigt die simulierten Spannungs- und Stromtransienten bei einer Erhöhung der Wandlerspannung von 100 V auf 150 V ( $C_W = 4 \mu\text{F}$ ,  $U_P = 250 \text{ V}$ ).



**Bild 4:** Spannungs- und Stromtransienten für einen Schaltzyklus

Durch explizite Auswertung der Differentialgleichungen des Wandlersystems in jeder Schaltkombination ist es gelungen, den Schaltzeitpunkt  $t_{\text{aus}}$  exakt zu ermitteln und ein Überladen des Wandlers - was einen zusätzlichen Schaltzyklus zum Korrigieren der Ausgangsspannung zur Folge hätte - unter allen Umständen zu vermeiden [1].

In Bild 4 wird eine weitere Besonderheit von schaltenden Verstärkern deutlich: Der Spannungsübergang von 100 V zu 150 V ist trotz der schaltenden Arbeitsweise relativ glatt, doch bereits der Stromverlauf weist scharfe Spitzen auf. Um beurteilen zu können, was diese scharfen Spitzen im Ladestrom des Wandlers für dessen Lebensdauer bewirken, wird das Kleinsignalmodell für piezoelektrische Stapelwandler herangezogen. In der Regel sind bei der Ansteuerung von piezoelektrischen Wandlern mit Schaltverstärkern die Voraussetzungen für die Anwendungen des Kleinsignalmodells

dann gegeben, wenn die Schaltfrequenz so hoch gewählt wird, daß sich bei einem Schaltzyklus die Ausgangsspannung (im Unterschied zu Bild 4) nur geringfügig ändert. Das hier verwendete Modell [3] verbindet die Klemmengrößen auf der elektrischen Seite (Spannung  $u(t)$  und Ladung  $q(t)$ ) mit denen auf der mechanischen Seite (Kraft  $f(t)$  und Weg  $s(t)$ ).

$$q(t) = C \cdot u(t) + d \cdot f(t) \quad (5)$$

$$s(t) = d \cdot u(t) + S \cdot f(t) \quad (6)$$

$C$  ist die Kleinsignalkapazität,  $S$  die Kleinsignalelastizität,  $d$  die piezoelektrische Ladungskonstante für den eindimensionalen elektrischen und mechanischen Belastungsfall.  $C$ ,  $S$ ,  $d$  sind Größen, die selbst wiederum von  $u$  und  $f$  abhängen; sie können jedoch bei kleinen Änderungen von  $u$  und  $f$  als zeitlich angenommen werden. Durch zweimalige Differentiation von (5) und (6) nach  $t$  ergibt sich

$$\frac{d}{dt} i(t) = C \cdot \frac{d^2}{dt^2} u(t) + d \cdot \frac{d^2}{dt^2} f(t), \quad (7)$$

$$a(t) = d \cdot \frac{d^2}{dt^2} u(t) + S \cdot \frac{d^2}{dt^2} f(t). \quad (8)$$

Bei Vernachlässigung des zweiten Termes in Gleichung (8) (langsame Änderung der äußeren Kraft) folgt

$$a(t) = \frac{d}{C} \cdot \frac{d}{dt} i(t) \quad (9)$$

Gl. (9) sagt aus, daß die Beschleunigung  $a(t)$  in erster Näherung proportional zur Änderung des Ladestromes  $i(t)$  ist. Weist also  $di(t)/dt$  Sprünge auf, so werden sich diese auch in entsprechenden sprunghaften Änderungen der Beschleunigungen innerhalb der Keramik bemerkbar machen. Diese sprunghaften Änderungen der Beschleunigung finden mit der Häufigkeit der Schaltfrequenz statt, d.h. weit oberhalb der mechanischen Resonanzfrequenz des Aktorsystems. Im Klemmenverhalten des Aktors müssen sie sich daher nicht unbedingt bemerkbar machen, stellen jedoch für den Keramikwerkstoff eine hohe Belastung dar (Zerstörung des Wandlers, negativer Einfluß auf die Lebensdauer).

Die „Hörprobe“ bei der Ansteuerung von Piezowandlern mit schaltenden Verstärkern weist oft deutlicher auf das Vorhandensein von Schaltrippeln hin als die Messung von Weg- oder Spannungssignalen am Wandler.

