

Technische Universität München  
Lehrstuhl für Mikrotechnik und Medizingerätetechnik  
Univ.-Prof. Dr. rer. nat. Tim C. Lüth

**Effiziente Ansteuerung und Nutzung des Sensoreffekts  
piezoelektrischer Aktoren**

**Carsten Wallenhauer**

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Maschinenwesen der  
Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

**Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)**

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Udo Lindemann  
Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr. rer. nat. Tim C. Lüth  
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Boris Lohmann

Die Dissertation wurde am 02.12.2010 bei der Technischen Universität München  
eingereicht und durch die Fakultät für Maschinenwesen am 06.07.2011 angenommen.



# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit im Rahmen einer mehrjährigen Kooperation mit dem Lehrstuhl für Mikrotechnik und Medizingerätetechnik der Technischen Universität München.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr. rer. nat. Tim C. Lüth (Ordinarius des Lehrstuhls für Mikrotechnik und Medizingerätetechnik an der Technischen Universität München) für die intensive persönliche Betreuung und seine wertvollen Anregungen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Boris Lohmann (Ordinarius des Lehrstuhls für Regelungstechnik an der Technischen Universität München) danke ich für die aufmerksame Durchsicht meiner Arbeit sowie die Übernahme des Korreferats.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Udo Lindemann (Ordinarius des Lehrstuhls für Produktentwicklung an der Technischen Universität München) für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Meinen ehemaligen Kollegen schulde ich Dank für die vielen fachlichen Diskussionen und meinen neuen Kollegen für das gute Arbeitsklima, das mir beim Abschluss dieser Arbeit sehr geholfen hat. Hervorzuheben sind Herr Dr. Andreas Kappel und Herr Dr. Bernhard Gottlieb, die durch Kreativität und Durchsetzungsvermögen den Ausgangspunkt nicht nur für meine wissenschaftliche Arbeit geschaffen haben.

Meiner geliebten Partnerin Helen Kara und meiner Familie danke ich für die fortwährende Motivation und Unterstützung. Sie haben maßgeblich zum erfolgreichen Abschluss meiner Arbeit beigetragen.

München, August 2011

Carsten Wallenhauer



# Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung . . . . .	1
1.1. Motivation . . . . .	2
1.2. Medizinische Problemstellung . . . . .	3
1.3. Technische Problemstellung . . . . .	5
1.4. Ziel der Arbeit . . . . .	7
2. Stand der Technik . . . . .	9
2.1. MR-kompatible Antriebe . . . . .	9
2.2. Piezoelektrische Antriebe . . . . .	11
2.2.1. Resonante piezoelektrische Motoren . . . . .	11
2.2.2. Quasistatischer und reibschlüssiger piezoelektrischer Motor . . . . .	13
2.2.3. Quasistatischer und formschlüssiger piezoelektrischer Motor . . . . .	14
2.3. Der Piezoringmotor . . . . .	16
2.3.1. Eigenschaften der Aktoren des Piezoringmotors . . . . .	17
2.3.2. Elektrische Ansteuerung der Aktoren des Piezoringmotors . . . . .	21
2.3.3. Messung elektrischer Größen an den Aktoren des Antriebs . . . . .	25
2.3.4. Modellierung der Aktoren des Piezoringmotors . . . . .	28
2.3.5. Modellierung des Piezoringmotors . . . . .	32
2.4. Kritik am Stand der Technik . . . . .	37
3. Antriebssystem auf Basis eines Piezoringmotors . . . . .	39
3.1. Aufgabenstellung . . . . .	39
3.2. Abgrenzung . . . . .	41
4. Inhärente Sensorfunktion des Piezoringmotors . . . . .	43
4.1. Drehmomentmessung durch Leistungsmessung . . . . .	44
4.2. Drehmomentmessung durch Aktorladungsmessung . . . . .	49
4.2.1. Zeit- und wertkontinuierliche Drehmomentmessung . . . . .	49
4.2.2. Zeit- und wertdiskrete Drehmomentmessung . . . . .	53
4.2.3. Divisionsfreie digitale Drehmomentmessung . . . . .	55

5.	Effektive und genaue Ansteuerung des Piezoringmotors . . . . .	59
5.1.	Signalgenerierung . . . . .	61
5.1.1.	Mikrocontroller-basierte Motorsteuerung . . . . .	62
5.1.2.	FPGA-basierte Motorsteuerung . . . . .	66
5.1.3.	Zusammenfassung zur Motorsteuerung . . . . .	73
5.2.	Treiber zur Ansteuerung piezoelektrischer Aktoren . . . . .	75
5.2.1.	Ladungsgesteuerter Piezotreiber . . . . .	75
5.2.2.	Spannungs- und ladungsgeregelter Piezotreiber . . . . .	78
5.2.3.	Spannungsgeregelter Piezotreiber . . . . .	82
5.3.	Auswahl der Verstärkertopologie . . . . .	82
5.4.	Effizienter analoger Piezotreiber . . . . .	84
5.5.	Analoger Leistungsverstärker mit reduzierter Verlustleistung . . . . .	86
6.	Experimente . . . . .	95
6.1.	Sensorlose Drehmomentmessung am Piezoringmotor . . . . .	95
6.1.1.	Aufbau des Experiments . . . . .	95
6.1.2.	Messprozedur . . . . .	98
6.1.3.	Auswertung . . . . .	102
6.2.	Experimentelle Verifikation des entwickelten Piezotreibers . . . . .	102
6.2.1.	Elektrischer Aufbau des Piezotreibers . . . . .	102
6.2.2.	Bestimmung der Leistungsaufnahme . . . . .	104
6.2.3.	Auswertung der Leistungsmessung . . . . .	105
6.2.4.	Bestimmung der eingebrachten Signalverzerrungen . . . . .	108
6.3.	Experimentelle Verifikation der FPGA-basierten Motorelektronik . . . . .	109
7.	Zusammenfassung und Ausblick . . . . .	113
7.1.	Zusammenfassung . . . . .	113
7.2.	Ausblick . . . . .	116
	Literaturverzeichnis . . . . .	121
A.	Anhang . . . . .	135
A.1.	Verzeichnisse der Formelzeichen und Abkürzungsverzeichnis . . . . .	135
A.2.	Eingesetzte Labortechnik . . . . .	139
A.3.	Ableitungen, Zwischenschritte . . . . .	140
A.3.1.	Zwischenschritte: Gleichung (5.5) zu Gleichung (5.6) . . . . .	140
A.3.2.	Berechnung von $A_f$ und $t_2$ . . . . .	141
A.3.3.	Berechnung von $A_g$ und $t_4$ . . . . .	142

# 1. Einleitung

Ohne Zweifel zählen die Fortschritte in der minimal-invasiven Chirurgie zu den wichtigsten Entwicklungen in der modernen Medizin. Die Entwicklung geht von einer ersten, durch Philipp Bozzini im Jahr 1806 beschriebenen *”Vorrichtung, welche die Strahlen des Lichtes in innere Höhlen des lebenden animalischen Körpers führt, und aus diesem wieder auf das Auge zurück leitet”* [47] S. 354-355 aus und endet aktuell bei komplexen chirurgischen Unterstützungssystemen wie dem da Vinci Surgical System der Firma Intuitive Surgical, Inc. Die von Bozzini beschriebene Vorrichtung kann als erstes medizinisches Endoskop bezeichnet werden und ermöglicht die Beobachtung des Körperinneren von Menschen oder Tieren durch Nutzung der natürlichen Körperöffnungen. Erste gut dokumentierte Untersuchungen mit dem Endoskop stammen von Antonin Desormeaux aus dem Bereich der Urologie. Er führte mit seinem weiterentwickelten Endoskop zahlreiche Untersuchungen an der Harnröhre und der Harnblase durch und gründete seine Befunde auf endoskopische Untersuchungen an seinen Patienten. Die Ergebnisse seiner Arbeit veröffentlichte Desormeaux 1865 im Lehrbuch *”Traite de l’endoscopie”* [20] S. 595.

Entwicklungssprünge in der Endoskopie sind eng verbunden mit bahnbrechenden Entwicklungen in den Ingenieurwissenschaften. Wichtige Meilensteine sind die Entwicklung elektrischer Lichtquellen, die Weiterentwicklung zu Kaltlichtquellen, der Einsatz von Glasfasern für wirklich flexible Endoskope und die Entwicklung miniaturisierter Videokameras mit höchster Bildqualität. Videokameras ermöglichen es auch, das aktuelle Bild auf einfache Weise nicht nur dem Arzt, sondern auch seinen Assistenten zur Verfügung zu stellen oder ggf. das Bild geeignet zu verarbeiten. Neben den Einrichtungen zur rein visuellen Beobachtung verfügen moderne Endoskope meist über einen Arbeitskanal, durch den Werkzeuge im Körperinneren im Sichtbereich des Endoskops zum Einsatz kommen können [117] S. 17-34. Dadurch ist beispielsweise die Entnahme von Gewebeproben möglich oder auch ein therapeutischer Eingriff. Es lassen sich Blutungen stillen oder Wirkstoffe injizieren. Ziel ist es, die Sinne und Werkzeuge des Arztes im Arbeitsbereich innerhalb des Patienten zur Anwendung zu bringen, ohne ein ausgedehntes Operationstrauma beim Patienten zu verursachen.

## 1.1. Motivation

Einen Schritt weiter gehen minimal-invasive Eingriffe, die nicht natürliche Körperöffnungen nutzen. Die chirurgischen und optischen Instrumente werden über möglichst kleine erzeugte Körperöffnungen eingeführt. Minimal-invasive Eingriffe haben sich zu einem Standard entwickelt und sind bewährt u. a. im Bereich der Bauchhöhle (Laparoskopie), z. B. zur Entfernung der Gallenblase, Leberbiopsie usw., der Brusthöhle (Thorakoskopie), z. B. für Operationen am Brustfell, Mittelfell, der Wirbelsäule und für diagnostische und therapeutische Eingriffe an Gelenken, z. B. partielle Meniskusentfernung. Aufgrund der kleinen Operationswunden ist das Infektionsrisiko niedrig und Schmerzen sind im Allgemeinen gering [35] S. 1.

Minimal-invasive Operationen werden über möglichst kleine angelegte Körperöffnungen durchgeführt. Die Zugänge werden als Ports bezeichnet, wobei ein Trokar den Zugang schafft, während der Operation offen hält und als Kanal für die Werkzeuge und Optiken dient. Für eine Operation, beispielsweise in der Bauchhöhle, sind zwei bis fünf Zugänge notwendig, wobei die Schaffung des ersten Zugangs mit dem größten Risiko verbunden ist. Über den ersten Zugang wird durch Zuführung von z. B. Lachgas die Bauchhöhle aufgebläht und so ein Arbeitsraum geschaffen. Durch eine weitere Öffnung wird das Laparoskop eingeführt, durch das sich u. a. die Oberbauchorgane inspizieren lassen. Über Arbeitskanäle lassen sich chirurgische Instrumente einführen und so Proben entnehmen (Biopsie) oder Blutungen stillen (Koagulation). Von Nachteil ist, dass der Operateur teilweise das Gefühl für sein Instrument verliert. Einige Bewegungen sind gespiegelt, Kräfte sind nur indirekt spürbar und es fehlt der Tiefeneindruck [5, 99].

Eine Weiterentwicklung der Werkzeuge für die minimal-invasive Chirurgie besteht in der mechanischen Entkopplung des Werkzeugs (des chirurgischen Instruments) von der Hand des Chirurgen. Die Werkzeuge werden durch elektromotorische Antriebe bewegt, die ihre Steuersignale von Sensoren und dem Chirurgen erhalten. Bei solchen Master-Slave-Systemen können vorteilhaft die Signale zur Steuerung der Antriebe des chirurgischen Instruments durch in den Signalpfad geschaltete Computer beliebig manipuliert werden. Im Folgenden sind kurz einige Manipulationsmöglichkeiten und deren Einsatz aufgelistet [5] S. 100:

- **Signalfilterung:** Unterdrückung des Bewegungstremors des Operateurs, dadurch sind Operationen an kleinsten Strukturen möglich.
- **Linearisierung:** Nichtlineare Bewegungsumsetzung vom Antrieb auf das Werkzeug wird durch geeignete Algorithmen linearisiert.



- Bewegungsinversion: Das Bewegungsverhalten des Werkzeugs zur Bewegung der Hand des Chirurgen ist in der minimal-invasiven Chirurgie durch den Drehpunkt am Trokar in einigen Richtungen gespiegelt. Die Spiegelung lässt sich elektronisch aufheben.
- Bewegungszoom: Der Proportionalitätsfaktor zwischen der Bewegung der Hand des Chirurgen und der Bewegung des Werkzeugs lässt sich anpassen, beispielsweise an die Vergrößerung der benutzten Optik.
- Signalübertragung: Die elektrische Signalübertragung erfolgt nahezu verlustfrei über große Distanzen, lediglich Verzögerungszeiten sind zu berücksichtigen [80] → Möglichkeit der Teleoperation.
- Räumliche Trennung zwischen Operateur und Patienten: Die Operation (zum Beispiel Biopsie) kann bei gleichzeitigem Einsatz eines "gefährlichen" diagnostischen Verfahrens, z. B. der Computer-Tomographen erfolgen. Der Operateur wird nicht der Röntgenstrahlung ausgesetzt.
- Kompensation einer Untergrundbewegung: Automatisches Ausgleichen der Bewegung von Organen, z. B. Organbewegung durch Atmung, Herzschlag usw. [95] S. 462.

## 1.2. Medizinische Problemstellung

Viele der genannten Vorteile des elektrischen Signalpfads vom Chirurgen zum Instrument sind im roboter-assistierten Chirurgesystem da Vinci Surgical System der Firma Intuitive Surgical, Inc. und im ZEUS Robotic Surgical System der Firma Computer Motion Inc. verwirklicht. Beide Systeme wurden für bestimmte Eingriffe am Menschen von der Food and Drug Administration (FDA) [7] zugelassen. Das da Vinci Surgical System bietet dem Chirurgen genügend Bewegungsfreiheitsgrade für komplexe Arbeiten und eine intuitive Bedienung. Der Chirurg ist in der Lage, beispielsweise entfernt vom Patienten sitzend, chirurgische Knoten zu binden, höchst präzise Schnitte auszuführen oder Blutungen zu stillen. Über ein vergrößerndes Stereo-Video-System verfügt der Chirurg über ein dreidimensionales visuelles Feedback vom Operationsort. Die typischen Nachteile der minimal-invasiven Chirurgie für den Chirurgen, der Verlust des Tiefeneindrucks, die verringerte Anzahl der Bewegungsfreiheitsgrade in der Führung der Instrumente oder gespiegelte Bewegungen, gibt es bei diesem System nicht. Jedoch fehlt es den zur Zeit marktüblichen Systemen an taktilem Feedback. Der Operateur kann sich lediglich auf seine Erfahrung stützen und versuchen, aus den visuellen Eindrücken auf die ausgeübte

Kraft zu schließen. Nach Einschätzung der Chirurgen ist das fehlende Gefühl für die ausgeübte Kraft der wichtigste Nachteil bei den kommerziell verfügbaren Systemen [55] wie dem da Vinci Surgical System. Allerdings offenbart der Hersteller in seiner Patentanmeldung [18] bereits an den Instrumenten platzierte Kraftsensoren. Vermutlich wird es in den zukünftigen Produktgenerationen ein taktiles Feedback für den Operateur geben. In [95] konnten die Autoren experimentell zeigen, dass der fehlende Tastsinn die Gefahr erhöht, Nahtmaterial beim Verknoten zu beschädigen. Es wurde auch gezeigt, dass durch haptische Rückwirkung potentiell gefährliche Fehler, wie das Reißen von Nahtmaterial, die Schädigung von Gewebe durch zu hohe Krafteinwirkung oder das Verlieren chirurgischer Nadeln während des Eingriffs vermieden werden können. In [99] verweisen die Autoren auf eine Anzahl von Studien, in denen eine erhöhte Verletzungsgefahr während minimal-invasiver Eingriffe mit dem fehlenden Krafteindruck der Chirurgen in Verbindung gebracht wird. Chirurgische Unterstützungssysteme mit taktilem Feedback befinden sich derzeit im experimentellem Stadium [81, 95, 37].

Weitere Vorteile der roboter-assistierten Chirurgie liegen in der Kombination mit bildgebenden diagnostischen Verfahren wie der Computertomographie, Angiographie oder der Magnetresonanztomographie. Die besondere Problemstellung ist Thema einer Vielzahl von wissenschaftlichen Arbeiten, wird insbesondere für sehr spezifische Eingriffe bei paralleler Nutzung der Magnetresonanztomographie untersucht und ist unter anderem in [121, 56, 79] dokumentiert. Der parallele Einsatz von elektrisch angetriebenen chirurgischen Instrumenten und diagnostischen Tools ermöglicht es dem Operateur, mit höherer Sicherheit zwischen (vermutlich) pathologischem und gesundem Gewebe zu unterscheiden. Im Ergebnis lässt sich beispielsweise die Diagnosesicherheit bei einer Biopsie erhöhen. Dazu müssen jedoch die eingesetzten Systeme kompatibel mit den Diagnosegeräten sein. Weitere Vorteile resultieren aus der räumlichen Trennung zwischen Patient und Arzt, beispielsweise wenn vom Diagnosegerät oder Diagnoseverfahren selbst eine Gesundheitsgefahr auch für den Arzt ausgeht. Dies ist offensichtlich beim Einsatz von ionisierender Strahlung der Fall.

Wie in [41, 95] dargestellt sollen zukünftige Unterstützungssysteme für chirurgische Eingriffe Bewegungen von Organen, wie die des Herzens oder der Lunge aktiv kompensieren, so dass der Operateur quasi in einem statischen Operationsfeld arbeiten kann. Hierzu ist eine sehr hohe Dynamik der Antriebe erforderlich, entsprechend der eines menschlichen Muskels. Hochuntersetzte elektromagnetische Antriebe werden dem nicht gerecht.

### 1.3. Technische Problemstellung

Abb. 1.1 zeigt am Beispiel des da Vinci Surgical System der Firma Intuitive Surgical, Inc. schematisch den Aufbau einer roboter-assistierte Chirurgieumgebung. Der Chirurg steuert das System durch Eingabegeräte an der Masterkonsole. Die Masterkonsole bietet ihm außerdem ein vergrößertes 3-dimensionales optisches Feedback vom Arbeitsbereich. Die Endeffektoren der chirurgischen Instrumente werden durch in der Halterung sitzende elektromagnetische Motoren betrieben, die wiederum durch einen Controller gesteuert werden. Im Instrument selbst sitzen keine Antriebe. Die Drehbewegung der Antriebe wird über eine Kupplung und Bowdenzugmechanik zum Endeffektor, z. B. einen Greifer, übertragen.

Praktischen Einsatz findet das da Vinci Surgical System derzeit für Eingriffe am Herzen, in der Urologie, aber auch als universelles Operationssystem für komplexe minimal-invasive Eingriffe. Den nächsten Entwicklungsschritt offenbart die Firma Intuitive Surgical, Inc. in ihrer Patentanmeldung [18]. An den Endeffektoren, den Greifern usw., werden miniaturisierte Kraftsensoren angebracht die in zukünftigen Produktgenerationen dem Chirurg das Gefühl für die Kraft vermitteln könnten.

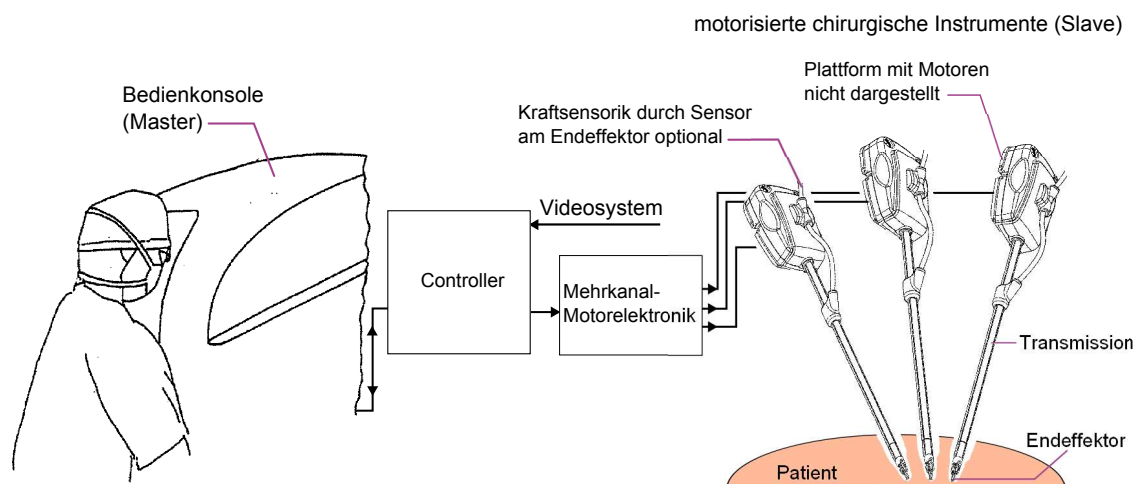


Abb. 1.1: Roboter-assistierte Chirurgie schematisch am Beispiel von Komponenten des da Vinci Surgical System [18, 125].

Bei vielen Eingriffen ist das Ziel die Entfernung von pathologischem Gewebe entweder zur Heilung oder zur Analyse. In einigen Fällen zielt der Eingriff auch auf das Setzen von zum Beispiel radioaktiven Seeds im Bereich des pathologischen Gewebes, wie bei der Brachytherapie [137] S. 93-130 (z. B. Behandlungsvariante von Prostatakarzinomen) zur gezielten Erzeugung eines lokalen Strahlungsfeldes. Allgemein ist eine genaue Navigati-

on in das pathologische Gewebe erforderlich. Überwiegend orientiert sich der Chirurg an Ergebnissen von zuvor durchgeführten Untersuchungen, insbesondere aus bildgebenden diagnostischen Verfahren. Während des Eingriffs stützt sich der Chirurg auf Ortskoordinaten aus den bildgebenden Verfahren und das visuelle Feedback des Videosystems. Da das Diagnoseverfahren und der Eingriff nicht zeitgleich stattfinden, werden Ortskoordinaten in beiden Fällen nicht identisch sein. Durch Bewegungen der Organe wird sich der Ort und ggf. auch die Form des Zielgewebes ändern.

Daher ist es besonders vorteilhaft, parallel zum Eingriff das geeignete Diagnoseverfahren anzuwenden. Aus diesem Grund wird an der Entwicklung miniaturisierter bildgebender Sensoren, wie z. B. für die Ultraschall-Sonografie [30] oder für die optischer Kohärenztomografie [103] gearbeitet.

Ein anderer Ansatz verfolgt die Nutzung bestehender Diagnosesysteme wie der Magnetresonanztomographen oder Computertomographie und die Bereitstellung von roboter-assistierten Chirurgesystemen, die mit diesen Diagnosesystemen kompatibel sind. Aufgrund der Vielseitigkeit der Magnetresonanztomographie (MRT), insbesondere bei der Abgrenzung und Darstellung von verschiedenen Geweben oder auch bei der bildlichen Darstellung von biologischen Prozessen bei der funktionellen MRT, zielt eine Vielzahl wissenschaftlicher Arbeiten auf die Verbindung von roboter-assistierten Chirurgesystemen mit der MRT oder Komponenten für solche Systeme ab [21, 38, 104, 22, 121, 79, 126, 54].

Die Kombination von roboter-assistierten Chirurgesystemen mit der MRT stellt besondere Herausforderungen an das Chirurgesystem. Zum einen existieren aufgrund hoher magnetischer und elektromagnetischer Feldstärken Sicherheitsrisiken und zum anderen reagiert das Diagnoseverfahren empfindlich auf elektromagnetische und magnetische Fremdfelder. Ein Chirurgesystem inklusive der Mechanik und des Antriebssystems muss starke elektromagnetische Wechselfelder und ein starkes statisches Magnetfeld (0.5 Tesla bis mehr als 9 Tesla) tolerieren und es darf das Magnetfeld des Tomographen nicht verformen. Auch sollte die Abstrahlung elektromagnetischer Felder im Eingangsfrequenzbereich der Detektoren des Tomographen die Funktion des Diagnoseverfahrens nicht beeinträchtigen.

Die folgende kurze Aufzählung gibt einen Überblick zu Ansätzen zum Erreichen einer MR-Kompatibilität:

- Einsatz ausgewählter MRT-kompatibler Materialien: unmagnetisch, nicht/kaum magnetisierbar [113]
- geeigneter Aufbau:
  - z. B. großer Abstand der weniger kompatiblen Materialien zum Tomographen

- geeignete Geometrien zur Unterdrückung von Wirbelströmen
- Einsatz ausgewählter MRT-kompatibler Aktoren und Sensoren:
  - bestehend aus kompatiblen Materialien,
  - geringste Abstrahlung elektromagnetischer Felder im Eingangsfrequenzbereich der Detektoren des MRT während des Betriebs,
  - Wirkprinzip tolerant gegenüber den elektromagnetischen und magnetischen Feldern des Tomographen
- geeignete kompatible Steuerelektronik:
  - abstrahlungsarm und
  - unempfindlich gegenüber den elektromagnetischen Wechselfeldern des MRT
  - ggf. intermittierender Betrieb der Aktorik in Abhängigkeit vom Betriebsmodus des MRT

Abb. 1.2 zeigt den allgemeinen Aufbau eines Antriebssystems schematisch. Abgebildet auf ein chirurgisches Assistenzsystem, wie es in Abb. 1.1 dargestellt ist, umfasst das Antriebssystem einen Kanal zur Ansteuerung eines Antriebs mit der Motorelektronik, einen Motor (Antrieb), die Transmission innerhalb des chirurgischen Instruments und den Endeffektor. Außerdem können Sensoren, Kraft- oder Drehmomentsensoren, hinzukommen.

Für den Einsatz des Antriebssystems in der Nähe oder sogar im Isozentrum des Tomographen müssen die Komponenten die oben aufgezählten Eigenschaften aufweisen. Weiterhin wünschenswerte Eigenschaften des Antriebssystems sind:

- hohe Dynamik der Antriebe, z. B. zum Ausgleich von Untergrundbewegung von Organen
- inhärente Sensorik der Antriebe, z. B. Drehmoment/Kraft, Alterung
- höchste Betriebssicherheit

## 1.4. Ziel der Arbeit

In dieser Arbeit werden Verfahren und Methoden zur Ansteuerung eines statischen piezoelektrischen Antriebs bereitgestellt, der besonders vorteilhaft in der Umgebung von Magnetresonanztomographen einsetzbar ist. Die entwickelten Verfahren und Methoden

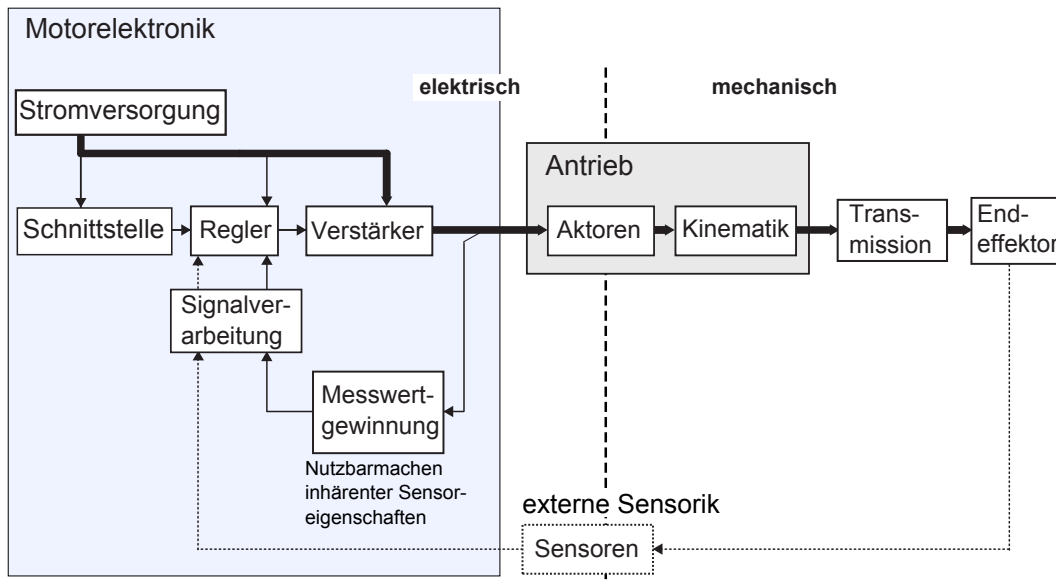


Abb. 1.2: Allgemeiner Aufbau eines Antriebssystems in Anlehnung an [2] S. 15 und [70] S. 124.

werden in einer Motorelektronik realisiert und zusammen mit dem piezoelektrischen Antrieb getestet (vgl. Abb. 1.2). Im Fokus stehen die präzise Ansteuerung (Drehwinkelauflösung), geringste Abstrahlung elektromagnetischer Felder (Oberwellengehalt, eingebrachte harmonische Verzerrungen), hohe Energieeffizienz und eine Drehmomentsensorik als Grundlage zur Entwicklung von Haptikfunktionen. Der konkrete Einsatzfall, zum Beispiel in einem chirurgischen Assistenzsystem, geht über den Inhalt dieser Arbeit hinaus.

## 2. Stand der Technik

### 2.1. MR-kompatible Antriebe

Elektromagnetische Antriebe beherrschen den Markt der Antriebstechnik auch im Bereich der Medizintechnik. Dies betrifft ebenfalls die Antriebstechnik in der Umgebung von empfindlichen diagnostischen Großgeräten wie MR-Tomographen. Hier sind u. a. die Liegeantriebe zur Positionierung des Patienten im Tomographen zu nennen. Die hohe Empfindlichkeit des Tomographen gegenüber Verzerrungen des Magnetfelds, aber auch gegenüber elektromagnetischen Störfeldern von Leistungselektroniken und Antrieben, führen zu einem hohen Entwicklungsaufwand bezüglich des Designs, beispielsweise einer motorisierten Patientenliege für einen jeden neuen Tomographen. Ein weiterer Aspekt besteht in der möglichen störenden Wirkung des Tomographen auf Antriebe und die zugehörigen Elektronik. So kann das statische Magnetfeld des Tomographen die ferromagnetischen Materialien eines Motors sättigen, wodurch der Antrieb komplett ausfällt oder in seiner Antriebsleistung beeinträchtigt wird. Die starken elektromagnetischen Wechselfelder des Tomographen während der Messprozedur können die Elektronik der Antriebe stören. Aus den genannten Gründen werden elektromagnetische Antriebe möglichst weit entfernt vom Isozentrum des Tomographen verbaut und die mechanische Leistung über lange Transmissionwege zum Zielpunkt gebracht. Während des Messzyklus des Tomographen sind die Motoren deaktiviert.

Für chirurgische Assistenzsysteme sind diese Einschränkungen unpraktikabel. Für den Spezialfall "Einsatz nahe eines MR-Tomographen" wurden deshalb alternative Antriebslösungen entwickelt. Entweder wird die Überbrückung einer großen Distanz zwischen einem wenig MR-kompatiblen Antrieb und dem Endeffektor angestrebt [24] oder/ und der Einsatz MR-kompatibler Antriebe und Elektronik. Abb. 2.1 gibt einen Überblick zu Antrieben und Transmissionselementen. Nahe dem Isozentrum des Tomographen kommen nur MR-kompatible Materialien zum Einsatz, beispielsweise Kunststoffe, Keramiken und ausgewählte Metalle oder Legierungen. Pionierarbeit auf dem Gebiet der MR-kompatiblen Materialien wurde von John. F. Schenck der Firma General Electric geleistet [113].

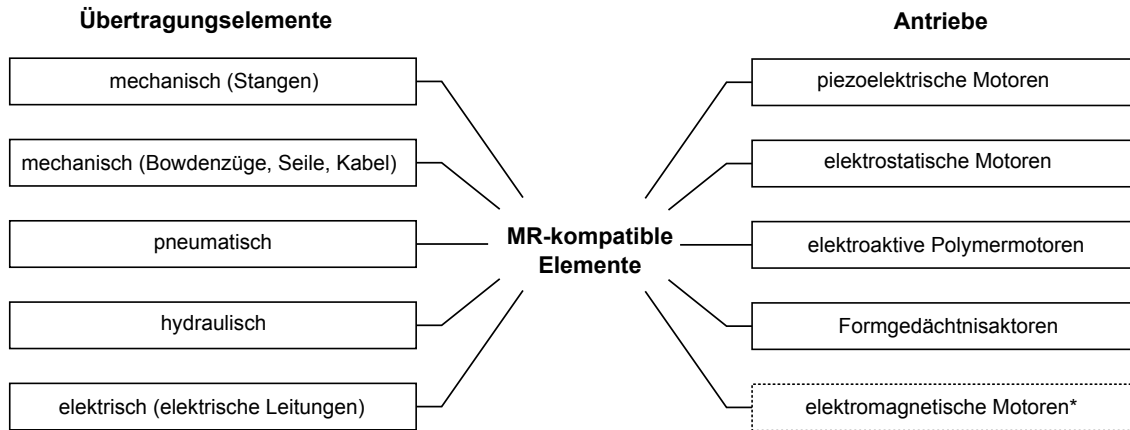


Abb. 2.1: Auswahl von Komponenten MR-kompatibler Antriebssysteme nach [22, 16], \*magnetisch geschirmte elektromagnetische Gleichstromantriebe in Kombination mit langen Transmissionselementen können MR-kompatibel ausgelegt werden.

Intrinsisch MR-kompatibel sind Antriebe bei denen kein leitfähiges, ferromagnetisches oder paramagnetisches Material zum Einsatz kommt und in denen keine elektrische Energie genutzt wird [22]. In der Praxis ist das unpraktikabel, da ein elektrisches Interface erst den Zugang zur modernen Signalverarbeitung schafft. Pneumatische [38] oder hydraulische Aktoren sind bei geeigneter Materialwahl MR-kompatibel. Zum Beispiel arbeitet das in [19] vorgestellte chirurgische Assistenzsystem *InnoMotion<sup>TM</sup>* auf Basis pneumatischer Aktoren. Hydraulische Antriebe kommen aufgrund der Gefahr potentieller Flüssigkeitslecks in der Medizin kaum zum Einsatz.

Nur unzureichend MR-kompatibel sind elektromagnetische Antriebe. Sie kommen nur in Verbindung mit langen Transmissionselementen zum Einsatz. Nach [22, 24] sind magnetisch geschirmte Gleichstrommotoren in Kombination mit 2 Meter langen Transmissionselementen während der Messprozedur am MRT einsetzbar. Elektrostatische Antriebe basieren auf elektrischen Feldern. Aufgrund der hohen Spannungen im Kilovoltbereich sind bei gegebener Leistung die elektrischen Ströme und damit magnetische Felder bei diesen Antrieben klein. Bei geeigneter Materialwahl sind diese Antriebe ebenfalls MR-kompatibel.

Auch Antriebe auf Basis des inversen piezoelektrischen Effekts können MR-kompatibel aufgebaut werden. Bei geeigneter Materialwahl sind sowohl die Wechselwirkungen der piezoelektrischen Aktoren mit den magnetischen Feldern des Tomographen vernachlässigbar, als auch die Wechselwirkungen mit den weiteren Bauteilen des Antriebs [56, 26]. In diesem Zusammenhang vorteilhaft sind die hohen Betriebsspannungen, da bei gegebener



ner Leistung kleine Ströme fließen und dadurch die vom Antrieb erzeugten magnetischen Felder entsprechend kleine Feldstärken aufweisen.

## 2.2. Piezoelektrische Antriebe

Piezoelektrische Antriebe nutzen den im Weiteren näher beschriebenen inversen piezoelektrischen Effekt. Die erste dokumentierte Idee zu einem Piezomotor stammt von Williams und Brown aus dem Jahr 1942 [138]. Ein erster praktikabler Piezomotor wurde erst 30 Jahre später, 1973 von H. V. Barth vorgeschlagen [127, 128]. Erst weitere 20 Jahre später sind zuverlässige leistungsstarke piezoelektrische Antriebe verfügbar [118], die nun insbesondere in der Halbleiterindustrie und Wissenschaft eingesetzt werden.

Piezoelektrische Antriebe nutzen elektrostatische Felder als Vermittler von Energie. Wird ein piezoelektrischer Körper in einem elektrischen Feld platziert, so ändert sich in Abhängigkeit von der elektrischen Feldstärke die Gestalt des Körpers. Durch eine geeignete Kinematik lässt sich die Gestaltsänderung in die gewünschte Bewegungsform umsetzen, beispielsweise in eine lineare Bewegung oder Rotation. Die Kombination aus mindestens einem Aktor und einer geeigneten Kinematik bildet einen piezoelektrischen Antrieb.

Piezoelektrische Antriebe arbeiten mit vergleichsweise hohen Betriebsspannungen und kleinen Strömen. Durch die kleinen Ströme werden nur schwache Magnetfelder generiert. Wie von den Autoren in [136, 26] gezeigt wurde, sind daher piezoelektrische Antriebe bei entsprechender Materialwahl und rauscharmer Motorelektronik sehr gut für den Einsatz in der Umgebung von MR-Tomographen geeignet. Als vorteilhafte Eigenschaften piezoelektrischer Antriebe am Beispiel eines Ultraschallmotors werden in [43] die hohe Wegauflösung im nm-Bereich, die hohe Lebensdauer (20000 h) und das Halten der Position unter Last ohne Aufnahme elektrischer Leistung angesehen.

### 2.2.1. Resonante piezoelektrische Motoren

Die Aktoren oder der Aktor eines resonanten piezoelektrischen Motors arbeitet bei einer der Eigenfrequenzen eines Resonators. Der Resonator stellt den Stator des Motors dar und kann selbst aus dem Aktor oder einem Aufbau aus Aktoren und einem meist metallischen schwingfähigen Gebilde bestehen. Die Frequenz der mechanischen Schwingungen liegt im Ultraschallbereich, typisch bei  $20\text{ kHz} \dots 150\text{ kHz}$  [2]. Der Resonator wird über einen Federmechanismus an den Läufer gedrückt. Im Aktor werden durch eine geeignete Ansteuerung Schwingungsmoden erzeugt, die überlagert beispielsweise eine elliptische

Bewegung des beweglichen Aktorendes hervorrufen, das gegen den Läufer drückt. Im Reibpunkt, bzw. der Reibfläche, zwischen Aktor und Läufer wird die Bewegung des Resonators bzw. Aktorendes in eine Rotation oder Translation des Läufers überführt. Die Bewegung erfolgt schrittweise. Die Schrittweite liegt typisch im Mikrometer- oder Submikrometerbereich [2].

