

# Ansteuerkonzept für piezoelektrische Aktoren

## **Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades

## **Doktoringenieur**

**(Dr.-Ing.)**

von Dipl.-Ing. Gunnar Gnad

geb. am 10. Juli 1974 in Magdeburg

genehmigt durch die Fakultät für Maschinenbau der Otto-von-Guericke-Universität

Magdeburg

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Roland Kasper

Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Frank Palis

Promotionskolloquium am 10. Juni 2005

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mechatronik und Antriebstechnik der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg. Ich möchte allen danken, die zum Gelingen beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt dem Leiter des Instituts, Herrn Prof. Dr. Roland Kasper. Er gab mir die Gelegenheit, diese Arbeit am Lehrstuhl für Mechatronik durchzuführen und hat sie durch anregende Diskussionen und wichtige Ratschläge begleitet.

Bei Dr. Thomas Reinemann möchte ich mich für wertvolle Hinweise bedanken.

Mein Dank gilt auch Dr. Wolfgang Heinemann für die Unterstützung der Arbeit, für Ratschläge und Anregungen.

Prof. Dr. Frank Palis danke ich für die Erstellung des Zweitgutachtens.

## Zusammenfassung

Piezoelektrische Aktoren kommen in vielfältigen Anwendungen zum Einsatz, sie finden Verwendung bei Nano-Positionieraufgaben wie auch in hydraulischen und pneumatischen Ventilen. Diese Aktoren sind gekennzeichnet durch eine hohe Auflösung des Stellweges und exzellente dynamische Eigenschaften.

Die vorliegende Arbeit behandelt eine als Ladungspumpe aufgebaute elektrische Ansteuerung, mit der ein präziser und hochdynamischer Betrieb von Multilayer-Piezoaktoren möglich ist. Der vorgestellte Schaltverstärker ermöglicht die Rückgewinnung von Energie aus der kapazitiven Last, die ein piezoelektrischer Aktor darstellt, und nutzt damit einen weiteren Vorteil dieser Aktoren gegenüber anderen Stellelementen.

Laden und Entladen des Aktors erfolgen in einer Sequenz einzelner Schritte. Beim Energietransfer mit dem Piezoaktor werden zwei Spulen unterschiedlicher Induktivität als Zwischenspeicher verwendet. Neben dem Aufbau und der Auslegung des Verstärkers ist der Entwurf eines Schaltverfahrens erforderlich. Vorgestellt wird weiterhin eine Regelung für die Spannung auf dem piezoelektrischen Aktor. Ein FPGA dient als Controller, auf dem sämtliche Algorithmen implementiert werden.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Physikalische Beziehungen	2
1.2	Piezokeramik	3
1.3	Ausführungsformen von Piezoaktoren	4
1.3.1	Definitionen	4
1.3.2	Stapelaktoren	5
1.3.3	Biegeaktoren	6
1.3.4	Piezoaktoren in Tubusform	6
1.4	Wegvergrößerungssysteme	7
1.5	Anwendungsbeispiele piezoelektrischer Antriebssysteme	7
1.6	Ziel der Arbeit	9
<b>2</b>	<b>Stand der Technik</b>	<b>11</b>
<b>3</b>	<b>Verstärkerkonzept</b>	<b>19</b>
3.1	Verstärkerschaltungen für die Ansteuerung von Piezoaktoren	19
3.1.1	Konzepte aus der Stromrichtertechnik	19
3.1.2	Analoge Verstärker	21
3.1.3	Schaltende Verstärker	22
3.1.4	Schaltende Verstärker mit Spule	24
3.1.5	Taktung der Transistoren	34
3.2	Ausgewähltes Schaltverstärkerkonzept	34
3.2.1	Auswahl der Bauelemente	36
3.2.2	Schalten der Transistoren	43
3.2.3	Regelverfahren	49
<b>4</b>	<b>Implementierung des Regelverfahrens</b>	<b>50</b>
4.1	Auswahl eines Controller-Schaltkreises	50
4.2	Programmierung des FPGA	50
4.3	Bitserielle Signalverarbeitung	51
4.4	Festlegung der Schaltkreise	51

4.5	Aufbau des Regelalgorithmus'	52
4.6	Skalierung	53
4.7	Festlegung der Wortlänge	54
4.8	Umsetzung des Algorithmus' mit einzelnen Blockkomponenten	55
4.8.1	Eingangssignalverarbeitung	56
4.8.2	Komparatoren	56
4.9	Interaktion der Zustandsautomaten	57
4.9.1	Zustandsautomat „load_unload“	58
4.9.2	Zustandsautomat „Txx_cond“	62
4.9.3	Zustandsautomat „Lx“	63
4.9.4	Zustandsautomat „Txx“	64
4.10	Implementierungsschritte	64
<b>5</b>	<b>Modellierung</b>	<b>66</b>
5.1	Simulationswerkzeuge	66
5.2	Modellierung der elektrischen Komponenten	67
5.3	Modell des piezoelektrischen Aktors	68
5.3.1	Hystereseverhalten von Piezokeramiken	68
5.3.2	Verschiedene bekannte Hysteresemodelle	70
5.3.3	Anforderungen an ein Aktormodell	71
5.3.4	Mathematische Umsetzung	74
5.3.5	Spannungsbestimmung und Kurvenauswahl	83
5.3.6	Umsetzung des Aktormodells mit VHDL-AMS	84
<b>6</b>	<b>Ergebnisse aus Simulation und Messungen</b>	<b>85</b>
6.1	Eigenschaften des verwendeten Aktors	85
6.2	Experimentelles Umfeld	86
6.3	Durchführung der Messungen	87
6.4	Potentiale zwischen den Transistoren	87
6.5	Ergebnisse mit Aktor	90
6.5.1	Sollwertzyklus	90
6.5.2	Sollwertvorgabe als Rampe	96
6.6	Effizienz der Energierückgewinnung	97
<b>7</b>	<b>Fazit und Ausblick</b>	<b>99</b>

<b>Bezeichnungen und Formelzeichen</b>	<b>101</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>104</b>
<b>Anhang A Berechnung der Ausschaltzeiten</b>	<b>I</b>
<b>Anhang B Eigenschaften des verwendeten Aktors</b>	<b>IV</b>
<b>Anhang C Mathematische Implementierung des Aktormodells</b>	<b>VI</b>
<b>Anhang D Elektronische Bauelemente</b>	<b>XV</b>
<b>Anhang E Komparatorsignale, Referenzwerte und Einschaltzeiten</b>	<b>XVI</b>
<b>Anhang F Simulation des Sollwertzyklus'</b>	<b>XIX</b>

## 1 Einleitung

Das erste grundlegende physikalische Verständnis der Piezoelektrizität wurde von den Brüdern Pierre und Jacques Curie im Jahre 1880 entwickelt. Sie stellten fest, dass bei Turmalinkristallen ein gerichteter mechanischer Druck auf die Außenflächen des Kristalls an den gegenüberliegenden Flächen eine dazu proportionale ungleichnamige Oberflächenladung erzeugt (Bild 1-1.a). Nach dem griechischen Wort *piezo* („ich drücke“) nannten sie die Erscheinung *Piezoeffekt*. Der inverse piezoelektrische Effekt, bei dem durch Anlegen eines elektrischen Feldes Längenänderungen im Kristall auftreten (Bild 1-1.b), wurde von M. G. Lippmann im folgenden Jahr auf Grund thermodynamischer Überlegungen vorausgesagt und kurz darauf von den Brüdern Curie experimentell bestätigt [Schmid].

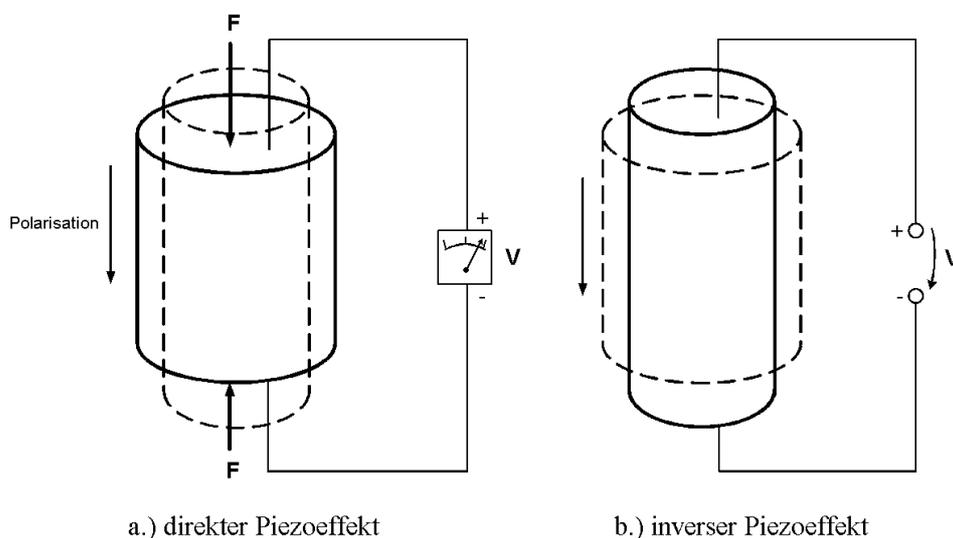


Bild 1-1: Piezoelektrischer Effekt

Die Anwendungen von Piezokeramiken in Gasanzündern oder Feuerzeugen ist seit langem bekannt. Seit Jahrzehnten finden piezoelektrische Systeme in Form von Sensoren für Kraft, Druck oder Beschleunigung breite industrielle Anwendung. Diesen Anwendungen liegt der direkte piezoelektrische Effekt zugrunde. Der Einsatz von Piezokeramiken als Aktor hat erst

in jüngerer Vergangenheit Verbreitung gefunden. Bei Aktoren wird der inverse Piezoeffekt genutzt. Die zunehmende Verbreitung ist auf Fortschritte in der Fertigungstechnologie für Piezokeramik und Aktoren zurückzuführen. Inzwischen haben sich piezoelektrische Aktoren in Nischen einen festen Platz erobert und sind dabei, sich einen Massenmarkt zu erschließen. Daher wird nachfolgend auf Eigenschaften, Fertigung und Anwendung von Piezokeramik eingegangen.

## 1.1 Physikalische Beziehungen

Die piezoelektrischen Gleichungen verbinden die physikalischen Größen mechanische Spannung  $T$ , Dehnung  $S$ , elektrische Feldstärke  $E$  und elektrische Verschiebung  $D$ . Jeweils eine mechanische und eine elektrische Größe werden durch die piezoelektrischen Koeffizienten verknüpft. Die folgenden Gleichungen für den direkten und den inversen piezoelektrischen Effekt enthalten den piezoelektrischen Dehnungskoeffizienten  $d$ , der auch als piezoelektrische Ladungskonstante bezeichnet wird.

Direkter Piezoeffekt:

$$S = s^E \cdot T + d \cdot E \quad \text{Gleichung 1-1}$$

Inverser Piezoeffekt:

$$D = d \cdot T + \varepsilon^T \cdot E \quad \text{Gleichung 1-2}$$

Der Dehnungskoeffizient  $d$  gibt das Verhältnis zwischen Dehnung  $S$  und elektrischer Feldstärke  $E$  oder zwischen elektrischer Verschiebung  $D$  und mechanischer Spannung  $T$  wieder, je nach Verwendung in Gleichungen für den direkten oder den inversen Piezoeffekt. Durch den hochgestellten Index wird kenntlich gemacht, dass die so gekennzeichnete Größe für einen bestimmten konstanten Wert der Indexgröße festgelegt wurde. Sowohl die piezoelektrischen Koeffizienten wie auch die Dielektrizitätskonstante  $\varepsilon$  und die Elastizitätskonstante  $s$  sind richtungsabhängig, da die Piezokeramik anisotrope Eigenschaften aufweist. Je nachdem, welche Größen als unabhängige Variablen gewählt werden, ergeben sich unterschiedliche Gleichungen. Die vollständigen piezoelektrischen Gleichungen können der Literatur [Koch] entnommen werden. Allerdings sind diese nur auf das Kleinsignalverhalten von Piezokeramik anwendbar.

## 1.2 Piezokeramik

Seit ihrer Entwicklung vor mehr als dreißig Jahren [Jaffe] sind Bleizirkonattitanat-Keramiken (PZT) die wichtigsten Keramiken für die Fertigung piezoelektrischer Bauteile für praktische Anwendungen. Die Struktur einer Elementarzelle von  $\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$  (PZT-Keramik) stellt Bild 1-2 dar. Oberhalb der Curie-Temperatur besteht die Keramik aus einfachen kubischen Gittern. In der Elementarzelle fallen die Schwerpunkte der positiven und der negativen Ladung zusammen. Asymmetrien und Dipole sind nicht vorhanden. Unterhalb der Curie-Temperatur geht das Gitter in einen tetragonalen Zustand über und ist dabei nicht mehr völlig symmetrisch. Da die Ladungsschwerpunkte nicht mehr zusammenfallen, entsteht in jeder Elementarzelle ein elektrischer Dipol.

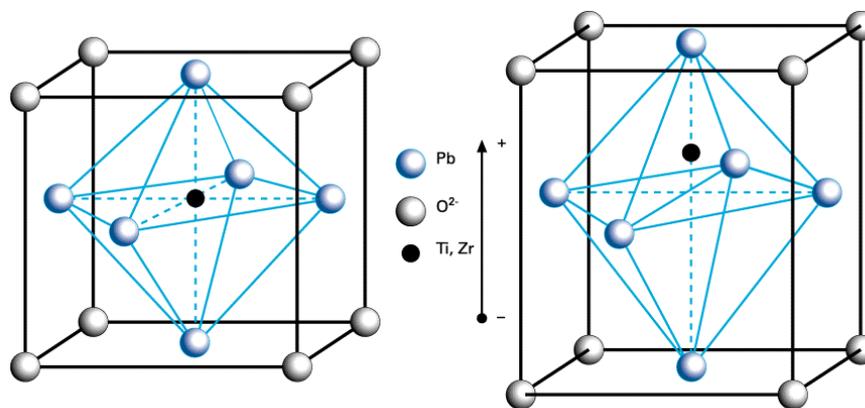


Bild 1-2: Elementarzelle einer PZT-Keramik in unpolarisiertem (links) und polarisiertem Zustand, [PI1], [Ruscm]

Der keramische Prozess gestattet die Synthese von Werkstoffen aus einfachen Pulvern und ermöglicht die Herstellung einer Vielzahl von geometrischen Formen aus piezoelektrischen Keramiken mit unterschiedlichen Spezifikationen. Nachfolgend wird kurz auf die wichtigsten Schritte bei der Keramikherstellung eingegangen. Die Literatur [Helke], [Ruscm] enthält einen umfassenden Überblick. Nach dem Mischen der pulverförmigen Rohstoffe werden diese in einem thermischen Prozess verbunden. Die während der Verbindungsbildung in der Keramik ablaufenden Reaktionen werden als Kalzinieren bezeichnet. Nach der Formgebung wird das Material durch das Sintern nahezu vollständig verdichtet, so dass ein Festkörper entsteht. Die elektrischen und mechanischen Eigenschaften der Keramiken werden sowohl durch die Wahl der Zusammensetzung als auch durch die Parameter des keramischen Bildungsprozesses bestimmt. Für den späteren Betrieb der piezoelektrischen Keramik ist noch das Aufbringen von Elektroden durch Metallisieren erforderlich. Für die Elektroden werden

hauptsächlich Silberbeläge verwendet. Nach dem Aufbringen der Elektroden wird noch mit Hilfe der Polarisierung die remanente Polarisierung der Keramiken erzeugt.

### 1.3 Ausführungsformen von Piezoaktoren

Seit der Entwicklung leistungsfähiger Werkstoffe kommen Piezoaktoren in einer ganzen Reihe von technischen Anwendungen zum Einsatz. Je nach Bauform generieren die Aktoren Kräfte von wenigen mN bis zu mehreren kN, bei Ausdehnungen von wenigen Mikrometern bis hin zu Stellwegen von einigen Millimetern [Heinem]. Als wichtigste Ausführungsformen piezoelektrischer Aktoren sind Stapelaktoren, Biege wandler und Tuben zu nennen. Sämtliche nachfolgend betrachteten Aktoren bestehen aus Formen von PZT-Keramik.

#### 1.3.1 Definitionen

Für die Beschreibung piezoelektrischer Keramik wurden verschiedene Achsen parallel und senkrecht zu Polarisierung [PI1] und dazugehörigem Dehnungskoeffizienten definiert. Von Bedeutung sind insbesondere zwei Koeffizienten, welche entsprechend der Achsendefinition festgelegt wurden. Der Koeffizient  $d_{33}$  beschreibt die Dehnung parallel zur Polarisationsachse der Keramik und  $d_{31}$  die Dehnung senkrecht zur Polarisationsachse. Diese beiden Dehnungskoeffizienten werden teilweise auch als „Piezo-Verstärkung“ bezeichnet.

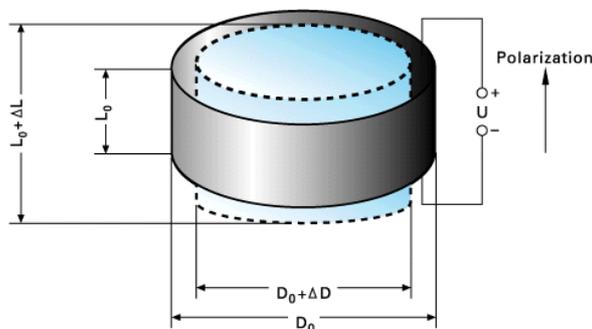


Bild 1-3: Verformung einer Piezoscheibe, [PI1]

In Bild 1-3 sind Ausdehnung und Kontraktion einer Piezo-Scheibe bei Anlegen einer Spannung dargestellt. Dabei bestimmt der Koeffizient  $d_{33}$  die Zunahme der Länge  $L$ , während die Verringerung der Breite  $D$  durch  $d_{31}$  bestimmt wird. Beide Koeffizienten sind Materialeigenschaften, die das Kleinsignalverhalten wiedergeben, aber von Umgebungsbedingungen wie Temperatur, Druck und elektrischem Feld abhängig sind. Diese Koeffizienten erfassen das Verhalten eines piezoelektrischen Aktors nicht vollständig, werden

jedoch nachfolgend für die Beschreibung der Dehnungseffekte in den unterschiedlichen Bauformen verwendet.

### 1.3.2 Stapelaktoren

Stapelaktoren zeichnen sich vor allem durch hohe Stellkräfte, hohe Betriebsfrequenzen und kompakte Bauweise aus. Es werden Hochspannungstypen und Niederspannungstypen unterschieden, die auf Grund ihrer Bauweise auch als Multilayer-Aktoren bezeichnet werden. Die Aktoren erreichen bei Spannungen um 1000 V bzw. schon bei 100 V bis 200 V ihre volle Verformung.

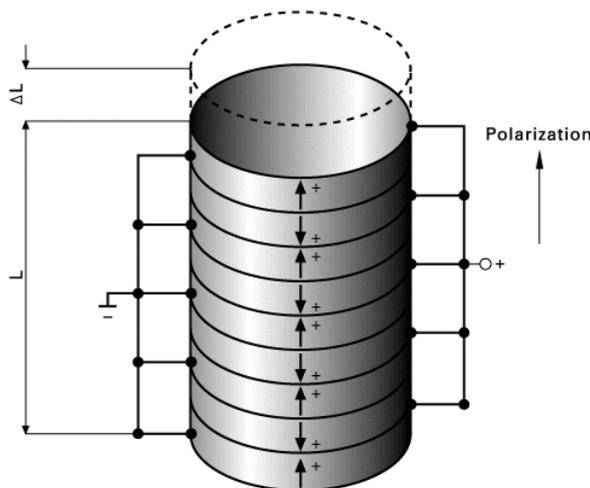


Bild 1-4: Aufbau eines Stapelaktors, [PI1]

Die maximale Feldstärke, der Piezokeramik ausgesetzt werden kann, beträgt 1 bis 2 kV/mm [PI1]. Die Piezoaktoren sind aus mehreren Schichten piezoelektrisch aktiver Keramik aufgebaut (Bild 1-4). Diese Schichten sind elektrisch parallel geschaltet. Die auf dem  $d_{33}$ -Effekt beruhende Verformung der einzelnen Schichten addiert sich, während die Stellkraft auf Grund der Flächengleichheit erhalten bleibt. Die Betriebsspannung eines solchen Aktors wird durch die Dicke der Schichten bestimmt. Die elektrische Ansteuerung gestaltet sich für den Niederspannungstyp einfacher. Der Hochspannungstyp ist für höhere Temperaturen bis zu 150° C geeignet, während beim Niederspannungstyp nur 80° C zulässig sind. Weiterhin können Hochspannungsaktoren mit größerem Querschnitt hergestellt und für Lasten bis zu einigen Tonnen entworfen werden. Multilayer-Aktoren erreichen Stellkräfte von einigen kN, allerdings nur relativ geringe Dehnungen. Die Stellwege sind von der Länge des Aktors abhängig und liegen im Bereich einiger 10  $\mu\text{m}$ . Da Stapelaktoren keine Zugkräfte aufnehmen können, ist für eine externe Vorspannung zu sorgen. Auch können keine Querkräfte und nur in geringem Maße Biegemomente aufgenommen werden.

### 1.3.3 Biegeaktoren

Biegeaktoren sind ähnlich wie Bimetallstreifen aufgebaut. Bei der bimorphen Ausführungsform (Bild 1-5) wird ein Streifen Piezokeramik mit einem Metallsubstrat verbunden. Das Metallsubstrat verbiegt sich durch die Längenänderung des Piezokeramikstreifens, die der  $d_{31}$ -Effekt beim Anlegen einer Spannung auslöst. An der Spitze des einseitig eingespannten Aktors können Auslenkungen bis zu 1 mm erreicht werden. Die Stellkräfte betragen maximal 1 N.

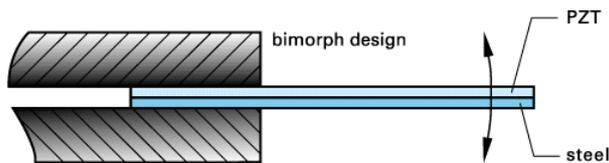


Bild 1-5: Biegewandler in bimorpher Ausführung, [PI1]

Neben der bimorphen Ausführung gibt es auch Biegeaktoren, die statt der einen Keramikschicht einen Multilayer-Aufbau verwenden. Dadurch können die Betriebsspannungen auf ein Zehntel reduziert werden. Neben den klassischen bimorphen Biegewandlern sind die Disk-Translatoren zu erwähnen. Diese sind in Form einer Scheibe aufgebaut, deren Mitte sich bei Anlegen einer Spannung wölbt. Eine Sonderform der Biegewandler sind die sogenannten Crossbow-Aktoren [Crossb]. Diese bestehen aus einem Keramiksubstrat, auf welches ein flacher Multilayer-Stapelaktor aufgeklebt ist. Da diese Aktoren nicht einseitig eingespannt werden, bewirkt die Längenänderung des aufgeklebten Aktors eine bogenförmige Verformung des Keramiksubstrates.

### 1.3.4 Piezoaktoren in Tubusform

Diese als monolithische Keramiktuben aufgebaute Aktoren sind innen und außen mit Elektroden versehen. Beim Anlegen einer Spannung kontrahiert der Tubus radial und axial. Die äußere Elektrode ist in mehrere Segmente unterteilt, die mit unterschiedlicher Spannung versorgt werden. Ein Tubus, der an einer Seite eingespannt ist, verbiegt sich beim Anlegen dieser unterschiedlichen Spannungen. Dabei überlagern sich  $d_{33}$ - und  $d_{31}$ -Effekt. Derartige Tuben werden zum Beispiel in Tintenstahldruckern eingesetzt und sind bei Anwendungen in der Mikroskopie weit verbreitet.

## 1.4 Wegvergrößerungssysteme

Der Stellweg piezoelektrischer Aktoren kann in einigen Anwendungen, wie zum Beispiel der Schwingungserzeugung im Lautsprecher, direkt genutzt werden. Für die meisten Anwendungen sind die direkt erreichbaren Stellwege zu klein. Daher ist für einen gewünschten Effekt oft eine Vergrößerung des Stellweges erforderlich, die durch ein Wegvergrößerungssystem für Hub oder Winkel erfolgen kann. Die einfachste Art der Wegübersetzung erfolgt durch einen Hebel. Mechanische Wegvergrößerungssysteme sind oft als Gelenkelemente ausgebildet, wobei Drehgelenke oder Feststoffgelenke typisch sind. Ein Beispiel für ein speziell für Piezoaktoren entwickeltes Wegvergrößerungssystem von Cedrat Technologies ist Bild 1-6 dargestellt. Diese Anordnung wird in [OffCed] beschrieben.

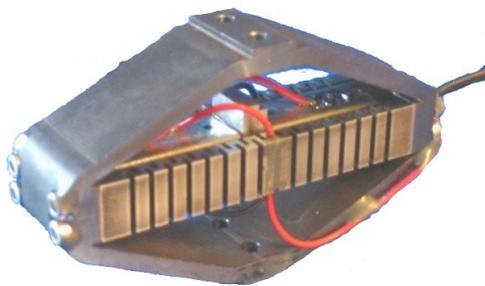


Bild 1-6: Stapelaktor mit Wegvergrößerungssystem, [Cedrat]

Auch hydrostatische Wegvergrößerungssysteme sind bekannt und werden zum Beispiel in direktgesteuerten Hydraulikventilen eingesetzt. Nach dem hydrostatischen Prinzip arbeitende Wegvergrößerungssysteme nutzen den Druck eines eingeschlossenen Fluids oder elastischen Volumens, um den Stellweg des Aktors entsprechend einem vorgegebenen Flächenverhältnis zu vergrößern.

## 1.5 Anwendungsbeispiele piezoelektrischer Antriebssysteme

Im Unterschied zu den Sensoranwendungen hat die Anwendung von Piezokeramiken als Aktor erst in jüngerer Vergangenheit verstärkt Verbreitung gefunden. Ein wesentlicher Hinderungsgrund für einen breiteren Einsatz ist der hohe Preis der Aktoren, den die gering automatisierte Kleinserienproduktion verursacht. Nachteilig beim Einsatz der Piezoaktorik wirkt sich auch der verhältnismäßig hohe Aufwand für die elektrische Ansteuerung aus. Zusammen mit der benötigten betriebssicheren mechanischen Einspannung des Aktors und eventuell erforderlicher Sensorik oder Stellwegvergrößerungssystemen werden Bauvolumen und Kosten des Gesamtsystems Piezoaktortrieb signifikant erhöht. Trotz der erwähnten

Nachteile werden piezoaktorische Antriebssysteme in einer Reihe von Industriezweigen verwendet.

Einen bedeutenden Fortschritt stellt die durch EPCOS entwickelte keramische Vielschicht-technologie dar [EPCOS], welche eine wirtschaftliche Herstellung von Piezoaktoren in großer Stückzahl ermöglicht und den Einsatz der Piezotechnik für die Revolutionierung der Dieseleinspritzsysteme einleitete. Heute werden Millionen von Stapelaktoren zu relativ geringem Preis produziert. Der Serieneinsatz in piezoaktorisch betriebenen Kraftfahrzeug-Einspritzsystemen (Bild 1-7) macht Dieselantriebe wirtschaftlicher und umweltfreundlicher [Lubitz], [SiVDO1], [Kyocer]. Wesentlicher Vorteil eines Piezoaktors ist die gegenüber einem Magneten dreifach kürzere Reaktionszeit, die eine deutlich verbesserte Steuerung des Verbrennungsprozesses ermöglicht.

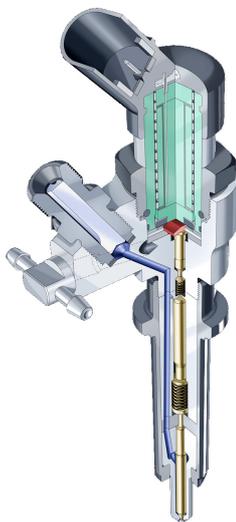


Bild 1-7: Piezoaktorisch betriebenes Kraftfahrzeug-Einspritzsystem, [SiVDO3]

Die zum Beispiel von Bosch [Bosch] und Siemens [SiVDO3] produzierten Einspritzsysteme für Common Rail Dieselmotoren sind inzwischen weit verbreitet. Eine Direkteinspritzung für Ottomotoren, die Piezoaktoren verwendet, ist für 2006 angekündigt [SiVDO2]. In der Feinmechanik und Optik haben Piezoaktoren völlig neue Anwendungen ermöglicht. Mit Hilfe von Piezoaktoren lassen sich Positionieraufgaben mit extremer Genauigkeit im Sub-Nanometerbereich realisieren. Verbreitet sind zum Beispiel ein- und mehrachsige Positionier- und Scansysteme (Bild 1-8) für Anwendungen in der Mikroskopie, Kippspiegelsysteme für optische Tische und Mikrobänke sowie Positioniersysteme für Faseroptiken.



Bild 1-8: Positioniersystem Hexapod, [PI2]

Die aufgeführten Beispiele und Anwendungen stehen stellvertretend für zahlreiche weitere Anwendungen, welche die Vorzüge der Piezoaktorik für industrielle Anwendungen nutzen. Zu erwähnen sind insbesondere Anwendungen in der Mikro- und Nanopositionierung in Feinmechanik und Optik wie auch Klemm- und Spannvorrichtungen und Einrichtungen für den Achslagenausgleich in Maschinen. Weitere Anwendungen sind die Schwingungserzeuger mit Oszillatoren, Schwingförderern, Lautsprechern oder Buzzern, die Schwingungs- und Schallreduktion sowie die Ultraschallbearbeitung. Piezoaktorik kommt außerdem in Rotations- und Translationsmotoren zum Einsatz, wie zum Beispiel in Ultraschallmotoren verschiedenster Bauform und in Wanderwellenmotoren. Darüber hinaus erfolgt die Anwendung in Mikropumpen und Dosiereinrichtungen. Weiterhin gibt es zahlreiche Anwendungsbeispiele aus der Hydraulik und Pneumatik. Für die Anwendung eines Pneumatik- oder Hydraulikvorsteuerventils reichen die Stellkräfte der Aktoren meist aus. Piezoventile mit Biegeumwandler werden beispielsweise von ASCO Joucomatic [ASCO], Hoerbiger Fluidtechnik [PatHoe] und der Festo AG & Co. [PatFes] angeboten. Allerdings werden in einigen Fällen die größeren Kräfte von Stapelaktoren benötigt. Um deren kurze Wege für direkte Ventilbetätigungen im Hydraulikbereich nutzbar zu machen, sind mechanische und hydraulische Wegübersetzer entwickelt worden [Kaspe1], [Kaspe4]. Ventile mit Stapelaktoren sind in [Linden] und [Herako] vorgestellt worden und werden von Marco Systemanalyse produziert [marco]. Ein miniaturisiertes Pneumatikventil wird in [Weinma] vorgestellt.

## 1.6 Ziel der Arbeit

Ziel dieser Arbeit sind der Entwurf und der Aufbau einer elektrischen Ansteuerung, die es ermöglicht, die Vorteile piezoelektrischer Aktoren hinsichtlich Dynamik und Präzision der Verstellung zu nutzen und Energie aus dem Aktor zurückzugewinnen. Es wird ein Konzept

für eine solche Ansteuerung von Multilayer-Aktoren entwickelt und die Auslegung für einen viel verwendeten Kapazitätsbereich vorgenommen. Die elektrische Ansteuerung erfordert ein Schaltverfahren sowie eine Regelung der Spannung auf der nichtlinearen kapazitiven Last, die der piezoelektrische Aktor für eine elektrische Ansteuerung darstellt.

Eine Regelung des Stellwegs ist nicht Ziel dieser Arbeit. Abhängig von Anwendungsfall kann die Spannungsregelung mit einem weiteren äußeren Regelkreis, der den Stellweg erfasst, ergänzt werden. Zwar besteht ein direkter Zusammenhang zwischen der elektrischen Ladung und der Verformung eines Piezoaktors (5.3.3), die Ladung ist aber nicht direkt zu messen und auch von der mechanischen Verformung des Aktors abhängig. Ansätze, die die Ladungsänderung über eine Integration des Stromes bestimmen [Jendri], haben Probleme mit sich addierenden Messfehlern. Modellgestützte Ansätze [Kaspe4], [Kuhne2] verwenden neben der Ladungsregelung auch eine Spannungsvorgabe. Ziel ist es daher, neben einer elektrischen Ansteuerung zunächst eine Spannungsregelung zu entwickeln, die auch mit der nichtlinearen Kapazität eines Piezoaktors funktionsfähig ist.

Die Umsetzung der Algorithmen für das Schaltverfahren der Ansteuerung und für die Spannungsregelung erfordert die Auswahl eines Controllers sowie eines Implementierungsverfahrens. Die Algorithmen werden in einer Simulation mit der elektrischen Ansteuerung entwickelt und getestet. Schaltverfahren und Spannungsregelung werden an einer realisierten Ansteuerung in Messungen geprüft.

## 2 Stand der Technik

Nachfolgend wird ein Überblick über verschiedene Konzepte für die Ansteuerung von piezoelektrischen Aktoren gegeben. Piezoaktoren kommen in sehr unterschiedlichen Anwendungen zum Einsatz. Daher bestehen vielfältige Verstärkerkonzepte und Vorgehensweisen bei deren Design.

Es sind zunächst einige spezielle Schaltkreise zu erwähnen, welche neben den verschiedenen Verstärkerschaltungen beim Betrieb piezoelektrischer Aktoren Verwendung finden können. Ein geeigneter Treiberschaltkreis wird zum Beispiel von Linear Technology angeboten (Bild 2-1) [LTC].

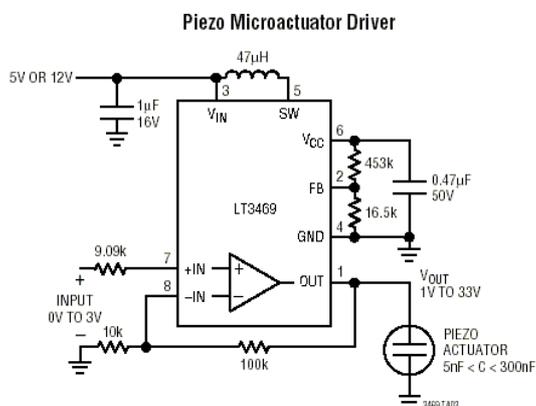


Bild 2-1: Treiberschaltkreis für Piezoaktoren, [LTC]

Dieser ist für die Ansteuerung kleiner Aktoren (bis 300 nF Kapazität) ausgelegt. Intern handelt es sich um einen Konverter, der die Eingangsspannung hochsetzt. Dabei werden bei einer Eingangsspannung von 12 V Ausgangsspannungen bis zu 33 V erreicht.

Weiterhin stellt Apex Microtechnology eine Form von Operationsverstärkern her, welche für den Betrieb bei wesentlich höheren Spannungen und Leistungen als normale Operationsverstärker ausgelegt sind. Einige diese Operationsverstärker sind auch für die Ansteuerung piezoelektrischer Aktoren [APEX1] und kapazitiver Lasten [APEX2] geeignet. Dabei können Betriebsspannungen von einigen 100 V erreicht werden.

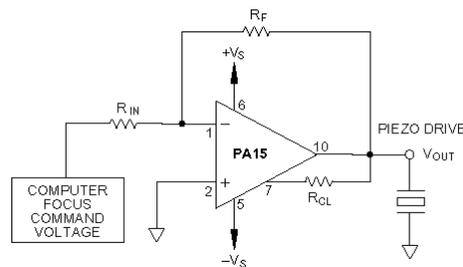


Bild 2-2: Leistungsoperationsverstärker mit Piezoaktor, [APEX3]

Es existieren Schaltkreise, mit denen sich Piezoaktoren mit Strömen von einigen 100 mA [APEX3] bis zu 2 A [APEX4] betreiben lassen. Beim Betrieb von Aktoren an Leistungsoperationsverstärkern entsteht erhebliche Verlustleistung, die eine geeignete Kühlung erforderlich macht.

Verschiedene Hersteller, von denen viele auch Aktoren fertigen, bieten Geräte zur Ansteuerung von Piezoaktoren an. Am weitesten verbreitet sind Verstärkertypen, bei welchen Transistoren im Analogbetrieb verwendet werden. Die meisten dieser Verstärker erreichen einige 100 V (teilweise bis zu 1000 V) Betriebsspannung am Piezoaktor. Die dabei entstehenden Ströme erreichen meist einige 100 mA. Einige Hersteller bieten auch Verstärker an, die lediglich mit einigen 10 mA [Piezoj], [PI3] oder noch weniger [Cedra2] arbeiten. Diese Verstärker sind bei der Ansteuerung der Aktoren entsprechend langsam. Ströme von einigen 100 mA für den Betrieb der Aktoren verwenden zahlreiche in [Kineti], [AALab], [Trek1], [Piezom], [Piezoj] beschriebene Verstärker. Es stehen auch Verstärker zur Verfügung, die kurzzeitige Spitzenströme von einigen A erreichen [Adapt1], [Piezom], oder generell in diesem Bereich betrieben werden können [dsm2]. Wegen der beträchtlichen Verlustleistung analoger Verstärker empfiehlt sich stattdessen der Einsatz von Schaltverstärkern. Für den kontinuierlichen Betrieb mit Strömen von einigen A bieten unter anderem [Edo], [Adapt2], [Trek2], [dsm3] Schaltverstärker an, die deshalb schneller als analoge Verstärker sind.

Ein Schaltverstärker mit Energierückgewinnung aus dem Aktor, der mit Strömen von einigen 100 mA arbeitet, steht ebenfalls zur Verfügung [PI3].

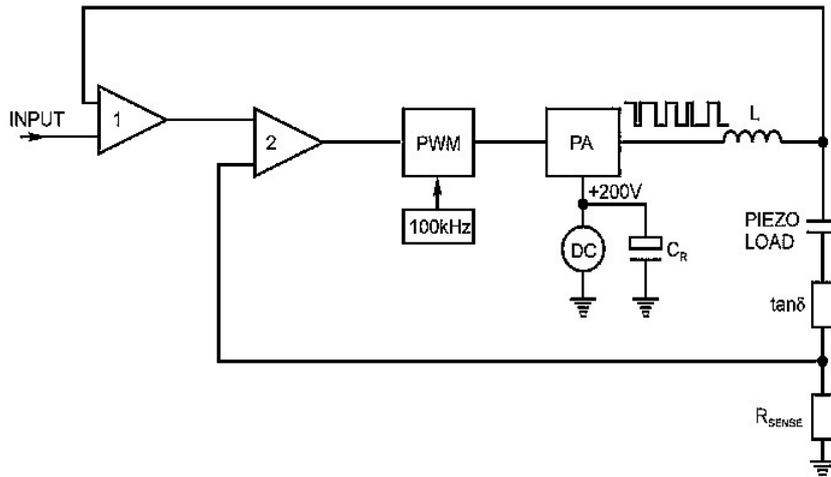


Bild 2-3: Schaltverstärkerprinzip, [PI3]

Bild 2-3 stellt die Konzeption dieses Verstärkers dar. Nach einem auf Pulsbreitenmodulation (PWM) basierenden Verfahren erfolgt ein Umladen zwischen einer Gleichspannungsquelle mit Kondensator und dem Aktor in Pulsen.

Außerdem gibt es mehrere Sonderformen von Verstärkern. So beschreibt [Cedra2] einen Verstärker, der das Schalten eines Piezoaktors zwischen zwei Zuständen ermöglicht. Mit diesem kann der Aktor lediglich zwischen Null und einer Betriebsspannung geschaltet werden, Zwischenwerte sind nicht einstellbar. Ziel ist es, für Impulsanwendungen ein besonders schnelles Schalten zu erreichen.

In [Piezom] wird ein als hybrid bezeichneter Verstärker vorgestellt, der aus einem spannungsführten und einem stromgeführten Teil zusammengesetzt ist. In diesem Verstärker werden die Ausgänge von zwei einzelnen Verstärkern bei der Ansteuerung eines Piezoaktors überlagert. Einer der Verstärker dient der langsamen Einstellung einer Aktorspannung, während der andere stromgeführt betrieben wird und ein schnelleres Ansteuern des Aktors ermöglicht. Dadurch können schnelle Schwingungen um eine Spannung erreicht werden, die der erste Verstärker einstellt.

Eine weitere Besonderheit ist der Einsatz von Flyback-Convertern für die direkte Ansteuerung eines Piezoaktors.

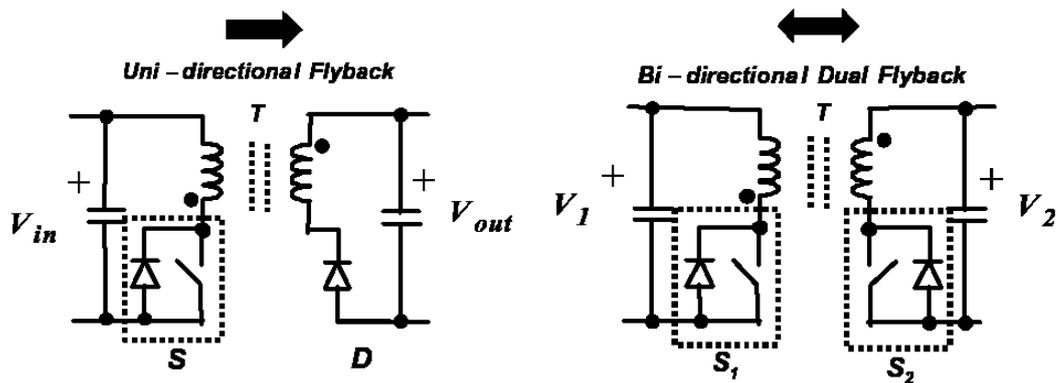


Bild 2-4: Flyback-Converter zum direkten Betrieb von Piezoaktoren, [dsm1]

Die in (Bild 2-4) [dsm1] dargestellte Schaltung kommt als Sonderanwendung zum Einsatz, wenn der Aktor mit einer bestimmten Frequenz vollständig geladen und entladen werden soll oder eine bestimmte Kurvenform mit großer Amplitude erwünscht ist. Das ist zum Beispiel bei der Erzeugung von Schwingungen für aktives Sonar der Fall.

Einige Aspekte des Designs und Betriebs von Schaltverstärkern mit Spulen sind auch Gegenstand von Patenten bzw. Patentanmeldungen. In [PatTo1] und [PatTo2] wird eine Verstärkerschaltung für den Einsatz in der Ventiltechnik behandelt, die zwei Spulen enthält, von denen eine zum Laden und die andere zum Entladen des Aktors dient. Besonderheit ist das Vorhandensein von zwei Schaltelementen im Entladekreis. Die zwei Schaltelemente ermöglichen es, nach Beginn der Entladung des Aktors durch Verbindung mit dem Nullpotential den entstandenen Strom durch die Spule in einen Speicherkondensator umzuleiten. Die Verbindung mit Null wird dafür aufgehoben und eine neue zum Speicherkondensator hergestellt. Die Schaltelemente dürfen einen Stromfluss lediglich in eine Richtung zulassen. Daher kommen entweder Thyristoren [PatToy1] oder eine Kombination aus Transistor und Diode zum Einsatz [PatTo2].

Für den Betrieb kleiner piezoelektrischer Aktoren in Druckern stellt [PatNEC] eine weitere Ansteuerschaltung vor. In dieser Schaltung kann der Aktor über zwei Spulen mit einer Versorgungsspannung oder mit Nullpotential verbunden werden. Gegenstand der Veröffentlichung ist ein Schaltverfahren, welches die Ansteuerung des Aktors mit sinusförmigen Signalen ermöglicht. Laden und Entladen erfolgen in einer Welle.

Schwingungserzeugung ist das Thema von [PatSie]. Bei der dort beschriebenen Schaltung bilden ein induktiver Übertrager und der piezoelektrische Aktor einen Schwingkreis. Bei Erreichen von Maxima oder Minima der Aktorspannung kann der Aktor vom Rest der Schaltung abgetrennt werden, um Gestalt und Frequenz der erzeugten Schwingung in einfacher Weise einzustellen.

Die Patentanmeldung [OffDan] stellt eine Zusammenfassung der Schaltmöglichkeiten für die Verbindung eines Piezoaktors über jeweils eine Spule mit einer Energiequelle und mit Nullpotential dar. Die bereits in [PatTo1] beschriebenen zwei Möglichkeiten der Entladung sind in der vorgestellten Schaltung ebenfalls enthalten. Durch eine Vielzahl von Schaltelementen ergeben sich mehrere Möglichkeiten zum Aufbau von Strom in den beiden für Laden und Entladen vorgesehenen Kreisen. Der Ladungstransfer zum piezoelektrischen Aktor soll laut der Anmeldung in „veränderbaren Quanten“ erfolgen. Für eine Umsetzung ist noch eine Auslegung der Schaltung und die Festlegung eines Steuerverfahrens erforderlich.

Thema von [Agboss] ist die Schwingungserzeugung durch Betrieb eines piezoelektrischen Wandlers in Resonanz. Dafür wird eine Vollbrücke verwendet, die Leistungen bis zu einigen kW erreicht (Bild 2-5).

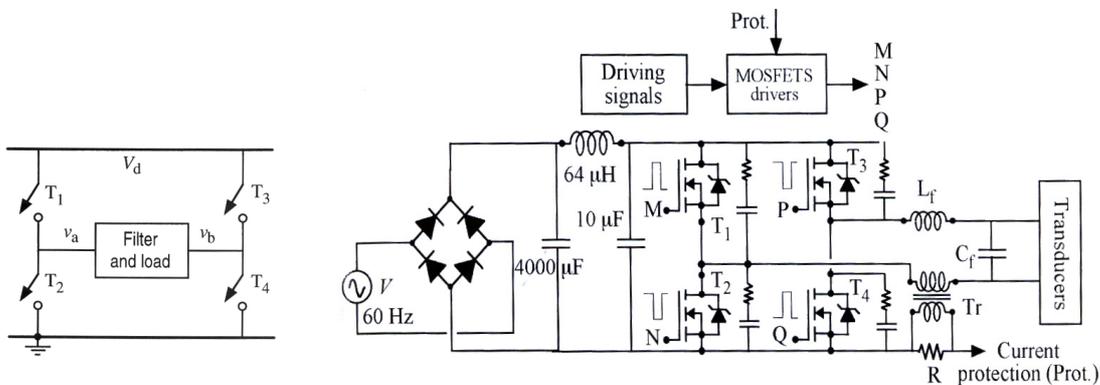


Bild 2-5: Ansteuerung eines piezoelektrischen Wandlers zur Schwingungserzeugung, [Agboss]

Die Schaltung nach [Palis1] verfolgt ein ähnliches Prinzip zur Ansteuerung eines Aktors statt eines piezoelektrischen Wandlers (Bild 2-6).

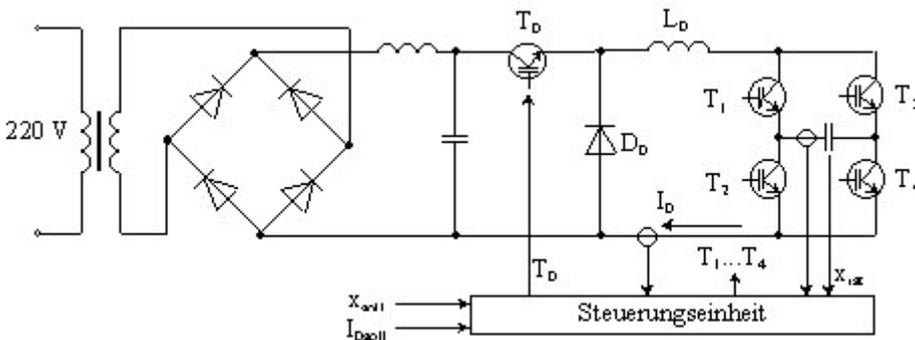


Bild 2-6: Buck-Converter (Tiefsetzsteller) und Vollbrücke zur Aktoransteuerung, [Palis1]

Die verwendete Schaltung setzt sich aus einem Buck-Converter (Tiefsetzsteller) und einer Vollbrücke zum stromgeführten Betrieb eines Aktors zusammen. Auf diese Möglichkeit der Ansteuerung eines piezoelektrischen Aktors geht Kapitel 3 näher ein.

In [Lindn1] wird eine Kombination aus Flyback-Converter und Halbbrücke für den Betrieb von Piezoaktoren vorgestellt (Bild 2-7).

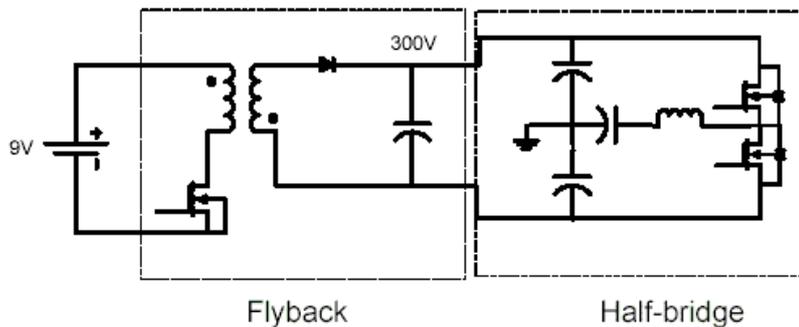


Bild 2-7: Flyback-Converter und Halbbrücke, [Lindn1]

In dieser Schaltung erzeugt ein Flyback-Converter eine hohe Gleichspannung, die wiederum eine Halbbrücke versorgt. Der piezoelektrische Aktor wird an dieser Halbbrücke betrieben und kann über diese auf die erzeugte Gleichspannung geladen und entladen werden. Kapitel 3 geht auf die Halbbrückenschaltung näher ein. In [Lindn1] und [Lindn2] wird als spezielle Anwendung dieser Schaltung der Einsatz von Piezoaktoren zur Stabilisierung eines Gewehrlaufs untersucht.

Das Umladen von Energie zwischen zwei Kondensatoren erörtert [Campol] eingehend. Einer der beiden Kondensatoren sollte dabei ein piezoelektrischer Aktor sein. In der Veröffentlichung werden eine Schaltung (Bild 2-8) und die in Frage kommenden Schaltelemente besprochen.

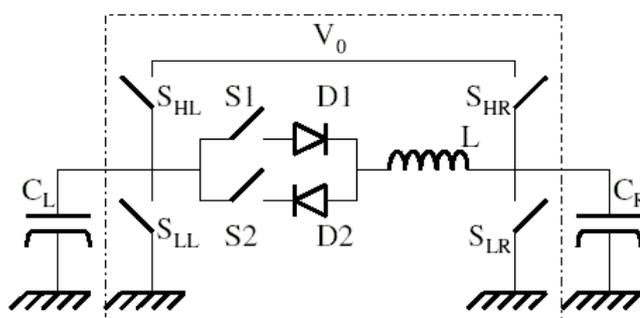


Bild 2-8: Schaltung zum Umladen zweier Kondensatoren, [Campol]

Statt einer beliebigen Einstellung von Spannung auf dem Aktor betrachtet [Campol] nur die Möglichkeiten, ein vollständiges Umladen zwischen den beiden Kondensatoren vorzunehmen.

