

# Ansteuerkonzept für piezoelektrische Multilayer-Aktoren

Dipl.-Ing. Gunnar Gnad, Prof. Dr.-Ing. Roland Kasper VDI, Universität Magdeburg

## Einleitung

Piezoelektrische Aktoren kommen heute in sehr unterschiedlichen Anwendungen zum Einsatz [1], für Nano-Positionieraufgaben wie auch in hydraulischen oder pneumatischen Ventilen. Diese Aktoren haben eine Reihe von Vorteilen gegenüber anderen Stellelementen, wie eine hohe Auflösung des Stellweges, exzellente dynamische Eigenschaften und eine Energieaufnahme nahe Null im statischen Betrieb. Außerdem können sie als Energiespeicher angesehen werden und bieten somit die Möglichkeit der Energierückgewinnung. Nach einem Überblick über verschiedene Möglichkeiten der elektrischen Ansteuerung von piezoelektrischen Multilayer-Stapelaktoren wird ein besonders geeignetes Ansteuerkonzept näher betrachtet. Vorgestellt werden der Aufbau und die Auslegung eines elektrischen Leistungsverstärkers, mit dem ein energieeffizienter, hochdynamischer Betrieb von Piezoaktoren möglich ist. Ein solcher Verstärker erfordert eine anspruchsvolle Regelung, um die mit piezoelektrischen Aktoren erreichbare Genauigkeit nutzen zu können. Ein entsprechender Regelalgorithmus und die Möglichkeit der Implementierung werden vorgestellt.

## Verstärker zur Ansteuerung von Piezoaktoren

Generell zu unterscheiden sind analoge und schaltende Verstärker. Bei letzteren werden die Transistoren als Schalter betrieben, während sie in analogen Verstärkern als einstellbare Widerstände zu verstehen sind.

Bild 1 zeigt einen prinzipiellen Aufbau einer analogen Ansteuerung eines piezoelektrischen Aktors. Der Aktor kann über die analog betriebenen Transistoren sowohl mit der Versorgungsspannung  $V_{sup}$  als auch mit Null verbunden werden. Der dabei entstehende Strom wird durch die analoge Betriebsweise der Transistoren begrenzt. Dabei entstehen in den Transistoren erhebliche Wärmeverluste, da z.B. beim Entladen die gesamte auf dem Aktor befindliche Energie durch den unteren Transistor in Wärme umgesetzt werden muss. Die Abfuhr der Wärme kann je nach Leistung des Verstärkers ein erhebliches Problem darstellen. Die Maßnahmen zur Wärmeabfuhr und zur Strombegrenzung sind wesentlicher Teil der Auslegung eines solchen Verstärkers. Bei der Verwendung von Strompulsen kann der maximal zulässige Dauerstrom erheblich überschritten werden. Sofern die einzelnen Pulse verhältnismäßig weit auseinanderliegen, ist die Problematik der Stromwärmeverluste

relativ einfach zu beherrschen. Auf diese Weise wird eine schnelle Änderung der Aktorspannung möglich, jedoch kein Dauerbetrieb mit Großsignalverhalten.

Eine Rückspeisung der im Aktor befindlichen Energie in die Spannungsversorgung ist bei analogen Verstärkern generell nicht möglich. Dadurch bleibt ein wesentlicher Vorteil der piezoelektrischen Aktoren gegenüber andern Stellelementen wie Magneten ungenutzt, lediglich das Fehlen eines Haltestroms bleibt als Vorteil bestehen.

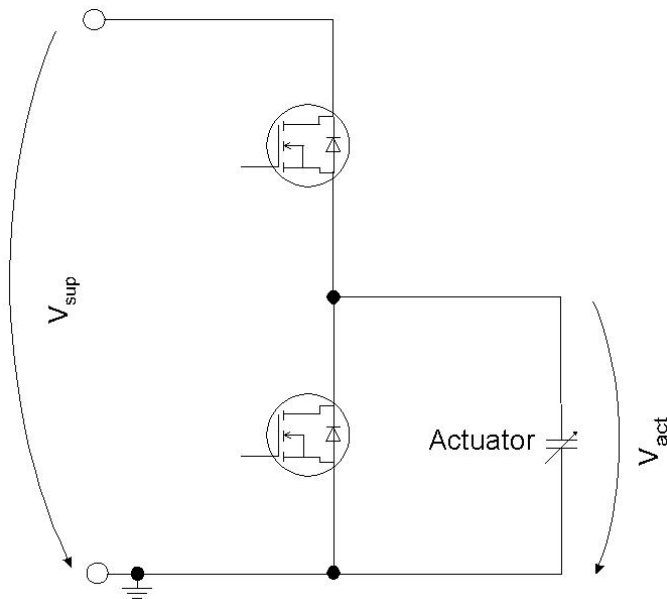


Bild 1 : Analoger Verstärker

In Folge der analogen Betriebsweise der Transistoren bereitet die Genauigkeit der Spannungsverstellung keine Probleme.

### Schaltende Topologien

Schaltende Verstärker benötigen im Vergleich zu den analogen als zusätzliches Bauelement eine Spule. Diese ist erforderlich, um den Stromanstieg zu begrenzen, da die Transistoren als Schalter statt als einstellbare Widerstände betrieben werden.

Ein wesentlicher Vorteil dieses Verstärkertyps ist die Möglichkeit der Energierückgewinnung aus dem Aktor. Die auf dem Aktor befindliche Ladung kann beim Entladen auf den Kondensator der Spannungsversorgung zurückgespeist werden, wodurch ein deutlich energieeffizienterer dynamischer Betrieb mit Großsignalverhalten ermöglicht und das Problem der erheblichen Stromwärmeverluste analoger Verstärker beseitigt wird.

Ein möglicher Aufbau eines Schaltverstärkers ist in Bild 2 dargestellt. Auch hier kann der Aktor durch einen Transistor mit der Versorgungsspannung oder auch mit Null verbunden werden. Wird der Aktor z.B. durch den unteren Transistor mit Null verbunden, so erfolgt ein durch die Spule begrenzter Stromanstieg. Dabei wird Energie aus dem Aktor in das dabei

aufgebaute Magnetfeld der Spule übertragen. Nach dem Abschalten des Transistors erfolgt der Abbau dieses Magnetfeldes durch einen Stromfluss durch die obere Diode in den Kondensator der Spannungsversorgung, wobei die Energie des Magnetfeldes wieder in Ladung umgewandelt wird.

Anstelle diskreter Dioden können auch die in einigen Halbleiterschaltelementen, wie z.B. in Leistungs-MOSFET-Transistoren, enthaltenen Freilaufdioden genutzt werden.

Das Laden und Entladen des Aktors erfolgt beim Schaltverstärker in einzelnen Hüten. Dadurch wird die Genauigkeit der Spannungseinstellung beeinflusst. Da die Einschaltzeit der Leistungstransistoren nicht beliebig verkürzt werden kann, wird mit jedem Hub eine minimale Energiemenge übertragen. Wie schnell die Energieübertragung in die Spule erfolgt, wird durch deren Induktivität vorgegeben. Die Auswahl der Spule stellt somit einen Kompromiss zwischen Dynamik und Genauigkeit dar.

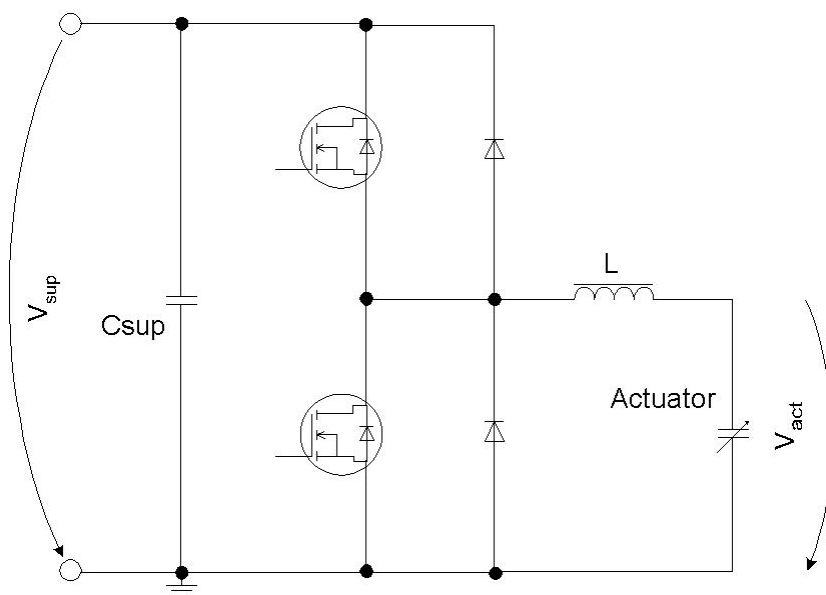


Bild 2 : Schaltender Verstärker

Weiterhin gibt es den Ansatz eines hybriden Verstärkers, welcher eine Kombination aus analog betriebenem und schaltendem Verstärker darstellt [5]. Dabei wird mit einem Schaltverstärker eine Spannung erzeugt, welche nahe an der gewünschten Aktorspannung liegt. Diese stellt das Bezugspotential für eine Endstufe mit analog betriebenen Transistoren dar, über die der Aktor angesteuert wird. Auf diese Weise wird ein kontinuierlicher Stromfluss in den Aktor ermöglicht. Dadurch kann die Präzision der Spannungsverstellung verbessert werden. Auch eine Energierückgewinnung ist teilweise möglich. Allerdings muss der gesamte Aktorstrom durch einen analog betriebenen Transistor fließen. Außerdem sind zwei