Der Resonator eines resonanten piezoelektrischen Motors kann stabförmig oder ringförmig ausgebildet sein. Bekannte Vertreter mit stabförmigem Resonator sind der *Elliptec Motor<sup>TM</sup>* und der *PILine<sup>TM</sup> Motor*. Eine andere Einteilung kann bezüglich des Wirkprinzips, nach stehender Welle oder Wanderwelle erfolgen. Wobei eine Wanderwelle eine Überlagerung mehrerer stehender Wellen unter bestimmten Voraussetzungen darstellt [58]. Die Voraussetzungen sind in [40] dokumentiert.

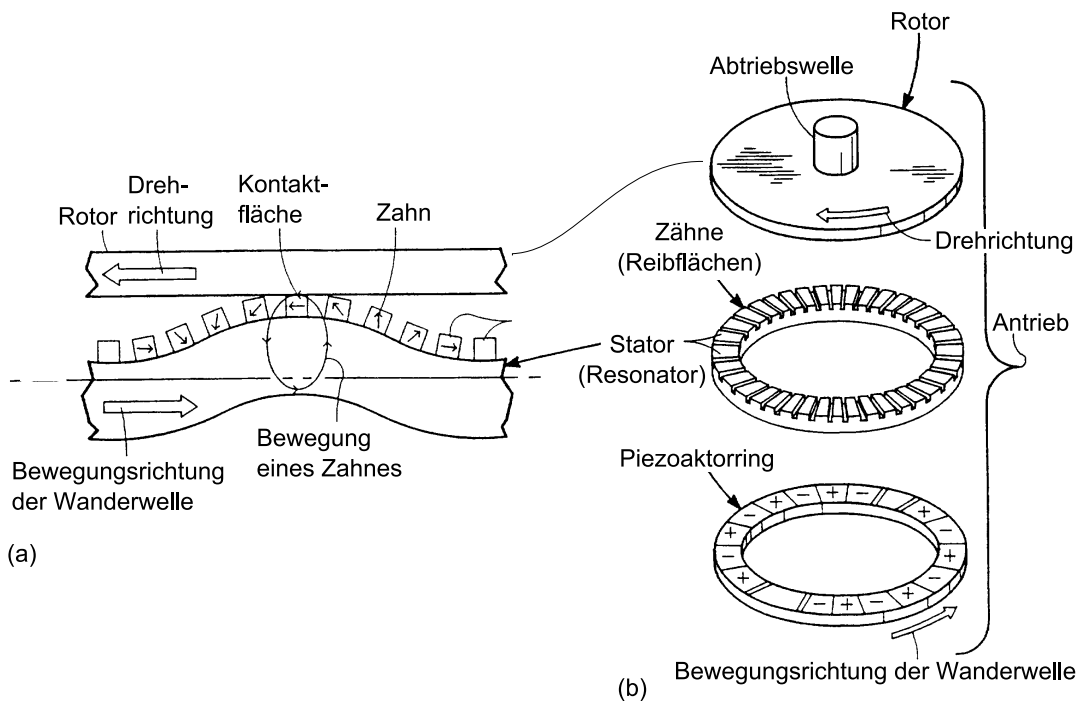


Abb. 2.2: Aufbau eines Ultraschallmotors (Wanderwellenmotors) nach [9] (a) Detaildarstellung, (b) die wesentlichen Komponenten des Antriebs (ohne Gehäuse, Lagerung und Feder).

Bei einem Wanderwellenmotor (vgl. Abb. 2.2) wird in einem runden Resonator durch aufgebrauchte Aktoren eine mechanische Wanderwelle angeregt, die einen gegen den Resonator gepressten Rotor in Rotation versetzt. Der Wanderwellenmotor wurde von T. Sashida 1982 [128, 118] entwickelt. Motoren dieses Typs erreichen eine mechanische Leistung von über 10 W [128]. Sashida's Motor war der erste Piezomotor, der als Linsenversteller

für Spiegelreflexkameras [128] breiten Einsatz in einem Konsumer-Produkt fand. Vorteilhaft sind die kleine Drehzahl bei vergleichsweise hohem Drehmoment, höchste Dynamik, eine flache zylindrische Bauform und eine hohe Drehwinkelauflösung.

### 2.2.2. Quasistatischer und reibschlüssiger piezoelektrischer Motor

Beispiele für nicht-resonante reibschlüssige Motoren sind u. a. der bekannte Inchworm-Motor, der Piezo LEGS<sup>TM</sup>Motor oder der NEXLINE<sup>TM</sup>Motor. Diese arbeiten nach dem Muster Klemmen-Vorschub-Übergabe (Öffnen). Mit mindestens zwei Aktoren wird in einer Aktoreinheit eine 2-dimensionale Bewegung erreicht, mit der das genannte Bewegungsmuster ausgeführt werden kann. Um einen Freilauf des Läufers zu verhindern, wirken mehrere Aktoreinheiten parallel auf den Läufer und werden derart angesteuert, dass niemals alle Aktoreinheiten gleichzeitig den Status "Übergabe" erreichen. Die Aktoren werden weit unterhalb ihrer Resonanzfrequenz betrieben.

Auch der in dieser Arbeit zur Anwendung kommende und nach seinem Erfinder Kappelmotor [69] S.43 (erstmalig dokumentiert von Kappel in [73]) genannte Antrieb kann als quasistatischer reibschlüssiger Motor aufgebaut sein. Im Gegensatz zu den zuvor vorgestellten Antrieben zeichnet er sich durch einen stetigen Kontakt von Stator und Läufer aus. Ein solcher Antrieb kann dauerhaft eine mechanische Leistung von einigen 10 W [74] abgeben und ist ein bis zwei Größenordnungen leistungstärker als andere bekannte piezoelektrische Antriebe.

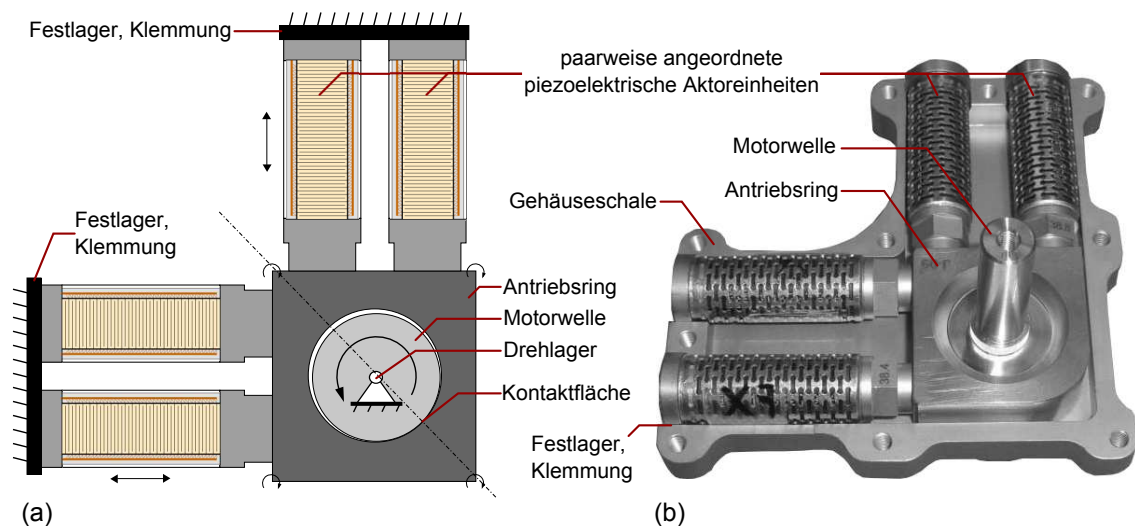


Abb. 2.3: Aufbau des (a) reibschlüssigen Piezoringmotors schematisch und (b) Foto eines geöffneten Piezoringmotors aus Vogl et al. [131].

Abb. 2.3(a) stellt schematisch den Aufbau des im Folgenden als Piezoringmotor bezeichneten Kappelmotors dar. Gekennzeichnet ist der Antrieb durch eine Kinematik, die effizient und direkt eine Verschiebebewegung in eine kontinuierliche Rotation umsetzt. Die Kinematik besteht aus einer Motorwelle, die drehbar, aber ortsfest in einem Motorgehäuse gelagert ist. Die Welle ist von einem Antriebsring umschlossen, dessen Innenbohrung einen gegenüber dem Motorwellendurchmesser geringfügig größeren Durchmesser aufweist. Wird der Antriebsring durch piezoelektrische Aktoren kreisförmig um die Motorwelle verschoben, so rollt die Motorwelle kontinuierlich auf der Innenfläche des Antriebsrings ab. Die mindestens zwei Aktoren sind derart am Antriebsring angeordnet, dass sie den Antriebsring kreisförmig verschieben können. Die vom Antriebsring abgewandte Seite der Aktoren ist jeweils fest im Motorgehäuse gelagert. Der Kraftfluss wird so über das Motorgehäuse, die Wellenlager, die Welle, die Kontaktfläche zwischen Motorwelle und Antriebsring zurück zu den Aktoren geschlossen. Die einfache Kinematik, bestehend aus einem Antriebsring und einer Motorwelle, setzt direkt und in einer Stufe den kleinen, aber kraftvollen Hub von Linearaktoren in eine kontinuierliche Rotation um.

Die Kinematik des Piezoringmotors ist nicht nur auf piezoelektrische Aktoren beschränkt. Zur Variantenvielfalt durch die Freiheitsgrade bezüglich der Anordnung der Aktoren und der Art der Aktoren wird auf [73] verwiesen.

### 2.2.3. Quasistatischer und formschlüssiger piezoelektrischer Motor

Die bevorzugte Bauform des zuvor beschriebenen Piezoringmotors basiert auf einer formschlüssigen Kraftübertragung zwischen Antriebsring und Motorwelle, siehe Abb. 2.3(b). Besonders vorteilhafte Eigenschaften eines solchen Antriebs sind:

- hohe Positioniergenauigkeit und Schlupffreiheit
- hohe Drehwinkelauflösung
- höchste Bewegungsdynamik durch steifen Kraftübertragungspfad sowie geringe Trägheit der Motorwelle und des Antriebsrings
- hohe Effizienz der Kinematik bei Umsetzung kleiner Actorwege in eine kontinuierliche Drehbewegung
- geringste elektromagnetische Abstrahlung (kapazitive Aktoren, niedrige Ansteuerfrequenzen und vergleichsweise kleine Ansteuerströme)
- hohes Haltemoment ohne Leistungsaufnahme im Stillstand; Freilauf möglich bei geeignetem Aufbau

- beliebig langsame Rotation darstellbar

Um einen Formschluss zu gewährleisten, ist in die Innenfläche des Antriebsrings und in die Außenfläche der Motorwelle jeweils eine zykloidische Verzahnung eingebracht. Die Motorwelle und der Antriebsring bilden ein einfaches, hoch untersetztes Getriebe. In den Antrieben nach dem Stand der Technik ist eine Verzahnung eingebracht, deren Design und vorteilhafte Herstellungsverfahren durch Liess in [91] erstmals dokumentiert wurden. Die Verzahnung weist ein nahezu zykloidisches Profil auf, wobei der Antriebsring im Vergleich zur Motorwelle einen zusätzlichen Zahn aufweist. Die zykloidische Mikroverzahnung ist besonders belastbar, da jederzeit eine große Fläche im Eingriff ist.

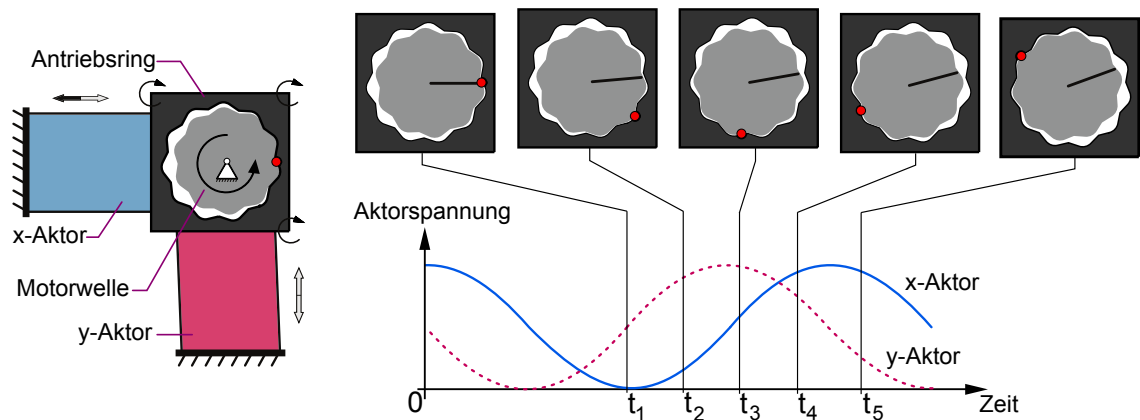


Abb. 2.4: Vereinfachte Darstellung der Kinematik des formschlüssigen Piezoringmotors und Veranschaulichung der Funktion durch Darstellung der Lage des Antriebsrings und der drehbar gelagerten Motorwelle zueinander für fünf aufeinanderfolgende Zeitpunkte. Zusätzlich sind beide Aktoransteuersignale qualitativ dargestellt.

Zur Veranschaulichung der Funktion der formschlüssigen Kinematik des Piezoringmotors ist in Abb. 2.4 der Bewegungsablauf für eine Drehbewegung der Motorwelle in diskrete Zeitschritte zerlegt und es sind zusätzlich die Aktor-Spannungssignale qualitativ dargestellt.

Der vorgestellte quasistatische Motor stellt eine Technologieplattform dar. Es können verschiedenste Aktoren zum Einsatz kommen und unterschiedlichste Bauformen realisiert werden [75]. So wurden zylindrische und planare Bauformen realisiert. Neben piezoelektrischen Stapelaktoren fanden auch Biegeaktoren Verwendung.



und dadurch die Drehrichtung der Motorwelle bestimmt.

$$\text{Zeiger } \underline{U_p(t)} = \begin{pmatrix} u_x(t) \\ u_y(t) \end{pmatrix} \quad \text{mit} \quad u_x(t) = U_p(1 + \sin(2\pi f_p t + \phi))$$

$$u_y(t) = U_p(1 + \sin(2\pi f_p t + \phi \pm 90^\circ)) \quad (2.1)$$

Die beiden Ansteuersignale lassen sich vorteilhaft, wie in der Antriebstechnik üblich, als ein bei einer Drehbewegung rotierender Zeiger in einem Zeigerdiagramm darstellen. Beim quasistatischen Piezoringmotor ist der Drehwinkel der Motorwelle durch die Unterbrechung der Kinematik direkt an die Phase des elektrischen Ansteuersignals gekoppelt. Dies gilt insbesondere für den formschlüssigen Motor, da bei diesem aufgrund des Formschlusses im Normalbetrieb kein Schlupf auftritt [31] S. 44. Abb. 2.5 stellt ein idealisiertes Zeigerdiagramm dar. Beide Aktoren werden mit einem rein positiven Spannungssignal mit jeweils gleicher Amplitude  $U_P$  angesteuert. Zusätzlich ist der Zeiger der Aktorladung dargestellt, welcher bei idealen hysteresefreien Aktoren und einem drehmomentfreien Motor in Phase mit dem Spannungszeiger liegen würde. Die zur Darstellung verwendeten Ansteuerfunktionen  $u_x$  und  $u_y$  sind für den x- und y-Aktor in (2.1) definiert.

### 2.3.1. Eigenschaften der Aktoren des Piezoringmotors

Ein mechatronisches System zur Erzeugung makroskopischer Bewegungen auf Basis von piezoelektrischen Aktoren erfordert vergleichsweise große Hübe, bei vergleichsweise niedrigen Betriebsspannungen. Für den Bereich der Piezoeinspritztechnik für Verbrennungsmotoren wurde ein Aktor entwickelt [60], der aufgrund seiner Leistung und Verfügbarkeit auch für den Einsatz im Piezoringmotor interessant ist und in der Arbeit zur Anwendung kommt. Der Aktor beruht auf einem keramischen piezoelektrischen Material. Zur Senkung der Betriebsspannung weist der Aktor einen Schichtaufbau aus elektrisch parallel geschalteten Aktorschichten auf. In diesem Zusammenhang sind keramische Werkstoffe besonders vorteilhaft, da sich deren Eigenschaften durch Dotierung einstellen lassen und die Werkstoffe frei geformt werden können. Die Aktorentwicklung für die Piezoeinspritztechnik mündete in den sogenannten piezoelektrischen Vielschichtaktor nach Abb. 2.6, der sich durch eine große mechanische Leistung im Bereich von einigen Watt bei kleinem Bauvolumen und moderaten Betriebsspannungen auszeichnet. Eine für diesen Aktortyp weit verbreitete Keramik mit (nach der Polarisierung) piezoelektrischen Eigenschaften ist Blei-Zirkonat-Titanat (PZT).

Im einfachsten Fall besteht ein piezoelektrischer Aktor, vergleichbar einem Kondensator, aus zwei gegenüber liegenden Elektrodenplatten. Ein piezoelektrisches Dielektrikum

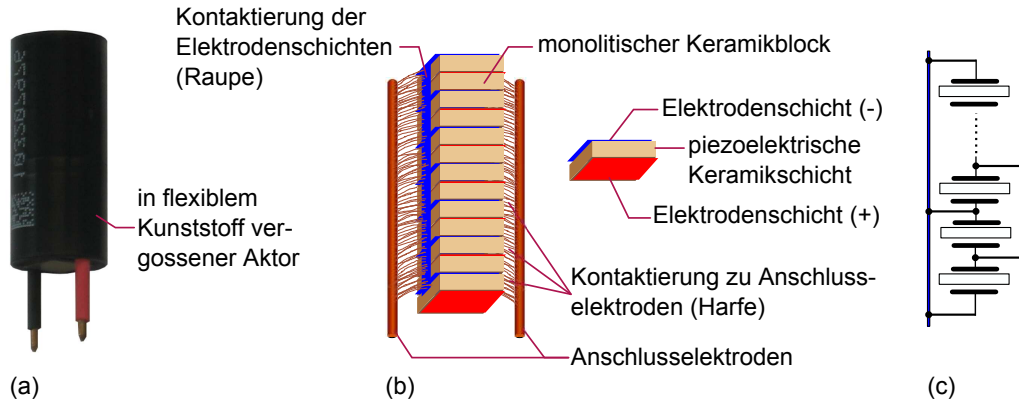


Abb. 2.6: Aufbau des piezoelektrischen Vielschichtaktors: (a) Foto des mit Kunststoff umspritzten und mit elektrischen Anschlüssen versehenen Aktors, (b) schichtweiser Aufbau und Kontaktierung schematisch, (c) elektrische Verschaltung der Einzelschichten.

füllt den Raum zwischen den Elektroden auf. Ein Potentialunterschied zwischen den Elektroden verursacht ein elektrisches Feld, das beim piezoelektrischen Dielektrikum eine Gestaltsänderung hervorruft. Die Elektroden sind meist fest mit dem piezoelektrischen Körper verbunden. Die mechanische Leistung wird direkt am piezoelektrischen Körper abgegriffen. Es ist üblich die Elektroden auf die Stirnflächen des piezoelektrischen Körpers aufzubringen, d. h. aufzudrucken oder aufzudampfen. Bei keramischen Vielschichtaktoren wird das noch nicht gesinterte Ausgangsmaterial zu dünnen Folien gewalzt und die Elektrodenstrukturen werden aufgebracht. Die sehr dünnen Folien führen zu einem sehr kleinen Elektrodenabstand, so dass bereits bei einem kleinen Potentialunterschied (Ansteuerspannung) eine hohe elektrische Feldstärke auftritt. Ziel ist es, bei der vorgegebenen maximalen Betriebsspannung des Aktors der Durchbruchfeldstärke des piezoelektrischen Dielektrikums möglichst nah zu kommen. Dieses Vorgehen dient der Maximierung der Leistungsdichte des Aktors. Die Folien werden im nächsten Schritt übereinander gestapelt, das heißt mechanisch in Serie geschaltet. Die gestapelten Folien werden mit den aufgedruckten Elektrodenstrukturen gepresst und gesintert. Im folgenden Arbeitsschritt werden die massiven Keramikblöcke in einzelne Aktoreinheiten zersägt und die noch elektrisch voneinander isolierten Einzelschichten des massiven Aktorblocks derart kontaktiert, dass die mechanisch in Serie geschalteten Aktorschichten elektrisch parallel geschaltet sind, vgl. Abb. 2.6. Dadurch lassen sich die elektrischen und mechanischen Parameter anwendungsspezifisch einstellen. Auf der elektrischen Seite erhöht sich durch die Parallelschaltung entsprechend der Schichtzahl der notwendige Ladestrom (höhere Kapazität des Gesamtaktors im Vergleich zu einer Schicht). Der notwendige Spannungshub bleibt



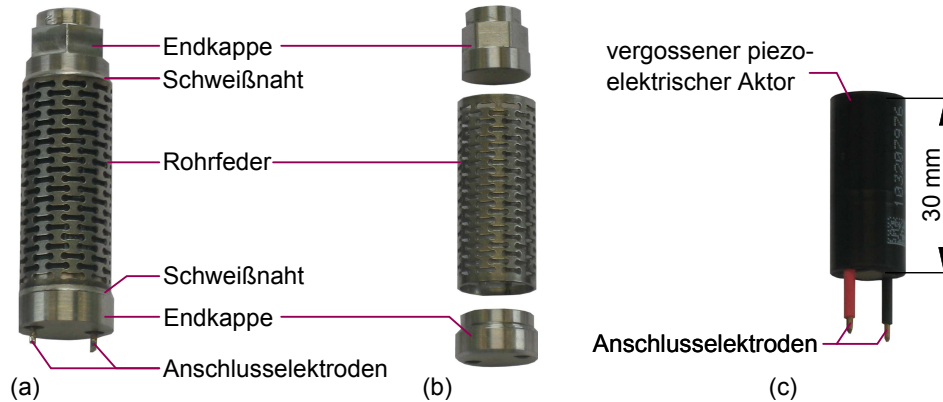


Abb. 2.7: Foto (a) einer kompletten verschweißten Aktoreinheit, (b) der Rohrfeder mit zugehörigen Endkappen zum mechanischen Vorspannen des piezoelektrischen Aktors und (c) des kunststoffumhüllten kontaktierten piezokeramischen Vielschichtaktors.

wie gewünscht klein und entspricht im Vergleich zum Gesamtaktor dem einer einzelnen Aktorschicht. Auf der mechanischen Seite wird durch die Serienschaltung der Aktorschichten die Kraft des Gesamtaktors auf dem Niveau einer Aktorschicht gehalten, aber der Hub wird entsprechend der Schichtzahl vergrößert. Ergebnis ist ein piezoelektrischer Vielschicht-/Stapelaktor, der bei einem moderaten Spannungshub einen vergleichsweise großen mechanischen Hub generiert.

Parameter	Wert
Betriebsspannung:	0 V...160 V
Kleinsignalkapazität:	2.7 $\mu F$ (Kleinsignal, 25 °C, 1 kHz, 1 Vrms)
Leerhub:	40 $\mu m$ (mit 800 N vorgespannt, 150 V, 25 °C, statisch)
Länge:	30 mm
Stirnfläche:	(6.8 × 6.8) mm <sup>2</sup>
Blockierkraft:	2200 N

Tab. 2.1.: Technische Daten des in der Arbeit verwendeten piezoelektrischen Vielschichtaktors der Firma EPCOS AG [60].

Durch das keramische Grundmaterial weist der Aktor eine hohe mechanische Steifigkeit auf. Auf Druck ist der Aktor hoch belastbar. Die Zugfestigkeit ist hingegen bei weitem geringer. Aus diesem Grund wird der Aktor in der Anwendung mechanisch vorgespannt (meist durch eine Feder). Die Vorspannung wird derart eingestellt, dass in der Anwendung unter allen Betriebsbedingungen ausschließlich Druckkräfte auftreten. Das Vorspannsys-

tem kann Teil einer Aktoreinheit sein oder durch die Kinematik der Anwendung selbst dargestellt werden.

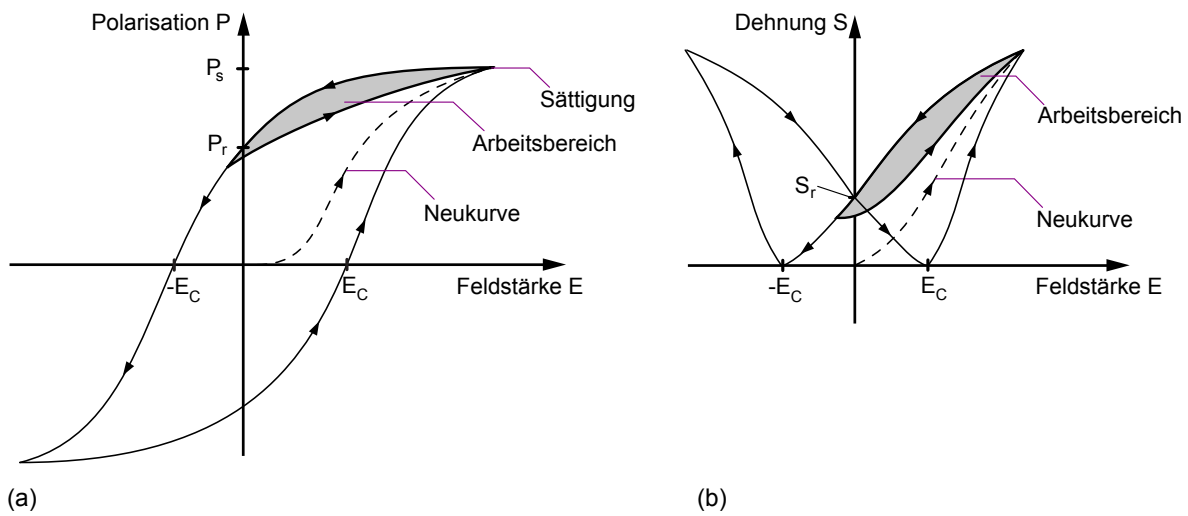


Abb. 2.8: Charakteristik piezoelektrischer Materialien (a) Polarisierung in Abhängigkeit zur elektrischen Feldstärke und (b) mechanische Dehnung in Abhängigkeit zur elektrischen Feldstärke.

Der in dieser Arbeit zur Anwendung kommende Vielschichtaktor ist als Komponente der piezoelektrischen Einspritztechnik für die Automobiltechnik als gut charakterisiertes Massenprodukt verfügbar. Für Einspritzsysteme wurde auch ein effizientes Vorspannsystem für die Aktoren entwickelt. Üblich ist ein quaderförmiger, piezoelektrischer Vielschichtaktor mit präzise plangeschliffenen Endflächen, der in einem zylindrischen Silikonharzkörper vergossen wird. Der vergossene Aktor ist von einer zylindrischen Feder (Rohrfeder) umschlossen, die mit je einer Endkappe abgeschlossen wird. Die Feder wird mit den Endkappen, die den Aktor einschließen, unter definierter Vorspannung verschweißt. Das Ergebnis ist eine dynamisch-betriebsfeste Aktoreinheit, wie in Abb. 2.7 (a) dargestellt.

Bei der verwendeten piezoelektrischen Keramik (PZT) handelt es sich um einen amorphen ferroelektrischen Werkstoff. Die Ausrichtung der Elementarkristalle ist initial nur in abgegrenzten Bereichen, den Kristalliten, einheitlich. Die Polarisierung innerhalb der Kristallite oder Domänen ist einheitlich [110]. Jedoch sind die Domänen statistisch ausgerichtet. Nach außen weist die Keramik nach dem Sintern noch keine ausgeprägte Polarisierung auf. Nutzbar wird der Aktor erst nach dem sogenannten Polen. Hierbei wird die Keramik gezielt mit einem elektrischen Feld beaufschlagt. Die Dehnung und Polarisierung durchläuft beim Polen die in Abb. 2.8 dargestellte Neukurve. Durch Domänenwanderung

vergrößern sich dabei bevorzugt Domänen mit Polarisierung in Richtung des äußeren elektrischen Feldes. Durch das Polen wird eine remanente Polarisation und Dehnung in die Keramik eingeprägt, die dadurch erst piezoelektrisch wird. Die Polarisation und damit auch die piezoelektrische Eigenschaft bleibt auch nach Abschalten des äußeren Feldes remanent erhalten. Wird ein Feld in Gegenrichtung appliziert und die Koerzitivfeldstärke überschritten, so depolarisiert der Aktor. Der Aktor kann auch unter Einwirkung hoher Kräfte oder Temperatur (Curie Temperatur) depolarisieren. Der polarisierte Aktor weist einen ausgeprägten piezoelektrischen Effekt auf und kann bis zur Koerzitivfeldstärke mit umgekehrter Polarität betrieben werden. Durch diesen bipolaren Betrieb lässt sich die Aktorleistungsdichte in der Anwendung weiter erhöhen.

### 2.3.2. Elektrische Ansteuerung der Aktoren des Piezoringmotors

Für den Aktor sind zwei Betriebsarten denkbar, der resonante und der nicht-resonante Betrieb. Beim resonanten Betrieb kann durch Hinzufügen einer induktiven Komponente zum überwiegend kapazitiven Aktor ein elektrischer Schwingkreis aufgebaut werden, der eine zur mechanischen Resonanzfrequenz äquivalente elektrische Resonanzfrequenz aufweist. Zum Betrieb muss dieser Schwingkreis nur durch eine geeignete Schaltung entdämpft werden. In der Praxis wird sich jedoch die mechanische Resonanzfrequenz durch Umwelteinflüsse, Alterung und Lasten ändern. Die elektrische Resonanzfrequenz muss entsprechend der mechanischen Resonanzfrequenz nachgeführt werden, was aufwendig und unflexibel ist. Deshalb werden zur Ansteuerung von piezoelektrischen Aktoren Leistungsverstärker eingesetzt, die im Gegensatz zu entdämpften Schwingkreisen frei in der Signalform sind. Über einen Signalgenerator wird dem Leistungsverstärker ein Signal vorgegeben, das durch den Verstärker in ein leistungsstarkes Ausgangssignal, eine Spannungs- oder Ladungszeitfunktion umgesetzt wird. Als Leistungsverstärker werden analoge (zeit- und wertkontinuierliche) Verstärker, getaktete Verstärker und hybride Verstärker eingesetzt.

Typische piezoelektrische Hochleistungsaktoren setzen während eines Arbeits- oder Ansteuerzyklus nur circa 30% der zugeführten elektrischen Leistung in mechanische Leistung um. Ein Großteil der zugeführten elektrischen Energie ist im aufgeladenen Aktor im elektrischen Feld gespeichert und ein Teil wird in Wärme umgesetzt. Ein Leistungsverstärker, der gespeicherte Energie nicht zurückspeist oder speichert, wird den größten Teil der zugeführten elektrischen Leistung als Wärme abgeben. Daher ist es nicht verwunderlich, dass viele Arbeiten, so beispielsweise von Main [93], Stiebel [119, 120] oder Rissing [106], sich mit dem Thema einer effizienten und gleichzeitig genauen Ansteuerung piezoelektrischer

Aktoren auseinandersetzen.

Im Laborbetrieb stehen der Wirkungsgrad oder die Baugröße des Leistungsverstärkers nicht im Vordergrund. Wichtig sind hingegen die Merkmale:

- hohe Spitzenleistung
- hohe Signalqualität
- geringe elektromagnetische Abstrahlung

Analoge Leistungsverstärker weisen diese Merkmale auf. Überwiegend kommen Klasse-AB Verstärker zum Einsatz. Bei einer konkreten Anwendung hingegen stehen andere Designparameter im Vordergrund:

- geringe Baugröße
- hohe Effizienz
- geringer Preis

Verstärker mit bidirektionalem Leistungsfluss, so zum Beispiel Klasse-D Verstärker, lassen sich gut auf eine Anwendung hin entwickeln. Durch passive Filter und Rückkopplung lässt sich in der Regel die Signalqualität an die Vorgaben anpassen. Kritisch sind die elektromagnetischen Abstrahlungen der verwendeten induktiven Energiespeicher sowie Signalanstiege mit großer Flankensteilheit und hohen Spitzenströmen. In [141] und [143] hat Zeichfüßl gezeigt, dass typische Klasse-D Verstärker mit einer Halbbrücke als Endstufe geeignet sind den zuvor beschriebenen Piezoringmotor anzusteuern. In [68] stellt Janocha et al. einen getakteten Verstärker zur Ansteuerung piezoelektrischer Aktoren vor, der bei hoher Signalqualität eine Effizienz von circa 95 % aufweist.

Wenn höchste Forderungen an Signalqualität und niedrige Verlustleistung gestellt werden, kommen hybride Leistungsverstärker zum Einsatz [119]. Bei diesen Verstärkern besteht der Leistungsverstärker aus einer bidirektionalen getakteten Stufe, eine leistungsschwächere analoge Stufe dient als aktiver Filter und verbessert die Signalqualität wesentlich [71, 33, 89]. Nachteilig ist die hohe Komplexität solcher Verstärker. Durch die stetige Verbesserung von bidirektionalen getakteten Verstärkern durch höhere Schaltfrequenzen, verbesserte Modulationsalgorithmen [72, 52, 123] und Regelung verlieren die komplexeren hybriden Verstärker an Bedeutung. Wichtige Fortschritte leistungsfähiger Klasse-D Verstärker sind in [12, 98] dokumentiert. So lassen sich durch moderne Techniken die durch den Verstärker eingebrachten Verzerrungen auf weniger als  $THD = 0.0003\%$  (THD

Total Harmonic Distortion) [102] reduzieren. Getrieben wird die Entwicklung qualitativ hochwertiger bidirektionaler Verstärker durch sogenannte digitale Audioproducte für tragbare Multimediageräte und durch die Forderung nach höherer Energieeffizienz von Unterhaltungselektronik. Für die Ansteuerung von piezoelektrischen Aktoren haben die Lösungen aus dem Digital-Audiotechnikbereich noch wenig Beachtung gefunden. Mit hochgetakteten Klasse-D Leistungsverstärkern aus dem Audiobereich lassen sich aber leistungsfähige, hoch dynamische und effiziente Treiber für piezoelektrische Aktoren aufbauen. Interessant sind auch die speziell für den digitalen Audiobereich entwickelten Prozessoren und Modulatoren, die bezüglich ihrer Eigenschaften (Bandbreite und Signalqualität) zum Betrieb von piezoelektrischen Motoren geeignet erscheinen. Es ist daher sinnvoll, die breite Palette der angebotenen Halbleiter für digitale Audiogeräte auch zum Aufbau von Leistungsverstärkern zum Treiben piezoelektrischer Aktoren zu verwenden. Problematisch ist, dass bei einer Vielzahl von Komponenten der digitalen Audiotechnik eine untere Grenzfrequenz existiert (Hochpassverhalten). Die Gleichspannungskomponente im Ansteuersignal, die zur Ansteuerung piezoelektrischer Aktoren notwendig ist, wird dann geblockt. Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Testschaltung nach Abb. 2.9 auf Basis des Digital Audio Klasse-D Verstärkers MAX4295 der Firma Maxim Integrated Products, Inc. aufgebaut und getestet. Es konnte gezeigt werden, dass Leistungstreiber aus dem Bereich der digitalen Audiotechnik zum Treiben piezoelektrischer Aktoren geeignet sind.

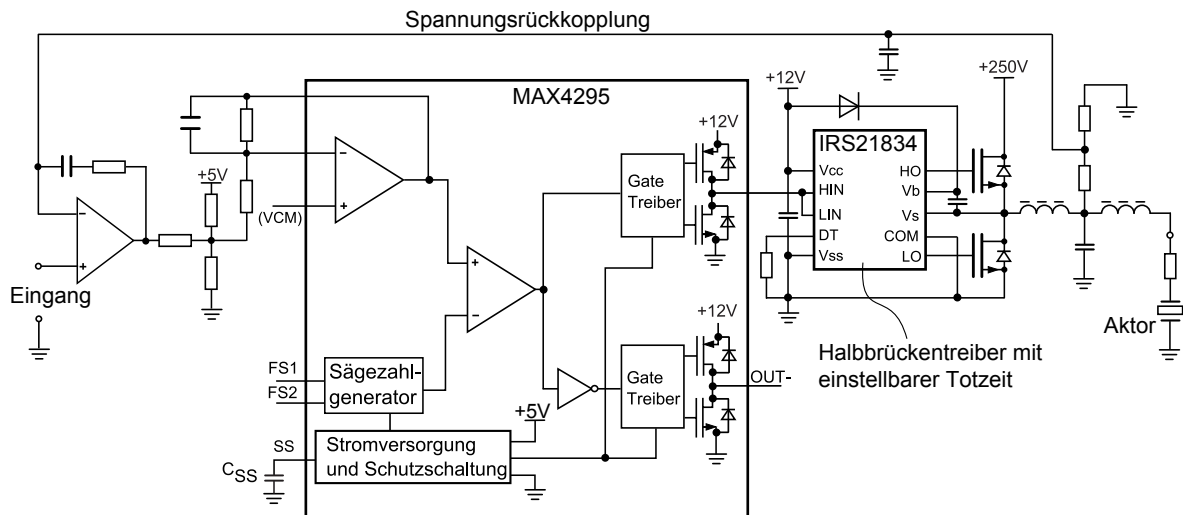


Abb. 2.9: Vereinfachte Testschaltung eines Klasse-D Verstärkers mit Spannungsrückkopplung und analogem Modulator zum Treiben eines piezoelektrischen Aktors [94, 61].

Sind die Anforderungen an die Signalqualität nicht hoch, so können unregelte bidi-

rektionale Verstärker mit niedriger Schaltfrequenz  $10\text{ kHz} \dots 20\text{ kHz}$  eingesetzt werden. Insbesondere für elektrische Maschinen ist ein breites Spektrum von Halbleitern verfügbar, die sich durch hohe Integration, Effizienz und Zuverlässigkeit auszeichnen. In dem genannten Frequenzbereich sind außerdem die Schaltverluste in den Halbleitern und die Ummagnetisierungsverluste in den Filterdrosseln gering. Die Effizienz des gesamten Verstärkers ist entsprechend hoch. Der in der Testschaltung nach Abb. 2.10 verwendete integrierte Schaltkreis ist ein 3 Phasen Leistungstreiber, der eine Spannungsfestigkeit bis  $500\text{ V}$  und einen zulässigen Spitzenstrom von  $3.5\text{ A}$  je Kanal aufweist. Mit diesem Treiber lässt sich der Piezoringmotor auch bis zu hohen Drehzahlen effizient treiben. Zwei Kanäle werden zum Treiben des positiven Pins des x- und y-Aktors verwendet, der dritte Kanal treibt die beiden negativen Anschlusspins der Aktoren. Durch den dritten Kanal ist eine Verschiebung des Bezugspotentials für den x- und y-Aktor gemeinsam einstellbar.