[Main] stellt verschiedene Verstärkerprinzipien vor. Neben dem analogen Spannungsverstärker wird auch das Prinzip eines schaltenden Verstärkers betrachtet (Bild 2-9), welcher den Aktor mit einer positiven und mit einer negativen Spannung verbinden kann. Kurze Einschaltzeiten der Transistoren begrenzen die Ströme. Die Schaltung entzieht sich der Einteilung in Analogverstärker und Schaltverstärker, da die Transistoren nicht als einstellbare Widerstände betrieben werden, aber auch nicht vollständig eingeschaltet bleiben.

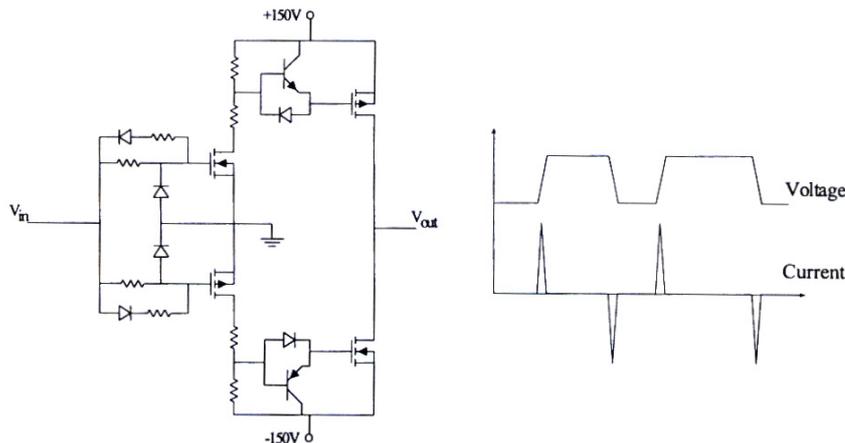


Bild 2-9: Schaltverstärkerprinzip, [Main]

Bild 2-10 stellt die in [Stiebe] und [Janoc2] beschriebene Topologie eines Schaltverstärkers dar. In diesem Verstärker kann der Aktor mit einer hohen Spannung sowie mit Nullpotential verbunden werden. Eine Spule begrenzt die Stromanstiege. Ein Verstärker, der Widerstände zur Strombegrenzung verwendet, wird in [Jendri] besprochen.

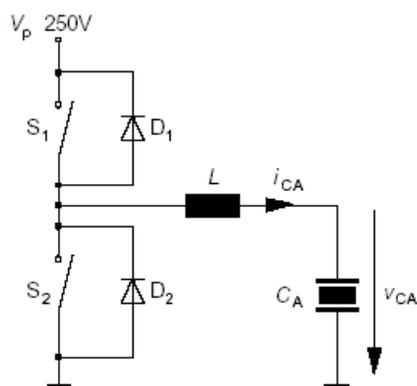


Bild 2-10: Schaltverstärker mit Spule, [Stiebe]

Auch diese Schaltungsvariante wird in Kapitel 3 genauer betrachtet. In [Clingm] wird der Einsatz einer solchen Schaltung mit IGBTs für den Betrieb von Hochvolt-Aktoren diskutiert. Dabei wird ein Verstärker für Aktoren mit einer Kapazität von deutlich weniger als  $1 \mu F$  ausgelegt, die bei der Verstellung der Propellerblätter in Hubschraubern zum Einsatz kommen sollen.

Die Möglichkeiten der Zusammenfassung von schaltenden und analogen Verstärken in einer Schaltung werden in [Ertl] diskutiert. Auch [Stiebe] und [Jendri] besprechen eine solche Zusammenfassung dieser zwei Verstärkertypen zu einem als hybrid bezeichneten Verstärker. Allerdings bedingen diese umfangreichen Schaltungsvarianten einen erhöhten Bedarf an Schaltelementen und erfordern eine Regelung zur Koordination beider Verstärkerteile.

## 3 Verstärkerkonzept

### 3.1 Verstärkerschaltungen für die Ansteuerung von Piezoaktoren

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über verschiedene Verstärkerkonzepte und Steuerungsverfahren für die Ansteuerung von Piezoaktoren. Die Betrachtung der verschiedenen Konzepte erfolgt nach dem Aufwand für das Steuerungsverfahren, der Dynamik, der Verluste während des Betriebs und der Möglichkeit, Energie aus dem Aktor zurückzugewinnen. Hinsichtlich des Steuerungsverfahrens ist die Verwendung einer einfachen Pulsbreitenmodulation anzustreben, was allerdings nur bei wenigen Schaltungsvarianten Sinn ergibt.

Anschließend erfolgt die Auswahl einer Topologie für die im weiteren Teil der Arbeit betrachtete Aktoransteuerung.

Nachfolgend wird für die Versorgungsspannung einer Schaltung, die in der Regel über einem Speicherkondensator liegt, die Bezeichnung  $V_{C_{sup}}$  verwendet. Die Spannungen über der Last oder einem Aktor werden mit  $V_{load}$  und  $V_{act}$  bezeichnet. Diese beziehen sich nicht zwangsläufig auf das Nullpotential, sondern auf die Spannung zwischen den Anschlüssen der Last bzw. des Aktors. Für die Darstellung von Schaltelementen wird in den folgenden Darstellungen das Symbol eines FET-Transistors verwendet, da dieser Transistortyp meist in den vorgestellten Schaltungen verwendet wird. Lediglich wenn ein FET-Transistor nicht in Frage kommt, wird ein anderes Transistorsymbol benutzt.

#### 3.1.1 Konzepte aus der Stromrichtertechnik

Für die Einstellung einer Spannung über einer Last durch Pulsbreitenmodulation stehen einige bekannte Topologien aus der Stromrichtertechnik zur Verfügung. Am geläufigsten sind der Boost-Converter (Hochsetzsteller, Bild 3-1), mit welchem über der Last eine Spannung eingestellt werden kann, die über der Versorgungsspannung liegt, sowie der Buck-Converter (Tiefsetzsteller, Bild 3-2), mit dem sich eine niedrigere Lastspannung einstellen lässt.

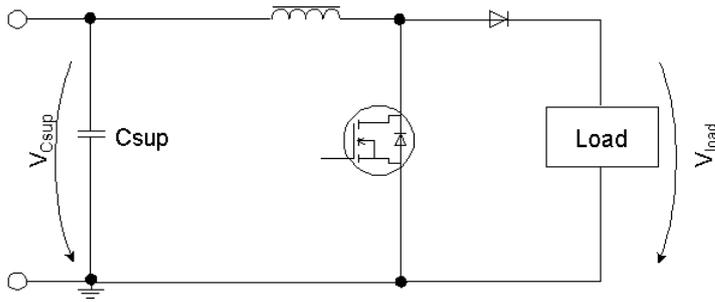


Bild 3-1: Boost-Converter (Hochsetzsteller)

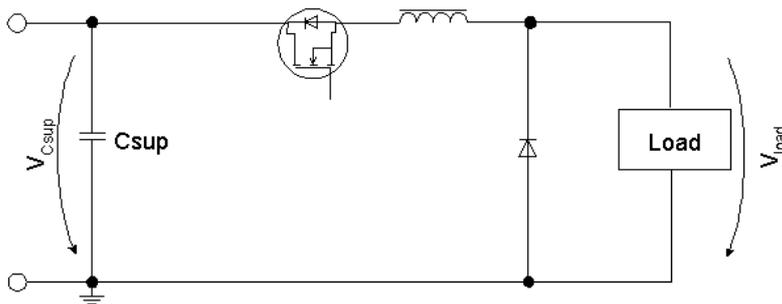


Bild 3-2: Buck-Converter (Tiefsetzsteller)

Ein Buck-Boost-Converter (Hochsetz-Tiefsetzsteller, Bild 3-3) erlaubt es, die Lastspannung oberhalb und unterhalb der Versorgungsspannung einzustellen. Eine direkte proportionale Beziehung zwischen dem Tastverhältnis und der Lastspannung besteht bei diesen drei Topologien aber nur unter der Voraussetzung, dass ständig ein Strom in die Last fließt. Im Falle des Stromlückens gelten diese direkten Beziehungen nicht mehr. Folglich sind die besprochenen Stromrichtervarianten für hauptsächlich kapazitive Lasten nicht geeignet.

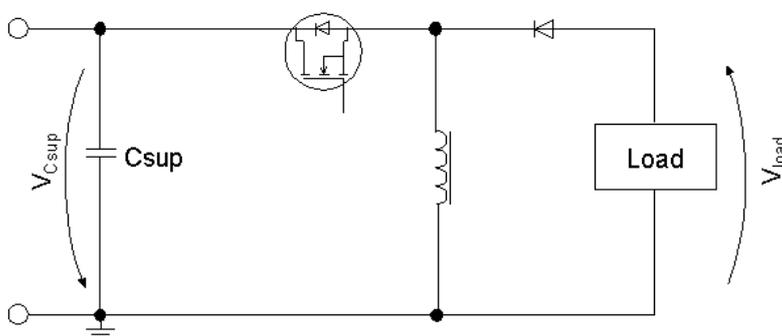


Bild 3-3: Buck-Boost-Converter (Hochsetz-Tiefsetzsteller)

In Spezialanwendungen [dsm1] werden Piezoaktoren auch durch Flyback-Converter (Sperrwandler, Bild 3-4) angesteuert, wie in Kapitel 2 erwähnt.

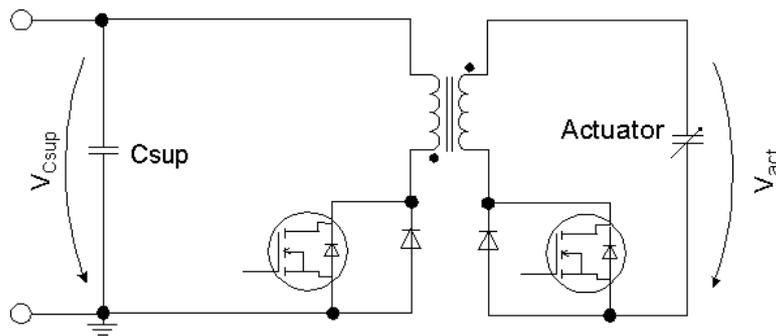


Bild 3-4: Bidirektionaler Flyback-Converter

Da der Flyback-Converter bidirektional aufgebaut ist, kann die Energie aus dem Aktor in den Speicherkondensator rückgespeist werden. Allerdings ist diese Schaltung nicht geeignet, die Aktorspannung präzise einzustellen. Sie kommt als Sonderanwendung zum Einsatz, wenn etwa der Aktor mit einer bestimmten Frequenz vollständig geladen und entladen werden soll oder eine bestimmte Kurvenform mit großer Amplitude erwünscht ist.

Neben diesen aus der klassischen Leistungselektronik bekannten Schaltungen werden verschiedene Verstärkerprinzipien für die Ansteuerung von piezoelektrischen Aktoren verwendet. Bei schaltenden Verstärkern werden die Transistoren als Schalter betrieben, während sie in analogen Verstärkern als einstellbare Widerstände genutzt werden.

### 3.1.2 Analoge Verstärker

Bild 3-5 zeigt den Aufbau einer analogen Ansteuerung eines piezoelektrischen Aktors. Die analog betriebenen Transistoren können den Aktor sowohl mit der Versorgungsspannung  $V_{Csup}$  als auch mit dem Nullpotential verbinden. Die analoge Betriebsweise der Transistoren begrenzt den entstehenden Strom. Eine Vorgehensweise ist es, die Transistoren nur so weit zu öffnen, dass der maximal zulässige Dauerstrom nicht überschritten wird. Ein anderes Verfahren ist die Verwendung kurzer, meist dreiecksförmiger Pulse. Dabei werden die Transistoren weiter geöffnet, so dass der zulässige Dauerstrom kurzzeitig deutlich überschritten werden kann. In jedem Fall entstehen in den Transistoren erhebliche Wärmeverluste, da der untere Transistor beim Entladen die gesamte auf dem Aktor befindliche Energie in Wärme umsetzen muss. Es kann je nach Leistung des Verstärkers ein erhebliches Problem darstellen, die entstehende Wärme abzuführen. 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.

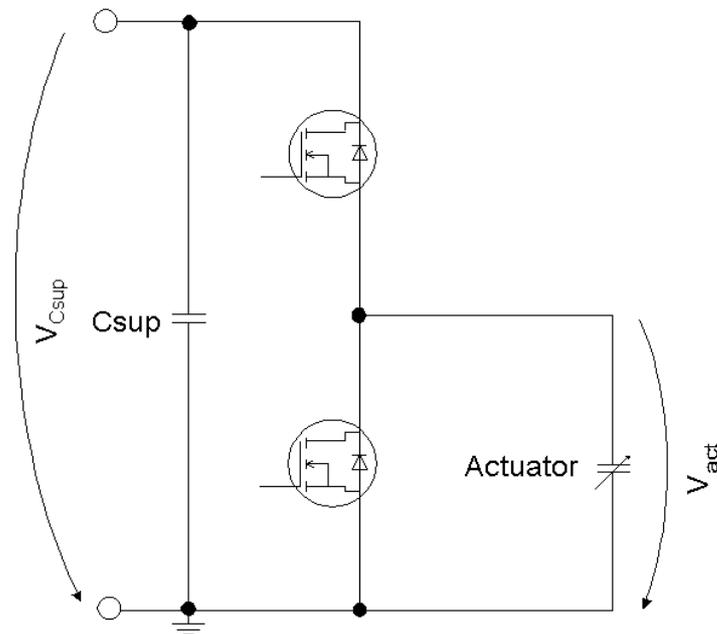


Bild 3-5: Analoger Verstärker

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 anderen Stellelementen wie Magneten ungenutzt. Der einzige Vorteil, der bestehen bleibt, ist das Fehlen eines Haltestroms. Für den verwendeten Transistor können die Länge der Strompulse und die nachfolgenden Ausschaltzeiten über eine Pulsbreitenmodulation festgelegt werden. Allerdings sind Restriktionen in Folge der Stromwärmeverluste zu beachten. Durch die analoge Betriebsweise der Transistoren bereitet die Genauigkeit der Spannungsverstellung keine Probleme.

### 3.1.3 Schaltende Verstärker

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

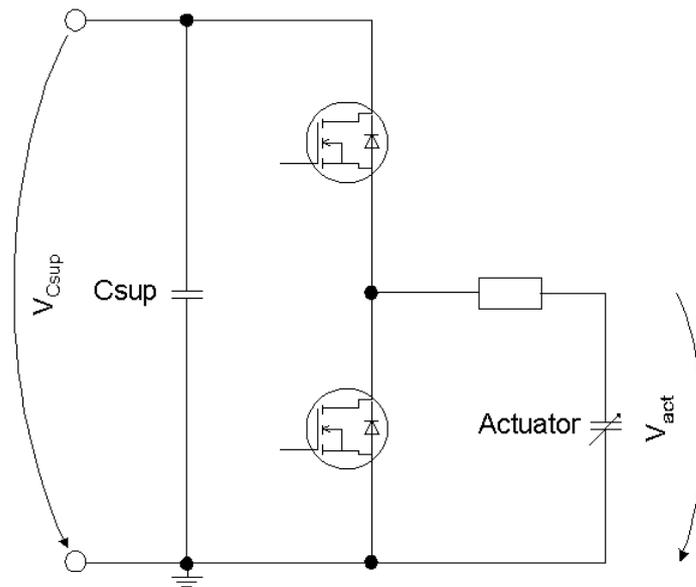


Bild 3-6: Schaltender Verstärker mit Widerstand zur Strombegrenzung

Daraus ergibt sich die Notwendigkeit, den Stromanstieg auf andere Weise zu begrenzen. Am einfachsten geschieht dies durch einen Widerstand (Bild 3-6). Daraus ergibt sich der Nachteil beträchtlicher Verluste. Eine solche Variante kommt nur für Aktoren sehr kleiner Kapazität (im Bereich von einigen 100 nF) in Betracht, die nur eine geringe Leistung erfordern. Für diese kommen auch die in Kapitel 2 erwähnten Treiberschaltkreise und Leistungsoperationsverstärker in Frage. Es ist dafür sehr einfach, die in Bild 3-6 dargestellte Schaltung zu betreiben. Der Aktor kann über jeweils einen Transistor geladen oder entladen werden. Außerdem ist es möglich, beide Transistoren abwechselnd einzuschalten und eine festgelegte Taktperiode in Einschaltzeiten für beide Transistoren zu unterteilen. Über diese Taktung kann die Aktorspannung eingestellt werden.

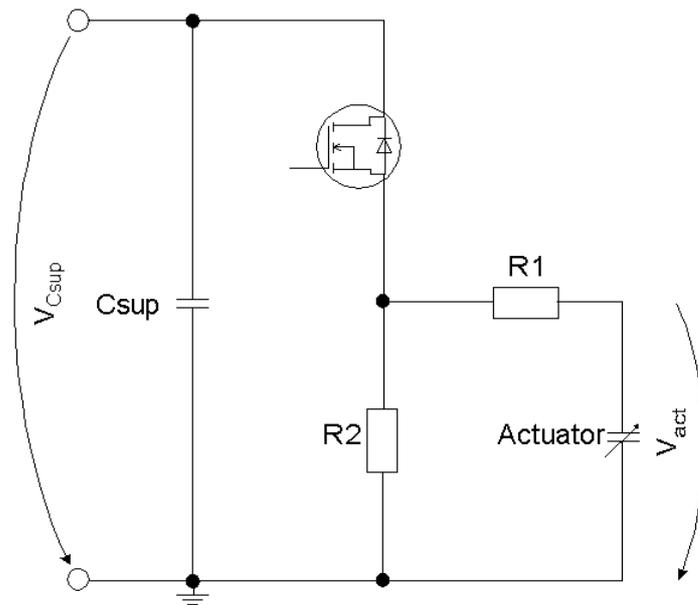


Bild 3-7: Schaltender Verstärker mit Widerständen

Bild 3-7 zeigt eine Schaltungsvariante, die über reine Pulsbreitenmodulation betrieben wird. Bei dieser Variante ist die Aktorspannung direkt über das Tastverhältnis eines Transistors einstellbar. Über den Widerständen  $R1$  und  $R2$  entsteht dabei ständig Verlustleistung.

### 3.1.4 Schaltende Verstärker mit Spule

Verstärker, die den Stromanstieg durch Widerstände begrenzen, kommen auf Grund der Verluste nur bei Aktoren sehr kleiner Leistung zum Einsatz. Besser eignen sich Schaltungen, in welchen Spulen den Stromanstieg begrenzen. Ein wesentlicher Vorteil dieses Verstärkertyps ist neben dem Fehlen der Verluste über den Widerständen oder in den analog betriebenen Transistoren die Möglichkeit der Energierückgewinnung aus dem Aktor. Die auf dem Aktor befindliche Ladung kann beim Entladen auf den Speicherkondensator 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 3-8 dargestellt. Auch hier kann der Aktor durch einen Transistor mit der Versorgungsspannung oder auch mit dem Nullpotential verbunden werden. Wird der Aktor zum Beispiel durch den unteren Transistor mit dem Nullpotential 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 wird dieses Magnetfeld abgebaut. Während des Stromflusses

durch die obere Diode in den Speicherkondensator wird die Energie des Magnetfeldes wieder in Ladung umgewandelt.

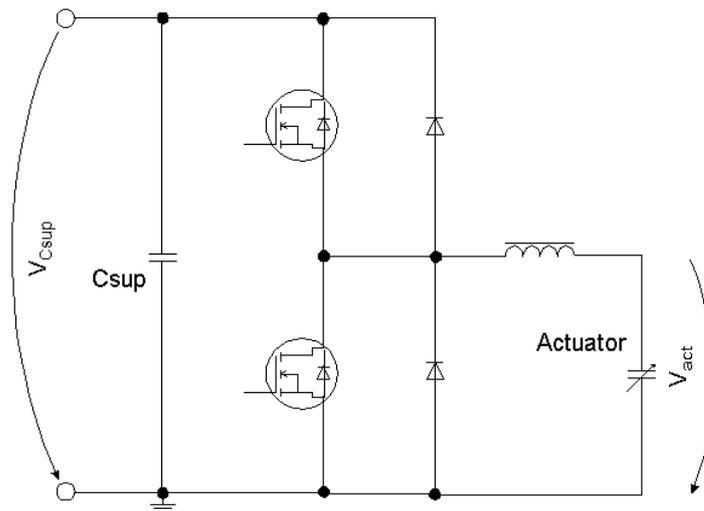


Bild 3-8: Schaltender Verstärker mit Spule

Anstelle diskreter Dioden können auch die in einigen Halbleiterschalt-elementen (wie in Leistungs-MOSFET-Transistoren) enthaltenen Freilaufdioden genutzt werden.

Das Laden und Entladen des Aktors erfolgt beim Schaltverstärker in einzelnen Hüb-en, was die Genauigkeit der Spannungseinstellung beeinflusst. Da die Einschaltzeit der Leistungs-transistoren nicht beliebig verkürzt werden kann, überträgt jeder Hub eine minimale Energie-menge. Wie schnell die Energieübertragung in die Spule erfolgt, hängt von deren Induktivität ab. Die Auswahl der Spule stellt somit einen Kompromiss zwischen Dynamik und Genauigkeit dar.

Die Aktorspannung kann durch eine modifizierte Pulsbreitenmodulation eingestellt werden. Dabei wird während jeder Schaltperiode zunächst der obere Transistor eingeschaltet, zu einem bestimmten Zeitpunkt wieder geöffnet und schließlich für den Rest der Periodendauer der untere Transistor geschlossen. Durch Variation des Umschaltzeitpunktes lässt sich die Aktorspannung einstellen. Wird der obere Transistor genauso lange eingeschaltet wie der untere, stellt sich als Aktorspannung die halbe Versorgungsspannung ein. Diese Betriebsart ist mit erheblichen Einschränkungen verbunden. Durch den ständigen Wechsel zwischen beiden Transistoren entstehen unnötige Verluste. Wenn die Aktorspannung lediglich gehalten werden soll, ist es in leichter Abwandlung des Steuerverfahrens möglich, beide Transistoren geöffnet zu lassen. Wird die Spannung langsam verstellt, ist diese Form der Vermeidung der Verluste nicht mehr möglich. Der ständige Wechsel zwischen Laden und Entladen schränkt die Dynamik der Schaltung bei dieser Betriebsart erheblich ein. Desweiteren ist der Stromanstieg von der Spannungsdifferenz über der Spule abhängig. Je nach Aktorspannung kann diese nach

Schließen des oberen oder des unteren Transistors größer sein, so dass der Strom während einiger aufeinander folgender Schaltperioden langsam anwachsen kann, da er während der Einschaltzeit eines Transistors stärker ansteigt als er in der Einschaltzeit des anderen abfällt. Dieses Aufschaukeln ist bei der Auslegung der Schaltung zu berücksichtigen, wenn diese mit modifizierter Pulsbreitenmodulation betrieben werden soll.

Weiterhin gibt es einen hybriden Verstärker, in welchem ein analog betriebener und ein schaltender Verstärker kombiniert werden [Stiebe]. Dabei erzeugt ein Schaltverstärker eine Spannung, die nahe an der gewünschten Aktorspannung liegt. Die vom Schaltverstärker erzeugte Spannung bildet das Bezugspotential für eine Endstufe mit analog betriebenen Transistoren, über die der Aktor angesteuert wird. Auf diese Weise wird ein kontinuierlicher Stromfluss in den Aktor ermöglicht, was die Präzision der Spannungsverstellung verbessert. Auch eine teilweise Energierückgewinnung ist durch die Verwendung des Schaltverstärkers möglich. Allerdings muss der gesamte Aktorstrom durch einen analog betriebenen Transistor fließen. Außerdem sind zwei zu einer Ansteuerung kombinierte Verstärker erforderlich. Der Aufwand für die Regelung ist beträchtlich. Hohe Anforderungen an Dynamik und Präzision können auch von schaltenden Topologien mit einfacherem Aufbau erreicht werden.

#### 3.1.4.1 Vollbrückenschaltung

Von den bereits in Kapitel 2 erwähnten Vollbrückenschaltungen [Agboss] und [Palis1] soll hier [Palis1] einer genaueren Betrachtung unterzogen werden.

Der in Bild 3-9 dargestellte Aufbau zeigt eine Topologie, die sich aus einem Buck-Converter und einer Vollbrücke zusammensetzt. Diese Schaltung ist besonders für den stromgeführten Betrieb von Aktoren geeignet. Mit einer entsprechend gewählten Spule ist es möglich, den Spulenstrom durch Regelung des Buck-Converters immer annähernd konstant zu halten. Der bekannte Strom kann über die Brücke in den Aktor eingespeist werden. Diese Betriebsart macht es erforderlich, den Spulenstrom zu messen.

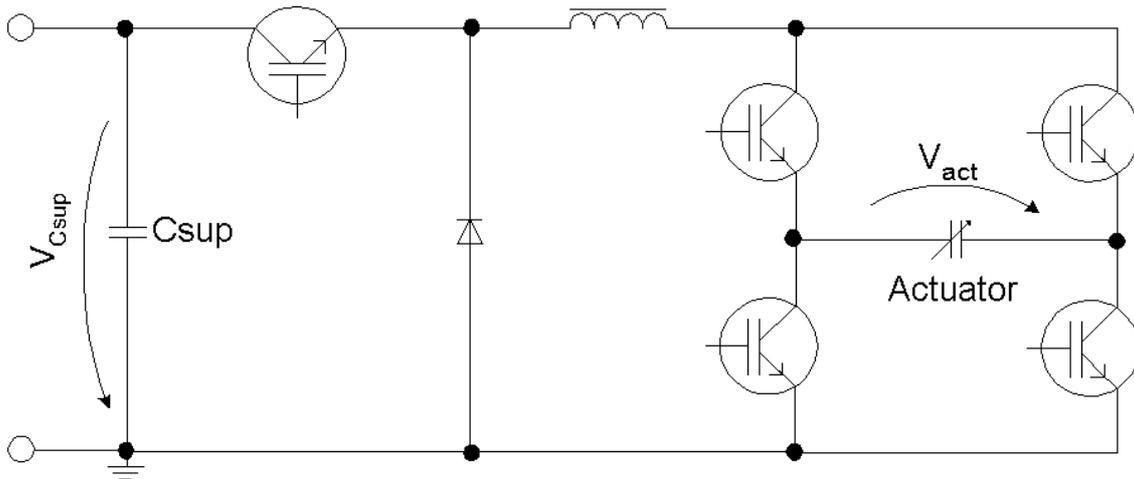


Bild 3-9: Vollbrückenschaltung

Eine Rückspeisung von Energie aus dem Aktor ist nur in die Spule, nicht aber in den Kondensator der Versorgungsspannung möglich. Dies wirkt sich nachteilig aus, wenn eine Spannung bzw. Ladung gehalten werden soll, da dafür eigentlich kein Aktorstrom benötigt wird. Der noch vorhandene Spulenstrom muss in diesem Fall abwechselnd in beide Aktorklemmen geschickt werden. Über den parasitären Widerständen der Transistoren wird der Strom dabei langsam in Wärme umgesetzt, wenn das Tastverhältnis des Buck-Converters auf Null reduziert wurde. Sofern die Aktorspannung ständig verstellt wird, ist dieser Nachteil nicht relevant. Um einen beständigen Strom durch die Spule gewährleisten zu können, sollte diese entsprechend groß gewählt werden. Der Spulenstrom wird über das Tastverhältnis des Buck-Converters eingestellt, hängt aber auch von der Last, d.h. von der Aktorspannung und der Taktung der Brücke ab. Die Spannung bzw. die Ladung auf dem Aktor ist über die Taktung der Brücke einstellbar – allerdings ebenfalls nicht unabhängig vom Tastverhältnis des Buck-Converters, da dieser mit dem Spulenstrom auch die Spannung über der Brücke stellt. Die Taktung der Brücke und das Tastverhältnis des Buck-Converters müssen voneinander abhängig geregelt werden.

Die Spannung an einer Klemme des Kondensators bzw. Aktors kann auch negative Werte annehmen. Während die eine Klemme mit dem Nullpotential verbunden ist, fließt Strom in die andere und bewirkt eine positive Spannung. Wird nun anschließend die Vollbrücke umgeschaltet, so erfolgt eine Verbindung dieser bis dahin positiven Klemme mit Null. Infolge der über dem Aktor aufgebauten Spannungsdifferenz muss die andere Klemme einen Wert unter Null annehmen. Abhängig von der Dauer des Stromflusses aus der Spule in diese

Klemme steigt die Spannung anschließend auf über Null oder bleibt negativ, wenn die Brücke schnell genug wieder umgeschaltet wird.

Als Schaltelemente sollten daher keine MOSFET-Leistungstransistoren mit Freilaufdiode verwendet werden. Falls nach einem Umschalten der Brücke die mit der Spule verbundene Klemme eine negative Spannung aufweist, kommt eine unerwünschte Entladung des Aktors über den eingeschalteten Transistor und die Freilaufdiode des anderen zustande.

Eine direkte Beziehung zwischen der Taktung der Brücke und der Aktorspannung besteht nicht. Bei ungefähr konstantem Spulenstrom gibt die Taktung vor, wie schnell die Spannung über dem Aktor steigt oder fällt. Um die Spannung über dem Aktor konstant zu halten, ist eine nahezu gleichmäßige Taktung der Brücke erforderlich, d.h. ein Wechsel zwischen gleichlangen Einschaltzeiten für die beiden Transistorpaare.

Durch das ständige Umschalten der Brücke entsteht zwangsläufig ein Ripple auf der Aktorspannung. Wie dieser ausfällt, wird im wesentlichen von der Aktorkapazität und den Schaltzeiten der Transistoren bestimmt. Diese Schaltzeiten können nicht beliebig klein gewählt werden.

Ein Lücken des Spulenstroms macht die Einstellung der Aktorspannung deutlich schwieriger und ist daher zu vermeiden, indem die Spule geeignet gewählt und das Tastverhältnisses des Buck-Converters an den Betrieb der Brücke angepasst wird. Ideal für die Einstellung der Aktorspannung ist ein annähernd konstanter Strom, für den eine Spule mit großer Induktivität erforderlich ist.

Mit den beschriebenen Einschränkungen ist ein Betrieb der Brücke über Pulsbreitenmodulation möglich. Eine Stromregelung über den Buck-Converter ist dafür Voraussetzung.

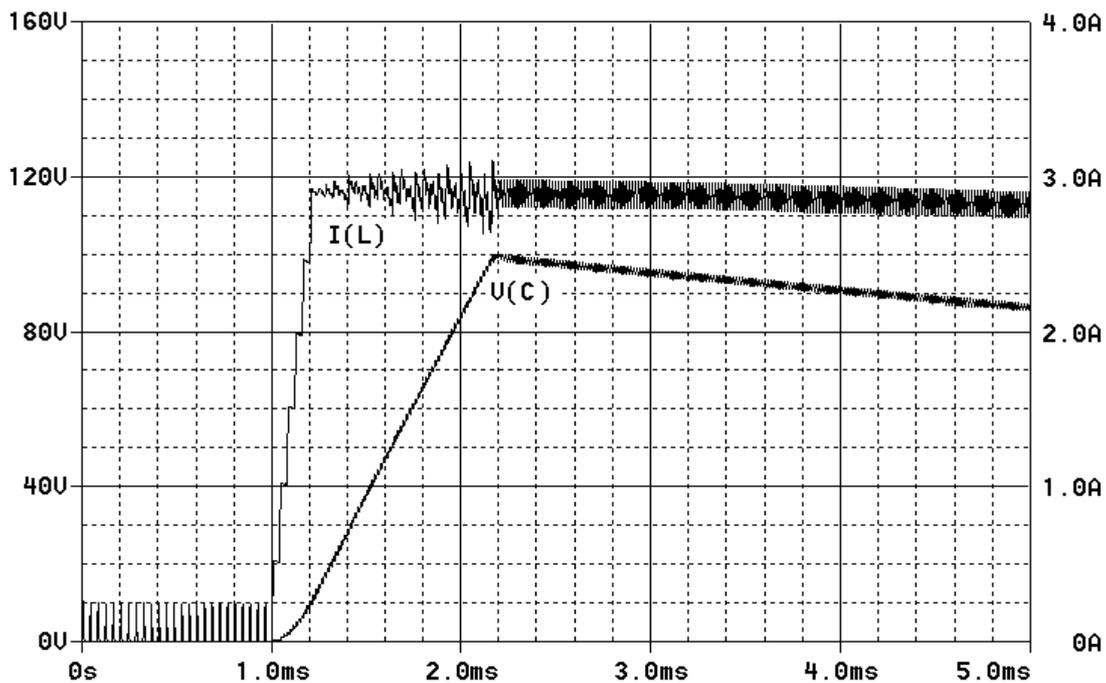


Bild 3-10 : Spannung über dem Aktor  $V(C)$  und Spulenstrom  $I(L)$

In Bild 3-10 sind die Verläufe der Aktorspannung  $V(C)$  und des Spulenstroms  $I(L)$  dargestellt. Dabei wurde der Aktor als Kondensator mit einer Kapazität von  $10\ \mu\text{F}$  angenommen und die Induktivität der Spule mit  $4\ \text{mH}$  gewählt. Die Versorgungsspannung beträgt  $400\ \text{V}$ . Der Kondensator wird zunächst auf  $100\ \text{V}$  aufgeladen. Die Taktperiode der Brücke, in der jeweils beide Transistorpaare nacheinander eingeschaltet werden, beträgt  $15\ \mu\text{s}$ . Die Ansteuerung der Paare erfolgt zunächst mit  $10\ \mu\text{s}$  und  $5\ \mu\text{s}$ , bis die gewünschte Aktorspannung erreicht ist. Anschließend wird die Brücke gleichmäßig getaktet, d.h. beide Transistorpaare sind abwechselnd jeweils für  $7,5\ \mu\text{s}$  angeschaltet. Dadurch wird die Aktorspannung gehalten. Der Strom baut sich langsam ab, weil gleichzeitig das Tastverhältnis des Buck-Converters auf Null herabgesetzt wird.

Im idealisierten Fall müsste der Strom durch die gleichmäßige Taktung der Brücke bestehen bleiben. Praktisch sind aber die Spannungsabfälle über den Transistoren zu berücksichtigen. Die Abfälle über jeweils zwei Transistoren sind mit der Aktorspannung in Reihe geschaltet und bestimmen die Spannung über der Spule mit. Eine Aktorspannung entspricht einem Spannungsunterschied zwischen den beiden Aktorklemmen. Wenn die positiv geladene Klemme mit dem Nullpotential und die negativ geladene Aktorklemme mit der Spule verbunden wird, ist die Spannung über der Spule negativ. Der Betrag dieser negativen Spannung erhöht sich noch durch die Spannungsabfälle. Hingegen wird der Betrag der positiven Spannung, die über der Spule liegt, wenn die negative Klemme mit dem

Nullpotential verbunden ist, durch die Spannungsabfälle reduziert. Im Ergebnis steigt der Spulenstrom während der positiven Spannung weniger, als er während der negativen fällt. Der Strom geht daher langsam zurück. Infolgedessen kann sich die Aktorspannung bei weiter beibehaltener Taktung der Brücke abbauen. Außerdem wird durch die bestehende Ungleichmäßigkeit mehr Energie aus der Spule in die negative Klemme des Aktors übertragen als in die positive. Das beschleunigt die Abnahme der Spannung über dem Aktor. Diesem Effekt kann durch eine leichte Anpassung der Taktung entgegengewirkt werden. Dabei wird die Zeit, die die Spule mit der positiven Klemme verbunden ist, zu Lasten des Intervalls für die negative Klemme erhöht.

Unberücksichtigt blieben bei dieser Betrachtung Verluste, die durch das Umschalten zwischen den Transistorpaaren entstehen. Diese können ggf. durch die Verwendung von schnellen Dioden, welche den Transistoren in Reihe zu schalten sind, verringert werden.

#### 3.1.4.2 Halbbrückenschaltung

Bei der in Bild 3-11 dargestellten Topologie einer Halbbrücke werden zwei Transistoren durch Kondensatoren ersetzt. Der Aktor ist auf einer Seite fest mit diesen Kondensatoren und mit dem Nullpotential verbunden. Durch die beiden Transistoren kann der Aktor wahlweise mit einer positiven oder einer negativen Spannung verbunden werden [Lindn1]. Dadurch ist eine besonders schnelle Entladung des Aktors möglich. Eine Rückspeisung von Energie aus dem Aktor kann ebenfalls erfolgen, weil sich der Spulenstrom in den Speicherkondensator der Versorgungsspannung abbauen kann.

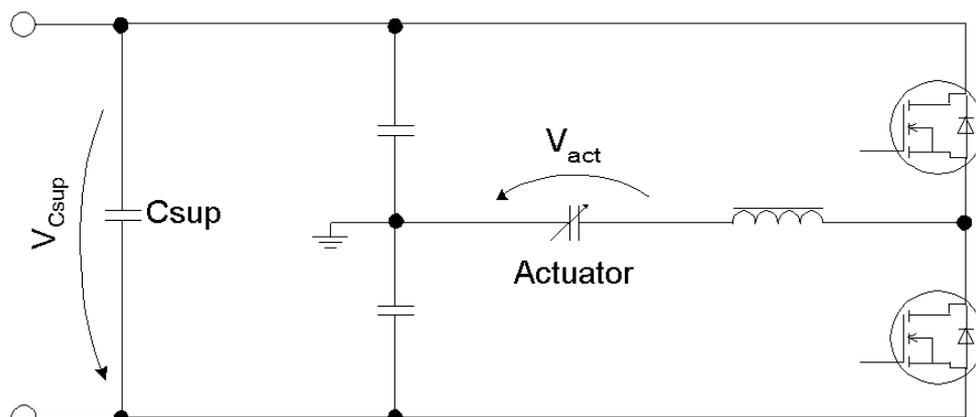


Bild 3-11: Halbbrückenschaltung

Auch diese Topologie kann nicht mit einer reinen Pulsweitenmodulation betrieben werden. Sowohl Laden als auch Entladen könnten bei diesem Aufbau durch eine Pulsweitenmodulation mit jeweils einem Transistor erfolgen. Der jeweils andere Transistor würde dabei die Funktion der Freilaufdiode für den Abbau des Spulenstroms übernehmen. Je nach

Aktorspannung und Betriebszustand ist es jedoch möglich, dass beim Abbau des Spulenstroms eine geringere Spannung über der Spule liegt als beim Aufbau des Stroms. In diesem Fall benötigt der Abbau mehr Zeit als der Aufbau. Dies geschieht zum Beispiel dann, wenn der Aktor von einer positiven Spannung entladen werden soll. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit, die benötigte Ausschaltzeit in Abhängigkeit von der Aktorspannung, dem Betriebszustand und der Einschaltzeit zu kennen oder das Ende des Stromflusses durch die Spule zu erfassen. Eine direkte Zuordnung zwischen der Pulsbreite und der anschließend benötigten Ausschaltzeit existiert nicht. Falls der Abbau des Spulenstroms beim Wiedereinschalten des Transistors noch nicht beendet ist, kann sich der Strom über mehrere Taktperioden hochschaukeln. Auf diese Weise kann der zulässige Spulenstrom überschritten werden. Außerdem erschwert es die Kontrolle des Energietransfers mit dem Aktor, wenn der Strom während der Ausschaltzeit nicht zu Null wird.

Die Einstellung der Aktorspannung kann auch über eine Taktung der Brücke erfolgen. Werden beide Transistoren wechselnd ein- und ausgeschaltet, besteht eine direkte Beziehung zwischen der Aktorspannung und dem Verhältnis der beiden Einschaltzeiten. Diese Betriebsart ist weniger sinnvoll als die Ansteuerung von nur einem Transistor zum Laden bzw. Entladen und die Verwendung des anderen als Freilaufdiode, weil damit ein Stromfluss nur in die gewünschte Richtung erreicht wird. Das Problem des möglichen Aufschaukelns des Spulenstroms besteht auch bei dieser Betriebsweise. Zudem findet infolge der direkten Verbindung von Aktor und Spule ein Einschwingen der Aktorspannung statt, sofern diese nur über die Taktung der Halbbrücke eingestellt wird.

#### 3.1.4.3 Ladungspumpe

Die bisher vorgestellten Topologien setzen Versorgungsspannungen voraus, welche größer als die maximale Aktorspannung sind. Bild 3-12 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. Die Energie wird in der Spule zwischengespeichert und anschließend in den Aktor übertragen. Der andere Zweig dient zum Entladen.

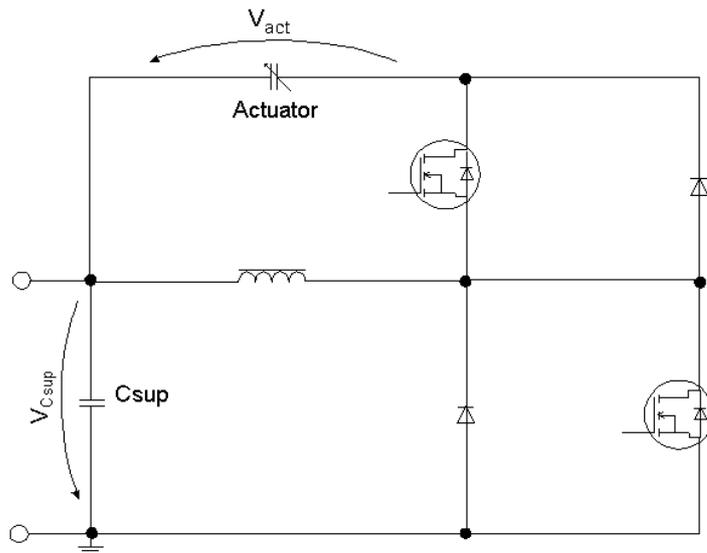


Bild 3-12: Ladungspumpe

Auch bei diesem Aufbau können die einzelnen Dioden durch die Freilaufdioden (body diode) der Transistoren ersetzt werden, wodurch ein kompakterer Aufbau entsteht (Bild 3-13).

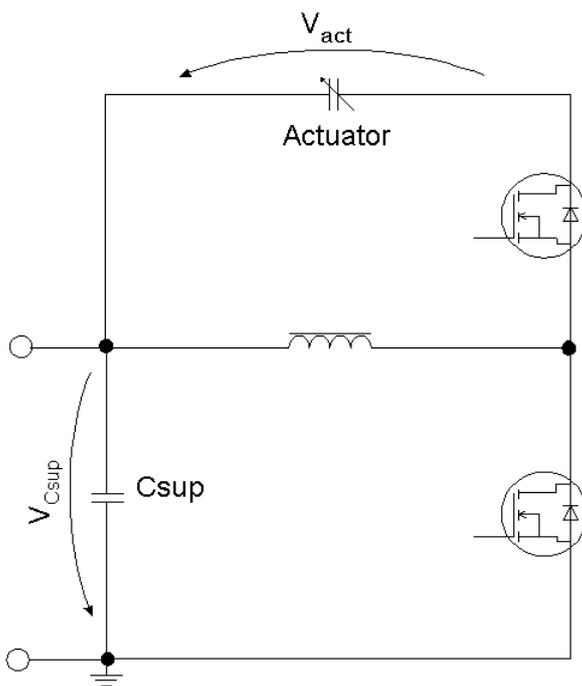


Bild 3-13: Ladungspumpe ohne diskrete Dioden

Eine Rückspeisung von Energie aus dem Aktor in den Speicherkondensator ist leicht möglich. Der Betrieb der Ladungspumpe nach einem Ansatz mit Pulsbreitenmodulation ist hingegen nicht sinnvoll. Auch bei dieser Schaltung ist es nicht zu umgehen, dass der Abbau des Spulenstroms in einen Kondensator bzw. Aktor erfolgt, der auf eine geringere Spannung aufgeladen ist, als beim Aufbau des Spulenstroms anlag. Dies ist beim Aufladen des nicht

oder nur geringfügig geladenen Aktors der Fall. Der Abbau des Spulenstroms kann ein Mehrfaches der für den Aufbau benötigten Zeit erfordern. Ein ausreichend langes Zeitintervall ist daher zur Verfügung zu stellen. Das Intervall kann kürzer ausgelegt werden, wenn der Strom während des Ladens des Aktors nicht in jedem Fall innerhalb des Intervalls zu Null werden muss. Es ist möglich, eine Festlegung des Intervalls für den Abbau des Spulenstroms zu treffen, bei der dieser nicht zwangsläufig zu Null wird, seinen zulässigen Maximalwert aber dennoch nicht überschreitet. Der Abbau des Spulenstroms erfolgt mit steigender Aktorspannung schneller und begrenzt das Hochschaukeln des Stroms. Bei dieser Vorgehensweise entstehen Probleme bei der Genauigkeit der Verstellung der Aktorspannung, weil die in der Spule gespeicherte Energie nicht mehr exakt bekannt ist.

Ferner sind die für den Abbau des Spulenstroms vorgesehenen Intervalle bei einer größeren Aktorspannung unnötig lang, was die Dynamik der Schaltung deutlich einschränkt. Daher ist es erforderlich, die Perioden der Pulsbreitenmodulation an die Aktorspannung anzupassen. Dafür in Frage kommt eine Festlegung der Intervalle für die Ein- und Ausschaltzeiten des Ladetransistors, welche einen Abbau des Spulenstroms ab einer festzusetzenden Aktorspannung gewährleistet. Unterhalb dieser Spannung müssen die Einschaltzeiten weiter reduziert werden und dürfen das Intervall nur zu einem Teil ausnutzen. Durch den damit verbundenen geringeren Spulenstrom verschlechtert sich die Dynamik gegenüber einer Betriebsweise mit dem maximal zulässigen Spulenstrom.

Für den Entladetransistor sind ähnliche Betrachtungen anzustellen. Beim Entladen eines voll geladenen Aktors in den Speicherkondensator kann ebenfalls ein Abbau des Spulenstroms in einen auf eine geringere Spannung geladenen Kondensator erfolgen. Diese Spannung kann im Gegensatz zur Aktorspannung nicht bei Null liegen, sondern ist durch die Versorgungsspannung vorgegeben. Daraus resultiert eine für den zulässigen Spulenstrom maximale Abbauzeit. Hier ist eine Festlegung der Intervalle für die Ein- und Ausschaltzeiten des Entladetransistors zu treffen, welche sich von der Festlegung für den Ladetransistor unterscheidet.

Die in der weiteren Arbeit untersuchte Verstärkerschaltung baut auf der dargestellten Ladungspumpe auf. Diese kann an unterschiedliche Aktoren angepasst und an verschiedenen Versorgungsspannungen betrieben werden. Die Auslegung einer Ansteuerung für piezoelektrische Aktoren als Ladungspumpe ist Thema von 3.2.

### 3.1.5 Taktung der Transistoren

Im Interesse einer guten Dynamik der Lade- und Entladevorgänge ist es erforderlich, das Ende des Stromübergangs in den oder aus dem Aktor zu erfassen. Eine modellgestützte Berechnung der Ausschaltzeiten der Transistoren [Kaspe2], [Kaspe3] macht die Beschränkung der Ansteuerung auf einen bestimmten Aktor erforderlich. Außerdem ist für die Hinterlegung des Modells Speicher erforderlich. Die ausgewählte Schaltung sollte daher das Erkennen des Endes des Stromübergangs durch Auswertung von Schaltungsparametern ermöglichen. Auf die Umsetzung wird in 3.2.2.1 eingegangen.

## 3.2 Ausgewähltes Schaltverstärkerkonzept

Der für die Realisierung ausgewählte Schaltverstärker funktioniert nach dem Prinzip der Ladungspumpe (Bild 3-13). Allerdings kommen zwei Kreise mit Spulen unterschiedlicher Induktivität zum Einsatz. Durch die unterschiedlichen Induktivitäten entspricht der Schaltverstärker hohen Anforderungen sowohl an die Dynamik wie auch an die Genauigkeit der Verstellung der Aktorspannung. Eine Darstellung der vollständigen Topologie des leistungselektronischen Teils des Schaltverstärkers zeigt Bild 3-14. Darin tragen sämtliche Bauelemente die im folgenden Teil der Arbeit verwendeten Bezeichnungen. Die Spule mit der kleineren Induktivität ist mit  $L_k$ , die mit der größeren mit  $L_g$  bezeichnet. Wie bei der oben erwähnten Ladungspumpe wird auf die Verwendung diskreter Dioden verzichtet, stattdessen werden die Freilaufdioden der Transistoren verwendet. Daher können beide Spulen sowohl für das Laden wie auch für das Entladen des Aktors verwendet werden. Die abgebildeten Transistoren dienen entweder dem Laden (T11 und T21) oder dem Entladen (T12 und T22). Jedem Transistor ist für die Umsetzung der vom Controller generierten Gate-Signale zu hinreichenden Spannungsimpulsen ein Treiber zugeordnet.

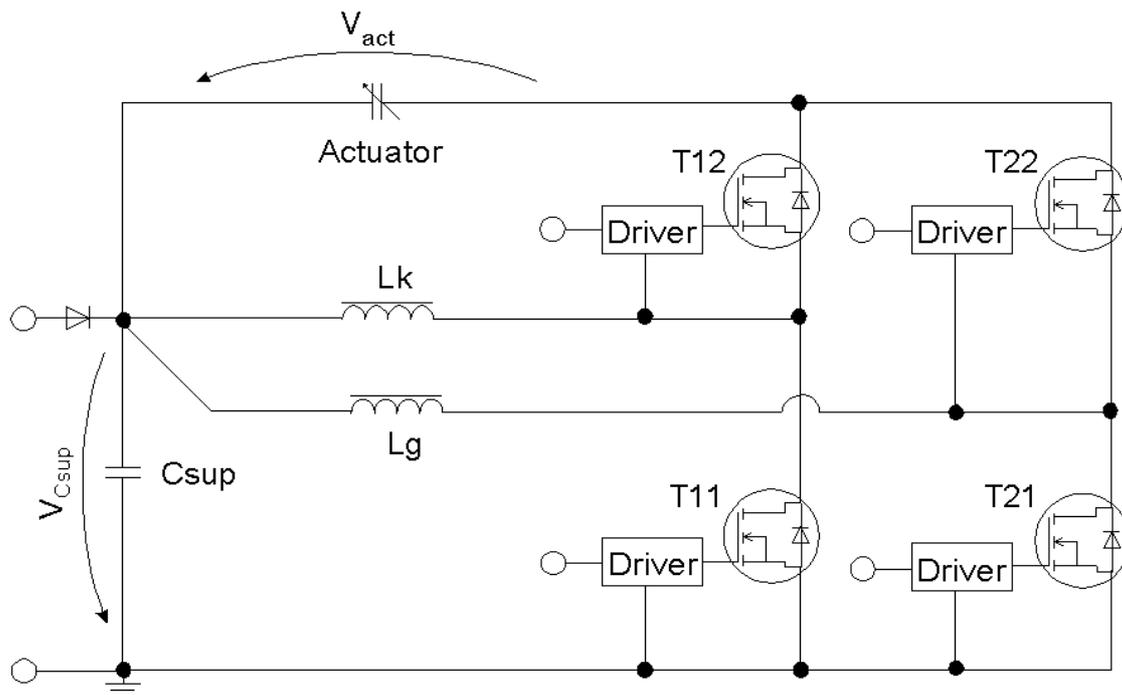


Bild 3-14: Topologie des Schaltverstärkers

Die Funktionsweise des Verstärkers sei hier anhand eines Lade- und eines Entladeschrittes noch einmal kurz beschrieben. Beim Laden (Bild 3-15 oben) wird zunächst einer der Ladetransistoren geschlossen, worauf sich ein Strom durch die Spule und diesen Transistor aufbaut. Nach Öffnen des Transistors fließt der Strom durch die Freilaufdiode des Entladetransistors und baut sich dabei in den Aktor ab. Das Entladen (Bild 3-15 unten) verläuft ebenso. Nach Schließen des Entladetransistors fließt ein Strom aus dem Aktor durch diesen und die Spule. Anschließend entlädt sich die Spule durch die Freilaufdiode des Ladetransistors in den Speicherkondensator. In beiden Fällen entsteht nach dem Schließen des Transistors zunächst ein Spulenstrom, der sich anschließend über die Freilaufdiode des anderen Transistors abbaut. Die Abbildung in der Mitte von Bild 3-15 ist für beide Vorgänge gültig. Da die Funktionsweise in beiden Fällen dieselbe und lediglich die Stromrichtung durch die Spule entgegengesetzt ist, wurde das Vorzeichen nicht beachtet.