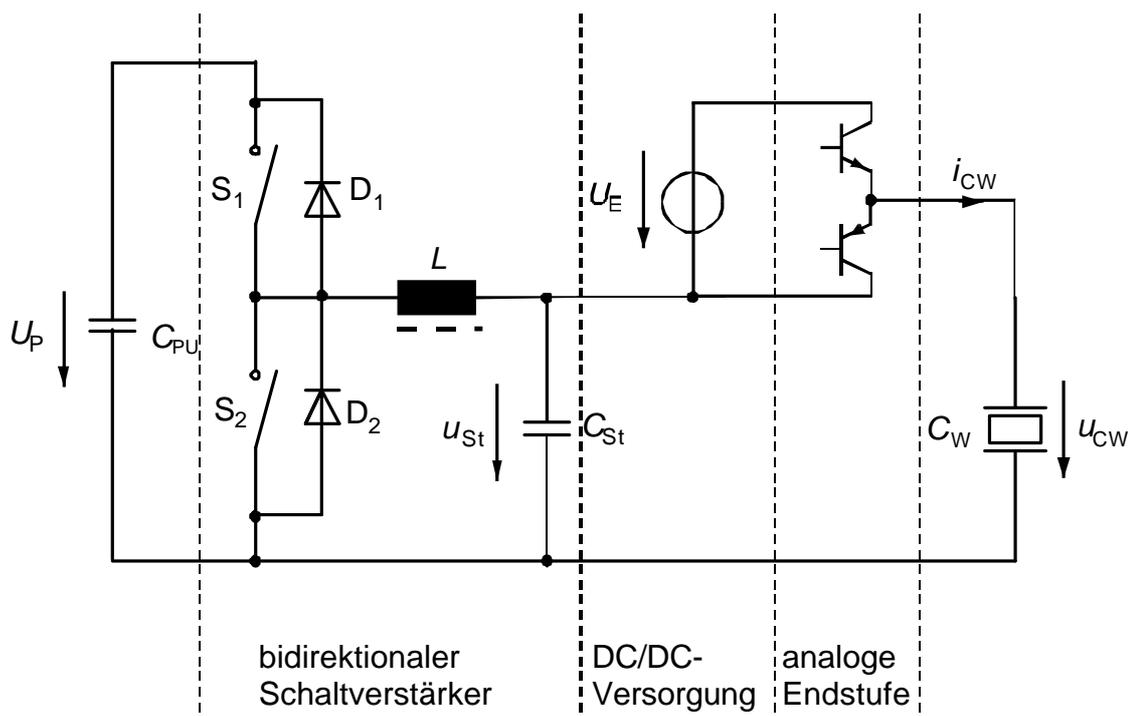
Noch größer werden die auftretenden Beschleunigungen, wenn man von dem Prinzip des  $L, C$ -Schwingkreises (Bild 3) zum Laden des Wandlers abkehrt und ihn direkt mit einer hart geschalteten „Stromquelle“<sup>1</sup> ansteuert.

Glattere Stromverläufe können erreicht werden, wenn die Systemordnung der Grundkonfiguration gemäß Bild 3 durch Hinzunahme weiterer Blindelemente erhöht würde. Hierdurch kämen jedoch weitere Zeitkonstanten ins Spiel, welche wiederum die Regelung schwieriger gestalten würden.

Einen Ausweg aus diesem Dilemma bietet nur der Analogverstärker, der im Gegensatz zum Schaltverstärker eine kapazitive Last nicht nur „portionsweise“, sondern kontinuierlich laden und entladen kann.

#### 4 Kombination von schaltendem und analogem Verstärker

Bild 5 zeigt wie ein bidirektionaler Schaltverstärker und eine analoge Endstufe zu einem „Analogverstärker mit Energierückgewinnung“ kombiniert werden kann.



**Bild 5:** Kombination von schaltendem Verstärker und analoger Endstufe

<sup>1</sup> Die „Stromquelle“ ist hierbei eine große Induktivität, in der der maximale Ladestrom des Wandlers vorgehalten wird, und die bei Bedarf vorzeichenrichtig auf den Wandler geschaltet wird.

Das Auf- und Entladen des Piezowandlers geschieht wie bei einem reinen Analogverstärker mit hoher Präzision über eine analoge Endstufe. Im Unterschied zum Analogverstärker wird hier jedoch die Endstufe nicht mit der maximalen Wandlerleistung (200 V ... 1000 V) versorgt, sondern mit der viel kleineren Spannung  $U_E = 20 \dots 40$  V. Deswegen bleiben, obwohl der gesamte Wandlerstrom kontrolliert und frei von Stromrippeln durch die analoge Endstufe fließt, die Leistungsverluste gering. Damit - trotz der niedrigen Versorgungsspannung  $U_E$  - ein Aufladen des Piezowandlers bis zur geforderten Hochspannung möglich ist, läßt sich das Bezugspotential der analogen Endstufe mit Hilfe der Spannung  $u_{St}$  des Stützkondensators  $C_{St}$  auf jeden beliebigen Wert zwischen 0 V und  $U_P$  verschieben. Dieses Verschieben des Bezugspotentials setzt voraus, daß sowohl die Zuführung der Versorgungsspannung  $U_E$  (DC/DC-Wandler mit Potentialtrennung), als auch die gesamte Regelung der analogen Endstufe sowie die Zuführung aller Eingangssignale zur Endstufe potentialfrei erfolgen, d.h. ohne Bezug zur Masse der Gesamtschaltung.