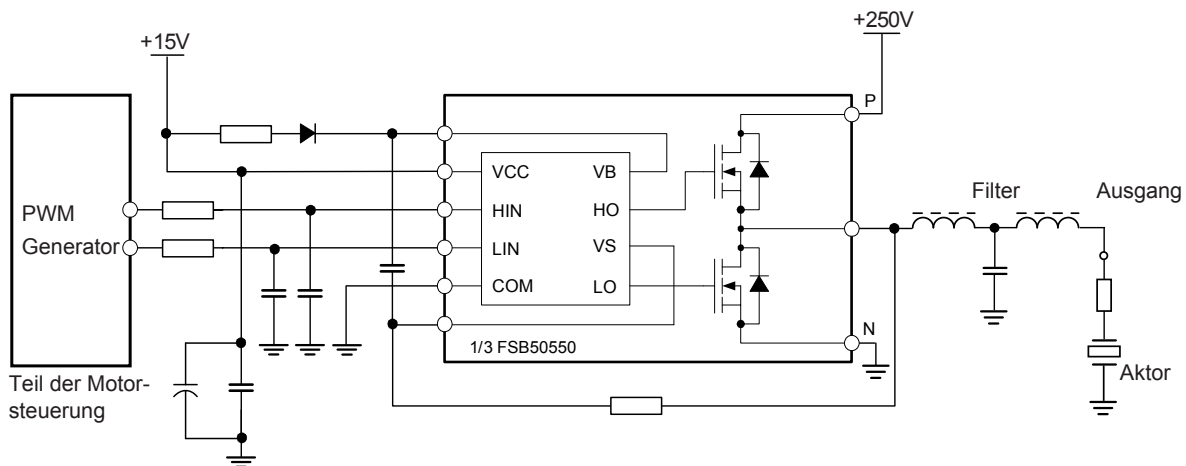


Abb. 2.10: Vereinfachte Testschaltung (dargestellt nur ein Kanal) eines mit  $20\text{ kHz}$  getakteten Klasse-D Verstärkers ohne Spannungsrückkopplung zum Treiben eines piezoelektrischen Aktors. Unter Verwendung des 3 Phasen Treibers FSB50550T der Fairchild Semiconductor Inc. [63].

Ein erster unregelter getakteter Verstärker zur Ansteuerung des Piezoringmotors wurde in der Arbeit [141] entwickelt und dokumentiert. Bei getakteten bidirektionalen Verstärkern ohne Rückkopplung ist die Ausgangssignalqualität im Vergleich zu anderen Verstärkerarchitekturen gering. So kommt es zu einer direkten Rückwirkung von Versorgungsspannungsschwankungen auf das Ausgangssignal des Verstärkers. Der Parameter Betriebsspannungsdurchgriff PSRR (Power Supply Rejection Ratio) wird verwendet, um

diese Rückwirkung quantitativ zu beschreiben und ist definiert durch (2.2).

$$PSRR = \frac{\Delta U_{DD}}{\Delta A(t)} \Bigg|_{E(t)=konst.} \quad (2.2)$$

Bei einem Klasse-D Verstärker ohne Rückkopplung beträgt das PSRR 0 dB [14], S. 211-212. Das heißt, eine hohe Signalqualität ist nur erreichbar, wenn die Stromversorgung eine konstante, störungsfreie Versorgungsspannung bereitgestellt und das insbesondere auch dann, wenn elektrische Leistung aus dem Aktor zurück in das Netzteil gespeist wird. Ein weiteres Problem stellen die von Null verschiedenen Ein- und Ausschaltzeiten der Leistungstransistoren des Verstärkers dar. Um eine Zerstörung der Transistoren durch einen hohen Kurzschlußstrom zu verhindern, wird eine sogenannte Totzeit eingeführt, in der beide Transistoren sicher ausgeschaltet sind. Die Totzeit führt jedoch zu nichtlinearen Verzerrungen (vgl. [13] S.175, [92] S.745). Für anspruchsvolle Klasse-D Verstärker sind daher eine Rückkopplung, ein geeignetes Modulationsschema und geeignete Signalfilterung unverzichtbar. Klasse-D Verstärker sind aktuell im Fokus vieler Entwicklungsarbeiten. Die Arbeiten dokumentieren Untersuchungen zu den Ursachen von Verzerrungen und Methoden zu deren Reduktion [45, 115].

Sind Forderungen nach möglichst geringer Abstrahlung elektromagnetischer Felder und dazu parallel möglichst geringer Verlustleistung zu erfüllen, dann sind analoge Verstärker anwendbar, die durch geeignet umschaltbare (oder modulierte) Versorgungsspannungen in ihrer Verlustleistung optimiert sind. Ein interessanter Ansatz für einen leistungsfähigen und effizienten analogen Verstärker wurde durch Feldmann erstmals im Jahr 1976 in [36] vorgestellt. Mit dem Leistungsverstärker Dynaharmony HMA 8300 brachte Hitachi, Ltd. im Jahr 1977 den ersten sogenannten Klasse-G Hi-Fi Verstärker auf den Markt [114] S. 36-38. Der Klasse-G Verstärker schaltet zur Versorgung der Verstärkerstufe bei der Erzeugung des Ausgangssignals zwischen verschiedenen festen Spannungsniveaus um. Dadurch lässt sich die Verlustleistung verringern, ohne dass die Signalqualität wesentlich beeinträchtigt wird. Eine von diesem Prinzip abgeleitete Idee zur Ansteuerung von leistungsfähigen piezoelektrischen Aktoren wurden in [106] veröffentlicht.

### 2.3.3. Messung elektrischer Größen an den Aktoren des Antriebs

Durch den ausgeprägten Sensoreffekt piezoelektrischer Aktoren können mechatronische Systeme mit hoher Funktionsdichte realisiert werden. Schon früh wurde daher die parallele Nutzung von Sensor- und Aktoreffekt propagiert. Arbeiten auf diesem Gebiet sind u. a. in [66, 101] dokumentiert. Zur Nutzung der sensorischen Eigenschaften ist die Bestimmung der elektrischen Grundgrößen am Aktor notwendig.

Bei der Ansteuerung von piezoelektrischen Aktoren sind Spannungs-, Ladungs- und Energiesteuerung oder -regelung üblich. Ladungs- und Energiesteuerung oder -regelung werden insbesondere bei periodischem, also auch gepulstem Aktorbetrieb (z. B. piezoelektrisches Einspritzventil) und hohen Anforderungen an die Reproduzierbarkeit der Aktorauslenkung verwendet. Durch den parasitären Aktorentladestrom, aufgrund des endlichen Leckwiderstands der piezoelektrischen Keramik, kommt es bei Ladungs- und Energiesteuerung oder -regelung zur Drift der Aktorspannung. Bei periodischem Betrieb kann durch gezieltes Entladen des Aktors eine Drift kompensiert werden. In Anwendungen mit gemischten Betriebsarten, statisch und dynamisch, wird vorzugsweise eine Spannungsregelung bzw. -steuerung eingesetzt. Denn so lässt sich über lange Zeiträume Stabilität erreichen. In vielen Fällen wird daher bei Spannungsregelung/-steuerung über einen zusätzlichen äußeren Regelkreis auf die Zielgröße, wie z. B. die Auslenkung, geregelt.

Typische Messschaltungen zum Bestimmen der Aktorspannung, Aktorladung oder des Aktorstromes sind in Abb. 2.11 dargestellt. Gemessen wird eine Spannung  $u_M$ , die proportional zu den Größen Aktorspannung (a), Aktorstrom (b) oder Aktorladung (c) ist. Die Ansteuerspannungszeitfunktion ist mit  $u$  gegeben.

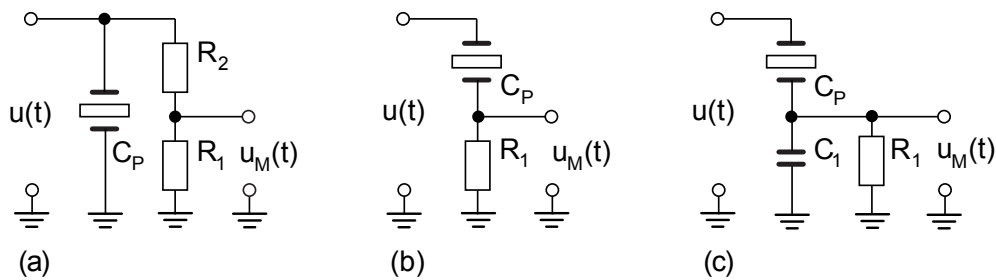


Abb. 2.11: Messschaltungen für elektrische Größen am Aktor (a) Messung der Aktorspannung, (b) Messung des Aktorstromes und (c) der Aktorladung.

Die Schaltung zur Aktorladungsmessung  $q_p$  nach Abb. 2.11(c) wird Sawyer-Tower-Messkreis [112] genannt. Dem Kondensator  $C_1$  wird im Sawyer-Tower-Messkreis ein Widerstand  $R_1$  parallel geschaltet, um die Wirkung des Leckwiderstandes des Aktors zu kompensieren. Über den Aktorleckstrom würde andernfalls der Kondensator  $C_1$  zusätzlich aufgeladen. Dies würde zu einer Drift von  $u_M$  führen. In der Praxis ist es nicht möglich den Leckstrom über einen längeren Zeitraum mit  $R_1$  genau zu kompensieren. Zumeist wird der Leckstrom überkompensiert, das heißt  $R_1$  kleiner als der Leckwiderstand gewählt. Dies führt zu einem beschränkten Frequenzbereich in dem die Ladungsmessung korrekt arbeitet. Nach Gleichung (2.3) ist der Proportionalitätsfaktor der Messschaltung  $\frac{1}{C_1}$ . Die



Verwendung des Sawyer-Tower-Messkreises für die Charakterisierung von piezoelektrischen Aktoren ist unter anderem in [107, 64] beschrieben. Die Nutzung in geregelten Piezotreibern ist beispielsweise in [100] dokumentiert.

$$u_M(t) = q_p(t) \cdot \frac{1}{C_1} - u_M(t=0) \quad (2.3)$$

Die Messschaltung nach Abb. 2.11(b) dient zur Messung des Aktorstromes  $i_p$ . Der Vorteil gegenüber der Ladungsmessung besteht darin, dass der Aktorstrom ohne Drift des Messsignals gemessen werden kann. Der Leckstrom des Aktors führt lediglich zu einem konstanten Spannungsabfall über dem Messwiderstand (Shunt)  $R_1$ . Die Strommessung ist insbesondere dann sinnvoll, wenn der Aktor in einem eng begrenzten Frequenzbereich oder einem fest definierten begrenzten Frequenzbereich betrieben wird. Ein Beispiel für diesen Betriebsfall ist der gepulste Betrieb bei piezoelektrischen Einspritzventilen für Kraftfahrzeuge. Im Gegensatz zur Aktorspannung oder Aktorladung weist der Messwert des Aktorstromes eine sehr große Dynamik auf. So kann ein Aktor von Null auf seine Maximalladung in wenigen Mikrosekunden mit einem Strom im zweistelligen Amperebereich aufgeladen werden oder aber in einem Zeitraum von Minuten mit einem Strom im unteren Milliamperebereich. Für solch variierende Betriebsfälle in der Anwendung wäre die Strommessung so auszulegen, dass über einen Amplitudenbereich von mehr als vier Größenordnungen mit der gewünschten Genauigkeit gemessen wird. Nach Gleichung (2.4) ist der Proportionalitätsfaktor der Messschaltung  $R_1$ .

$$u_M(t) = i_p(t) \cdot R_1 \quad (2.4)$$

Die Messschaltung nach Abb. 2.11(a) dient zur Messung der Aktorspannung  $u_p$ . Vergleichbar der Aktorladungsmessung ist die Dynamik des Messsignals begrenzt auf den Spannungsbereich (0V ... Durchbruchspannung). Der Aktor kann auch mit vergleichsweise kleinen negativen Ansteuerspannungen beaufschlagt werden. Nach (2.5) ist der Proportionalitätsfaktor der Messschaltung  $\frac{R_1}{R_1+R_2}$ .

$$u_M(t) = u_p(t) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{bei } u_p(t) = u(t) \quad (2.5)$$

Wie in [101] dokumentiert kann es vorteilhaft sein, die Messkreise als Brückenschaltung zu realisieren. Im Vergleichszweig wird die Charakteristik des Aktors im einfachsten Fall durch eine Kapazität nachgebildet.

In der Mehrzahl der Anwendungen wird der Piezoringmotor in einem Drehzahlbereich vom Stillstand bis zu einer Maximaldrehzahl zum Einsatz kommen. Daher werden aus den oben genannten Gründen die Messung der Aktorladung und der Aktorspannung

eine im Vergleich zum Aktorstrom größere Bedeutung haben. Die Aktorstrommessung ist interessant im Sinne einer Leckstrommessung. Die Erfahrung im praktischen Umgang mit piezoelektrischen Aktoren hat gezeigt, dass ein erhöhter oder steigender Leckstrom einen frühzeitigen Ausfall des Aktors anzeigen kann.

### 2.3.4. Modellierung der Aktoren des Piezoringmotors

Der verwendete piezoelektrische Aktor weist als elektromechanischer Wandler ein komplexes nichtlineares und hysteretisches Großsignalverhalten auf. Da der Aufwand für eine genaue Modellierung eines solchen Aktors hoch ist, wird das Modell auf die Anforderungen im Anwendungsfall unter den gegebenen Randbedingungen, beispielsweise den Temperatur- und Druckbereich, angepasst und dementsprechend vereinfacht.

Der Piezoeffekt lässt sich durch die linearen piezoelektrischen Grundgleichungen (2.6) in Vektor/Matrix Schreibweise analytisch beschreiben [57], [96]. Matrizen sind fettgedruckt dargestellt. Der hochgestellte Index beschreibt den Parameter der konstant gehalten wird,  $T$  entspricht der mechanischen Spannung und  $E$  der elektrischen Feldstärke. Die Gleichungen vereinfachen sich, wenn nur eine Wirkrichtung betrachtet wird. Außerdem sind auf Grund der Kristallsymmetrie die Matrizen der Materialkonstanten nicht voll besetzt.

$$\begin{aligned}\vec{D} &= \mathbf{d} \cdot \vec{T} + \varepsilon^T \cdot \vec{E} \\ \vec{S} &= \mathbf{s}^E \cdot \vec{T} + \mathbf{d}^t \cdot \vec{E}\end{aligned}\quad (2.6)$$

Da in der Anwendung die Kraftwirkung in einer bestimmten Raumrichtung von Interesse ist, kann das Gleichungssystem (2.6) auf den eindimensionalen Fall reduziert werden. Für die Aktorik sind dabei zwei Effekte von Bedeutung, der Quer- oder Transversaleffekt sowie der Längs- bzw. Longitudinaleffekt. Der Quereffekt findet u. a. Anwendung in piezoelektrischen Biegeaktoren.

$$\begin{aligned}D_1 &= d_{31} \cdot T_1 + \varepsilon_{11}^T \cdot E_3 \\ S_1 &= s_{11}^E \cdot T_1 + d_{31} \cdot E_3\end{aligned}\quad (2.7)$$

Beim piezoelektrischen Stapelaktor wird der Längseffekt genutzt.

$$\begin{aligned}D_3 &= d_{33} \cdot T_3 + \varepsilon_{33} \cdot E_3 \\ S_3 &= s_{33} \cdot T_3 + d_{33} \cdot E_3\end{aligned}\quad (2.8)$$

Das Gleichungssystem lässt sich für den verwendeten piezoelektrischen Stapelaktor auf die in Abb. 2.13 dargestellten Größen elektrische Ladung  $Q_p$ , elektrische Spannung  $U_p$ ,

Kraft  $F$  und Auslenkung  $\Delta l$  umstellen. Definiert werden die Anzahl der mechanisch in Reihe geschalteten piezoelektrischen Schichten  $n_p$ , die Elektrodenfläche  $A_p$  und die Gesamtlänge des Aktors  $l_0$ . Genutzt wird der  $d_{33}$ -Effekt. Da die Schichthöhe viel kleiner als die Schichtbreite und Schichttiefe ist, wird eine homogene Feldverteilung in den Schichten sowie eine konstante Schichthöhe (auch unter einwirkenden Kräften) angesetzt. Der Aktor setzt sich aus elektrisch parallel geschalteten Schichten zusammen, die idealisiert je als Plattenkondensator betrachtet werden können. Unter diesen Randbedingungen lassen sich die folgenden Gleichungen aufstellen:

$$E_3 = \frac{U_p \cdot n_p}{l_0}; D_3 = \frac{Q_p}{A_p \cdot n_p}; S_3 = \frac{\Delta l}{l_0}; T_3 = \frac{-F}{A_p}; D_{33} = n_p \cdot d_{33} \quad (2.9)$$

Durch das Einführen einer idealisiert konstanten Aktorkapazität  $C_p$  und einer Aktorsteifigkeit  $k_p$  lässt sich ein Modell, bestehend aus einem idealen Kondensator und einer über  $D_{33}$  gekoppelten idealen Feder ableiten. Wobei die Kapazität und die Federsteifigkeit durch die folgenden Gleichungen bestimmt werden.

$$C_p = n_p \frac{n_p \cdot A_p \cdot \varepsilon_{33}^T}{l_0} \quad \text{und} \quad k_p = \frac{A_p}{s_{33}^E \cdot l_0} \quad (2.10)$$

Aus den Gleichungen (2.8), (2.9) und (2.10) lässt sich schließlich ein durch das Gleichungssystem (2.11) beschriebenes lineares Aktormodell ableiten:

$$\begin{aligned} Q_p &= C_p \cdot U_p - F \cdot D_{33} \\ \Delta l &= D_{33} \cdot U_p - \frac{F}{k_p} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Das Gleichungssystem beinhaltet lediglich Größen, die sich mit vertretbarem Aufwand experimentell bestimmen lassen. Ein geeigneter Prüfstand wurde beispielsweise durch Reiländer in [105] beschrieben. Insbesondere wird neben dem Aktoreffekt auch der Sensoreffekt modelliert. Gegenüber anderen Modellen ist dieses einfache Modell auch analytisch mit vertretbarem Aufwand lösbar. Allerdings erweist sich die Voraussetzung einer konstanten Aktorkapazität als grobe Näherung. Bei einem realen Aktor im Großsignalbetrieb kann die Aktorkapazität um mehr als 100% variieren. Die Verwendbarkeit dieses einfachen Modells ist daher für den Anwendungsfall genau zu prüfen. Durch Messungen (vgl. Abb. 2.12) wird das nichtlineare hysteretische Verhalten eines piezoelektrischen Stapelaktors deutlich.

Die Isomorphie zwischen den Elementen von elektrischen Schaltungen und mechanischen Modellen, wie sie in [8, 70] und zugeschnitten auf piezoelektrische Akoren von Janocha *et al.* in [65, 107] beschrieben ist, erlaubt die Interpretation des Gleichungssystems (2.11) als ein elektrisches Zweitor. Die verschalteten mechanischen Komponenten

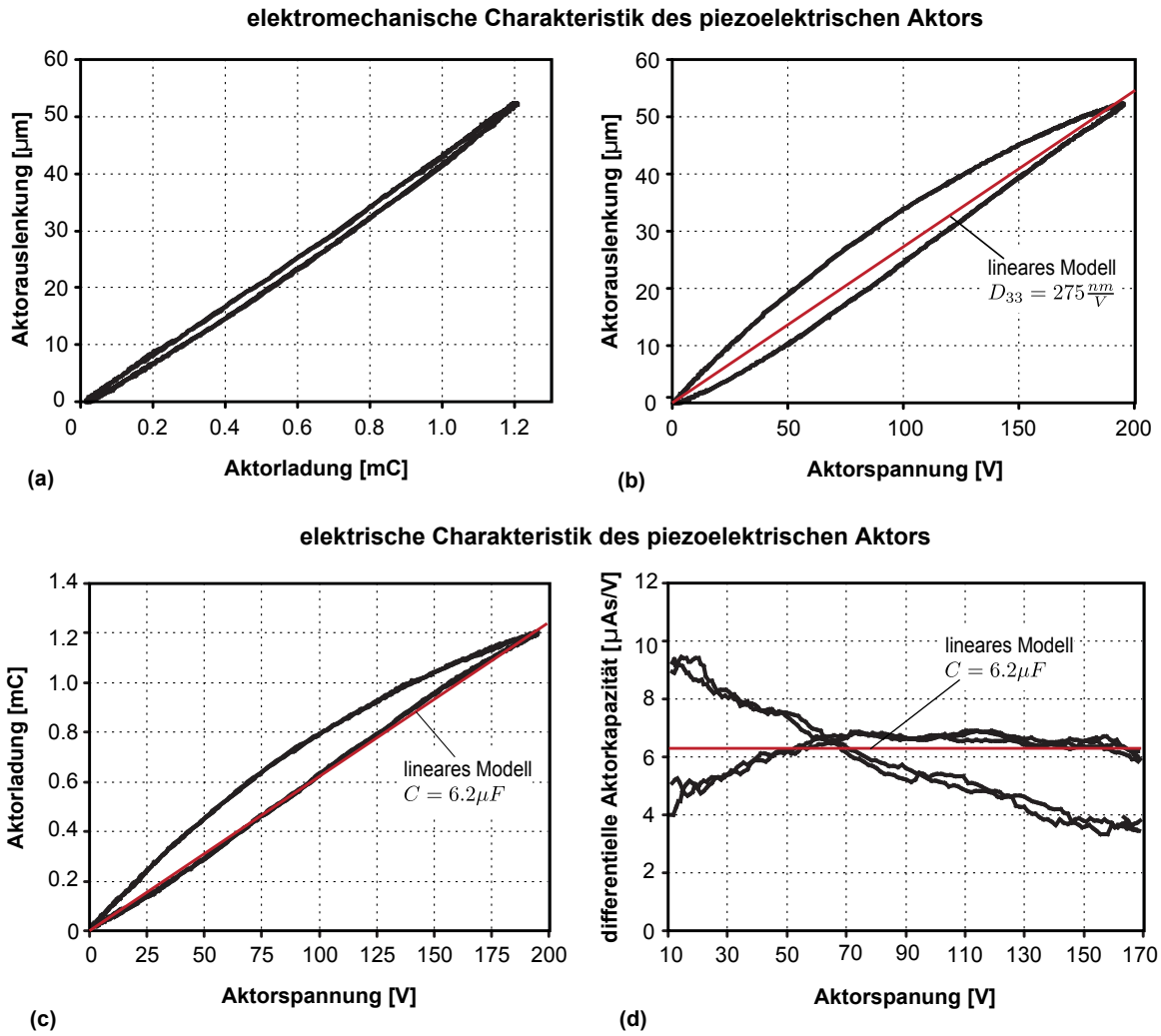


Abb. 2.12: Experimentelle Bestimmung der elektromechanischen Charakteristik einer Aktoreinheit mit einem piezoelektrischen Vielschichtaktor bei freier Auslenkung. (a) Ladungs-Auslenkungs-Funktion (b) Spannungs-Auslenkungs-Funktion und der elektrischen Eigenschaften (c) Spannungs-Ladungs-Funktion (d) Aktorspannung versus differentielle Aktorkapazität; Randbedingungen zum Experiment: Ladungsmesskapazität:  $470 \mu\text{F}$ , Laser-Doppler-Vibrometer (OFV 3001, OFV 512) Messbereich:  $20 \frac{\mu\text{m}}{\text{V}}$ , Messaufbau: ladungsrichtig.

des einen Tores sind durch Elektrische nachgebildet und über den Sensor-Aktoreffekt mit dem "rein" elektrischen Tor gekoppelt. Ein darauf aufbauendes elektromechanisches Aktormodell ist in Abb. 2.13 dargestellt. Die Größen an der elektrischen Schnittstelle sind der Ladestrom und die Aktorspannung. Die Größen der mechanischen Schnittstelle sind die auf den Aktor wirkende Kraft und die Aktorauslenkung. Die Charakteristik des Ak-

mechanische Schaltung		elektrische Schaltung
Kraft	$\Leftrightarrow$	elektrischer Strom
Geschwindigkeit	$\Leftrightarrow$	elektrische Spannung
Federnachgiebigkeit	$\Leftrightarrow$	Induktivität
Masse	$\Leftrightarrow$	elektrische Kapazität
Reibungsadmittanz	$\Leftrightarrow$	ohmscher Widerstand

Tab. 2.2.: Analogie zwischen den Komponenten einer elektrischen und einer mechanischen Schaltung [8] S. 82.

tors am elektrischen Tor entspricht der eines idealen Kondensators und einer Stromquelle die den Sensoreffekt nachbildet. Die Charakteristik des mechanischen Tors entspricht der einer idealen Feder und einer Quelle für eine Auslenkung die den Aktoreffekt nachbildet. Der Leckstrom des Aktors kann durch einen Widerstand  $R_p$  modelliert werden. Der Vorteil der Nutzung der aufgeführten Analogien liegt in der Möglichkeit, sowohl den elektrischen, als auch den mechanischen Teil eines mechatronischen Systems mit einem Schaltungssimulationstool für elektrische Netze simulieren zu können.

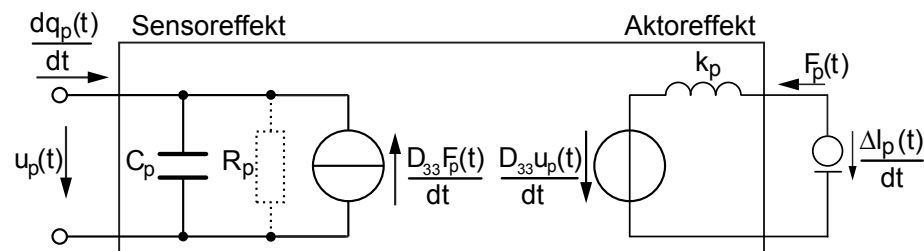


Abb. 2.13: Elektromechanisches Aktormodell in Anlehnung an [65] S. 53-73, [107] als Zweiter unter Nutzung elektromechanischer Analogien und der Gleichungen (2.11).

Das lineare Modell des Aktors stellt eine starke Vereinfachung dar. Dies ist bei der Ansteuerung zu beachten. Aus den Diagrammen nach Abb. 2.12(a) und (b) wird deutlich, dass es vorteilhaft ist den Aktor ladungsgesteuert bzw. -geregelt zu betreiben. Der Zusammenhang zwischen Aktorladung zu Aktorauslenkung ist im Vergleich zur Spannungsansteuerung wesentlich linearer und die auftretende Hysterese ist minimal. Da der reale Aktor jedoch einen nicht zu vernachlässigenden Leckstrom aufweist, ist es nicht möglich die Ladung auf dem Aktor über große Zeiträume konstant zu halten. Ladung fließt ständig ab, wobei auch die Größe des Leckstroms mit den Umgebungsbedingungen und mit der Zeit variiert. Die entstehende Drift kann nur bei periodischem Betrieb, bei einem Nulldurchgang der Aktorladungs- bzw. Aktorspannungsfunktion kompensiert wer-

den. Da in der Anwendung für den Piezoringmotor auch statische Stabilität gefordert wird, d. h. der Motor muss seine Position beliebig lang halten können, kann nur eine Spannungssteuerung oder -regelung eingesetzt werden. Bei dieser Betriebsart muss man sich der Unzulänglichkeiten des linearen Aktormodells bewusst sein.

Falls dieses einfache Aktormodell keine ausreichende Genauigkeit für den Anwendungsfall bietet, kann jede der als konstant angesetzten Größen aus (2.11) mit Abhängigkeiten erweitert werden. So kann der Aktoreffekt, das heißt der hysteretische Zusammenhang zwischen der Spannung  $u_x, u_y$  am elektrischen Tor und der Längenänderung  $\Delta l$  am mechanischen Tor durch phänomenologische oder rheologische Hysterese Modelle beschrieben werden. Die Modellierung der Aktorhysterese ermöglicht dann im nächsten Schritt die Kompensation der Hysterese durch eine Vorsteuerung. Geeignete Verfahren und deren technische Umsetzung sind in [67, 83, 87, 86, 85, 84, 88, 28, 27, 11] beschrieben. Auf vergleichbare Weise lässt sich der Sensoreffekt genauer modellieren.

Das vorgestellte Modell ist auf den quasistatischen Betrieb beschränkt. Bei dynamischem Betrieb sind ein Dämpfer und eine äquivalente Aktormasse an die ideale Feder zu koppeln. Mit diesem erweiterten Modell lässt sich auch der Resonanzfall modellieren.

### 2.3.5. Modellierung des Piezoringmotors

Im vorherigen Abschnitt wurde das lineare Modell für den piezoelektrischen Aktor vorgestellt. Die mechanischen Eigenschaften des Aktors werden durch eine ideale Feder modelliert, die elektrischen Eigenschaften durch einen idealen Kondensator. Die Ausdehnung des Aktors lässt sich durch eine lineare Verschiebung des Fußpunktes des Aktors modellieren. Das Aktormodell wird in das aus dem geometrischen Aufbau des Antriebs abgeleitete Modell nach Abb. 2.14(a) eingesetzt. Dieses lineare, statische Modell des Piezoringmotors wurde erstmals durch Gottlieb in [49] veröffentlicht. Da die Quersteifigkeit der Aktoren im Vergleich zu ihrer Längssteifigkeit sehr klein ist, wird diese in einer einfachen Ausführung des Modells nicht berücksichtigt.

Durch Herzig wurde in [59] erstmals ein dynamisches Modell des Antriebs vorgestellt, welches das statische Modell um Trägheiten, gekoppelte Massen und Reibungsverluste erweitert. Es eignet sich für die numerische Simulation mit Softwaretools wie Matlab Simulink. Im Gegensatz dazu lassen sich im statischen Modell nach Gottlieb Zusammenhänge rein analytisch ableiten. In [49] wurde gezeigt, dass das statische Modell im typischen Drehzahlbereich bezüglich der elektrischen Signale am Aktor eine gute Übereinstimmung mit dem Modell nach Herzig und experimentellen Daten zeigt. Durch eine weitere Detaillierung des statischen Modells um die Quersteifigkeiten der Aktoren kann

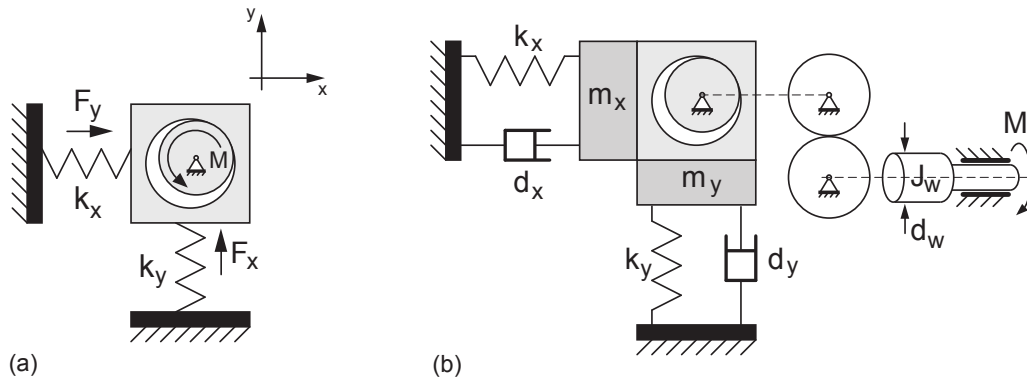


Abb. 2.14: Modellierung der Kinematik und Aktoren des Piezoringmotors. (a) statisches Modell nach Gottlieb [49] ermöglicht eine analytische Beschreibung des Verhaltens der Kinematik unter Betriebsbedingungen; (b) erweitertes dynamisches Modell nach Herzig [59] als Grundlage zur Simulation dynamischer Effekte.

eine durch die Quersteifigkeiten verursachte motortypische Drehzahlmodulation nachgebildet werden.

Es sei angemerkt, dass die genannten Modelle auch als Grundlage für modellbasierte Regelstrategien dienen können, wie sie in der Antriebstechnik bei elektromagnetischen Antrieben Stand der Technik sind.

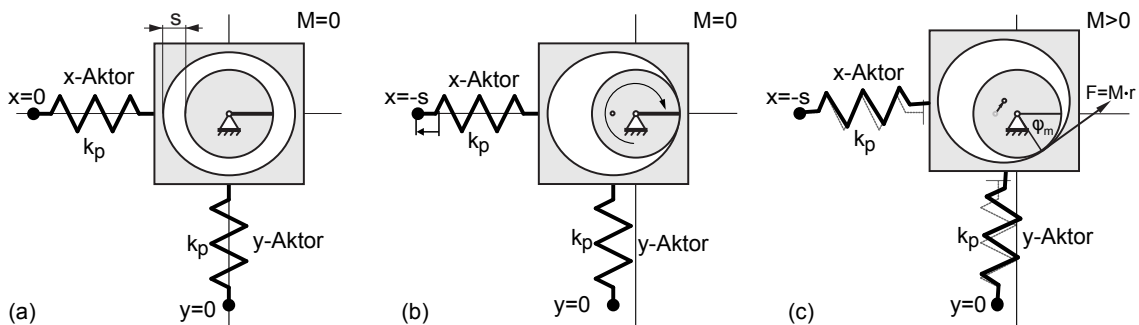


Abb. 2.15: Lineares statisches Modell des Piezoringmotors: (a) beide Aktoren halb ausgelenkt, (b) x-Aktor Minimallänge, y-Aktor halb ausgelenkt, Abtriebsdrehmoment gleich Null (c) Ansteuerung der Aktoren wie bei (b), jedoch Drehmoment größer Null.

Da der Piezoringmotor initial bereits eine hohe Drehwinkelauflösung und -reproduzierbarkeit aufweist, gilt der Gewinnung der Drehmomentinformation als weiteren in der Anwendung wichtigen Parameter besonderes Interesse.

Durch Messung an den Aktoren können der Betrag und die Phase des Zeigers der Rückwirkungssignale (Ladungssignale) bestimmt werden (vgl. Abb. 2.5). Ziel ist die Ge-

winnung des Abtriebsdrehmoments rein durch Messung elektrischer Größen am Aktor auch während des Betriebes. In Abb. 2.15(b) und (c) ist das statische Modell des Piezoringmotors für zwei Lastfälle dargestellt. Aus dem Vergleich der Abb. 2.15(b) und (c) wird intuitiv deutlich, dass sich der Kontaktpunkt zwischen Antriebsring und Welle um einen Winkel  $\Delta\varphi_m$  verschiebt (Abb. 2.15(c)), sobald ein von Null verschiedenes Abtriebsdrehmoment wirkt. Da die aus dem Abtriebsdrehmoment resultierende Kraft gleich der linear kombinierten Kraft der Aktoren ist und im Kontaktpunkt auf den Antriebsring übertragen wird, ändern sich die jeweiligen Kraftbeträge der x-Komponente (vom x-Aktor aufgebracht) und der y-Komponente (vom y-Aktor aufgebracht) in Abhängigkeit vom Winkel  $\Delta\varphi_m$ . Aus Abb. 2.15(c) wird deutlich, dass das Abtriebsdrehmoment eine Phasenverschiebung der Krafrückwirkung verursacht. Über den Sensoreffekt ist die mechanische Rückwirkung (die Kraft) mit der Aktorladung gekoppelt. Aus diesem Grund weisen auch die elektrischen Rückwirkungssignale gegenüber dem Ansteuersignal eine Phasenverschiebung auf (vgl. Abb. 2.5 und Abb. 2.16). Nach [76, 49] kann aus dem statischen Modell, dem Gleichungssystem (2.11) und auf Grundlage des Kräfte- und Drehmomentengleichgewichts für den Fall des spannungsgesteuerten Piezoringmotors das Rückwirkungssignal (die Ladungszeitfunktion) in Abhängigkeit eines Abtriebsdrehmoments in Betrag und Phase analytisch bestimmt werden. Vorausgesetzt wird, dass die Verkippung des Antriebsrings vernachlässigbar ist. Auch lässt sich das Überlastdrehmoment für den reibschlüssigen Piezoringmotor berechnen.

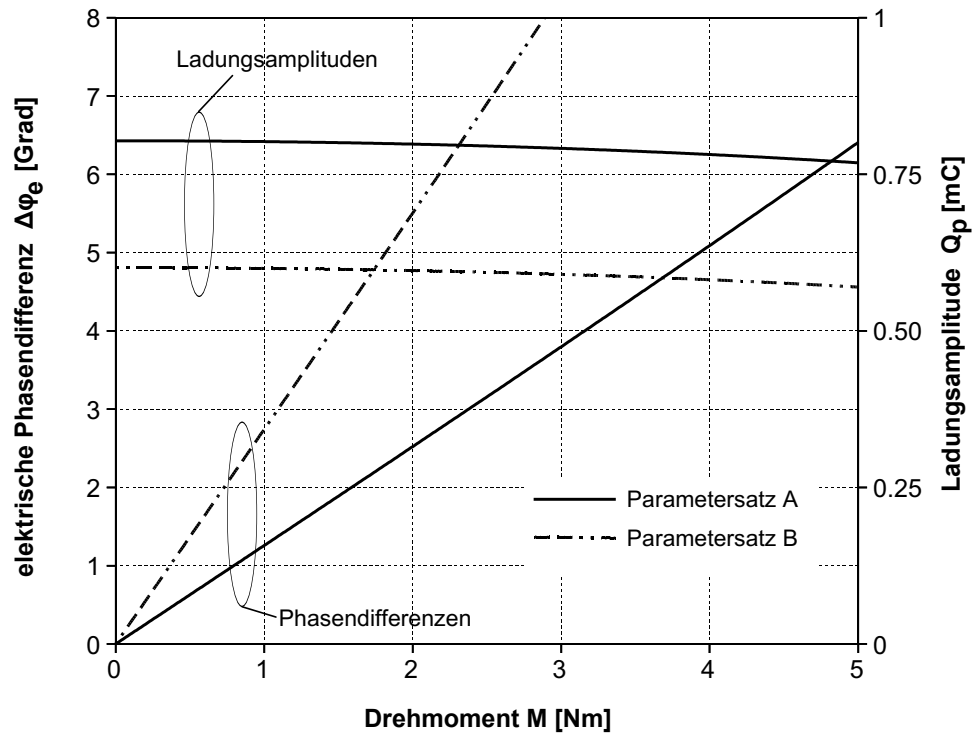
In [76] werden aus dem statischen linearen Modell des Antriebs nach Gottlieb zwei Gleichungen abgeleitet, durch die sich für spannungsgesteuerte Aktoren der Betrag und der Phasenwinkel der Rückwirkungssignale für beide Aktoren (x- und y-Aktor) berechnen lassen. Aufgrund der Symmetrie des Aufbaus des Antriebs gelten die beiden Gleichungen jeweils für beide Aktoren gleichermaßen. Bei den Rückwirkungssignalen des spannungsgesteuerten Piezoringmotors handelt es sich um sinusförmige Ladungs-Zeit-Funktionen die durch einen Mittelwert, eine Amplitude und einen Phasenwinkel charakterisiert sind. Durch Gleichung (2.12) lässt sich ein Phasenwinkel  $\Delta\varphi_e$  als Differenz des Rückwirkungssignals (Ladungssignal) eines Aktors in Bezug auf das Ansteuersignal (Spannungssignal) des Aktors berechnen. Durch Gleichung (2.13) wird die Amplitude der Aktorladung bestimmt.

$$\tan\Delta\varphi_e = \frac{M \frac{a}{r_A}}{C_p U_p^2 - k_p d_{33}^2 U_p^2 + a \sqrt{(k_p d_{33} U_p)^2 - \frac{M^2}{r_A^2}}} \quad (2.12)$$

$$Q_p = \sqrt{(d_{33} k_p a)^2 + U_p^2 (C_p - k_p d_{33}^2)^2 + 2(C_p - k_p d_{33}^2) a \sqrt{(k_p d_{33} U_p)^2 - \frac{M^2}{r_A^2}}} \quad (2.13)$$



### Aktorladung in Abhängigkeit vom Lastdrehmoment auf Basis des linearen Motormodells



#### Parametersatz A:

Spaltmaß	18 $\mu\text{m}$
Radius der Motorwelle	6 mm
Aktorkapazität	14 $\mu\text{F}$
Amplitude	107 V
Piezomodul	0.28 $\mu\text{m/V}$
Ersatzsteifigkeit	70 N/ $\mu\text{m}$
$\frac{1}{2}$ Aktorauslenkung	25 $\mu\text{m}$

#### Parametersatz B:

Spaltmaß	23 $\mu\text{m}$
Radius der Motorwelle	6 mm
Aktorkapazität	10 $\mu\text{F}$
Amplitude	94 V
Piezomodul	0.29 $\mu\text{m/V}$
Ersatzsteifigkeit	70 N/ $\mu\text{m}$
$\frac{1}{2}$ Aktorauslenkung	25 $\mu\text{m}$

Abb. 2.16: Berechnung der Parameter Amplitude und Phasendifferenz der Aktorladung bezüglich des Ansteuersignals am Piezoringmotor auf Basis des statischen linearen Modells für zwei Parametersätze A und B.