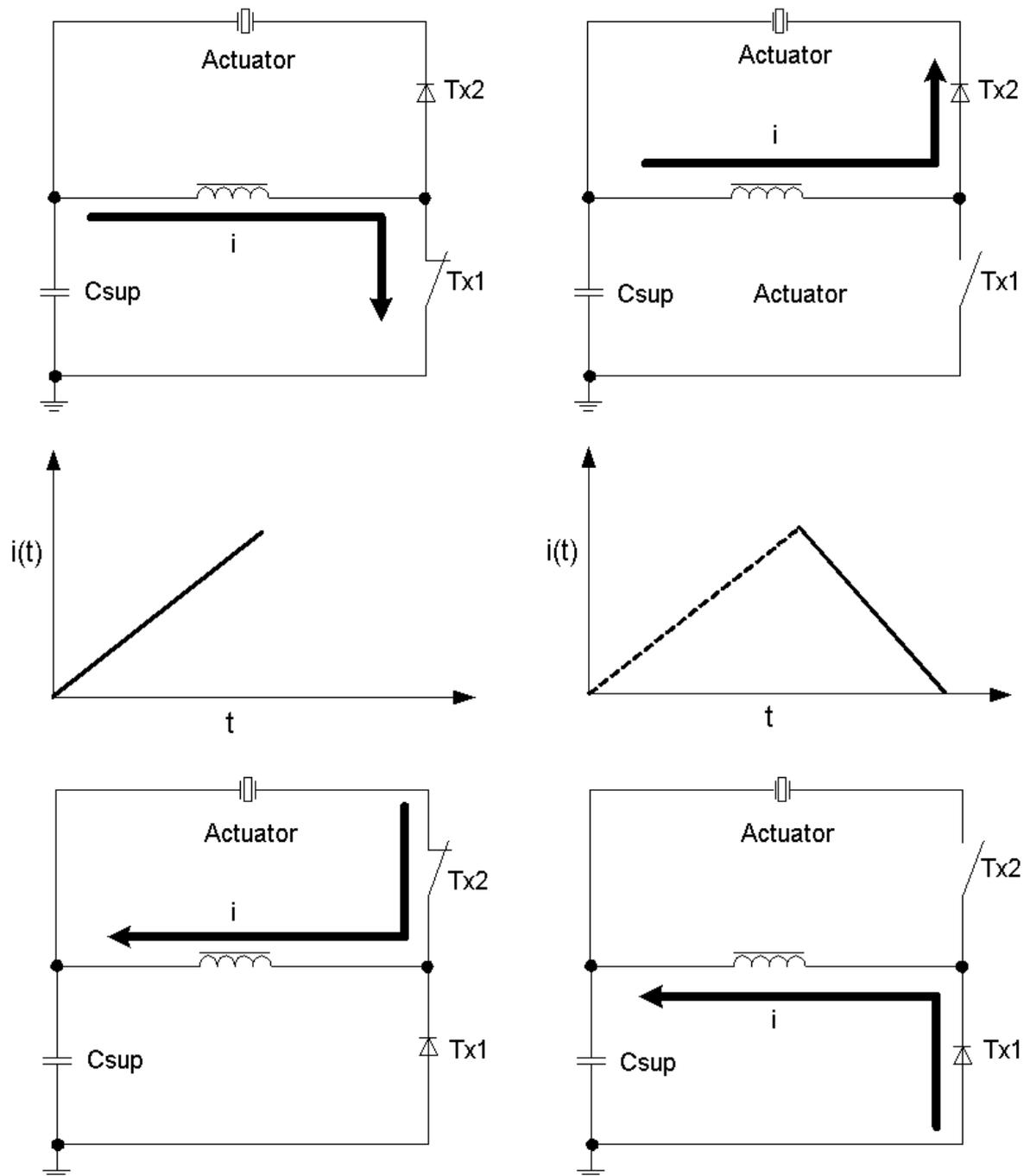


Bild 3-15: Funktionsweise des Schaltverstärkers

### 3.2.1 Auswahl der Bauelemente

Bei der Auswahl der Transistoren sind neben den Schaltzeiten ein geringer Widerstand im eingeschalteten Zustand sowie eine kurze Rückwärtserholzeit (reverse recovery time) der Freilaufdiode (body diode) von Bedeutung. Die in Leistungs-MOSFETs enthaltene Diode stellt ein parasitäres Element dar, das durch den Aufbau des Transistors entsteht. Die Eigenschaften der Diode können bei verschiedenen Transistoren sehr stark variieren, da den Dioden

nicht zwangsläufig bedeutendes Gewicht bei der Entwicklung des Schaltelementes zuge-messen wird. Mit den MOSFET-Transistoren vom Typ IXFR32N50Q [IXFR] stehen entsprechende Bauelemente mit einem Widerstand von  $R_{\text{on}}=0,15 \Omega$  und einer Rückwärts-erholzeit von  $t_{\text{rr}}=250 \text{ ns}$  zur Verfügung. Die Auswahl der Spulen und die Festlegung der Versorgungsspannung erfordern einige mathematische Betrachtungen. Der Entwurf des Schaltverstärkers erfolgte für den Betrieb von Aktoren mit einer Kapazität von  $1 \mu\text{F}$  bis  $10 \mu\text{F}$ . Dies hat Einfluss auf die Spulenauswahl. Bei einem anderen Kapazitätsbereich kann das Konzept des Verstärkers beibehalten werden. Allerdings müssen Spulen mit anderer Induktivität gewählt werden, um den Schaltverstärker an den geänderten Kapazitätsbereich anzupassen.

### 3.2.1.1 Mathematische Grundlagen

Für die Herleitung der Gleichungen, die das Verhalten der Schaltung beschreiben, ist zunächst die Betrachtung des einfachen Stromkreises in Bild 3-16 hilfreich.

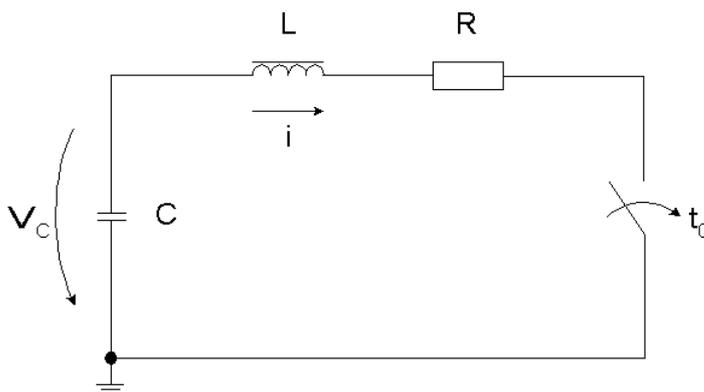


Bild 3-16: Stromkreis mit Kapazität, Induktivität und Widerstand im Schaltmoment

Auf dem Kondensator befindet sich eine Spannung, welche nach Schließen des Kreises zum Zeitpunkt  $t_0$  einen Stromfluss verursacht.

$$i(t) = -C \cdot \frac{d}{dt} v_C(t) \quad \text{Gleichung 3-1}$$

Nach der Maschengleichung werden sämtliche Spannungen im Stromkreis zusammengefasst.

$$L \cdot \frac{d}{dt} i(t) + R \cdot i(t) - v_C(t) = 0 \quad \text{Gleichung 3-2}$$

Durch Ersetzen des Stroms kann eine Gleichung für die Kondensatorspannung aufgestellt werden.

$$\frac{d^2}{dt^2}v_C(t) + \frac{R}{L} \cdot \frac{d}{dt}v_C(t) + \frac{1}{L \cdot C} \cdot v_C(t) = 0 \quad \text{Gleichung 3-3}$$

Nach dieser Beziehung ergibt sich die Kondensatorspannung zu:

$$v_C(t) = v_{C0} \cdot \frac{e^{\left(\frac{-R}{2 \cdot L} \cdot t\right)}}{\omega_e} \cdot \left( \omega_e \cdot \cos(\omega_e \cdot t) + \frac{R}{2 \cdot L} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \right) \quad \text{Gleichung 3-4}$$

Dabei bezeichnet  $v_{C0}$  die Spannung auf dem Kondensator zum Einschaltzeitpunkt  $t_0$  und  $\omega_e$  die Eigenfrequenz des Stromkreises.

$$\omega_e = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \left(\frac{R}{2 \cdot L}\right)^2} \quad \text{Gleichung 3-5}$$

Beim vorliegenden Verstärkeraufbau sind vier unterschiedliche Schaltzustände zu betrachten, welche sich beim Aufbau oder Abbau des Stroms aus bzw. in eine der beiden Kapazitäten ergeben. Ausgehend von den oben angegebenen Gleichungen können die in den unterschiedlichen Schaltzuständen gültigen Beziehungen abgeleitet werden. Die Gleichungen für die Spannung auf dem Aktor haben immer eine ähnliche Form wie Gleichung 3-4, wobei ggf. noch der in den Aktor abzubauen Strom als Anfangsbedingung hinzuzufügen ist. Damit liegt eine Beschreibung des Verhaltens der Schaltung vor, welche ein Verständnis der Verläufe von Strom und Spannung ermöglicht und für die Auswahl der Bauelemente benötigt wird.

### 3.2.1.2 Auswahl der Spulen

Die Spannung auf dem Aktor sollte schnell, aber auch präzise eingestellt werden können. Dabei sind die Schaltzeiten der Transistoren zu beachten, die nicht für beliebig kurze Intervalle vollständig geöffnet werden können. Beim Schaltungsentwurf wird daher davon ausgegangen, dass ein Transistor für mindestens  $1 \mu\text{s}$  geöffnet wird. Die Aktorspannung, welche von Gleichung 3-4 beschrieben wird, sollte daher während der ersten  $1 \mu\text{s}$  nach Einschalten des Entladetransistors nur um maximal  $0,5 \text{ V}$  fallen. Einen solchen Spannungsverlauf, für ein Entladen einer Kapazität von  $1 \mu\text{F}$  über die ausgewählte Spule  $L_g$ , zeigt Bild 3-17. Die Spule  $L_g$  verfügt über eine Induktivität von  $550 \mu\text{H}$ , bei einem zulässigen Strom von  $3 \text{ A}$ .

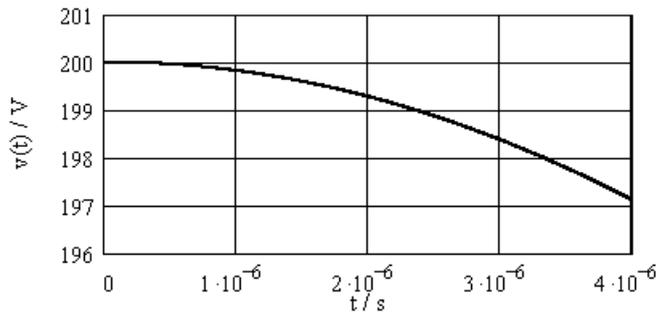


Bild 3-17: Fallen der Spannung auf einer 1  $\mu\text{F}$ -Kapazität über  $L_g$

Mit der zweiten Spule sollte ein schnellerer Energietransfer erreicht werden, da eine präzise Verstellung der Aktorspannung bereits mit der ersten möglich ist. Bei konstanter Spannung und linearem Stromanstieg kann die in eine Spule eingetragene Energie mit der Einschaltzeit  $T_{\text{on}}$  nach Gleichung 3-6 bestimmt werden.

$$w(T_{\text{on}}) = \frac{1}{2} \frac{1}{L} \cdot v^2 \cdot T_{\text{on}}^2 \quad \text{Gleichung 3-6}$$

Daraus ergibt sich für die zweite Spule  $L_k$  die Forderung nach der kleinen Induktivität, um einen möglichst großen Energieeintrag in Bezug auf die Einschaltzeit zu erreichen. Allerdings sollte die in die Spule einzutragende Energie bei der Spannungsregelung noch sinnvoll einsetzbar sein. Bei einer Entladung in einen Aktor mit einer Kapazität von 1  $\mu\text{F}$  sind Veränderungen der Aktorspannung von einigen 10 V angebracht, um die Spule für den gesamten Spannungsbereich sinnvoll einsetzen zu können. Mit einer Induktivität von 140  $\mu\text{H}$  und einem zulässigen Strom von 5 A steht eine geeignete Spule zur Verfügung.

### 3.2.1.3 Abschätzung der erforderlichen Ausschaltzeiten

Während einer der Transistoren eine Zeit  $T_{\text{on}}$  eingeschaltet ist, baut sich der Strom in der Spule auf. Nach dem Abschalten des Transistors wird eine Ausschaltzeit benötigt, während der sich der Strom in eine der Kapazitäten abbaut und schließlich zu Null wird. Diese Ausschaltzeit  $T_{\text{off}}$  bestimmt die Dynamik der Schaltung wesentlich mit. Bei den folgenden Betrachtungen können einige Vereinfachungen vorgenommen werden. Die in der Schaltung enthaltenen parasitären Widerstände sind vernachlässigbar klein. Damit ergibt sich eine einfachere Spannungsgleichung.

$$v_C(t) = \frac{1}{\omega_{e0}} \cdot \left[ v_{C0} \cdot (\omega_{e0} \cdot \cos(\omega_{e0} \cdot t)) + \frac{i_0}{C} \cdot \sin(\omega_{e0} \cdot t) \right] \quad \text{Gleichung 3-7}$$

Mit  $\omega_{e0}$  wird die Eigenfrequenz des ungedämpften Stromkreises bezeichnet. Die Bestimmung des Stroms bleibt unverändert.

$$i(t) = C \cdot \frac{d}{dt} v_C(t) \quad \text{Gleichung 3-8}$$

Der Strom kann hier als positiv angenommen werden. Das Vorzeichen ist von der definierten Richtung des Stroms abhängig und für die weiteren Betrachtungen nicht relevant, da für die Abschätzung des Ausschaltzeiten der Zeitpunkt von Interesse ist, an dem der Strom zu Null wird. Ein Schwingkreisverhalten liegt nur bedingt vor, da eine Umkehr der Stromrichtung durch Aufbau und Betriebsart des Verstärkers unterbunden wird. Aus Gleichung 3-7 und Gleichung 3-8 ergibt sich eine neue Beziehung für den Strom.

$$i(t) = -C \cdot v_C \cdot \omega_{e0} \cdot \sin(\omega_{e0} \cdot t) + i_0 \cdot \cos(\omega_{e0} \cdot t) \quad \text{Gleichung 3-9}$$

Diese kann verwendet werden, um den Zeitpunkt zu bestimmen, an dem der Strom zu Null wird. Die komplette Herleitung befindet sich in Anhang A. Die erforderliche Ausschaltzeit ergibt sich zu:

$$T_{\text{off}} = \arctan\left(\frac{i_0}{C \cdot v_{C0}} \cdot \sqrt{L \cdot C}\right) \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad \text{Gleichung 3-10}$$

Diese Gleichung gilt sowohl für Stromfluss in den Aktor als auch für Stromfluss in den Speicherkondensator; die Kapazität  $C$  ist entsprechend festzulegen. Der Strom zu Beginn der Ausschaltzeit kann aus der Spannung und der Einschaltzeit  $T_{\text{on}}$  des Transistors beim Aufbau des Spulenstroms bestimmt werden.

$$i_0 = \frac{v_{C0}}{L} \cdot T_{\text{on}} \quad \text{Gleichung 3-11}$$

Zu beachten ist, dass die Spannung  $v_{C0}$  in Gleichung 3-10 und in Gleichung 3-11 unterschiedliche Bedeutungen hat. In Gleichung 3-11 ist  $v_{C0}$  auf die Kapazität bezogen, aus der der Strom aufgebaut wird; in Gleichung 3-10 auf die Kapazität, in welche sich der Spulenstrom anschließend abbaut. Wenn die Spannung  $v_{C0}$  in einer der beiden Gleichungen für die Spannung auf dem Aktor steht, so bezieht es sich in der anderen auf den Speicherkondensator und umgekehrt. Die erforderlichen Ausschaltzeiten für den Transport zwischen den Kapazitäten können damit in Abhängigkeit von der Spule, den Kapazitäten, Spannungen

und der Einschaltzeit bestimmt werden. Die Gleichungen für den Ladungstransport aus dem Speicherkondensator in den Aktor (Gleichung 3-12)

$$T_{\text{off\_sup2act}} = \arctan\left(\frac{v_{\text{Csup0}}}{v_{\text{Cact0}}} \cdot T_{\text{on}} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{\text{act}}}}\right) \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{act}}} \quad \text{Gleichung 3-12}$$

und für den entgegengesetzten Fall (Gleichung 3-13) weisen die gleiche Struktur auf.

$$T_{\text{off\_act2sup}} = \arctan\left(\frac{v_{\text{Cact0}}}{v_{\text{Csup0}}} \cdot T_{\text{on}} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{\text{sup}}}}\right) \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{sup}}} \quad \text{Gleichung 3-13}$$

Die Funktion arctan kann bei kleinen Argumenten mit deren Wert gut angenähert werden. Bei kleinem x kann von

$$\arctan(x) = x \quad \text{Gleichung 3-14}$$

ausgegangen werden. Damit ergeben sich für die Ausschaltzeiten vereinfachte Beziehungen.

$$T_{\text{off\_act2sup}} = \frac{v_{\text{Cact0}}}{v_{\text{Csup0}}} T_{\text{on}} \quad \text{Gleichung 3-15}$$

$$T_{\text{off\_sup2act}} = \frac{v_{\text{Csup0}}}{v_{\text{Cact0}}} T_{\text{on}} \quad \text{Gleichung 3-16}$$

Die Zeit für den Abbau des Stroms in den Aktor wird etwas zu groß bestimmt, da das Ansteigen der Aktorspannung in Gleichung 3-16 nicht berücksichtigt wird. Bei kleiner Aktorspannung kann beim Ladungstransport in den Aktor von der Nahrung über kleine Argumente nicht mehr ausgegangen werden. Allerdings kann eine weitere Eigenschaft der Funktion arctan berücksichtigt werden. Diese gibt bei großen Argumenten einen Maximalwert von  $\pi/2$  zurück. Somit ergibt sich auch für kleine Aktorspannungen eine Vereinfachung.

$$T_{\text{off\_sup2act}} = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{act}}} \quad \text{Gleichung 3-17}$$

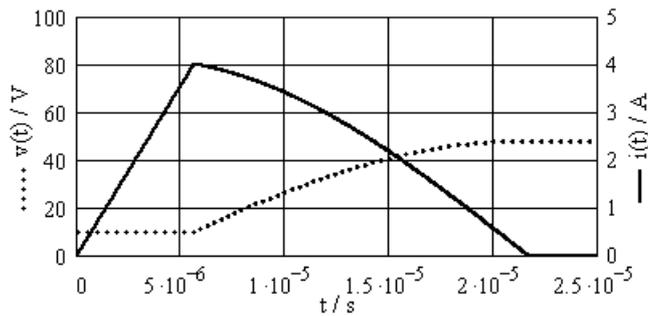
Diese liefert gleichzeitig die maximal erforderliche Zeit für den Abbau des Stroms in den Aktor. Sollte die Nahrung aus Gleichung 3-16 ein größeres Ergebnis haben, so ist sie ungültig, da durch Gleichung 3-17 das Maximum für die Ausschaltzeit gemäß Gleichung 3-12 bestimmt wird. Für den Ladungstransport in den Speicherkondensator ist die Nahrung für kleine Argumente nicht erforderlich. Die Spannung auf dem Speicherkondensator weist immer einen Mindestwert auf, der zu große Argumente in Gleichung 3-13 und Gleichung 3-15 ausschließt.

#### 3.2.1.4 Festlegung der Betriebsspannung

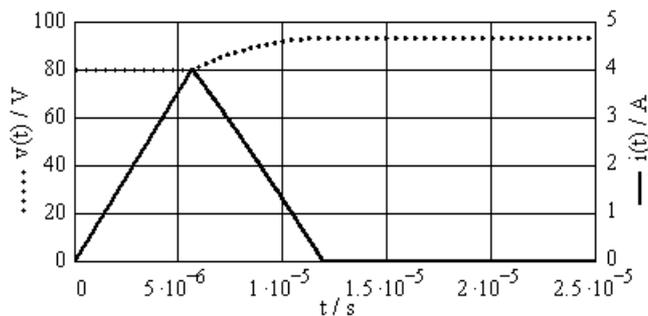
Um die erforderlichen Ausschaltzeiten möglichst klein zu halten, ergibt sich aus Gleichung 3-15 die Forderung nach einer hohen Spannung auf dem Speicherkondensator. Dies steht nicht im Widerspruch zu Gleichung 3-16. Bei einer größeren Spannung kann derselbe Strom mit einer kürzeren Einschaltzeit erreicht werden, so dass das Produkt aus Einschaltzeit und Spannung auf dem Speicherkondensator gleich und die Ausschaltzeit unverändert bleibt. Damit die Energiemengen auch für die Einstellung kleiner Aktorspannungen hinreichend genau dosierbar sind, muss berücksichtigt werden, dass die Einschaltzeit der Transistoren nicht beliebig kurz gewählt werden kann. Um auch bei kleinen Aktorspannungen von zum Beispiel 10 V hinreichend genau laden zu können, eignet sich bei den gewählten Spulen eine Spannung von 100 V auf dem Speicherkondensator. Von dieser Spannung wird bei den weiteren Betrachtungen ausgegangen. Die Spannung auf dem Speicherkondensator kann als konstant betrachtet werden, da der Kondensator mit 340  $\mu\text{F}$  (330  $\mu\text{F}$  Elektrolyt-Kondensator und 10  $\mu\text{F}$  Keramik-Kondensator) relativ groß gewählt wurde. Selbst bei einer idealisierten, verlustlosen vollständigen Entladung einer 10  $\mu\text{F}$ -Last ergibt sich lediglich eine Änderung der Spannung von 100 V auf  $V_{\text{Csup}} = 105,7 \text{ V}$ .

#### 3.2.1.5 Ausgewählte Strom- und Spannungsverläufe

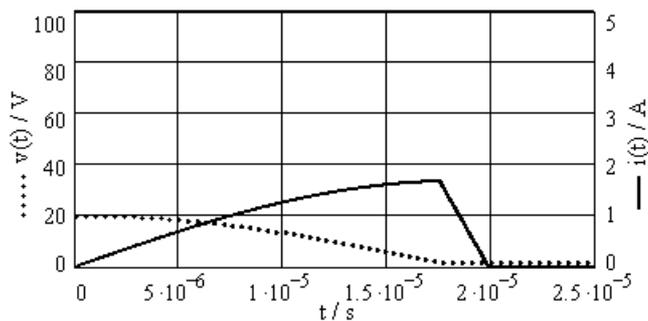
Das Verhalten der Schaltung kann anhand einiger berechneter Verläufe verdeutlicht werden. Dabei handelt es sich zunächst noch um rein mathematische Betrachtungen, eine Schaltungssimulation ist Gegenstand von Kapitel 6. Die nachfolgenden Verläufe sind auf eine Last von 1  $\mu\text{F}$  und die 140  $\mu\text{H}$ -Spule bezogen. Der Strom ist in alle Darstellungen positiv eingetragen, unabhängig von der Richtung, die beliebig als die positive festgelegt werden kann. Die Anstiege und Abfälle des Stroms sind bei annähernd gleichbleibenden Spannungen nahezu dreiecksförmig bzw. linear (Bild 3-19). Bei deutlichen Änderungen der Spannung, aus der sich der Strom aufbaut (Bild 3-20) oder in die sich die Spule entlädt (Bild 3-18), sind Abweichungen vom linearen Verlauf erkennbar.

Bild 3-18: Strom und Spannung beim Laden einer 1  $\mu$ F-Last mit der 140  $\mu$ H-Spule (1)

Die für den Abbau des Stroms benötigte Zeit sinkt mit steigender Spannung auf dem Aktor bzw. Kondensator (Bild 3-18, Bild 3-19).

Bild 3-19: Strom und Spannung beim Laden einer 1  $\mu$ F-Last mit der 140  $\mu$ H-Spule (2)

Besonders das Entladen von geringen Aktorspannungen nimmt vergleichsweise viel Zeit in Anspruch, da der Aufbau des Spulenstroms entsprechend langsam erfolgt (Bild 3-20).

Bild 3-20: Strom und Spannung beim Entladen einer 1  $\mu$ F-Last mit der 140  $\mu$ H-Spule

### 3.2.2 Schalten der Transistoren

Ein schnelles und effizientes Schalten der Leistungstransistoren ist für den Betrieb des Schaltverstärkers unerlässlich. Dabei ist eine direkte Folge von Lade- oder Entladeschritten anzustreben. Eine solche Folge erfordert eine Erkennung des Endes der einzelnen Schritte.

### 3.2.2.1 Stromnullerkennung durch Auswertung von Spannungen

Wie in 3.1.5 erwähnt, ist es für die Dynamik der Schaltung von großer Bedeutung zu erkennen, wann der Spulenstrom zu Null geworden ist. Eine direkte Messung und Auswertung des Stroms oder der Magnetisierung der Spule [Janoc2], [Stiebe] ist aufwendig und störanfällig. Insbesondere bereitet es Probleme festzustellen, wann der gemessene Strom zu Null geworden ist. Wesentlich einfacher ist eine Auswertung der Spannungen des Verstärkers.

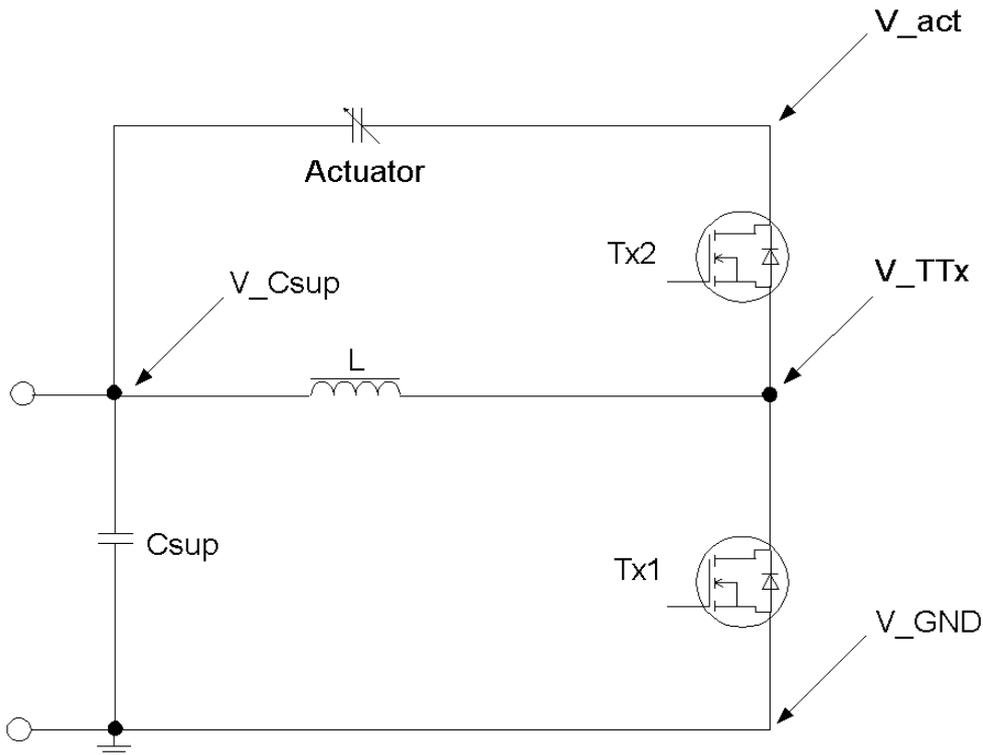


Bild 3-21: Bezeichnungen der Potentiale

Mit Hilfe der Spannungen an den in Bild 3-21 eingezeichneten Potentialen kann erkannt werden, wann der Stromfluss durch einen Transistor beendet ist. Dargestellt ist ein Teilstromkreis des Verstärkers mit einer Spule. Für den anderen Teil wird die Methode ebenso verwendet. In Anlehnung an die Bezeichnungen, die bei den elektrischen Netzen und Signalen zu verwendenden sind, werden für die Potentiale Bezeichnungen mit Unterstrich statt mit Index gebraucht.

Von Bedeutung für die Stromnullerkennung ist besonders das Potential  $V_{TT1}$ , welches die Verbindung der beiden Transistoren und der Spule bezeichnet. Dieses ist über die Spule mit der Versorgungsspannung verbunden und befindet sich daher zunächst auf demselben Niveau. Dieses Potential kann durch Schalten der Transistoren mit dem Aktor ( $V_{act}$ ) oder mit dem Nullpotential ( $V_{GND}$ ) verbunden werden.

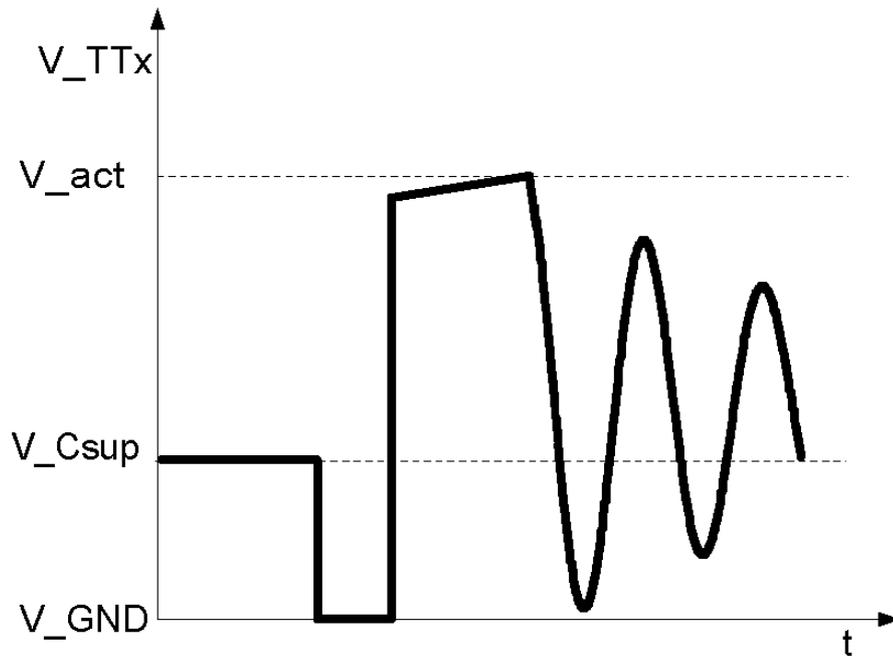


Bild 3-22: Schwingung nach Ladevorgang

Einen solchen Schaltvorgang stellt Bild 3-22 schematisch dar. Das Potential  $V_{TT1}$  ist zunächst nur über die Spule mit  $V_{sup}$  verbunden. Durch Schalten des Transistors T11 wird  $V_{TT1}$  auch mit dem Nullpotential verbunden, wobei sich ein Strom durch die Spule aufbaut. Nach Abschalten dieses Transistors baut sich der Spulenstrom in den Aktor ab. Dabei ist  $V_{TT1}$  mit  $V_{act}$  verbunden, da die Freilaufdiode des Transistors T12 leitet. Anschließend verursachen die parasitären Kapazitäten der MOSFET-Transistoren zusammen mit der Spule eine Schwingung, die das Potential  $V_{TT1}$  langsam auf  $V_{Csup}$  zurückgehen lässt. Auf das Zustandekommen und die Bedeutung der Schwingung wird später näher eingegangen.

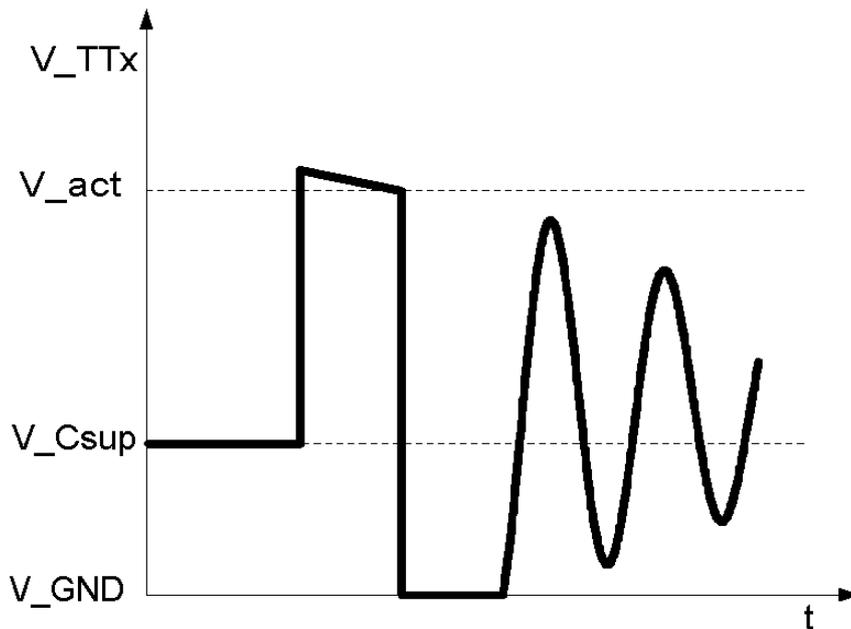


Bild 3-23: Schwingung nach Entladevorgang

Das Verhalten beim Entladen ist ähnlich. Wie in Bild 3-23 zu erkennen, wird  $V_{TT1}$  hier durch Schalten des Transistors T12 mit  $V_{act}$  verbunden. Nach dem Abschalten leitet die Freilaufdiode von T11 und verbindet  $V_{TT1}$  mit  $V_{GND}$ . Durch einen Vergleich des Potentials  $V_{TT1}$  mit  $V_{act}$  bzw. mit  $V_{GND}$  kann in beiden Fällen festgestellt werden, wann das diodische Leiten eines Transistors beginnt und wann es beendet ist, d.h. wann der Strom durch die Spule zu Null geworden ist.

### 3.2.2.2 Umsetzung mit Komparatoren

Für die erforderlichen Spannungsvergleiche werden Komparatoren verwendet. Die auszuwertenden Spannungen werden zunächst über einen Spannungsteiler auf einen auswertbaren Bereich reduziert (Bild 3-24).

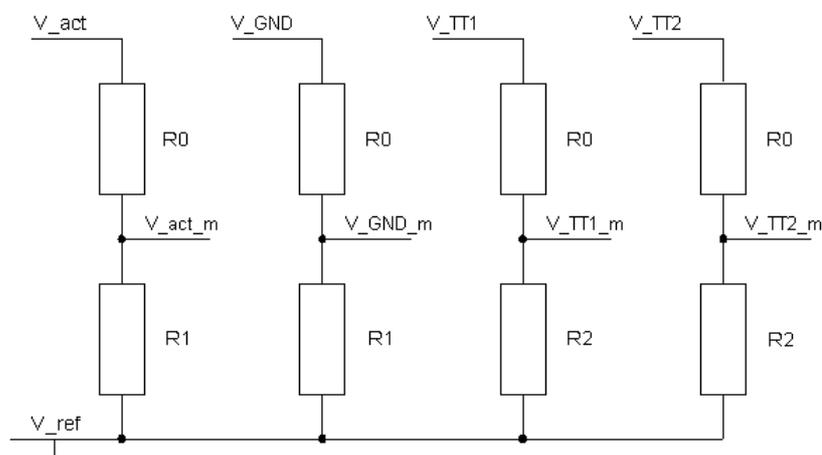


Bild 3-24: Spannungsteiler mit Widerständen

Die Referenzspannung ist die Versorgungsspannung  $V_{Csup}$ , da auszuwerten ist, wie weit sich  $V_{TT1}$  im Vergleich zu  $V_{act}$  bzw.  $V_{GND}$  von dieser Spannung unterscheidet. Durch geeignete Auswahl der Widerstände können die Schaltschwellen des Komparators festgelegt werden. Das Verhältnis von  $R1$  und  $R2$  ist so einstellbar, dass  $V_{TT1\_m}$   $V_{act\_m}$  übersteigt und es zu einem Schalten des Komparators kommt, sobald  $V_{TT1}$  einen bestimmten Teil, zum Beispiel 50%, von  $V_{act}$  erreicht hat. Dies zeigt dann an, dass der Transistor  $T12$  leitet. Der Vergleich mit  $V_{GND\_m}$  erfolgt auf die gleiche Weise, wobei hier ausgewertet wird, welche der gemessenen Spannungen negativer ist und der negierte Ausgang des Komparators verwendet wird. Die Beschaltung des Komparators zeigt in Bild 3-25.

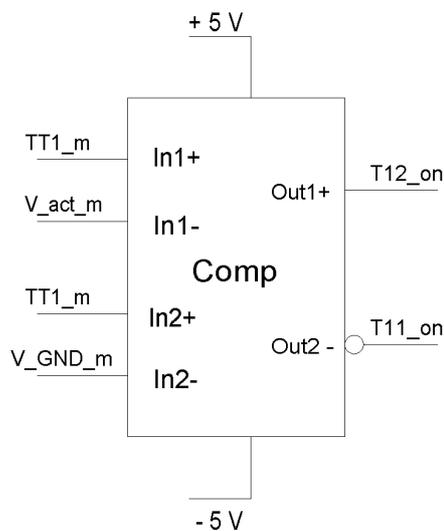


Bild 3-25: Komparator für zwei Spannungsvergleiche

Insgesamt sind vier Vergleiche erforderlich, von denen jeder anzeigt, ob ein bestimmter Transistor leitet. Die Komparatorbeschaltung für das Potential  $V_{TT1}$  kann für den Kreis mit der anderen Spule und  $V_{TT2}$  übernommen werden. Als Ergebnis sämtlicher Vergleiche wird normalerweise 0 ausgegeben, eine 1 zeigt an, dass ein Transistor leitend ist. Allerdings können diese Signale auch durch die Schwingung nach Ende des Stromflusses ausgelöst werden. Durch Auswertung der Komparatorsignale im Controller wird erkannt, wann der Stromfluss durch eine Freilaufdiode beendet ist.

### 3.2.2.3 Schalten der Transistoren bei geringer Spannungsdifferenz

Die Schwingung, welche bei der Auswertung der Komparatorsignale störend wirkt, bietet beim Schalten der Transistoren sogar Vorteile. Ein verzögertes Wiedereinschalten der Transistoren ermöglicht ein Schalten bei geringer Spannungsdifferenz. Dadurch werden die Schaltverluste reduziert. Auch aus Sicht der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) ist diese Art „Soft Switching“ anzustreben. Die Schwingung wird durch die parasitären

Kapazitäten der MOSFET-Transistoren verursacht. Solange ein Transistor leitet, ist das Potential  $V_{TTx}$  fest mit Aktor- oder Nullpotential verbunden; nach dem Ende des Stromflusses ist es über eine Spule mit der Versorgungsspannung verbunden. Die Induktivität dieser Spule bedingt zusammen mit den parasitären Kapazitäten der Transistoren die Ausbildung der Schwingung. Die Dämpfung wird weiterhin durch einen kleinen Snubber beeinflusst, welcher so ausgelegt wurde, dass die Schwingung allmählich verschwindet. Durch die unterschiedlichen Induktivitäten in den beiden Teilkreisen unterscheiden sich die Frequenzen der ausgebildeten Schwingungen. Eine Darstellung der Schwingungen ist im Kapitel 6 enthalten. Für eine bekannte Schwingung ist es leicht möglich, eine Wartezeit festzulegen und das Schalten zu einem günstigen Zeitpunkt vorzunehmen. In Bild 3-26 ist solch ein Vorgang schematisch dargestellt.

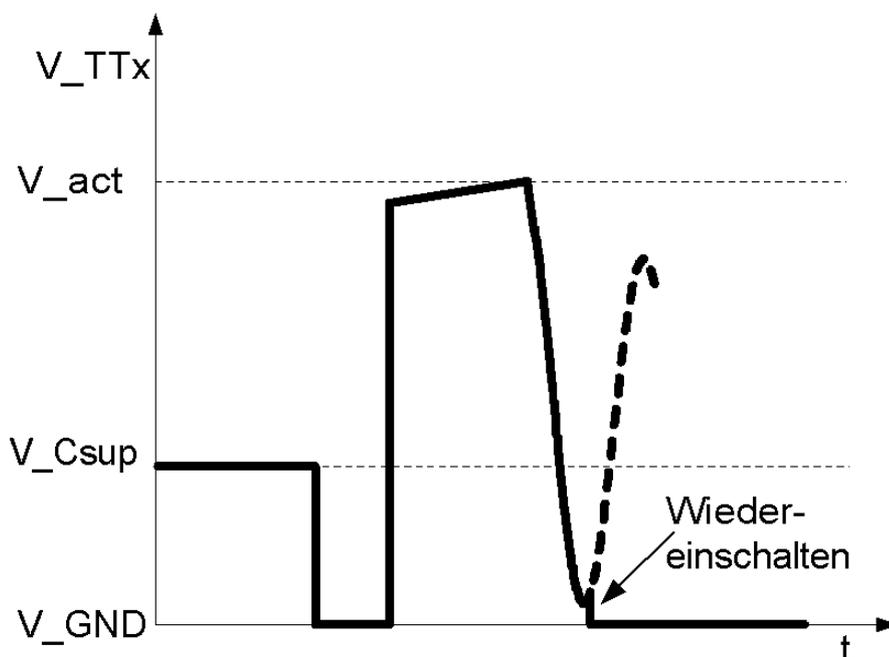


Bild 3-26: Wiedereinschalten während des Ladevorgangs

Der Zeitpunkt, zu dem der Komparator auslöst, liegt auf der ersten, noch durchgezogen gezeichneten Halbwelle der Schwingung und kann ebenfalls als bekannt angesehen werden. Das Wiedereinschalten des Ladetransistors wird anschließend verzögert, bis sich das Potential  $V_{TTx}$  in unmittelbarer Nähe des Nullpotentials befindet. Dies wird nicht durch eine Messung der Spannung an  $V_{TTx}$  erreicht, sondern durch eine Verzögerungszeit, die der Frequenz der Schwingung angepasst ist.

Während des Entladevorgangs wird dasselbe Prinzip angewendet. In diesem Fall wird der Ladetransistor wieder eingeschaltet, wenn die Schwingung das Potential nahe an die Aktorspannung bringt. Dies verdeutlicht Bild 3-27.

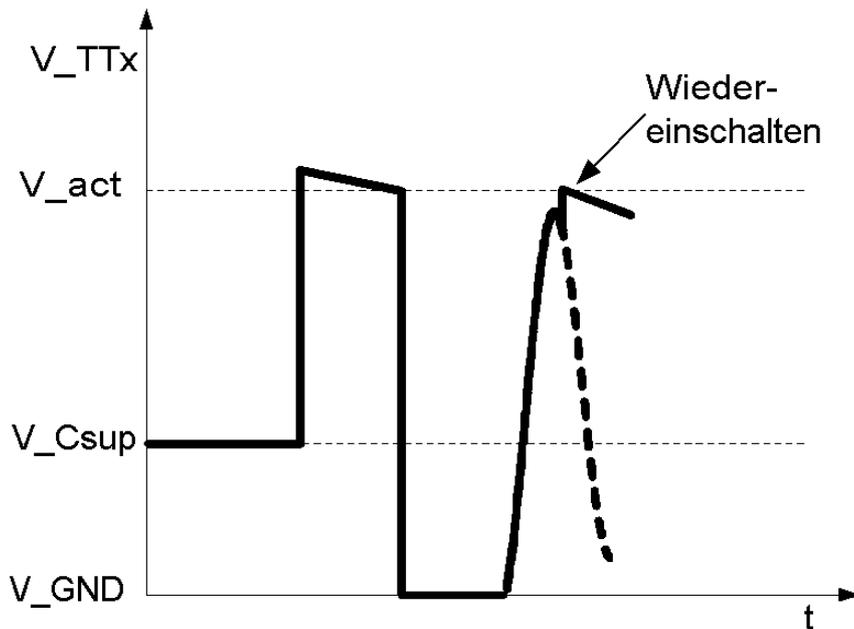


Bild 3-27: Wiedereinschalten während des Entladevorgangs

Sollte während der Wartezeit ein Wechsel zwischen Laden und Entladen stattgefunden haben, ist die Wartezeit einfach zu verdoppeln. Durch die Verlängerung um eine weitere Schwingungshalbwelle wird ein Schalten bei großer Spannungsdifferenz vermieden. Die Umsetzung im implementierten Regelverfahren ist Thema von 4.8 und 4.9.3.

### 3.2.3 Regelverfahren

Damit ist die Vorstellung des leistungselektronischen Teils des Schaltverstärkers abgeschlossen. Auf dem noch erforderlichen Controller ist ein Algorithmus zu implementieren, welcher den Betrieb des Verstärkers mit einer oder beiden Spulen in Abhängigkeit von der Aktorspannung regelt und die erforderlichen Ansteuersignale für die Transistoren generiert. Funktionsweise und Implementierung des Regelverfahrens sind Gegenstand des folgenden Kapitels.

## 4 Implementierung des Regelverfahrens

Für den Betrieb des leistungselektronischen Schaltverstärkers ist die Implementierung eines Spannungsreglers Voraussetzung. Die Implementierung erfordert die Auswahl eines geeigneten Schaltkreises und der zugehörigen Peripherie sowie die Programmierung des Algorithmus'.

### 4.1 Auswahl eines Controller-Schaltkreises

Für die Implementierung des Regelalgorithmus' in Betracht zu ziehen sind eine Umsetzung in Software auf einem Digital Signal Processor (DSP) oder in Form von Logik auf einem Field Programmable Gate Array (FPGA) bzw. einem Application Specific Integrated Circuit (ASIC). Bei ASICs handelt es sich um nicht rekonfigurierbare Bauelemente, welche einmalig mit Logikfunktionen beschrieben werden. ASICs kommen daher für eine Entwicklung und einen Prototypen nicht in Frage.

Die Verarbeitung von hochfrequenten Signalen auf einem DSP verursacht einen Software-Overhead, welcher einen beträchtlichen Teil der Prozessorressourcen beansprucht. Die Verwendung eines FPGA eröffnet die Möglichkeit, die Signalverarbeitung parallel vorzunehmen. Die Verzögerung ergibt sich aus der längsten von mehreren Ketten der Signalverarbeitung statt aus der Summe aller Verarbeitungen in einer Kette, wie es bei Signalverarbeitung mit Software und Prozessoren der Fall ist. Wegen dieses deutlichen Vorteils wird für die Implementierung des Regelalgorithmus ein FPGA verwendet.

### 4.2 Programmierung des FPGA

Die Programmierung des FPGA erfolgt mit Hilfe der Very High Speed Integrated Circuit Hardware Descriptive Language (VHDL), [VHDL]. Mit [Reinem] liegt eine Bibliothek einfacher und schneller Verarbeitungselemente für gebräuchliche Funktionen in bitserieller Form vor. Diese Elemente werden bei der Implementierung verwendet und bilden zusammen

mit den Zustandsautomaten den hauptsächlichen Bestandteil der Umsetzung des Regelalgorithmus in VHDL. Der eigentliche VHDL-Code ist in Blöcken untergebracht, welche durch einen grafischen Block-Diagramm-Editor zusammengefügt werden. Dies gilt auch für die Elemente der bitseriellen Bibliothek. Aus den Diagrammen des Editors kann direkt VHDL-Code erzeugt werden, welcher anschließend für die Synthese und den Download des Regelalgorithmus auf den FPGA verwendet wird.

### 4.3 Bitserielle Signalverarbeitung

Die bitserielle Signalverarbeitung reduziert den Bedarf an Logik auf dem FPGA deutlich. Anstelle paralleler Signale mit einer bestimmten Wortbreite kommen serielle Signale zum Einsatz, die eine entsprechende Wortlänge und eine Breite von einem Bit aufweisen. Eine bitserielle Signalverarbeitung ist um den Faktor *Wortlänge* langsamer als eine bitparallele, da während eines Taktzyklus lediglich ein Bit verarbeitet wird. Dies kann aber durch eine Erhöhung der Taktfrequenz ausgeglichen werden. Als Ergebnis der parallelen Verarbeitung der Signalflüsse auf dem FPGA kann die Taktfrequenz immer noch deutlich niedriger gewählt werden als bei einer Implementierung in Software.

Die Elemente der Bibliothek [Reinem] sind auf beliebige Wortlängen skalierbar. Außerdem ist eine Synchronisation zusammengehöriger Signale auf die Wortgrenze erforderlich. Diese Synchronisation erfolgt bei Angabe der Verzögerungen der Eingänge durch automatisches Einfügen von Schieberegistern. Die bei der bitseriellen Verarbeitung verwendete Wortlänge bestimmt zusammen mit der Taktfrequenz die Tastperiode. Rechenoperationen liefern jeweils nach einer Tastperiode ein neues Ergebnis. Bei der Implementierung sind die Verzögerungen der Signale im Bezug zueinander zu beachten. Lineare Operationen wie zum Beispiel eine Addition werden, bezogen auf das langsamste Eingangssignal, lediglich um einen Takt verzögert. Hingegen verursachen nichtlineare Operationen wie Vergleiche oder Multiplikationen eine Verzögerung um mindestens eine Tastperiode. Dies ist bei der Weiterverarbeitung dieser Ergebnisse zu berücksichtigen. Werden zum Beispiel zwei Signale verglichen und das Ergebnis als Auswahlsignal für ein Multiplexen verwendet, so sind die multiplexenden Eingänge zu verzögern, bis das Vergleichsergebnis vorliegt.