unterschiedliche Verstärker erforderlich, welche zu einer einzelnen Ansteuerung kombiniert werden. Der Aufwand an die Regelung ist daher beträchtlich. Hohe Anforderungen an Dynamik und Präzision können auch mit schaltenden Topologien mit einfacherem Aufbau erreicht werden.

Die bisher vorgestellten Topologien setzen Versorgungsspannungen voraus, welche größer als die maximale Aktorspannung sind.

Bild 3 zeigt einen Schaltverstärker, der als Ladungspumpe aufgebaut ist und mit Versorgungsspannungen betrieben werden kann, die kleiner als die Aktorspannung sind. Wenn der untere Transistor eingeschaltet wird, fließt ein Strom von der Versorgungsspannung durch die Spule. Nach dem Ausschalten des Transistors treibt das Magnetfeld der Spule diesen Strom durch die obere Diode in den Aktor. D.h. die Energie wird in der Spule zwischengespeichert und anschließend in den Aktor übertragen. Der andere Zweig dient zum Entladen.

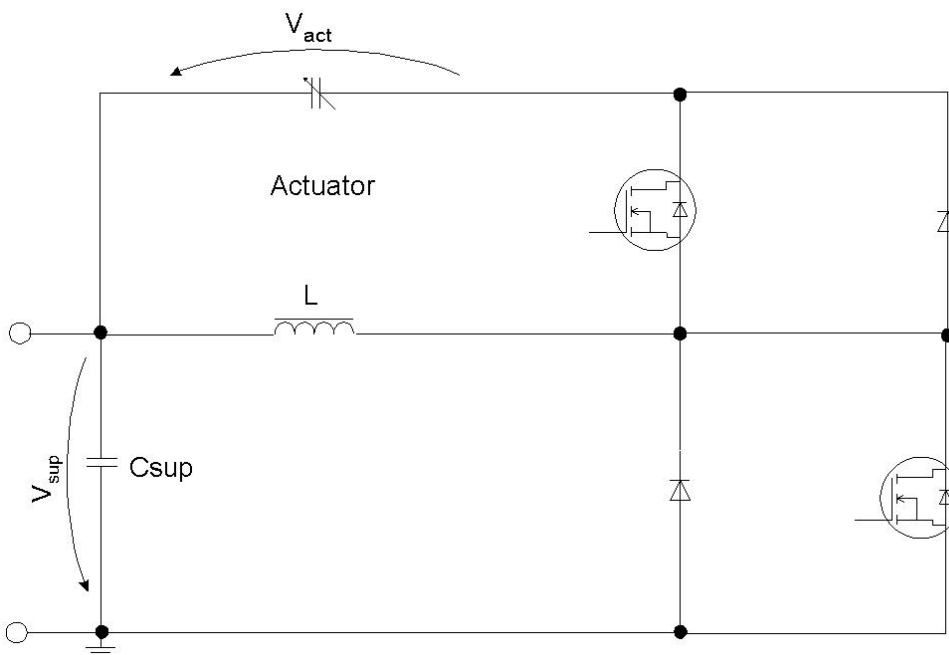


Bild 3: Schaltender Verstärker in Form einer Ladungspumpe

Auch bei diesem Aufbau können die einzelnen Dioden durch die Freilaufdioden der Transistoren ersetzt werden, wodurch ein kompakterer Aufbau entsteht.

## Aufbau und Auslegung des ausgewählten Verstärkers

Aus den vorgestellten Ansteuerkonzepten wurde die in Bild 4 dargestellte Topologie abgeleitet. Auch diese funktioniert nach dem Prinzip einer Ladungspumpe. Die im Aktor gespeicherte Energie kann in des Speicherkondensator  $C_{\text{sup}}$  zurückgespeist werden.

Betrachtet wird nachfolgend eine Auslegung für piezoelektrische Aktoren vom Multilayer-Typ mit einer Betriebsspannung bis 200V.

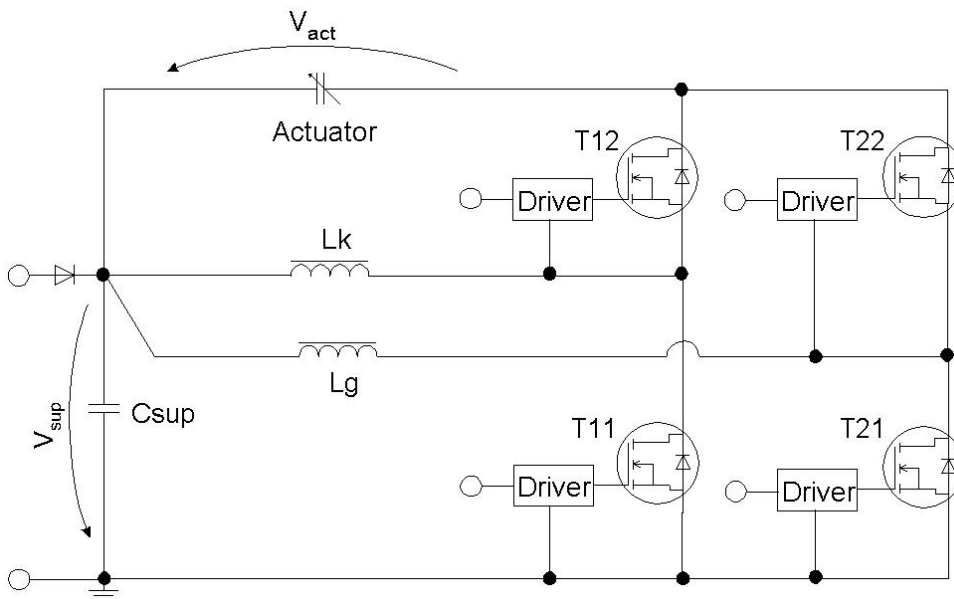


Bild 4: Aufbau des ausgewählten Verstärkers

Die Versorgungsspannung  $V_{\text{sup}}$  kann in Folge des Aufbaus als Ladungspumpe deutlich kleiner sein als die Aktorspannung. Ein Betrieb der Ansteuerung von 24 V bzw. 42 V aus ist möglich. Um eine bessere Dynamik des Aufladevorganges zu erzielen, kann  $U_{\text{sup}}$ , z.B. mittels eines boost converters, auf 100 V erhöht werden. Als Schaltelemente kommen schnelle MOSFET-Transistoren zum Einsatz, die sowohl als Schalter als auch als Freilaufdiode dienen. Während der Einschaltzeit der Transistoren  $T_{x1}$  erfolgt die Energieübertragung vom Kondensator in die Spulen, während der anschließenden Ausschaltzeit von den Spulen in den Aktor, wobei die Transistoren  $T_{x2}$  als Dioden leiten. Bei der Übertragung von Energie vom Aktor auf den Speicherkondensator sind die Funktionen der Transistoren umgekehrt [6].

Es werden zwei unterschiedliche Spulen verwendet, die beide gleichzeitig für Laden und Entladen des Aktors nutzbar sind. Diese beiden Spulen haben unterschiedliche Induktivitäten. Der Leistungsverstärker wurde für den Betrieb von Aktoren mit einer Kapazität von 1 bis 10  $\mu\text{F}$  ausgelegt. Eine Anpassung an andere Kapazitäten kann durch die Wahl anderer Induktivitäten erfolgen.