Im Diagramm Abb. 2.16 sind die Ergebnisse aus Berechnungen nach (2.12), (2.13) in Abhängigkeit vom Drehmoment grafisch dargestellt. Es kommen zwei Parametersätze A und B zur Anwendung, um zwei Parameter des Rückwirkungssignals, die Amplitude und die Phasendifferenz in Abhängigkeit vom Abtriebsdrehmoment an der Motorwelle darzustellen. Die beiden Parametersätze unterscheiden sich sowohl in den Größen die den Antrieb inklusive der Aktoren definieren, als auch in der Amplitude des Ansteuersignals. Die Auswertung erfolgt nach der Fragestellung, welcher Parameter des Rückwirkungssignals besonders sensitiv in Bezug auf das Abtriebsdrehmoment reagiert. Die Sensitivität

eines Parameters bezüglich des Abtriebsdrehmoments entspricht anschaulich der Steigung des Graphen im Diagramm.

Der Antrieb mit dem Parametersatz A würde in der Realität ein wesentlich höheres Überlastdrehmoment aufweisen im Vergleich zum Antrieb mit dem Parametersatz B. Zum einen ist die gewählte Spannungsamplitude bei A größer als bei B und zum anderen ist das Spaltmaß bei A kleiner als bei B. Durch beide Parameter erhöht sich die Andruckkraft der Aktoren und dadurch das Abtriebsdrehmoment, ab dem die Motorwelle "unkontrolliert" durchrutscht. Die höhere Aktorkapazität bei A resultiert aus der Nichtlinearität des realen Aktors, da dieser bei höherer Spannungsamplitude auch eine größere elektrische Kapazität aufweist. Beim modellierten Antrieb kommen vier Aktoren vom Typ nach Tab 2.1 zum Einsatz, die jeweils paarweise elektrisch und mechanisch parallel geschaltet sind. Ein Aktorpaar weist die doppelte elektrische Kapazität und Steifigkeit im Vergleich zum Einzelaktor auf. Im Modell findet jedoch nicht die reine Aktorsteifigkeit Verwendung, sondern eine Ersatzsteifigkeit, die die Steifigkeit des gesamten Kraftübertragungspfades aus Aktor, Gehäuse, Lagerung und Verbindungsstellen nachbildet. Aufgrund der seriellen Aneinanderreihung der Elemente im Kraftübertragungspfad ist die Ersatzsteifigkeit kleiner der Aktorsteifigkeit anzusetzen. Die Ersatzsteifigkeit wird mit einem Wert nach [76] angesetzt.

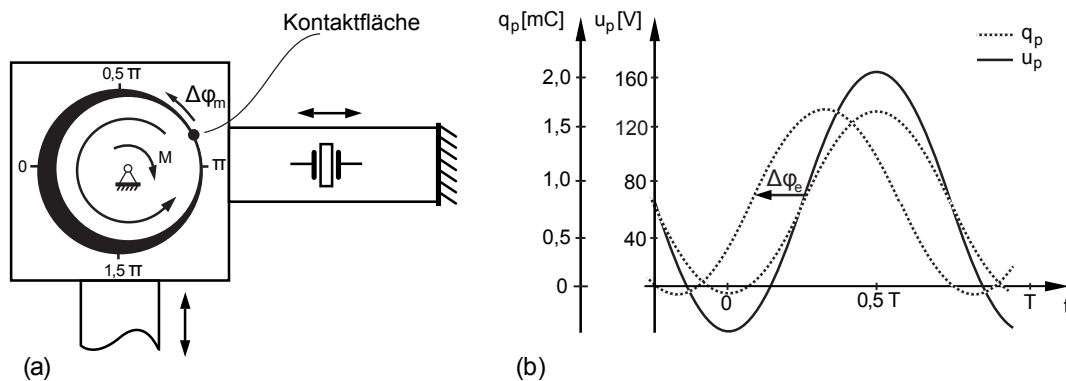


Abb. 2.17: Kinematik des Piezoringmotors schematisch (a) sowie Darstellung der aus einem äußeren Abtriebsdrehmoments resultierenden Verschiebung der Kontaktfläche ("mechanische" Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_m$ ) und (b) Darstellung des Ansteuersignals  $u_p(t)$  für einen Aktor und des Rückwirkungssignals  $q_p(t)$  sowie der resultierenden elektrischen Phasendifferenz  $\Delta\varphi_e$  unter Wirkung eines Lastdrehmoments.

Aus dem Diagramm nach Abb. 2.16 wird deutlich, dass unabhängig vom Parametersatz erst ein von Null verschiedenes Abtriebsdrehmoment zu einer Verschiebung der Phasenlage des Aktorrückwirkungssignals (Aktorladungssignal) gegenüber dem Aktoransteuer-

signal (Aktorspannungssignal) führt. Die Phasendifferenz nach Abb. 2.16 aufgetragen als Kennlinie  $\Delta\varphi_e(M)$  ist im Ursprung ( $M=0\text{ Nm}$ ) gleich Null. Proportional zum Lastmoment steigt die Kennlinie der Phasendifferenz nahezu linear, wobei der Anstieg beim "stärkeren" Antrieb (Parametersatz A) erwartungsgemäß geringer ausfällt. Die Kennlinien der Aktorladungsamplitude verlaufen unabhängig vom Parametersatz in Abhängigkeit vom Lastmoment im Wesentlichen parallel zur x-Achse. Aus den berechneten Kennlinien nach Abb. 2.16 wird deutlich, dass  $\Delta\varphi_e$  ein geeigneter Parameter zur Bestimmung des Abtriebsdrehmoments ist. Der Parameter weist nach dem Modell eine hohe Sensitivität und in guter Näherung lineare Abhängigkeit zum Abtriebsdrehmoment auf. Hingegen ist die Sensitivität der Amplitude der Aktorladung bezüglich des Abtriebsdrehmoments gering. Außerdem wird deutlich, dass die Kennlinien der Aktorladungsamplitude im Vergleich zu den Kennlinien von  $\Delta\varphi_e$  stärker nichtlinear sind.

## 2.4. Kritik am Stand der Technik

Piezoelektrische Ultraschallmotoren, insbesondere Motoren der Firma Shinzei Kogyo Co., sind derzeit die bestuntersuchten MR-kompatiblen Antriebe. Neben der Untersuchung des Einflusses des Antriebs selbst auf die Bildgebung [56] wurde in [140] auch die Wirkung der Ansteuersignale auf die Bildgebung untersucht. Dies stellt einen wichtigen Schritt in Richtung einer ganzheitlichen Betrachtung dar. Denn neben dem Antrieb selbst, ist auch die zugehörige Ansteuerelektronik als potentielle Störquelle zu berücksichtigen.

Die Empfangselektronik des MR-Tomographen ist abgestimmt auf die Spin-Resonanzfrequenz (Lamorfrequenz) des Wasserstoffatoms bei einer gegebenen magnetischen Flussdichte im Isozentrum des Tomographen. Die Lamorfrequenz des Wasserstoffatoms bei einem magnetischen Fluss von einem Tesla beträgt  $42.57\text{ MHz}$ . Elektromagnetische Störfelder mit einer Frequenz von  $42.57\text{ MHz}$  oder nahe dieser Frequenz bei einem 1 Tesla Tomographen verursachen Messfehler und Artefakte. Die Lamorfrequenz wächst proportional mit der magnetischen Flussdichte [15]. Es wird deutlich, dass insbesondere hochgetaktete Schaltnetzteile, Klasse-D Verstärker, digitale Systeme (Mikrocontroller) oder verzerrte Signale mit Anteilen hochfrequenter Oberwellen Quellen relevanter Störfelder sein können.

Der Piezoringmotor ist ein dynamischer Stellantrieb mit hoher mechanischer Leistung, höchster Winkelauflösung und hoher Drehwinkelreproduzierbarkeit. Zur Zeit der Entstehung der Arbeit wurde mit dem Antrieb ein dokumentiertes Experiment an einem  $1.5\text{ T}$  MR-Tomographen durchgeführt [132]. Bei dem im Experiment verwendeten Antrieb handelte es sich um einen Aufbau aus nicht MR-kompatiblen Materialien. Es zeigten sich

ausgeprägte Verzerrungen in der Bildgebung durch die im Motor eingesetzten ferromagnetischen Materialien und deren Wirkung auf das magnetische Feld des MR-Tomographen. Beim Motorbetrieb verringerte sich das Signal-Rausch-Verhältnis sichtbar. Vermutlich ursächlich waren hochfrequente elektromagnetische Störungen verursacht durch die Stromversorgung der Motorelektronik. Diese bestand aus zwei in Serie geschalteten, getakteten Hochsetzstellern.

Zur Entwicklung eines MR-kompatiblen Antriebssystems auf Basis des piezoelektrischen Ringmotors sind sowohl an der Motorelektronik, als auch am Antrieb selbst Entwicklungsarbeiten notwendig. Im Vergleich zu einem Ultraschallmotor hat der Piezoringmotor, als potenziell ebenfalls MR-kompatibler Antrieb, den Vorteil einer Skalierbarkeit in Bauvolumen und mechanischer Leistung über mehrere Größenordnungen hinweg. Auch ist anzunehmen, dass die durch die elektrischen Ansteuersignale des Motors verursachten Störungen beim piezoelektrischen Ringmotor geringer sind, als bei einem Ultraschallmotor. Voraussetzung hierfür ist ein geeigneter Leistungstreiber zur Ansteuerung der Aktoren des Antriebs. Die Ansteuerfrequenz des piezoelektrischen Ringmotors ist circa drei Größenordnungen kleiner, als die eines piezoelektrischen Ultraschallmotors. Werden vergleichbare Signalverzerrungen angesetzt, so ist die potentielle Störwirkung, durch den größeren Abstand der Ansteuersignale des piezoelektrischen Ringmotors zum Empfangsfrequenzbereich des Tomographen, entsprechend kleiner.

Wie im Kapitel 1 dargestellt, ist neben der MR-kompatiblen Aktorik auch eine MR-kompatible Sensorik, beispielsweise zur Realisierung von Haptikfunktionen, von großer Bedeutung. Der Autor konnte keine Schriften recherchieren, die die Nutzung von inhärenten Sensorfunktionen MR-kompatibler Antriebe dokumentieren. Die Motivation den Aktor auch als Sensor zu nutzen ist im Umfeld des MR-Tomographen besonders hoch, da in dieser Umgebung auch die Sensoren aufwendig MR-kompatibel aufzubauen sind. Ist der Antrieb MR-kompatibel und eine inhärente Sensorfunktion nutzbar, wird die Sensorproblematik entschärft. Die Problematik der Entwicklung MR-kompatibler Sensoren, insbesondere von Kraftsensoren, ist in [122, 38] dokumentiert.

Des Weiteren ist bekannt [108] (S. 194), dass die Stabilität eines geschlossenen Kraftregelkreises bei einem entfernt vom Aktor positionierten Kraftsensor an einer elastischen Kinematik nur aufwendig erreicht werden kann [124]. Bei der Nutzung inhärenter Sensoreigenschaften fällt der Ort des Aktors mit dem Ort des Sensors zusammen. Reglerstabilität lässt sich in diesem Fall auch bei angeschlossener flexibler Kinematik erreichen [23].

## 3. Antriebssystem auf Basis eines Piezoringmotors

### 3.1. Aufgabenstellung

Die Aufgabe besteht darin, Verfahren und Methoden zur Ansteuerung des piezoelektrischen Ringmotors zu entwickeln, diese in einem Antriebssystem zu realisieren und in Experimenten zu verifizieren. Die Verfahren und Methoden sollen insbesondere geeignet sein, den Piezoringmotor als Teil eines MR-kompatiblen Antriebssystems nahe dem Patienten einzusetzen. Das Antriebssystem soll daher folgende Merkmale aufweisen:

1. Funktion in starken Magnetfeldern
2. geringste Abstrahlung elektromagnetischer Störfelder
3. hohes Beschleunigungsvermögen
4. geringer Energieverbrauch
5. geringe Schallabstrahlung
6. stabile und empfindliche Drehmoment-/Lastsensorik im Motorbetrieb

Das erste Merkmal wird durch den Antrieb selbst inhärent erfüllt. Da der Piezoeffekt und seine Umkehrung unabhängig von Magnetfeldern ist, wird der Antrieb durch starke Magnetfelder nicht beeinflusst. Jedoch wirkt der Antrieb störend auf die Funktion des Tomographen, da er zur Zeit der Entstehung dieser Arbeit nicht als unmagnetische Bauform vorlag.

Der Antrieb wird durch sinusförmige Signale niedriger Frequenz angesteuert, die im Frequenzbereich mehr als vier Größenordnungen vom Empfangsbereich der Detektorelektronik des Tomographen entfernt sind. Das Ansteuersignal als solches wird keine Störung der Bildgebung verursachen. Nur Oberwellen, Einkopplungen/Übersprechen aus der digitalen Steuerung oder Stromversorgung können Störfelder verursachen und die Bildgebung beeinträchtigen. Ein wichtiger Parameter der Motorelektronik quantifiziert

daher die eingebrachte Signalverzerrung bzw. den Gehalt an durch den Motortreiber generierten Oberwellen im Ausgangssignal der Elektronik. Eine geeignete Kenngröße ist *THD*. *THD* quantifiziert die nichtlinearen Verzerrungen durch die Berechnung der Gesamtleistung der eingebrachten harmonischen Verzerrungen bezogen auf die Leistung der Grundwelle (vgl. Gleichung 6.3). Aus einer hohen Signalqualität resultiert auch eine geringe Schallabstrahlung. Die Anregung erfolgt durch die Grundwelle mit sehr niedriger Frequenz im Bereich von  $0 \text{ Hz} \leq f \leq 300 \text{ Hz}$ . Bei kleinen Drehfrequenzen sind daher nur die Oberwellen hörbar.

Neben hoher Signalqualität gewinnt zunehmend die Energieeffizienz, auch für Systeme der Medizintechnik, an Bedeutung. Reduzierte Verlustwärme hat neben dem Energiesparereffekt weitere Vorteile. So kann eine Elektronik raumsparend konstruiert werden. Bei geringster Verlustleistung kann eine Zwangsbelüftung entfallen, die Elektronik lüfterlos und komplett gekapselt aufgebaut werden. Als Parameter zur quantitativen Beurteilung der Effizienz des zu entwickelnden Verstärkers im Vergleich zu einem klassischen Verstärker (nach dem Stand der Technik) wird die Verlustleistung des zu entwickelnden Verstärkers auf die Verlustleistung des klassischen Verstärkers normiert.

Der piezoelektrische Ringmotor ist ein hoch-dynamischer Antrieb und erlaubt es, dynamische Bewegungen exakt nachzuvollziehen (ohne Nachlaufen). Diese Eigenschaft sollte es ermöglichen, beispielsweise Organbewegungen in Echtzeit zu kompensieren bzw. zu verfolgen. Die Dynamik des Antriebs ist mechanisch begrenzt durch die Antriebssteifigkeit und Trägheitsmomente, sie ist elektrisch begrenzt durch den maximalen Treiberstrom. Daher ist es Ziel eine Schaltungsarchitektur zum Treiben des Antriebs zu wählen, die hohe Spitzenströme aufbringen kann.

Zwei mechanische Größen kennzeichnen einen Antrieb, der Drehwinkel mit den zugehörigen Ableitungen nach der Zeit und das Drehmoment. Der formschlüssige piezoelektrische Ringmotor ist bei bekannter Anfangsposition ein absolut positionierender Antrieb. In vielen Anwendungsfällen wird die Positioniergenauigkeit des Antriebs bereits ausreichen, so dass keine zusätzliche Ortssensorik notwendig ist. Eine inhärente Drehmomentsensorik, wie sie zum Beispiel für haptisches Feedback vorteilhaft ist, konnte bisher noch nicht dargestellt werden und die Entwicklung eines geeigneten Verfahrens ist ein Ziel dieser Arbeit. Die kennzeichnende Größe zu einer ersten Bewertung des entwickelten Verfahrens ist die Drehmomentempfindlichkeit in Bezug zum Maximaldrehmoment.

## 3.2. Abgrenzung

In dieser Arbeit wird auf zur Verfügung stehende piezoelektrische Ringmotoren zurückgegriffen. Die Entwicklung oder Optimierung des Antriebs selbst, zum Beispiel hinsichtlich der MR-Kompatibilität, ist nicht Gegenstand der Arbeit. In der Arbeit werden Methoden und Verfahren entwickelt, die den Aufbau einer Motorelektronik ermöglichen, die in Kombination mit dem Antrieb ein Antriebssystem zur Verfügung stellen, das die zuvor beschriebenen Merkmale aufweist. Die Merkmale werden durch Kenngrößen wie eingebrachte Signalverzerrungen (THD), Wirkungsgrad, Spitzenstrom/Spitzenleistung oder Verlustleistung und Drehmomentauflösung der inhärenten Lastsensorik quantitativ charakterisiert. Die im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten zwei Motorelektroniken und deren Komponenten, in denen die entwickelten Verfahren und Methoden zur Anwendung kommen, werden hinsichtlich der genannten Kenngrößen untersucht, aber nicht in einem konkreten MR-kompatiblen Assistenzsystem evaluiert. Auch wird nicht das Zusammenwirken von Antriebssystem, Transmission und Endeffektoren untersucht. Für einen allgemeinen Überblick zu diesem Aspekt wird auf [97] verwiesen.





## 4. Inhärente Sensorfunktion des Piezoringmotors

Der Piezoringmotor weist bereits ohne weitere Maßnahme, insbesondere ohne den Einsatz eines geschlossenen Regelkreises, eine vergleichsweise hohe absolute Drehwinkelgenauigkeit, Reproduzierbarkeit und Auflösung auf. Durch die hohe Steifigkeit führt auch ein Abtriebsdrehmoment nur zu einer geringfügigen (elastischen) Drehwinkelabweichung. Nach [109] liegt die Winkelabweichung des Antriebs in Abhängigkeit vom Lastdrehmoment bei  $\Delta\beta(M) = 100 \frac{\text{Winkelsekunden}}{\text{Nm}} M$  bei einer maximalen Torsion von  $0.2^\circ$  über den gesamten Betriebsdrehmomentbereich, motorisch und generatorisch. Die Angaben gelten für einen Piezoringmotor mit vier piezoelektrischen Stapelaktoren und bei einer Ansteuerspannung von  $200\text{ V}$  Spitze-Spitze. Ist das auf den Antrieb wirkende Abtriebsdrehmoment bekannt, so lässt sich selbst diese geringe Drehwinkelabweichung durch Nutzung des Motormodells kompensieren.

Neben dem Drehwinkel ist die Information zum Wert des Abtriebsdrehmoments in vielen Applikationen als Eingangsgröße für eine Drehmomentregelung von Bedeutung. In Anwendungen bei denen die Last in einem weiten Bereich variiert, unbekannt ist oder aus Sicherheitsgründen das Moment begrenzt werden muss, kommen drehmomentgeregelte Antriebe zum Einsatz. Beispielhaft seien die Automatisierungstechnik und dort insbesondere die Robotik genannt. Die Qualität des Messwerts des Abtriebsdrehmoments als Reglereingangsgröße (Istwert) bestimmt unter anderem die Qualität der Regelung. Werden höchste Anforderungen an die Messgenauigkeit und -geschwindigkeit gestellt kommen in der Praxis externe Sensoren zum Einsatz, die beispielsweise die Torsion der Messwelle als proportionale Größe zum Abtriebsdrehmoment messen. Für elektrodynamische Antriebe sind aber auch Verfahren bekannt, bei denen das Abtriebsdrehmoment aus dem Motormodell und den gemessenen vektoriellen Motorspannungen und -strömen ermittelt wird. Diese Verfahren haben den Vorteil, dass kein zusätzlicher Sensor notwendig ist. Dadurch vereinfacht sich die Verdrahtung und damit die Zuverlässigkeit. Für den Piezoringmotor werden solche "sensorlosen" Messverfahren zur Bestimmung des Abtriebsdrehmoments aus Rückwirkungssignalen des Aktors in diesem Kapitel vorgestellt.

## 4.1. Drehmomentmessung durch Leistungsmessung

Die mechanische Leistungsabgabe eines Drehantriebs ist definiert durch das Produkt aus Drehzahl und Abtriebsdrehmoment. Bei bekannter Drehzahl lässt sich aus der mechanischen Leistung das Abtriebsdrehmoment berechnen. Über den Wirkungsgrad des Piezoringmotors ist die elektrische Leistungsaufnahme des Antriebs mit der mechanischen Abgabeleistung verknüpft. Da der Antrieb aufgrund von Reibung in den Lagern und der Verzahnung sowie Verlusten in der piezoelektrischen Keramik zusätzlich zur mechanischen Leistung auch Leistung in Form von Wärme abgibt, ist der Wirkungsgrad kleiner als 1 und abhängig vom Aufbau, von Ansteuergrößen, Umgebungsgrößen und der Alterung der Komponenten. Daher ist der Wirkungsgrad unter den in der Applikation auftretenden Randbedingungen und auch unter dem Aspekt der Alterung zu bestimmen. Ist der Wirkungsgrad bekannt, dann lässt sich bei gegebener Drehzahl aus der Messung einer rein elektrischen Größe, der elektrischen Leistung, das Drehmoment berechnen.

In der Anwendung variieren zwei Größen in weiten Grenzen, die Ansteuerfrequenz (zur Einstellung der Drehzahl) und das Abtriebsdrehmoment. Die Charakteristik des Wirkungsgrads in Bezug auf diese beiden Größen ist daher von besonderem Interesse. Die Abhängigkeiten wurden experimentell durch einen mechanischen Aufbau nach Abb. 4.2 (b) ermittelt. Im Gegensatz zu der Darstellung wurden bei diesem Experiment die Aktorspannungen und -ströme oszilloskopisch direkt an den Aktoren gemessen. Aus den Messwerten wurde dann die Wirkleistung aller Aktoren berechnet. Die Ergebnisse des Experiments sind im Diagramm nach Abb. 4.1 zusammengefasst. Dargestellt ist der elektromechanische Wirkungsgrad des Piezoringmotors in Abhängigkeit vom Abtriebsmoment, das auf das Maximalmoment (Überlastdrehmoment) normiert ist. Im Diagramm wird die nichtlineare Charakteristik dieser Abhängigkeit deutlich. Die gemessenen Werte lassen sich gut durch eine quadratische Funktion annähern (Trendlinie).

Das Maximalmoment wird im Wesentlichen durch die Amplitude der Aktorspannungen bestimmt. Je höher die Aktorspannung, desto höher das Maximalmoment. Die Normierung des Abtriebsdrehmoments auf das Maximalmoment erlaubt die Darstellung des Wirkungsgrads nahezu unabhängig von den Eigenschaften des Antriebs, den verwendeten Aktorspannungen, der Justage usw. Im Anwendungsfall wäre diese Messung für den zur Anwendung kommenden Antrieb und die gewählten Aktorspannungen durchzuführen. Das Experiment zeigt, dass der Wirkungsgrad im gemessenen Ansteuerfrequenzbereich nahezu unabhängig von der Drehzahl des Antriebs ist. So sank der Wirkungsgrad von der geringsten Drehzahl bis zur höchsten Drehzahl um circa 2%. Aufgrund der geringen Anzahl von zur Verfügung stehenden Motoren, ist die Untersuchung der Abhängigkeit des

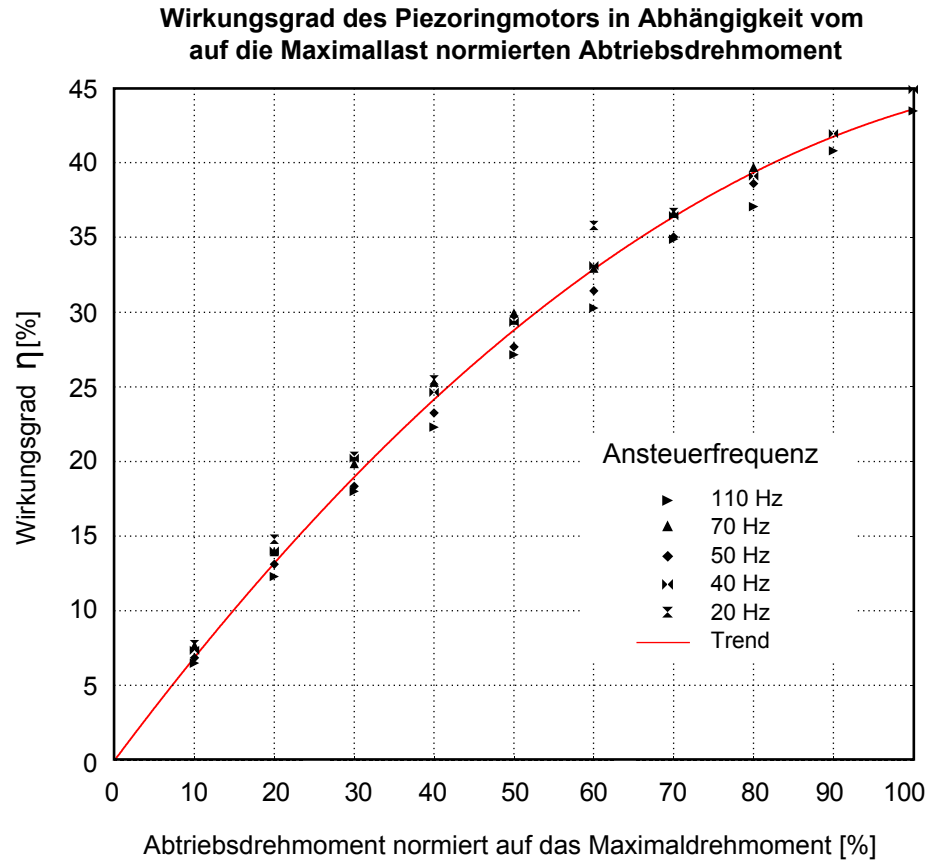


Abb. 4.1: Elektromechanischer Wirkungsgrad des Piezoringmotors in Abhängigkeit vom Abtriebsmoment, experimentell bestimmt durch Messung der Aktorströme und Aktorspannungen.

Wirkungsgrads von der Alterung (Abnutzung von Bauteilen des Antriebs) im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich.

Die Messung der Wirkleistung direkt an den Klemmen des Motors ist aufwendig. Es handelt sich um eine Wechselspannungs-Wirkleistungsmessung an zwei Phasen. Eine Leistungsmessung an der Spannungsversorgung des Motortreibers oder der Spannungsversorgung der Motorelektronik ist wesentlich einfacher durchzuführen. In beiden Fällen handelt es sich um eine Gleichspannung, wobei der Stromfluss entsprechend des Lade-Entlade-Zyklus der Aktoren moduliert ist. Daher ist die Versorgungsspannung mit Kondensatoren geeignet zu puffern (zu filtern) und die Strommessung vor dem Filter durchzuführen. Alternativ kann auf den Strommesswert ein gleitender Mittelwertfilter mit einem an die Periodendauer der Ansteuerfrequenz angepassten Fenster angewendet werden. Zur experimentellen Darstellung des Messverfahrens wurde entsprechend dem

Aufbau nach Abb. 4.2(b) der Piezoringmotor mit einem periodisch abbremsenden und antreibenden Abtriebsmoment beaufschlagt. Dazu treibt die Abtriebswelle des Motors eine Kreisscheibe an. In der Kreisscheibe befindet sich im Abstand  $r = 70 \text{ mm}$  vom Mittelpunkt ein Stift, an dem über ein Drehlager ein Gewicht aufgehängt ist. Dieses Gewicht wird durch die Drehbewegung der Scheibe periodisch auf und ab bewegt. Aufgrund der vergleichsweise langsamen Bewegung sind dynamische Kräfte vernachlässigbar. Für den beschriebenen Aufbau lässt sich das drehwinkelabhängige Lastdrehmoment  $M(\beta)$  nach Gleichung (4.1) bestimmen.

$$M(\beta) = r \cdot m \cdot g_0 \cdot \cos(\beta) \quad (4.1)$$

Die Leistungsmessung wurde entsprechend der Abb. 4.2(b) an den Stromversorgungsklemmen der Motorelektronik durchgeführt. Die Motorelektronik wurde mit einer  $12 \text{ V}$  Gleichspannung versorgt. Die Leistungsaufnahme ohne angeschlossenen Piezoringmotor betrug etwa  $5 \text{ W}$ . Das Messsignal setzt sich zusammen aus der Leistungsaufnahme des Antriebs und der Leistungsaufnahme weiterer Nutzer elektrischer Leistung in der Motorelektronik. So wird zusätzlich zu den Aktoren elektrische Leistung von der Motorsteuerung, dem internen  $250 \text{ V}$  Netzteil sowie dem 2 Kanal Treiber für die Aktoren aufgenommen.

Im Diagramm 4.2 sind die Messwerte der elektrischen Leistungsaufnahme der Motorelektronik in Abhängigkeit vom Drehwinkel der Motorwelle dargestellt. Jedem Drehwinkel lässt sich ein Drehmoment an der Abtriebswelle nach (4.1) im Bereich  $-1.83 \text{ Nm} \leq M \leq 1.83 \text{ Nm}$  zuordnen. Das Experiment wurde für drei Drehzahlen  $\omega = 2\pi \frac{30 \text{ Hz}}{312}$ ,  $\omega = 2\pi \frac{60 \text{ Hz}}{312}$  und  $\omega = 2\pi \frac{78 \text{ Hz}}{312}$  durchgeführt. Wie zu erwarten, nimmt sowohl mit steigender Ansteuerfrequenz, als auch steigendem Abtriebsdrehmoment, die elektrische Leistungsaufnahme zu. Bei einem Drehmoment von  $M = 0 \text{ Nm}$  beträgt die Leistungsaufnahme bei einer Ansteuerfrequenz von  $f = 30 \text{ Hz}$  etwa  $P = 12 \text{ W}$ . Diese Leistung wird zum Umladen der Aktoren, zur Überwindung der motorinneren Reibungskräfte und zur Versorgung der elektrischen Verbraucher der Elektronik benötigt. Subtrahiert man diese Grundlast für die jeweilige Ansteuerfrequenz vom Messsignal und führt die Leistungsmessung in Abhängigkeit vom Drehmoment an der Abtriebswelle durch, so lassen sich die Messwerte als Zusammenhang zwischen der elektrischen Leistungsaufnahme und dem Abtriebsdrehmoment nach Diagramm 4.3 darstellen. Durch die Kennlinie kann bei gegebener Ansteuerfrequenz die Leistungsaufnahme für ein Abtriebsmoment bestimmt werden und umgekehrt. Für eine Verallgemeinerung auf einen Drehzahlbereich ist entsprechend ein Kennfeld zu messen.

Auf Basis der im Experiment nach Abb. 4.2 ermittelten Daten ist im Diagramm (vgl. Abb. 4.3) die zur Grundlast zusätzliche Leistungsaufnahme der Motorelektronik in Ab-

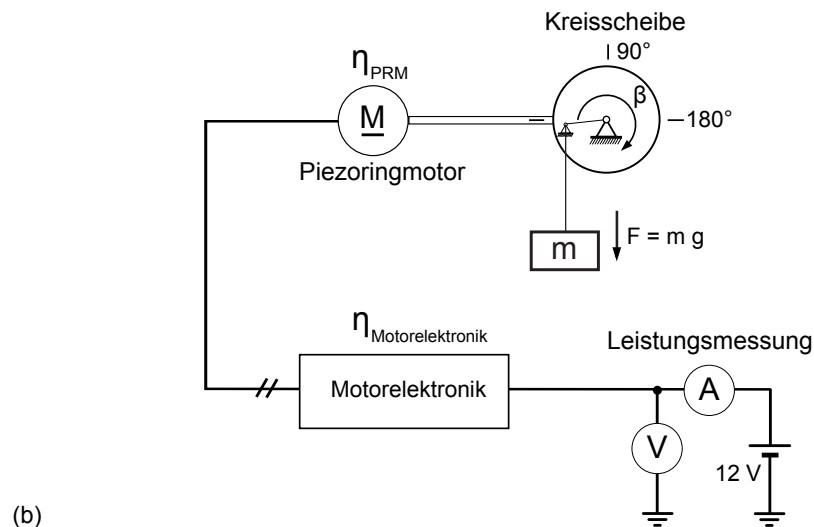
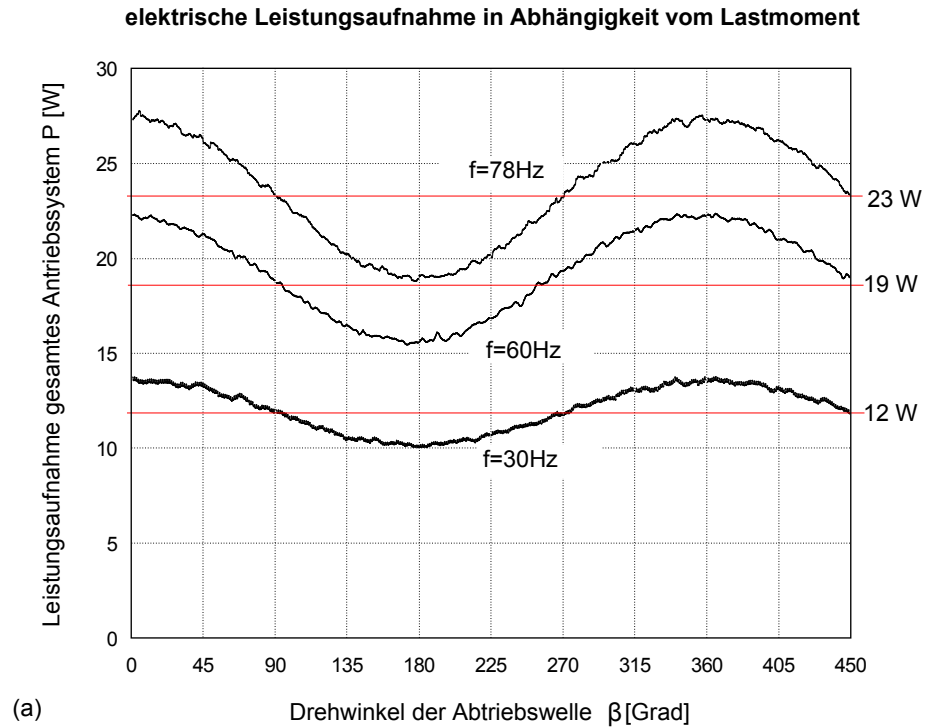


Abb. 4.2: (a) Diagramm zur Messung der elektrischen Leistungsaufnahme der gesamten Motorelektronik in Abhängigkeit vom Abtriebsdrehmoment am Piezoringmotor und der Motordrehzahl. (b) Experimenteller Aufbau. Leistungsmessung durch Strom- und Spannungsmessung am 12V Stromversorgungseingang der Motorelektronik. Masse:  $m = 2.658 \text{ kg}$ ; Abstand zum Drehpunkt:  $r = 0.07 \text{ m}$  Messung der Leistungsaufnahme des gesamten Antriebssystems im Abhängigkeit vom Drehwinkel.

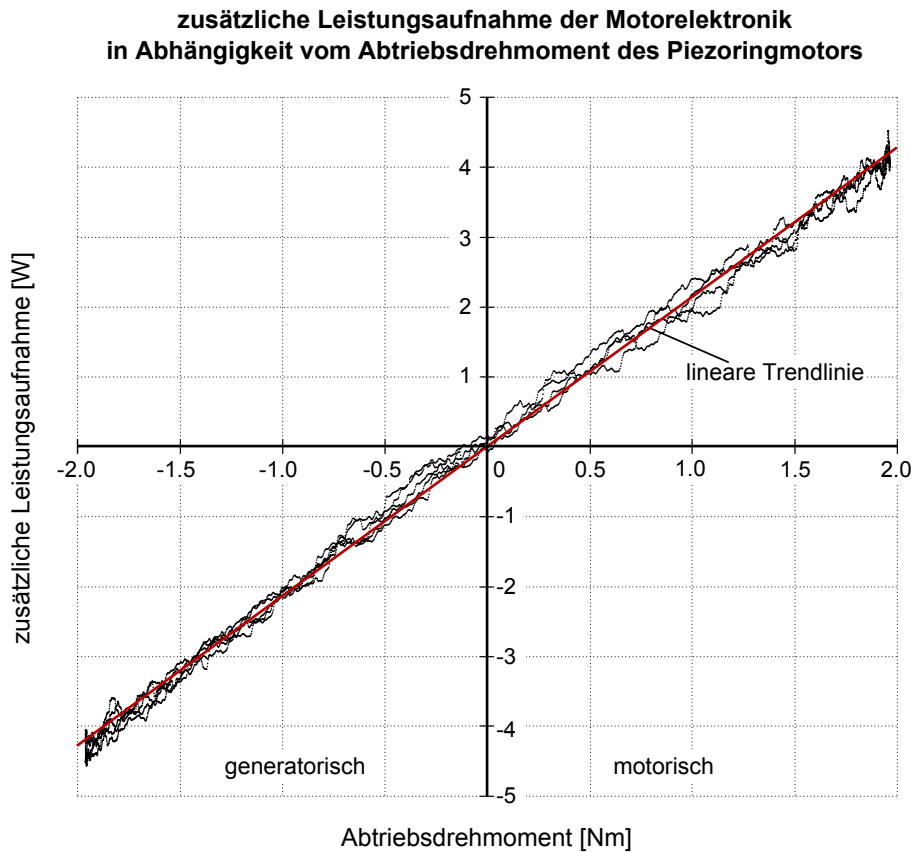


Abb. 4.3: Messung der zum unbelasteten Fall zusätzlich aufgenommenen elektrischen Leistung der gesamten Motorelektronik im Abhängigkeit vom Abtriebsdrehmoment bei einer festen Ansteuerfrequenz von  $f = 78 \text{ Hz}$ .

hängigkeit vom Lastdrehmoment grafisch dargestellt. Der gemessene Zusammenhang lässt sich gut durch eine lineare Funktion annähern.