### 4.4 Festlegung der Schaltkreise

Für die Implementierung des Regelalgorithmus eignet sich ein Virtex-E-FPGA mit ca. 100.000 Gattern. Die Auswertung der Aktorspannung macht die Verwendung eines Analog-Digital-Wandlers (ADC) erforderlich. Der verwendete parallele ADC besitzt eine Wortbreite

von 12 Bit, von denen 10 genutzt werden. Der FPGA wird mit einer Taktfrequenz von 40 MHz betrieben, was die serielle Verarbeitung eines 16-Bit Wortes in 400 ns ermöglicht. Eine Zusammenstellung der wichtigsten verwendeten Bauelemente, sowohl für Controller-Platine wie auch für den leistungselektronischen Teil des Schaltverstärkers, wird in Anhang D gegeben.

#### 4.5 Aufbau des Regelalgorithmus'

Grundsätzliche Aufgabe des Regelalgorithmus ist es festzustellen, ob der Aktor zu laden oder zu entladen ist und eine geeignete Betriebsart auszuwählen. Sowohl Laden als auch Entladen können mit beiden Spulen gleichzeitig oder mit nur einer erfolgen. In Abhängigkeit von Soll- und Istwert der Aktorspannung ist daher die Betriebsart festzulegen und ggf. der Übergang vom Betrieb mit beiden Spulen zur Verwendung nur einer Spule vorzunehmen. Für diese Entscheidungen sind verschiedene Berechnungen und Vergleiche mit Referenzwerten heranzuziehen. So erfolgt aus Sollwert und Istwert der Aktorspannung eine Bestimmung der noch zu übertragenden Energie. Dies ist für die Steuerung des Ladeprozesses erforderlich. Für das Entladen sind Spannungsvergleiche ausreichend.

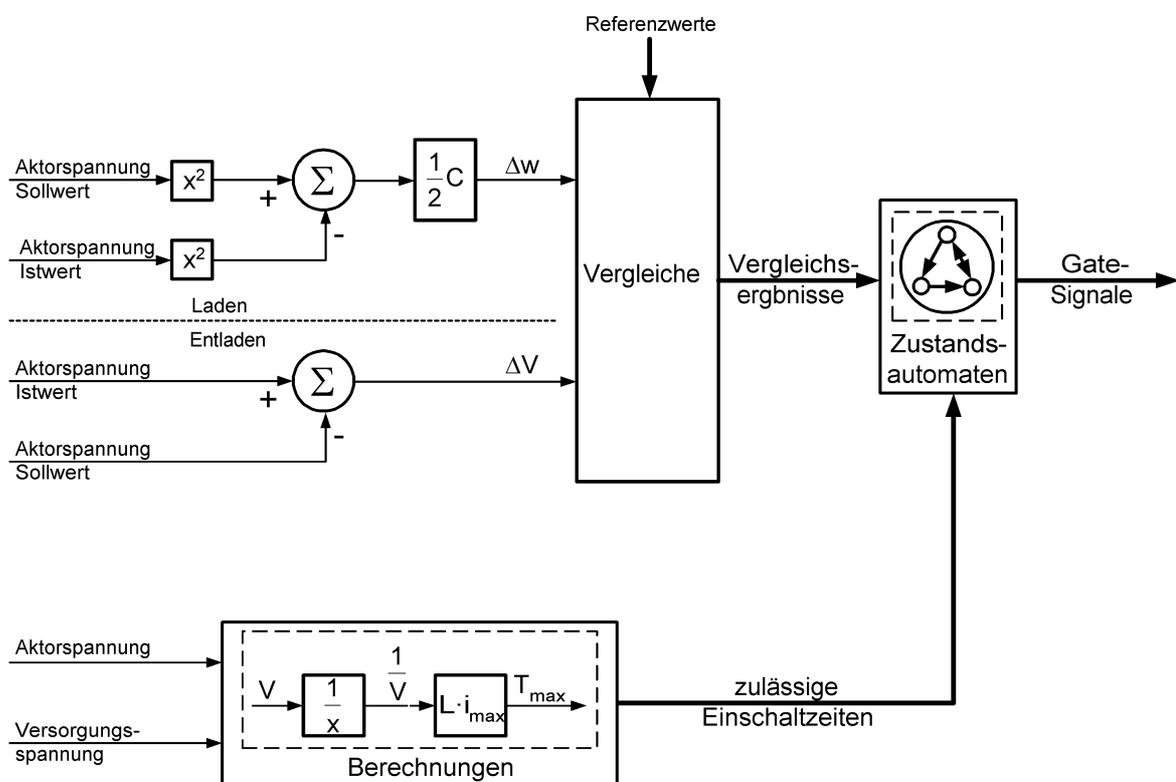


Bild 4-1: Aufbau der Regelung

Bild 4-1 zeigt den Aufbau des Regelalgorithmus'. Aus der Aktorspannung und der Versorgungsspannung auf dem Speicherkondensator ergeben sich die zulässigen Einschaltzeiten für die Spulen. Diese Restriktionen und die Vergleichsergebnisse werden an verschiedene Zustandsautomaten übergeben, die die Betriebsart festlegen und die Gate-Signale für die Transistoren generieren.

#### 4.6 Skalierung

Die Umsetzung des Algorithmus auf dem FPGA erfordert eine Skalierung, um eine optimale Anpassung an diesen Controller zu erreichen. Im vorliegenden Fall beinhaltet die Skalierung hauptsächlich die Bestimmung der aus Sollwert und Istwert der Aktorspannung resultierenden Energiedifferenz und die Anpassung der bei den Vergleichen verwendeten Referenzwerte an diese Berechnung. Die Umsetzung der beim Entladen verwendeten Spannungsvergleiche erfordert keinen besonderen Aufwand. Die Einschaltzeiten der Transistoren sind in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung vorgegeben bzw. können durch eine einfache Multiplikation aus dem Reziproken der Aktorspannung ermittelt werden.

Die Energiedifferenz auf dem Aktor kann gemäß dem für einen Kondensator bekannten Ansatz nach Gleichung 4-1 aus der Kapazität und der Spannungsdifferenz bestimmt werden. Die auf einer Spule befindliche Energie wird mit Gleichung 4-2 aus dem Strom und der Induktivität ermittelt.

$$\Delta w_{\text{act}} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{\text{act}2}^2 - V_{\text{act}1}^2) \quad \text{Gleichung 4-1}$$

$$w_{\text{coil}} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad \text{Gleichung 4-2}$$

Das Verhältnis der beiden Energien bleibt nach der folgenden Modifikation der Gleichungen gewahrt.

$$\Delta w_{\text{act}} = C \cdot (V_{\text{act}2}^2 - V_{\text{act}1}^2) \quad \text{Gleichung 4-3}$$

$$w_{\text{coil}} = L \cdot i^2 \quad \text{Gleichung 4-4}$$

Ebenfalls keine Änderung im Verhältnis der beiden Energien bewirkt die weitere Umstellung in Gleichung 4-5 und Gleichung 4-6.

$$\Delta w_{\text{act}} = (V_{\text{act}2}^2 - V_{\text{act}1}^2) \cdot \left( \frac{1023}{200 \cdot \text{Volt}} \right)^2 \cdot \frac{1}{n} \quad \text{Gleichung 4-5}$$

$$w_{\text{coil}} = L \cdot i^2 \cdot \frac{1}{C} \cdot \left( \frac{1023}{200 \cdot \text{Volt}} \right)^2 \cdot \frac{1}{n} \quad \text{Gleichung 4-6}$$

Der letzte Term in Gleichung 4-6 entspricht dem Skalierungsfaktor, welcher erforderlich ist, um eine Anpassung der Spulenenergie an die Kapazität vorzunehmen.

$$\text{SF} = \frac{1}{C} \left( \frac{1023}{200 \cdot \text{Volt}} \right)^2 \cdot \frac{1}{n} \quad \text{Gleichung 4-7}$$

Der eingesetzte Analog-Digital-Wandler gibt bei einer Aktorspannung von 200 Volt einen Wert von 1023 aus. Diese Relation wird im Skalierungsfaktor (Gleichung 4-7) berücksichtigt. Die Division durch n dient der Anpassung des Wertebereiches an die gewählte Verarbeitungswortlänge. Die im Regelalgorithmus verwendete Energiedifferenz auf dem Aktor kann somit aus dem digitalen Sollwert, der digitalisierten Aktorspannung und einer anschließenden Division bestimmt werden. Die Relation zwischen einer analogen Spannung und ihrer digitalen Entsprechung wird gemäß Gleichung 4-8 durch den Analog-Digital-Wandler vorgegeben.

$$V_{x\_digital} = v_x \cdot \frac{1023}{200 \cdot \text{Volt}} \quad \text{Gleichung 4-8}$$

Unter Beachtung dieser Beziehung ergibt sich aus Gleichung 4-5 die Bestimmung der Energiedifferenz auf dem Aktor aus Aktorspannung, Sollwert (target) und Anpassung an den gewünschten Wertebereich, wie sie in Gleichung 4-9 angegeben ist.

$$\Delta w = \left( V_{\text{act\_digital}}^2 - V_{\text{target\_digital}}^2 \right) \cdot \frac{1}{n} \quad \text{Gleichung 4-9}$$

Die im Regelalgorithmus verwendeten Referenzwerte können dann, wie in Gleichung 4-10 angegeben, aus den Induktivitäten der Spulen und dem zugehörigen Strom sowie dem Skalierungsfaktor ermittelt werden.

$$w_{\text{ref}} = L \cdot i^2 \cdot \text{SF} \quad \text{Gleichung 4-10}$$

Der Skalierungsfaktor SF ist von der Aktorkapazität abhängig. Daher erfordert eine Anpassung an verschiedene Aktoren eine Neubestimmung der Referenzwerte.

## 4.7 Festlegung der Wortlänge

Die auf dem FPGA verwendete Verarbeitungswortlänge ist ein Kompromiss zwischen Genauigkeit der Rechnungen und Geschwindigkeit der Verarbeitung. In Folge der Verwendung bitserieller Komponenten entspricht eine Tasterperiode jeweils dem Produkt aus der

Betriebsfrequenz des FPGA und der gewählten Wortlänge. Die gemessene Spannung hat eine Wortbreite von 10 Bit, bzw. nach der Wandlung zum seriellen Signal eine entsprechende Wortlänge. Da die Spannung quadratisch in die Aktorenergie eingeht, ergibt sich eine Wortlänge von 20 Bit. Eine ausreichende Genauigkeit ist auch noch nach einer Division durch 16 gegeben, was einer Reduzierung der Wortlänge auf 16 Bit entspricht. Der mit 16 Bit zur Verfügung stehende Wertebereich wird dabei nicht ausgenutzt, da der größte bei den Vergleichsoperationen verwendete Referenzwert auch mit 15 Bit darstellbar ist. Allerdings gilt es einen Überlauf bei der Bestimmung der Energiedifferenz zu vermeiden. Der Überlauf ist auszuschließen, wenn das Ergebnis der Berechnung der Energiedifferenz begrenzt wird. Dafür wäre eine zusätzliche Division durch 32 sowie eine Vergleichsoperation erforderlich, um entscheiden zu können, ob bei der Division durch 16 der zulässige Wertebereich verlassen wird. In diesem Fall könnte dann eine Begrenzung durch Multiplexen mit einem Grenzwert erfolgen. Diese Vorgehensweise ist mit einem vergrößerten Logikaufwand und mit einer Verzögerung der Berechnung um eine Taktperiode verbunden. Die Verzögerung entsteht, da das Ergebnis der Vergleichsoperation, welches für das Multiplexen benötigt wird, erst nach einer Wortlänge zur Verfügung steht und das Multiplexen entsprechend verzögert werden muss. Daher erscheint es angebracht, auf die Begrenzung zu verzichten und eine Wortlänge von 16 Bit zu verwenden. Bei der verwendeten Taktfrequenz des FPGA von 40 MHz entspricht dies einer Verlängerung der Taktperiode um 25 ns. Für Aktoren mit einer Kapazität von 1  $\mu\text{F}$  bis 10  $\mu\text{F}$  ist die erreichte Genauigkeit ausreichend. Es ist zu beachten, dass der Skalierungsfaktor SF mit steigender Kapazität kleiner wird. Dies resultiert aus der Änderung des Verhältnisses der maximal auf dem Aktor zu speichernden Energie und den in den Spulen zu speichernden Energiemengen. Bei Aktoren mit noch größerer Kapazität wäre daher bei der Ermittlung der Energiedifferenz nur durch 8 statt durch 16 zu dividieren. Dadurch würde eine Vergrößerung der Wortlänge um 1 Bit oder die Verwendung einer Begrenzung erforderlich. Diese könnte bei größeren Aktoren auch an der Sollspannung statt direkt bei der Bestimmung der Energiedifferenz erfolgen, wodurch sich die aus der nichtlinearen Operation der Begrenzung resultierende Verzögerung um eine Taktperiode nur auf die Sollspannung beziehen würde.

#### 4.8 Umsetzung des Algorithmus' mit einzelnen Blockkomponenten

Die Umsetzung des Steueralgorithmus' wurde in mehreren Teilkomponenten vorgenommen. Neben der Auswertung der Eingangssignale und einer Komponente, die die erforderlichen Vergleichsoperationen umsetzt, sind verschiedene Zustandsautomaten vorhanden. Diese

realisieren die eigentlichen Schaltvorgänge. Eine erste Übersicht über die Struktur gibt Bild 4-2; dargestellt ist die Reglerstruktur aus Bild 4-1, wie sie nach der Skalierung und der Zerlegung in Blockkomponenten auf dem FPGA implementiert wird.

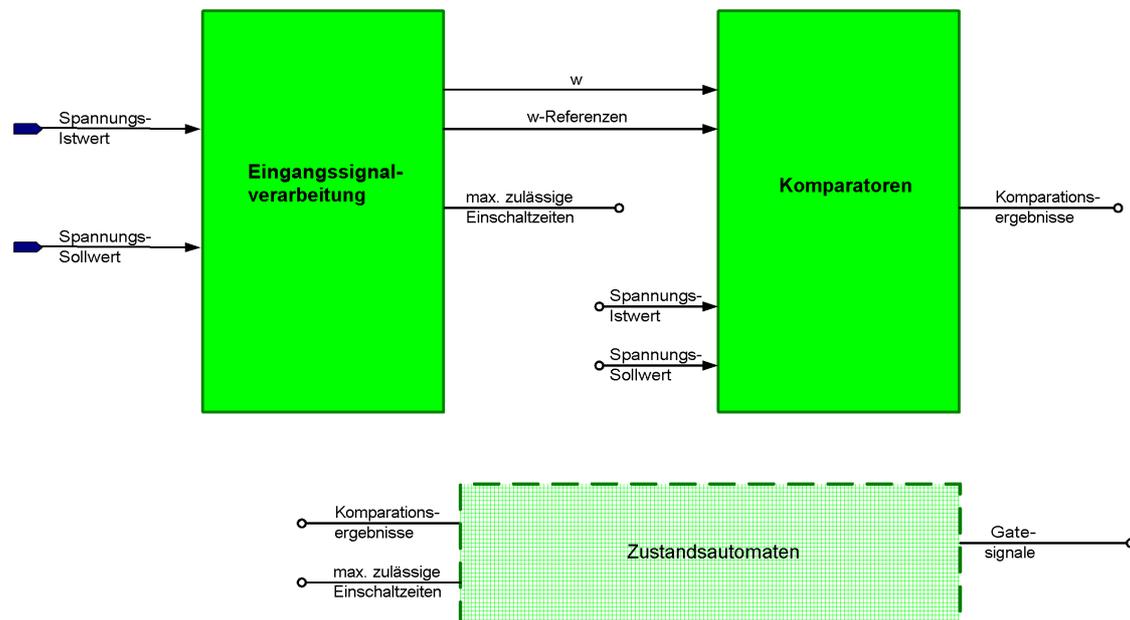


Bild 4-2: Eingangssignalverarbeitung und Vergleichsoperationen

Die wesentlichen Teilkomponenten werden nachfolgend behandelt. Die Darstellung der Teilkomponenten soll das Zusammenwirken zeigen und wurde entsprechend vereinfacht.

#### 4.8.1 Eingangssignalverarbeitung

Diese Komponente realisiert die benötigten Berechnungen (wie die der noch zu übertragenden Energie) und die Ausgabe erforderlicher Referenzwerte. Bei bekannter Versorgungsspannung kann die in der Spule enthaltene Energie aus der Einschaltzeit berechnet werden, während der Spulenstrom anwächst. Dies ist für präzises Beenden des Ladeprozesses erforderlich und wird mit Hilfe von look-up-Tabellen hier umgesetzt. Die maximal zulässigen Einschaltzeiten der Spulen sind beim Entladen von der Aktorspannung abhängig und werden ebenfalls in dieser Blockkomponente ermittelt; das bei der Berechnung benötigte Reziproke der Aktorspannung kann ebenfalls über eine look-up-Tabelle bestimmt werden.

#### 4.8.2 Komparatoren

Für die Vergleiche der Energie- und Spannungsdifferenzen mit Referenzwerten werden verschiedene, in einer Blockkomponente zusammengefasste Komparatoren verwendet. Unter einem Komparator ist an dieser Stelle eine HDL-Komponente zu verstehen, die einen Vergleich von zwei Eingangswerten durchführt und Signale darüber ausgibt, welcher von

beiden größer ist. Um Verwechslungen mit den bereits in 3.2.2.2 vorgestellten Komparatoren für analoge Spannungen zu vermeiden, werden diese elektronischen Bauelemente nachfolgend als Komparator-ICs bezeichnet.

In der Blockkomponente „Komparatoren“ erfolgen mehrere Vergleiche. Die noch zu übertragenden Energie wie auch die Differenz zwischen Sollwert und Istwert der Aktorspannung werden Referenzwerten gegenübergestellt. Die ausgegebenen Ergebnisse einiger Komparatoren dienen der Auswahl der Betriebsart durch die Zustandsautomaten. Durch weitere Vergleichsoperationen wird ein rechtzeitiges Abschalten bei Erreichen des Sollwertes sichergestellt. Beim Laden werden dafür die in den Spulen gespeicherten Energiemengen herangezogen, beim Entladen eine Extrapolation der fallenden Aktorspannung. Das Entladen erfordert weiterhin die Festlegung minimaler Spannungsdifferenzen für das Einschalten der Spulen, um ein erneutes Einschalten bei konstanter Aktorspannung und sehr kleinen Differenzen zum Sollwert zu verhindern. Die Verwendung der look-up-Tabellen ermöglicht es, beim Laden auf solche Vergleiche zu verzichten. In den look-up-Tabellen werden auch für kürzere Zeiten nur Energiewerte abgelegt, die bereits minimalen Einschaltzeiten entsprechen, so dass kürzeres Einschalten für zum Beispiel 100 ns durch die Vergleiche mit der noch zu übertragenden Energie ausgeschlossen wird. Eine Auflistung der einzelnen Komparationsergebnisse ist Anhang E zu entnehmen.

#### 4.9 Interaktion der Zustandsautomaten

Die Ergebnisse der Vergleiche sind Voraussetzung für die Erzeugung der Gate-Signale, bei der verschiedene Zustandsautomaten interagieren. Die Wechselbeziehungen zwischen den einzelnen Automaten gibt Bild 4-3 wieder. Bei der Darstellung wurde zugunsten der Übersichtlichkeit auf eine komplette Abbildung der Signale und Komponenten verzichtet; das Bild zeigt nur die Interaktionen zwischen den einzelnen Automaten. Für die vier Transistoren werden die Gate-Signale erzeugt. Für die beiden Spulen Lk und Lg wird durch die Signale Lk\_0 und Lg\_0 angezeigt, dass der Stromfluss durch eine Spule beendet ist. Dafür werden die Signale der Komparator-ICs und die selbsterzeugten Gate-Signale ausgewertet. Die Verbindung zwischen den einzelnen Komponenten stellt ein großer Zustandsautomat „load\_unload“ her.

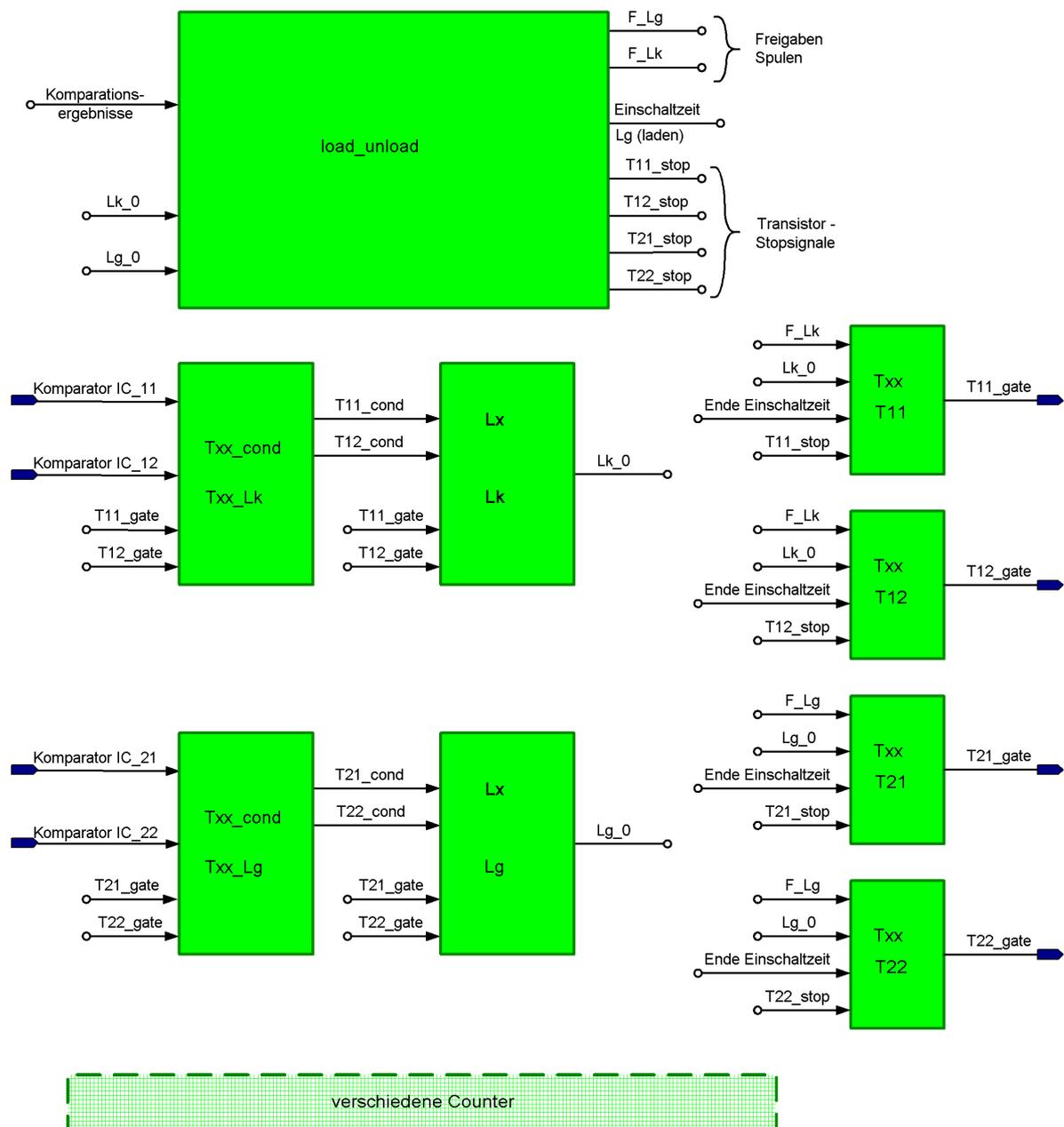


Bild 4-3: Interaktion der Zustandsautomaten

#### 4.9.1 Zustandsautomat „load\_unload“

Durch diesen Automaten erfolgt der Wechsel zwischen Laden und Entladen, wofür jeweils ein separater Automatenteil vorgesehen ist. In beiden wird eine Entscheidung über die Freigabe der Spulen für den Ladungstransport getroffen. Weiterhin werden nicht zu verwendende Transistoren durch zugehörige Stop-Signale blockiert. Während des Entladens sind die Ladetransistoren nicht zu benutzen und umgekehrt. Die Stop-Signale werden auch verwendet, um ein rechtzeitiges Ausschalten bei Erreichen des Sollwertes zu ermöglichen.

#### 4.9.1.1 Ladeteil des Zustandsautomaten

Beim Entwurf des Ladeteils des Zustandsautomaten war zu beachten, dass die Änderung der Aktorspannung erst mit Abbau des Spulenstroms in den Aktor erfolgt. Zu diesem Zeitpunkt kann nicht mehr eingegriffen werden, da die Spannungsänderung erst nach Abschalten des Ladetransistors beginnt.

Das Erreichen des Sollwertes sollte mit nur einer Spule erfolgen, da anderenfalls ein sehr aufwendiger Vergleich der in beiden Spulen gespeicherten Energie mit der noch zu übertragenden Energie erforderlich wäre. Eine der Aufgaben des Ladeteils ist es daher, den Übergang vom Betrieb mit beiden Spulen zur Annäherung an den Endwert mit einer Spule vorzunehmen. Da die Spule  $L_k$  für den schnellen Betrieb ausgewählt wurde (3.2.1.2), sollte diese möglichst mit ihrem maximalen Strom bzw. ihrer maximalen Einschaltzeit betrieben werden. Bei gleicher Versorgungsspannung ist die maximale Einschaltzeit für die Spule  $L_g$  mehr als doppelt so lang wie für  $L_k$ ; gleiches gilt auch für die anschließend erforderliche Ausschaltzeit (3.2.1.3). Es ist daher sinnvoll, die Einschaltzeit von  $L_g$  in Abhängigkeit von der zu übertragenden Energie zu reduzieren, damit die für Spule  $L_k$  während des gesamten Betriebes mit beiden Spulen die maximale Einschaltzeit verwendet werden kann.

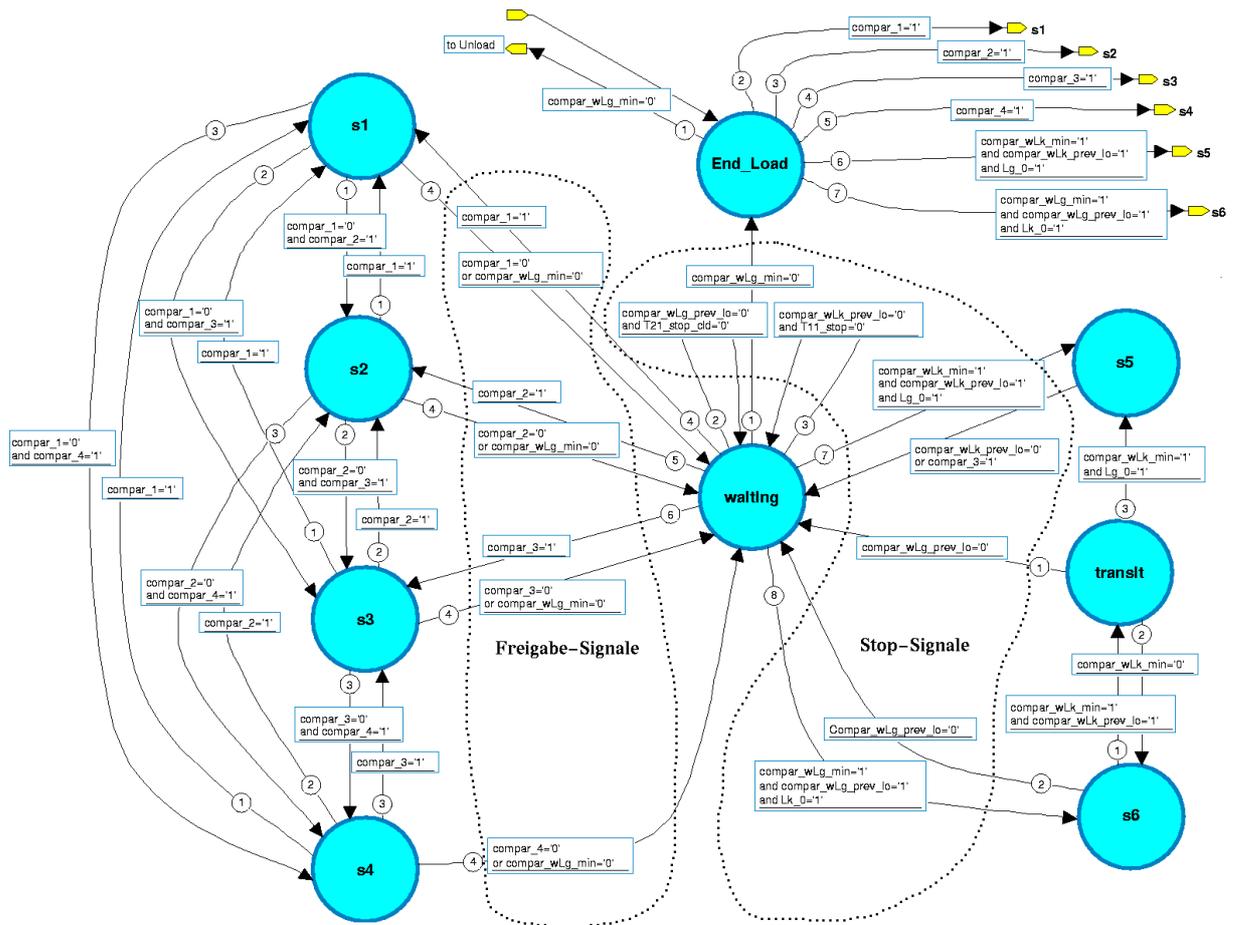


Bild 4-4: Ladeteil des Zustandsautomaten

Der Ladeteil des Zustandsautomaten ist in Bild 4-4 dargestellt. Die Transitionen sind mit Prioritäten versehen, die festlegen, welcher Zustandswechsel erfolgt, sofern die Bedingungen für mehrere erfüllt sind. Die Zustände  $s1$  bis  $s4$  dienen der Anpassung der Einschaltzeit der Spule  $L_g$  an die noch zu übertragende Energiemenge. Während diese Einschaltzeit im Zustand  $s1$  noch der maximal zulässigen entspricht, wird sie in  $s2$  und  $s3$  stufenweise reduziert. Die Transitionen zwischen  $s1$  bis  $s4$  entsprechen solchen Änderungen der Einschaltzeit. Den Zuständen sind jeweils Komparationsergebnisse zugeordnet, deren Umschalten die Übergänge auslöst. Die geänderten Zeiten für  $L_g$  wirken sich erst auf das nächste Einschalten aus und werden bei der Erzeugung des Gate-Signals für einen Transistor in einen Counter geladen. Im Zustand  $s4$  ist es nicht mehr zulässig, die Spule  $L_g$  erneut einzuschalten. Allerdings kann  $L_k$  noch mit maximaler Einschaltzeit betrieben werden, da die entsprechende Energiemenge zusammen mit der in  $L_g$  gespeicherten die noch zu übertragende Energie nicht übersteigt. Die Bestimmung der Energie in der Spule  $L_g$  gestaltet sich sehr einfach. Da  $L_g$  für eine vorher festgesetzte Zeit eingeschaltet wurde, ist auch die zugehörige Energie bekannt. Bis zum Ende des Stromübergangs aus der Spule in den Aktor wird davon ausgegangen, dass diese Energie noch in  $L_g$  enthalten ist. Der Zustand  $s4$  stellt

somit den Übergang zum Betrieb mit nur einer Spule dar. In der Regel werden bei einem Ladevorgang mehrere der Zustände  $s1$  bis  $s4$  nacheinander durchlaufen. Ein Übergang zwischen diesem Teil und dem Rest des Ladeteils ändert nur die Freigaben für die Spulen. Diese Freigaben legen fest, ob der zur Spule gehörende Ladetransistor erneut eingeschaltet werden darf. Ein Anhalten eines bereits eingeschalteten Ladetransistors erfolgt nur wenn der Sollwert erreicht wird und ist hier noch nicht erforderlich. Für das Erreichen des Sollwertes mit einer Spule werden die Zustände  $s5$  und  $s6$  verwendet, die Lk bzw. Lg freigegeben. Die Wahl von  $s5$  oder  $s6$  hängt von vor noch zu übertragenden Energie ab. Im Unterschied zu den Zuständen für das Laden mit beiden Spulen kommen Stop-Signale für den zur Spule gehörenden Ladetransistor zum Einsatz (Bild 4-4). Vergleiche der in der Spule gespeicherten Energie mit der noch zu übertragenden Energie lösen das Verlassen dieser Zustände aus. Eine Änderung im Komparationsergebnis ist so zu interpretieren, dass bei sofortigem Abschalten des Ladetransistors der Sollwert der Aktorspannung durch die in der Spule gespeicherte Energie erreicht wird. Da diese Vergleiche für jeweils nur eine Spule erfolgen, ist sicherzustellen, dass die andere Spule keinen Strom mehr führt, bevor  $s5$  und  $s6$  erreicht werden können. Das Stromnullsignal wird hier ausgewertet. Der Zustand *Transit* zwischen  $s5$  und  $s6$  ermöglicht es, das Ende eines mit Lg begonnenen Hubs abzuwarten, ohne ein Stop-Signal zu erzeugen, und anschließend wieder Lk zu starten, falls sich die Energiedifferenz zum Sollwert vergrößert hat.

#### 4.9.1.2 Entladeteil des Zustandsautomaten

Der für das Entladen zuständige Teil des Zustandsautomaten (Bild 4-5) kann einfacher gestaltet werden als der Ladeteil. Die Spannung auf dem Aktor fällt bereits, während ein Entladetransistor eingeschaltet ist. Die Änderung kann daher direkt überwacht und unterbrochen werden.

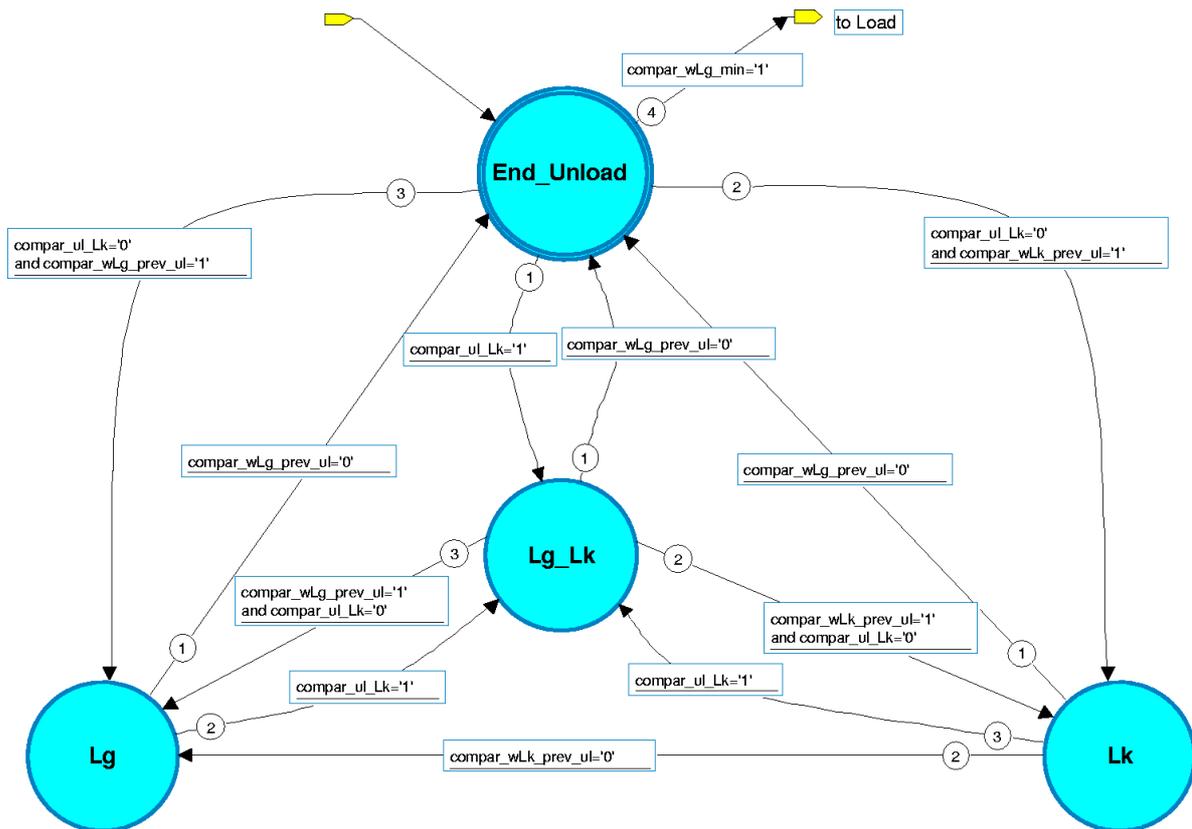


Bild 4-5: Entladeteil des Zustandsautomaten

Die Entscheidung, ob das Entladen mit beiden Spulen oder mit nur einer erfolgen soll, kann durch einen einfachen Spannungsvergleich getroffen werden. In ausreichender Entfernung vom Sollwert wird der Zustand Lg\_Lk verlassen und eine der beiden Spulen gestoppt. Das Entladen wird dann mit einer Spule beendet. Eine Unterscheidung zwischen Freigabe und Stop ist nicht erforderlich; eine nicht mehr freigegebene Spule ist zu stoppen. Solange kein Stop-Signal vorliegt, kann jede Spule mit der maximal zulässigen Einschaltzeit betrieben werden. Diese ist von der Aktorspannung abhängig und wird außerhalb des Zustandsautomaten bestimmt. Beim Erreichen des Sollwertes kommen die in 4.8.2 beschriebenen, durch Extrapolation der fallenden Aktorspannung ausgelösten Komparatorsignale zum Einsatz, die ein rechtzeitiges Stoppen der Spule ermöglichen.

#### 4.9.2 Zustandsautomat „Txx\_cond“

Die Auswertung der Signale aus den Komparator-ICs erfordert ebenfalls einen Zustandsautomaten, welcher für jede Spule einmal vorhanden ist. Durch diesen werden die Txx\_cond-Signale generiert, welche anzeigen, dass ein Transistor diodisch leitet. Diese Information ist wichtig für die Stromnullerkennung und kann durch die Auswertung der Gate-Signale und der Signale der Komparator-ICs gewonnen werden. Nachdem ein Transistor durch Änderung des Gate-Signals abgeschaltet wurde, sollte ein anderer beginnen, diodisch zu leiten, was durch

eine Änderung des Komparator-IC-Signals angezeigt wird. Nach dem Abschalten eines Ladetransistors wird zum Beispiel die Diode des zur selben Spule gehörenden Entladetransistors leitend. Das Ende des Stromflusses durch diese Diode wird wiederum durch Änderung dieses Signals angezeigt. Die Auswertung der Signale aus den Komparator-ICs in Abhängigkeit vom Schaltzustand ist erforderlich, da diese nur durch Spannungsvergleiche zustande kommen. Ein solches Signal kann auch 1 sein, wenn der Transistor nicht diodisch leitet, sondern eingeschaltet ist, oder auch während das Potential zwischen den Transistoren schwingt, wie in 3.2.2.1 und 3.2.2.3 beschrieben. Daher werden die Gate-Signale einbezogen. Beginn und Ende des diodischen Leitens werden so sicher erkannt.

#### 4.9.3 Zustandsautomat „Lx“

Dieser für jede der beiden Spulen einmal vorhandene Zustandsautomat dient der Stromnullerkennung. Der Automat ist relativ umfangreich, obwohl er nur ein Signal Lx\_0 generiert, welches anzeigt, dass der Strom durch die Spule zu Null geworden ist. Für die Stromnullerkennung werden die Gate-Signale, die in 4.9.2 beschriebenen Txx\_cond-Signale sowie einige Counter zusammengeführt. Die Bestimmung, wann der Spulenstrom zu Null geworden ist, kann auf zwei unterschiedliche Arten erfolgen. Normalerweise genügt die Auswertung der Txx\_cond-Signale, welche Beginn und Ende des diodischen Leitens anzeigen. Weiterhin wird beim Abschalten eines Transistors ein Counter gestartet, der Zeit enthält, die der Abbau des Spulenstroms maximal erfordern kann. Nach Ablauf dieser Zeit wird der Strom durch die Spule auf Null gesetzt. Dieses Rücksetzen ist erforderlich, da sich die Auswertung der Txx\_cond-Signale zwar in der Regel problemlos gestaltet, es bei kleinen Aktorspannungen von weniger als 15 V oder sehr kurzen Einschaltzeiten aber Schwierigkeiten bei der Unterscheidung von Aktorspannung und Versorgungsspannung geben kann, wodurch die entsprechenden Signale der Komparator-ICs ausbleiben können.

Eine weitere Aufgabe dieses Zustandsautomaten ist es, das Wiedereinschalten eines Transistors zu verzögern. Durch eine Verzögerung entsteht das in 3.2.2.3 beschriebene Schalten der Transistoren bei kleinen Spannungsdifferenzen, das die Schwingung des Potentials zwischen den Transistoren einer Spule ausnutzt. Nach dem Ende des diodischen Leitens eines Transistors wird die Änderung des Stromnull-Signals mit Hilfe eines Counters verzögert. Das Schalten bei einer Spannungsdifferenz nahe Null gelingt nicht immer, da lediglich das Stromnull-Signal verzögert wird. Ob unmittelbar darauf ein Wiedereinschalten des Transistors erfolgt, hängt von weiteren Bedingungen ab, wie zum Beispiel der Freigabe der Spule. Die Verzögerung des Stromnull-Signals kann so ausgelegt werden, dass sie zum

günstigsten Zeitpunkt für das Wiedereinschalten abläuft. Sofern der Transistor ununterbrochen in Betrieb ist, wird das Wiedereinschalten zum idealen Zeitpunkt erfolgen. Problematisch ist in diesem Zusammenhang ein Wechsel zwischen Laden und Entladen während der Verzögerungszeit. Diese Zeit ist so ausgelegt, dass nach ihrem Ablauf die Spannungsdifferenz über dem bisher benützten Transistor möglichst klein ist. Für das Einschalten des anderen, zur selben Spule gehörenden Transistors ist dieser Zeitpunkt der ungünstigste, da die Spannungsdifferenz gerade besonders groß ist. Einfache Abhilfe bietet ein Neustart des Counters, wenn ein solcher Wechsel zwischen Laden und Entladen stattgefunden hat. Durch die zusätzliche Verzögerung wird erreicht, dass die Generierung des Stromnull-Signals wieder zu einem für das Einschalten günstigen Zeitpunkt erfolgt, da die Wartezeit um eine Halbwelle der Schwingung verlängert wird.

#### 4.9.4 Zustandsautomat „Txx“

In diesen kleinen Zustandsautomaten werden die Gate-Signale erzeugt. Daher ist für jeden Transistor ein solcher Automat vorhanden. Dessen Aufgabe besteht darin, ein Gate-Signal zu erzeugen und gleichzeitig einen zugeordneten Counter für die Einschaltzeit zu starten, sobald es zulässig ist, den zugehörigen Transistor einzuschalten. Dies wird durch die anderen Zustandsautomaten, durch das Stop-Signal für den Transistor, die Freigabe und das Stromnull-Signal für die Spule angezeigt. Das Gate-Signal ist wieder auf 0 zu setzen, sobald die Einschaltzeit abgelaufen ist oder ein Stop-Signal für den Transistor eingeht.

### 4.10 Implementierungsschritte

Die Generierung von VHDL-Code kann direkt aus dem verwendeten Blockeditor „HDL-Designer“ [HDS] erfolgen. In diesem Editor können auch die Elemente aus der bitseriellen Bibliothek als Blöcke eingebunden werden. Als Teil des Entwurfsprozesses wird der so erzeugte VHDL-Code zunächst in eine Mixed-Mode-Simulation des elektrischen Gesamtsystems eingebunden. Diese wird in Kapitel 5 behandelt. Nachdem der Code in einer funktionalen Simulation überprüft bzw. weiterentwickelt wurde, kann die Synthese mit „Precision®“ [Precis] folgen, bei der eine EDIF-Netzliste und die für den Download auf den FPGA erforderlichen Dateien generiert werden. Weiterhin werden Dateien erzeugt, die das Zeitverhalten des FPGA wiedergeben. Die Mixed-Mode-Simulation kann anschließend mit dem Code der bei Synthese generiertem wurde wiederholt werden; wobei das Zeitverhalten des FPGA mit dem heruntergeladenen Code nachgebildet wird. Gegenüber der funktionalen

Simulation gehen die internen Signalnamen verloren, jedoch kann mit dieser sogenannten Timing-Simulation der erzeugte Code verifiziert werden.

## 5 Modellierung

Wesentlicher Teil des Entwicklungsprozesses der Regelalgorithmen ist die Erprobung in einer Simulation. Benötigt werden neben der Nachbildung des Controllers ein Modell des Schaltverstärkers und eines des piezoelektrischen Aktors. Diese Teile sind in einer Mixed-Mode-Simulation zusammenzuführen. Der Begriff *Mixed-Mode* oder *Mixed-Signal* wird an anderer Stelle auch für Simulationen verwendet, die unterschiedliche Formen von Code vereinigen, wie zum Beispiel VHDL und Verilog. In dieser Arbeit bezeichnet der Begriff ausschließlich Simulationen, die das Zusammenwirken eines digitalen Teils mit analogen Komponenten nachbilden und somit eine analoge Simulation mit einer ereignisgesteuerten verbinden. Ziel der Simulation ist es hier, den generierten VHDL-Code in einer Nachbildung des Verstärkers mit Piezoaktor zu erproben. Auf die Generierung des VHDL-Codes wurde in 4.10 eingegangen. Die Nachbildung des Schaltverstärkers muss das Schaltverhalten der leistungselektronischen Bauelemente wiedergeben. Die Modellierung des piezoelektrischen Aktors kann in VHDL-AMS [VHDL\_A] erfolgen.

### 5.1 Simulationswerkzeuge

Für Mixed-Mode-Simulationen steht gegenwärtig nur eine geringe Anzahl von Werkzeugen zur Verfügung. Eine solche Simulation kann zum Beispiel durch eine Kopplung von „Saber®“ [Saber] mit einem VHDL-Simulator wie „ModelSim®“ [ModelS] erfolgen. Weniger aufwendig als eine Kopplung ist die Verwendung eines einzelnen Simulationsprogramms. „SMASH™“ [SMASH] ermöglicht die Verbindung von SPICE mit VHDL und auch VHDL-AMS; Genauigkeit und Zuverlässigkeit genügen aber nicht den Erfordernissen. Eine effiziente Mixed-Mode-Simulation gelingt mit „ADVance MS“ [ADVanc], welches eine Integration des VHDL-Simulators „ModelSim®“ mit Analogsimulatoren für SPICE [SPICE] und VHDL-AMS darstellt. Mit Hilfe dieses Werkzeugs wird der VHDL-Code mit einem Modell des Analogteils in SPICE und einem Aktormodell in VHDL-AMS zusammengeführt.

„ADVance MS“ erfordert die Verwendung von Linux (oder einem anderen UNIX), die mit dem Blockeditor „HDL-Designer“ erzeugten VHDL-Dateien können jedoch direkt in die Simulationsumgebung übertragen werden. Dieses Vorgehen ermöglicht eine effiziente Erprobung der Regelalgorithmen am analogen Modell des Verstärkers mit Piezoaktor.

## 5.2 Modellierung der elektrischen Komponenten

Bei der Abbildung der passiven Bauelemente des Schaltverstärkers konnte auf die entsprechenden SPICE-Modelle zurückgegriffen werden. Neben den leistungselektronischen Komponenten sind noch einige weitere analoge Bauelemente von Bedeutung. Vor der Analog-Digital-Wandlung der Aktorspannung wird diese heruntergeteilt und gefiltert. Neben Widerständen und Kondensatoren kommen auch Operationsverstärker zum Einsatz. Die in 3.2.2.2 beschriebene Stromnullerkennung erfordert die Verwendung von Komparatoren für Spannungsvergleiche. Für diese Komponenten existieren SPICE-Modelle der Hersteller, die das Verhalten der Schaltkreise zufriedenstellend wiedergeben.

Der verwendete parallele ADC mit Pipeline und die Gate-Treiber der Transistoren, welche die digitalen Signale in Spannung am Gate umsetzen, bilden die Schnittstellen zwischen Analogteil und digitalem Controller. Das Verhalten beider Komponenten kann in VHDL modelliert werden.

Die Modellierung der MOSFET-Leistungstransistoren ist problematisch, aber von entscheidender Bedeutung für die Nachbildung des Analogteils des Schaltverstärkers. Die MOSFET-Modellierung kann ebenfalls mit SPICE erfolgen. VHDL-AMS kann ebenfalls verwendet werden, sofern die Gleichungen für ein geeignetes Modell vorliegen. An dieser Stelle soll nur ein kurzer Überblick über einige bestehende Modelle gegeben werden. Die Modellierung von Leistungstransistoren kann den Gegenstand einer eigenständigen Arbeit darstellen. Im Funktionsumfang von SPICE sind bereits einige MOSFET-Modelle enthalten [Reisch]. Einige, wie das Modell nach Shichman und Hodges [Shichm], sind bereits lange im Gebrauch; andere wurden im letzten Jahrzehnt hinzugefügt, wie das BSIM-Modell [BSIM]. Weiterhin liegen verschiedene Modelle gut dokumentiert in Form von Gleichungen vor [EKV2.6], [EKV3.0], [Philip] und wurden in die gängigen SPICE-Simulatoren eingebunden oder einem ausgewählten Simulationswerkzeug implementiert [ACM]. All diesen Modellen ist gemein, dass sie von einer Anordnung von Gate, Source und Drain ausgehen, wie sie in Leistungs-MOSFETs nicht vorkommt [Reisch]. Für die auf kleinen Strom und geringe Spannung ausgelegten MOSFETs mit dem sogenannten lateral diffundierten Aufbau stehen somit vielfältige Modelle zur Verfügung. Für die Modellierung des Leistungstransistors

kommen diese Ansätze nicht in Frage. Ebenfalls auszuschließen sind Modelle, die nicht in Form von Gleichungen vorliegen und in anderen Simulationsprogrammen verwendet werden, welche nicht in die Mixed-Mode-Simulation eingebunden werden können. Der Unterschied im Aufbau zwischen lateral diffundierten MOSFETs kleiner Leistung und vertikal diffundierten Leistungs-MOSFETs zeigt sich auch an der Freilaufdiode. Diese in kleinen MOSFETs nicht vorhandene Diode entsteht durch den vertikalen Aufbau. Für die Modellierung der vertikal diffundierten Leistungstransistoren kommen zwei Ansätze in Betracht. Ein Modellierungsverfahren nach dem sogenannten Lumped-Charge-Ansatz [Laurit] wird in [Budih1] und [Budih2] vorgestellt und in [Subram] zum aktuellen Stand weiterentwickelt. Dieses Modell wurde für den Einsatz mit „Saber®“ entworfen, eine Übertragung von Gleichungen nach VHDL-AMS ist aber möglich. Die Dokumentation des Modells [Subram] ist unvollständig und teilweise fehlerhaft, so dass eine Umsetzung am verwendeten Transistor nicht zu verwirklichen ist. In einem in [Cordon] vorgestellten und in [Napier] ausführlich beschriebenen Ansatz wird das Modell eines Leistungs-MOSFETs aus verschiedenen aktiven und passiven Elementen in SPICE zusammengesetzt. Ein Vergleich des Lumped-Charge-Modells mit dem älteren Modell nach Napieralska [Napier] in [Budih3] zeigt die Überlegenheit des Lumped-Charge-Modells bei negativer Gate-Source-Spannung. Solche Schaltzustände sind bei der vorliegenden Simulation jedoch nicht von Bedeutung. Daher kann das Modell nach Napieralska bei der Modellierung des Schaltverstärkers verwendet werden.