Die Spule  $L_k$ , welche mit  $140 \mu\text{H}$  die niedrigere Induktivität hat, wurde für einen schnellen Energietransfer gewählt. Allerdings ist die mit dieser Spule erreichbare Genauigkeit der Regelung der Aktorspannung begrenzt, da die in  $L_k$  eingetragene Energie nach einer kurzen Einschaltzeit von z.B.  $1 \mu\text{s}$  bereits zu groß sein kann, um die Aktorspannung um weniger als  $1 \text{ V}$  zu ändern. Daher wurde für die zweite Spule  $L_g$  eine höhere Induktivität von  $600 \mu\text{H}$  gewählt. Mit dieser Spule sind hinreichend kleine Hübe möglich, mit denen die Aktorspannung auf weniger als  $0,5 \text{ V}$  genau eingestellt werden kann. Das Verhältnis von gespeicherter Energie zur Einschaltzeit ist für  $L_g$  schlechter als für  $L_k$ . Dennoch kann diese Spule zur Verbesserung der Dynamik der Aktoransteuerung genutzt werden, wenn beide Spulen gleichzeitig betrieben werden.

Da die in einer Spule gespeicherte Energie dem Quadrat des Stromes proportional ist, werden die Spulen für einen schnellen Energietransfer mit ihrem jeweils maximal zulässigen Strom betrieben. Diese beträgt für  $L_k$   $5 \text{ A}$  und für  $L_g$   $3 \text{ A}$ .

Mit dem so ausgelegten Leistungsverstärker kann ein  $10 \mu\text{F}$ -Aktor in ca.  $1 \text{ ms}$  auf  $200 \text{ V}$  geladen und werden. Der Betrieb von Aktoren kleinerer Kapazität kann entsprechend schneller erfolgen. Auch auf einem  $1 \mu\text{F}$ -Aktor kann die Spannung bis auf weniger als  $0,5 \text{ V}$  genau eingestellt werden.

### Stromnullerkennung

Um eine gut Dynamik der Lade- und Entladevorgänge zu erreichen, ist es erforderlich, das Ende des Stromübergangs in den Aktor bzw. den Speicherkondensator zu erfassen. Eine modellgestützte Berechnung der Ausschaltzeiten der Transistoren [2, 3] soll hier nicht zum Einsatz kommen, da dies eine Beschränkung der Ansteuerung auf einen bestimmten Aktor bedeuten würde. Eine exakte Erkennung des Endes der Energieübertragung durch Auswertung des Spulenstroms oder der Magnetisierung der Spule [4] ist aufwendig und bereitet Probleme, da eine Erkennung des Nulldurchganges auf Grund von Störungen kaum möglich ist.

Am effektivsten kann das Ende eines Energieübergangs durch Auswertung des Potentials zwischen den beiden Transistoren einer Spule erfasst werden. Die parasitären Kapazitäten des Transistoren bilden zusammen mit der Spule einen Schwingkreis. Dabei ist auch noch die an diesem Potential hinzugefügte Dämpfungsbeschaltung in Form eines RCD-snubbers (Bild 5) zu beachten. Solange noch Strom in den Aktor oder den Speicherkondensator fließt, ist dieses Potential mit der Aktorspannung bzw. Null durch eine diodisch leitenden Transistor verbunden. Anschließend beginnt das Potential, durch den snubber bedämpft, zu schwingen. Durch einen Vergleich diese Spannung ( in Bild 5  $V_{TT2}$  ) mit der Aktorspannung

bzw. mit Null durch einen Komparator kann daher auf einfache Weise schnell bestimmt werden, wann der Strom durch eine Spule zu Null geworden ist.

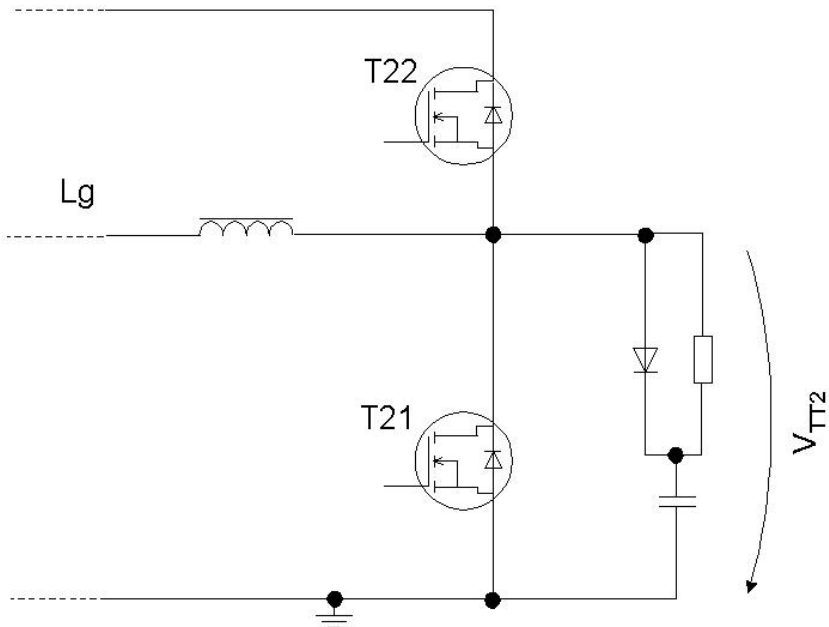


Bild 5: Verstärker mit Dämpfungsbeschaltung in Form eines RCD-snubbers

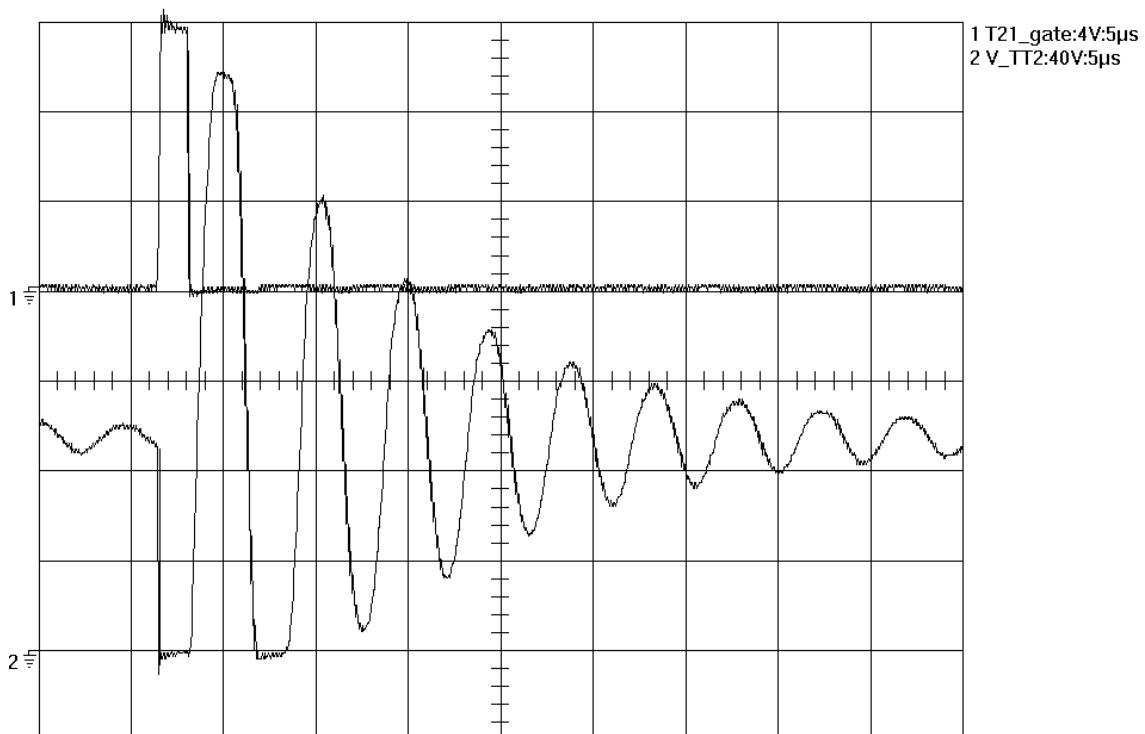


Bild 6: Messung einer Schwingung von  $V_{TT2}$

Die Verläufe für die Spule  $L_k$  haben in Folge der anderen Induktivität eine höhere Frequenz. Ein Schwingvorgang bildet sich aber auch hier heraus.