Das beschriebene Verfahren hat den Nachteil, dass die Bestimmung des Drehmoments durch Messung der Wirkleistung an den Aktoren, durch Aktorstrom- und Aktorspannungsmessung, aufwendig ist. Andererseits führt die sehr einfach auszuführende Leistungsmessung an der Aktortreiberstufe oder Stromversorgung zu Fehlern, da weitere Baublöcke in die Leistungsmessung eingeschlossen werden. Weiterhin ist die Abhängigkeit der Drehmomentmessung von der Drehzahl von Nachteil, da auch dies den Auswerteaufwand vergrößert. Ziel ist daher ein Verfahren, dass direkt das Drehmoment an der Abtriebswelle bestimmt.

## 4.2. Drehmomentmessung durch Aktorladungsmessung

Im Zusammenhang mit dem linearen Modell zum Piezoringmotor und zum linearen Aktormodell im Kapitel 2 "Stand der Technik" wurde dargestellt, dass ein Abtriebsdrehmoment an der Motorwelle eine Phasenverschiebung der Rückwirkungssignale an den Aktoren bezüglich der Aktoransteuersignale verursacht. Es wurde außerdem gezeigt, dass diese Phasendifferenz  $\Delta\varphi_e$  eine vergleichsweise hohe Sensitivität bezüglich des Abtriebsdrehmoments aufweist und nahezu proportional zu diesem ist. Der besondere Vorteil dieses Ansatzes ist, dass der Phasenwinkel zu messen ist und nicht die Signalamplituden. Denn insbesondere die Absolutwertmessung der Aktorladung ist an piezoelektrischen Aktoren fehlerbehaftet, da aufgrund des endlichen Isolationswiderstands des Dielektrikums des Aktors, ständig Ladung abfließt und das Signal driftet.

Abb. 4.4 stellt anhand von Messwerten am Piezoringmotor anschaulich die Zeiger der Aktorspannung und Aktorladung sowie die Phasendifferenz  $\Delta\varphi_e$  für einen Aktor dar. Die Messung wurde bei einer Aktoransteuerfrequenz von  $30\text{ Hz}$  über eine Ansteuerperiode durchgeführt. Die Zeiger sind für zwei Zeitpunkte im Abstand von  $8\text{ ms}$  dargestellt. Im Folgenden werden Verfahren vorgestellt, mit denen das Abtriebsdrehmoment auf Basis der Messung der Phasendifferenz zwischen Aktorladung und Aktorspannung, d. h. aus rein elektrischen Größen am Aktor, bestimmt werden kann. Ein im Rahmen dieser Arbeit entwickeltes Verfahren wurde erstmals in [133] vorgestellt.

### 4.2.1. Zeit- und wertkontinuierliche Drehmomentmessung

Die zeitkontinuierliche Bestimmung der Phasendifferenz zwischen der Aktorladung und Aktorspannung wird in analoger Schaltungstechnik ausgeführt. Eine Umsetzung in einem abtastenden digitalen System ist natürlich auch möglich und bietet hinsichtlich der zur Anwendung kommenden Filter größere Freiheiten im Design. Dies betrifft insbesondere die Möglichkeit Filterparameter, wie zum Beispiel die Grenzfrequenz, während des Betriebs anzupassen. Vor der Bestimmung der Phasendifferenz steht die Messung der Aktorspannung und -ladung, ohne eine zusätzliche frequenzabhängige Phasenverschiebung oder Dämpfung einzubringen. Bezüglich der Phasenmessung führt eine konstante zusätzliche Phasenverschiebung beider Messgrößen bei dem im Folgenden beschriebenen Verfahren zu keinem Fehler, da nur die Phasendifferenz Zielgröße der Messung ist.

Die Schaltung nach Abb. 4.5 ermöglicht die Messung der Aktorspannung und -ladung. Beide Schaltungsteile weisen die gleiche Topologie auf. Dadurch ist es möglich, die Übertragungsfunktion beider Teilschaltungen in der Amplitude und der Phase einander anzu-

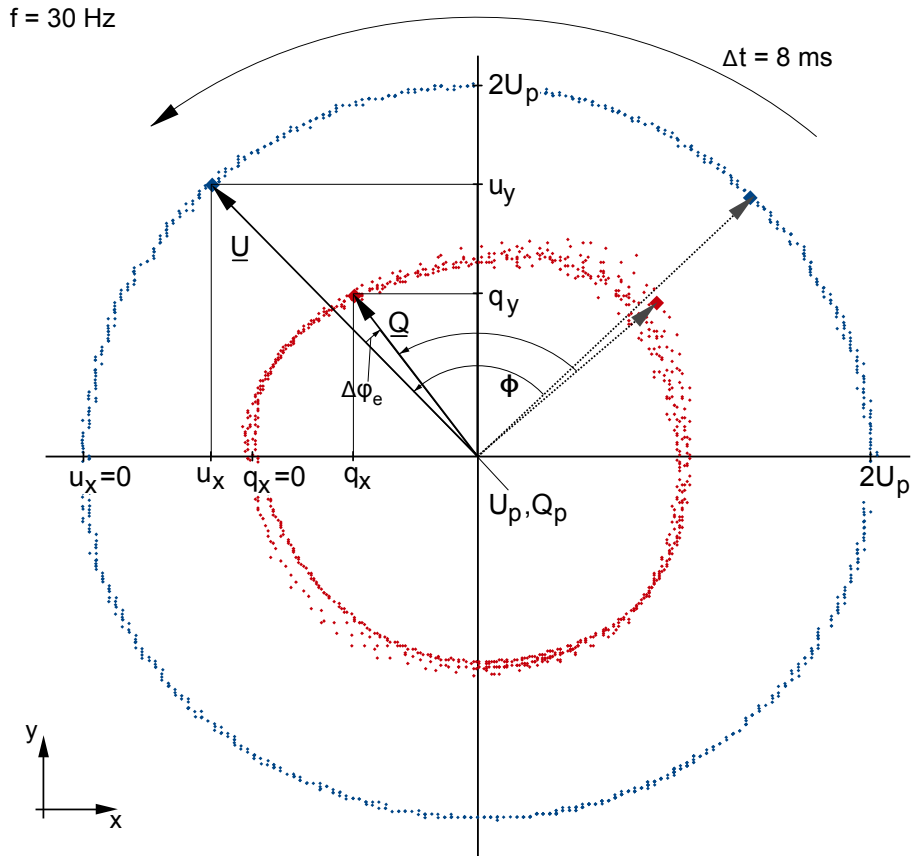


Abb. 4.4: Zeigerdarstellung für zwei ausgewählte X-Y-Messwertpaare der Aktorspannung und Aktorladung im statorfesten Koordinatensystem eines spannungsgeregelten Piezoringmotors sowie der Messwerte für eine vollständige Ansteuerperiode. Randbedingungen zu den experimentell ermittelten Werten:  $U_P = 90 \text{ V}$ ,  $Q_P \approx 0.65 \text{ mC}$ , oszilloskopische Messung, AC-Kopplung, Darstellung verschoben in den positiven Bereich.

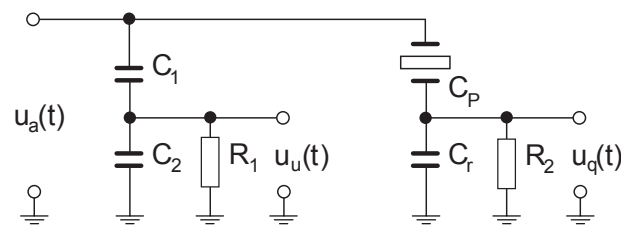


Abb. 4.5: Schaltung (ladungsrichtig) zur Aktorspannungs-  $u_q(t)$  und Aktorladungsmessung  $u_u(t)$ .  $C_1, C_2, R_1, C_r$  und  $R_r$  werden so gewählt, dass  $(C_1 + C_2) \cdot R_1 = (C_p + C_r) \cdot R_r$  und  $\frac{C_1}{C_2} = \frac{C_p}{C_r}$  gilt. Beide Schaltungsteile weisen dann einen gleichen Phasen- und Amplitudengang auf.



passen. Unter den Randbedingungen  $(C_1 + C_2) \cdot R_1 = (C_p + C_r) \cdot R_r$  und  $\frac{C_1}{C_2} = \frac{C_p}{C_r}$  besitzen beide Teilschaltungen die durch Gleichung (4.2) beschriebene gleiche Übertragungsfunktion.

$$\frac{u_u}{u_a} = a(\omega) \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{u_q}{u_a} = a(\omega) \cdot \frac{C_p}{C_p + C_r} \quad (4.2)$$

Die Funktion setzt sich aus einem frequenzunabhängigen Anteil  $\frac{C_1}{C_1 + C_2}$  und einem frequenzabhängigen Anteil  $a(\omega)$  zusammen. Insgesamt weisen die Teilschaltungen ein Hochpassverhalten auf. Es gilt  $a(\omega \rightarrow \infty) = 1$ . Durch geeignete Wahl der Kapazitäts- und Widerstandswerte wird anwendungsspezifisch der Betriebsfrequenzbereich eingestellt, für den näherungsweise gilt  $a(\omega) \approx 1$ . Es existiert eine untere Grenzfrequenz  $\omega_c$ , die nach (4.3) bestimmt wird. Bei der Wahl der unteren Grenzfrequenz, ist ein Kompromiss zwischen Drift und Einschwingzeit einzugehen.

$$\omega_c = \frac{1}{R_1(C_1 + C_2)} \quad (4.3)$$

Gleichung (4.4) beschreibt den frequenzabhängigen Anteil von (4.2).

$$a(\omega) = \frac{j\omega R_1(C_1 + C_2)}{1 + j\omega R_1(C_1 + C_2)} \quad (4.4)$$

Die beiden Ausgangsgrößen  $u_u(t), u_q(t)$  der Messschaltung nach Abb. 4.5 sind Eingangsgrößen der Phasendifferenzmessschaltung nach Abb. 4.6.

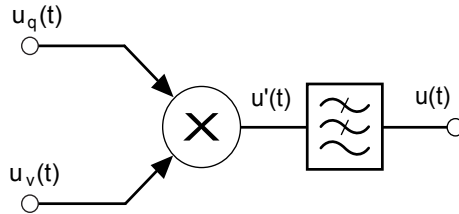


Abb. 4.6: Struktur der Phasendifferenzmessung basierend auf einem Multiplizierer und einem Tiefpassfilter.

Die Funktion der Phasendifferenzmessung nach Abb. 4.6, einer Schaltung bestehend aus einem Multiplizierer und nachgeschaltetem Tiefpassfilter, lässt sich einfach analytisch ableiten. Es werden mittelwertfreie sinusförmige Eingangsgrößen (4.5) angesetzt. Ziel ist ein Ausgangssignal proportional zur Phasendifferenz  $\Delta\varphi_e(t)$ .

$$u_u(t) = A \cdot \sin(\omega t) \quad u_q(t, \Delta\varphi_e) = B \cdot \sin(\omega t + \Delta\varphi_e(t)) \quad (4.5)$$

Die Multiplikation von  $u_u(t)$  und  $u_q(t)$  führt zu  $u'(t, \Delta\varphi_e(t))$ . Nach Gleichung (4.7) ist  $u'(t, \Delta\varphi_e(t))$  ein mittelwertbehaftetes sinusförmiges Signal, mit einer, im Vergleich zu

den Eingangsgrößen doppelten Frequenz.

$$u'(t, \Delta\varphi_e(t)) = A \sin(\omega t) \cdot B \sin(\omega t + \Delta\varphi_e(t)) \quad (4.6)$$

$$u'(t, \Delta\varphi_e(t)) = \frac{1}{2} AB \cos(-\Delta\varphi_e(t)) - \frac{1}{2} AB \cos(2\omega t + \Delta\varphi_e(t)) \quad (4.7)$$

Bemerkenswert ist, dass der Mittelwert von  $u'(t, \Delta\varphi_e(t))$  direkt mit der Phasendifferenz  $\Delta\varphi_e(t)$  der Eingangsgrößen verknüpft ist. Ziel ist es daher, den störenden Wechselanteil abzutrennen. Nach Abb. 4.6 geschieht dies mit einem Tiefpass. Einen idealen Tiefpass vorausgesetzt, ist die Ausgangsgröße  $u(\Delta\varphi_e(t))$  der Phasendifferenzmessung nach Gleichung (4.8) bestimmbar. Aufgrund der Symmetrieeigenschaften der Kosinusfunktion kann das negative Vorzeichen bei  $\Delta\varphi_e(t)$  entfernt werden.

$$u(\Delta\varphi_e(t)) = \frac{1}{2} AB \cos(-\Delta\varphi_e(t)) \quad (4.8)$$

Ohne äußeres Abtriebsdrehmoment und bei vernachlässigbarem Reibmoment ist die Phasendifferenz  $\Delta\varphi_e(t)$  an einem Aktor des Piezoringmotors Null. Um diesen Arbeitspunkt ( $\Delta\varphi_e = 0$ ) herum treten antreibende und abbrem sende Abtriebsdrehmomente auf. Daher wäre es wünschenswert, dass  $u(\Delta\varphi_e(t))$  in diesem Arbeitspunkt die höchste Empfindlichkeit gegenüber einer Änderung von  $\Delta\varphi_e(t)$  aufweist. Die Sensitivität im Arbeitspunkt lässt sich durch Gleichung (4.9) berechnen. Für den Arbeitspunkt ist die Ableitung der Kosinusfunktion Null und damit die Empfindlichkeit ebenfalls Null und damit bezüglich des Betrags minimal. Durch die Symmetrie der Kosinusfunktion ist in diesem Arbeitspunkt auch keine Unterscheidung zwischen antreibenden und abbrem sendenden Abtriebsdrehmoment möglich.

$$E_m = \left. \frac{\partial u(\Delta\varphi_e)}{\partial \Delta\varphi_e} \right|_{\Delta\varphi_e=0} \rightarrow E_m(\Delta\varphi_e) = -\frac{1}{2} AB \sin(\Delta\varphi_e) \quad (4.9)$$

Für die Gleichung 4.8 wird der maximale Betrag der Empfindlichkeit  $E_m$  von  $\frac{1}{2}AB$  bei einem Arbeitspunkt  $\Delta\varphi_e = \pm\frac{\pi}{2}$  erreicht. Daher ist es notwendig, den Arbeitspunkt zur Maximierung der Empfindlichkeit dorthin zu verschieben. Die Verschiebung kann durch einen zusätzlichen Phasenschieber an einem der Eingänge der Schaltung nach Abb. 4.6 erfolgen oder aber durch Nutzung der spezifischen Aktoranordnung im Piezoringmotor. In der Standardbauform werden zwei Aktoren rechtwinklig am Antriebsring angebracht. Angesteuert werden die Aktoren durch zwei zueinander um  $\pm\frac{\pi}{2}$  phasenverschobene Ansteuerfunktionen. Wird das Ansteuersignal vom x-Aktor und das Rückwirkungssignal vom y-Aktor verwendet, so wird eine feste Phasenverschiebung von  $\pm\frac{\pi}{2}$  hinzugefügt. Änderungen an der Messschaltung und dem Aufbau zur Bestimmung der Phasendifferenz

sind nicht erforderlich. Die grafische Interpretation dieser Vorgehensweise ist in Abb. 4.7 dargestellt.

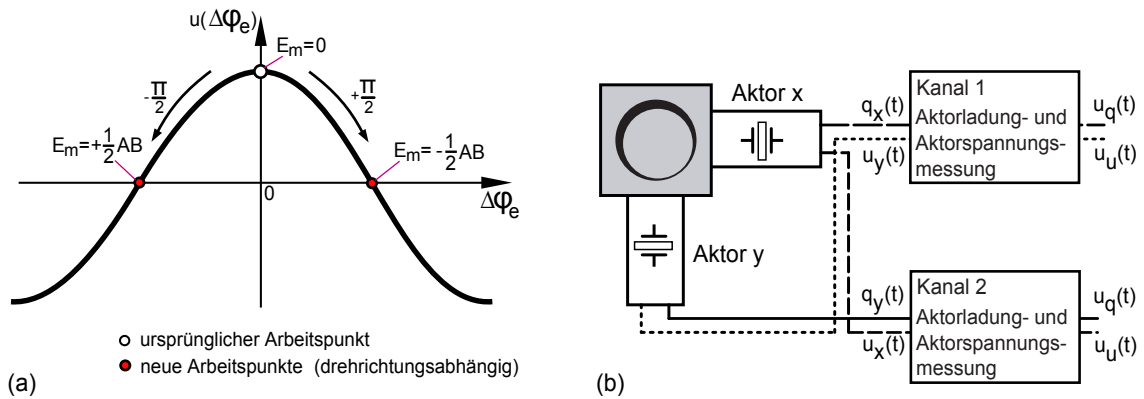


Abb. 4.7: Arbeitspunktverschiebung durch Nutzung der Phasenverschiebung zwischen x- und y-Aktor. (a) Arbeitspunktverschiebung grafisch (b) zugehörige Verdrahtung.

Die beschriebene Methode zur Messung der Phasendifferenz hat zwei wesentliche Nachteile. Zum einen gehen die Signalamplituden  $A, B$  in den Messwert mit ein, zum anderen wird ein Tiefpassfilter mit variabler Grenzfrequenz benötigt. Der Vorteil der analogen Phasendifferenzmessung, die kontinuierliche Zeitauflösung der Phasendifferenzmessung, d. h. die große (unendliche) Zahl der Messwerte pro Ansteuerperiode, wird durch den Tiefpassfilter relativiert. Die Tiefpassgrenzfrequenz liegt nahe der Ansteuerfrequenz des Motors. Durch die Glättung des Messsignals geht Dynamik verloren. Noch wichtiger ist die Phasenverschiebung des Messsignals durch den Tiefpassfilter. Soll das Messsignal als Eingangsgröße für eine Regelung verwendet werden, wird durch die Tiefpassphasenverschiebung die Phasenreserve wesentlich verringert und damit die Stabilität und/oder Dynamik des gesamten Antriebssystems beeinträchtigt.

Bei einem abtastenden System lässt sich vorteilhaft ein Tiefpassfilter auf Grundlage einer gleitenden Mittelwertbildung verwenden. Das Zeitintervall, über welches der Mittelwert gebildet wird, wird auf die Periodendauer des Störsignals festgelegt, d. h. auf  $T = \frac{1}{2\omega}$ . Der störende Signalanteil wird durch den Filter vollständig gedämpft. Ein solcher Filter kann einfach in digitaler Schaltungstechnik oder Software realisiert werden.

#### 4.2.2. Zeit- und wertdiskrete Drehmomentmessung

Ein anderer Ansatz zur Messung der Phasenverschiebung verzichtet auf die Signalfilterung. Bei diesem Ansatz wird die Zeitspanne (Zeitdifferenz) zwischen dem Auftreten eines Phasenzustands des Referenzsignals (Ansteuersignal) und dem gleichen Phasenzustand

des Messsignals (Rückwirkungssignal) gemessen. Um Fehler durch Drift zu vermeiden und den Einfluß der Signalamplitude auf die Messung zu reduzieren, werden im ersten Schritt beide Signale auf die gleiche Amplitude skaliert und der Gleichspannungsanteil entfernt. Im nächsten Schritt wird die Zeitdifferenz zwischen dem Auftreten eines konkreten Signalpegelwertes des ersten Signals und dem gleichen Signalpegelwert des zweiten Signals gemessen. Die gemessene Zeitdifferenz wird auf die Periodendauer und  $2\pi$  normiert.

Durch Korrelationsmesstechnik lässt sich die Phasendifferenz mit hoher Zeitaufösung/Drehwinkelaufösung messen, indem für jeden gewünschten Abtastzeitpunkt die Kreuzkorrelationsfunktion zwischen den beiden Signalen für einen Phasendifferenzbereich berechnet wird. Das Maximum der Kreuzkorrelationsfunktion tritt bei der zu bestimmenden Phasendifferenz der Signale auf. Die Genauigkeit der Messung steigt mit der "Ähnlichkeit" der Signale der Aktorladung und Aktorspannung [78].

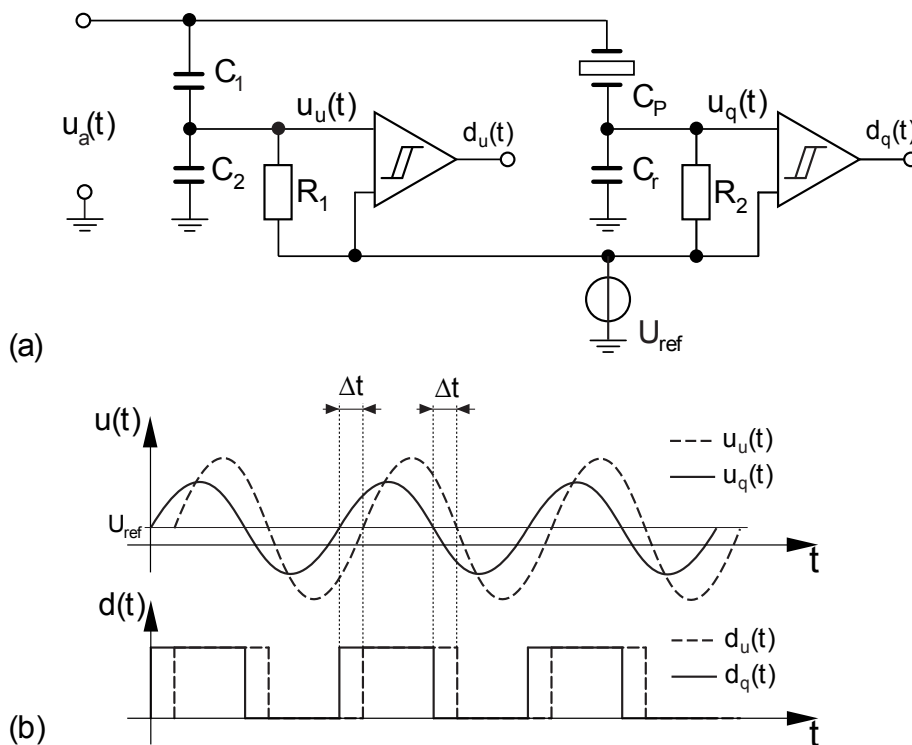


Abb. 4.8: Schaltung (ladungsrichtig) mit analog/digital Wandlung zur Phasenmessung von Aktorspannung ( $u_u(t)$ ) und Aktorladung ( $u_q(t)$ ).  $C_1, C_2, R_1, C_r$  und  $R_r$  werden so gewählt, dass  $(C_1 + C_2) \cdot R_1 = (C_p + C_r) \cdot R_r$  und  $\frac{C_1}{C_2} = \frac{C_p}{C_r}$  gilt. Beide Schaltungsteile weisen dann einen gleichen Phasen und Amplitudengang auf. Digitalisierung durch Schmitt-Trigger (a) Schaltung vereinfacht (b) typische Signale.

Aus den Messwerten nach Abb. 2.12 geht die starke Nichtlinearität und Hysterese beim Zusammenhang zwischen Aktorladung und Aktorspannung hervor. Die Signalformen beider Signale, für die die Phasendifferenz zu bestimmen ist, unterscheiden sich daher stark. Durch den folgenden Ansatz wird die Messung auf einen Phasenzustand (den Nulldurchgang) reduziert.

Die Schaltung nach Abb. 4.8(a) stellt eine Erweiterung der Schaltung nach Abb. 4.6 dar. Durch einen Komparator wird eine sehr einfache 1 *Bit* Analog-Digital-Wandlung realisiert. Die Ausgangssignale sind digitale Signale, deren Flanken mit den Nulldurchgängen des mittelwertfreien Aktorladungs- und Aktorspannungssignals zusammenfallen. Die Flanken beinhalten daher die Information über die Phasenlage des zugehörigen Eingangssignals bzw. die Information ist reduziert auf die Phasenlage des Signalwerts, der dem Nulldurchgang entspricht. Weder die Signalamplitude noch der Mittelwert und damit auch Drift gehen in die Messung ein. Zur Bestimmung der Phasendifferenz wird die Zeitdifferenz  $\Delta t$  nach Abb. 4.8(b) gemessen, auf die Periodendauer und  $2\pi$  normiert. Das Verfahren ist besonders robust und einfach. Nachteilig ist die auf die Nulldurchgänge reduzierte Anzahl der Messwerte. Durch die hohe Untersetzung des Antriebs, die unabhängige Messung der Signale des x- und y-Aktors sowie die Messung für die steigende und fallende Flanke werden jedoch typisch 1200 Messwerte pro Umdrehung erreicht.

### 4.2.3. Divisionsfreie digitale Drehmomentmessung

Aus dem linearen Modell des Piezoringmotors wird deutlich, dass die Rückwirkungssignale die gleiche Frequenz wie das Ansteuersignal aufweisen. Hat das Ansteuersignal eine Periodendauer von  $10\text{ ms}$ , so ist die Periodendauer der Rückwirkungssignale (Messsignale) ebenfalls  $10\text{ ms}$ . In den hier beschriebenen digitalen Systemen sind die Ansteuersignale durch zeit- und wertdiskrete Stützstellen (Sample) beschrieben. Die Samplepunkte werden mit einer variablen Geschwindigkeit, d. h. Samplefrequenz durchlaufen, wobei die Samplefrequenz proportional zur Drehfrequenz des Antriebs ist. Eine digitale Steuerung generiert, abhängig von der gewünschten Drehzahl des Antriebs, ein frequenzvariables Taktsignal  $f_s$ , dass dann nicht nur proportional zur Drehzahl des Antriebs ist, sondern auch zur Frequenz der Ansteuer- und Messsignale. Die Phasendifferenz  $\Delta\varphi_e$  nach (4.10) zwischen zwei Signalen wird berechnet aus der Zeitdifferenz  $\Delta t$  zwischen dem Auftreten des jeweils gleichen Phasenzustands eines Messsignals gegenüber dem des Ansteuersignals, normiert auf die Periodendauer  $T_p$  des Ansteuersignals und multipliziert mit dem Vollwinkel  $2\pi$ .

$$\Delta\varphi_e = \frac{\Delta t}{T_p} 2\pi \quad (4.10)$$

Während der Dauer einer Periode des Ansteuersignals  $T_p$  werden  $N_s$  Stützstellen des Ansteuersignals durchlaufen. Wird die Anzahl der Stützstellen  $\Delta n$  während des Zeitraums  $\Delta t$  gezählt, kann die Gleichung (4.11) aufgestellt werden.

$$\frac{\Delta t}{T_p} = \frac{\Delta n}{N_s} \quad (4.11)$$

Aus (4.10) und (4.11) wird Gleichung (4.12) abgeleitet. Gleichung (4.12) gestattet es, die Phasendifferenz durch das Zählen der Stützstellen und ohne Einsatz einer Division zu berechnen. Der Proportionalitätsfaktor  $\frac{2\pi}{N_s}$  ist für eine gegebene Motorsteuerung eine Konstante.

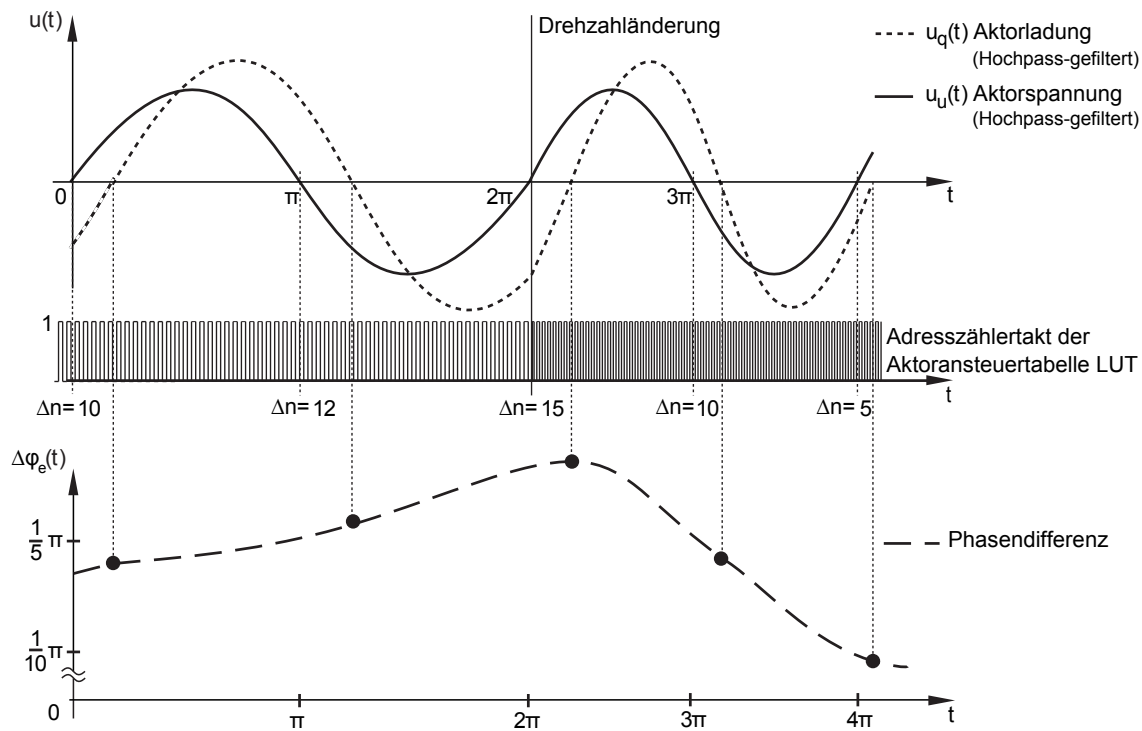


Abb. 4.9: Die Messung der Phasendifferenz unter Nutzung der Zeitbasis des LUT führt zur Unabhängigkeit von der Ansteuerfrequenz des Piezoringmotors. Die Signale der Aktorladung und -spannung werden durch die Schaltung nach Abb. 4.8 gewonnen.

$$\Delta\varphi_e = \Delta n \frac{2\pi}{N_s} \quad (4.12)$$

Das Verfahren nach (4.12) lässt sich besonders vorteilhaft in einer digitalen Motorsteuerung anwenden. Durch den Bezug der Messung auf die Zeitbasis des Ansteuersignals ist das Verfahren nach Abb. 4.9 unabhängig von der Drehzahl. Die technische Umsetzung kann zum Beispiel durch die Schaltung nach Abb. 4.10 erfolgen. Zur Gewinnung des Vor-

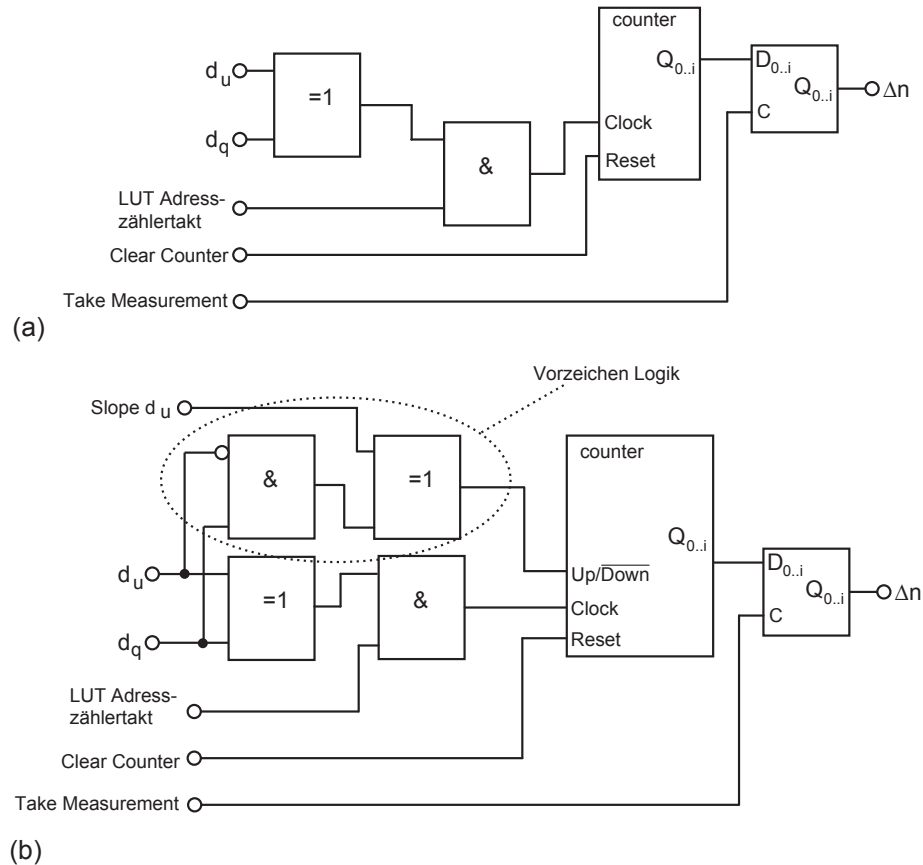


Abb. 4.10: Digitale Schaltung zur Bestimmung von  $\Delta n$  (a) ohne Berücksichtigung des Vorzeichens der Phasendifferenz zwischen  $d_q$  und  $d_u$  und (b) mit Berücksichtigung des Vorzeichens. Durch eine geeignete Logik sind noch die Steuersignale zum Zurücksetzen des Zählers (Clear Counter) und zur Übergabe des Messwerts vom Zähler an das Ausgaberegister (Take Measurement) zu generieren. Die Signale  $d_q$  und  $d_u$  werden durch die Schaltung nach Abb. 4.8 gewonnen.

zeichens der Phasendifferenz ist die Schaltung nach Abb. 4.10 (a) so abzuändern, dass nicht nur ausgewertet wird, ob die Signale  $d_q$  und  $d_u$  einen unterschiedlichen Logikpegel aufweisen, sondern auch, ob  $d_q = 0$  oder  $d_u = 1$  ist. Das heißt, zusätzlich ist die Information zur Flanke erforderlich. Das XOR-Gatter ist gegen zwei Sperrgatter auszutauschen. Das Vorzeichen ist positiv, wenn bei positivem Anstieg der Aktorspannungsfunktion  $d_u = 1$  und  $d_q = 0$  ist oder wenn bei negativem Anstieg der Aktorspannungsfunktion  $d_u = 0$  und  $d_q = 1$  ist. Sonst ist das Vorzeichen negativ. Die Details zur Umsetzung der logischen Funktion sind abhängig von der verwendeten Plattform.





## 5. Effektive und genaue Ansteuerung des Piezoringmotors

Die Ansteuerung des piezoelektrischen Ringmotors erfolgt in Abhängigkeit von der Aktoranordnung mit mindestens zwei phasenverschobenen sinusähnlichen Ansteuersignalen. Im Idealfall sind die Ansteuersignale zeit- und wertkontinuierliche sinusförmige Signale. Ein anderes Extrem stellt die Ansteuerung mit zeit- und wertdiskreten rechteckförmigen Signalen dar. Die Auflösung der Ansteuersignale wird entsprechend den Anforderungen der Anwendung gewählt. Allgemein ist die Ansteuerung des piezoelektrischen Ringmotors mit der eines Schrittmotors vergleichbar. Für die Ansteuerung eines Schrittmotors durch phasenverschobene Rechtecksignale mit einer Signalauflösung von einem Bit wird der Begriff Vollschrittbetrieb verwendet. Dieser Betriebsmodus ist beim Piezoringmotor theoretisch ebenfalls möglich, führt jedoch zu extremen Ansteuerströmen und Beschleunigungen. Der Betrieb mit höher aufgelösten Ansteuersignalen wird Mikroschrittbetrieb genannt und macht bei Schrittmotoren bis zu einer Signalauflösung von max.  $7\text{ Bit}$  bis  $8\text{ Bit}$  Sinn. Durch Messung mit einem Laser-Doppler-Vibrometer wurde gezeigt, dass der unbelastete Piezoringmotor im Mikroschrittbetrieb Einzelschritte bei einer Signalauflösung von  $13\text{ Bit}$  in eine Drehbewegung umsetzt. Eine Gegenüberstellung der Betriebsbereiche von Schrittmotor und Piezoringmotor findet sich in Abb. 5.1. Zur besseren Vergleichbarkeit ist die Untersetzung der Verzahnung des Piezoringmotors auf einen typischen Schrittmotor mit einer Drehwinkelauflösung von  $\frac{1.8^\circ}{\text{Vollschritt}}$  normiert.

Aus dem Diagramm nach Abb. 5.1 lassen sich die Anforderungen an eine Motorsteuerung bezüglich der Datenrate und Auflösung für beide Motortypen ablesen. Die Abtastfrequenz ist auf der x-Achse aufgetragen und gibt die Rate an, mit der durch die Steuerung neue Aktorvorgabewerte ausgegeben werden. Die y-Achse gibt die Signalauflösung an. Es wird vorausgesetzt, dass die Auflösung der Signalamplitude gleich der Auflösung des Phasenwinkels einer Periode des Ansteuersignals ist. Das heißt, die Menge der Stützstellen (Sample) für eine Periode des Ansteuersignals ist gleich der Menge der möglichen Werte der Signalamplitude. Im Diagramm sind die Betriebsbereiche der Antriebe nicht vollständig dargestellt. Es fehlen sehr niedrige Drehgeschwindigkeiten und der Stillstand.