### 5.3 Modell des piezoelektrischen Aktors

Während der synthetisierbare VHDL-Code direkt vom Simulationswerkzeug verwendet wird und für die Modellierung des Schaltverstärkers auf bestehende Komponentenmodelle oder etablierte Modellansätze zurückgegriffen werden kann, gestaltet sich die Modellierung des piezoelektrischen Aktors deutlich aufwendiger. Zunächst ist es hilfreich, die Eigenschaften der Aktoren näher zu betrachten.

#### 5.3.1 Hystereseverhalten von Piezokeramiken

Im Kristallgitter, welches die PZT-Keramik repräsentiert (Perowskit), befindet sich das Titan oberhalb der Curie-Temperatur im Zentrum der Elementarzelle aus 1.2, die damit elektrisch neutral ist. Unterhalb der Curie-Temperatur ändert sich die Symmetrie des Kristalls. Dabei kann das Titan mehrere Plätze einnehmen, wodurch das Gitter verzerrt und die polare Achse etwas länger wird als die beiden anderen Achsen des Kristalls. Dies ist gleichbedeutend mit

der Verschiebung der positiven und negativen Ladungszentren gegeneinander und der Ausbildung von Dipolen [Döllga].

Die Keramik besteht normalerweise aus einer Vielzahl einzelner Kristalle, die stochastisch verteilt sind. Bei der Abkühlung entstehen durch die Änderung der Dimension der Elementarzellen Spannungen innerhalb der einzelnen Körner. Als Folge beeinflussen sich die Dipole gegenseitig und bilden spontan Bereiche gleicher Ausrichtung. Dadurch werden die Spannungen minimiert. Die Bereiche gleicher Ausrichtung werden als Domänen oder, in Analogie zum Ferromagnetismus, als Weiss'sche Bezirke bezeichnet. An den Übergängen zwischen den Domänen eines Kornes ändert sich die Polarisationsrichtung um  $90^\circ$  oder  $180^\circ$ . Nach außen weist die Keramik keine piezoelektrischen Eigenschaften auf, da die zufällige Verteilung der Einzelkristalle eine Neutralisation bewirkt. Durch Anlegen eines elektrischen Feldes können die Dipole zum Teil ausgerichtet werden. Dabei bewegen sich die Dipole in Positionen, die möglichst parallel zum Polarisationsfeld liegen. Bei genügend großer Feldstärke wird eine Sättigungspolarisation erreicht.

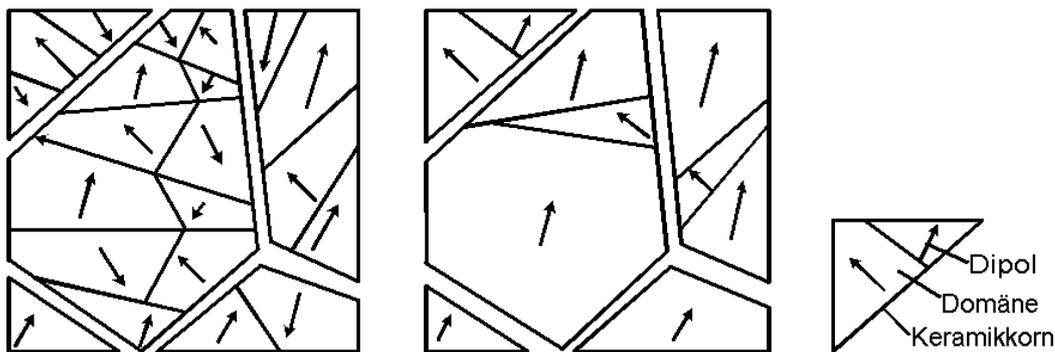


Bild 5-1: Domänenstruktur von PZT-Keramik

Günstig ausgerichtete Domänen wachsen dabei auf Kosten anderer, wie in Bild 5-2 dargestellt. Obwohl energetisch ungünstiger, bleibt der erreichte Zustand erhalten, da Defekte im Kristall die Bewegung der Domänenwände behindern. Folglich kann die Piezokeramik durch Anlegen eines starken elektrischen Feldes etwas unterhalb der Curie-Temperatur polarisiert werden, um ihr die gewünschten piezoelektrischen Eigenschaften zu verleihen. Die erreichte Ausrichtung der Domänen verschwindet nach Entfernen des Feldes nicht, sondern bleibt weitgehend als remanente Polarisierung erhalten. Um diese wieder aufzuheben, muss durch ein Feld in der Gegenrichtung Energie zugeführt werden. Bei Erreichen der sogenannten Koerzitivfeldstärke ist die Polarisierung wieder aufgehoben, bei einer weiteren Erhöhung der Feldstärke erfolgt eine Polarisierung der Piezokeramik in die andere Richtung. Im normalen Betrieb eines piezoelektrischen Aktors wird eine Aufhebung oder Richtungsänderung der Polarisierung vermieden, indem die Ansteuerung nur mit positiver oder geringer

negativer Spannung erfolgt. Das beschriebene Verhalten der Piezokeramik entspricht einer Hysterese zwischen Polarisierung bzw. der elektrischen Verschiebung und der Feldstärke. Die Ursachen für die Hysterese sind die Behinderung der Verschiebung der Domänenwände im Kristallgitter und die gegenseitigen Beeinflussungen der Dipole bei ihrer Ausrichtung. Dieselben Effekte sind auch verantwortlich für eine beim praktischen Einsatz der Aktoren zu beobachtende Hysterese zwischen der Ladung auf einem Aktor und der Aktorspannung. Diese Hysterese entspricht den elektrischen Verlusten im Aktor und ist auch deshalb von Bedeutung, weil sie in nahezu identischer Form zwischen der am Aktor angelegten Spannung und dem erreichten Stellweg wiederzufinden ist. Zwischen Stellweg und Ladung besteht dagegen kaum eine nennenswerte Hysterese. Auf diese Sachverhalte wird noch näher eingegangen.

### 5.3.2 Verschiedene bekannte Hystereseemodelle

Es stehen einige einfache Modelle zur Verfügung, wie das Lineare Piezoelektrische Grundmodell [Koch]. Dieses Modell beruht auf den piezoelektrischen Grundgleichungen aus 1.1. Es ist allerdings nur geeignet, um das Kleinsignalverhalten der Aktoren wiederzugeben. Weiterhin existiert das mit Hilfe der Vierpoltheorie aus dem linearen Grundmodell abgeleitete Piezoelektrische Vierpolmodell [Janoc1]. Dieses Modell bildet das elektrische Verhalten durch eine statische Eingangskapazität nach und gibt es damit nicht hinreichend wieder. Die Ableitung der Differentialgleichungen des Piezoaktors nach dem Lagrangeschen Formalismus und die Aufnahme einer Kennlinie für die Dielektrizität sind die Grundlage eines weiteren Modellierungsansatzes [Palis2], welcher die Hüllkurven der Hysterese, nicht aber innere Schleifen hinreichend gut nachbildet.

Allgemeine Hystereseemodelle stellen [Krasno] und [Visint] ausführlich vor. Während [Krasno] ein Konzept der Hystereseoperatoren verfolgt, das eine Hysteresecharakteristik durch gewichtete Überlagerung vieler Hystereseoperatoren erreicht, präsentiert [Visint] verschiedene Modelle. Darunter sind das Preisach-Modell, das Duhem-Modell sowie das Prandtl-Ishlinskii-Modell. Diese umfangreichen mathematischen Beschreibungen sind nicht problemlos auf einen Aktor anzuwenden. Besonders der Rechenaufwand und die Bestimmung der Parameter erschweren die Anwendung.

Das Preisachmodell [Mayerg] beschreibt ursprünglich mechanische Verlusthysteresen und weicht somit vom Verhalten eines Piezoaktors ab. Dennoch finden sich zahlreiche Ansätze, dieses Modell zu modifizieren und an Piezoaktoren anzupassen [Cruz], [Ge1], [Ge2]. Die von [Ge1], [Ge2] verfolgte Umsetzung ist gut geeignet, um Hüllkurven nachzubilden, allerdings

entstehen qualitative Abweichungen bei der Wiedergabe innerer Schleifen. Diese Methode ist außerdem numerisch sehr aufwendig.

Der Ansatz nach [Goldfa] verwendet ein generalisiertes Maxwell-Schlupf-Modell. Der Aktor wird aus einzelnen Elementen zusammengesetzt, welche resistive Maxwell-Kondensatoren darstellen. Der Aufwand für die Parametrierung der einzelnen Elemente ist hoch. Der Ansatz nach [Goldfa] wird in [Dimmle] in vereinfachter Form aufgegriffen. Die Umsetzung für die Positionierung eines Spiegels ist für langsame Stellsignale im Sekundenbereich geeignet. Ein sehr rechenintensives Modell mit einem Polynomansatz ist Thema von [Heinri].

Die Modellierung des Aktors mittels einer Differentialgleichung nach dem Coleman-Hodghon-Modell stellen [Adria1] und [Adria2] vor. Für kleine Auslenkungen um einen Mittelpunkt ist diese Methode geeignet, die Identifizierung der Modellparameter bleibt schwierig.

Weiterhin liegen mit [Krejci], [Kuhne1], [Kuhne2] Modelle mit Preisach-Operatoren oder Prandtl-Ishlinskii-Operatoren für die inverse Regelung von Aktoren vor. Diese Modelle sind sehr rechenintensiv und erfordern eine aufwendige Parameteridentifizierung.

### 5.3.3 Anforderungen an ein Aktormodell

Die bestehenden Modelle sind im Rahmen einer leistungselektronischen Mixed-Mode-Simulation nur schwer umzusetzen. Daher wird ein eigenes, an die individuellen Anforderungen angepasstes Modell entwickelt. Dabei kann berücksichtigt werden, dass beim zu simulierenden Betrieb nur ein Teil der Polarisierungsebene genutzt wird. Benötigt wird ein Modell des piezoelektrischen Aktors, welches die Hystereseschleifen zwischen Ladung und Spannung für die elektrische Ansteuerung wiedergibt. Die Hysterese zwischen Ausdehnung und Ladung ist bei einem vorgespannten Aktor vernachlässigbar gering.

Die grundlegenden Anforderungen an ein Modell lassen sich aus der Hysterese zwischen Ladung und Spannung, wie sie in der Literatur [PI1] bekannt ist, sowie Untersuchungen an einigen piezoelektrischen Elementen herleiten. Die einzelnen Hystereseschleifen eines Aktors haben eine ähnliche Form, wie durch Bild 5-2 und Bild 5-3 illustriert wird. Daraus resultiert die Idee, aus der Hüllkurve der Hysterese die inneren Schleifen durch Skalierung zu bestimmen. Bei den Darstellungen in Bild 5-2 bis Bild 5-4 handelt es sich um Messungen der Hysterese zwischen elektrischer Spannung und Dehnung an einem Piezoelement. Dieses Verhalten ist qualitativ auf die Beziehung zwischen Spannung und Ladung zu übertragen, da zwischen Ladung und Dehnung keine nennenswerte Hysterese besteht [Heinri].

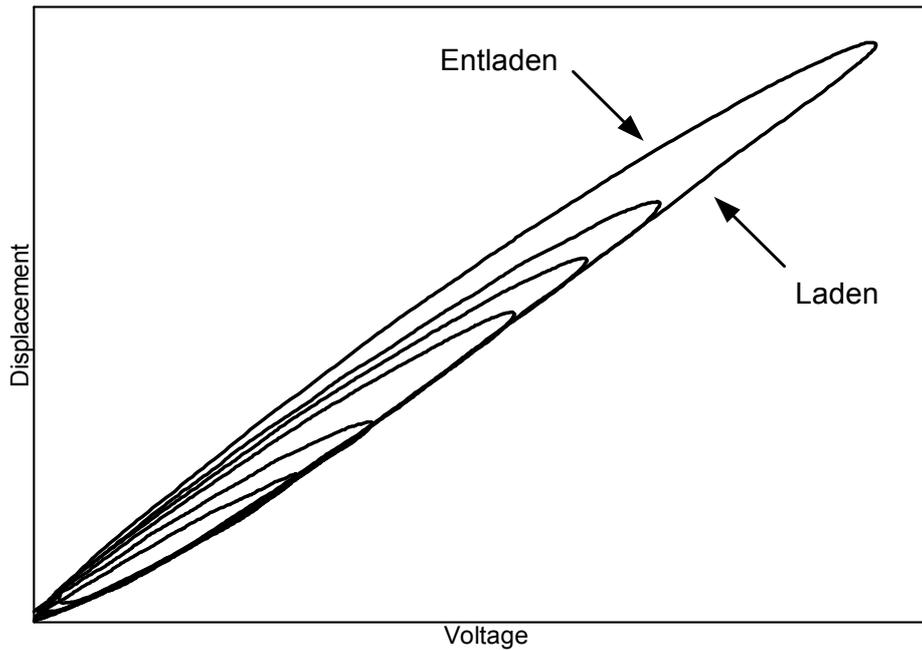


Bild 5-2: Messung der Hystereseschleifen eines Piezoelements

Nach einem Richtungswechsel wird wieder der Punkt der letzten Wende angestrebt, so dass geschlossene Schleifen entstehen (Bild 5-3).

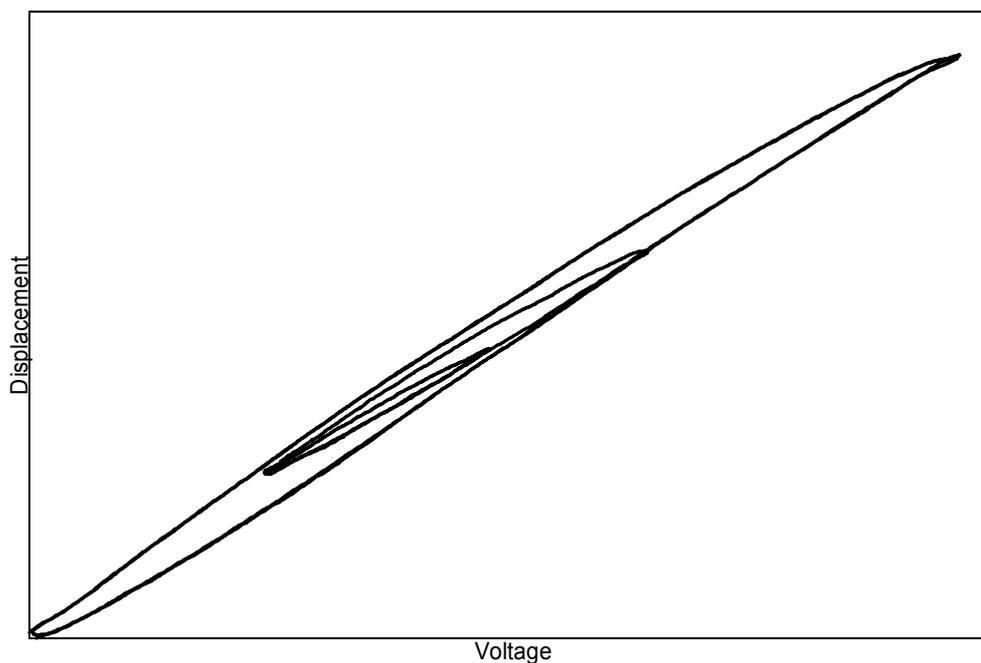


Bild 5-3: Messung des typischen Hystereseverhaltens eines Piezoelements

Ein Überschreiten von äußeren Kurven durch innere ist nicht möglich. Dies illustriert Bild 5-4. Das bei dieser Hysterese erfolgte Abschneiden an der Hüllkurve findet für jede innere Schleife an einer weiter außen liegenden statt.

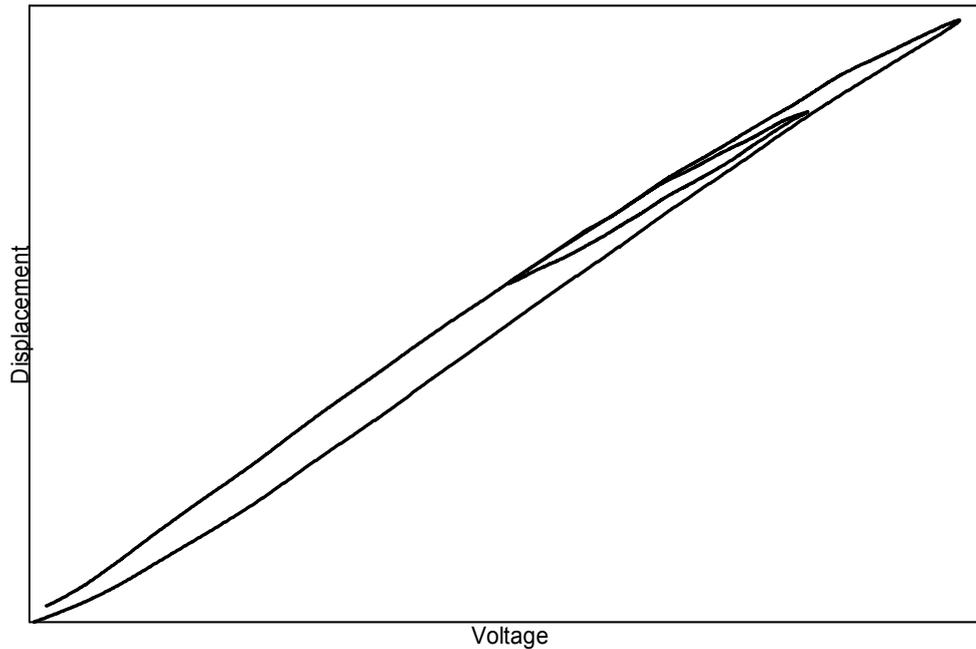


Bild 5-4: Messung des typischen Hystereseverhaltens eines Piezoelements

Zusammenfassend lassen sich somit die Grundlagen für das entworfene Modell des piezoelektrischen Aktors formulieren. Betrachtet wird nur der erste Quadrant der Polarisierungsebene, d.h. es wird von einer großen Hysteresefläche für positive Ladung und Spannung ausgegangen. Die Hystereseschleifen innerhalb der Hysteresefläche des Aktors werden durch Skalieren der Hüllkurve bestimmt. Nach einem Wechsel zwischen Laden und Entladen wird die neue Kurve jeweils zwischen dem aktuellen und dem letzten Richtungswechsel berechnet, wodurch geschlossene Schleifen entstehen.

Die Verwendung der letzten Richtungswechsel macht es erforderlich, diese Wendepunkte bzw. Endpunkte der Schleifen zu speichern. Bei wiederholtem Wechseln zwischen Laden und Entladen mit kleiner werdenden Amplituden können ineinander liegende Schleifen entstehen, deren Endpunkte als Rechengrundlage für den Richtungswechsel aufzubewahren sind. Je nach Lage und Form der Schleifen können sie weiter außen liegende schneiden, nicht aber überschreiten. Sobald eine der inneren Schleifen verlassen, d.h. ihr Endpunkt überschritten wird, verliert sie ihre Gültigkeit und kann aus dem Speicher entfernt werden. Dies gilt auch für Schleifen, die weiter außen liegende geschnitten haben. Neben dem Speichern ist daher auch eine Sortierung der erfassten Endpunkte erforderlich. Da bei einem wiederholten Wechsel zwischen Laden und Entladen eine unbegrenzte Zahl von kleiner werdenden Schleifen entstehen kann, wäre ein unbegrenzter Speicher für die Registrierung der Endpunkte erforderlich. Dies ist auch in Hinblick auf die erforderliche Sortierung problematisch. Praktisch kann die Anzahl der erfassten Schleifen begrenzt werden, ohne die

Genauigkeit des Modells wesentlich einzuschränken. Die Herleitung der Festlegung auf eine bestimmte Anzahl von Endpunkten erfolgt später.

### 5.3.4 Mathematische Umsetzung

Die Darstellung erfolgt an einem Beispiel mit einer beliebigen Hysteresefläche, die mit einigen inneren Schleifen in Bild 5-5 abgebildet ist. Die auf dem Aktor befindliche Ladung ist über eine Integration des Stroms zu bestimmen. Für die Beschreibung der Hysterese Schleifen kann ein Polynomansatz verwendet werden.

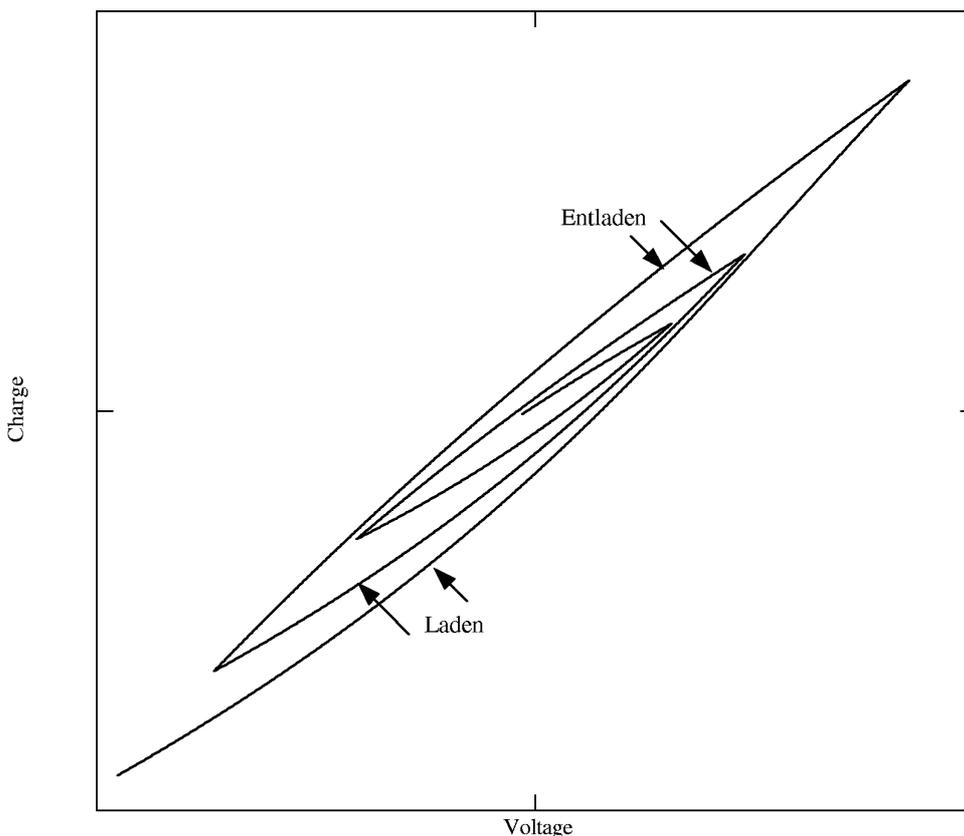


Bild 5-5: Hysterese im mathematischen Modell

Einzelne Punkte charakterisieren die äußeren Hüllkurven der Ladungs-Spannungs-Hysterese. Ein Polynom verbindet diese in Bild 5-6 dargestellten Punkte. Für den Ladeast ist ein Polynomansatz 3. Ordnung erforderlich, da in der Nähe der Sättigung ein Wendepunkt existiert. Im Interesse einer guten Anpassung an reale Hüllkurven ist die Wahl eines Polynoms 3. Ordnung auch für den Entladeast angebracht, obwohl dieser keinen Wendepunkt enthält.

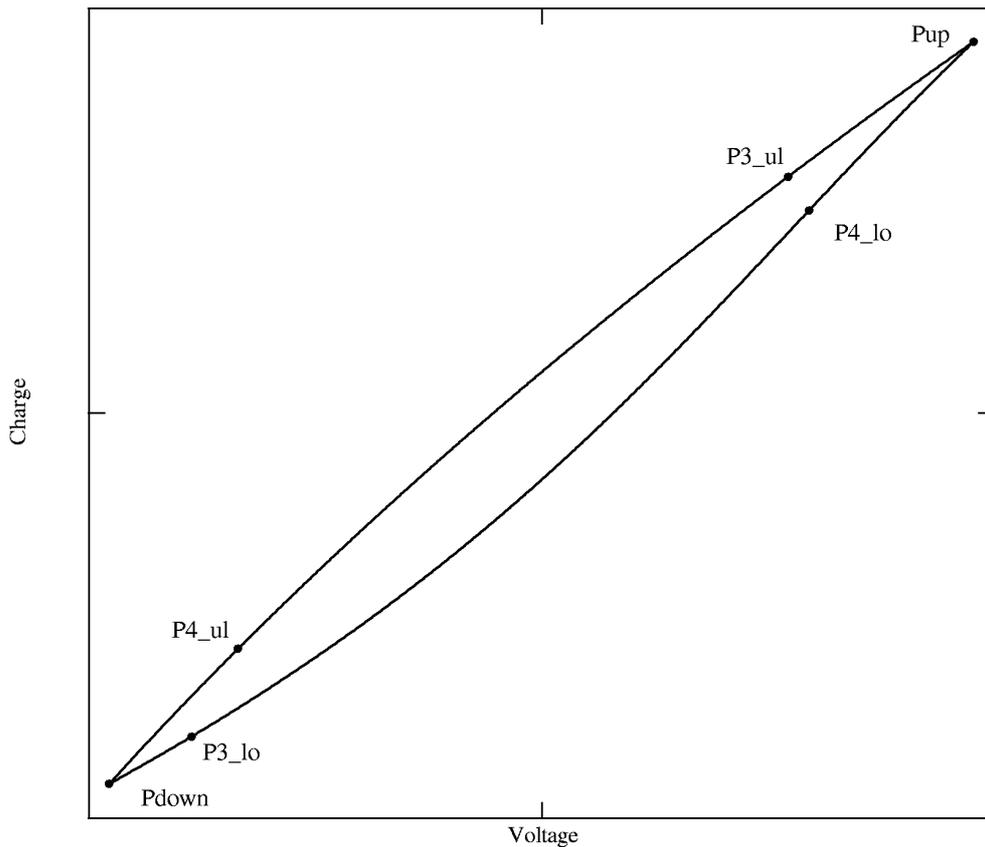


Bild 5-6: Charakterisierung der Hüllkurven durch Punkte

Die eingezeichneten Punkte entsprechen jeweils einem Wertepaar für Ladung und Spannung, Pup beispielsweise setzt sich aus der Ladung  $Q_{up}$  und der Spannung  $V_{up}$  zusammen. Dabei bezeichnet Pup den oberen Schnittpunkt der beiden Hüllkurven und Pdown den unteren. Zusammen mit den Punkten P3\_lo und P4\_lo stehen die für das Polynom des Ladeastes benötigten vier Punkte zur Verfügung. Mit den Punkten P3\_ul und P4\_ul kann das Polynom des Entladeastes bestimmt werden. Die beiden Polynome für die Bestimmung der Spannung aus der Ladung haben die Form

$$\text{Polynomansatz: } V = a \cdot Q^3 + b \cdot Q^2 + c \cdot Q + d \quad \text{Gleichung 5-1}$$

Die Koeffizienten a, b, c und d werden aus den zur Verfügung stehenden Punkten berechnet.

#### 5.3.4.1 Bestimmung innerer Schleifen durch Skalierung

Mit Hilfe einer Skalierung der äußeren Hüllkurven durch Neuberechnung der die Kurve charakterisierenden vier Punkte werden die inneren Schleifen bestimmt. Der Polynomansatz bleibt dabei unverändert. Die Ladungs- und Spannungskordinaten an den Richtungswechseln zwischen Laden und Entladen werden gespeichert. Damit stehen die Endpunkte der inneren Schleifen zur Verfügung. Im Falle des Entladens sind dies oben der Punkt, an dem der Richtungswechsel zum Entladen erfolgte, und unten der Punkt des letzten Richtungswechsels

vom Entladen zum Laden. Im Bild 5-7 stellen Pup<sub>n</sub> und Pdown<sub>n</sub> die äußeren Punkte für die innere Entladeschleife dar. Die Endung <sub>n</sub> zeigt an, dass es sich um die Punkte der neuen Schleife handelt. Für die folgenden Skalierungen wird jeweils die gesamte Hüllkurve des Aktors verwendet, unabhängig davon, ob sie komplett durchlaufen wurde. Falls der Ladeast einen zu ausgeprägten Wendepunkt aufweist, welcher sich in den inneren Schleifen nicht wiederfindet, ist es auch möglich, zwei Ladekurven zu definieren. Die eine dient als Grundlage für die Skalierung innerer Ladekurven, die andere stellt den Ladeast der Hüllkurve dar.

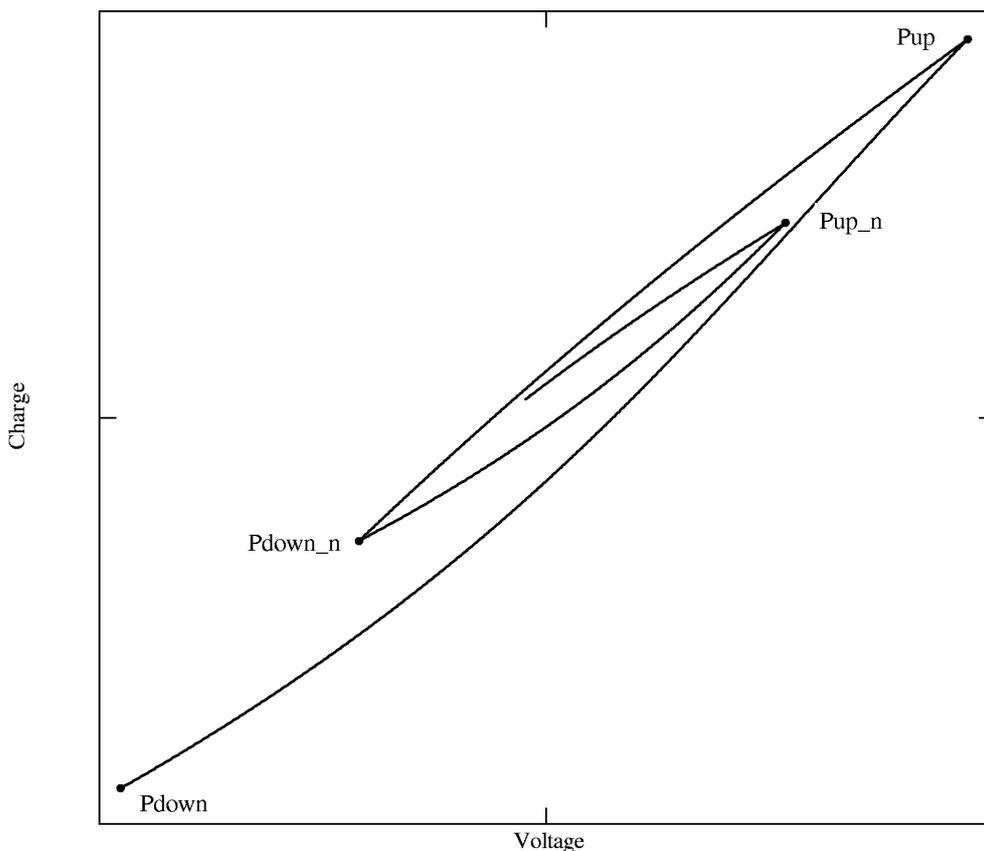


Bild 5-7: Hüllkurve und innere Schleife

Aus den Ladungen und Spannungen der einzelnen Punkte können mit Hilfe eines einfachen Ansatzes die für die Bestimmung der inneren Schleife benötigten weiteren Punkte ermittelt werden. Ausgehend von der Beziehung

$$\frac{X_{3\_n} - X_{down\_n}}{X_{up\_n} - X_{down\_n}} = \frac{X_3 - X_{down}}{X_{up} - X_{down}} \quad \text{Gleichung 5-2}$$

kann die Koordinate  $X_{3\_n}$  zu

$$X_{3\_n} = X_{down\_n} + (X_3 - X_{down}) \cdot \frac{X_{up\_n} - X_{down\_n}}{X_{up} - X_{down}} \quad \text{Gleichung 5-3}$$

bestimmt werden. Der Ansatz ist sowohl für die Spannungs- als auch für die Ladungs-koordinaten zu verwenden.  $X_{up}$  und  $X_{down}$  stehen für die Ladungs- und Spannungs-koordinaten der äußeren Punkte der Hüllkurve,  $X_3$  bezeichnet die Koordinaten des dritten im Polynomansatz der Hüllkurve verwendeten Punktes. Die Bezeichnung  $X_{..._n}$  steht für die Koordinaten der Punkte für die neue innere Kurve. Dieser Ansatz gilt analog auch für  $X_{4_n}$ . In Bild 5-8 ist diese Skalierung für eine Entladeschleife dargestellt. Die Endpunkte der inneren Schleife sind bekannt. Um die Koordinaten des dazwischen liegenden Punktes  $P3_n$  zu bestimmen, erfolgt eine Skalierung des Entladeastes der Hüllkurve. Die Ladung am Punkt  $P3_n$  kann unter Verwendung von Gleichung 5-3 bestimmt werden.

$$Q_{3_n} = Q_{down_n} + (Q_{3_{ul}} - Q_{down_n}) \cdot \frac{Q_{up_n} - Q_{down_n}}{Q_{up} - Q_{down}} \quad \text{Gleichung 5-4}$$

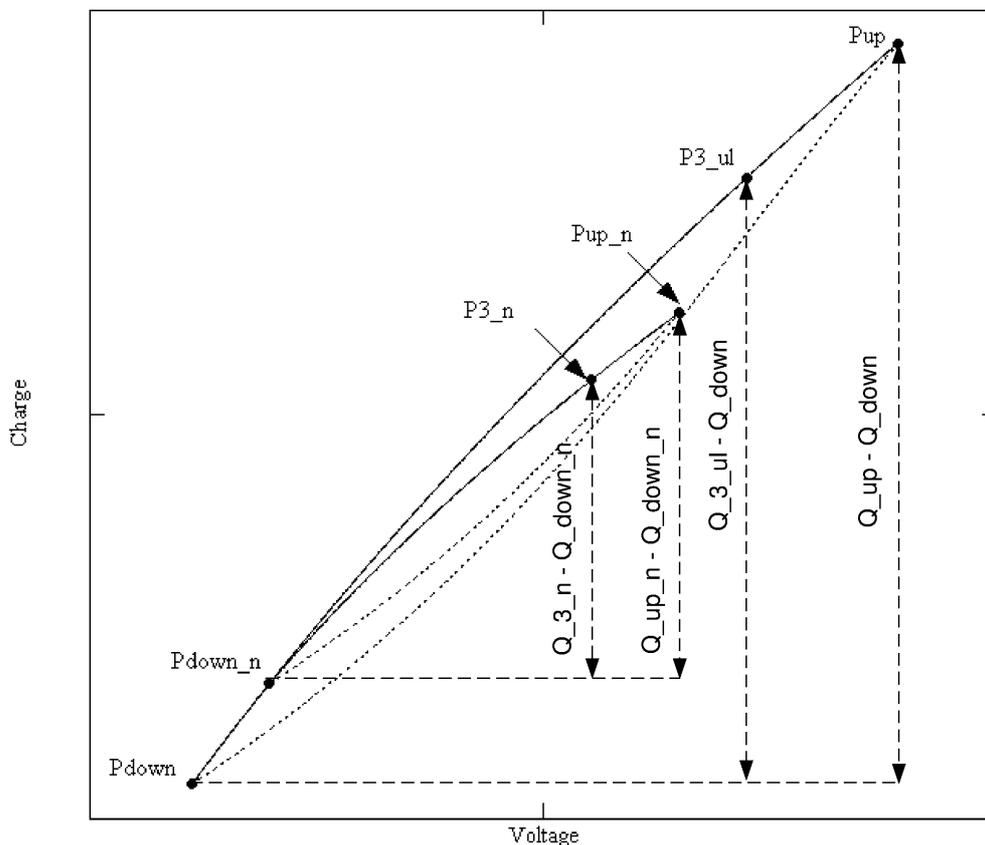


Bild 5-8: Skalierung

Dabei gelten für die in Bild 5-8 dargestellten Ladungsdifferenzen in Anlehnung an Gleichung 5-2 die Beziehungen:

$$\frac{Q_{3_n} - Q_{down_n}}{Q_{up_n} - Q_{down_n}} = \frac{Q_3 - Q_{down}}{Q_{up} - Q_{down}} \quad \text{Gleichung 5-5}$$

Die Bestimmung der Spannung erfolgt nach demselben Prinzip. Beim Laden ist noch ein weiterer Skalierungsschritt erforderlich. Vor der oben beschriebenen Bestimmung der neuen Punkte erfolgt bereits eine Skalierung des Ladeastes der Hüllkurve. Dies ist nötig, weil der Ladeast im oberen Spannungsbereich in der Nähe der Sättigung, wie zum Beispiel in Bild 5-5 zu erkennen, einen Wendepunkt enthält. Wenn der obere Punkt der neuen Schleife unterhalb des Wendepunktes liegt, ist es nicht sinnvoll, den oberen Teil der Hüllkurve bei der Skalierung mit heranzuziehen. Stattdessen wird für die Ladung dieses oberen Punktes die zugehörige Spannung auf dem Ladeast der Hüllkurve bestimmt. Damit ist  $X_{up}$  neu festgelegt. Die Punkte  $X_3$  und  $X_4$  werden zwischen  $X_{up}$  und  $X_{down}$  neu verteilt. Die Bestimmung der neuen Punkte und die weitere Skalierung erfolgt dann gemäß dem oben angegebenen Ansatz.

#### 5.3.4.2 Speichern und Sortieren von Schleifenendpunkten

Eine Speicherung der Endpunkte einer großen Zahl innerer Schleifen würde die Sortierung der gespeicherten Punkte sehr aufwendig machen. Nur sechs Punkte sind unverzichtbar für die Modellierung der Hysterese des piezoelektrischen Aktors. Die Endpunkte der äußeren Schleife werden benötigt. Um Bezugspunkte bei einem möglichen Richtungswechsel zu haben, müssen die Endpunkte der innersten Schleife ebenfalls aufbewahrt werden. Weiterhin im Speicher bleiben sollten die Punkte der ersten inneren Schleife, die den Übergang von der äußeren zu den inneren Schleifen enthält. Das Hinzufügen der zweiten inneren Schleife verbessert das Verhalten des Modells. Somit werden letztendlich acht Punkte gespeichert. Bild 5-9 stellt eine mögliche Verteilung dieser acht Punkte dar.  $Pup_0$  und  $Pdown_0$  sind die Endpunkte der Hüllkurve. Die Punkte  $Pup_3$  und  $Pdown_3$  gehören zur innersten Schleife. Die anderen beiden Punktpaare  $P..._1$  und  $P..._2$  charakterisieren die erste und die zweite innere Schleife. Wenn in Folge der Beschränkung der Anzahl der Punkte Schleifen aus dem Speicher entfernt wurden, kann für den Übergang von der innersten Schleife zur zweiten inneren Schleife derselbe Polynomansatz verwendet werden wie für die Berechnung von Schleifen zwischen bekannten Endpunkten. Auf diese Vorgehensweise wird im Punkt 5.3.4.5 noch näher eingegangen. Eine umfangreichere Darstellung der Speicherung, Manipulation und Weiterverarbeitung der Punkte und Kurven befindet sich in Anhang C. Diesem sind die präzisen Vorgehensweisen zu entnehmen, die an dieser Stelle nur in Hinblick auf ihre Funktion erwähnt werden.

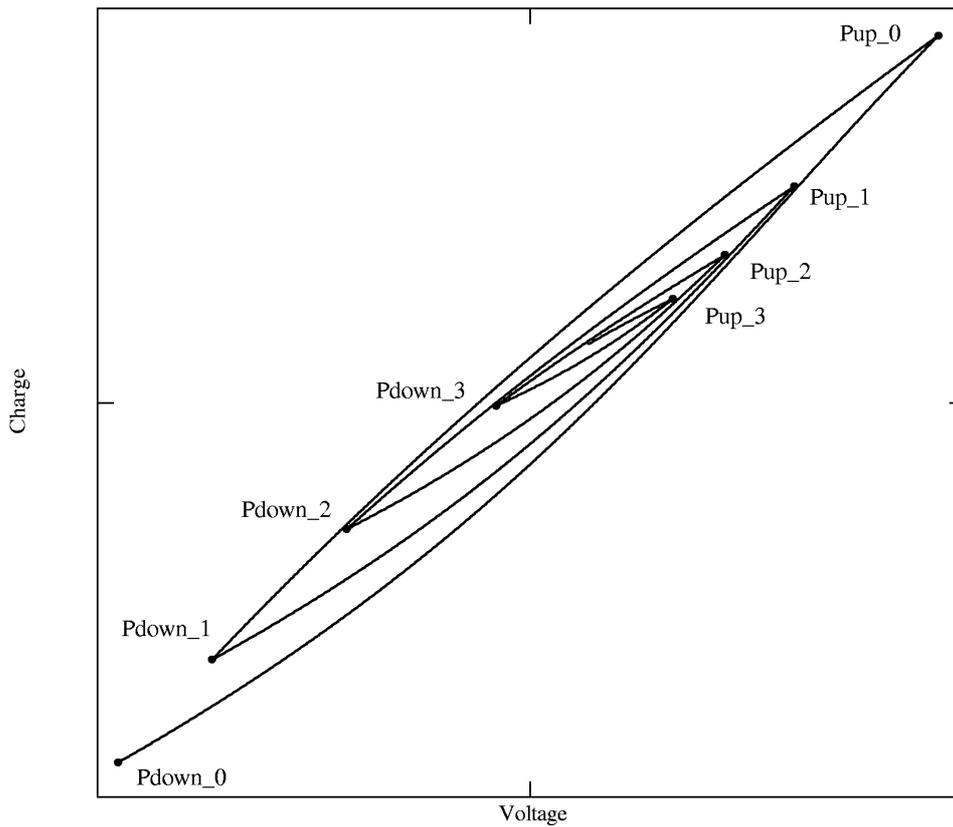


Bild 5-9: Verteilung der gespeicherten Punkte

Sofern noch weitere innere Schleifen hinzukommen, werden die letzten gespeicherten Werte mit diesen überschrieben. Eine zugehörige Verteilung der Punkte ist Bild 5-10 zu entnehmen. Dabei wird die dritte Schleife durch die vierte ersetzt.

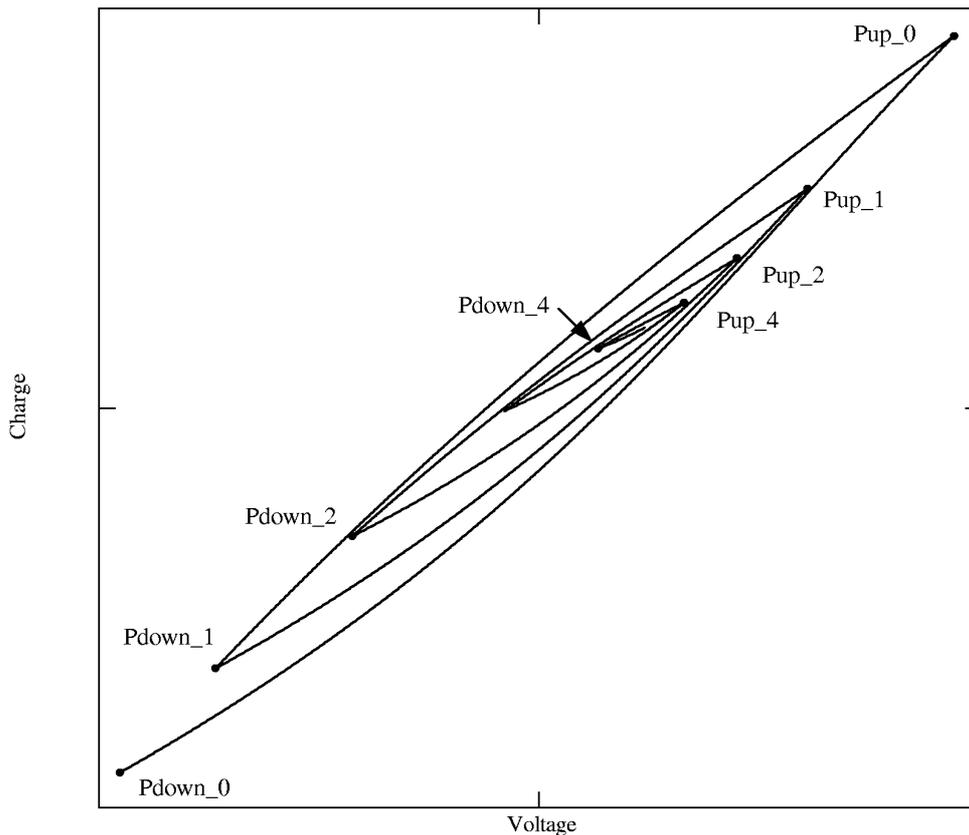


Bild 5-10: Überschreiben von gespeicherten Punkten

Für die Speicherung der Schleifenendpunkte sind ein mehrdimensionales Feld oder eine Matrix geeignet. Dabei kann den zu einer Schleife gehörenden Punkten jeweils eine Zeile des Speicherelements zugeordnet werden.

#### 5.3.4.3 Herauslaufen aus inneren Schleifen

Sofern eine alte Schleife verlassen wird, werden die zugehörigen Werte im Speicher überschrieben. Die Entscheidung, ob ein Herauslaufen aus einer Schleife erfolgte, geschieht mit Hilfe der Ladung. Wenn die Ladung am aktuellen unteren Wendepunkt kleiner ist als an einem gespeicherten unteren Schleifenendpunkt, so wird dieser alte Wert überschrieben und auch der Spannungswert ausgetauscht. Gleiches gilt für ein Herauslaufen aus einer Schleife nach oben.

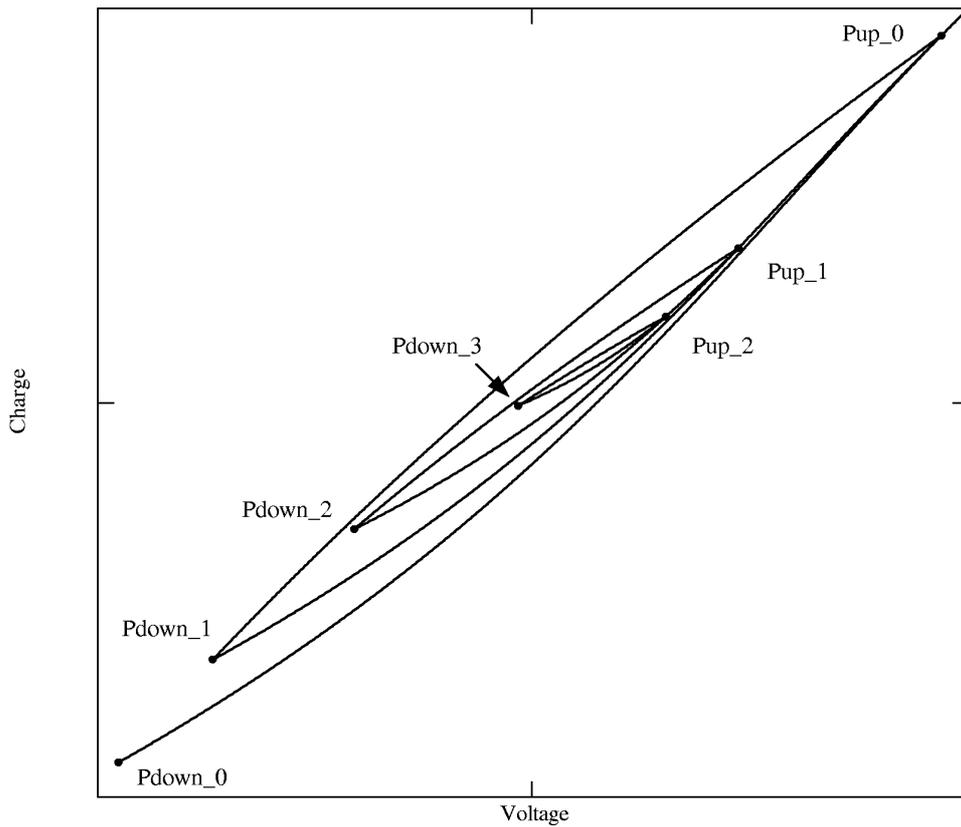


Bild 5-11: Herauslaufen aus inneren Schleifen

#### 5.3.4.4 Schneiden bestehender Schleifen

Neben dem Herauslaufen aus vorherigen Schleifen ist das Schneiden alter Schleifen von Bedeutung. Die alten Schleifen können nicht überschritten werden. Dies verdeutlicht Bild 5-12. Beim Entladen ausgehend von Pup\_3 in Richtung Pdown\_0 werden mehrfach die weiter außen liegenden Schleifen erreicht, aber nicht überschritten. Stattdessen erfolgt ein Abschneiden am jeweils gültigen Kurvenstück.

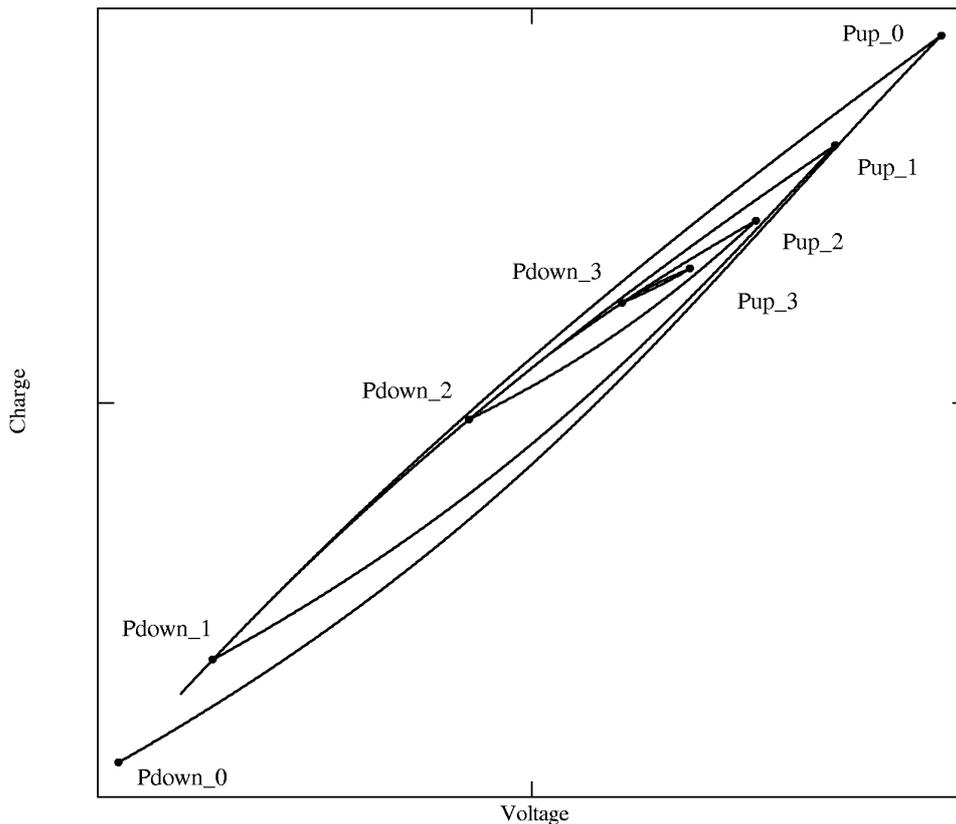


Bild 5-12: Abschneiden von Schleifen

Wenn eine alte Schleife geschnitten wird, verliert der untere bzw. der obere Punkt der aktuellen Schleife seine Gültigkeit. Wird zum Beispiel beim Entladen die letzte Schleife geschnitten, dann ist anschließend statt des oberen Wertes der aktuellen Schleife der obere Wert der geschnittenen Schleife zu verwenden. Bei einer erneuten Richtungsumkehr ist dieser Punkt, in Anlehnung an das reale Aktorverhalten, für die Kurvenberechnung heranzuziehen. Werden mehrere Schleifen geschnitten, so werden alle oberen Werte mit dem der äußeren geschnittenen Schleife überschrieben. Dies gilt umgekehrt auch beim Laden.