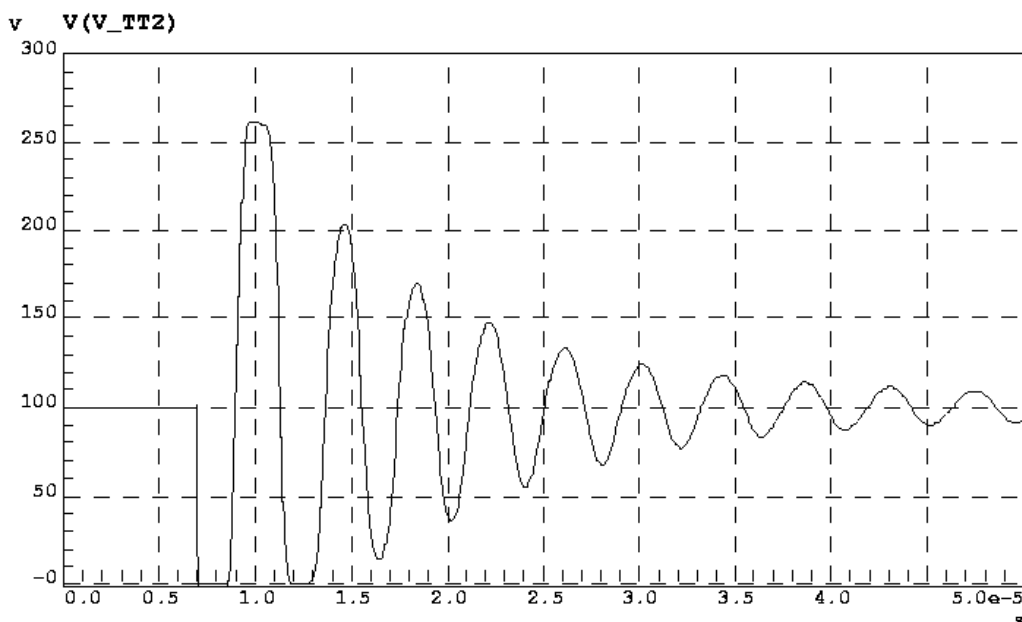
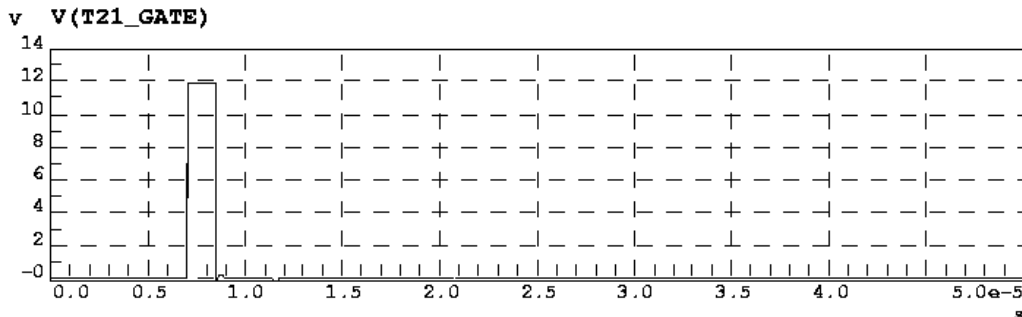


Bild 7: Simulation Schwingung von V\_TT2

Des Weiteren kann die Messung der Schwingung der Potentiale zwischen den Transistoren als Überprüfung der Modellierung der Schaltung und insbesondere der MOSFET-Transistoren dienen. Diese wurden nach einem in [7] vorgestellten Ansatz mit SPICE modelliert. Bild 7 zeigt die Simulation des zuvor gemessenen Schaltvorganges.

Da die sich nach den Schaltvorgängen herausbildenden Schwingungen als Folge der guten Kenntnis der Bauelemente gut bekannt sind, können diese ausgenutzt werden, um ein erneutes Einschalten der Transistoren bei einer Spannungsdifferenz nahe Null zu erreichen. Der Ladetransistor wird wieder eingeschaltet, wenn das Potential zwischen den Transistoren nahe Null liegt, entsprechend erfolgt das Wiedereinschalten des Entladetransistors, wenn es nahe der Aktorspannung liegt. Auf diese Weise lassen sich die Schaltverluste in den



Transistoren begrenzen. Des weitem kann die EMV des Leistungsverstärkers durch das Schalten bei geringer Spannungsdifferenz verbessert werden.

Die Bestimmung des geeigneten Schaltmoments setzt lediglich die Kenntnis der zeitlichen Verläufe der Schwingungen voraus. Nach der Erfassung des Endes der Energieübertragung wird das Wiedereinschalten um eine bestimmte, je nach Spule unterschiedliche Zeit verzögert.

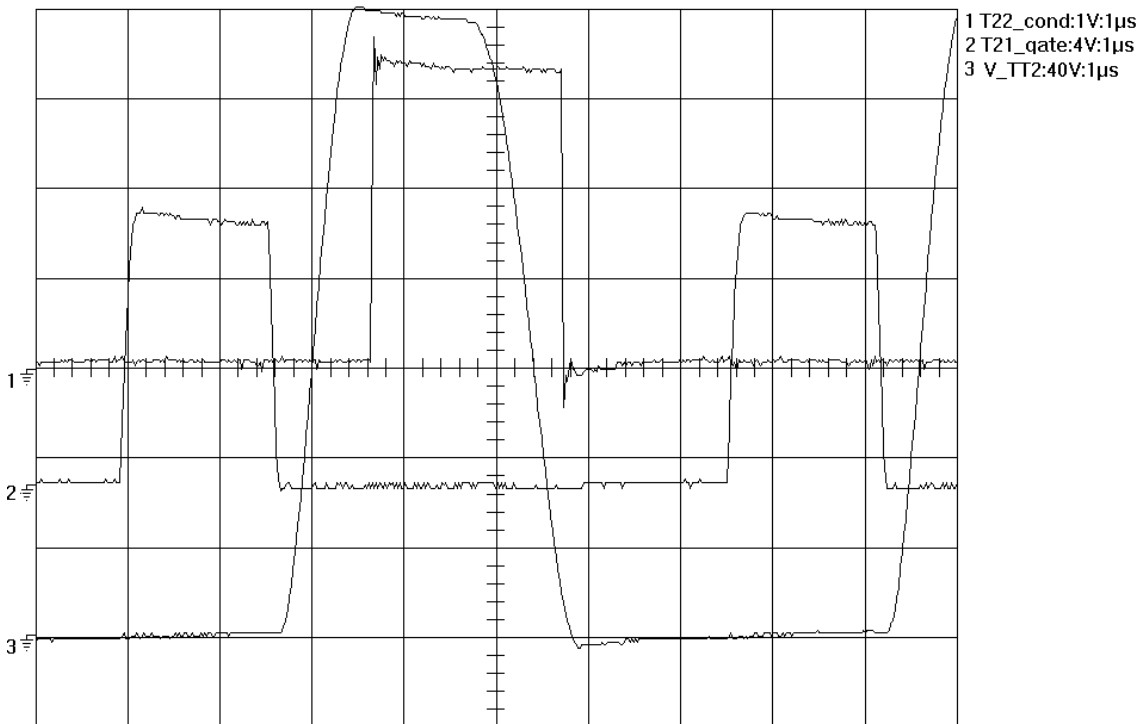


Bild 8: Schalten des Ladetransistors durch Auswertung von  $V_{TT2}$

Bild 8 zeigt das Wiedereinschalten des zu  $L_g$  gehörenden Ladetransistors  $T_{21}$ . Nachdem das Potential  $V_{TT2}$  nicht mehr mit dem Aktor verbunden ist, wird durch die fallende Flanke des Signals  $T22\_cond$  angezeigt, dass die diodische Leitung von Transistor  $T_{22}$  beendet ist. Nach einer Wartezeit wird das Gate des Ladetransistors durch  $T21\_gate$  wieder angesteuert, während  $V_{TT2}$  gerade bei Null liegt.

### Aufbau der Spannungsregelung

Das Laden und Entladen des Aktors kann jeweils mit beiden Spulen gleichzeitig erfolgen. Eine Synchronisation der Spulen ist dabei nicht erforderlich. Bei der Annäherung der Aktorspannung an den Sollwert erfolgt ein Übergang zum Betrieb mit nur einer Spule.