Für den Piezoringmotor ist bisher nicht bekannt, bis zu welcher maximalen Signalpegelaufösung ein Einzelschritt in eine Drehbewegung umgesetzt wird (welcher minimale Aktorspannungsschritt eine Drehwinkeländerung aus dem Stillstand bewirkt, Losbrechen). Aus dem Diagramm nach Abb. 5.1 geht hervor, dass für hohe Drehzahlen, bei gleichzeitig

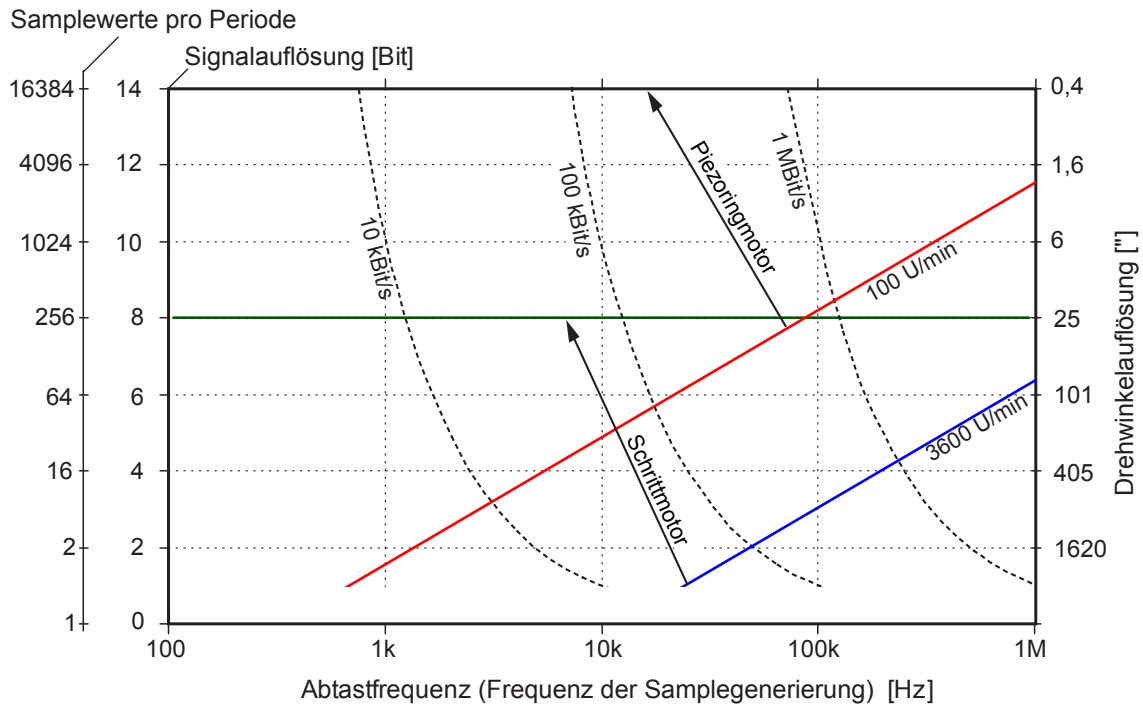


Abb. 5.1: Vergleich der Betriebsbereiche des Piezoringmotors und eines Schrittmotors. Beide Antriebe sind auf einen Drehwinkel von  $1.8^\circ$  pro Vollschritt (eine Periode) normiert. Die Angaben zur Datenrate und Aufösung beziehen sich auf lediglich einen Strang, d. h. auf einen Datenkanal. Die Anzahl der LUT-Werte (Größe des LUT) ist gleich der Anzahl möglicher Pegelwerte des im LUT gespeicherten Signals.

hoher Signalaufösung, die Datenraten im Bereich von  $\geq 1\text{ MBit/s}$  liegen. Damit wird die derzeitige Leistungsgrenze von Standardmikrocontrollern überschritten. In der Praxis ist es daher üblich, dass zur Reduktion der Datenrate die Signalaufösung in Abhängigkeit von der Drehzahl umgeschaltet wird. Einfach zu implementieren sind Algorithmen, bei denen ab einem Grenzwert der Drehzahl nur noch jeder zweite Wert ausgegeben wird. Bei gleicher Drehzahl halbiert sich dadurch die Datenrate. Es wird deutlich, dass aus der Ansteuerung von Schrittmotoren bekannte Entwicklungen und Algorithmen auch für den Piezoringmotor nutzbar sind. Das betrifft Grundfunktionen, wie die Erzeugung der sinusförmigen Ansteuersignale und auch höherwertige Funktionen, wie das Erzeugen von Fahrprofilen.

## 5.1. Signalgenerierung

Der Piezoringmotor wird im hochaufgelösten Mikroschrittbetrieb betrieben. Die Ansteuersignale sind mindestens zwei phasenverschobene, sinusförmige Signale die durch eine digitale Steuerung, durch Berechnung (zum Beispiel CORDIC Algorithmus-**CO**ordinate **R**otation **DI**gital **C**omputer-Algorithmus) [53] S.23-32 oder auf Grundlage einer in einem Speicher hinterlegten Tabelle (LUT-**L**ook**U**p **T**able) generiert werden. Grundsätzlich bietet eine Tabelle größere Flexibilität, da durch einen Berechnungsalgorithmus der Anwender auf idealisierte Ansteuerfunktionen festgelegt ist. Da die Aktoren des Piezoringmotors ein nichtlineares hysteretisches Verhalten aufweisen, ist eine hohe Flexibilität bezüglich der Signalform des Ansteuersignals wünschenswert. So konnte bereits gezeigt werden, dass durch geeignete Vorsteuerung die elektromechanische Charakteristik der Aktoren oder auch des gesamten Antriebs linearisiert werden kann. Zur Vorsteuerung werden die Werte des LUT beispielsweise dadurch gewonnen, dass man ausgehend von sinusförmigen Ansteuersignalen bei einem in einem geschlossenen Regelkreis laufenden Motor oder Aktor die Aktoransteuerfrequenz/Samplerate derart regelt, dass der gewünschte Drehwinkel- oder Wegmesswert zu jedem Zeitpunkt erreicht wird. Die im Regelkreis generierten Aktoransteuersignale werden aufgezeichnet und dann in den LUT übernommen. Einen geeigneten Speicher vorausgesetzt, bietet ein LUT auch die Möglichkeit abgelegte Werte flexibel während des Betriebs anzupassen. Diese Anpassung kann notwendig sein, falls die Performance des Antriebs empfindlich auf Änderungen von Randbedingungen wie Temperatur oder Verschleiß reagiert.

Die Verwendung von LUT ist Stand der Technik. Häufig werden trigonometrische Funktionen in einem Festwertspeicher abgelegt (z. B. bei DSPs der Familie TMS320, die häufig in der Antriebstechnik Verwendung finden). Seltener ist die Verwendung des RAM zur Ablage des LUT. Von Nachteil ist, dass beim Start der Steuerung der LUT in den RAM geschrieben werden muss, also zusätzlich auch im ROM abgelegt sein muss oder aber beim Start zu berechnen ist. Der Ressourcenverbrauch ist entsprechend hoch. Soll auf Basis eines LUT ein kontinuierliches Ansteuersignal erzeugt werden, sollte die Architektur des Prozessors so ausgelegt sein, dass die ständigen Speicherzugriffe nicht über den Prozessorkern ablaufen. Durch die ständigen Speicherzugriffe wird sonst bei hohen Drehzahlen der Prozessor vollständig durch die Speicherzugriffe ausgelastet. Daher sind die anwendungsspezifischen Funktionen bei Prozessoren (Motor-Controller) für den Markt der Antriebstechnik in Hardware realisiert. Zu den in Hardware realisierten Funktionen gehören neben der Signalgenerierung oft auch Baublöcke zur Koordinatentransformation. Als aktuelles Beispiel eines solchen hochintegrierten applikationsspezifischen Controllers

mit Prozessorkern, Sinustabelle, Raumvektor-Pulsweitenmodulation, Geschwindigkeits- und Drehwinkelschätzern sei der IRMCT3UF1 [62] genannt.

Marküblich sind ebenfalls FPGA (**F**ield **P**rogrammable **G**ate **A**rray) basierte Lösungen, die durch die beste Anpassung der Hardware an die Applikation die höchste Flexibilität und bei von Standardanwendungen abweichenden Aufgaben die höchste Performance bieten.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde je eine Mikrocontroller-basierte und FPGA-basierte Motorsteuerung entwickelt. Beide Systeme generieren die Ansteuersignale durch einen, in einem Flash-Speicher abgelegten LUT. Die Aktorvorgabewerte werden entweder als pulswertenmodulierte Signale oder über einen Digital-Analog-Wandler direkt analog ausgegeben. Pulsweitenmodulierte Signale werden durch einen Tiefpassfilter in ein äquivalentes analoges Signal konvertiert. Die analogen Ausgangssignale der Motorsteuerung werden Verstärkerstufen zugeführt, die die piezoelektrischen Aktoren des Motors treiben.

### 5.1.1. Mikrocontroller-basierte Motorsteuerung

Die Mikrocontroller-basierte Motorsteuerung (vgl. Abb. 5.2) nutzt einen mit 40 MHz getakteten ARM7TDMI Controller der Firma Analog Devices, Inc. [3]. Der Controller bietet eine Vielzahl von integrierten Peripherieblöcken die das Systemdesign wesentlich vereinfachen und zu einem kompakten Aufbau führen. So konnte eine experimentelle Motorsteuerung mit einer getakteten Endstufe inklusive der Stromversorgung dargestellt werden, die sich auf die Rückseite des Piezoringmotors aufbringen lässt und so zusammen mit dem Motor eine komplettes kompaktes Antriebssystem bildet.

Als Peripherieblöcke stehen im gewählten Mikrocontroller ein 4-Kanal Digital-Analog-Wandler oder ein 3-Kanal Pulsweitenmodulator mit programmierbarer Totzeit zur Ansteuerung der analogen oder digitalen Verstärker für die piezoelektrischen Aktoren, ein 12-Kanal 12 Bit Analog-Digital-Wandler für die Messung der analogen Signale, wie Aktorspannungen und Aktorladungen sowie ein einfaches universelles serielles Kommunikationsinterface zur Kommunikation mit einem Messrechner zur Verfügung. Neben der im Mikrocontroller integrierten Peripherie werden bei der Mikrocontroller-basierten Motorsteuerung weitere Baublöcke benötigt. Als zusätzliche Hardware sind eine USB-Schnittstelle mit einem Parallel- zu USB-Wandler, Piezotreiber (analog oder digital) zur Verstärkung der Mikrocontrollersignale, eine Messschaltung zur Auswertung der Rückwirkungssignale, ein Mehrkanalkomparator zur Flankendetektion der Aktorspannungs- und Aktorladungssignale (1 Bit Analog-Digital-Wandler) und ein Schaltnetzteil zur Versorgung aller Systeme aufgebaut. Es wurden mehrere Prototypen entwickelt bei denen zum

Teil die Piezotreiber und/oder das Schaltnetzteil auf eigenständigen Leiterplatten realisiert wurden. Die kleinste komplette Motorsteuerung mit 48V Versorgungsspannung und einer seriellen Kommunikationsschnittstelle nach dem RS232-Standard wurde auf einer Fläche von 95 mm x 95 mm realisiert.

Die Funktionalität der Mikrocontroller-basierten Motorsteuerung wird größtenteils durch Software bestimmt und basiert auf der sequentiellen Abarbeitung von Befehlen. Nur die Funktionen der Peripherieblöcke sind in Hardware realisiert und verbrauchen kaum zusätzliche Ressourcen des Mikrocontrollerkerns. Folgende Funktionen sind in Software zu realisieren:

- Timer- und funktionsgesteuerte Adressberechnung für die Zeiger des LUT
- Interruptgesteuertes Auslesen der Messwerte des Analog-Digital-Wandlers
- Interruptgesteuertes Auslesen des Empfangsregisters der UART- oder USB-Schnittstelle
- Ausgabe von Daten auf die Senderegister der UART- oder USB-Schnittstelle
- Messung der Phasendifferenzen zwischen 1 *Bit* digitalisierter Aktorladung und -spannung
- Darstellung einfacher Regelalgorithmen zur Drehmoment- oder Lageregelung

Durch die Software, über die Adressberechnung und Timereinstellungen, werden einfache Motorbefehle unterstützt, die zum Beispiel das Drehen um einen vorgegebenen Drehwinkel, das Anfahren eines Zieldrehwinkels, die Einstellung der Drehgeschwindigkeit und Drehrichtung ermöglichen. Auch kann eine Abfolge dieser Befehle im Speicher des Mikrocontrollers abgelegt werden, so dass komplexe Bewegungsprofile abgefahren werden können.

Die wichtigste Einschränkung der Mikrocontroller-basierten Motorsteuerung ist die erreichbare maximale Datenrate. Die begrenzte Datenrate limitiert die maximal erreichbare Drehzahl und Drehwinkelauflösung. Da die Datenrate proportional zum Produkt aus Drehzahl und Drehwinkelauflösung ist, kann die Mikrocontroller-basierte Motorsteuerung in einer Anwendung mit geforderter hohen Spitzendrehzahl nur bei verringerter Drehwinkelauflösung eingesetzt werden. Bei niedrigen Drehzahlen kommt es dann zu einer deutlich wahrnehmbaren Schallabstrahlung, da die Samplefrequenz (Frequenz mit der durch den Mikrocontroller die Stützstellen generiert werden) im hörbaren Frequenzbereich liegt. Wird zum Beispiel ein LUT mit einer Größe von 512 Samplewerten pro Pe-

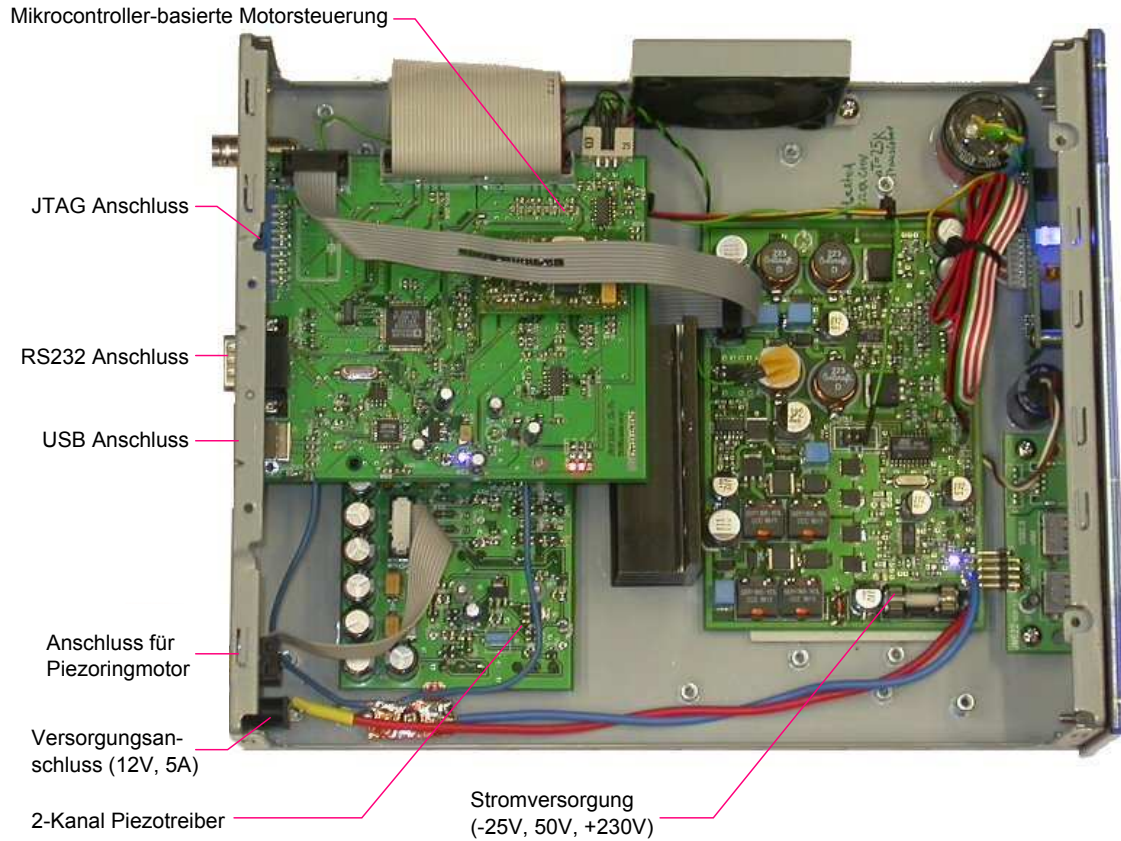


Abb. 5.2: Foto des der geöffneten Mikrocontroller-basierten Motorelektronik (BlueBlackBox).

riode gewählt und der Antrieb mit  $10\text{ Hz}$  angesteuert, so ist die Samplefrequenz  $5120\text{ Hz}$  und damit deutlich hörbar.

Die maximale Samplefrequenz wird aus dem vereinfachten Zustandsdiagramm nach Abb. 5.3 abgeleitet. Die angegebenen Zeiten wurden durch die Simulation im Debuggingmodus der Softwareentwicklungsumgebung gewonnen und durch Zeitmessung mittels Oszilloskop. Demnach beträgt die kürzeste Zykluszeit zum Generieren eines Wertepaars neuer Aktorvorgabespannungen  $12\mu\text{s}$ . Zusätzlich wird während einer kompletten Ansteuerperiode die Phasendifferenz vier Mal ermittelt und das Drehmoment zwei Mal berechnet. Die Drehmomentberechnung und -regelung führt nach dem Durchlauf eines Viertels der gespeicherten Aktorvorgabewerte einer Ansteuerperiode zu einer zusätzlichen Verzögerung von bis zu  $8.2\mu\text{s}$ . Auch der Aufruf der Funktionen zur Analog-Digital-Wandlung, Kommunikation mit dem Steuercomputer und die Abarbeitung von Motorbefehlen benötigen Prozessorzeit. Die durchschnittliche minimale Zykluszeit wird zu etwa  $17\mu\text{s}$  abgeschätzt. Eine genaue Berechnung ist nicht möglich, da der Kommunikationsbedarf mit dem Steuercomputer im Wesentlichen durch die Anforderungen des Nutzers bestimmt

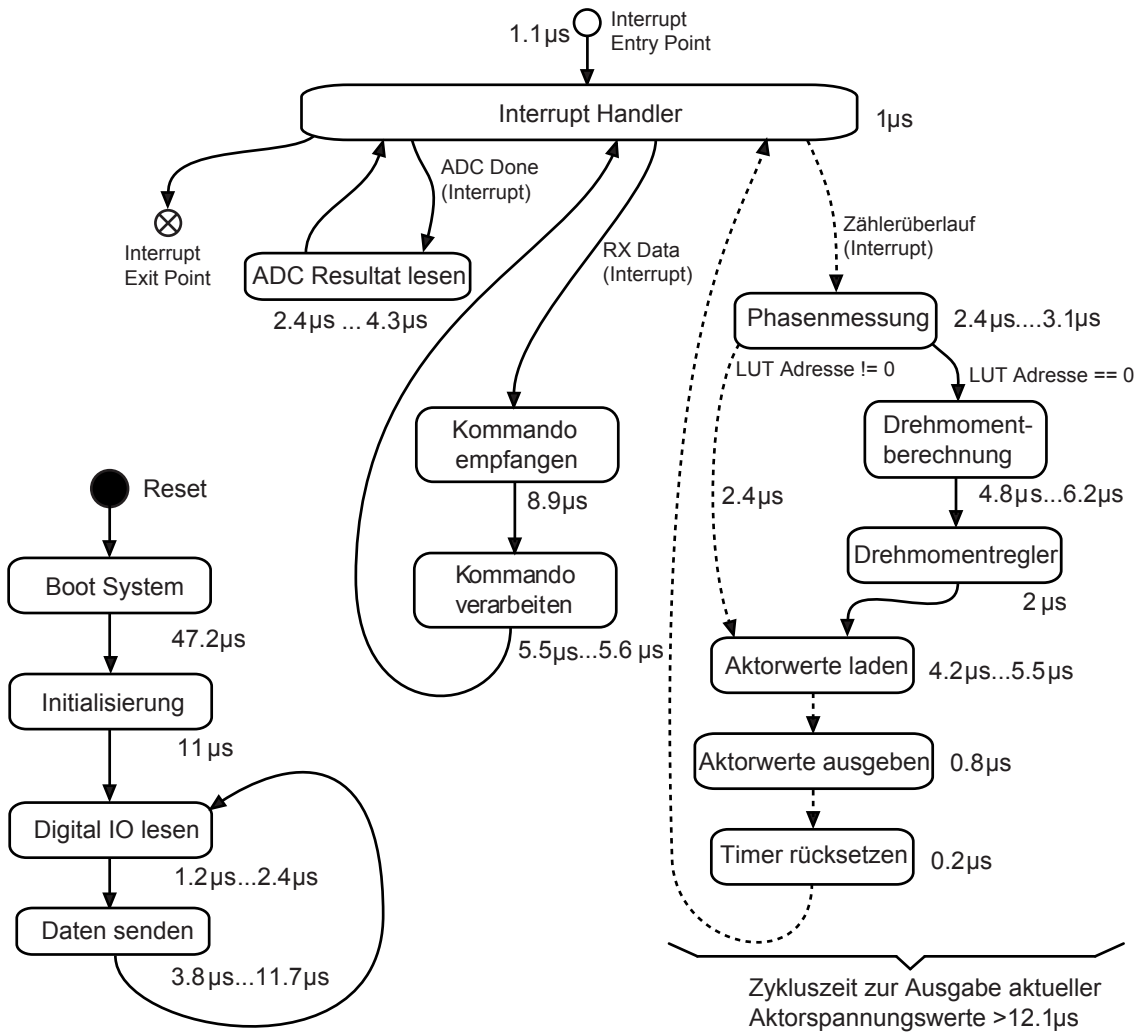


Abb. 5.3: Vereinfachtes Zustandsübergangsdiagramm der Mikrocontrollersoftware zur Abschätzung der minimalen Zykluszeit zum Generieren der Aktorspannungsvorgabewerte. Zeiten zur Abarbeitung von Funktionen wurden per Debugger und oszilloskopisch bestimmt.

ist. Die maximale Samplefrequenz beträgt somit circa  $60\text{ kHz}$ . Die Signalaufösung beträgt maximal  $12\text{ Bit}$  und es stehen bis zu vier Kanäle zur Ansteuerung piezoelektrischer Aktoren zur Verfügung. Für die maximale Aktoransteuerfrequenz ist die Anzahl der für eine Periode im LUT gespeicherten Aktorvorgabewerten (die Zeitaufösung) von Bedeutung. Bis zu einer Auflösung von  $12\text{ Bit}$  hat die Signalaufösung der Amplitude keinen Einfluss auf die maximale Aktoransteuerfrequenz. Denn bis zu diesem Wert ist genau ein Speicherzugriff pro Aktorvorgabewerte notwendig. Bei einer maximalen Samplefrequenz von  $60\text{ kHz}$  und bei einer Signalaufösung von  $12\text{ Bit}$  wird eine maximale Datenrate für

einen Kanal von  $720 \text{ kBit} \cdot \text{s}^{-1}$  erreicht. Wie in der Tab. 5.1 dokumentiert wird die Größe des LUT so gewählt, dass der gesamte Speicherinhalt durch genau 7, 8, 9, 10, 11 oder 12 Adressleitungen adressiert werden kann. Dadurch wird beim Durchlaufen des LUT die Vergleichsoperation zur Erkennung des Endes eingespart.

Adressbus- Breite [Bit]	Größe des LUT	max. Aktoran- steuerfrequenz [Hz]	max. Drehzahl [U/min]
7	128	469	90
8	256	234	45
9	512	117	23
10	1024	59	11
11	2048	29	6
12	4096	15	3

Tab. 5.1.: Übersicht zur Abhängigkeit der maximalen Drehfrequenz von der Größe des LUT für die Mikrocontroller-basierte Motorsteuerung.

Der im vereinfachten Zustandsdiagramm nach Abb. 5.3 gestrichelt dargestellte Pfad, beinhaltet die Berechnung der LUT Adressen und das Auslesen des LUT. Dieser Pfad nutzt circa 90% der Prozessorzeit und ist damit der performanzbegrenzende Datenverarbeitungsprozess. Eine Realisierung dieses Prozesses in Hardware wäre daher wünschenswert.

### 5.1.2. FPGA-basierte Motorsteuerung

Ein FPGA bietet die Möglichkeit Datenverarbeitungsprozesse durch Software und Softprozessoren oder State-Machines seriell darzustellen, aber auch die Möglichkeit diese parallel durch Umsetzung in Hardware (kombinatorische Logik) abzubilden. Das Gesamtsystem kann so auf der Hard- und Softwareebene optimal an die Aufgabe angepasst werden. Die Umsetzung ist lediglich limitiert durch Signallaufzeiten, Gatterverzögerungen und die Größe und Struktur des FPGA. Der hohen Flexibilität des FPGA stehen im Vergleich zu "festverdrahteten" Halbleitern (Mikroprozessoren, DSP, ASIC usw.) auch einige Nachteile entgegen:

- niedrigere maximale Taktfrequenz
- höherer Leistungsbedarf



- limitierte Auswahl an Peripherie (Kommunikationsschnittstellen, analoge Baublöcke usw.)
- höherer Preis bei großen Stückzahlen

FPGA werden überwiegend in High-End Anwendungen oder bei begrenzten Produktstückzahlen eingesetzt, d. h. Anwendungen, bei denen ein hoher Preis und erhöhter Leistungsbedarf von untergeordneter Bedeutung sind oder keine geeigneten Schaltkreise verfügbar sind. Bei einigen Problemstellungen wird in der Praxis durch die Parallelisierung der Datenverarbeitung in dem FPGA eine Performanz erreicht, die weit über der von "festverdrahteten" Mikrocontrollern liegt, jedoch unter der Performanz von ASICs.

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte FPGA-basierte Motorsteuerung verwendet den Baustein AFS600 der Fusion Familie der Firma ACTEL Corp. [1]. Die Auswahl dieses Bausteins erfolgte aufgrund der folgenden Merkmalskombination:

- 4 MBit integrierter Flash Speicher → Ablage für Sinustabelle (Aktorvorgabewerte), Kennlinien und Kennfelder
- 108 kBit RAM-Speicher → Datenpuffer für Kommunikationsschnittstellen
- Flash-Zellen basierte programmierbare Logik → geringer Bauteilbedarf, da kein externer Speicher für das Konfigurationsfile notwendig ist und ohne Verzögerung nach Einschalten betriebsbereit
- im Vergleich zu SRAM basierten-FPGA höhere Resistenz gegenüber ionisierender Strahlung (Vorteil bei einigen medizinischen Großgeräten, zum Beispiel in der Strahlentherapie)
- integrierte analoge Peripherie (Analog-Digital-Wandler, Leistungsschalter usw.)
- 30 analoge Eingangskanäle → Messung der Aktorspannungen, Aktorladungen und Versorgungsspannungen

Die Entwicklung erfolgte in der Hardwarebeschreibungssprache VHDL (Very High Speed Integrated Circuit **H**ardware **D**escription **L**anguage). Um die Vergleichbarkeit zwischen der Mikrocontroller- und FPGA-basierten Motorsteuerung zu gewährleisten, war ein Designziel, für beide Systeme eine vergleichbare Funktionalität zu erreichen. Als Ergebnis verwenden die Systeme das gleiche Kommunikationsprotokoll, die gleichen Befehle zur Motorsteuerung und sind kompatibel mit den gleichen Piezotreibern. Auch wird die gleiche Benutzerschnittstelle verwendet. Auf Seiten des Steuercomputers kommt eine JAVA

basierte-Benutzerschnittstelle oder ein Matlab-Simulink Programm zum Einsatz. Die folgenden Funktionen wurden implementiert:

- Finit-State-Machine zum Bereitstellen einer paket- und adressbasierten Kommunikation mit dem Steuercomputer oder weiteren Motorelektroniken mit den Funktionen: Paket löschen (Herkunftsadresse = Motorsteuerungsadresse), Paket weiterleiten (Zieladresse  $\neq$  Motorsteuerungsadresse), Paket verarbeiten (Zieladresse = Motorsteuerungsadresse) und ggf. Antwortpaket generieren und senden
- Finit-State-Machine zur Motorsteuerung mit den Funktionen: Motor Start/Stop, Linkslauf/Rechtslauf, Drehen um einen definierten Winkel, Anfahren gespeicherter Positionen, Stellen von Drehrichtung und Geschwindigkeit auf Basis eines analogen Eingangssignals
- 12 *Bit* PWM Generatoren mit programmierbarer Totzeit zur Ansteuerung digitaler oder analoger Piezotreiber
- Sinustabelle mit 4096 gespeicherten Werten mit jeweils 12 *Bit* Auflösung, frei programmierbar  $\rightarrow$  auch Vorverzerrung möglich
- 6 analoge Eingangskanäle zur Messung der Aktorladungen, Aktorspannungen und Versorgungsspannungen
- digitale Phasendifferenzmessung und Drehmomentberechnung (4 Messwerte pro Periode, Auflösung 14 *Bit*)
- Datalogger: zusätzlicher Kommunikationskanal zur Ausgabe von Messwerten und FPGA-Registerwerten; Datenübertragung erfolgt im ASCII-Format (Klartext)

Mit dem FPGA wird eine hohe maximale Geschwindigkeit beim Durchlaufen der in einer Tabelle (LUT) gespeicherten Steuerwerte für die Aktoren erreicht, ohne dass die Ressourcen für andere Funktionen wie Kommunikation oder Messwertgewinnung reduziert werden. Darin besteht der wesentliche Unterschied zur Mikrocontroller-basierten Motorsteuerung. Funktionalität und Präzision werden erhöht, ohne den nutzbaren Bereich der Drehgeschwindigkeit zu verringern. So lässt sich die Anzahl der gespeicherten Aktorsteuerwerte für eine Periode auf 4096 erhöhen. Die hohe Anzahl der Stützstellen pro Periode führt auch zu einer verbesserten Auflösung und Genauigkeit der im Kapitel 4 vorgestellten Lastmomentmessung.

Die Motorsteuerung wurde hierarchisch in VHDL Modulen entwickelt. Einzelne Module stellen jeweils eine Grundfunktionalität zur Verfügung. Nur das TOP Modul wurde

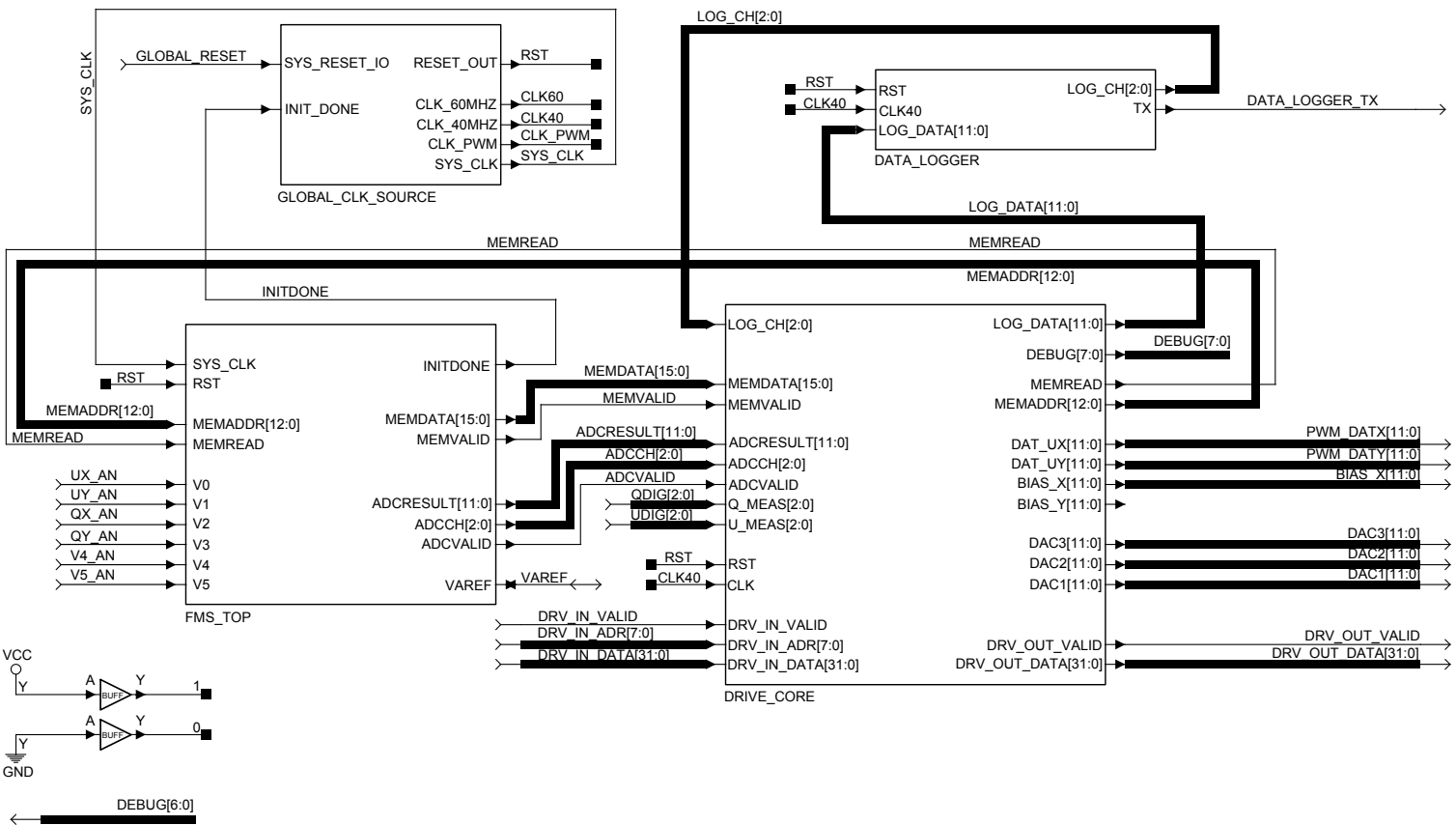


Abb. 5.4: Top Level View der FPGA basierten Motorsteuerung, jedoch ohne die Komponenten zur Kommunikation und ohne die PWM Generatoren.

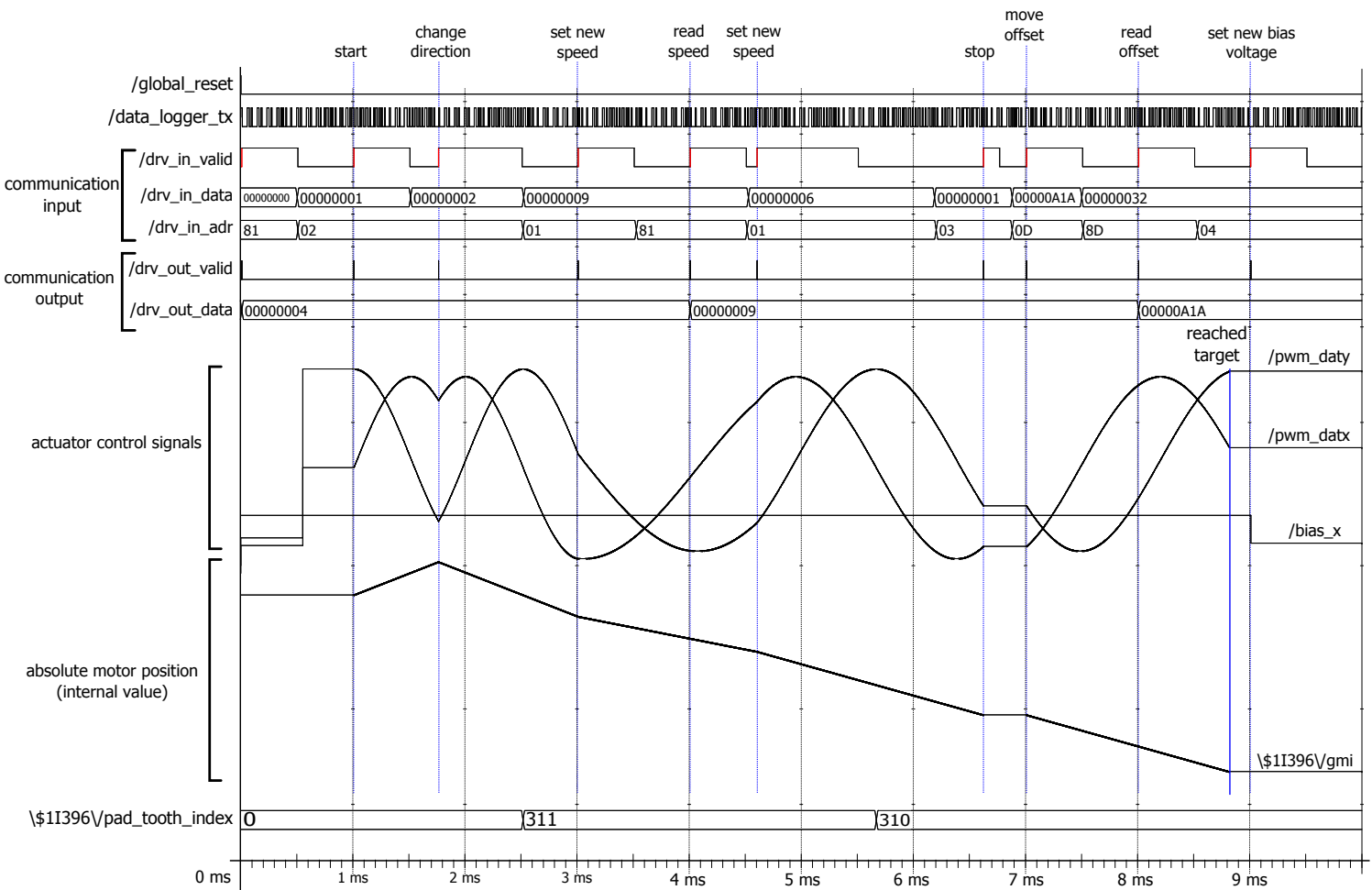


Abb. 5.5: Simulationsergebnis zu der in Abb. 5.4 dargestellten Motorsteuerung. Zur besseren Übersichtlichkeit sind die Sensorsignale nicht dargestellt.

als Schaltung, bestehend aus den einzelnen VHDL Modulen, ausgeführt. Bei diesem Vorgehen können die Module einfach und schnell in Abhängigkeit von der Applikation im Schaltplan ausgetauscht werden. Abb. 5.4 zeigt ein, zur besseren Übersichtlichkeit, um die Kommunikationsmodule und Pulsweitenmodulatoren reduziertes TOP Modul. Es umfasst die für die Signalgenerierung und Sensorfunktionen notwendigen verschalteten VHDL Blöcke, inklusive des Systemtaktgenerators "GLOBAL\_CLK\_SOURCE", des Speichers für die Aktorspannungswerte (LUT), die analogen Schaltungsblöcke des FPGA "FSM\_TOP", eine State-Machine zur Ausführung von Bewegungskommandos und zur Auswertung der Sensorsignale "DRIVE\_CORE" und ein Modul für den Nutzerzugriff auf FPGA-interne Signale "DATA\_LOGGER".