#### 5.3.4.5 Vorgehen bei überschriebenen Punkten

Durch die Beschränkung der Anzahl der Werte im Speicher können alte Werte wegfallen. Daher muss zwischen den noch gespeicherten Schleifen ein Übergang geschaffen werden. Zu diesem Zweck wird auch zwischen die Endpunkte der letzten zwei gespeicherten Schleifen eine Spannungskurve gelegt. Beim Entladen geschieht dies zwischen den unteren Endpunkten, beim Laden zwischen den oberen. Diese Funktion wird nur benötigt, wenn Punkte überschrieben wurden. Dadurch kann eine Verbindung zwischen den letzten gespeicherten Schleifen hergestellt werden. In Bild 5-13 liegt eine solche Kurve zwischen den Punkten Pdown\_3 und Pdown\_2. In einem kleinen Extraspeicher „Cut“ werden zwei Punkte vor dem Wegfall zwischengespeichert, der obere und der untere Wert der letzten Schleife vor der

innersten. Über diese letzte Schleife, die möglicherweise nicht mehr im Speicher vorhanden ist, sollte nicht hinausgelaufen werden. Stattdessen sollte ein Abschneiden erfolgen, wie es bei den noch im Speicher aufbewahrten Schleifen auch der Fall ist. In Bild 5-13 wird das Kurvenstück zwischen Pup\_3 und Pdown\_3 an der Kurve zwischen Cut\_up und Cut\_down abgeschnitten.

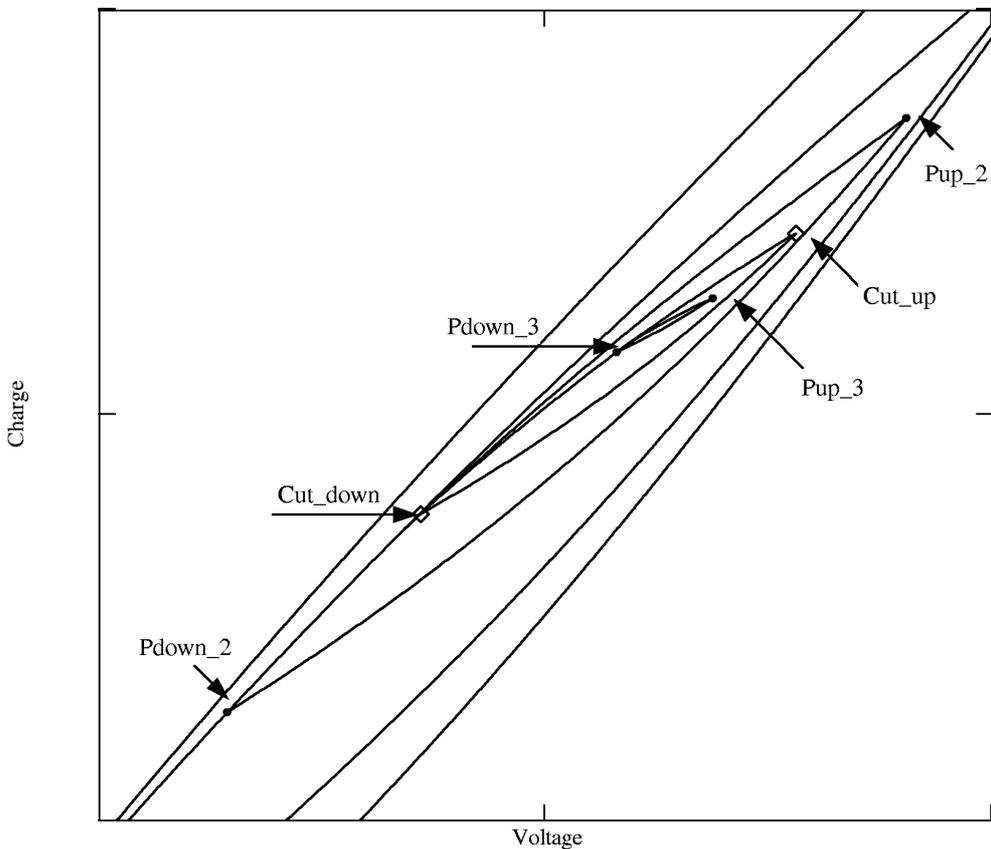


Bild 5-13: Punkteverteilung bei überschriebenen Punkten

Die aus dem Zusatzspeicher „Cut“ zu bestimmende Schleife wird nur dann mit ausgewertet und ggf. zum Abschneiden verwendet, wenn die letzte Schleife aus dem Speicher noch nicht verlassen wurde.

### 5.3.5 Spannungsbestimmung und Kurvenauswahl

Bei einem vollbesetzten Speicher können maximal sechs Ladungs-Spannungskurven bestimmt werden; vier sind durch die Punktpaare direkt aus dem Speicher zu entnehmen. Eine weitere ergibt sich aus den Punkten des Extraspeichers „Cut“. Außerdem wird der Übergang zwischen den gespeicherten Kurven berechnet. Aus diesen maximal sechs Kurven wird dann für die Ladung die richtige ausgewählt und die Spannung berechnet.

### 5.3.6 Umsetzung des Aktormodells mit VHDL-AMS

Für die Umsetzung dieses Aktormodells in VHDL-AMS sind einige Besonderheiten zu beachten. Bei einer Programmierung des Modells in einem Mathematikprogramm wie Mathcad [Mathca] kann auch ein Richtungswechsel zwischen Laden und Entladen einfach vorgegeben werden. Für die Einbindung in eine leistungselektronische Simulation ist hingegen eine Erkennung der Richtungswechsel erforderlich. Es ist nicht sinnvoll, Schleifen von beliebig kleiner Größe aufzunehmen, wie sie bei kleinen Schwingungen um eine konstante Ladung auftreten können. Stattdessen ist eine Mindestgröße festzulegen. Damit ergibt sich die Notwendigkeit zu erkennen, ob ein Richtungswechsel zwischen Laden und Entladen weit genug vom letzten Richtungswechsel entfernt ist und ggf. den modifizierten Speicher zurückzusetzen. Um nach dem Rücksetzen zu einer im Speicher abgelegten Kurve zurückzukommen, kann ein kleines Hilfspolynom verwendet werden, welches diese sehr kurzen Kurvenstücke hinreichend genau abbildet.

## 6 Ergebnisse aus Simulation und Messungen

Das folgende Kapitel stellt die Erprobung des Schaltverstärker in der Simulation und in praktischen Messungen vor.

### 6.1 Eigenschaften des verwendeten Aktors

Bei der Erprobung der Ansteuerung wurde ein Piezoaktor vom Typ Tokin ASB340C801NP0 [TokASB] verwendet, der über eine Kapazität von ca.  $3 \mu\text{F}$  verfügt und bei Spannungen bis zu  $150 \text{ V}$  betrieben werden kann. Dieser Aktor wurde auch für die Simulation modelliert. Eine gemessene Ladungs-Spannungs-Charakteristik dieses Aktors zeigt Bild 6-1. Einige weitere Messungen an diesem Aktor sind im Anhang B zusammengestellt.

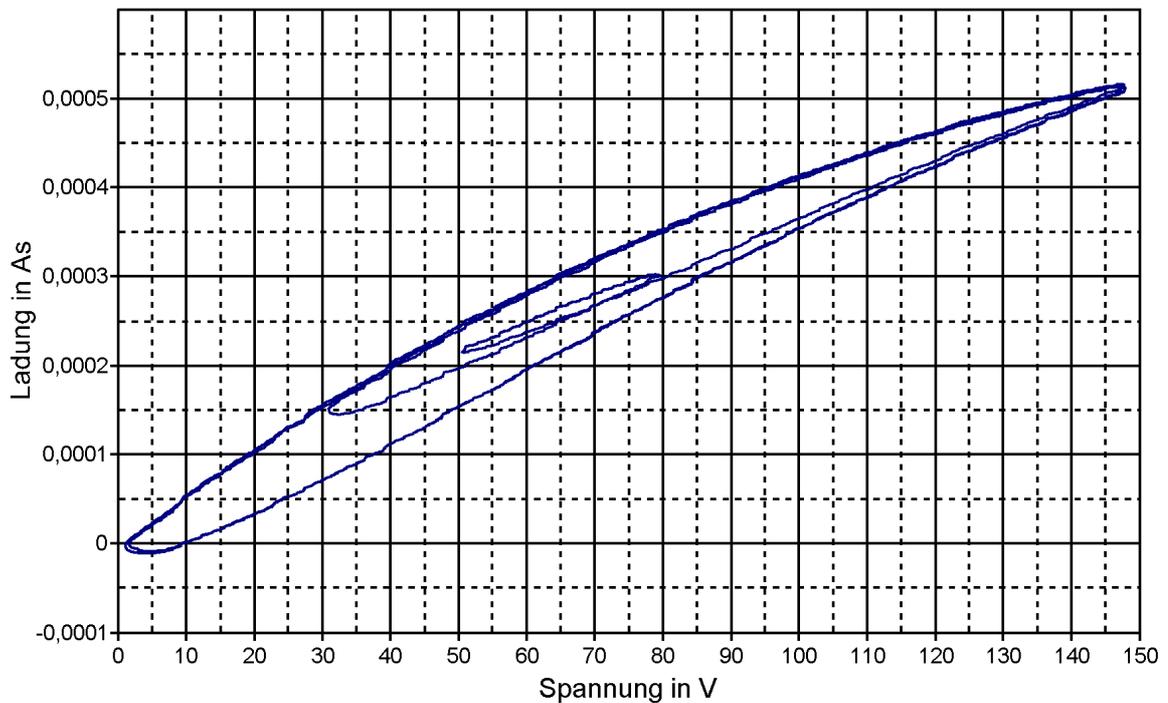


Bild 6-1: Messung der Ladungs-Spannungs-Charakteristik des verwendeten Aktors

Die Ladung wurde durch Integration des Stroms bestimmt. Besonders bei kleinen Strömen und Ladungen ist diese Methode anfällig für Messfehler. Für die Darstellung der Ladungs-Spannungs-Charakteristik ist eine Glättung erforderlich. Die Fehleranfälligkeit bei kleinen Strömen und die Nachbearbeitung führen zu einer leichten Verzerrung und negativen Ladungswerten bei kleinen Spannungen.

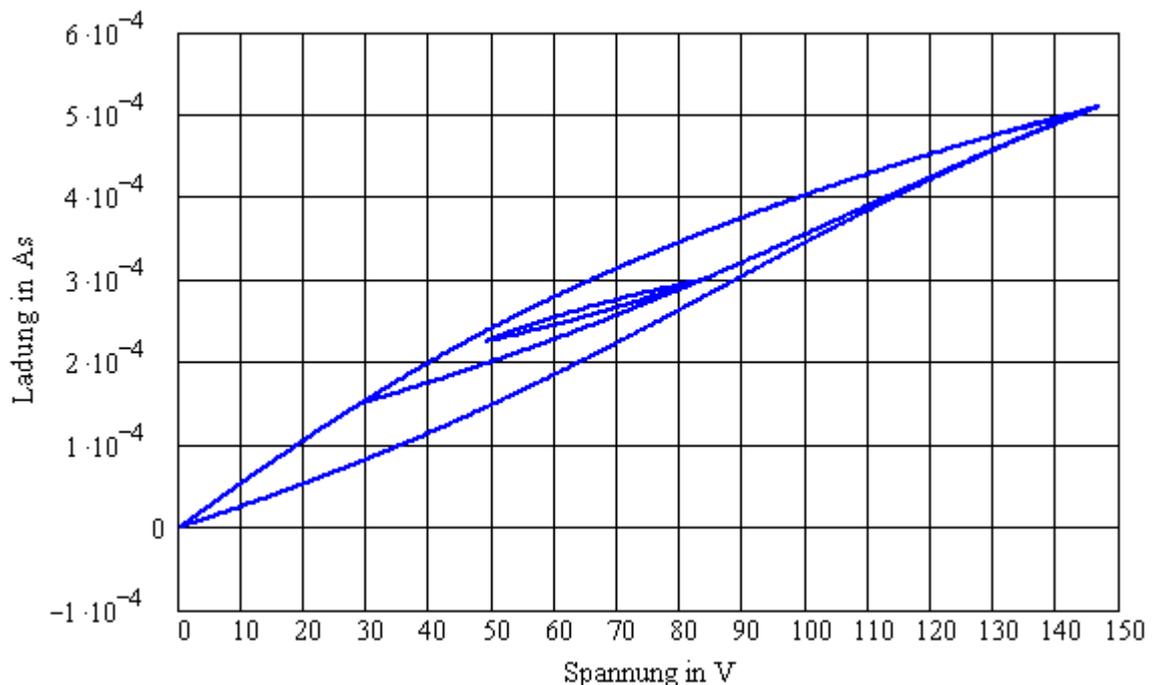


Bild 6-2: Ladungs-Spannungs-Charakteristik im Modell des Aktors

Die Nachbildung dieser Ladungs-Spannungs-Charakteristik durch das implementierte Aktormodell zeigt Bild 6-2.

## 6.2 Experimentelles Umfeld

Die Ansteuerung besteht aus zwei Platinen. Auf der einen Platine sind die leistungselektronischen Bauelemente wie Spulen, MOSFET-Transistoren und deren Treiber untergebracht, auf der anderen befinden sich der FPGA sowie die Komponenten für die Signalverarbeitung, die Operationsverstärker, ADCs und Komparator-ICs. Für die Spannung auf dem Speicherkondensator und für die Steuerelektronik sind derzeit noch zwei Laborspannungsversorgungen erforderlich. Die Sollwerte für die Aktorspannung werden mit dem programmierten Design auf den FPGA heruntergeladen. Bei Versuchen mit einem Piezoaktor wurde dieser vorgespannt. Die Messungen erfolgten mit einem digitalen Speicheroszilloskop.

### 6.3 Durchführung der Messungen

Bei den Messungen mit dem Speicheroszilloskop werden die Aktorspannung sowie die beiden Potentiale  $V_{TT1}$  und  $V_{TT2}$  zwischen den Transistoren, die zu einer Spule gehören, erfasst. Die Auswertung der Potentiale ermöglicht für jeden Zeitpunkt sichere Aussagen, welcher Transistor eingeschaltet bzw. diodisch leitend ist. Die Gate-Signale müssen daher nicht erfasst werden. Die Ströme in den beiden Spulen sind über die Einschaltzeiten zu bestimmen und werden ebenfalls nicht gemessen.

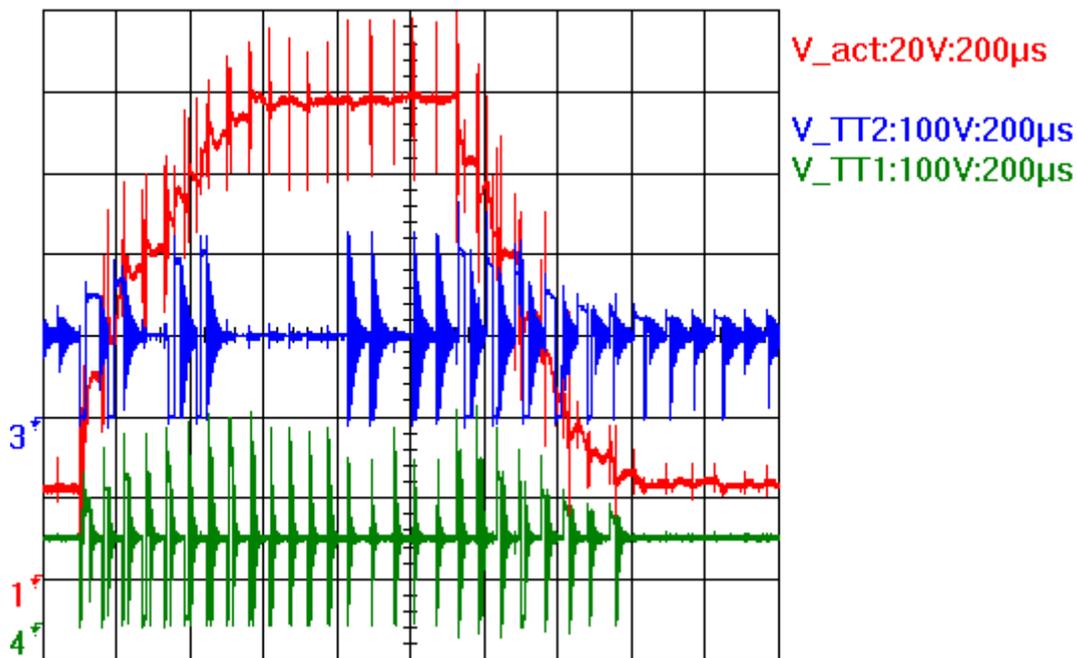


Bild 6-3: Oszillogramm eines Lade- und Entladevorgangs

Bild 6-3 zeigt das Ergebnis einer Messung mit dem Speicheroszilloskop. Die erfassten Messwerte werden anschließend exportiert und weiterverarbeitet. Die Weiterverarbeitung beinhaltet eine Aufteilung der Kurvenzüge in einzelne Diagramme und die Betrachtung von Ausschnitten. Schon aus Gründen der Übersichtlichkeit werden nachfolgend ausschließlich Darstellungen exportierter Messwerte verwendet.

### 6.4 Potentiale zwischen den Transistoren

Bei dem in Bild 6-3 dargestellten Lade- und Entladevorgang werden die Signale aus den Komparator-ICs nicht ausgewertet. Das entspricht nicht der normalen Betriebsart, ermöglicht aber eine Betrachtung der Schwingungen der Potentiale  $V_{TT1}$  und  $V_{TT2}$  und einen Vergleich mit der Simulation. Betrachtet wurde ein periodisches Laden und Entladen des Tokin-Aktors zwischen 20 V und 120 V.

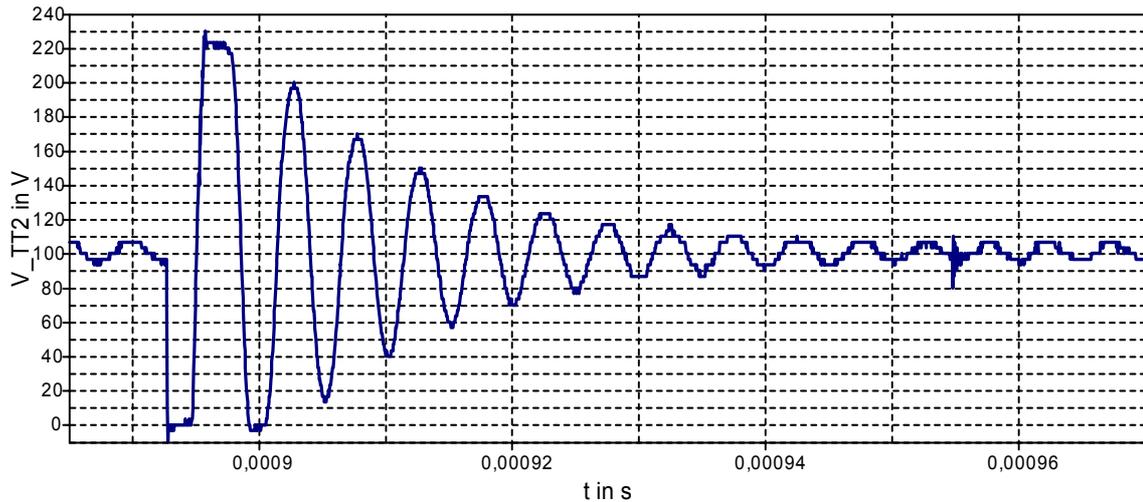


Bild 6-4: Messung eines Ladeschrittes mit der Spule  $L_g$

Der in Bild 6-4 dargestellte Ladeschritt mit der Spule  $L_g$  ist ein Ausschnitt aus der Kurve, die Bild 6-3 enthaltenen ist. Auch in der Simulation, aus der Bild 6-5 entnommen ist, wurden die Signale der Komparator-ICs nicht ausgewertet.

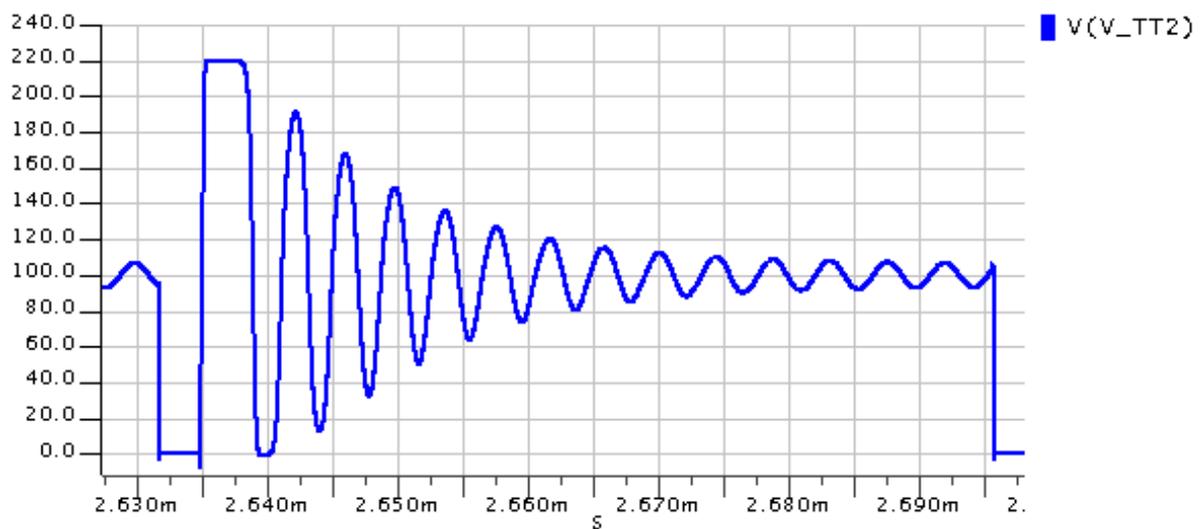


Bild 6-5: Ladeschritte mit der Spule  $L_g$  in der Simulation

Da es sich bei der Messung um einen Ausschnitt aus einer Folge von Lade- und Entladezyklen handelt, stimmen die Zeitachsen von Messung und Simulation nicht überein. Auch bestehen bei Anordnung und Länge der einzelnen Lade- und Entladeschritte Unterschiede zwischen Simulation und Betrieb mit einem realen Aktor. Gleichwohl können ähnliche Schritte aus Simulation und Messung einander für eine Betrachtung der Schwingung gegenübergestellt werden. Dabei zeigt sich eine gute Übereinstimmung, die das Simulationsmodell bestätigt.

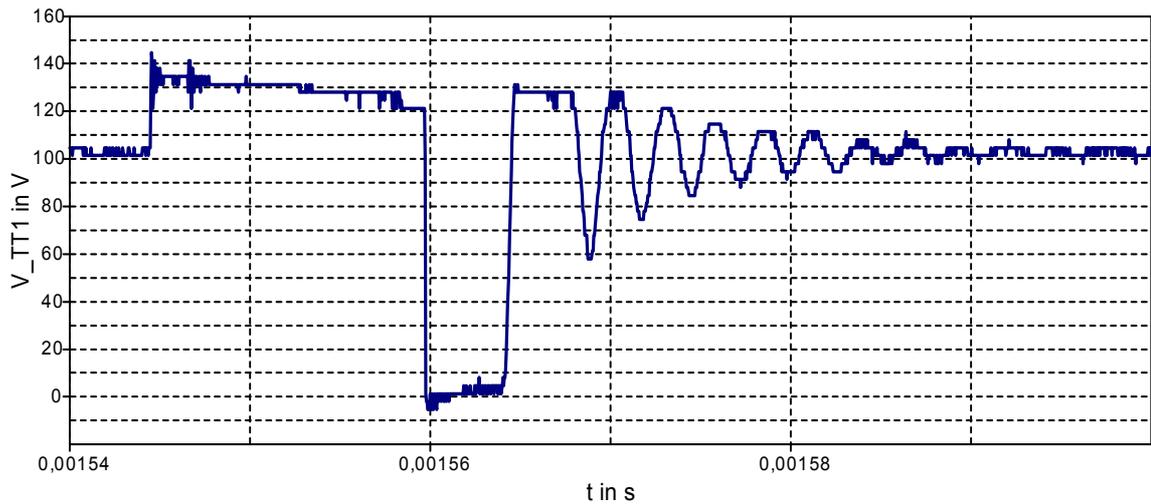


Bild 6-6: Messung eines Entladeschrittes mit der Spule Lk

Für einen Entladeschritt mit der Spule Lk wird die Gegenüberstellung aus Messung und Simulation in Bild 6-6 und Bild 6-7 vorgenommen.

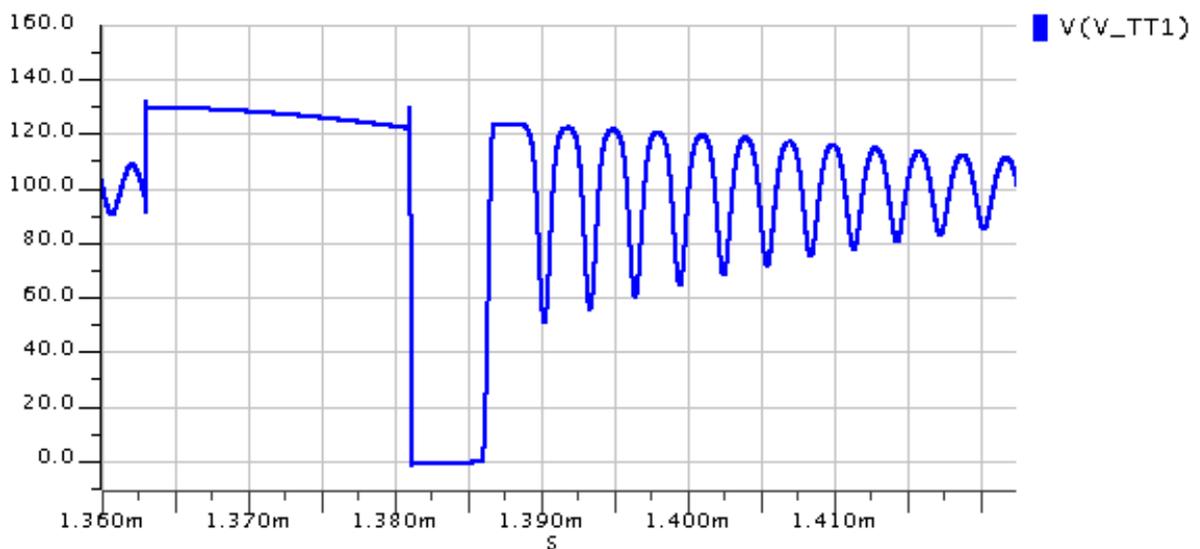


Bild 6-7: Entladeschritte mit der Spule Lk in der Simulation

Die Unterschiede der Schwingung sind auf die unterschiedlichen Induktivitäten der Spulen zurückzuführen, da sowohl die Transistoren als auch die für  $V_{TT1}$  und  $V_{TT2}$  verwendeten RCD-Snubber gleich sind. Besonders die Frequenzen der Schwingungen werden von der Simulation gut wiedergegeben. Im realen Schaltverstärker klingt die Schwingung schneller ab, was sich besonders bei der Spule Lk zeigt. Jedoch wird auch das Abklingen hinreichend genau wiedergegeben. Von besonderer Bedeutung sind die korrekte Wiedergabe der Frequenz und der ersten Minima und Maxima der Schwingung. Da diese Wiedergabe vorliegt, besteht auch zwischen den Signalen der Komparator-ICs in Simulation und Realität eine gute

Übereinstimmung. Dadurch wird es möglich, das in der Simulation entwickelte Wiedereinschalten der Transistoren bei geringer Spannungsdifferenz direkt in das reale Design zu übertragen. Bei sämtlichen weiteren Tests wurden die Signale aus den Komparator-ICs verwendet, um das Wiedereinschalten der Transistoren zu steuern.

## 6.5 Ergebnisse mit Aktor

Nachfolgend werden einige Ergebnisse Messungen und Simulationen des mit dem Tokin-Aktor betriebenen Schaltverstärkers vorgestellt. Zwischen den Simulationen und den Messungen sind Unterschiede zu verzeichnen. Kleine Abweichungen zwischen dem modellierten und dem tatsächlichen Verhalten des Aktors verursachen zwangsläufig sichtbare Unterschiede in der Länge und Abfolge der einzelnen Schaltschritte, aus denen sich die Lade- und Entladevorgänge zusammensetzen. Die Dehnung des Aktors und die Aktorspannung hängen direkt zusammen. Eine geringfügige mechanische Schwingung des Aktors ist auch als leichte Schwingung der Aktorspannung zu beobachten. Diese Schwingung der Spannung wird durch den implementierten Controller zum Verschwinden gebracht. Sowohl in der Simulation wie in den praktischen Messungen hat sich der Schaltverstärker als funktionsfähig erweisen.

### 6.5.1 Sollwertzyklus

Als wichtigster Test mit einem Aktor wurde ein periodisch durchlaufener Sollwertzyklus verwendet. Der Sollwert wird nach 1 ms sprunghaft geändert. Vorgegeben werden nacheinander 120 V, 30 V, 100 V, 40 V, 90 V, 50 V, 80 V und 60 V; anschließend beginnt der Zyklus erneut. Dadurch kommt ein ständiger Wechsel zwischen Laden und Entladen des Aktors zustande. In der Simulation erfolgen die Sollwertwechsel bereits nach 250  $\mu$ s, um den Rechenaufwand zu senken. Von Interesse waren hier nur die Übergänge zwischen den einzelnen Spannungsniveaus. Die Simulation der Aktorspannung mit dem beschriebenen Sollwertzyklus ist in Bild 6-8 dargestellt.

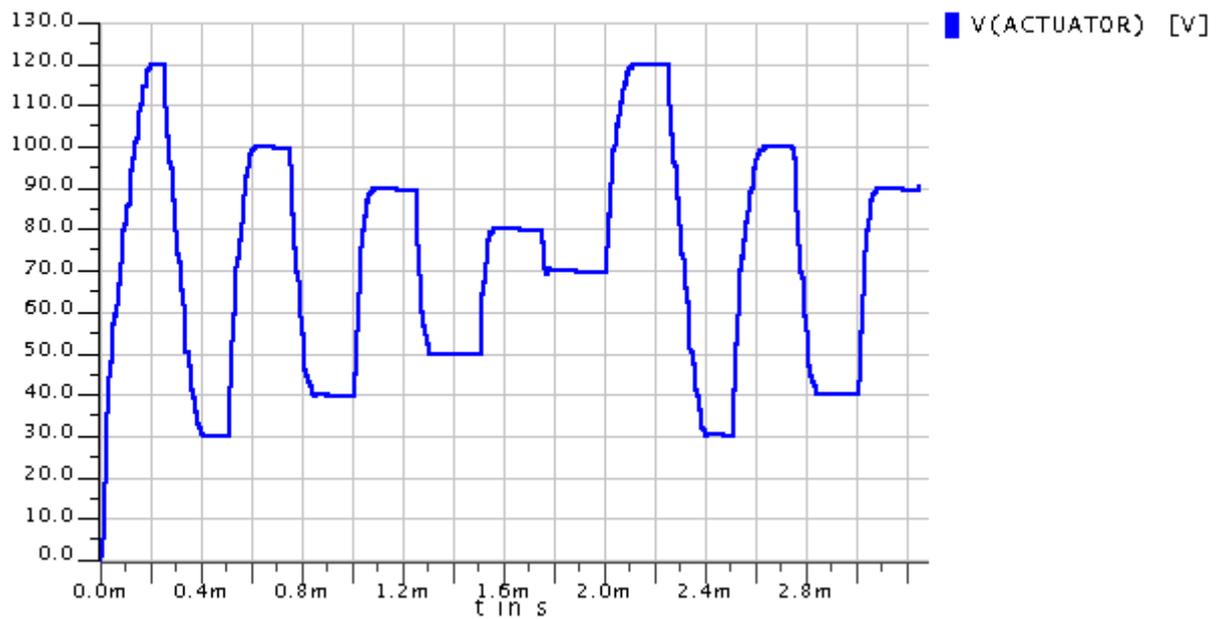


Bild 6-8: Simulation der Aktorspannung mit Sollwertzyklus

Durch die Simulation des Zyklus‘ konnte überprüft werden, dass der implementierte Algorithmus für die veränderliche Kapazität eines Aktors geeignet ist. In Bild 6-9 und Bild 6-10 stellen die Aktorladung und die Aktorkapazität in Abhängigkeit von der Spannung während des Zyklus‘ dar.

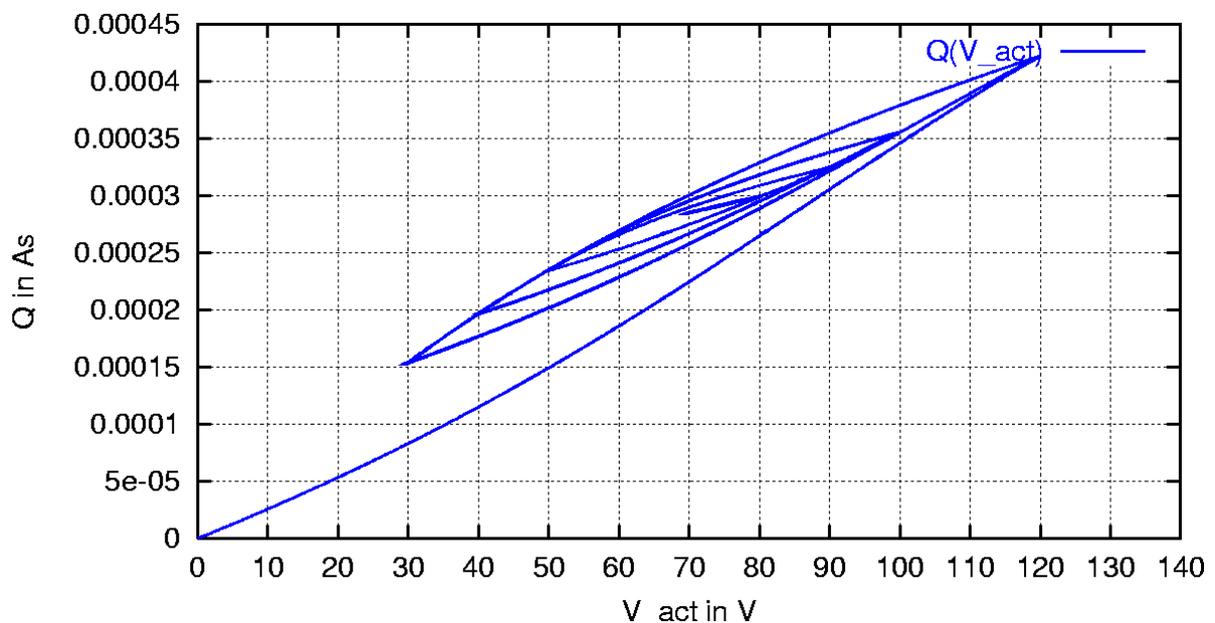


Bild 6-9: Verlauf der Aktorladung in Abhängigkeit von der Aktorspannung

Die Aktorkapazität kann während der Simulation aus der Änderung von Ladung und Spannung bestimmt werden.

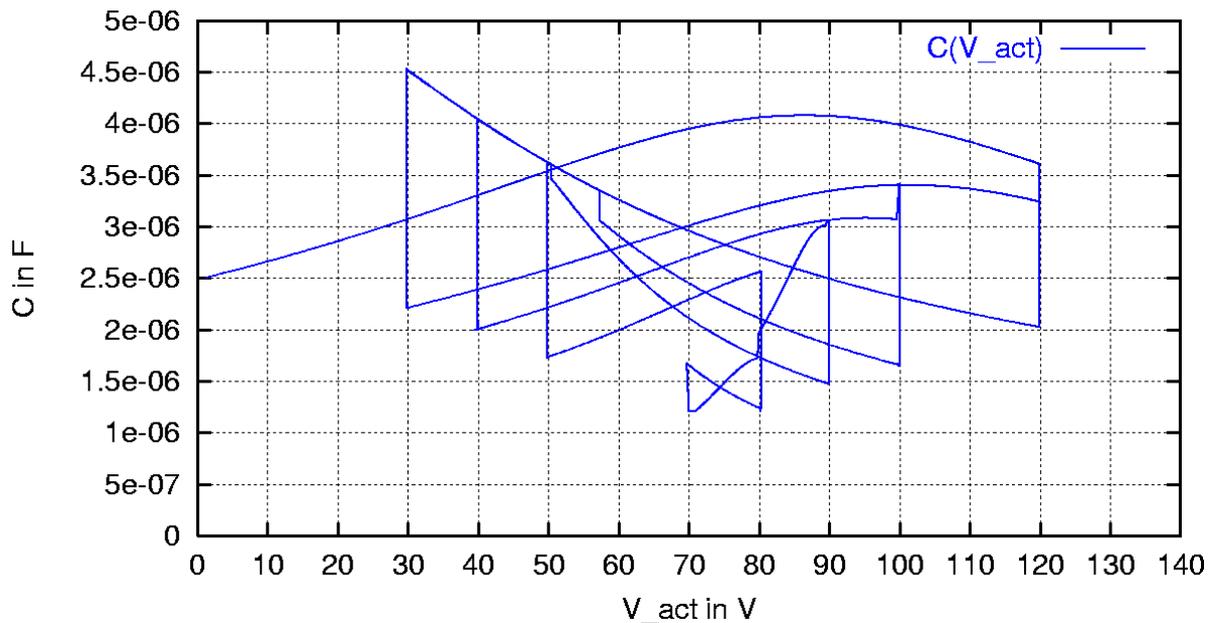


Bild 6-10: Verlauf der Aktorkapazität in Abhängigkeit von der Aktorspannung

Die Messung der Aktorspannung bei periodischem Durchlaufen des Sollwertzyklus<sup>4</sup> ist in Bild 6-11 dargestellt. Der Sollwert wechselt nach 1 ms.

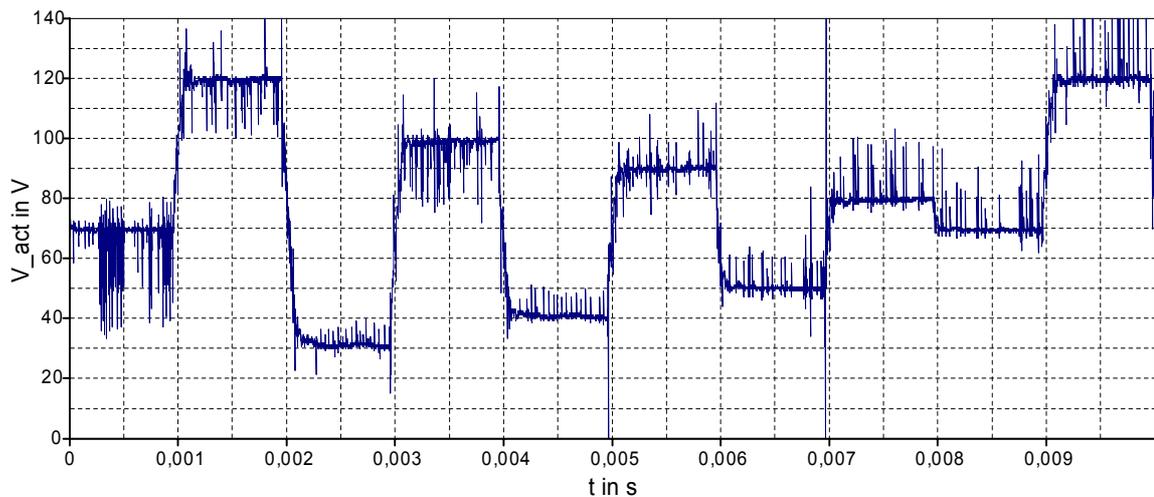


Bild 6-11: Messung der Aktorspannung bei Vorgabe des Sollwertzyklus

Die Darstellung erfolgt, wie auch alle anderen, ohne nachträgliche Bearbeitung, wodurch einige durch Schaltvorgänge verursachte Spikes mit dargestellt werden. Um die Übergänge an den Spannungswechseln besser bewerten zu können, stellen Bild 6-12 und Bild 6-13 Ausschnitte aus dieser Messung mit einer anderen zeitlichen Auflösung dar. Neben der Aktorspannung sind die Potentiale  $V_{TT1}$  und  $V_{TT2}$  abgebildet, aus denen die Schaltzustände abgeleitet werden können. Mit den Messungen können die Festlegung der Betriebsart und die Auswahl der Spulen überprüft werden. Dass die Signale der Komparator-ICs richtig ausgewertet werden, ist am korrekten Wiedereinschalten der Transistoren zu erkennen.

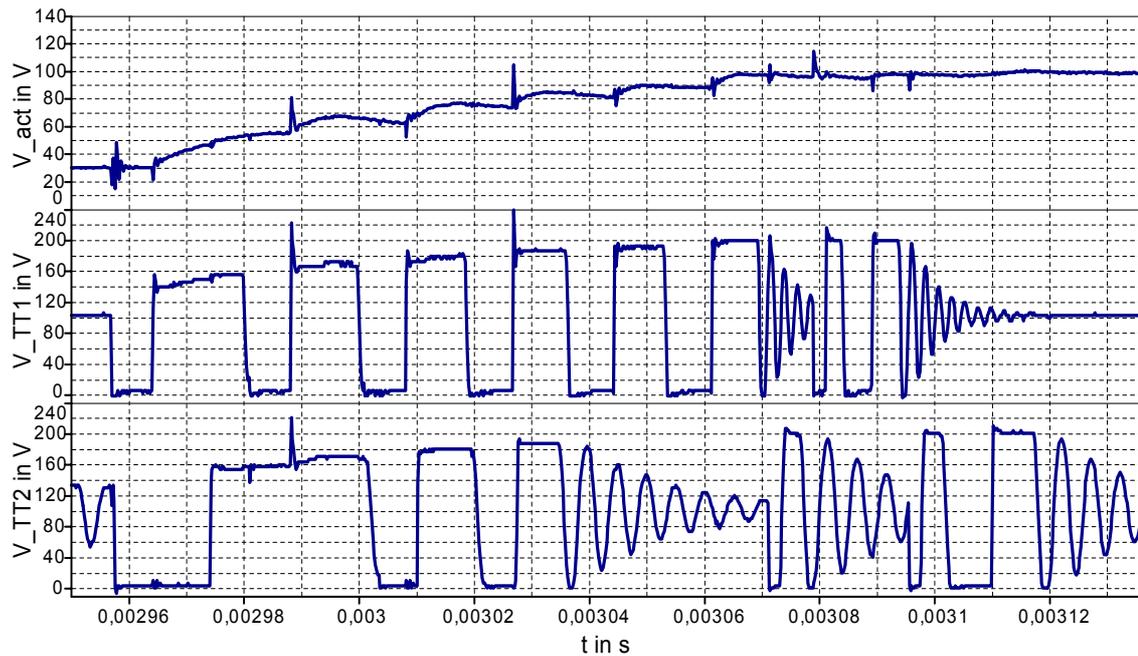


Bild 6-12: Messung des Ladevorgangs von 30 V auf 100 V

Der Ladevorgang von 30 V auf 100 V aus der Messung des Zyklus<sup>4</sup> ist in Bild 6-12 dargestellt. Wenn eine Verbindung der Spannung  $V\_TT1$  mit dem Nullpotential vorliegt, so ist der zur Spule  $L_k$  gehörende Ladetransistor eingeschaltet. Nach dessen Ausschalten erfolgt die Verbindung über die Diode des Entladetransistors mit dem Aktor, d.h. mit einer Spannung, die sich aus der Aktorspannung und den 100 V Versorgungsspannung auf dem Speicherkondensator zusammensetzt. Dasselbe gilt für  $V\_TT2$  und die Spule  $L_g$ . Zu Beginn des Ladevorgangs werden beide Spulen mit den maximal zulässigen Einschaltzeiten betrieben. Anschließend wird die Einschaltzeit für die Spule  $L_g$  reduziert. Es bleiben aber weiterhin beide Spulen gleichzeitig im Einsatz, bis schließlich  $L_g$  nicht mehr benutzt wird. Den Endwert erreicht die Aktorspannung im Betrieb mit nur einer Spule. In der aufgenommenen Messung erfolgt bis zum tatsächlichen Erreichen des Endwerts ein Wechseln zwischen den beiden Spulen.

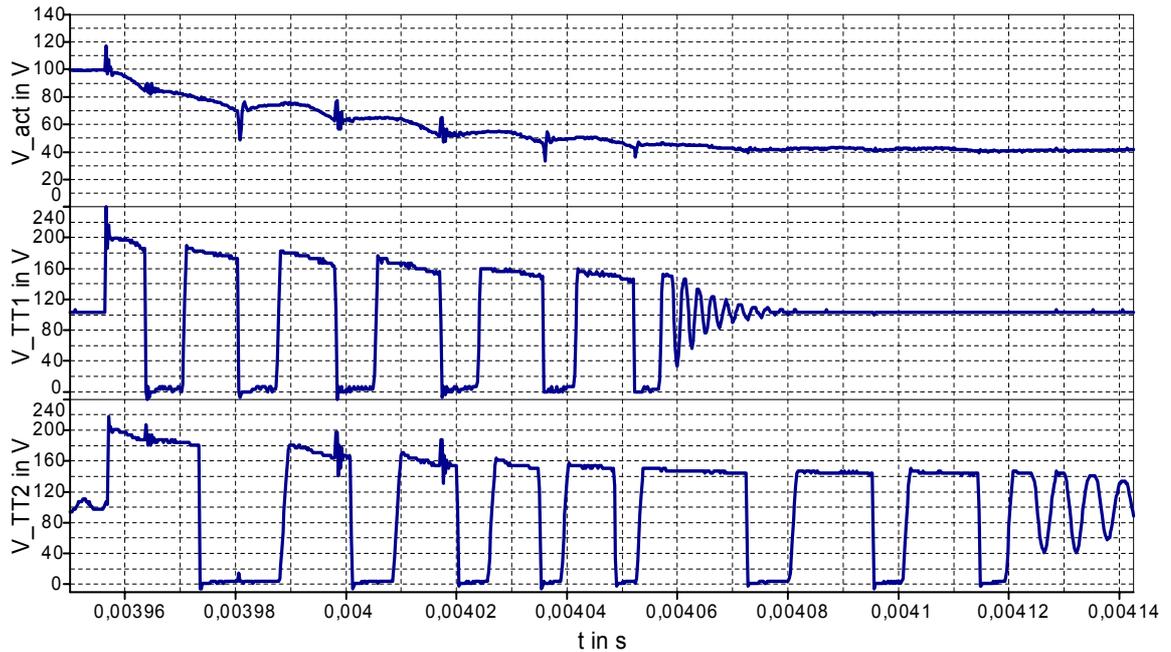


Bild 6-13: Messung des Entladevorgangs von 100 V auf 40 V

Bild 6-13 zeigt den Entladevorgang von 100 V auf 40 V. Hier bedeutet eine Verbindung von  $V_{TT1}$  mit dem Aktor, dass der Entladetransistor von Lk eingeschaltet ist. Bei einer Verbindung mit dem Nullpotential baut sich das Magnetfeld der Spule in den Speicherkondensator ab. Zunächst werden beide Spulen gleichzeitig für das Entladen verwendet. Die Einschaltzeiten verlängern sich während der Entladevorgänge, da die Aktorspannung fällt. Allerdings wird die Spule Lg mehrfach gestoppt, da ein Übergang vom Betrieb mit zwei Spulen zum Entladen mit nur der Spule Lk und wieder zurück erfolgt. Für die letzten Entladeschritte kommt die Spule Lg zum Einsatz.