Aus der Aktorspannung und dem Sollwert wird die Energiedifferenz  $\Delta w$  bestimmt. Durch den Vergleich dieses Wertes mit verschiedenen konstanten Referenzwerten werden



Einschaltzeit von  $L_k$  bleibt dabei unverändert auf dem maximal zulässigen Wert, während die von  $L_g$  vom Maximalwert im Zustand S1 in Schritten bis auf 0 in S4 verringert wird. Die beim Eintritt in einen dieser Zustände festgelegte Einschaltzeit oder der Entzug der Freigabe gelten jeweils erst für das folgende Einschalten der Spule. Auf einen aktuellen Hub wird kein Einfluss genommen, da auf diese Weise am besten der anzustrebende Betrieb mit langen Einschaltzeiten erreicht werden kann.

Die neue Einschaltzeit für  $L_g$  wird dabei so festgelegt, dass  $L_k$  während der folgenden Ein- und Ausschaltzeit von  $L_g$  noch mit maximaler Einschaltzeit weiter betrieben werden kann, ohne den Zielwert der Aktorspannung zu überschreiten. Außerdem muss gewährleistet werden, dass die in  $L_g$  noch gespeicherte Energie zusammen mit der im folgenden Hub durch  $L_k$  zu übertragenden Energie  $\Delta w$  nicht übersteigt. Eine detailliertere Betrachtung der Bestimmung der Einschaltzeiten findet sich in [6].

Eine Sonderrolle nimmt S4 ein, bei dem nur noch  $L_k$  für einen kompletten Hub neu eingeschaltet wird, nachdem eine Auswertung der durch den aktuellen Hub von  $L_g$  noch zu übertragenden Energie erfolgte. Diese wird aus der Ein- und Ausschaltzeit der Spule  $L_g$  berechnet. Die Freigabe von  $L_g$  wird dagegen aufgehoben. Somit stellt dieser Zustand den Übergang zum Betrieb mit nur einer Spule dar. Die letzte Annäherung an den Endwert erfolgt mit jeweils nur einer Spule,  $L_k$  oder  $L_g$ , durch die Zustände S5 und S6. Ein Übergang in diese Zustände aber ist erst möglich, nachdem der Strom durch die jeweils andere Spule zu 0 geworden ist.

In Abhängigkeit von der Einschaltzeit eines Transistors wird, unter Berücksichtigung einer kleinen Verzögerung die das Ausschalten in Anspruch nimmt, die Energie berechnet, welche vom aktuellen Hub übertragen wird. Durch einen Vergleich mit der noch erforderlichen Energiemenge  $\Delta w$  wird ein präzises Abschalten des Transistors bei Erreichen des Zielwerts ermöglicht. Die dabei erzeugten Komparatorsignale lösen ein Stop-Signal an den Transistor aus, statt lediglich einem Wechsel des Zustands und einem Einwirken auf nächsten Hub, wie es bei den anderen Komparatorsignalen der Fall ist.

Zwischen Laden und Entladen des Aktors besteht ein wesentlicher Unterschied, welcher für den komplizierteren Aufbau des Ladeteiles verantwortlich ist. Während das Schließen eines Entladetransistor eine sofortige Änderung der Aktorspannung bewirkt, erfolgt diese Änderung beim Laden erst nach dem Öffnen des Transistors, d.h. nachdem auf den Ladehub kein Einfluss mehr genommen werden kann.

## Entladen des Aktors

Durch die direkt messbare Veränderung der Aktorspannung bereits während der Energieübertragung in die Spulen reduzieren sich die durch die Zustandsmaschine wahrzunehmenden Aufgaben auf die Entscheidung, mit welchen Spulen die Entladung erfolgen soll, und das rechtzeitige Abschalten der Spulen beim Erreichen des Endwertes. Einen weiteren Unterschied zum Laden stellt die maximal zulässige Einschaltzeit der Spulen dar, weil diese in Folge der veränderlichen Aktorspannung nicht mehr konstant ist, sondern in Abhängigkeit von dieser Spannung vor dem Einschalten einer Spule neu zu bestimmen ist. Dies gilt auch für die zur Entscheidung zwischen Betrieb mit beiden Spulen oder mit nur einer Spule herangezogenen Energie. Diese ist gleichzeitig so gewählt, dass ein Überschreiten des Endwertes im 2-Spulen-Betrieb vermieden wird. Im Gegensatz zum Ladeteil ist das Verlassen eines Zustandes immer mit dem Setzen eines Stop-Signals für den Transistor der nicht mehr verwendeten Spule verbunden.

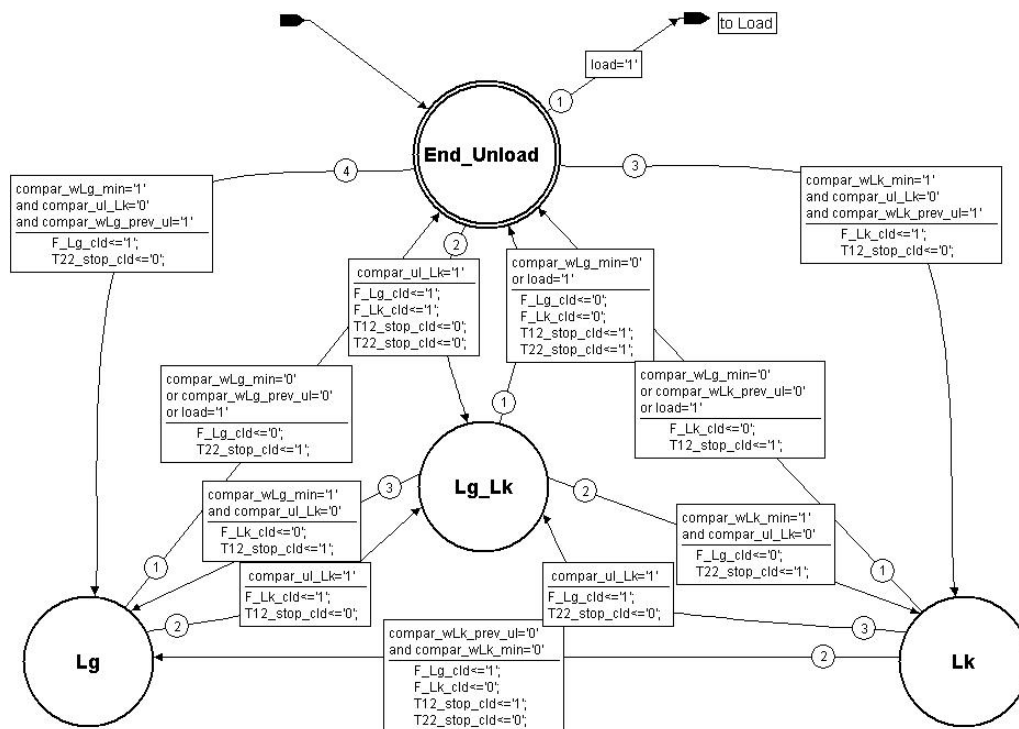


Bild 10: Entladenteil der Hauptzustandsmaschine

## Implementierung der Spannungsregelung

Die Regelung der Aktorspannung erfordert Abstraten bis 20 MHz. Für die Implementierung des entsprechend schnellen Regelalgorithmus kommt ein mit 40 MHz betriebener FPGA (Field Programmable Gate Array) zum Einsatz. Auf diesem erfolgt die Signalverarbeitung parallel, d.h. die Signale werden gleichzeitig verarbeitet und die Verarbeitungszeit resultiert

nur aus der längsten Verarbeitungskette. Die Datenverarbeitung erfolgt bitseriell, d.h. während eines Taktzyklus wird ein Bit verarbeitet. In [8] wird eine Bibliothek vorgestellt, welche einfache und schnelle bitseriell verarbeitende Elemente enthält. Aus diesen Elementen und verschiedenen Zustandsmaschinen kann der Regelalgorithmus zusammengesetzt und VHDL-Code generiert werden. Dieser generierte Code wird für die Synthese auf dem FPGA verwendet.

## Simulation

Der vorgestellte Regelalgorithmus wurde in einer Mixed-Mode-Simulation geprüft. Auf die Modellierung der MOSFET-Transistoren wurde bereits kurz eingegangen. Auch die Nachbildung des gesamten Analogteils erfolgte mit SPICE. Diese beinhaltet neben den erwähnten leistungselektronischen Bestandteilen auch die zur Spannungsmessung erforderlichen Operationsverstärker mit deren externen Bauelementen und der Filterbeschaltung. Der piezoelektrische Aktor wird dabei als einfacher Kondensator aufgefasst oder durch eine Modellierung in VHDL-AMS nachgebildet.