Abb. 5.5 zeigt die Simulationsergebnisse der Schaltung nach Abb. 5.4. Zur besseren Übersichtlichkeit sind nur ausgewählte Signale dargestellt. Für die Simulation wurde durch eine Testbench eine Folge typischer Steuerbefehle für den "DRIVE\_CORE" generiert. Die Befehle setzen sich zusammen aus einer Adresse `/drv_in_adr`, den Daten `/drv_in_data` und einem Signal zum Triggern der Befehlsübergabe `/drv_in_valid`. Die Bedeutung eines Steuerkommandos ist in der Abb. 5.5 über den Simulationsergebnissen kurz erklärt (z. B. "set new speed" → Einstellen einer neuen Drehgeschwindigkeit). Ausgabewerte des "DRIVE\_CORE" zur Steuerung der Aktoren des Motors sind die Signale `/pwm_daty`, `/pwm_datx` und `/bias_x`. Zur Ansteuerung eines Piezotreibers werden die Signale durch hier nicht dargestellte 12 *Bit* PWM Modulatoren in drei pulswertenmodulierte Signale gewandelt. Das Signal `/bias_x` legt den Bezugswert der Aktorspannungen fest, das heißt, den Spannungswert am negativen Pol aller Aktoren des Motors. Durch dieses Signal lässt sich der Antrieb bei Dejustage, zum Beispiel als Folge einer Temperaturänderung, zentrieren. Das Signal `/pwm_datx` dient als Vorgabewert für die Spannung am positiven Pol des x-Aktors und `/pwm_daty` entsprechend für die des y-Aktors. Zur Darstellung der durch die Kommandos gesteuerten Bewegungen der Motorwelle ist das Simulationsergebnis für den Wert des internen Registers "global motor index" `/gmi` als Graph dargestellt. Der Wert des Registers `/gmi` ist proportional zum absoluten Drehwinkel der Abtriebswelle des Motors und ist angegeben in Inkrementen des LUT. Der Anstieg des Signals ist proportional zur Drehzahl.

Einige Steuerkommandos dienen zum Auslesen von Registerwerten und Messwerten aus dem FPGA. In der Simulation wird zum Zeitpunkt  $4\text{ ms}$  der Steuerbefehl zum Lesen des Geschwindigkeitsregisters übertragen. Wenige Mikrosekunden später steht am Datenausgangskanal `/drv_out_data` der angeforderte Wert zur Verfügung. Das Signal `/drv_out_valid` schaltet kurz von logisch Null auf Eins und zeigt dadurch an, dass der

Datenwert korrekt ist und gelesen werden kann.

Ein weiterer Datenkanal wird durch das VHDL Modul "DATA\_LOGGER" bereitgestellt. Das zugehörige Signal im Simulationsdatensatz ist /data\_logger\_tx. Der "DATA\_LOGGER" verfügt über 8 Kanäle mit einer Datenbreite von 12 *Bit*, die periodisch abgefragt werden. Mögliche Datenquellen für den "DATA\_LOGGER" sind allgemein Registerwerte, zum Beispiel Steuersignale, aber auch Phasennesswerte, Motorindex (Drehwinkel), Motorzahnindex usw. Der "DATA\_LOGGER" wandelt die binären Messwerte in Dezimalwerte um, kodiert diese in das ASCII Format, fügt als Trennzeichen das Tabulator-Symbol zwischen den Messwerten ein und fügt nach dem Messwert des achten Kanals zusätzlich ein Zeilenumbruchsymbold ein. Die aus ASCII-kodierten Messwerten und Steuerzeichen bestehende Zeichenkette wird in einen seriellen Datenstrom umgewandelt und über ein I/O Pin (das Signal /data\_logger\_tx) ausgegeben. Nach Pegelwandlung kann dieser Datenstrom direkt von einem Personalcomputer mit einem Terminalprogramm ausgelesen werden. Gespeichert als Datei ist ein einfacher Import dieser Daten in eine Software wie Matlab<sup>TM</sup> oder Excel<sup>TM</sup> möglich. Der "DATA\_LOGGER" ermöglicht eine unidirektionale Kommunikation mit einem Computer. Die Daten, die im Abschnitt 6.3 grafisch ausgewerteten Messungen, wurden über den "DATA\_LOGGER" ausgelesen.

Die bidirektionale Kommunikation zwischen einem Steuercomputer und der Motorsteuerung zur Übertragung von Messwerten und Befehlen erfolgt über ein weiteres serielles Kommunikationsinterface. Diese Kommunikation basiert auf den Signalen /drv\_in\_adr, /drv\_in\_data, /drv\_in\_valid, /drv\_out\_data und /drv\_out\_valid. Für die in Abschnitt 6.3 dokumentierten Experimente wurden die Motorsteuerbefehle von einem Matlab-Simulink<sup>TM</sup> Programm generiert.

Mit den beschriebenen Komponenten steht eine FPGA-basierte Motorsteuerung zur Verfügung, die den Motor mit hoher Drehwinkelauflösung bei hoher Drehgeschwindigkeit, aber auch beliebig langsam ansteuern kann. Es steht auch die Funktionalität zur Verfügung, Aktorspannungen, Aktorladungen und insbesondere die elektrische Phasendifferenz zwischen dem Aktorspannungs- und dem Aktorladungssignal individuell für jeden Aktor zu messen.

Die vorgestellte FPGA-basierte Motorsteuerung nutzt 4096 Stützstellen pro Ansteuerperiode. Sofern man über die vollständige Umdrehung gleichmäßig verteilte Winkelinkremente voraussetzt, lässt sich aus dieser Anzahl von Stützstellen pro Periode bei einer Untersetzung von 1:312 eine Drehwinkelauflösung von  $2.817 \cdot 10^{-4}$  Grad ableiten. Das entspricht näherungsweise einer Bogensekunde bei der realisierten Motorsteuerung. Gegenüber dem Ansteuersignal mit 4096 Stützstellen pro Periode ist die Auflösung der Pha-

sendifferenzmessung um den Faktor vier höher, so dass eine Phasendifferenz mit  $0.022^\circ$  aufgelöst wird. Bei einem Anstieg der Übertragungsfunktion der elektrischen Phasendifferenz von beispielsweise  $1.238 \frac{\text{Grad}}{\text{Nm}}$  (siehe Experimente Kapitel 6) entspricht dies einer Drehmomentauflösung von  $0.018 \text{ Nm}$ . Bei der FPGA-basierten Motorsteuerung bleibt die hohe Signalauflösung über den gesamten Drehzahlbereich des Motors  $0 \text{ Hz} \leq f \leq 300 \text{ Hz}$  erhalten.

Adressbus- Breite [Bit]	Größe des look-up-table	max. Aktoran- steuerfrequenz [Hz]	max. Drehzahl [U/min]
7	128	7813	1503
8	256	3906	751
9	512	1953	376
10	1024	977	188
11	2048	488	94
12	4096	244	47
13	8192	122	23
14	16384	61	12

Tab. 5.2.: Übersicht zur Abhängigkeit der maximalen Drehfrequenz von der Größe des LUT für die FPGA-basierte Motorsteuerung. Die obere Grenzfrequenz der Ansteuerung des Ringmotors ist vermutlich durch die erste mechanische Resonanz des Aufbaus festgelegt. Aus diesem Grund sind unrealistisch hohe Ansteuerfrequenzen ausgegraut.

Bei dem gewählten FPGA wird die Datenrate durch die maximale Taktfrequenz des Festwertspeichers begrenzt ( $10 \text{ MHz}$ , Wortbreite max.  $32 \text{ BIT}$ ). Die dadurch gesetzte Grenze kann bei Bedarf durch Umkopieren des Inhalts des Festwertspeichers in den RAM während der Initialisierung und den dann wesentlich schnelleren Zugriff auf den RAM überwunden werden. Durch zusätzliche Speicherzugriffe in der realisierten Motorsteuerung beträgt die maximale Samplefrequenz  $1 \text{ MHz}$  für einen Datensatz zu Ansteuerung aller Aktoren. Die Werte zur Drehzahl und Signalauflösung nach Tab. 5.2 werden aus dieser maximalen Samplefrequenz abgeleitet.

### 5.1.3. Zusammenfassung zur Motorsteuerung

Der Piezoringmotor zeichnet sich durch eine außerordentliche hohe Drehwinkelauflösung und Dynamik aus. Sollen diese Eigenschaften auch für das gesamte Antriebssystem erhalten bleiben, so muss die Motorelektronik in der Lage sein hohe Datenraten zu verarbeiten.

Ein universeller Mikrocontroller wird dieser Anforderung nur unzureichend gerecht. Mit einem FPGA hingegen ist eine Nutzung des gesamten Betriebsbereichs des Piezoringmotors möglich. Bei der in diesem Kapitel beschriebenen FPGA-basierten Motorsteuerung ist im konkreten Fall der limitierende Faktor bezüglich der Datenrate die maximale Rate von Speicherzugriffen auf den integrierten Festwertspeicher. Im konkreten Fall werden pro kompletten Lesezyklus für die Vorgabewerte aller Aktoren zusätzlich noch zwei weitere Werte für interne Zwecke aus dem Speicher ausgelesen. Dennoch steht fast der gesamte Betriebsbereich nach Abb. 5.6 zur Verfügung. Aus der hohen Zeitaufösung der Ansteuerungssignale resultiert auch eine hohe Auflösung des Messwerts der Lastdrehmomentmessung.

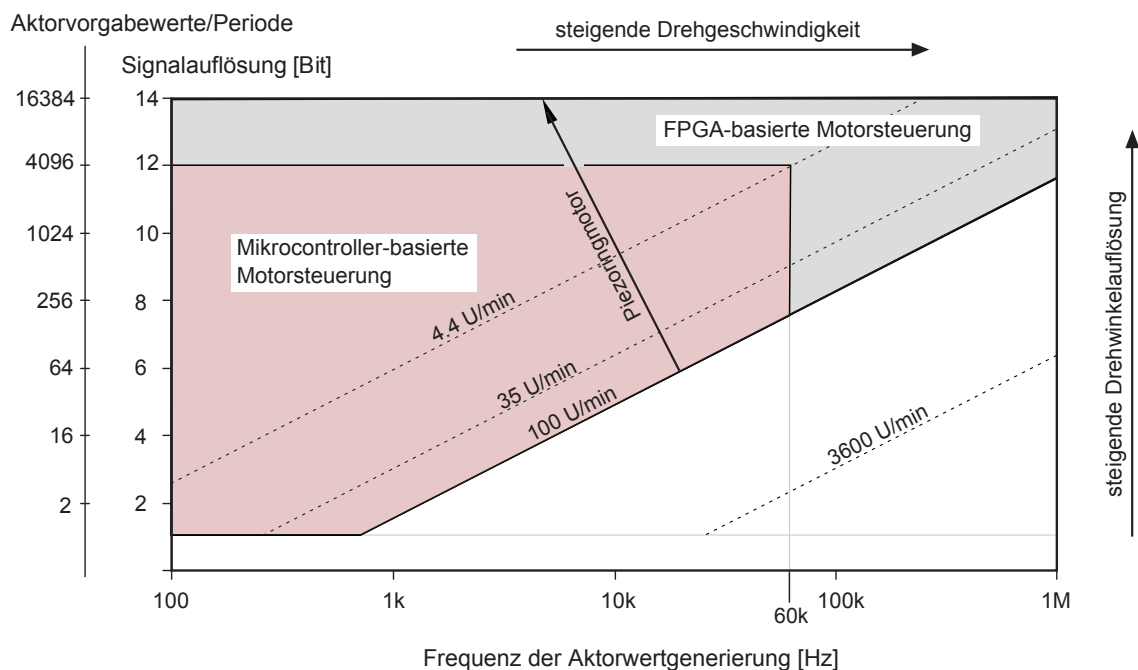


Abb. 5.6: Darstellung der Betriebsbereiche einer Mikrocontroller-basierten und einer FPGA-basierten Motorelektronik (vgl. Abb. 5.1). Zur besseren Vergleichbarkeit beziehen sich die Angaben zu dargestellten Antriebsarten auf Antriebe mit einem Drehwinkel von  $1,8^\circ$  pro Vollschritt (vollständige Periode des Ansteuersignals).

Beide entwickelten Motorsteuerungen stellen einen Grundbefehlssatz zur Ansteuerung des Piezoringmotors über eine Benutzerschnittstelle zur Verfügung. Dazu gehören Befehle zum Einstellen der Drehgeschwindigkeit, das Drehen der Motorwelle auf einen Absolutdrehwinkel oder um einen Winkelbereich, das Auslesen der Phasendifferenzmesswerte, Aktorspannungen und -ladungen. Für die Mikrocontrollerlösung konnte im Rahmen die-



ser Arbeit eine einfache Motioncontrollersoftware als Teil des Mikrocontrollersteuerprogramms implementiert werden. Einfache Geschwindigkeitsprofile werden im Festwertspeicher hinterlegt, wobei die Bewegungsprofile auch in Abhängigkeit von Eingangssignalen abgefahren werden können. Ist eine hohe Performanz oder der Betrieb mehrerer Achsen in der Anwendung erforderlich, so ist ein zusätzlicher Motioncontrol-Prozessor zum Generieren der Motorsteuerbefehle notwendig [82].

## 5.2. Treiber zur Ansteuerung piezoelektrischer Aktoren

Als Vorgabefunktionen zur Ansteuerung der Aktoren des Motors stellen die FPGA-basierte und die Mikrocontroller-basierte Motorsteuerung Spannungs-Zeit-Funktionen kleiner Leistung und Spannungsamplitude zur Verfügung. Durch geeignete Piezotreiber sind diese Vorgabesignale zur Anpassung an die piezoelektrischen Aktoren zu verstärken. Hierzu dienen geregelte Leistungsverstärker. Zielgröße des Verstärkers kann eine zur Eingangsspannung proportionale Aktorspannung oder eine zur Eingangsspannung proportionale Aktorladung sein. Da eine reine Ladungsregelung durch den endlichen Isolationswiderstand der Aktoren instabil ist (Drift), ist eine mit einer Spannungsregelung kombinierte Ladungsregelung anzustreben.

### 5.2.1. Ladungsgesteuerter Piezotreiber

Bevor rückgekoppelte Verstärker behandelt werden, wird im Folgenden eine im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Ladungspumpe vorgestellt, durch die sehr kontrolliert die Ladung eines piezoelektrischen Aktors eingestellt werden kann.

In der europäischen Patentschrift [42] beschreibt Gariboldi eine Schaltung, die diskrete Ladungspakete in eine Lastkapazität schiebt. Anwendung findet diese Schaltung in der Mikroelektronik zur Spannungsversorgung von Schaltungskomponenten, die eine gegenüber der Betriebsspannung höhere Versorgungsspannung benötigen. Die Größe der Ladungspakete ist Abhängig von der Spitze-Spitze-Spannung einer gepulsten Spannungsquelle und der Ausgangsspannung der Schaltung. Durch die Abhängigkeit von der Ausgangsspannung ist diese Schaltung nicht geeignet definierte Ladungspakete zu generieren, sofern die Last kein idealer Kondensator ist. Weiterhin ist diese Schaltung im Ausgangsspannungsbereich auf den Spannungshub der gepulsten Spannungsquelle limitiert. Im Rahmen dieser Arbeit wurde die bekannte Ladungspumpe nach [42] um einen Verstärker erweitert. Die Schaltung wurde unter [34] veröffentlicht und zielt darauf ab, genau definierte Ladungspakete auf einen Aktor zu bringen oder diese dem Aktor zu entneh-

men. Die Größe der Ladungspakete soll unabhängig von den elektrischen Eigenschaften der Last sein. Diese Anforderungen werden sehr gut durch die in Abb. 5.7 dargestellte Ladungspumpe erfüllt. Zum Verständnis wird kurz die Funktion am Beispiel des Schaltungsteils zum Laden des Aktors beschrieben. Da der Schaltungsteil zum Entladen der Last komplementär zum Ladeteil aufgebaut ist, gilt für diesen die Funktionsbeschreibung in ähnlicher Weise. Der Ladeteil besteht aus den Dioden  $D1$ ,  $D3$ , dem Kondensator  $C1$  und der gepulsten Spannungsquelle  $V1$ . Der Verstärker mit seiner Spannungsversorgung und die mit Aktor bezeichnete Last sind beiden Schaltungsteilen zugeordnet. Die Funktionsbeschreibung erfolgt mit den Werten der Simulationsschaltung nach Abb. 5.7 (b). Vorausgesetzt werden ideale Bauteile, d. h. insbesondere sei der Spannungsabfall über den Dioden bei Stromfluss vernachlässigbar.

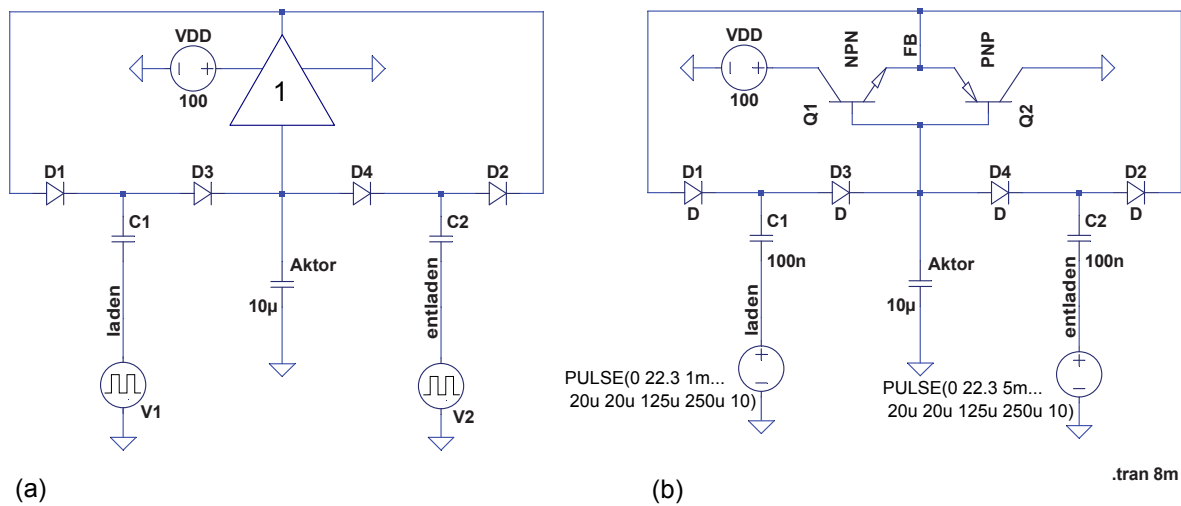


Abb. 5.7: Schaltung einer Ladungspumpe zur Ansteuerung eines kapazitiven Aktors mit diskreten Ladungspaketen; (a) schematisch und (b) als Simulationsschaltung.

Im Anfangszustand weist die gepulste Spannungsquelle  $V1$  eine Spannung von  $0\text{ V}$  auf. Durch den Verstärker wird über die Diode  $D1$  der Kondensator  $C1$  auf die Aktorspannung aufgeladen. Der Stromfluss durch die Diode  $D3$  ist Null. Nun steigt die Spannung der gepulsten Quelle  $V1$  mit endlicher Steigung auf  $22.3\text{ V}$ . Der Kondensator  $C1$  wird dadurch auf eine Spannung gleich der Aktorspannung minus  $22.3\text{ V}$  entladen. Der Entladestrom fließt durch die gepulste Quelle  $V1$ , die Diode  $D3$  durch den Aktor und zurück zur gepulsten Quelle. Der Aktor wird durch diesen Strom aufgeladen. Der Strom fließt für die Dauer des Spannungsanstiegs von  $0\text{ V}$  auf  $22.3\text{ V}$  ( $V1$ ). Das Zeitintegral des Stroms für die Zeitdauer des Anstiegs entspricht der zum Aktor transportierten Ladung und ist ausschließlich festgelegt durch den Spannungshub der getakteten Quelle dividiert durch

die Kapazität von  $C1$ . Ein Zyklus wird beendet durch den Spannungsabfall von  $22.3\text{ V}$  auf  $0\text{ V}$  an der gepulsten Quelle  $V1$ . Für die Dauer des Abfalls fließt aus dem Verstärker durch die Diode  $D1$ , den Kondensator  $C1$  und die gepulste Quelle  $V1$  ein Strom, so dass der Kondensator  $C1$  auf das neue, nun leicht erhöhte Spannungsniveau des Aktors aufgeladen wird. Dem Kondensator  $C1$  wird genau die Ladung wieder zugeführt, die er zuvor an den Aktor abgegeben hat.

Der Vorteil der vorgestellten Ladungspumpe ist, dass die Ladung nur durch zwei Größen definiert wird, den Spannungshub der gepulsten Quelle und der Kapazität von  $C1$ . Die Kapazität von  $C1$  ist ein Designparameter. Der Spannungshub kann sowohl ein Designparameter, als auch eine durch eine Steuerung oder Regelung vorgegebene variable Größe sein. Eine gewünschte Aktorladung lässt sich durch die Anzahl fest definierter Ladungspakete oder durch eine feste Anzahl variabel eingestellter Ladungspakete erzeugen. Sehr einfach kann die Schaltung direkt durch ein digitales System gesteuert werden.

Allerdings treten im realen Aufbau Abweichungen auf. Insbesondere werden diese verursacht durch die Spannungsabfälle über den Dioden (Sperrschichten) der Schaltung. Fehler können aber minimiert werden. Bei geeigneter Pulsformung der Spannungspulse der gepulsten Quelle, das heißt linearer Anstieg und linearer Abfall, wird ein rechteckförmiger Strom-Zeit Verlauf durch die Dioden erreicht. Der Strom durch die Dioden wird durch die Anstiegs- und Abfallzeit der Pulse festgelegt. Bei konstanter Sperrschichttemperatur und abschnittsweise konstantem Stromfluss ist der Spannungsabfall über den Dioden genau bestimmt und kann über den Spannungshub an der gepulsten Quelle kompensiert werden.

In der Simulationsschaltung sind drei Sperrschichten elektrisch in Reihe geschaltet. Unter den gegebenen Randbedingungen tritt ein Sperrschichtspannungsabfall von  $0.77\text{ V}$  auf. Demzufolge muss zum Erreichen der gewünschten Ladung der Spannungshub der gepulsten Quelle gegenüber dem Idealwert um  $2.3\text{ V}$  erhöht werden. In der Simulationsschaltung ist ein Spannungshub von  $22.3\text{ V}$  eingestellt. Dies entspricht, reduziert um die Spannungsabfälle der Sperrschichten, einem Hub von  $20\text{ V}$ . Mit der Kapazität des Kondensators  $C1$  von  $100\text{ nF}$  ist damit die Ladung pro Puls auf  $2\text{ }\mu\text{C}$  eingestellt.

Der Spitzenstrom der simulierten rechteckförmigen Strompulse beträgt  $110\text{ mA}$ , die Pulsdauer  $18.26\text{ }\mu\text{s}$ . Die Pulsdauer entspricht der Anstiegszeit der Spannungspulse der Quelle  $V1$ . Aus dem Zeitintegral des Stroms berechnet sich die Ladung durch Multiplikation von Spitzenstrom und Pulsdauer zu  $2.01\text{ }\mu\text{C}$ . Die Aktorkapazität ist in der Simulationsschaltung auf  $10\text{ }\mu\text{F}$  festgelegt. Eine zugeführte Ladung von  $2\text{ }\mu\text{C}$  erhöht die Aktorspannung um  $0.2\text{ V}$  pro Puls. Dies wird auch aus dem Simulationsergebnis nach dem

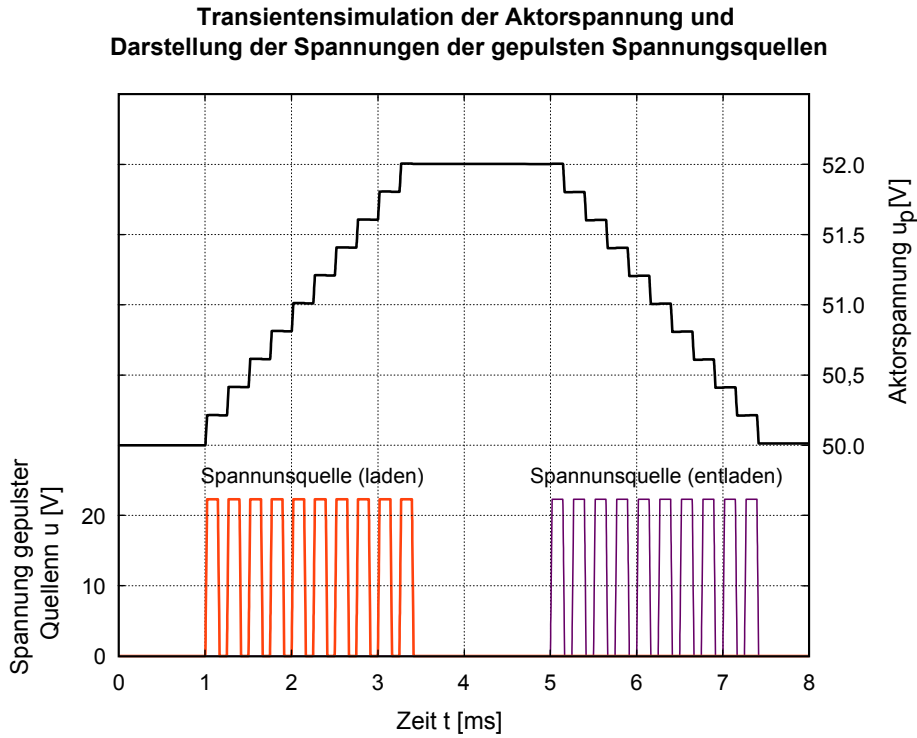


Abb. 5.8: Simulationsergebnis der Schaltung nach Abb. 5.7.

Diagramm Abb. 5.8 deutlich. Die vorgestellte Ladungspumpe ist gut geeignet, kapazitive Aktoren präzise zu laden. Jedoch treten bei der Ausführung mit linearen Verstärkern hohe Leistungsverluste bei der gepulsten Spannungsquelle und dem Stromverstärker auf. Denkbar ist hier die Umsetzung mit effizienten getakteten Wandlern bzw. Verstärkern.

### 5.2.2. Spannungs- und ladungsgeregelter Piezotreiber

Um eine hohe Signalqualität am Aktor zu erreichen, wird ein rückgekoppelter Verstärker eingesetzt. Durch Rückkopplung wird ein Verstärker mit hoher Verstärkung, aber Linearitätsfehlern und frequenzabhängiger Verstärkung linearisiert und über einen anwendungspezifischen Frequenzbereich in der Verstärkung genau eingestellt. Denn geht die Verstärkung des Verstärkers gegen unendlich, so bestimmt ausschließlich das Rückkopplernetzwerk die Charakteristik des rückgekoppelten Verstärkers. Da das Rückkopplernetzwerk aus passiven Komponenten aufgebaut ist, lässt sich die gewünschte Charakteristik genau festlegen. Nach [50] und Abb. 5.9 gilt:

$$\frac{A(t)}{E(t)} = \frac{A_v}{1 + A_v a(\omega)} \quad \lim_{A_v \rightarrow \infty} \frac{A_v}{1 + A_v a(\omega)} = \frac{1}{a(\omega)} \quad (5.1)$$

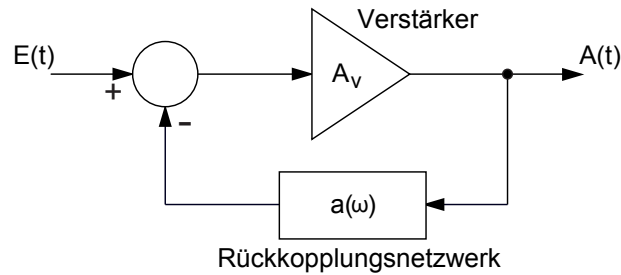


Abb. 5.9: Konzept eines Verstärkers mit Rückkopplung [50].

Ein einfaches Rückkopplungsnetzwerk besteht aus einem resistiven Spannungsteiler, durch welchen die geteilte Aktorspannung auf den Verstärkereingang zurück gekoppelt wird. Ein solcher Aufbau stellt abhängig vom Eingangssignal eine genaue Aktorspannung bereit.

Bereits im Kapitel zum Stand der Technik wurde auf den linearen Zusammenhang zwischen Aktorladung und Auslenkung im Vergleich zum Zusammenhang von Aktorspannung und -auslenkung hingewiesen. Auch die Hysterese der Aktorauslenkung ist bei einer Ladungsregelung wesentlich kleiner. Allerdings ist eine Ladungsregelung instabil, da durch Leckströme eine Drift auftritt. Nach [39] ist es jedoch möglich, einen rückgekoppelten Verstärker für piezoelektrische Aktoren aufzubauen, dessen Rückkopplung frequenzabhängig durch eine Spannungs- oder Ladungsrückkopplung (Q-U-Rückkopplung) geprägt ist. Für hohe Frequenzen, größer der Grenzfrequenz  $\omega_c$ , verhält sich die Rückkopplung wie eine Ladungsrückkopplung und für niedrige Frequenzen wie eine Spannungsrückkopplung. So wird eine Drift, die naturgemäß durch einen sehr niedrigen Frequenzbereich gekennzeichnet ist, durch die Spannungsrückkopplung kompensiert. Bei hohen Frequenzen überwiegt die Charakteristik der Ladungsrückkopplung. Die gewünschte Rückkopplungscharakteristik wird durch das Rückkopplungsnetzwerk nach Abb. 5.10 erreicht. Die Dimensionierung der Bauteile kann nach dem folgenden Schema erfolgen:

1. Einstellen des Teilverhältnisses des kapazitiven Spannungsteilers zur Darstellung des gewünschten Verstärkungsfaktors des gesamten Verstärkers
2. Ermitteln der Impedanz des kapazitiven Spannungsteilers bei der gewünschten Grenzfrequenz
3. Dimensionieren des resistiven Spannungsteilers auf die gleiche Impedanz bei der gewünschten Grenzfrequenz und auf das gleiche Teilverhältnis, wie das des kapazitiven Spannungsteilers.

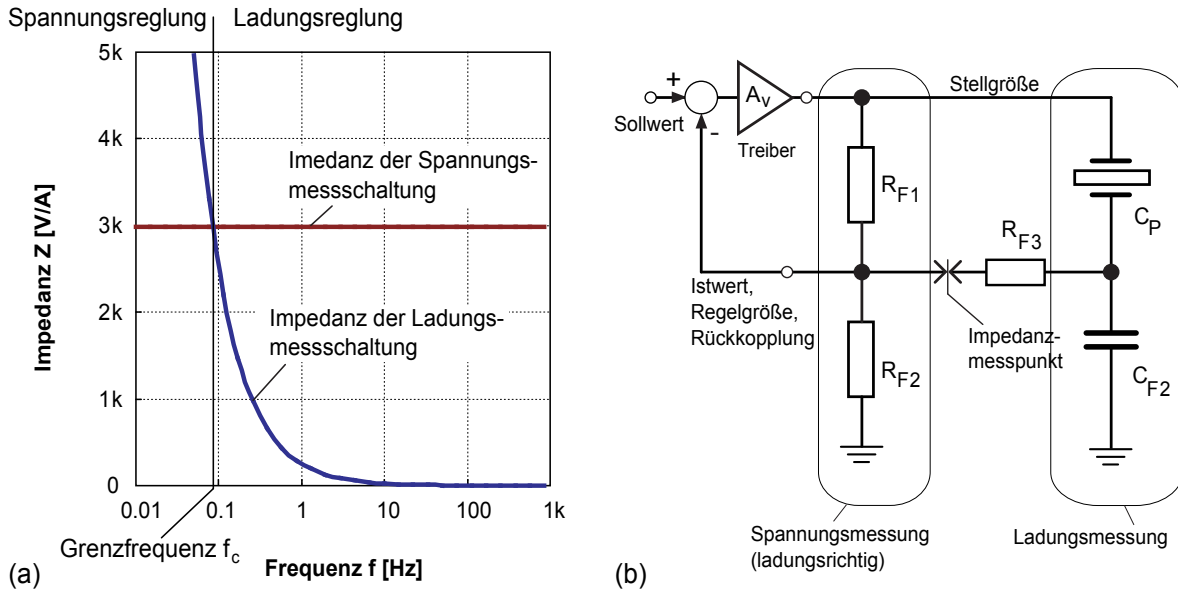


Abb. 5.10: Frequenzabhängiges Ladungs-Spannungs-Rückkoppelnetzwerk. (a) Frequenzgang beispielhaft für  $R_{F1} = 570 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{F2} = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{F3} = 0 \Omega$ ,  $C_p = 6 \mu\text{F}$ ,  $C_{F2} = 1000 \mu\text{F}$  (b) Schaltung des Rückkoppelnetzwerks.

Das Rückkoppelnetzwerk nach Abb. 5.10 wurde experimentell mit dem in Abschnitt 5.4 beschriebenen linearen Verstärker verifiziert. Die Ergebnisse sind im Folgenden dokumentiert.

Beispielhaft ist in Abb. 5.11 (a) die gemessene Aktorauslenkung über dem Verstärkereingangssignal für eine feste Ansteuerfrequenz dargestellt. Eine Messkurve zeigt die Aktorauslenkung bei Spannungsrückkopplung mit einer stark ausgeprägten Hysterese. Bei der Q-U-Rückkopplung ist die Hysterese hingegen in einem begrenzten Ansteuerfrequenzbereich deutlich reduziert. Es wird ein Parameter  $l_h$  definiert, der die Hysteresebreite als Aktorauslenkungsdifferenz bei halber Verstärkereingangsspannung zwischen steigendem und fallendem Hystereseast angibt. Zur Berechnung der relativen Hysteresebreite  $h$  für die Graphen nach Abb. 5.11 (b) wird der Wert von  $l_h$  bezogen auf die halbe maximale Aktorauslenkung  $\Delta l_m$ . Die Messkurven nach Abb. 5.11 (b) zeigen in Abhängigkeit zur Aktoransteuerfrequenz den Messwert der relativen Hysteresebreite  $h$  für eine reine Spannungsrückkopplung und für die Q-U-Rückkopplung.

Durch die Q-U-Rückkopplung wird die Hysterese und die Nichtlinearität in einem begrenzten Frequenzband wesentlich verringert. Nach Abb. 5.11 (b) verringert sich die relativen Hysteresebreite  $h$  bei Q-U-Rückkopplung deutlich ab einer Ansteuerfrequenz von  $f_c = 0.1 \text{ Hz}$ . Diese Frequenz stellt die untere Grenzfrequenz der Ladungsregelung, als

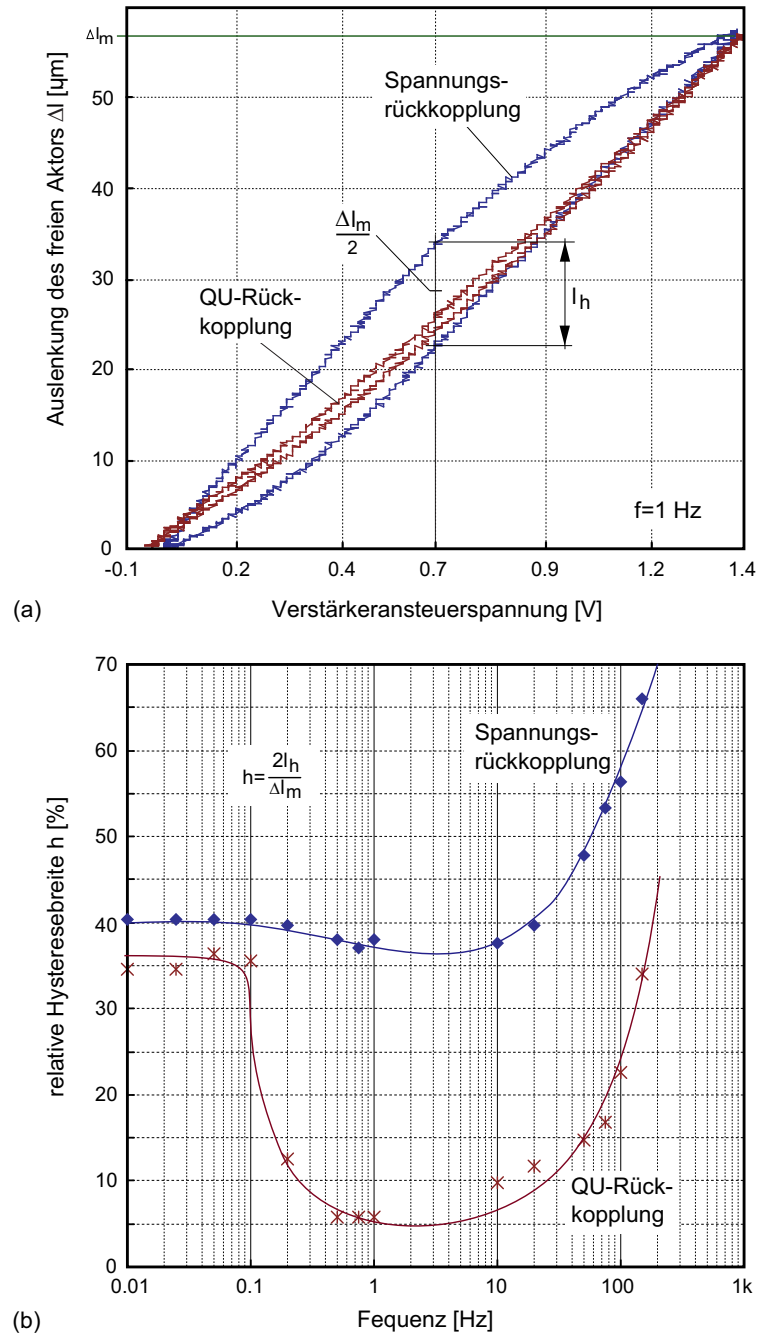


Abb. 5.11: Hysteresekompensation der Aktorauslenkung in Bezug auf die Verstärkereingangsspannung durch frequenzabhängige Ladungs-/Spannungsrückkopplung im Vergleich zur reinen Spannungsrückkopplung. (a) Hysteresis bei einer festen Aktoransteuerfrequenz (b) Frequenzgang der Hysteresekompensation; Experimentparameter:  $C_{F2} = 630\ \mu\text{F}$ ,  $R_{F1} = 470\ \text{k}\Omega$ ,  $R_{F2} = 3\ \text{k}\Omega$ ,  $R_{F3} = 1\ \text{k}\Omega$ , Auslenkungsmessung am freien Aktor mittels Laser-Doppler-Vibrometer (OFV 3001, OFV 512) ( $8\ \mu\text{mV}^{-1}$ ).