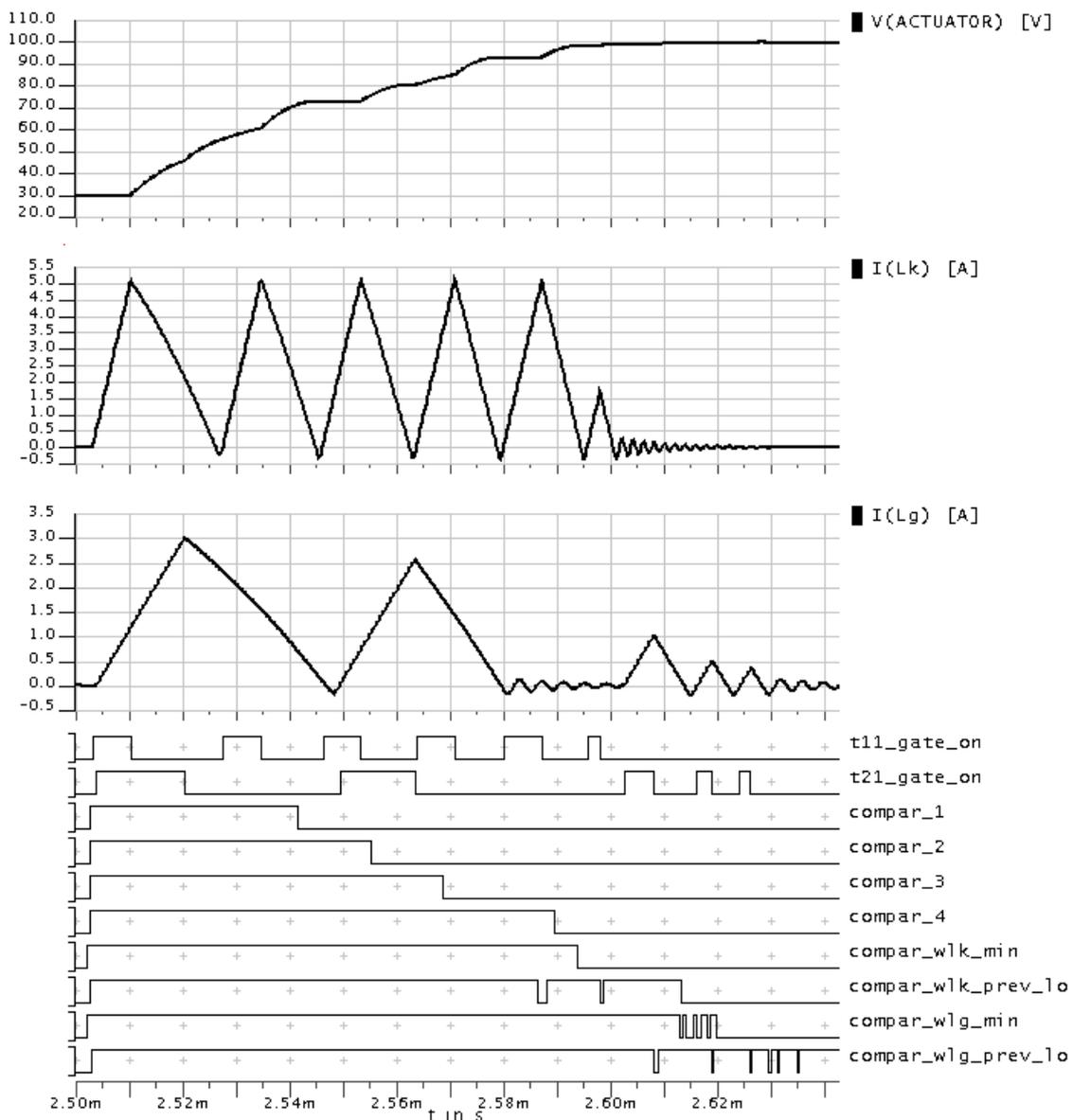


Bild 6-14: Simulation des Ladens von 30 V auf 100 V

Die Simulation gibt auch die Ströme wieder. Außerdem sind die Gate-Signale und die internen Signale im FPGA zugänglich. Ein Ladevorgang nach einem Sollwertsprung ist in Bild 6-14 dargestellt. Zunächst sind sämtliche relevanten Komparatorsignale auf 1 und der Betrieb der beiden Spulen erfolgt mit der maximalen Einschaltzeit. Anschließend wird die Einschaltzeit für die Spule Lg reduziert. Nach einer weiteren Annäherung an den Sollwert erfolgt der Übergang zum Betrieb mit nur einer Spule, zunächst Lk. Die letzten Ladeschritte zum Erreichen des Endwertes werden mit der Spule Lg vorgenommen. Anhang F enthält eine umfangreichere Darstellung der Simulationsergebnisse, die anhand von weiteren internen Signalen die Funktionsweise des Algorithmus<sup>4</sup> im FPGA verdeutlichen.

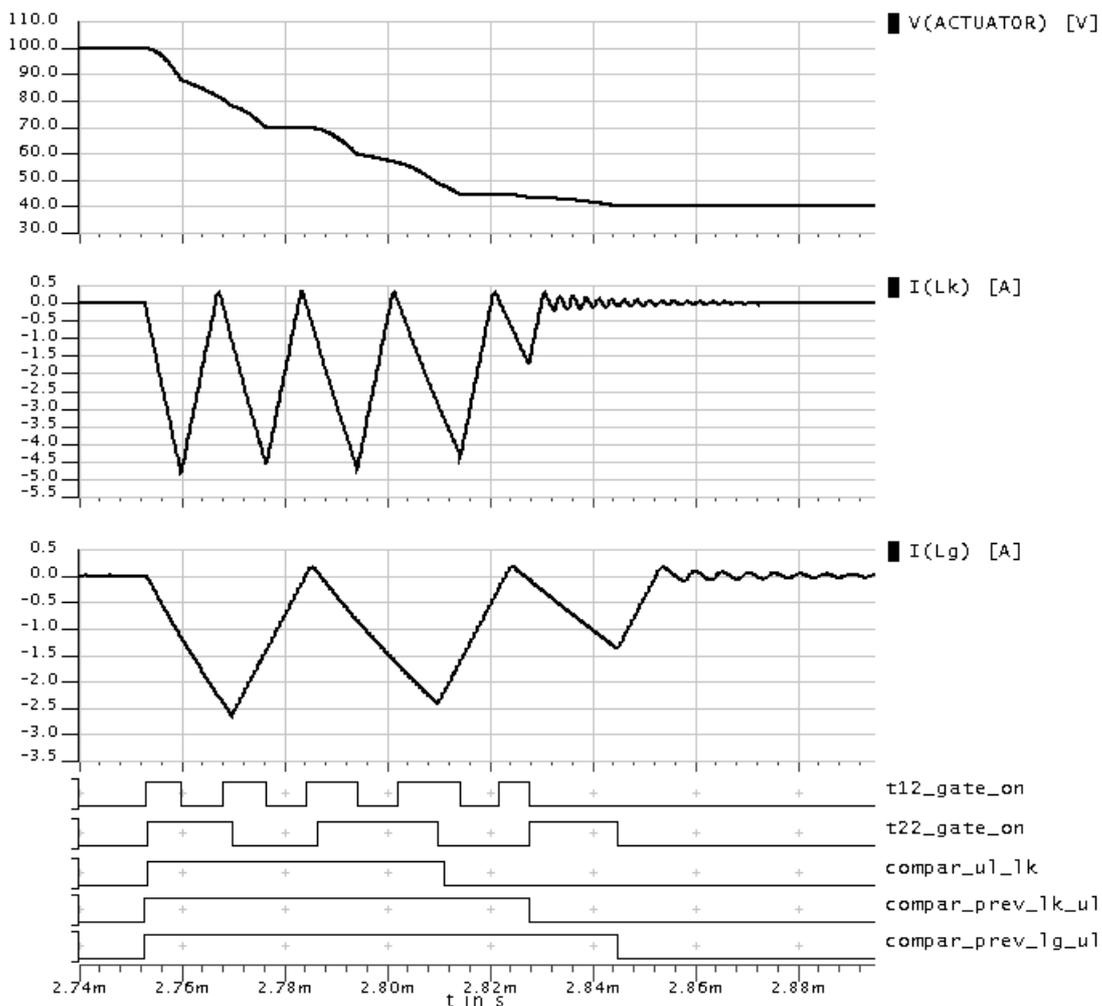


Bild 6-15: Simulation des Entladens von 100 V auf 40 V

Die Simulation eines Entladevorganges zeigt Bild 6-15. Beim Entladen sind die Einschaltzeiten von der Aktorspannung abhängig, weil bei geringerer Spannung und unverändertem zulässigen Maximalstrom die zulässige Einschaltzeit steigt. Daher werden die Gate-Impulse während des Entladevorganges länger. Die drei abgebildeten Komparatorsignale werden bei Annäherung an den Sollwert nacheinander zu 0. Zunächst erfolgt der Übergang vom Betrieb mit beiden Spulen zum Entladen mit nur der Spule Lk. Anschließend wird auch diese gestoppt und das Entladen mit der Spule Lg fortgesetzt, bis der Endwert erreicht ist.

### 6.5.2 Sollwertvorgabe als Rampe

Als Sollwert für die Aktorspannung wurde auch eine Rampe verwendet. Die Änderung des Sollwerts zwischen 100 V und 140 V erfolgt jeweils innerhalb von 510  $\mu$ s, anschließend bleibt der Sollwert für 390  $\mu$ s unverändert. Bild 6-16 stellt einen Ausschnitt aus einem Oszillogramm dieser Messungen dar.

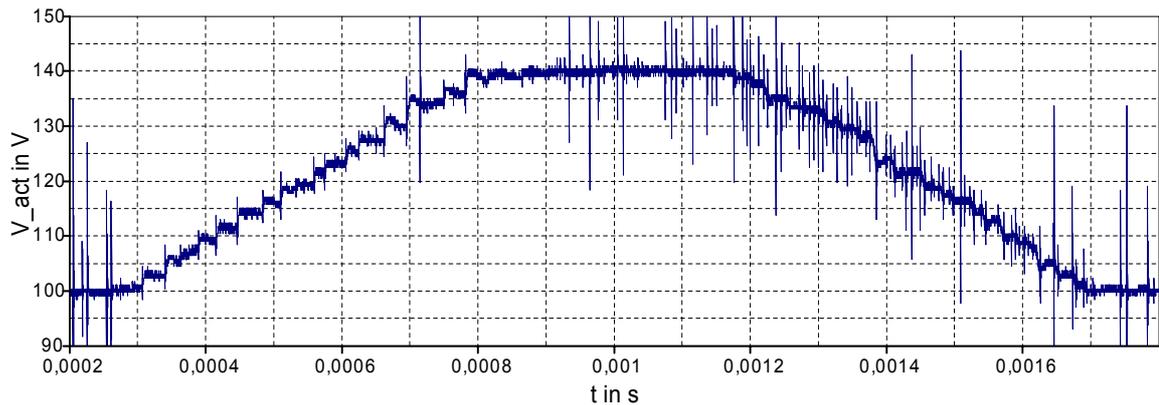


Bild 6-16: Messung der Aktorspannung bei einer Sollwertvorgabe als Rampe

Bei dieser langsamen Sollwertänderung genügt der Einsatz der Spule  $L_g$ , damit die Aktorspannung dem Sollwert folgt. Sowohl Laden wie auch Entladen werden über kurze Pulse mit der Spule  $L_g$  vorgenommen. Die Pulslänge passt sich an die Spannungsdifferenz an.

## 6.6 Effizienz der Energierückgewinnung

Als Teil der Erprobung wurde die Ansteuerung auch mit einem Keramikkondensator im oberen Spannungsbereich betrieben. Die Referenzwerte des implementierten Designs wurden an die Kapazität des Kondensators von  $10.2 \mu\text{F}$  angepasst. Ein gemessener Verlauf der Spannung auf dem Lastkondensator stellt in Bild 6-17 dar. Nach jeweils  $750 \mu\text{s}$  erfolgt ein sprunghöförmiger Wechsel des Sollwerts zwischen 100 V und 190 V.

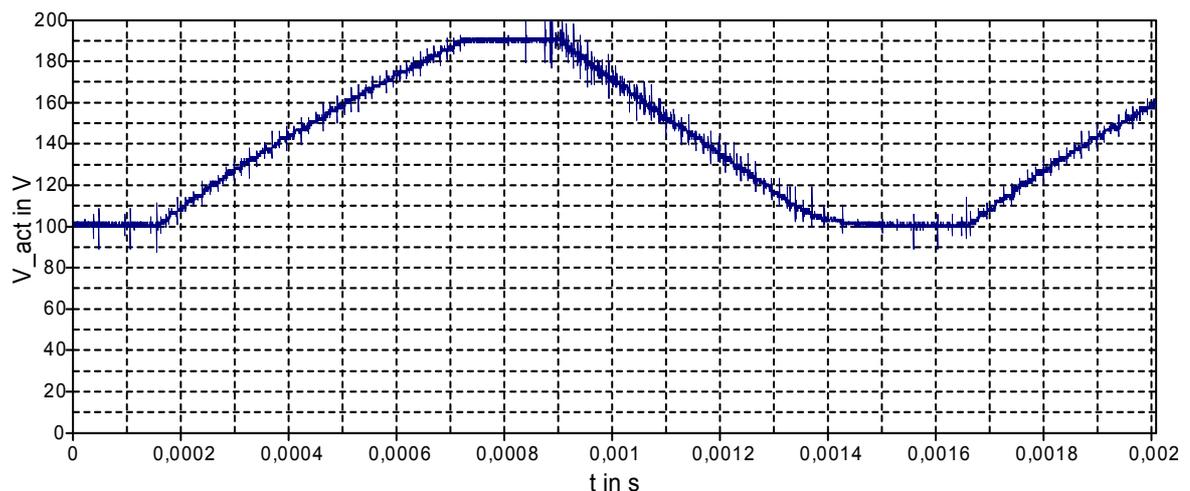


Bild 6-17: Messung des Spannungsverlaufs auf einem  $10 \mu\text{F}$  - Kondensator

Die Messungen mit dem Keramikkondensator bieten auch eine einfache Möglichkeit, die Energierückgewinnung zu untersuchen. Die in den Kondensator transportierte Energie kann einfach über die Beziehung

$$w = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_2^2 - V_1^2) \quad \text{Gleichung 6-1}$$

bestimmt werden. Für eine Kapazität von  $10,2 \mu\text{F}$  ergibt sich für Spannungen  $V_1=100 \text{ V}$  und  $V_2=190 \text{ V}$  die Energie  $w$  zu  $0,133 \text{ J}$ . Diese Energie wird zunächst in den als Last verwendeten Kondensator übertragen und anschließend in den Speicherkondensator zurückgespeist. Zum Vergleich ist die aus der Spannungsversorgung entnommene Energie heranzuziehen. Um die Spannung auf dem Speicherkondensator aufrecht zu erhalten, liefert die Spannungsversorgung für jeden Lade- und Entladevorgang eine bestimmte Energiemenge. Diese Energie kann durch Messung und Integration des Stromes aus der Spannungsversorgung in den Speicherkondensator und Multiplikation mit der bekannten Versorgungsspannung von  $100 \text{ V}$  bestimmt werden. Setzt man die ermittelten  $0,025 \text{ J}$  in Relation zu der in die Last transferierten Energie, ergibt sich, dass  $81\%$  der Energie in den Speicherkondensator rückübertragen wurden. Bei Untersuchungen mit einem Lade- und Entladevorgang zwischen  $150 \text{ V}$  und  $190 \text{ V}$  wurde eine Rückübertragung von  $77\%$  ermittelt.

## 7 Fazit und Ausblick

Für die Ansteuerung von Piezoaktoren wurde ein Schaltverstärker in Form einer Ladungspumpe mit zwei Kreisen entwickelt. Der Verstärker ist für den Einsatz an kapazitiven Lasten mit mehreren hundert Volt Betriebsspannung geeignet und ermöglicht eine Energierückgewinnung aus der Last. Das Konzept des Schaltverstärkers ist universeller für Multilayer-Aktoren anwendbar und wurde für Aktoren mit einer Kapazität von  $1\ \mu\text{F}$  bis  $10\ \mu\text{F}$  und mit einer Spannung bis  $200\ \text{V}$  umgesetzt. Das für den Verstärker entwickelte Schaltverfahren ermöglicht ein Laden und Entladen in einzelnen, direkt aufeinander folgenden Schritten, wobei die Stromnullerkennung durch Auswertung von Spannungen erfolgt.

Die Implementierung des Steuerverfahrens erfolgt in Hardware auf einem FPGA und gestattet die parallele Verarbeitung verschiedener Signalketten. Der leistungselektronische Verstärkerteil und der Aktor wurden mit dem Controller in einer Mixed-Mode-Simulation zusammengeführt. Durch die präzise Nachbildung des Verhaltens des Schaltverstärkers konnte eine effiziente Entwicklung und Erprobung des Regelalgorithmus' in der Simulation vorgenommen und in Messungen bestätigt werden.

Der Aufbau des Schaltverstärkers sowie der Algorithmus für die Regelung der Aktorspannung können in vielfältige Anwendungen übernommen werden. Die Einstellung der Aktordehnung kann einen weiteren äußeren Regelkreis erfordern. Je nach Anwendung des Piezoaktors ist eine Regelung, die den Stellweg erfasst, aber verzichtbar; wenn die Charakteristik von Aktor und Last bekannt ist, kann der Stellweg ebenso durch die Vorgabe eines Spannungsverlaufs eingestellt werden, wie zum Beispiel beim Öffnen und Schließen eines Ventils oder bei einer Kraftstoffeinspritzung. Die Vorgabe der Spannung kann auch durch einen Fuzzy-Controller erfolgen. Das nichtlineare Regelverfahren Fuzzy-Control ist geeignet für die Verbindung der Spannungsvorgabe mit dem Stellweg des Aktors bei einem lastabhängigen und mit einer Hysterese behafteten Zusammenhang zwischen der Aktorspannung und der Dehnung.

Im Großsignalbetrieb über den vollen Spannungsbereich der Ansteuerung können bei Aktorkapazitäten von  $1\ \mu\text{F}$  bis  $10\ \mu\text{F}$  Frequenzen zwischen  $10\ \text{kHz}$  und  $1\ \text{kHz}$  erreicht werden. Diese Frequenzen sind für praktische Einsatzfälle ausreichend und liegen bei vielen Aktoren bereits im Bereich von einem Drittel der Resonanzfrequenz, bis zu dem Piezoaktoren nur betrieben werden sollen [PI\_TUT], [TokASB]. Die Leistungsaufnahme eines Aktors und die damit verbundene Erwärmung können beim Dauerbetrieb Restriktionen erforderlich machen, die jedoch nur die Betriebsfrequenz, nicht aber schnelle Schaltvorgänge, denen eine Pause folgt, betreffen.

## Bezeichnungen und Formelzeichen

### Abkürzungen und Bezeichnungen:

Actuator	Aktor
ADC	Analog Digital Converter, Analog-Digital-Umsetzer, Analog-Digital-Wandler
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BSIM	Berkeley Short-Channel IGFET Model
DSP	Digital Signal Processor
EDIF	Electronic Design Interchange Format
EKV	nach den Autoren der ersten Version benanntes MOSFET-Modell, Autoren: Christian Enz, François Krummenacher, Eric Vittoz
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FET	Field Effect Transistor
FPGA	Field Programmable Gate Array
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGFET	Insulated Gate Field Effect Transistor (andere Bezeichnung für MOSFET)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PWM	Pulse Width Modulation, Pulsbreitenmodulation
SF	Skalierungsfaktor
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
VDMOS	Vertikal diffundierter MOSFET
Verilog	Verifying Logic Hardware Descriptive Language nach IEEE Verilog standard 1364
VHDL	VHSIC Hardware Descriptive Language
VHDL-AMS	VHDL-Analog and Mixed Signal, (informelle, aber verbreitete Bezeichnung für VHDL 1076.1, die analoge Erweiterung zu VHDL-Standard 1076-1993)
VHSIC	Very High Speed Integrated Circuit

### Formelzeichen:

Cact	Aktorkapazität
Csup	Speicher kondensator

$i_0$	Anfangswert des Stroms
$R_{on}$	Widerstand des eingeschalteten Transistors
$t_0$	Schaltzeitpunkt
$T_{off}$	Ausschaltzeit
$T_{off\_act2sup}$	Ausschaltzeit bei der Energieübertragung vom Aktor in den Speicherkondensator
$T_{off\_sup2act}$	Ausschaltzeit bei der Energieübertragung vom Speicherkondensator in den Aktor
$T_{on}$	Einschaltzeit
$t_{rr}$	reverse recovery time, Rückwärtserholzeit einer Diode
$V_{act}$	Aktorspannung
$v_C$	Spannung auf einer Kapazität
$v_{Cact0}$	Anfangswert der Spannung auf der Aktorkapazität
$V_{Csup}$	Spannung auf dem Speicherkondensator
$v_{Csup0}$	Anfangswert der Spannung auf dem Speicherkondensator
$V_{load}$	Lastspannung
$w_{coil}$	Energie in einer Spule
$w_{ref}$	Referenzwert bei Berechnung und Vergleich von Energiedifferenzen
$\omega$	Kreisfrequenz
$\omega_e$	Eigenfrequenz
$\omega_{e0}$	Eigenfrequenz des ungedämpften Stromkreises

Bezeichnungen von Bauelementen und Potentialen:

$L_g$	Spule mit größere Induktivität (550 $\mu$ H)
$L_k$	Spule mit geringere Induktivität (140 $\mu$ H)
$T_{11}$	Ladetransistor für die Spule $L_k$
$T_{12}$	Entladetransistor für die Spule $L_k$
$T_{21}$	Ladetransistor für die Spule $L_g$

T22	Entladetransistor für die Spule Lg
V_act	Aktorspannung
V_Csup	Spannung auf dem Speicherkondensator
V_GND	Nullpotential
V_TT1	Potential zwischen den Transistoren T11 und T21
V_TT2	Potential zwischen den Transistoren T12 und T22

Im Aktormodell verwendete Bezeichnungen:

a, b, c	Koeffizienten des Polynoms
Cut_up	im Zwischenspeicher hinterlegter oberer Endpunkt einer Schleife
Cut_down	im Zwischenspeicher hinterlegter unterer Endpunkt einer Schleife
P3_lo	Punkt 3 des Ladeastes einer Schleife
P3_ul	Punkt 3 des Entladeastes einer Schleife
P4_lo	Punkt 4 des Ladeastes einer Schleife
P4_ul	Punkt 4 des Entladeastes einer Schleife
Pdown	oberer Endpunkt einer Schleife
Pdown_0	unterer Endpunkt der Hüllkurve
Pdown_1	unterer Endpunkt der ersten inneren Schleife
Pdown_x	unterer Endpunkt der x-ten inneren Schleife
Pup	unterer Endpunkt einer Schleife
Pup_0	oberer Endpunkt der Hüllkurve
Pup_1	oberer Endpunkt der ersten inneren Schleife
Pup_x	oberer Endpunkt der x-ten inneren Schleife
Px_n	neu berechneter Punkt Px
Q_down	Ladung am Punkt Pdown
Q_down	Spannung am Punkt Pdown
Q_up	Ladung am Punkt Pup
V_up	Spannung am Punkt Pup
X_.._n	neu berechnete Größe X

## Literaturverzeichnis

- [AALab] A. A. LAB SYSTEMS Ltd.: <http://www.lab-systems.com/products/amplifier/a303.html>, [Juli 2004]<sup>1)</sup>
- [ACM] O. da Costa Gouveia Filho, A. Araujo Cunha, M. Cherem Schneider, C. Galup Montoro: "The ACM Model for Circuit Simulation and Equations for SMASH", (1997), [http://www.dolphin.fr/medal/smash/notes/acm\\_report.pdf](http://www.dolphin.fr/medal/smash/notes/acm_report.pdf), [September 2004]
- [Adapt1] Adaptronics Inc.: [http://www.adaptronics.com/products/drivers\\_and\\_amplifiers/linear\\_amplifiers/index.html](http://www.adaptronics.com/products/drivers_and_amplifiers/linear_amplifiers/index.html), [Juli 2004]
- [Adapt2] Adaptronics Inc.: [http://www.adaptronics.com/products/drivers\\_and\\_amplifiers/switching\\_amplifiers/index.html](http://www.adaptronics.com/products/drivers_and_amplifiers/switching_amplifiers/index.html), [Juli 2004]
- [Adria1] J. M. T. A. Adriaens: "Modeling and Control of a Piezo-Actuated Positioning Mechanism", Dissertation an der Technischen Universität Delft, (2000)
- [Adria2] J. M. T. A. Adriaens, W.L. Koning, R. Banning: "Modeling piezoelectric actuators", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 5, No. 4, (Dec. 2000), S. 331-341
- [Advanc] Mentor Graphics Corporation, "ADVance MS Datasheet"  
[http://www.mentor.com/ams/datasheets/advancems\\_ds.pdf](http://www.mentor.com/ams/datasheets/advancems_ds.pdf)
- [Agboss] K. Agbossou, J. Dion, S. Carnignan, M. Abdelkrim, A. Cheriti: "Class D Amplifier for a Power Piezoelectric Load", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol. 47, No. 4, (July 2000)
- [APEX1] APEX MICROTCHNOLOGY CORPORATION: "Piezo Sample Circuits", [http://eportal.apexmicrotech.com/mainsite/pdf/samp\\_ckts\\_piezo.pdf](http://eportal.apexmicrotech.com/mainsite/pdf/samp_ckts_piezo.pdf), [Juli 2004]
- [APEX2] APEX MICROTCHNOLOGY CORPORATION: "Driving Capacitive Loads", Application Note 25, <http://eportal.apexmicrotech.com/mainsite/pdf/an25u.pdf>, [Juli 2004]

---

<sup>1)</sup> [Zeitangaben] bezeichnen den Zeitpunkt, an dem ein angegebenes Internet-Dokument betrachtet wurde

- [APEX3] APEX MICROTCHNOLOGY CORPORATION: data sheet PA15, <http://eportal.apexmicrotech.com/mainsite/pdf/pa15u.pdf>, [Juli 2004]
- [APEX4] APEX MICROTCHNOLOGY CORPORATION: date sheet PB58, <http://eportal.apexmicrotech.com/mainsite/pdf/pb58u.pdf>, [Juli 2004]
- [Append] "ADVance MS User's Manual", Appendix C VHDL-AMS Subset Definition, Mentor Graphics Corporation 2004
- [ASCO] ASCO Joucomatic GmbH & Co: "Proportional Technology", Produktkatalog, (undatiert)
- [Bosch] Robert Bosch GmbH, Diesel Systems, Firmenschrift "Piezo injector for passenger cars with Common Rail System", (undatiert)
- [BSIM] Device Research Group of the Department of Electrical Engineering and Computer Science, University of California, Berkeley (1997) <http://www-device.eecs.berkeley.edu/~bsim3/>, [September 2004]
- [Budih1] I. Budihardjo, "A charge based power MOSFET model", Dissertation at the University of Washington, (1995)
- [Budih2] I. Budihardjo, P. O. Lauritzen: "The lumped-charge power MOSFET model, including parameter extraction", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10 (1995), No. 5, S. 379-387
- [Budih3] I. Budihardjo, P. O. Lauritzen, H. A. Mantooth, "Performance Requirements for Power MOSFET Models", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12 (1997), No. 1, S.36-45
- [Campol] D. Campolo, M. Sitti, R. S. Fearing: "Efficient Charge Recovery Method for Driving Piezoelectric Actuators with Quasi-Square Waves", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol. 50 (2003), No 1, S. 237-244
- [Cedra1] Cedrat Technologies SA, <http://www.cedrat.com>, [September 2004]
- [Cedrat2] Cedrat Technologies SA, « Piezo Products Catalogue », Version 3.0, (2003), (<http://www.cedrat.com>)
- [Clingm] D. J. Clingman: "Drive electronics for large piezoactuators", SPIE Proceedings Vol. 3044 (1997) Smart Structures and Materials : Industrial and Commercial Applications of Smart Structures Technologies, S. 459-467

- [Cordon] C. Cordonnier, R. Maimouni, H. Tranduc, P. Rossel, D. Allain, M. Napieralska. "Spice Model for TMOS Power Mosfets", Application Note AN1043/D, Motorola, Inc., (1989)
- [Crossb] Hoechst CeramTec: "Piezoceramic Multilayer Monomorphs", Information Sheet, (undatiert)
- [Cruz] J. M. Cruz-Hernandez, V. Hayward: "Phase Control Approach to Hysteresis Reduction", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 9, No. 1, (2001), S. 17-26
- [Dimmle] M. Dimmler, U. Holmberg, R. L. Longchamp, "Hysteresis compensation on piezo-actuators", Proceedings of the 5<sup>th</sup> European Control Conference, 1999, CDROM paper f0700
- [Döllga] B. Döllgast in D. Jendritza "Technischer Einsatz neuer Aktoren", expert verlag, (1995)
- [dsm1] Dynamic Structures & Materials, LLC: "Tech Brief: Highly Efficient Power Drives for Piezoelectric Actuators", [http://www.dynamic-structures.com/pdf/dsm\\_power\\_elect.pdf](http://www.dynamic-structures.com/pdf/dsm_power_elect.pdf), [Juli 2004]
- [dsm2] Dynamic Structures & Materials, LLC: "Piezoelectric Linear Amplifier Electronics", <http://www.dynamic-structures.com/pdf/amplifiersv040204.pdf>, [Juli 2004]
- [dsm3] Dynamic Structures & Materials, LLC: "Custom Piezoelectric Drivers and Electronics Design", [http://www.dynamic-structures.com/pdf/dsm\\_drivers\\_elect\\_design.pdf](http://www.dynamic-structures.com/pdf/dsm_drivers_elect_design.pdf), [Juli 2004]
- [Edo] EDO Electro-Ceramic Products, EDO Corporation: "JEP400A Power Amplifier", <http://www.edoceramic.com/pwrAmp.htm>, [Juli 2004]
- [EKV2.6] M. Bucher, Ch. Lallement, Ch. Enz, F. Théodoloz, F. Krummenacher: "The EPFL-EKV MOSFET Model Equations for Simulation", Technical Report (1997), [http://legwww.epfl.ch/ekv/pdf/ekv\\_v262.pdf](http://legwww.epfl.ch/ekv/pdf/ekv_v262.pdf), [September 2004]
- [EKV3.0] M. Bucher: "The EKV3.0 MOSFET Model", Präsentation auf dem Compact Model Council Next Generation MOSFET Model Meeting (2004), [http://www.eigroup.org/cmc/next\\_gen\\_cmos/ekv\\_cmc\\_june2004.pdf](http://www.eigroup.org/cmc/next_gen_cmos/ekv_cmc_june2004.pdf), [September 2004]

- [EPCOS] <http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/CompanyProfile/Markets/Automotive/Page,templateId=render,locale=nn.html#35446>, [Juli 2004]
- [Ertl] H. Ertl, W. Kolar, C. Zach: "Basic Considerations and Topologies of Switched-Mode Assisted Linear Power Amplifiers", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44 (1997), No. 1, S. 116-123
- [Ge1] P. Ge, M. Jouaneh: "Modeling hysteresis in piezoceramic actuators", Precision Engeneerring No. 17, (1995), S. 211-221
- [Ge2] P. Ge, M. Jouaneh: "Generalized Preisach Model for hysteresis nonlinearity of piezoceramic actuators", Precision Engineering, No. 20, (1997), S. 99-111
- [Goldfa] M. Goldfarb, N. Celanovic: "Modeling Piezoelectric Stack Actuators for Control of Micromanipulation", IEEE Control Systems, (June 1997), S. 69-79
- [HDS] HDL Designer Series Datasheet, [http://www.mentor.com/hldesigner/collateral/designer\\_ds.pdf](http://www.mentor.com/hldesigner/collateral/designer_ds.pdf)
- [Heinem] W. Heinemann: "Der Piezoaktor mit neuer Ansteuerung – ein dynamischer Antrieb der Mechatronik", Fachhochschule Brandenburg, Dritter Brandenburger Workshop Mechatronik, (1998)
- [Heinri] J. Heinrich: "Modellierung und Simulation des Verhaltens von Steuer- und Regeleinrichtungen für piezokeramische Aktoren", Dissertation an der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, (1998)
- [Helke] G. Helke: "Physikalische Eigenschaften, Zusammensetzung, Herstellungsprozess, Kenngrößen und praktische Anwendungen" Keramische Zeitschrift 51 (1999) und 52 (2000), <http://www.keramverband.de/keramik/deutsch/presstexte/press01-00.html>
- [Herako] N. Herakovic: "Die Untersuchung der Nutzung des Piezoeffektes zur Ansteuerung fluidtechnischer Ventile", Dissertation an der RWTH Aachen, (1996)
- [IXFR] IXFR32N50Q, data sheet, <http://www.ixys.com/98608.pdf>, [September 2004]
- [Jaffe] W. Jaffe, W. Cook, H. Jaffe: "Piezoelectric Ceramics", Academic Press London, (1971)

- [Janoc1] H. Janocha: "Aktoren: Grundlagen und Anwendungen", Springer-Verlag, (1992)
- [Janoc2] H. Janocha, C. Stiebel: "New Approach to a Switching Amplifier for piezoelectric Actuators" Actuator 98, Proceedings of the 6<sup>th</sup> International Conference on New Actuators, Bremen (1998), S. 189-192
- [Jendri] D. Jendritza: "Piezoaktoren für den Großsignalbetrieb", Dissertation an der Universität des Saarlandes, Saarbrücken (1995)
- [Kaspe1] R. Kasper, J. Schröder, A. Wagner: " Schnellschaltendes Hydraulikventil mit piezoelektrischem Stellantrieb", O + P Ölhydraulik und Pneumatik 41 (1997), Nr. 9, S. 694-698
- [Kaspe2] 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, ETH Zürich, (1998), Vol. 1, S. 231-236
- [Kaspe3] R. Kasper, A. Wagner: "Modellgestütztes Reglerkonzept für Piezoelektrische Antriebe", 4. Magdeburger Maschinenbau-Tage, Tagungsband, (1999), S. 139-150
- [Kaspe4] R. Kasper, J. Schröder, A. Wagner: "Nonlinear model based Control of a Piezoelectric actuated hydraulic valve", Proceedings of the 14<sup>th</sup> IFAC World Congress 1999, Peking (1999), S. 481-486
- [Kineti] Kinetic Ceramics Inc., "Piezoelectric Positioning Solutions", Kinetic Ceramics Inc. Products Catalog, (February 2004), (<http://www.kineticceramics.com>)
- [Koch] J. Koch: "Piezoxide (PXE) Eigenschaften und Anwendungen", Philips Firmenschrift, Hamburg, (1988)
- [Krasno] M. A. Krasnosel'skii, A.V. Pokrovskii: "Systems with Hysteresis", Springer-Verlag, (1989)
- [Krejci] P. Krejčí, K. Kuhnen: Inverse Control of Systems with Hysteresis and Creep. IEE Proceedings – Control Theory and Applications, Vol. 148, No. 3, (May 2001), S. 185-192.
- [Kuhne1] K. Kuhnen, H. Janocha: "Compensation of the Creep and Hysteresis Effect of piezoelectric Actuators with inverse Systems", Actuator 98, Proceedings of the 6<sup>th</sup> International Conference on New Actuators, Bremen (1998), S. 426-429

- [Kuhne2] K. Kuhnen, H. Janocha: "Inverse Steuerung für den Großsignalbetrieb von Piezoaktoren", at-Automatisierungstechnik, vol. 50, (9/2002), S. 439-450
- [Kyocer] Kyocera Corporation: "Piezo Actuator", Application view Automotive, [http://global.kyocera.com/application/automotive/auto\\_engine/piezo2.html](http://global.kyocera.com/application/automotive/auto_engine/piezo2.html), [Juli 2004]
- [Laurit] <http://www.ee.washington.edu/research/pemodels/modtext/vdmos.html>, [September 2004]
- [Linden] D. Linden: "Hydraulisches Piezoservoventil NG10", O+P Ölhydraulik und Pneumatik 43 (1999), Nr. 7, S. 538-543
- [Lindn1] D. K. Lindner, H. Zhu, C. Song, W. Huang, D. Cheng: "Low Input Voltage Switching Amplifiers for Piezoelectric Actuators"; Proceedings of SPIE's 2002 North American Symposium on Smart Structures and Materials, Industrial and Commercial Applications of Smart Structures Technologies, San Diego (2002), S. 282-292.
- [Lindn2] D. K. Lindner, H. Zhu, D. Brei, J. Vindlinski, Ch. LaVigna: "Inertially Stabilized Rifle Using Recurve Actuators", IMECE2002-33987, 2002 ASME International Mechanical Engineering Congress & Exposition, New Orleans, Louisiana, (2002)
- [LTC] Linear Technology Corporation: data sheet LTC 3469, <http://www.linear.com/pdf/3469f.pdf>, [Juli 2004]
- [Lubitz] K. Lubitz, C. Schuh, T. Steinkopff, A. Wolff: "Properties and Reliability of large PZT multilayer actuators", Actuator 2000, Proceedings of the 7<sup>th</sup> International Conference on New Actuators, Bremen (2000), S. 58-61
- [Main] J. Main, D. V. Newton, L. Massengill, E. Garcia: "Efficient power amplifiers for piezoelectric applications", Smart Materials and Structures, Vol. 5 (1996), No. 6, S. 766-775
- [marco] marco Systemanalyse und Entwicklung GmbH: <http://www.marco.de/D/asy/tdv/001/001.pdf>
- [Mathca] MathSoft Inc., [www.mathcad.com](http://www.mathcad.com), [September 2004]
- [Mayerg] I. D. Mayergoyz: "Mathematical Models of Hysteresis", Springer-Verlag, New York, (1991)
- [ModelS] <http://www.model.com>, [September 2004]

- [Napier] M. Napieralska: « Modélisation du Transistor VDMOS pour simulation de circuits en électronique de puissance », Dissertation am Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, (1991)
- [OffCed] Cedrat Recherche Sarl.,: «Actionneur Piezoactif amplifié à raideur élevée», Demande de brevet d'invention, FR 2740276-A1, (1995)
- [OffDan] Danfoss A/S: "Verfahren und Schaltungsanordnung zum Aufladen und Entladen einer Last mit einem kapazitiven Anteil", Offenlegungsschrift DE 4237509A1, (1994)
- [Palis1] F. Palis, D. Heller, S. Sokolov: "Vibration Damping with piezoelectric actuator system", Noise and Vibration Engineering, Proceedings of the ISMA2002, Leuven (2002), S. 149-156
- [Palis2] F. Palis, U. Ladra: "Modellbildung und Regelung piezoelektrischer Aktoren", 9. Symposium Maritime Elektronik, Universität Rostock, (1998)
- [PatFes] Festo AG & Co: Patentschrift EP 1104863 A2, (2001)
- [PatHoe] Hoerbiger Fluidtechnik GmbH: "Piezo-Ventil", Patentschrift AT 396392 B, (1993)
- [PatNEC] NEC Corporation: "Drive Circuit for a Piezoelectric Actuator", United States Patent US5095256, (1992)
- [PatSie] Siemens AG: "Anordnung zur Ansteuerung eines Piezoelektrischen Aktors", Patentschrift DE19529662C2, (1998)
- [PatTo1] Toyota Jidosha Kabushiki Kaisha: "A device for driving a piezoelectric element", European Patent Specification EP0464443B1, (1991)
- [PatTo2] Toyota Jidosha Kabushiki Kaisha: "Device for driving a piezoelectric element", European Patent Specification EP0460660B1, (1991)
- [Philip] [http://www.semiconductors.philips.com/Philips\\_Models/mos\\_models/](http://www.semiconductors.philips.com/Philips_Models/mos_models/),  
MOS Model 9: <http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/other/philipsmodels/m903.pdf>,  
MOS Model 11: <http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/other/philipsmodels/m1102.pdf>, [September 2004]
- [PI1] Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG: "Fundamentals of Piezoelectricity and Piezo Actuators",  
[http://www.physikinstrumente.com/tutorial/4\\_15.html](http://www.physikinstrumente.com/tutorial/4_15.html),  
[http://www.physikinstrumente.com/tutorial/4\\_xx.html](http://www.physikinstrumente.com/tutorial/4_xx.html), [Juli 2004]

- [PI2] Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG,  
[http://www.physikinstrumente.de/pdf/M840\\_Datasheet.pdf](http://www.physikinstrumente.de/pdf/M840_Datasheet.pdf), [Juli 2004]
- [PI3] Physik Instrumente (PI) GmbH & Co: "NanoPositioning", Firmenschrift,  
(2004)
- [Piezoj] piezosystem jena GmbH: "Elektronik/Steuerung" - Produktkatalog Teil 3,  
(undatiert), ([www.piezोजना.com](http://www.piezोजना.com))
- [Piezom] Piezomechanik Dr. Lutz Pickelmann GmbH: "Electronic Supplies for  
Piezomechanics", Firmenschrift, (2004), (<http://www.piezomechanik.com>)  
[Juli 2004]
- [Precis] Precision Synthesis® Datasheet  
<http://www.mentor.com/precision/ds/index.html>
- [Reisch] M. Reisch: "Elektronische Bauelemente, Funktion, Grundschaltungen,  
Modellierung mit SPICE", Springer-Verlag (1998)
- [Ruschk] K. Ruschmeyer: "Piezokeramik, Grundlagen; Werkstoffe, Applikationen",  
expert verlag (1995)
- [Saber] Saber® data sheet,  
[http://www.synopsys.com/products/mixedsignal/saber/saber\\_ds.pdf](http://www.synopsys.com/products/mixedsignal/saber/saber_ds.pdf),  
[September 2004]
- [Schmid] A. Schmid, Siemens AG Power Generation Ceramics: "Piezokeramik –  
Technik und Anwendungen"  
[http://www.keramverband.de/keramik/pdf/02/sem02\\_17.pdf](http://www.keramverband.de/keramik/pdf/02/sem02_17.pdf), [Juli 2004]
- [Shichm] H. Shichman, D. A. Hodges: "Modeling and simulation of insulated-gate  
field-effect transistor switching circuits. IEEE Journal of Solid-State  
Circuits, Vol. 3, Issue 3, (1968), S. 285-289
- [SiVDO1] Siemens VDO Automotive AG: "It Once Powered Printers, Now Its  
Output Powers Diesel Vehicles - Siemens Piezo Makes Passenger Car  
Diesel Viable In U.S. Market", Fachpresse-Information (2001),  
<http://www.usa.siemensvdo.com/media/releases/2001/pt/0302a.htm>
- [SiVDO2] Siemens VDO Automotive AG: "Revolution in der Benzin-  
Direkteinspritzung", Fachpresse-Information (2003),  
[http://www.siemensvdo.de/de/pressarticle2003.asp?ArticleID=160503\\_2d](http://www.siemensvdo.de/de/pressarticle2003.asp?ArticleID=160503_2d)
- [SiVDO3] Siemens VDO Automotive AG: "Diskreter Diesel", Fachpresse-  
Information (2004), <http://www.siemensvdo.de/de/pressarticle2004.asp?ArticleID=240604d>, [Juli 2004]

- [SMASH] Dolphin MEDAL, Smash™ User Manual  
[http://www.dolphin.fr/medal/smash/smash\\_overview.html](http://www.dolphin.fr/medal/smash/smash_overview.html)
- [SPICE] "The Spice Page",  
<http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE/>, [September 2004]
- [Stiebe] C. Stiebel, Th. Würtz, H. Janocha: "Leistungsverstärker für piezoelektrische Aktoren", *Elektronik*, (12/2001), S. 82-88
- [Subram] Y. Subramanian: "Development of Compact Vertical and Lateral DMOS Models", MSEE-Thesis at the University of Washington, (1998)
- [TokASB] "Multilayer Piezoelectric Actuators", Firmenschrift TOKIN Corporation, (undatiert)
- [Trek1] TREK, Inc. Electrostatic Instrumentation & Devices:  
<http://www.trekinc.com/PDF/PZD350Sales.PDF>, [Juli 2004]
- [Trek2] TREK, Inc. Electrostatic Instrumentation & Devices:  
<http://www.trekinc.com/PDF/P1131Sales.PDF>, [Juli 2004]
- [VHDL] Institute of Electrical and Electronics Engineers: "IEEE standard VHDL language reference manual", ANSI/IEEE Std 1076-1993
- [VHDL-A] IEEE 1076.1 Working Group: "Analog and Mixed-Signal Extensions to VHDL", <http://www.eda.org/vhdl-ams/>, [September 2004]
- [Visint] A. Visintin: "Differential Models of Hysteresis", Springer-Verlag, Berlin, (1994)
- [Weinma] M. Weinmann, P. Post, H. Vollmer, R. Wanner, S. Kluge, P. Woias: "Pneumatic silicon microvalves with piezoelectric actuation", *Actuator 2000, Proceedings of the 7<sup>th</sup> International Conference on New Actuators, Bremen (2000)*, S. 224-227.

## Anhang A Berechnung der Ausschaltzeiten

Während ein Transistor des Schaltverstärkers eingeschaltet ist, baut sich der Strom durch eine Spule auf. Nach dem Abschalten erfolgt der Abbau des Stromes in den Speicherkondensator oder den Aktor. Die dafür erforderliche Zeit wird hier als Ausschaltzeit bezeichnet.

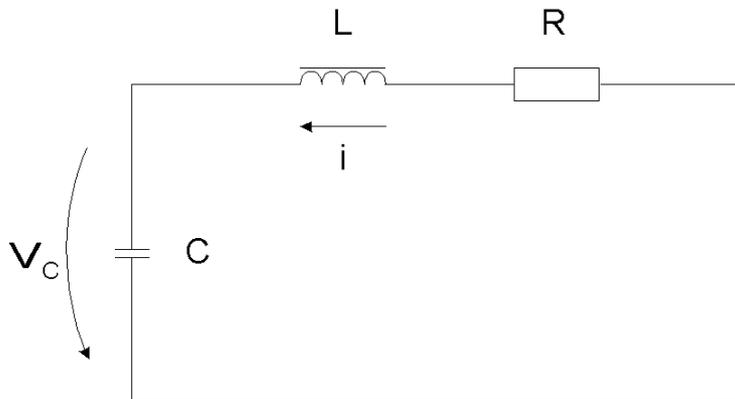


Bild A-1: Stromabbau in eine Kapazität

Bei den Betrachtungen liegt der in Bild A-1 skizzierte Fall vor; ein Strom  $i$  mit einem Anfangswert  $i_0$  baut sich in einen Kondensator ab. Die Spannung  $v_C$  auf dem Kondensator hat den Anfangswert  $v_{C0}$ . Ein Schwingkreisverhalten liegt nur begrenzt vor, da die Gültigkeit von Bild A-1 und den nachfolgend zusammengestellten Gleichungen auf den Stromabbau in den Kondensator bzw. Aktor beschränkt ist. Eine Umkehr der Stromrichtung wird durch Aufbau und Betriebsart des Verstärkers unterbunden.

$$v_C(t) = \frac{e^{\left(\frac{-R}{2 \cdot L} \cdot t\right)}}{\omega_e} \cdot \left[ v_{C0} \cdot \left( \omega_e \cdot \cos(\omega_e \cdot t) + \frac{R}{2 \cdot L} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \right) + \frac{i_0}{C} \cdot \sin(\omega_e \cdot t) \right]$$

Gleichung A-1

Die Eigenfrequenz kann dabei zu

$$\omega_e = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} + \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

Gleichung A-2

bestimmt werden. Da die Widerstände der Transistoren hinreichend klein sind, können Gleichung A-1 und Gleichung A-2 entsprechend vereinfacht werden.

$$v_C(t) = \frac{1}{\omega_{e0}} \cdot \left[ v_{C0} \cdot \left( \omega_{e0} \cdot \cos(\omega_{e0} \cdot t) + \frac{i_0}{C} \cdot \sin(\omega_{e0} \cdot t) \right) \right]$$

Gleichung A-3

Anstelle der Eigenfrequenz  $\omega_e$  kann die Eigenfrequenz des ungedämpften Stromkreises  $\omega_{e0}$  verwendet werden.

$$\omega_{e0} = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} \quad \text{Gleichung A-4}$$

Der Strom  $i$  kann über die Spannung auf der Kapazität bestimmt werden.

$$i(t) = C \cdot \frac{d}{dt} v_C(t) \quad \text{Gleichung A-5}$$

Nach Einsetzen von Gleichung A-3 ergibt sich eine neue Beziehung.

$$i(t) = -C \cdot v_C \cdot \omega_{e0} \cdot \sin(\omega_{e0} \cdot t) + i_0 \cdot \cos(\omega_{e0} \cdot t) \quad \text{Gleichung A-6}$$

Von Interesse ist der Zeitpunkt, an dem der Strom zu Null geworden ist, Gleichung A-6 wird daher entsprechend modifiziert.

$$0 = -C \cdot v_C \cdot \omega_{e0} \cdot \sin(\omega_{e0} \cdot t) + i_0 \cdot \cos(\omega_{e0} \cdot t) \quad \text{Gleichung A-7}$$

Somit ergibt sich nach Umstellung:

$$\frac{\sin(\omega_{e0} \cdot t)}{\cos(\omega_{e0} \cdot t)} = \frac{i_0}{C \cdot v_{C0} \cdot \omega_{e0}} \quad \text{Gleichung A-8}$$

Mit Verwendung von Gleichung A-4

$$\frac{\sin(\omega_{e0} \cdot t)}{\cos(\omega_{e0} \cdot t)} = \frac{i_0}{C \cdot v_{C0}} \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad \text{Gleichung A-9}$$

und einer Umstellung kann eine Beziehung für die Zeit  $t$  hergeleitet werden.

$$\omega_{e0} \cdot t = \arctan\left(\frac{i_0}{C \cdot v_{C0}} \cdot \sqrt{L \cdot C}\right) \quad \text{Gleichung A-10}$$

Durch das Nullsetzen des Stromes in Gleichung A-7 entspricht  $t$  dem Zeitpunkt, an dem der Stromfluss aus der Spule in die Kapazität beendet ist. Folglich entspricht  $t$  der erforderlichen Ausschaltzeit  $T_{\text{off}}$ , da der Moment  $t_0$  den Beginn des Stromflusses in die Kapazität kennzeichnet. Die Ausschaltzeit kann somit nach Gleichung A-11 bestimmt werden.

$$T_{\text{off}} = \arctan\left(\frac{i_0}{C \cdot v_{C0}} \cdot \sqrt{L \cdot C}\right) \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad \text{Gleichung A-11}$$

Wenn es sich um einen Stromfluss in den Speicherkondensator handelt, ergibt sich die Ausschaltzeit gemäß Gleichung A-12.

$$T_{\text{off\_sup}} = \arctan\left(\frac{i_0}{C_{\text{sup}} \cdot v_{C_{\text{sup}0}}} \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{sup}}}\right) \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{sup}}} \quad \text{Gleichung A-12}$$

Im Falle eines Stromflusses in den Aktor gilt Gleichung A-13.

$$T_{\text{off\_act}} = \arctan\left(\frac{i_0}{C_{\text{act}} \cdot v_{C_{\text{act}0}}} \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{act}}}\right) \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{act}}} \quad \text{Gleichung A-13}$$

## Anhang B Eigenschaften des verwendeten Aktors

Der verwendete Tokin-Piezoaktor vom Typ ASB340C801NP0 [TokASB] wurde in einigen Messreihen untersucht, bei denen Ladung, Dehnung und Spannung aufgenommen wurden. Die Kapazität des Aktors ist mit  $3 \mu\text{F}$  angegeben. Bei der maximal zulässigen Betriebsspannung von  $150 \text{ V}$  wird eine Aktordehnung von ca.  $30 \mu\text{m}$  erreicht.

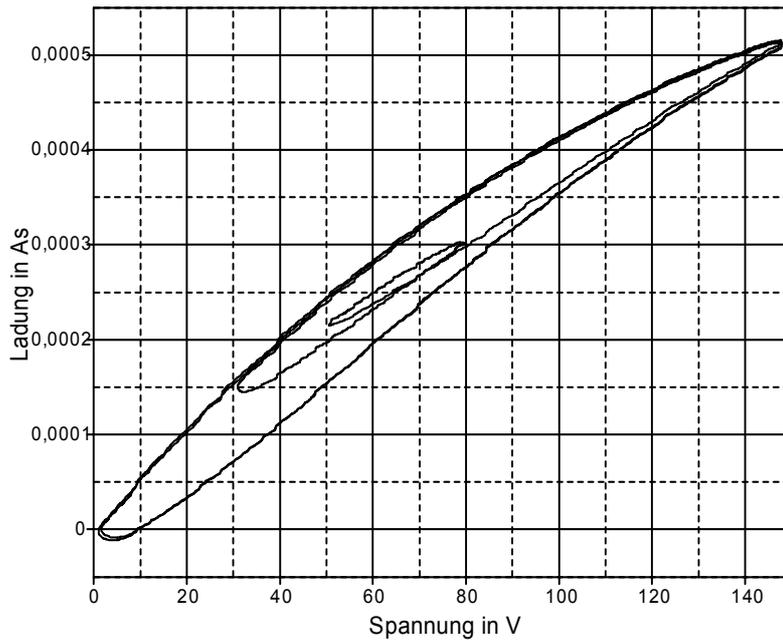


Bild B-1: Ladungs-Spannungs-Hysteresis

Bild B-1 zeigt einen der aufgenommenen Spannungs-Ladungs-Verläufe. Der Aktor wurde mit der vollen zulässigen Spannung betrieben; außerdem wurden mehrere kleinere Schleifen durchlaufen, um die Hysteresis zwischen Ladung und Spannung zu charakterisieren.