Der Analogteil ist über eine Testbench, welche u.a. die Analog-Digital-Umsetzer enthält, mit dem Regelalgorithmus verbunden. Dabei wird direkt der für die Synthese auf dem FPGA geeignete VHDL-Code eingesetzt.

Bild 11 zeigt die Simulation des Aufladens eines Aktors mit einer Kapazität von  $1 \mu\text{F}$  von 10 V auf 199 V. Neben der Aktorspannung und den Strömen durch  $L_k$  und  $L_g$  sind einige der Signale im FPGA dargestellt. Die Signale  $Txx\_gate\_on$  dienen der Ansteuerung der Gate-Driver der jeweiligen Transistoren.  $Lg\_0$  und  $Lk\_0$  zeigen an, dass der Nulldurchgang des Stroms durch die Spulen erkannt wurde und sind Voraussetzung für das Wiedereinschalten eines Transistors. Die Komparatorsignale 1 bis 4 resultieren aus den Vergleichen der Energiedifferenz  $\Delta w$  mit den Referenzwerten. Ein Wechsel von ‚1‘ auf ‚0‘ bei einem dieser Signale bewirkt ein Verlassen des dazugehörigen Zustands und damit eine Änderung der Einschaltzeit von  $L_g$  für den nächsten Hub, bzw. eine Änderung der Freigabe der Spulen. Ein solcher Wechsel bei einem Komparator  $compar\_wLx\_prev\_lo$  zeigt dagegen an, dass die entsprechende Spule sofort auszuschalten ist, weil der Zielwert der Aktorspannung erreicht wird. Weiterhin sind die Zustände der oben vorgestellten Hauptzustandsmaschine angegeben.

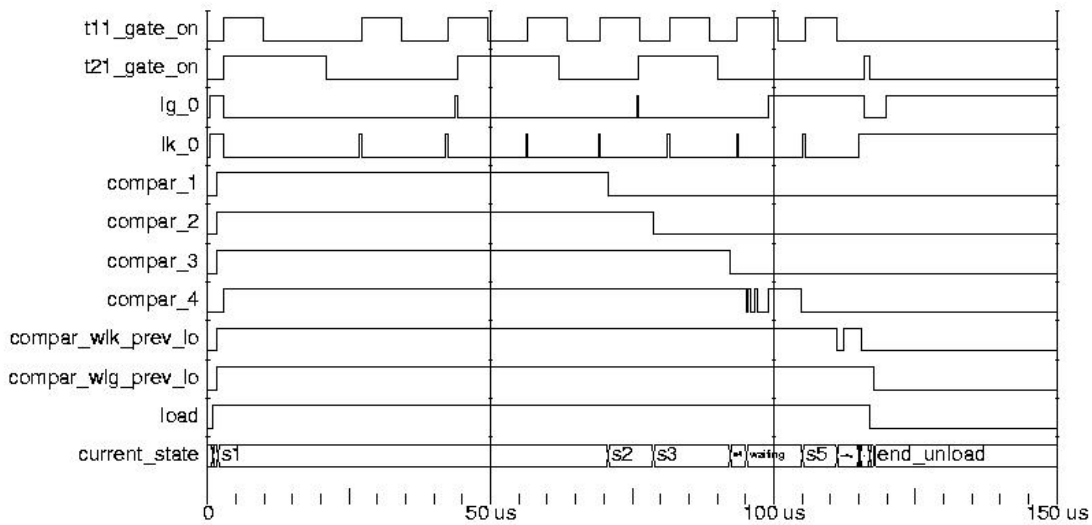
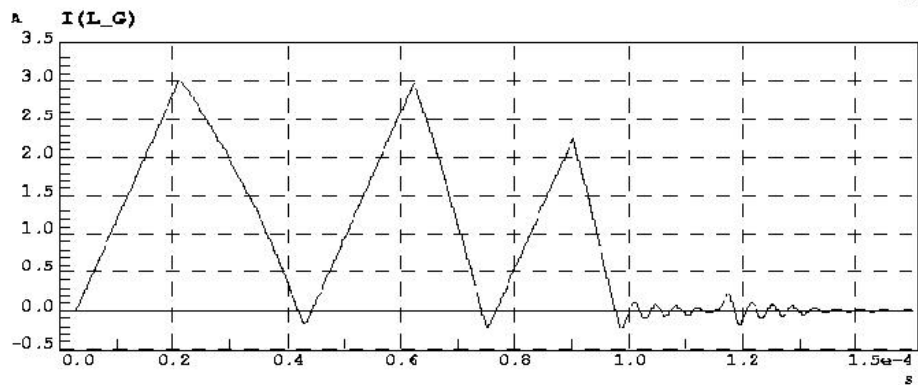
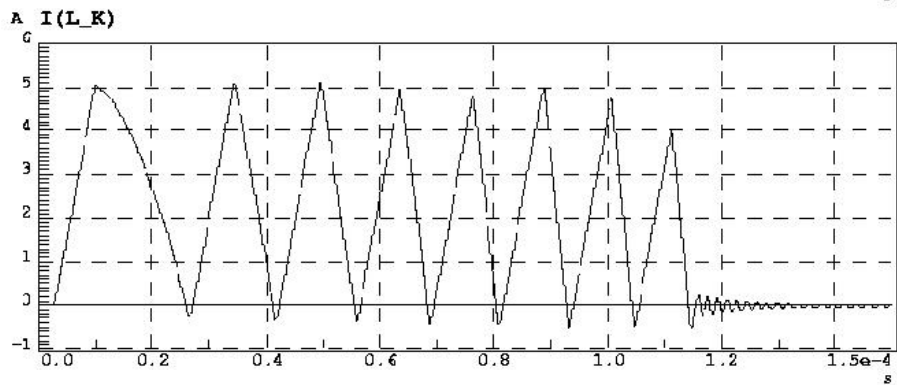
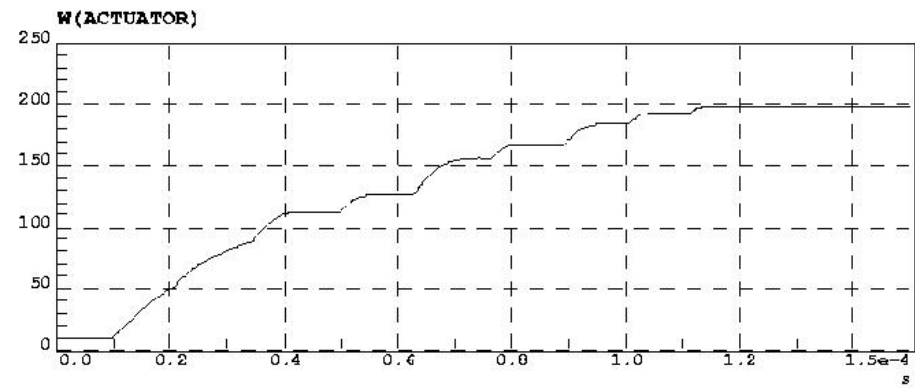


Bild 11: Laden einen konstanten kapazitiven Last von 1  $\mu\text{F}$

## Aktormodell

Bisher wurde der Betrieb des Leistungsverstärkers mit einer konstanten kapazitiven Last betrachtet. Allerdings stellen piezoelektrische Aktoren nichtlineare Kondensatoren dar, bei denen die Ladungs-Spannungs-Zuordnung einer Hysterese unterliegt. In der Literatur finden sich vielfältige Ansätze zur Modellierung piezoelektrischer Aktoren. Zum Teil handelt es sich dabei um Anpassungen des bekannten Preisach-Modells an Piezokeramik [9]. Der Ansatz in [10] zerlegt den Aktor in einzelne elastische Elemente, welche nach einem generalisierten Maxwell-Modell formuliert werden. Damit ist ein erheblicher Aufwand bei der Bestimmung der zahlreichen Parameter verbunden. In [11] und [12] wird eine Modellierung mittels einer Differentialgleichung nach dem Coleman-Hodgdon-Modell vorgestellt, mit der kleine Hystereseschleifen um einen Mittelpunkt nachgebildet werden können. In [13] erfolgt die Modellierung eines Aktors durch ein Polynom 3. Ordnung. Für die Simulation der Ansteuerung mit einem Aktor ist auch ein Ansatz mit einem Polynom 2. Ordnung ausreichend. Dabei wird die Aktorspannung in Abhängigkeit von der Ladung bestimmt, welche wiederum einfach aus der Integration des Aktorstromes zu ermitteln ist.