Das Aufladen des Piezowandlers von 0 V an geschieht folgendermaßen: Zunächst ist  $u_{St} = 0$  V, und der Piezowandler könnte allein mit Hilfe der analogen Endstufe nur bis zur Spannung  $U_E$  geladen werden. Bevor die Spannung am Wandler jedoch den Wert  $U_E$  erreicht hat, wird mit Hilfe des bidirektionalen Schaltverstärkers (s. Abschnitt 3) durch einen Schaltzyklus [1] (Betätigen des Schalters  $S_1$ ) die Spannung  $u_{St}$  am Stützkondensator gezielt erhöht, und der Wandler kann nun über die analoge Endstufe bis zur Spannung  $u_{St} + U_E$  geladen werden. Kurz vor Erreichen dieser Spannung muß nun  $u_{St}$  erneut erhöht werden, usw..

Auch eine Rückgewinnung der Feldenergie während des Entladezyklus ist mit dieser Anordnung möglich. Hierzu wird zunächst der Wandler mit Hilfe der analogen Endstufe auf den Stützkondensator  $C_{St}$  entladen, wodurch dessen Spannung  $u_{St}$  ansteigt. Vom Stützkondensator wiederum kann die Energie mit Hilfe des bidirektionalen Schaltverstärkers in den Pufferkondensator  $C_{PU}$  zurückgeführt werden.

Die Spannung am Wandler  $u_{CW}$  läßt sich nur dann analog regeln, wenn sie innerhalb des Regelbereichs der Gesamtanordnung liegt. Dieser ist auf Grund des begrenzten Aussteuerbereiches der Analogendstufe (0 V bis  $U_E$ ) auf den Bereich

$$u_{St} \leq u_{CW} \leq U_E + u_{St} \quad (10)$$

beschränkt. Fällt die Wandlerleistung  $u_{CW}$  aus diesem Bereich heraus, so ist eine analoge Regelung nicht mehr möglich und die Schaltrippel gelangen vom schaltenden Teil durch die Analogendstufe hindurch zum Wandler.

Damit die Ungleichung (10) in *allen* Betriebszuständen unabhängig vom Augenblickswert des Ladestroms in den Wandler stets erfüllt ist, muß die Spannung am Stützkondensator der Wandlerleistung  $u_{CW}$  exakt nachgeführt werden, was mitunter schwierig werden kann. Eine mögliche Lösung dieses Problems ist in [1] beschrieben.

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Zunächst wurde gezeigt, daß die beiden wesentlichen Anforderungen an eine ideale Ansterelektronik für Piezowandler, nämlich

- hoher Wirkungsgrad des Verstärker-Wandler-Systems bei dynamischer Großsignalansteuerung (schaltender Verstärker)
- „schonende“ Ansteuerung der Piezowandler ohne Diskontinuitäten im Ladestrom (analoger Verstärker)

zunächst unvereinbar sind, da sie „gegensätzliche“ Verstärkerprinzipien erfordern.

Daher wurde hier ein Konzept, bestehend aus einer klassischen, bidirektional schaltenden Spannungsquelle und einer potentialfreien, analogen Endstufe vorgestellt, das *alle* Vorteile von analogen mit denen von schaltenden Verstärkern vereint.

Kritisch an diesem Konzept ist vor allem das exakte Nachführen der Spannung am Stützkondensator mit Hilfe der schaltenden Anordnung, was zur Zeit den Hauptschwerpunkt unserer Untersuchungen bildet. Ein möglicher Ansatz zur Lösung ist in [1] beschrieben.

## Literatur

- [1] Janocha, H; Stiebel, C.: New Approach to a Switching Amplifier for Piezoelectric Actuators, Proc. of the 6th Internat. Conf. on New Actuators; Bremen; Germany ; 1998; S. 189-192
- [2] Kasper, R.; Schröder, J.; Wagner, A.: Schnellschaltendes Hydraulikventil mit piezoelektrischem Stellantrieb; O+P „Ölhydraulik und Pneumatik“; 1997; Nr. 41; S. 694-698
- [3] Kuhnen, K.; Janocha, H.: Nutzung der inhärenten sensorischen Eigenschaften von piezoelektrischen Aktoren; tm-Technisches Messen; 1999; Nr. 4; S. 132-138
- [4] Schmeißer, F.: Piezoelektrische Aktoren: Kräftig und schnell; Elektronik; 1984; Nr. 8; S. 92-96
- [5] Vetter, T. ; Reuss, H.C.: Modeling of Piezoactuators and a Newly Developed Control Unit for Inside-Automotive Applications; Proc. of the 5th Internat. Conf. on New Actuators; Bremen; Germany ; 1996; S. 187-192
- [6] Würtz, Th.: Leistungsverstärker für neue Aktoren; Fachveranstaltung Neue Aktoren im Maschinen- und Anlagenbau; Haus der Technik Essen; Mai 1998