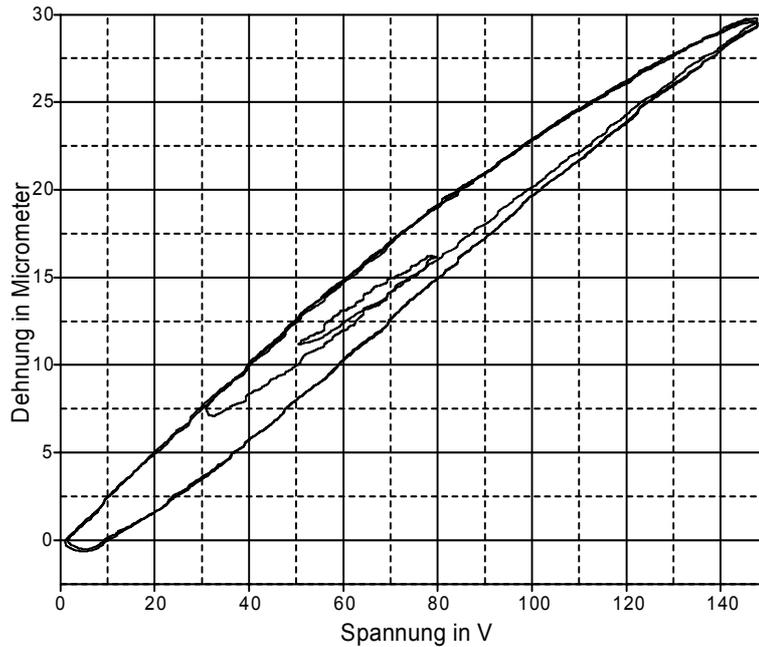


Bild B-2: Dehnungs-Spannungs-Hysterese

Die bei derselben Messung aufgenommene Dehnungs-Spannungs-Hysterese (Bild B-2) stimmt nahezu exakt mit der Ladungs-Spannungs-Hysterese überein.

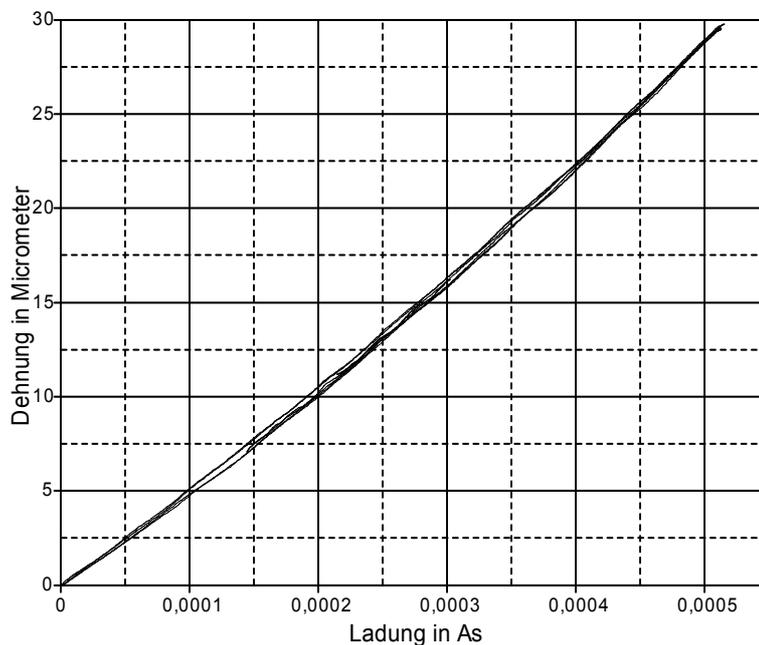


Bild B-3: Ladungs-Dehnungs-Beziehung

Die Beziehung zwischen Ladung und Dehnung ist nicht gänzlich linear (Bild B-3), eine nennenswerte Hysterese besteht aber nicht.

## Anhang C     Mathematische Implementierung des Aktormodells

### C.1     Speicherelemente

Die Implementierung des Aktormodells erfordert einen Speicher für eine vorgegebene Anzahl von Punkten, welche sich jeweils aus einer Spannungs- und einer Ladungskordinate zusammensetzen. Als Speicherelement kann eine Matrix verwendet werden. Dadurch ist es möglich, zusammengehörige Punktpaare in jeweils einer Zeile abzulegen. Jede Matrixzeile entspricht somit einer Hystereseschleife, wodurch eine übersichtliche Zuordnung entsteht. Weiterhin kommt ein kleiner Extraspeicher zum Einsatz, in dem ein Punktpaar bzw. eine Matrixzeile abgelegt werden kann. Dieser Extraspeicher dient dem Zwischenspeichern einer bereits aus der Matrix entfernten Schleife vor dem Wegfall, da diese noch für eine Abschneideoperation benötigt werden kann.

### C.2     Besetzung der Matrix

In Bild C-1 ist eine beispielhafte Verteilung von Hystereseschleifen und deren Endpunkten dargestellt. Diese Punkte entsprechen jeweils den Richtungswechseln zwischen Laden und Entladen.

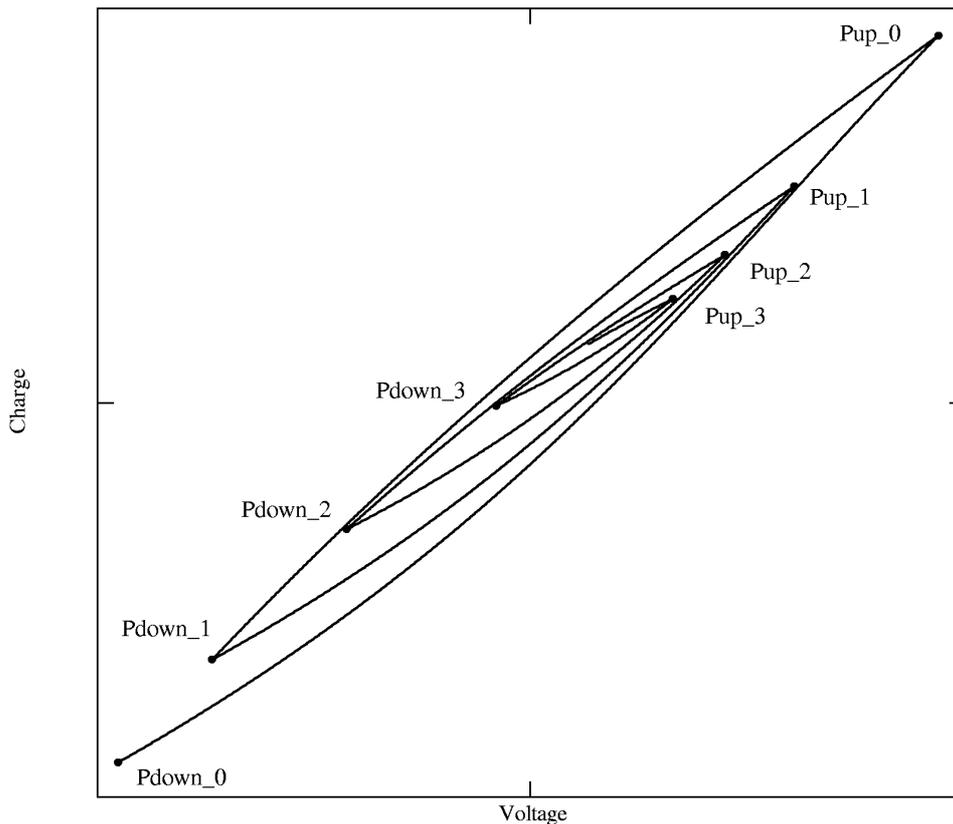


Bild C-1: Punkteverteilung in der Matrix

Die Punkte der Richtungswechsel zwischen Laden und Entladen werden in einer Matrix M gespeichert. Diese hat maximal vier Zeilen und prinzipiell den folgenden Aufbau:

$$M = \begin{pmatrix} Q_{up0} & V_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down1} & V_{down1} \\ Q_{up2} & V_{up2} & Q_{down2} & V_{down2} \\ Q_{up3} & V_{up3} & Q_{down3} & V_{down3} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-1}$$

Die Matrix hat zunächst nur eine Zeile und wächst dann mit jedem Durchlauf einer inneren Schleife an. Eine Verteilung der Punkte der voll besetzten Matrix zeigt Bild C-1. Der in der Matrix verwendete Fußindex entspricht der Zeilennummer und wird in den Bildern als nachgestellte Zahl angegeben.

Vor dem ersten Durchlauf von Schleifen ist die Matrix mit

$$M = \begin{pmatrix} x & x & Q_{down0} & V_{down0} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-2}$$

belegt. Die Koordinaten des Punktes Pdown\_0 sind bereits in der Matrix hinterlegt. Dieser Punkt bildet das untere Ende der Hüllkurve und wird für die Berechnung des Entladeastes benötigt.

Nach Erreichen des oberen Punktes der ersten Schleife und dem Richtungswechsel werden die zugehörigen Koordinaten in die Matrix eingetragen.

$$M = \begin{pmatrix} Q_{up0} & U_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-3}$$

Werden weitere innere Schleifen durchlaufen, wird die Matrix um weitere Punkte ergänzt. Mit dem Hinzufügen eines unteren Punktes einer neuen inneren Schleife wird die Matrix um eine Zeile erweitert. Die in einer Zeile der Matrix abgelegten Punkte gehören immer zusammen, d.h. sie bilden die Endpunkte einer Schleife. Nach einem Richtungswechsel erfolgt eine Bewegung zum anderen Endpunkt der Schleife. Damit dieser zur Verfügung steht, wird beim Anlegen einer neuen Zeile und dem Eintragen eines unteren Punktes zunächst der obere Punkt der vorangehenden Zeile übernommen.

$$M = \begin{pmatrix} Q_{up0} & U_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} \\ Q_{up0} & V_{up0} & Q_{down1} & V_{down1} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-4}$$

In der neu angelegten Zeile kann anschließend die Eintragung des neuen oberen Punktes erfolgen.

$$M = \begin{pmatrix} Q_{up0} & U_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down1} & V_{down1} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-5}$$

Die Matrix kann dann mit weiteren inneren Schleifen aufgefüllt werden, bis insgesamt vier Zeilen erreicht sind.

$$M = \begin{pmatrix} Q_{up0} & V_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down1} & V_{down1} \\ Q_{up2} & V_{up2} & Q_{down2} & V_{down2} \\ Q_{up3} & V_{up3} & Q_{down3} & V_{down3} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-6}$$

Sofern dann noch weitere innere Schleifen hinzukommen, werden die letzten gespeicherten Werte mit diesen überschrieben.

$$M = \begin{pmatrix} Q_{up0} & V_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down1} & V_{down1} \\ Q_{up2} & V_{up2} & Q_{down2} & V_{down2} \\ Q_{up4} & V_{up4} & Q_{down4} & V_{down4} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-7}$$

Die überschriebenen Werte werden dabei zunächst in einem Vektor „Cut“ zwischengespeichert.

$$\text{Cut} = \begin{pmatrix} Q_{up3} & V_{up3} & Q_{down3} & V_{down3} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-8}$$

Solange die alte Matrix  $M$  weniger als vier Zeilen enthält, wird die letzte Zeile bei jedem Speichern in einen Vektor „Cut“ geschrieben, bevor die Matrix durch Sortieren und eventuelles Überschreiben von Punkten modifiziert wird.

Die Struktur dieses Vektors entspricht der einer Zeile der Matrix.

$$\text{Cut} = (Q_{\text{up}_x} \quad V_{\text{up}_x} \quad Q_{\text{down}_x} \quad V_{\text{down}_x}) \quad \text{Gleichung C-9}$$

Wenn die Matrix bereits über vier Zeilen verfügt, werden im alten Vektor „Cut“ nach dem Laden nur die Werte  $Q_{\text{up}_x}$  und  $V_{\text{up}_x}$ , sowie nach dem Entladen  $Q_{\text{down}_x}$  und  $V_{\text{down}_x}$  ausgetauscht. Wenn die in „Cut“ gespeicherte Schleife nicht mehr aktuell ist, d.h. wenn der in der neuen Matrix eingetragene  $Q_{\text{up}}$ -Wert den in „Cut“ überschreitet, oder der  $Q_{\text{down}}$ -Wert den in „Cut“ unterschreitet, wird wieder die letzte Zeile der Matrix in „Cut“ übernommen.

### C.3 Manipulation des Speichers

Um das gewünschte Verhalten des Aktormodells zu erreichen, sind Manipulationen des Speichers erforderlich. Damit wird sichergestellt, dass stets die Auswahl der richtigen Spannungskurve für eine aktuelle Ladung erfolgt.

#### C.3.1 Hinauslaufen aus inneren Schleifen

Nach dem Verlassen einer alten Schleife werden die zugehörigen Werte in der Matrix überschrieben. Die Entscheidung, ob aus einer alten Schleife hinausgelaufen wurde, geschieht mit Hilfe der Ladung. Wenn zum Beispiel die Ladung am aktuellen unteren Wendepunkt kleiner ist als an einem gespeicherten unteren Schleifenendpunkt, so werden dieser alte Wert und der dazugehörige Spannungswert überschrieben. Wenn demnach in einer voll besetzten Matrix der neue untere Wendepunkt den der letzten Zeile unterschreitet, so erfolgt die Besetzung der Matrix in folgender Form:

$$M = \begin{pmatrix} Q_{\text{up}_0} & V_{\text{up}_0} & Q_{\text{down}_0} & V_{\text{down}_0} \\ Q_{\text{up}_1} & V_{\text{up}_1} & Q_{\text{down}_1} & V_{\text{down}_1} \\ Q_{\text{up}_2} & V_{\text{up}_2} & Q_{\text{down}_2} & V_{\text{down}_2} \\ Q_{\text{up}_2} & V_{\text{up}_2} & Q_{\text{down}_4} & V_{\text{down}_4} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-10}$$

Die Besetzung der Matrix vor dem Austausch gibt Gleichung 4-7 wieder. Sofern der neue Ladungswert außerdem kleiner ist als weitere alte Werte, werden Zeilen aus der Matrix entfernt, weil die entsprechenden Schleifen ihre Gültigkeit verlieren. Wenn zum Beispiel  $Q_{\text{down}_4}$  kleiner ist als  $Q_{\text{down}_2}$ , wird die Matrix um eine Zeile kürzer.

$$M = \left( \begin{array}{cccc|c} Q_{up0} & V_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} & \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down1} & V_{down1} & \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down4} & V_{down4} & \end{array} \right) \quad \text{Gleichung C-11}$$

Bei den oberen Punkten wird analog vorgegangen. Sofern  $Q_{up4}$  größer ist als zum Beispiel  $Q_{up2}$ , ändert sich die Gestalt der Matrix zu:

$$M = \left( \begin{array}{cccc|c} Q_{up0} & V_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} & \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down1} & V_{down1} & \\ Q_{up4} & V_{up4} & Q_{down2} & V_{down2} & \end{array} \right) \quad \text{Gleichung C-12}$$

Ist  $Q_{up4}$  nur größer als der Wert in der letzten Zeile, bleibt die Zeilenanzahl unverändert.

$$M = \left( \begin{array}{cccc|c} Q_{up0} & V_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} & \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down1} & V_{down1} & \\ Q_{up2} & V_{up2} & Q_{down2} & V_{down2} & \\ Q_{up4} & V_{up4} & Q_{down3} & V_{down3} & \end{array} \right) \quad \text{Gleichung C-13}$$

### C.3.2 Schneiden bestehender Schleifen

Wenn eine alte Schleife geschnitten wird, verliert der untere bzw. der obere Punkt der aktuellen Schleife seine Gültigkeit. Wird zum Beispiel beim Entladen die letzte Schleife geschnitten, ist statt des oberen Wertes der aktuellen Schleife der obere der geschnittenen Schleife zu verwenden. Werden mehrere Schleifen geschnitten, so werden alle oberen Werte mit dem der äußeren geschnittenen Schleife überschrieben. Wenn beim Entladen auf  $Q_{down4}$  zwei Schleifen geschnitten werden, hat die Matrix anschließend folglich die Form:

$$M = \left( \begin{array}{cccc|c} Q_{up0} & V_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} & \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down1} & V_{down1} & \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down2} & V_{down2} & \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down4} & V_{down4} & \end{array} \right) \quad \text{Gleichung C-14}$$

Wird nur eine Schleife geschnitten, bleibt ein weiterer der alten Punkte erhalten.

$$M = \begin{pmatrix} Q_{up0} & V_{up0} & Q_{down0} & V_{down0} \\ Q_{up1} & V_{up1} & Q_{down1} & V_{down1} \\ Q_{up2} & V_{up2} & Q_{down2} & V_{down2} \\ Q_{up2} & V_{up2} & Q_{down4} & V_{down4} \end{pmatrix} \quad \text{Gleichung C-15}$$

Beim Überschreiben ist zu beachten, dass die Matrix außerdem wie beschrieben durch Herauslaufen aus Schleifen nach oben und unten oder Anhängen einer neuen Zeile für die aktuelle Schleife verändert werden kann. Durch einen Vergleich der Zeilenzahl vor und nach dem Speichern und Sortieren der Matrix kann ein Überschreiben der falschen Werte vermieden werden.

#### C.4 Spannungsbestimmung und Kurvenauswahl

Ein weiterer wichtiger Punkt bei der Implementierung des Aktormodells ist die Bestimmung der richtigen Spannungskurve für die aktuelle Ladung aus dem Speicher.

Aus einer voll besetzten Matrix können maximal sechs Ladungs-Spannungskurven bestimmt werden. Vier dieser Kurven können jeweils aus den beiden Punkten in einer Zeile der Matrix berechnet werden. Eine weitere wird aus den Punkten des Vektors „Cut“ ermittelt. Desweiteren wird auch zwischen die Endpunkte der letzten und der vorletzten Zeile der Matrix eine Spannungskurve gelegt. Beim Entladen geschieht dies zwischen den unteren Endpunkten, beim Laden zwischen den oberen. Diese Funktion wird nur benötigt, wenn in der Matrix Punkte überschrieben wurden. Dadurch wird es möglich, eine Verbindung zwischen der letzten gespeicherten Schleife und den anderen noch in der Matrix befindlichen Schleifen herzustellen. Aus diesen maximal sechs Kurven ist für jede Ladung  $Q$  die richtige Kurve auszuwählen und die Spannung zu berechnen. Die Auswahl der richtigen Spannungskurve soll hier für den Fall des Entladens dargestellt werden. Die Auswahl beim Laden erfolgt analog und kann aus dieser Darstellung abgeleitet werden.

Die einzelnen bestimmten Kurven sind jeweils nur in ihrem Wertebereich gültig, d.h. zwischen ihren oberen und unteren Endpunkte. Zu verwenden sind nur Kurven, in deren Wertebereich sich die Ladung befindet. Die unteren Endpunkte einer Kurve, welche den Wertebereich begrenzen, liegen jeweils auf der nächsten äußeren Kurve, da es sich dabei um die Übergangsstellen zwischen den einzelnen Kurven handelt. Daher bereitet der Wechsel von einer Kurve zu einer weiter außen liegenden keine Probleme.

Für die praktische Umsetzung ist es am einfachsten, zunächst von der durch die letzte Matrixzeile bestimmten Kurve auszugehen. Diese wird mit  $V_0$  bezeichnet. Für die Kurven

aus den vorausgehenden Zeilen werden die Bezeichnungen  $V_1$  bis  $V_3$  verwendet; wobei  $V_3$  die am weitesten außen liegende Kurve ist, für die in der Matrix drei Zeilen zurück gegangen werden muss. Sofern der Wertebereich einer Kurve nach unten verlassen wird, kann dieser die Funktion der nächsten äußeren Kurve zugewiesen werden. Auf diese Weise kann  $V_0$  die Funktion jeder in der Matrix beschriebenen Kurven annehmen.

Nachdem  $V_0$  die richtige Kurvenfunktion zugewiesen wurde, ist zu prüfen, ob eine weitere Manipulation erforderlich ist. Sollten in der Matrix durch die Begrenzung der Zeilenanzahl bereits Punkte überschrieben worden sein, erlangen die beiden Kurven  $V_{\text{cut}}$  und  $V_{\text{poly}}$  Bedeutung. Dabei bezeichnet  $V_{\text{cut}}$  die aus dem Vektor Cut ermittelte Kurve und  $V_{\text{poly}}$  die Verbindung der in den beiden letzten Matrixzeilen gespeicherten unteren Endpunkte. Beide Funktionen kommen nur zum Einsatz, wenn sich die Ladung in ihrem Wertebereich befindet. Falls die Ladung den Wertebereich von  $V_0$  verlassen hat, wird  $V_0$  durch  $V_{\text{poly}}$  ersetzt.

Sofern in der Matrix noch kein Überschreiben von Punkten stattgefunden hat, liegt der untere Endpunkt von  $V_0$ , welcher gleichzeitig den Beginn des Wertebereiches von  $V_{\text{poly}}$  kennzeichnet, bereits auf  $V_1$ . Damit wird  $V_{\text{poly}}$  in Folge des Berechnungsansatzes so bestimmt, dass es weiter außen als  $V_1$  liegt. Folglich wird  $V_{\text{poly}}$  in diesem Fall an  $V_1$  abgeschnitten und hat keine Bedeutung. Zum Einsatz kommt dieses Kurvenstück nur, wenn Punkte in der Matrix überschrieben wurden und der untere Endpunkt von  $V_0$  nicht auf  $V_1$  liegt. Weiterhin wird  $V_0$  an  $V_{\text{cut}}$  abgeschnitten, wenn die Ladung im Wertebereich von  $V_0$  und von  $V_{\text{cut}}$  liegt. Unter dem Wertebereich von  $V_0$  ist hier noch die in der letzten Matrixzeile abgelegte Kurve, vor eventuellem Ersetzen durch weiter außen liegenden Kurven, zu verstehen.

Schließlich ist es noch erforderlich, das oben beschriebene Abschneiden an alten Schleifen sicherzustellen. Dabei wird  $V_0$ , sofern dies erforderlich ist, an der am weitesten innen liegenden Kurve abgeschnitten, in deren Wertebereich sich die Ladung befindet. D.h. solange sich die Ladung im Wertebereich von  $V_1$  befindet, wird  $V_0$  ggf. an  $V_1$  abgeschnitten, wird der Wertebereich von  $V_1$  verlassen, erfolgt das Abschneiden an  $V_2$  bzw. später an  $V_3$ . Bei jedem Abschneiden an einer anderen Kurve verlieren zu inneren Schleifen gehörende Werte ihre Gültigkeit. Daher wird registriert, an welcher Kurve das Abschneiden erfolgte. Anschließend kann die Matrix entsprechend modifiziert werden.

## C.5 Umsetzung des Aktormodells mit VHDL-AMS

Bei der Umsetzung dieses Aktormodells in VHDL-AMS sind einige Besonderheiten zu beachten. Diese sind auf Restriktionen bei der Programmierung und die Notwendigkeit, das Aktormodell in eine leistungselektronische Simulation einzubinden, zurückzuführen.

### C.5.1 Aufbau des Speichers

Durch die bisherige Einschränkung im Funktionsumfang von „ADVance MS“ [Append] stehen keine mehrdimensionalen Arrays zur Verfügung. Das Verfahren der Speicherung in einer Matrix mit veränderlicher Zeilenzahl kann daher nicht verwendet werden. Anstelle der Matrix kommen vier Vektoren mit je vier Elementen zum Einsatz. Jeder dieser Vektoren entspricht einer Spalte, so dass im folgenden weiterhin von einer Matrix ausgegangen werden kann. Außerdem wird eine Indexvariable verwendet, welche angibt, wie weit die Vektoren gefüllt sind. Ihre Länge wird nicht verändert. Statt einer Vergrößerung bzw. Verkleinerung der Matrix wird hier die Indexvariable geändert.

### C.5.2 Behandlung von Richtungswechseln

Um eine Einbindung in eine leistungselektronische Simulation zu ermöglichen, ist die Erkennung eines Richtungswechsels erforderlich. Diese erfolgt über eine Auswertung des Stromes. Um entscheiden zu können, ob eine neue Schleife beginnt oder es sich lediglich um eine Schwingung handelt, wird ein Zwischenspeicher für einen Vergleich mit früheren Richtungswechseln benötigt. Sofern sich der letzte Richtungswechsel nachträglich als Teil einer Schwingung erweist, ist ein Zurücksetzen des Speichers erforderlich. Weiterhin können die Werte im Zwischenspeicher für die Berechnung des Hilfspolynoms verwendet werden, welches die Rückkehr zur im alten Speicher hinterlegten Schleife ermöglicht. Bei einem erkannten Richtungswechsel ist daher zunächst festzustellen, ob dieser den Mindestabstand vom letzten erreicht. Ist dies der Fall, wird der Speicher neu geschrieben, nachdem die alten Werte gespeichert wurden. Sollte der Richtungswechsel nicht weit genug vom alten Richtungswechsel entfernt und der Speicher beim letzten Richtungswechsel neu geschrieben worden sein, wird der Speicher zurückgesetzt, d.h. es wird auf die zuvor gespeicherten Werte zurückgegriffen. Falls bereits beim letzten Richtungswechsel ein solches Zurücksetzen erfolgte, ist der Richtungswechsel als neu zu betrachten, der Speicher wird neu geschrieben und die alten Werte gespeichert. Dies ist verständlich, wenn man bedenkt, dass ein Richtungswechsel, der in ausreichendem Abstand vom letzten Richtungswechsel erfolgt, zunächst als Beginn einer neuen Schleife angesehen wird. Erfolgt dann die nächste Umkehr in zu

geringem Abstand, sind beide Richtungswechsel zu verwerfen und der Speicher zurückzusetzen, da es sich nicht um den Beginn einer neuen Schleife handelte. Der folgende Wechsel ist in jedem Fall wieder als möglicher Beginn einer neuen Schleife anzusehen. Im folgenden werden Struktur und Funktion des Zwischenspeichers kurz am Beispiel eines Richtungswechsels vom Laden zum Entladen dargestellt.

Während des Ladens, das dem Wechsel vorausgeht, steht an erster Stelle des Zwischenspeichers das Wertepaar des letzten Richtungswechsels Entladen-Laden, an zweiter Stelle der letzte Richtungswechsel Laden-Entladen, welcher sich noch auf einer in der Matrix hinterlegten Kurve befindet. An dritter Stelle steht der letzte auf einer solchen Kurve liegende Richtungswechsel Entladen-Laden.

Erfolgt nun der Wechsel Laden-Entladen, wird ein Vergleich der Wertepaare an erster und dritter Stelle vorgenommen. Das Paar mit der kleineren Ladung entspricht dabei dem letzten auf einer Matrixkurve liegenden Richtungswechsel Entladen-Laden und wird an die zweite Stelle geschrieben. Das dort befindliche Paar wird für die Vergleichsoperation beim nächsten Wechsel benötigt und auf Position drei verschoben. Der aktuelle Richtungswechsel wird auf die erste Stelle geschrieben. Damit kann das Hilfspolynom zwischen die Paare eins und zwei gelegt und somit eine Rückkehr zu Kurven der Matrix erreicht werden.

Diese Modifikation des Zwischenspeichers erfolgt bei jedem Richtungswechsel, unabhängig davon, ob die Matrix zurückgesetzt wird. In den meisten Fällen erfolgt beim Schwingen um eine Ladung ein ständiges Wechseln zwischen Rücksetzen und Neuschreiben der Matrix. Wie oben beschrieben kann auf ein Rücksetzen kein erneutes Rücksetzen folgen.

Zwei Richtungswechsel ohne Rücksetzen können dagegen durchaus aufeinander folgen. In diesem Fall muss vom oben beschriebenen Modifizieren des Zwischenspeichers in einem Punkt abgewichen werden. Wird die Matrix bei zwei aufeinander folgenden Richtungswechseln neu geschrieben, so verliert das zweite Wertepaar im Zwischenspeicher seine Gültigkeit, da eine neue Schleife zustande gekommen ist. Das zweite Wertepaar wird daher nicht an die dritte Stelle verschoben, stattdessen wird das neue in der Matrix gespeicherte Paar verwendet.

Mit dieser Vorgehensweise kann erreicht werden, dass beim Schwingen um eine Ladung stets der richtige Endwert für neue Kurvenstücke beibehalten wird. Eine Übernahme von zu kleinen Schleifen in die Matrix wird vermieden. Während ein Transistor des Schaltverstärkers eingeschaltet ist, baut sich der Strom durch eine Spule auf. Nach dem Abschalten erfolgt ein Abbau des Stromes in den Speicherkondensator oder den Aktor. Die dafür erforderliche Zeit wird hier als Ausschaltzeit bezeichnet.

## Anhang D Elektronische Bauelemente

### D.1 Leistungselektronik

MOSFET-Transistoren	IXYS IXFR32N50Q
Gate-Treiber für die MOSFET-Transistoren	TelCom Semiconductor TC4429
Potentialtrennung	Agilent HCPL2400

### D.2 Signalverarbeitung und Controller

Komparatoren für analoge Spannungen	Maxim Integrated Products MAX912
JFET-Operationsverstärker als Impedanzwandler bei der Spannungsmessung	Analog Devices AD825
Operationsverstärker für Filterung und Signalaufbreitung der Spannung am ADC	Linear Technology LT1806
paralleler 12-Bit-Analog-Digital-Wandler (mit Pipeline) für die Spannungsmessung	Analog Devices AD9224
FPGA	Xilinx Virtex-E XCV100E-8PQ240C

## Anhang E Komparatorsignale, Referenzwerte und Einschaltzeiten

In der nachfolgenden Auflistung sind die Komparatorsignale zusammengestellt und ihre Bedeutung erläutert, für den Fall dass das Ergebnis des Vergleichs 1 ist.

compar_1	Laden mit beiden Spulen zulässig, Laden kann in Zustand s1 erfolgen
compar_2	Laden mit beiden Spulen zulässig, Laden kann in Zustand s2 erfolgen
compar_3	Laden mit beiden Spulen zulässig, Laden kann in Zustand s3 erfolgen
compar_4	Laden mit beiden Spulen zulässig, aber mit Spule keinen neuen Ladeschritt mehr beginnen, Laden kann in Zustand s4 erfolgen
compar_wLk_min	Laden mit ausschließlich Spule Lk kann begonnen werden
compar_wLg_min	Laden mit ausschließlich Spule Lg kann begonnen werden
compar_wLk_prev_lo	Fortsetzen des Ladens mit ausschließlich Spule Lk zulässig, Stoppen noch nicht erforderlich
compar_wLg_prev_lo	Fortsetzen des Ladens mit ausschließlich Spule Lg zulässig, Stoppen noch nicht erforderlich
compar_ul_Lk	Entladen mit beiden Spulen gleichzeitig zulässig,
compar_prev_Lk_ul	Entladen mit ausschließlich Spule Lk zulässig, Stoppen noch nicht erforderlich
compar_prev_Lg_ul	Entladen mit ausschließlich Spule Lg zulässig, Stoppen noch nicht erforderlich

Bei einer Versorgungsspannung von  $V_{Csup}=100\text{ V}$  ergeben sich die maximal zulässigen Einschaltzeiten für die Spule Lk zu  $T_{on\_max}(Lk) = 7\text{ }\mu\text{s}$  und für die Spule Lg zu

$T_{\text{on\_max}}(\text{Lg}) = 16,5 \mu\text{s}$ . Der Ladebetrieb mit beiden Spulen kann in vier verschiedenen Zuständen vorgenommen werden, in denen die Einschaltzeit für die Spule Lg unterschiedlich festgelegt ist. Die Auswahl dieser Zustände s1 bis s4 erfolgt durch Vergleich der noch zu übertragenden Energie mit Referenzwerten  $w_{\text{ref}}$ , die für jeden dieser Zustände festgelegt sind.

Wenn die noch zu übertragende Energie den Referenzwert übersteigt, wird dies durch eines der oben vorgestellten Komparatorsignale angezeigt. Wenn mehrere Komparatoren  $I$  ausgehen, wird der Zustand mit der längsten Einschaltzeit für die Spule Lg ausgewählt. Die in die Spulen Lk und Lg maximal einzubringenden Energiemengen  $w_{\text{Lk}} = 1,75 \text{ mJ}$  und  $w_{\text{Lg}} = 2,475 \text{ mJ}$  werden durch den zulässigen Strom und die Induktivität der Spulen vorgegeben.

Nachfolgend sind für die vier Zustände, in denen ein Laden mit beiden Spulen erfolgt, die Referenzwerte und die zulässigen Einschaltzeiten für die Spulen Lk und Lg zusammengestellt.

Zustand s1

$$w_{\text{ref}} = 3 \cdot w_{\text{Lk}} + w_{\text{Lg}}$$

Beide Spulen werden mit maximaler Einschaltzeit betrieben.

$$T_{\text{on}}(\text{Lk}) = T_{\text{on\_max}}(\text{Lk})$$

$$T_{\text{on}}(\text{Lg}) = 2 \cdot T_{\text{on\_max}}(\text{Lg})$$

Zustand s2

$$w_{\text{ref}} = 4 \cdot w_{\text{Lk}}$$

Die Spule Lk wird mit maximaler Einschaltzeit betrieben, die Einschaltzeit der Spule Lg wird reduziert.

$$T_{\text{on}}(\text{Lk}) = T_{\text{on\_max}}(\text{Lk})$$

$$T_{\text{on}}(\text{Lg}) = 2 \cdot T_{\text{on\_max}}(\text{Lk})$$

Zustand s3

$$w_{\text{ref}} = 2,75 \cdot w_{\text{Lk}}$$

Spule Lk wird mit maximaler Einschaltzeit betrieben, die Einschaltzeit der Spule Lg wird reduziert.

$$T_{\text{on}}(\text{Lk}) = T_{\text{on\_max}}(\text{Lk})$$

$$T_{\text{on}}(\text{Lg}) = 0,75 \cdot T_{\text{on\_max}}(\text{Lk})$$

Zustand s4

$w_{\text{ref}} = 1,1 \cdot w_{\text{Lk}} + w_{\text{Lg}_t}$ , ( $w_{\text{Lg}_t}$  = in der Spule Lg  
gespeicherte Energie)

Die Spule Lk wird mit maximaler Einschaltzeit betrieben, die  
Spule Lg wird nicht mehr erneut eingeschaltet.

$$T_{\text{on}}(\text{Lk}) = T_{\text{on\_max}}(\text{Lk})$$

$$T_{\text{on}}(\text{Lg}) = 0$$

In den Zuständen s5 und s6 wird nur noch eine Spule betrieben. Für das Ein- und Ausschalten werden die Signale `compar_wLk_min` und `compar_wLg_min`, sowie `compar_wLk_prev_lo` und `compar_wLg_prev_lo` ausgewertet.

## Anhang F Simulation des Sollwertzyklus'

Bild F-1 zeigt den simulierten Verlauf der Aktorspannung bei Vorgabe eines Sollwertzyklus', der schon in Kapitel 6 vorgestellt wurde.

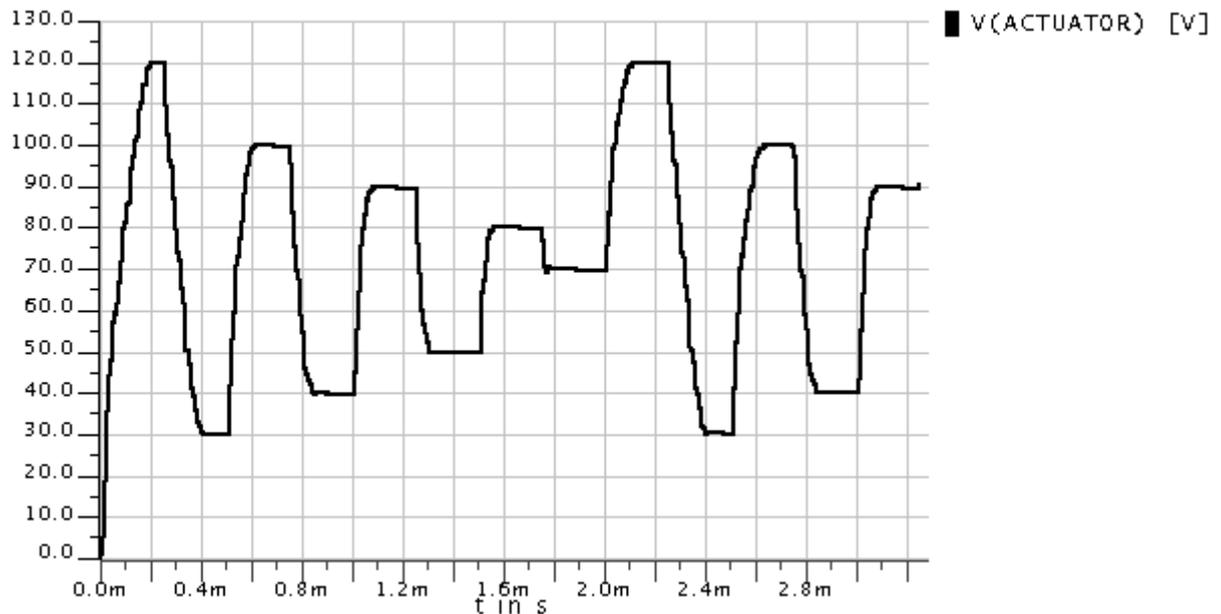


Bild F-1: Simulation der Aktorspannung mit Sollwertzyklus

Der Sollwert änderte sich alle 250  $\mu$ s. Vorgegeben werden nacheinander 120 V, 30 V, 100 V, 40 V, 90 V, 50 V, 80 V und 60 V; anschließend beginnt der Zyklus erneut. Dadurch kommt ein ständiger Wechsel zwischen Laden und Entladen des Aktors zustande. In Bild F-2 und Bild F-3 sind Auszüge aus dem Spannungsverlauf zusammen mit Gate-Signalen und Signalen im FPGA dargestellt.

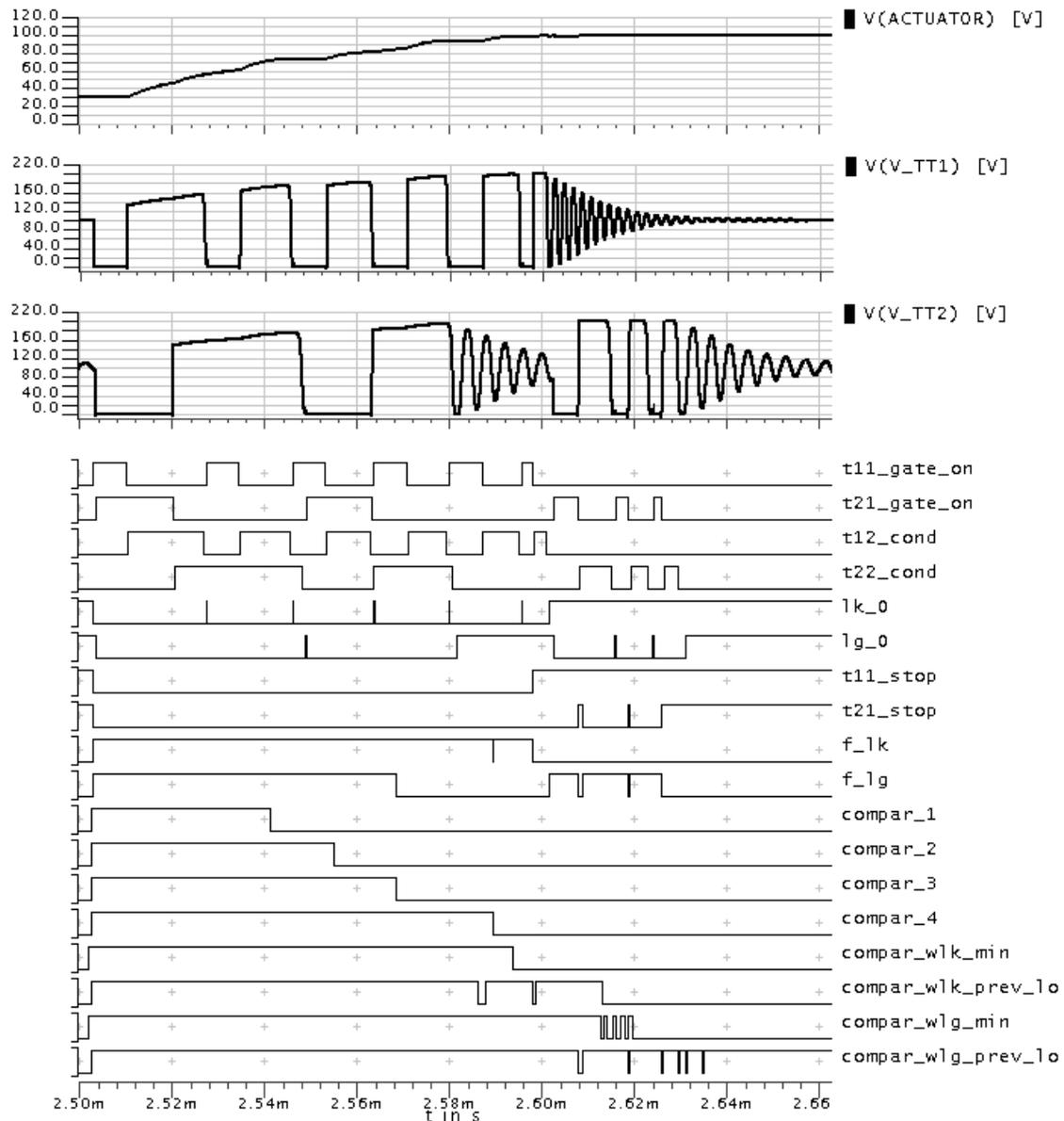


Bild F-2: Simulation des Ladens von 30 V auf 100 V

Bild F-2 zeigt einen Ladevorgang von 30 V auf 100 V. Neben der Aktorspannung sind die Potentiale V\_TT1 und V\_TT2 dargestellt, weil aus diesen die Information abgeleitet wird, wann der Strom durch die Spulen Lk und Lg zu Null geworden ist. Bei t11\_gate\_on und t21\_gate\_on handelt es sich um die im FPGA generierten Gate-Signale, mit denen die Transistortreiber angesteuert werden. T11 und T21 sind die Ladetransistoren für die Spulen Lk und Lg. Die Signale lk\_0 und lg\_0 zeigen an, dass der Strom durch die jeweilige Spule zu Null geworden ist. Erst danach ist das Einschalten eines Transistors zulässig. Den positiven Gate-Signalen gehen daher immer positive lx\_0-Signale voraus. t12\_cond und t22\_cond zeigen an, dass die Entladetransistoren T12 bzw. T22 diodisch leiten, dass Strom aus einer Spule in den Aktor fließt. Für diese Signale werden die erzeugten Gate-Signale und, mit Hilfe

der Komparator-ICs, die Potentiale  $V_{TT1}$  und  $V_{TT2}$  ausgewertet. Dass zum Beispiel durch die Spule  $L_k$  kein Strom mehr in den Aktor fließt, wird durch die fallende Flanke von  $T12\_cond$  angezeigt. Etwas verzögert, um den richtigen Moment für das Schalten bei kleiner Spannungsdifferenz abzuwarten, wird daraufhin Stromnull-Signal  $lk\_0$  generiert. Ist das Stromnullsignal  $l$ , kann der Transistor  $T11$  wieder eingeschaltet werden.

Ob ein Transistor eingeschaltet werden darf, ist auch von den Freigaben für die Spulen  $f_{lk}$  und  $f_{lg}$ , sowie den Stop-Signale  $t11\_stop$  und  $t21\_stop$  abhängig. Der abgebildete Ladevorgang wird mit beiden Spulen begonnen, die zunächst auch mit der maximalen Einschaltzeit betrieben werden. Die Einschaltzeit für den zweiten Ladeschritt mit  $L_g$  ist bereits verkürzt, weil vorher  $compar\_1$   $0$  wurde. Nachdem auch  $compar\_4$   $0$  wurde, erhält nur noch eine der Spulen die Freigabe. Die Vergleichsergebnisse  $compar\_wlg\_min$  und  $compar\_wlg\_min$  zeigen an, dass die Differenz zwischen Sollwert und Istwert der Aktorspannung noch groß genug ist, um einen Ladeschritt mit  $L_k$  bzw.  $L_g$  zu beginnen. Die Signale  $compar\_wlk\_prev\_lo$  und  $compar\_wlg\_prev\_lo$  wechseln von  $1$  auf  $0$ , wenn die in der Spule gespeicherte Energie als ausreichend angesehen wird, um den Sollwert zu erreichen. In diesem Fall wird der gerade verwendete Transistor abgeschaltet, indem ein Stop-Signal generiert wird. Der abgebildete Ladevorgang wird mit beiden Spule begonnen und zunächst mit  $L_k$  fortgeführt. Anschließend erfolgen mehrere Ladeschritte mit  $L_g$ , bis der Sollwert tatsächlich erreicht ist. Es sind mehrere Schritte erforderlich, weil die Aktorkapazität nicht-linear ist und an dieser Stelle nicht den Wert aufweist, für den der Algorithmus ausgelegt wurde. Der Algorithmus erweist sich auch bei dieser Nichtlinearität als funktionsfähig.

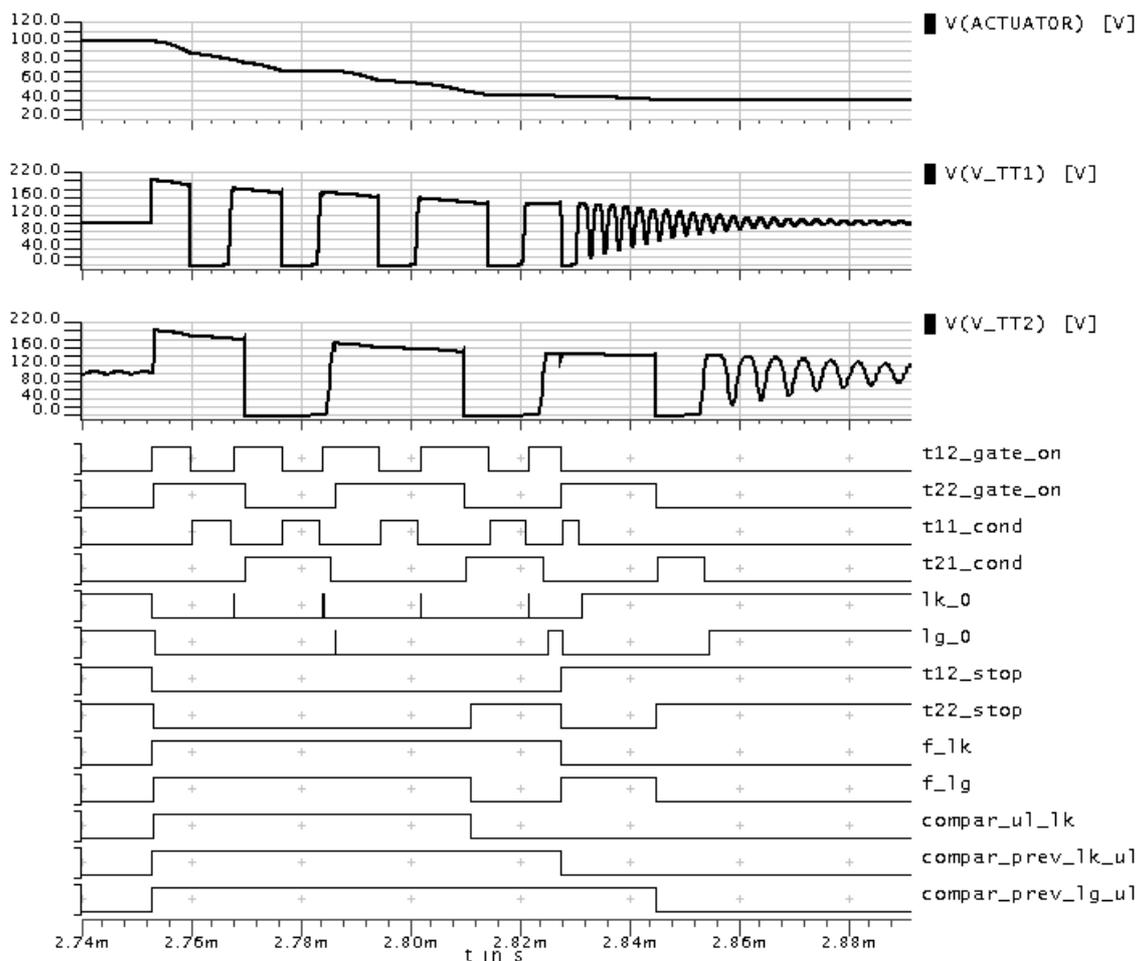


Bild F-3: Simulation des Entladens von 100 V auf 40 V

Den Entladevorgang von 100 V auf 40 V zeigt Bild F-3. Die Funktionsweise ist ähnlich wie beim oben gezeigten Ladevorgang. Auch hier sind die Stromnull-Signale Voraussetzung für das Einschalten von Transistoren. In diesem Fall sind die Gate-Signale für die Entladetransistoren T21 und T22 abgebildet. Durch t11\_cond und t21\_cond wird angezeigt, dass ein Ladetransistor diodisch leitet und Strom in den Speicherkondensator fließt.

Das Entladen wird mit beiden Spulen begonnen. Nachdem compar\_ul\_lk zu 0 geworden ist, wird der Entladevorgang nur noch mit einer Spule fortgesetzt, zunächst mit Lk. Die Signale compar\_prev\_lk\_ul und compar\_prev\_lg\_ul werden durch Extrapolation der fallenden Aktorspannung und Vergleich mit dem Sollwert bestimmt. Eine 0 zeigt an, dass sich die Aktorspannung soweit an den Sollwert angenähert hat, dass das Entladen mit der Spule Lk bzw. Lg zu beenden ist. Die betreffende Spule wird dann gestoppt und die Freigabe aufgehoben. Der Sollwert wird beim abgebildeten Entladevorgang mit der Spule Lg erreicht.

## Lebenslauf

Name	Gunnar Gnad
Geburtstag, Geburtsort	10. Juli 1974, Magdeburg
Familienstand	ledig

### **Schulbildung**

1981-1991	Polytechnische Oberschule in Magdeburg
1991-1993	Johannes-Kepler-Gymnasium, Magdeburg
1993	Abitur

### **Akademische Ausbildung**

1993-1998	Studium der Elektrotechnik an der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
1998	Studienabschluss als Dipl.-Ing.

### **Berufstätigkeit**

seit 1999	wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mechatronik und Antriebstechnik der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
-----------	---