Es wird davon ausgegangen, dass geschlossene Hystereseschleifen entstehen, d.h. dass nach einem Wechsel zwischen Laden und Entladen wieder die Spannung und Ladung durchlaufen wird, bei welcher der letzte Richtungswechsel erfolgte. Außerdem würde die Ladung für große Spannungen die Sättigung erreichen. Die Koeffizienten des Polynoms werden daher bei jedem Richtungswechsel aus der aktuellen Spannung und Ladung, der Spannung und Ladung beim letzten Richtungswechsel sowie der Sättigungsladung neu bestimmt. Weiterhin können die Hystereseschleifen durch Einführung einer Korrektur der Spannung in Abhängigkeit von Ladung und Abstand der Start- und Endladung der Schleife verbreitert werden.

Auf diese Weise kann ein für die Simulation der Ansteuerung hinreichend genaues Modell erstellt und mit VHDL-AMS umgesetzt werden. Eine Anpassung an unterschiedliche Aktorkapazitäten kann leicht durch entsprechende Auswahl von Ladungs- und Spannungswerten für die erste Berechnung der Koeffizienten erfolgen.

Der Zusammenhang zwischen Ladung und Dehnung des Aktors ist bekanntermaßen nahezu linear, sofern der Aktor mechanisch vorgespannt ist. Die am Aktor anliegende mechanische Last kann durch eine externe Kraft, welche ggf. von der Aktordehnung abhängig ist, berücksichtigt werden. Eine solche Kraft bewirkt eine Änderung der Spannung am piezoelektrischen Aktor und nimmt somit Einfluss auf die Ladung.

## Simulation mit Aktormodell

Bild 12 zeigt den simulierten Verlauf der Ladung über der Aktorspannung beim Laden von 10 V auf 190 V und anschließendem Entladen auf 20 V. Verwendet wurde das VHDL-AMS-Modell eines Aktors mit einer Kapazität von ca. 2  $\mu\text{F}$ , ohne Einwirkung einer äußeren Kraft.

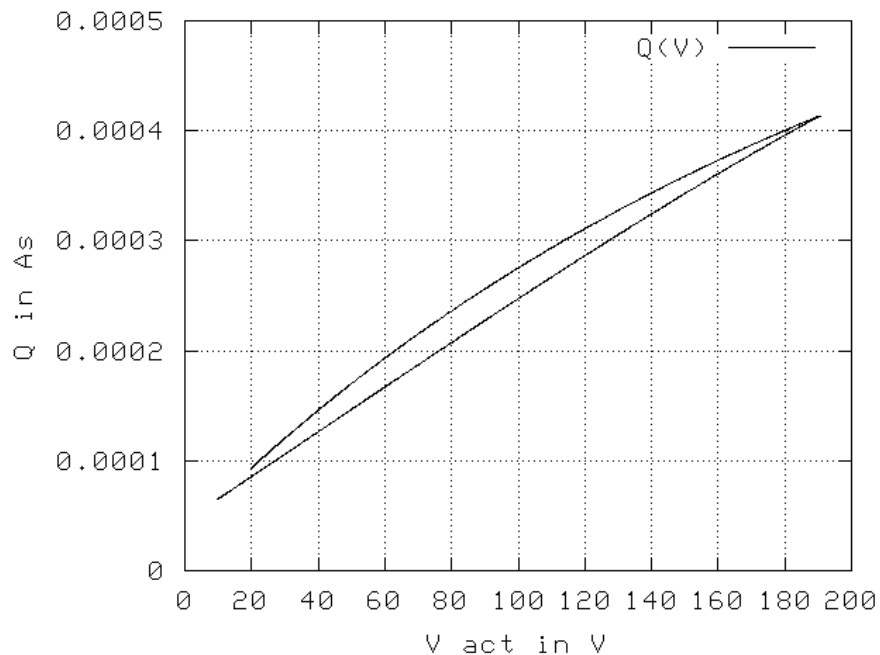


Bild 12 : Ladungs-Spannungs-Hysterese eines simulierten 2  $\mu\text{F}$ -Aktors

Im Gegensatz zum Betrieb mit einer konstanten kapazitiven Last bereitet das präzise Erreichen des Zielwerts der Aktorspannung bei Aktoren mit Hysterese Probleme. Bild 13 zeigt die simulierten Verläufe der Aktorspannung sowie der Spulenströme beim Laden auf 190 V und anschließendem Entladen auf 80 V. Dabei wird der Zielwert um jeweils ca. 0,5 V über- bzw. unterschritten und muss durch ein kurzes erneutes Entladen bzw. Nachladen korrigiert werden. Bei einem Entladevorgang auf 20 V tritt diese Problem nicht auf, da die Aktorkapazität bei dieser Spannung die von der Regelung angenommenen 2  $\mu\text{F}$  übersteigt und Entladevorgänge bei kleinen Spannungen ohnehin deutlich langsamer verlaufen als bei höheren. Den Verlauf der Aktorkapazität über der Spannung gibt Bild 14 wieder. Auch hier wurde der Verlauf für einen Entladevorgang bis auf 20 V dargestellt, um das Verhalten des modellierten Aktors besser veranschaulichen zu können.



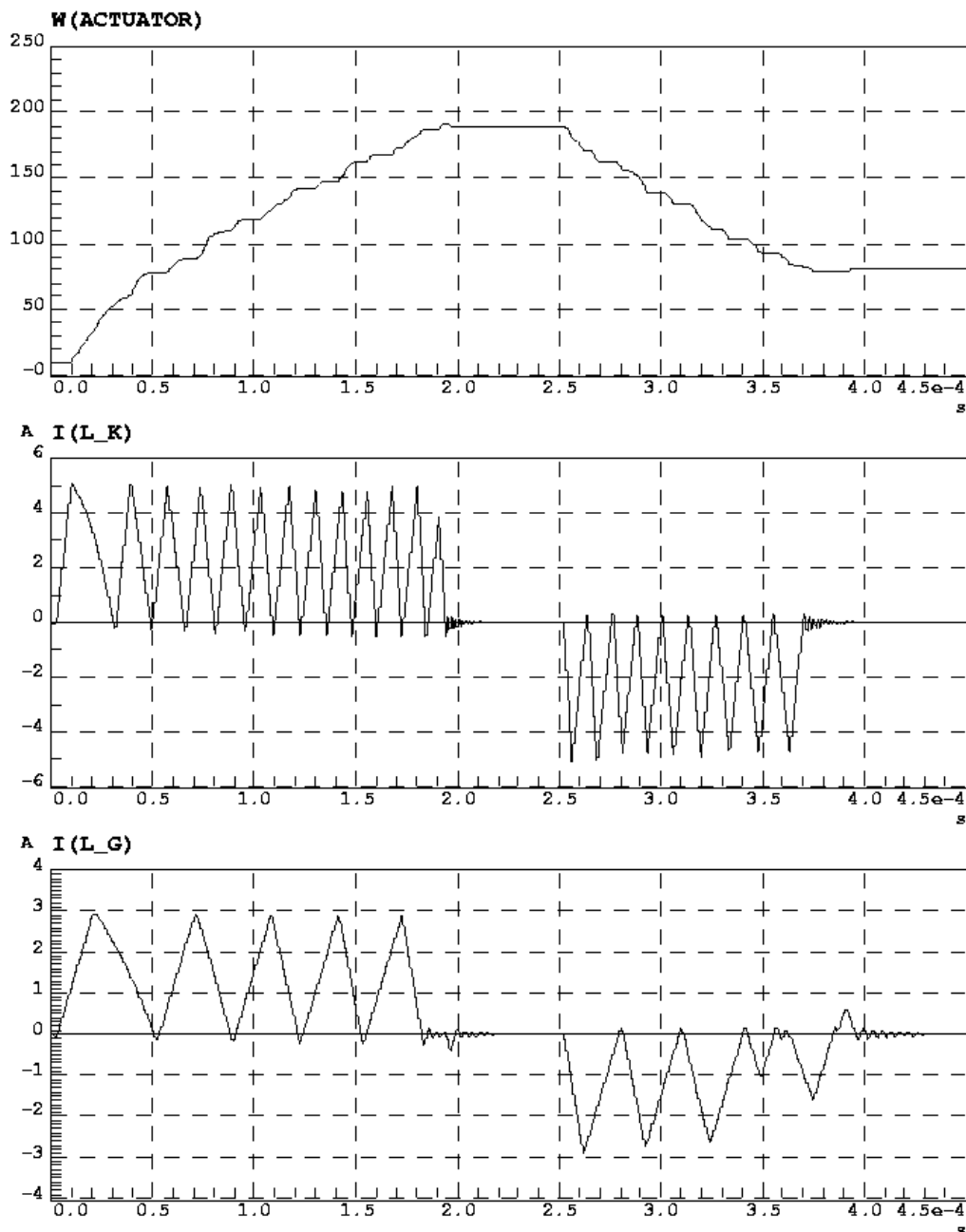


Bild 13: Laden und Entladen eines 2 µF-Aktors mit Hysterese

### Ermittlung der Aktorkapazität

Weiterhin enthält Bild 14 die aus der übertragenen Energie und der zugehörigen Spannungsänderung berechneten Aktorkapazitäten beim Laden und Entladen,  $C_{calc\_lo}$  und  $C_{calc\_ul}$ . Zu Beginn jeder Übertragung in den Aktor wird die Spannung erfasst. Beim Laden erfolgt eine Berechnung der Kapazität immer dann, wenn beide Spulen gerade keine Energie in den Aktor übertragen. Bis diese Bedingung eintritt, werden die durch die

einzelnen Hübe beider Spulen übertragenen Energiemengen addiert. Aus der erreichten Spannung kann dann die Kapazität bestimmt werden.

Im Unterschied zum Laden ist beim Entladen die in eine Spule eingetragene Energie von der Aktorspannung abhängig und kann daher nicht einfach aus der Einschaltzeit berechnet werden. Es ist daher nötig, die Aktorspannung zur Berechnung der übertragenen Energie mit heranzuziehen. Um ein aufwendiges Verfahren zu vermeiden, erfolgt die Bestimmung der Kapazität beim Entladen durch Auswertung eines Entladeschritts, an dem nur  $L_k$  beteiligt ist. Dadurch ist es möglich die übertragene Energie mit hinreichender Genauigkeit aus der Spannung am Ende des Entladeschritts zu bestimmen.

Der Algorithmus zur Bestimmung der Aktorkapazität wurde in die beschriebene Mixed-Mode-Simulation eingefügt. Dabei wurden die im FPGA zur Verfügung stehenden bzw. dort berechneten Signale verwendet. Somit konnte diese Methode geprüft werden, obgleich dieser Algorithmus im Gegensatz zur Spannungsregelung noch nicht in synthetisierbarem Code vorliegt.

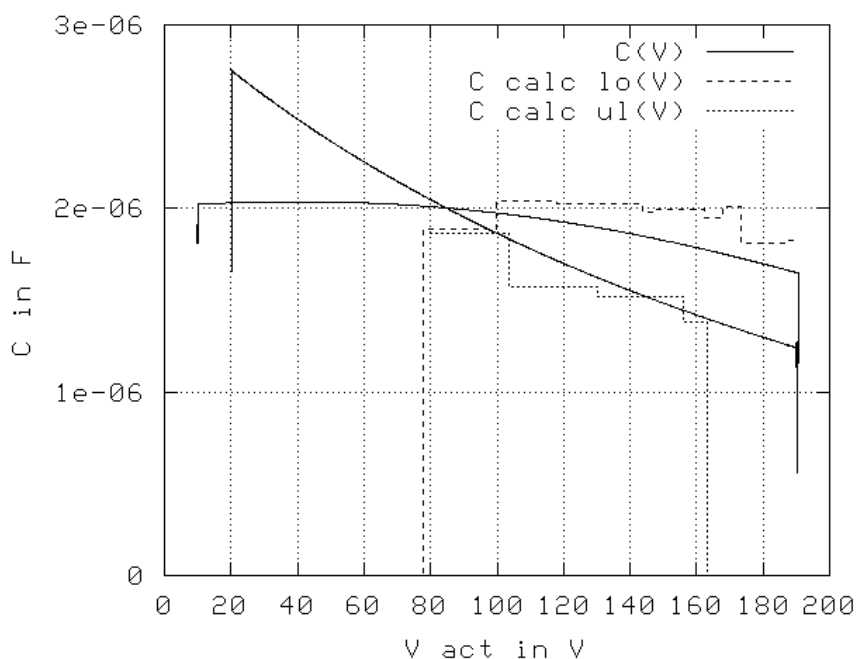


Bild 14: Verlauf der Kapazität über der Spannung des  $2 \mu\text{F}$ -Aktors mit Hysterese

Mit dieser Methode ist es möglich, die Änderungen in der Aktorkapazität zu erfassen. Im Verlauf der Ladekapazität sind die Auswirkungen der Digitalisierung zu sehen. Da diese nur auf  $0,2 \text{ V}$  genau erfolgt, treten bei kleinen Spannungsänderungen Ungenauigkeiten auf. Dennoch wird die Kapazität zufriedenstellend exakt bestimmt. Dies gilt besonders für den Betrieb mit nur einer Spule, wie er vor Erreichen des Sollwertes gegeben ist. Die so

bestimmte Kapazität kann für eine Korrektur der Regelung verwendet werden, um ein Über- oder Unterschreiten des Zielwerts zu verhindern.

### Ausblick

Der Regelalgorithmus wurde bisher in Teilen auf dem FPGA implementiert. Dadurch konnte u.a. das Schalten der Transistoren in Abhängigkeit von der Stromnullerkennung überprüft werden sowie der leistungselektronische Teil der Ansteuerung getestet werden. Eine Implementierung der kompletten Spannungsregelung, die bereits in synthetisierbarem HDL-Code vorliegt und in der Mixed-Mode-Simulation geprüft wurde, wird erfolgen.

Weiterhin ist das Verfahren zur Bestimmung der Aktorkapazität in eine synthetisierbare zu bringen. Anschließend kann die Spannungsregelung durch Auswertung der berechneten Kapazität in eine adaptive Form überführt werden, welche ein präzises Erreichen des Zielwertes ohne korrigierende Nach- bzw. Entladen ermöglicht.

Literatur:

- [1] It Once Powered Printers, Now Its Output Powers Diesel Vehicles - Siemens Piezo Makes Passenger Car Diesel Viable In U.S. Market; 2001,  
<http://www.usa.siemensvdo.com/media/releases/2001/pt/0302a.htm>
- [2] R. Kasper, A. Wagner: Modellgestütztes Reglerkonzept für Piezoelektrische Antriebe; 4. Magdeburger Maschinenbau-Tage, 1999, Tagungsband, S 139-150
- [3] R. Kasper, W. Heinemann, A. Wagner: Modeling and Control of Piezoelectric Actuators for High Speed Applications; The 4<sup>th</sup> International Conference on Motion and Vibration Control MOVIC, 1998, Vol. 1 pp. 231-236, ETH Zürich, Switzerland
- [4] H. Janocha, C. Stiebel: New Approach to a Switching Amplifier for Piezoelectric Actuators. Proc. 6<sup>th</sup> Internat. Conf. On New Actuators 1998, pp 189-192, Bremen , Germany
- [5] Ch. Stiebel, Th. Würz, H. Janocha : Leistungsverstärker für piezoelektrische Aktoren; Elektronik 12/2001, S 82-88
- [6] G. Gnad, R. Kasper: Ansteuerkonzept für Piezoelektrische Aktoren; 5. Magdeburger Maschinenbau-Tage, 2001, Tagungsband S 373-382; Magdeburg, Germany
- [7] M. Napieralska: Modélisation du Transistor VDMOS pour simulation de circuits en électronique de puissance; 1991, Dissertation am Institut National des Sciences Appliquées von Toulouse, Frankreich
- [8] R. Kasper, T. Reinemann: High Speed Implementation of Controllers and filters for Mechatronic Systems; TechOnline – 14817,  
<http://www.techonline.com/community/home/14817>
- [9] P. Ge, M. Jouaneh: Modeling hysteresis in piezoceramic actuators; Precision Engineering, 1995, VOL 17 NO 3
- [10] M. Goldfarb, N. Celanovic: Modeling Piezoelectric Stack Actuators for Control of Micromanipulation; IEEE Control Systems, June 1997, pp. 69-79
- [11] H. Adriaens, W. de Koning, R. Banning: Modeling Piezoelectric Actuators, IEEE/ASM Transactions on Mechatronics, VOL 5, NO 4, December 2000
- [12] H. Adriaens: Modeling and Control of a Piezo-Actuated Positioning Mechanism, Dissertation an der Technischen Universität Delft, 2000
- [13] J. Heinrich: Modellierung und Simulation des Verhaltens von Steuer- und Regleinrichtungen für piezokeramische Aktoren; Dissertation an der Universität Magdeburg, 1998