Teil der Ladungs-Spannungs-Regelung dar. Ab einer Frequenz von  $f = 50 \text{ Hz}$  steigt die relativen Hysteresebreite  $h$  wieder an. Grund hierfür ist die mit steigender Frequenz abnehmende Verstärkung  $A_v$  des Verstärkers. Die Näherung einer unendlichen Verstärkung ist bei hohen Frequenzen nicht mehr zulässig, die Eigenschaften des Rückkoppelnetzwerks bestimmen nicht mehr allein die Charakteristik des rückgekoppelten Verstärkers.

### 5.2.3. Spannungsgeregelter Piezotreiber

Der vorgestellte spannungs- und ladungsgeregelte Piezotreiber hat zwei wesentliche Nachteile. Zum einen gibt es beim Einschwingen, z. B. durch Starten des Antriebs nach längerer Ruhephase, einen Spannungsoffset der Aktorspannung. Die Folge ist eine Verringerung des Maximalmoments und eine erhöhte Geschwindigkeitsmodulation während des Anlaufens (einschwingen). Zum anderen entsteht zusätzlicher Aufwand zur Gewinnung wichtiger Messgrößen, wie Aktorladung und Aktorspannung, da die Größen nicht mehr direkt am Referenzkondensator und resistiven Spannungsteiler abgreifbar sind. Aus diesen Gründen wird im Folgenden trotz der Nachteile bezüglich dem Auftreten einer ausgeprägten Hysterese und Nichtlinearität eine reine Spannungsrückkopplung eingesetzt.

## 5.3. Auswahl der Verstärkertopologie

In Abhängigkeit von den Anforderungen in der Anwendung stehen verschiedene Eigenschaften des Verstärkers im Vordergrund und sind bei der Auswahl einer geeigneten Treibertopologie zu berücksichtigen. Durch ungeeignete Auswahl werden sonst vorteilhafte Eigenschaften des Antriebs durch unerwünschte Eigenschaften des Treibers überdeckt. Mit dem Fokus auf Verstärker zum Treiben piezoelektrischer Aktoren wird durch Striebel in [120] ein Auswahlverfahren zur Verstärkerarchitektur in Abhängigkeit von den Anforderungen in der Anwendung vorgestellt. Gnad gibt in [48] einen Überblick zu verschiedenen Verstärkern und deren Eigenschaften. Im Folgenden sind die Eigenschaften des Verstärkers den Auswirkungen auf die Aktoren und die Umgebung zugeordnet:

Die wichtigsten Parameter sind Effizienz und Präzision. Für viele Applikationen stellen State-of-the-Art Klasse-D Verstärker die beste Wahl zum Treiben reaktiver Lasten dar. Vorteilhaft ist die hohe Effizienz. Leistungsstarke Treiber erreichen einige hundert Watt Ansteuerleistung bei gleichzeitig geringsten Verzerrungen [102]. Entwicklungen in diesem Bereich sind getrieben durch die Audiotechnik, aber auch Anwendungen in der Medizintechnik [111]. Insbesondere wurden wesentliche Fortschritte bei der Signalqualität und der Reduktion des Durchgriffs von Störungen aus der Stromversorgung auf



Verstärker	Antriebssystem
Stabilität bei kapazitiver Last	grundsätzliche Funktion
hohe Spitzenleistung	hohe Dynamik
hohe Signalgenauigkeit	hohe Stellgenauigkeit
hohe Signalqualität, geringe Verzerrungen	geringe Geräusentwicklung und Vibrationen
niedrige Verluste bei stark kapazitiver Last	geringe Wärmeabstrahlung, geringe temperaturbedingte mechanische Verstimmung des Antriebssystems
geringe Abstrahlung elektromagnetischer Felder	geringe Abstrahlungen des gesamten Antriebssystems

Tab. 5.3.: Verstärkerparameter und resultierende Systemeigenschaft.

das Ausgangssignal des Verstärkers (PSRR) [45, 44, 46, 116] durch Weiterentwicklung von Modulationsverfahren und Rückkopplung erzielt. Jedoch gibt es einige Applikationen, bei denen die Abstrahlung elektromagnetische Felder ein Problem darstellt. Durch den getakteten Betrieb und magnetische Energiespeicher sind Klasse-D Verstärker für diese Anwendungen (Medizintechnik: in der Umgebung eines MRT; Halbleiterindustrie: Umgebung von Elektronenstrahlbelichtern) zum Teil nicht geeignet.

Klasse-AB und Klasse-B Verstärker mit Rückkopplung (Gegenkopplung) erfüllen eine Vielzahl der aufgelisteten Zielparame-ter nach Tabelle 5.3. Zu nennen sind insbesondere eine hohe Spitzenleistung und eine hohe Signalqualität. Wichtigster Nachteil im Vergleich zu Klasse-D Verstärkern sind die hohen Leistungsverluste, da die in einer reaktiven Last gespeicherte Energie durch den Verstärker nicht zurückgewonnen wird. Dennoch sind integrierte Hochspannungstreiber für piezoelektrische Aktoren auf Basis von hybriden integrierten Schaltungen auf Berylliumoxidsubstrat mit Dickschichtwiderständen, Keramik-kondensatoren und integrierten Schaltungen seit einigen Jahren verfügbar [4]. Aufgrund der hohen Verlustleistung sind diese Schaltkreise in ihrem Einsatz auf Anwendungen beschränkt, bei denen die geringe Effizienz kein Problem darstellt oder/und höchste Signalqualität gefordert ist. Die hohe Signalqualität, die geringe Systemkomplexität und vernachlässigbare elektromagnetische Abstrahlung dieser Verstärker wird durch Klasse-D Verstärker noch nicht erreicht.

Zum Treiben kapazitiver Lasten sind Klasse-B Verstärker aus Sicht der Effizienz bereits vorteilhaft, da nur während des Umladens Leistungsverluste im Verstärker auftreten.

Daher wurde schon durch Lee *et al* [32] eine Klasse-B Topologie als Pufferverstärker für großflächige Flachbildschirme vorgeschlagen.

Ein einstufiger komplementärer Klasse-B Verstärker hat eine Spannungsverstärkung von Eins und eine Stromverstärkung in der Größenordnung von 100, abhängig von Laststrom und Temperatur. Die Transferfunktion ist über große Bereiche linear, aber bei  $i_p \approx 0$  stark nichtlinear. Diese sogenannten Übergabeverzerrungen müssen kompensiert werden, um eine hohe Signalqualität zu erreichen. So kann eine zusätzliche Schaltung zum Einspeisen eines kleinen Basisstroms in beide Transistoren verwendet werden. Ein solcher Verstärker arbeitet dann im Klasse-AB Betrieb. Aber auch durch Gegenkopplung können Übergabeverzerrungen reduziert werden. Im Gegensatz zum Klasse-AB Betrieb lassen sich durch Gegenkopplung die Übergabeverzerrungen nicht vollständig kompensieren.

Wird der Treiber aus diskreten Bauteilen aufgebaut, lässt sich eine ausreichende Signalqualität durch Gegenkopplung erreichen, ohne dass sich die Systemkomplexität wesentlich erhöht.

Für den Entwurf des Treibers und insbesondere zum Gewährleisten der Stabilität ist ein elektrisches Modell der zu erwartenden Last für den Betriebsfrequenzbereich  $0\text{ Hz} \dots 300\text{ Hz}$  erforderlich. Das Modell findet Verwendung bei der Simulation mit SPICE zur Abschätzung der Verzerrungen und Phasenreserve. In Abb. 5.12 sind das Simulationsergebnis eines einfachen linearen Aktormodells und, zum qualitativen Vergleich, Messungen am realen Aktor dargestellt. Die Kapazität  $C$  des Modells entspricht der mittleren Großsignalkapazität des Aktors. Die Hysterese wird durch den Widerstand  $R$  nachgebildet. Die Hysteresefläche entspricht der abgegebenen Energie (mechanische und thermische). Das Modell mit und ohne Hysteresenachbildung wird für Simulationen zur Abschätzung der Stabilität und Effizienz des entwickelten Treibers für die piezoelektrischen Aktoren verwendet.

Wie bereits beschrieben, ist ein Klasse-B Verstärker gut geeignet piezoelektrische Aktoren zu treiben. Der wichtigste Nachteil ist die hohe Verlustleistung des Verstärkers während des Umladens der Aktoren. Das theoretische Maximum der Effizienz bei maximaler Aussteuerung und vernachlässigbaren Spannungsabfällen über den Transistoren beträgt  $\eta = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$  [6, 50].

## 5.4. Effizienter analoger Piezotreiber

Ziel ist es, die Verluste wesentlich zu reduzieren. Eine komplementäre Klasse-B Verstärkerstufe nach Abb. 5.13 (a) lässt sich in zwei aktive Zweige mit jeweils einem Leis-

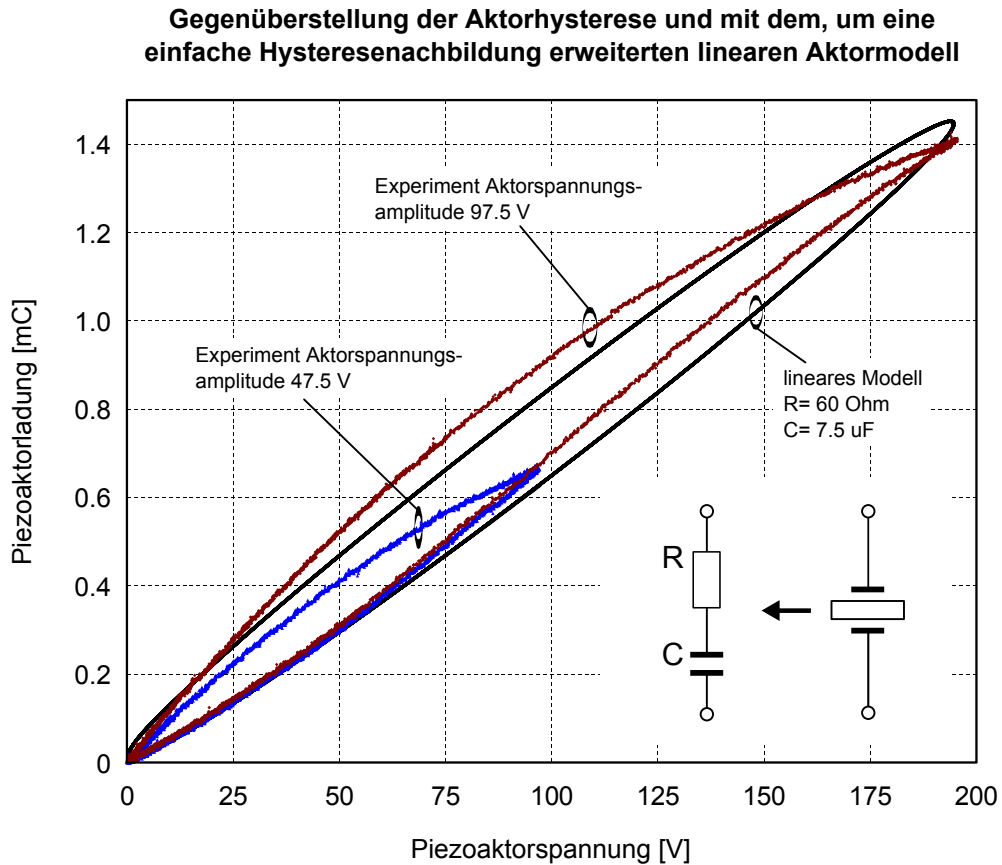


Abb. 5.12: Vergleich eines einfachen linearen Aktormodells mit Hysteresenachbildung (Hinzufügen eines Widerstandes) mit Messwerten vom realen Aktor.

tungstransistor unterteilen. Transistor  $Q_1$  ist aktiv, wenn ein Strom in den Aktor fließt (aufladen) und Transistor  $Q_2$  ist aktiv, wenn der Aktor gegen die negative Versorgungsspannung entladen wird. Das heißt, jeweils ein Transistor ist aktiv, wenn der Aktorstrom ungleich Null ist [50]. Da die Verlustleistung in dem jeweiligen Transistor näherungsweise dem Produkt des Emitterstroms und des Kollektor-Emitter-Spannungsabfalls entspricht, ist die Verlustleistung Null, wenn kein Aktorstrom fließt. Aufgrund der hohen Aktorspannung und -kapazität erreicht die durchschnittliche Verlustleistung in jedem Transistor einige 10 W, sobald der Aktor eines Piezoringmotors mit einigen zehn Herz periodisch umgeladen wird. Die Verlustleistung  $p_{Q1}$  für Transistor  $Q_1$  und  $p_{Q2}$  für Transistor  $Q_2$  wird als Wärme abgegeben und lässt sich nach (5.2) berechnen.

$$\begin{aligned}
 p_{Q1} &= u_{CE(Q1)} i_{E(Q1)} \\
 p_{Q2} &= u_{CE(Q2)} i_{E(Q2)}
 \end{aligned}
 \tag{5.2}$$

Für die Verlustleistung der komplementären Klasse-B Stufe folgt:

$$\begin{aligned} p_{Q1} &= (U_{DD} - u_p)i_{E(Q1)} \\ p_{Q2} &= (U_{SS} - u_p)i_{E(Q2)} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Die Verlustleistung ist proportional zu zwei Parametern,  $u_{CE}$  und  $i_p$ . Zur Reduktion der Verlustleistung lässt sich jedoch nur  $u_{CE}$  reduzieren, ohne die Funktion des Verstärkers zu beeinträchtigen. Diese Vorgehensweise ist bekannt von hybriden Verstärkerkonzepten [25], bei denen hocheffiziente Klasse-D Verstärker die Versorgungsspannung eines Klasse-B Verstärkers derart modulieren, dass die Funktion der Klasse-B Stufe gewährleistet ist, jedoch Verluste minimiert werden. In einem solchen Aufbau kann der Klasse-B Verstärker als aktiver Signalfilter betrachtet werden. Diese so genannten hybriden Verstärker erreichen eine hohe Signalqualität bei gleichzeitig hoher Effizienz, sind jedoch vergleichsweise komplex und erzeugen elektromagnetische Wechselfelder. Wie bereits im Kapitel Stand-der-Technik dargestellt ist eine weitere Technik zur Reduktion der Verluste eines analogen Leistungsverstärkers bekannt, der sogenannte Klasse-G Verstärker. Ein solcher Verstärker wird mit einer Vielzahl unterschiedlicher Spannungsniveaus versorgt. Die Versorgungsspannung des Verstärkers wird durch eine geeignete Schaltung derart in Abhängigkeit vom Ausgangssignal umgeschaltet, dass die Verlustleistung minimiert wird. Ein vergleichbares Konzept wurde durch Ressig et al. [106] zum Treiben piezoelektrischer Aktoren vorgestellt.

### 5.5. Analoger Leistungsverstärker mit reduzierter Verlustleistung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Schaltung entwickelt, die ein zusätzliches, variables Versorgungsspannungsniveau zur Versorgung der Transistoren der Verstärkerendstufe bereitstellt. Eine Peripherieelektronik schaltet die Versorgungsspannung der Leistungstransistoren der Klasse-B Stufe zwischen der negativen, positiven und der variablen Versorgungsspannung derart um, dass  $u_{CE}$  des jeweils aktiven Transistors minimiert wird. Die Verlustleistung lässt sich so bei geringer Schaltungskomplexität um bis zu 50% gegenüber der Verlustleistung eines Klasse-B Verstärkers nach dem Stand der Technik reduzieren [76, 135, 134]. In Abb. 5.13(b) ist die Schaltung des entwickelten effizienten Klasse-B Leistungsverstärkers dargestellt. Ein zusätzliches variables Versorgungsspannungspotential  $u_{C1}$  wird eingeführt. Das Netz  $u_{C1}$  wird lediglich vom Ladungsspeicherkondensator  $C_1$  gestützt. Kondensator  $C_1$  wird geladen, wenn der Aktor entladen wird und entladen, wenn der Aktor geladen wird. Kondensator  $C_1$  ist ein Ladungsspeicher für den Aktor. Solange das Potential über  $C_1$  größer ist als die Aktorspannung  $u_p$ , wird der Ladestrom

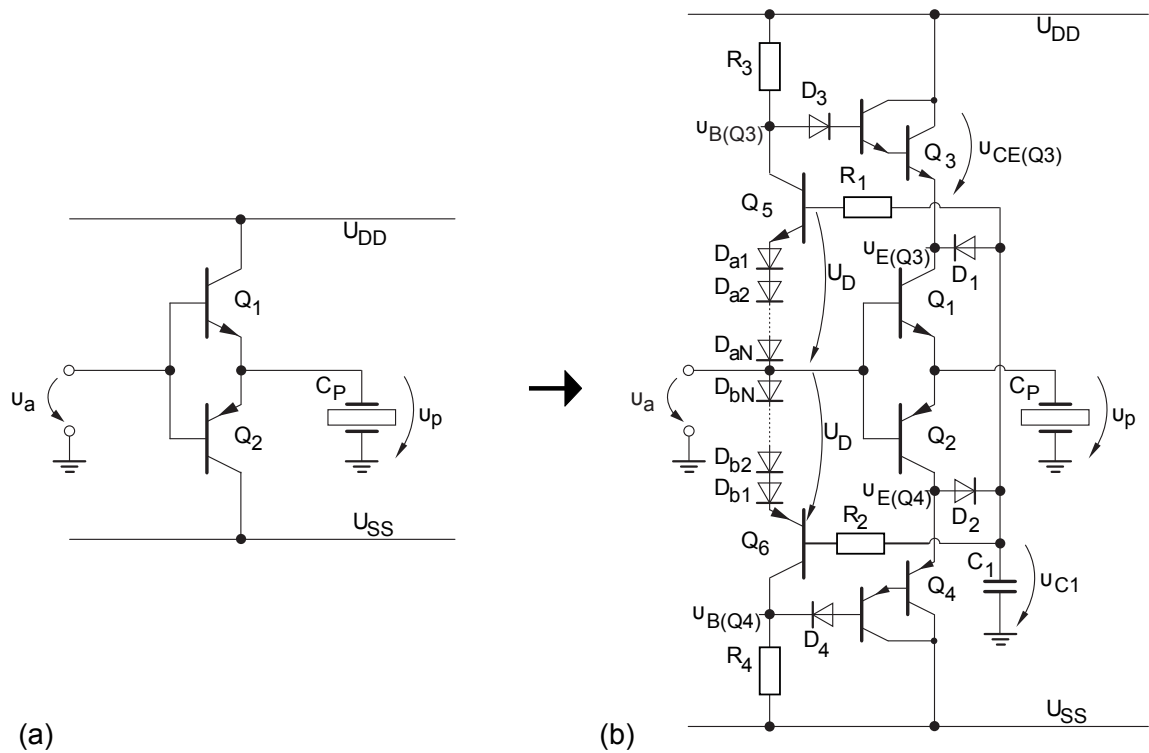


Abb. 5.13: (a) klassischer Klasse-B Verstärker und (b) effizienter Klasse-B Leistungsverstärker zum Treiben kapazitiver Lasten. Durch die Dioden  $D_{a1} \dots D_{aN}, D_{b1} \dots D_{bN}$  ist  $U_D$  einstellbar und dadurch die Schaltschwelle der Transistoren  $Q_5, Q_6$  in Bezug auf die Spannungsdifferenz  $u_{C1} - u_a$ .

durch  $C_1$  aufgebracht und fließt durch  $D_1$  und  $Q_1$  in den Aktor. Ist das Potential über  $C_1$  kleiner als  $u_p$ , so wird der Aktor über die positive Versorgungsspannungsquelle  $U_{DD}$  über die Transistoren  $Q_3, Q_1$  geladen. Der Transistor  $Q_3$  wird durch den Transistor  $Q_5$  gesteuert, der in Abhängigkeit von der Spannungsdifferenz  $u_{C1} - u_a$  den Transistor  $Q_3$  ausschaltet, falls für die Differenz gilt  $u_{C1} - u_p \geq U_D$ . Eingeschaltet wird Transistor  $Q_3$  durch den, über den Widerstand  $R_3$  eingespeisten Basisstrom. Durch die Dioden  $D_{a1}, D_{a1} \dots D_{aN}$  lässt sich der Schwellwert  $U_D$  und dadurch die minimale Versorgungsspannung  $u_{E(Q3)}$  einstellen. Die Dioden  $D_3, D_4$  schützen die Basis-Emitter Dioden der Transistoren  $Q_3, Q_4$  gegen hohe Sperrspannungen und einen daraus resultierenden hohen Sperrstrom beim Durchbruch.

Der vorgeschlagene Verstärker nach Abb. 5.13 (b) ist bezüglich der Schaltungsteile zum Laden und Entladen der Last komplementär. Die Teilschaltung zum Laden der Last setzt sich zusammen aus  $Q_1, Q_3, Q_5, R_1, R_3, D_1, D_3, D_{a0 \dots N}$  und der Schaltungsteil zum Entladen der Last aus  $Q_2, Q_4, Q_6, R_2, R_4, D_2, D_4, D_{b0 \dots N}$ . In Abb. 5.14 sind typische Messwerte

aus einem Experiment mit der Schaltung nach Abb. 5.13 (b) dargestellt. Die Signale nach Abb. 5.14 wurden bei einer Signalfrequenz von  $f = 50 \text{ Hz}$  aufgezeichnet und dienen hier zum besseren Verständnis der Funktion des entwickelten Verstärkers. So wird im Diagramm zur Stromaufnahme aus der positiven Versorgungsspannungsquelle  $i_{UDD}$  und zum Aktorstrom  $i_p$  deutlich, auf welche Weise die Verlustleistung reduziert wird. Denn offensichtlich wird nur in der zweiten Hälfte der Aktorladezeit (in den Zeiträumen  $7\text{ms} \geq t \geq 13\text{ms}$  und  $27\text{ms} \geq t \geq 33\text{ms}$ ) Leistung aus der positiven Versorgungsspannungsquelle aufgenommen. Während der ersten Hälfte des Ladevorgangs wird der Ladestrom aus dem Kondensator  $C_1$  gespeist. Dies wird auch aus dem Diagramm zum Zeitverlauf der Kondensatorspannung  $u_{C1}$  deutlich. Beim Entladen des Aktors wird der Kondensator  $C_1$  wieder aufgeladen. Das heißt, durch die Schaltung lässt sich ein Teil der Aktorladung für den nächsten Ladezyklus zurückgewinnen, wodurch die Effizienz der Schaltung vergleichsweise hoch ist.

Die Symmetrie der Schaltung und die periodische Eigenschaft des typischen Ansteuersignals begründet die Symmetrie der Signale  $u_{E(Q3)}, u_{E(Q4)}, u_{C1}$  in Bezug auf den Mittelwert des Ansteuersignals  $u_a$  und der Aktorspannung  $u_p$ .

Für die Anwendung sind zwei Parameter von Interesse, die Verlustleistung und die zusätzliche Signalverzerrung durch Schaltvorgänge. Die Verlustleistung ist hauptsächlich abhängig von der Kapazität des Ladungsspeichers  $C_1$ . Die Dimensionierung von  $C_1$  wird aus zwei Gesichtspunkten durchgeführt. Zum einen gilt, je höher die Kapazität, desto höher sind die Bauteilkosten und der Raumbedarf des Bauteils. Zum anderen ist anzunehmen, dass die Verlustleistung mit höherer Kapazität sinkt. Offensichtlich sollte die Kapazität  $C_1$  in Bezug auf die Anforderungen in der Anwendung optimiert werden.

Mit der folgenden analytischen Betrachtung, werden dem Entwickler Werkzeuge zur anwendungsspezifischen Optimierung des Verstärkers zur Verfügung gestellt. Ziel im ersten Schritt ist es, den Zusammenhang von Verlustleistung und Kapazität  $C_1$  zu erarbeiten und die Funktion der Schaltung zu dokumentieren. Die Schaltung lässt sich durch Anwenden idealisierter Bauteilmodelle vereinfachen. Die Peripherieschaltung, die die Transistoren  $Q_3, Q_4$  kontrolliert, wird entfernt. Die Transistoren  $Q_3, Q_4$  und die Dioden  $D_1, D_2$  werden durch ideale Schalter  $S_1, S_2$  nachgebildet. Das Verhalten der Transistoren  $Q_1, Q_2$  wird durch gesteuerte ideale Stromquellen modelliert. Die äquivalente Schaltung nach Abb. 5.15 weist die vier Schaltzustände nach Tabelle 5.4 auf. Während einer kompletten Periode  $T_p$  des Ansteuersignals durchläuft die Schaltung diese Schaltzustände, die durch die Richtung des Aktorstroms  $i_p$  und die Spannungsdifferenz  $u_{C1} - u_a$  festgelegt sind. Zur Vereinfachung wird  $U_D = 0 \text{ V}$  angesetzt, d. h. die Emitter der Transistoren  $Q_5, Q_6$  sind

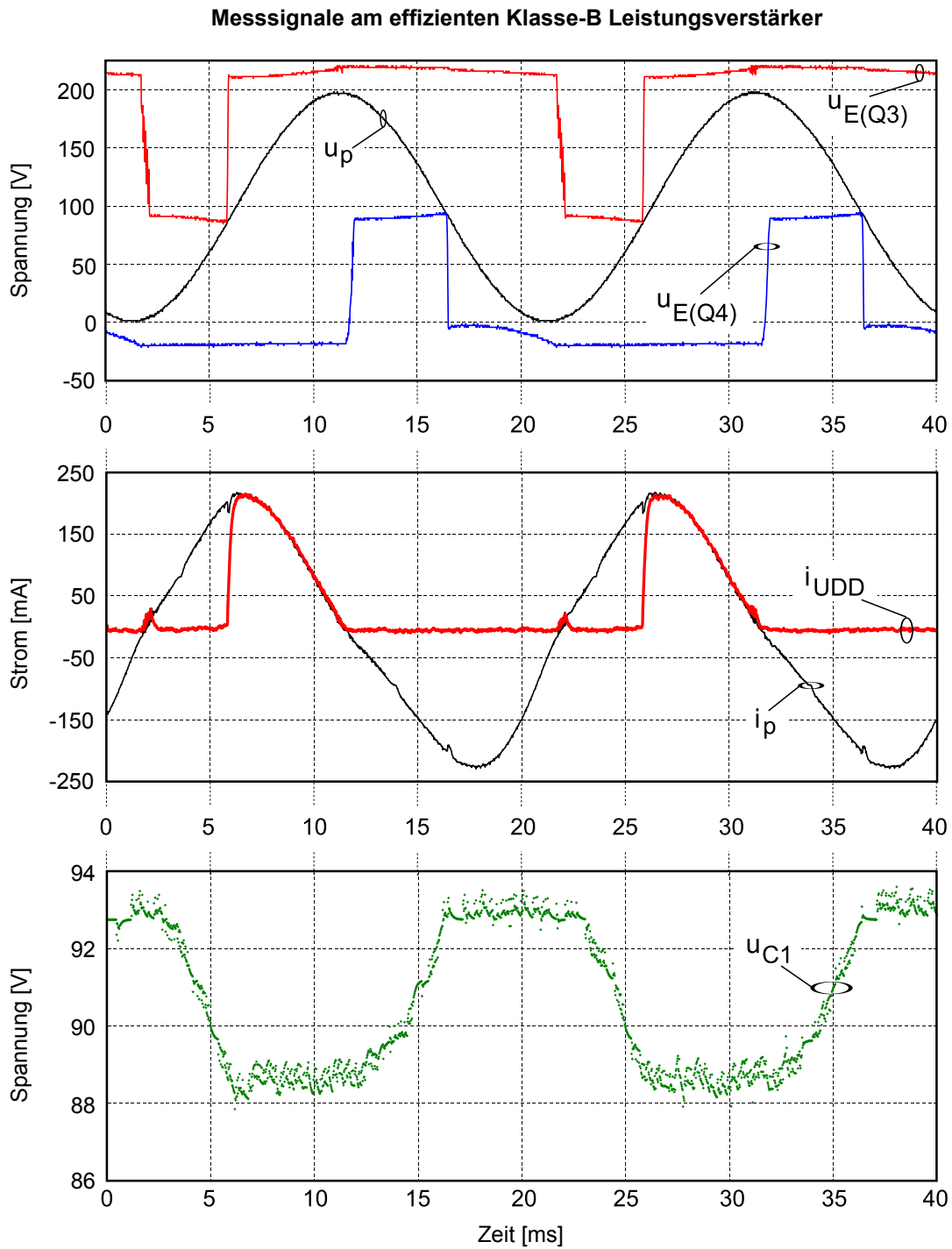


Abb. 5.14: Messsignale am entwickelten effizienten Klasse-B Leistungsverstärker. Experimentparameter:  $U_{DD} = 220 \text{ V}$ ,  $U_{SS} = -20 \text{ V}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $C_1 = 100 \mu\text{F}$ ,  $C_p = 3.6 \mu\text{F}$ .

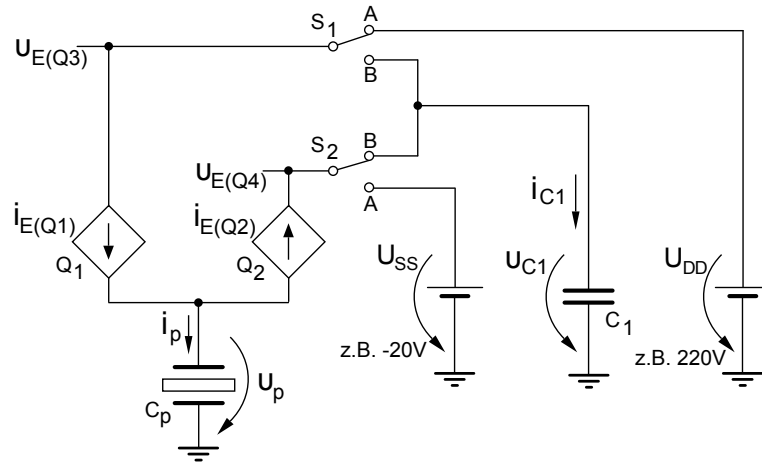


Abb. 5.15: Vereinfachte, zum effizienten Klasse-B Leistungsverstärker äquivalente Schaltung. Die Transistoren  $Q_3, Q_4$  und die Dioden  $D_1, D_2$  sind durch ideale Schalter nachgebildet, die Transistoren  $Q_1, Q_2$  durch ideale gesteuerte Stromquellen.

Tab. 5.4.: Übersicht der Zustände der Ersatzschaltung.

Zustand	Schalter	Bedingungen	Kommentar
(a)	S1=B, S2=don't care	$i_p > 0, u_{C1} \geq u_a$	$i_{E(Q2)} = 0$
(b)	S1=A, S2=don't care	$i_p > 0, u_{C1} < u_a$	$i_{E(Q2)} = 0$
(c)	S2=B, S1=don't care	$i_p \leq 0, u_{C1} \leq u_a$	$i_{E(Q1)} = 0$
(d)	S2=A, S1=don't care	$i_p \leq 0, u_{C1} > u_a$	$i_{E(Q1)} = 0$

direkt mit dem Netz  $u_a$  verbunden. Wie bereits dargestellt ist das Potential  $u_{C1}$  variabel. Für die weitere Betrachtung ist die Funktion  $u_{C1}$  für den eingeschwungenen Zustand zu berechnen. Die Spannungs-Zeitfunktion wird stückweise nach Abb. 5.16 konstruiert. Für jeden der in Tabelle 5.4 aufgelisteten Zustände ist eine Funktion  $u_{C1}$  zu finden. Dazu wird der Strom  $i_{C1}$  betrachtet. Für die Zustände (b) und (d) ist der Strom  $i_{C1}$  gleich Null. Der Ladezustand von  $C1$  ändert sich nicht. Folglich ist  $u_{C1}$  konstant. Für die Zustände (a) und (c) ist der Strom  $i_{C1}$  gleich dem Aktorstrom  $i_p$ . Das Potential  $u_{C1}$  verändert sich entsprechend und wird abgeleitet aus der gewünschten Funktion des Signals  $u_p$ .

$$u_{C1} = \begin{cases} f, & \text{für Zustand (c)} \\ g, & \text{für Zustand (a)} \\ konst., & \text{für Zustand (b), (d)} \end{cases} \quad (5.4)$$



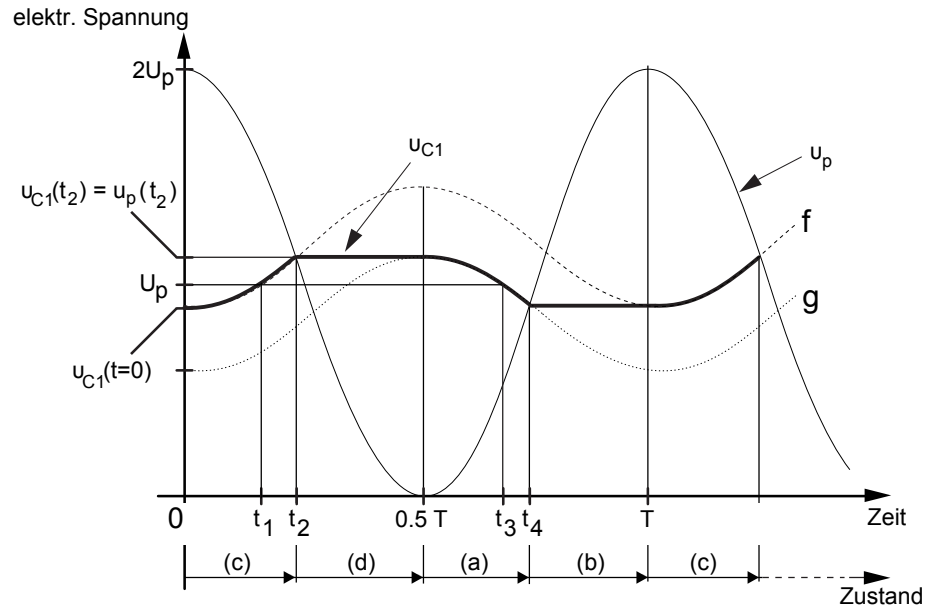


Abb. 5.16: Geometrische Konstruktion des Signals  $u_{C1}$  auf Grundlage der verschiedenen Schaltzustände und der gewünschten Aktor-Spannungs-Zeitfunktion.

Näherungsweise (für "ideale" Transistoren) gilt  $u_{BE} = 0$  und damit  $u_a = u_p$ . Für den piezoelektrischen Ringmotor werden sinusförmige Ansteuersignale verwendet. Die folgenden Berechnungen beruhen auf einer einfachen Aktorspannungsfunktion  $u_p = U_p + U_p \cos(\omega t)$ , wobei die Kreisfrequenz definiert ist als  $\omega = 2\pi f_p$ . Die Transistoren  $Q1, Q2$  modulieren den Aktorstrom in geeigneter Weise, so dass die gewünschte Funktion  $u_p$  entsteht. Bei Verwendung eines idealen Kondensators als Modell für die Last (den Aktor) lässt sich der Zusammenhang zwischen Aktorstrom und Aktorspannung durch die folgende Gleichung beschreiben:

$$i_p = C_p \frac{du_p}{dt} \quad (5.5)$$

Aus der Ersatzschaltung (vgl. Abb. 5.15) lässt sich für die Zustände (a) und (c) einfach ableiten, dass der Strom  $i_{C1}$  gleich  $-i_p$  ist. Aus der Differentialgleichung (5.5), dem gewünschten Aktorspannungssignal  $u_p$  und dem Zusammenhang  $i_{C1} = -i_p$  lässt sich Gleichung (5.6) ableiten.

$$u_{C1} = \begin{cases} f = A_f - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \cos(\omega t), & \text{für Zustand (c)} \\ g = A_g - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \cos(\omega t), & \text{für Zustand (a)} \\ konst, & \text{für Zustand (b), (d)} \end{cases} \quad (5.6)$$

Die durch die Integration der Gleichung (5.5) eingeführte Integrationskonstante  $A$  nimmt für die Zustände (a) und (c) jeweils unterschiedliche Werte an und wird definiert als

$A_f$  für den Zustand (a) und  $A_g$  für den Zustand (b). Die Funktionen  $f$  und  $g$  hüllen  $u_{C1}$  ein. Aus der Abb. 5.16 und den Forderungen, dass die Mittelwerte von  $u_p$  und  $u_{C1}$  gleich sind und die Gleichungen  $u_{C1}(t_2) = u_p(t_2)$ ,  $u_{C1}(t_4) = u_p(t_4)$  gelten, lassen sich die Gleichungssysteme (5.7), (5.8) ableiten. Die Menge der Unbekannten besteht aus  $A_f, A_g$  und  $t_1, t_2 \dots t_4$ . Wobei  $t_1, t_3$  für die Berechnung von  $u_{C1}$  nicht von Interesse sind. Das Gleichungssystem für den Zustand (c) ist:

$$\begin{aligned} u_{C1}(t_2) &= u_p(t_2) \\ u_p(t_2) - U_p &= U_p - u_{C1}(t = 0) \end{aligned} \quad (5.7)$$

Das Gleichungssystem für den Zustand (a) ist:

$$\begin{aligned} u_{C1}(t_4) &= u_p(t_4) \\ U_p - u_p(t_4) &= u_{C1}\left(t = \frac{T}{2}\right) - U_p \end{aligned} \quad (5.8)$$

Die jeweils erste Gleichung der Gleichungssysteme besagt, dass die Potentiale  $u_{C1}, u_p$  zu den Zeitpunkten  $t_2, t_4$  gleich sind. Die jeweils zweite Gleichung ist abgeleitet aus der Symmetrie von  $u_{C1}$  und  $u_p$  bezüglich des Mittelwerts von  $u_p$ . Die Lösung der Gleichungssysteme für die gesuchten Größen lautet:

$$A_f = U_p \cdot \frac{1 + \frac{C_p}{C_{C1}} + \frac{1}{2} \left(\frac{C_p}{C_{C1}}\right)^2}{1 + \frac{1}{2} \frac{C_p}{C_{C1}}} \quad (5.9)$$

$$A_g = U_p \cdot \frac{2 - \left(\frac{C_p}{C_{C1}}\right)^2}{2 + \frac{C_p}{C_{C1}}} \quad (5.10)$$

$$t_2 = \frac{\arccos\left(1 - \frac{A_f}{U_p} + \frac{C_p}{C_{C1}}\right)}{\omega} \quad (5.11)$$

$$t_4 = T - \frac{\arccos\left(1 - \frac{A_g}{U_p} - \frac{C_p}{C_{C1}}\right)}{\omega} \quad (5.12)$$

Durch die Berechnung von  $t_2, t_4$ , mit der Periodendauer  $T$  und  $n \in \mathbb{N} : n = 0, 1, \dots, \infty$ , lassen sich nun die Intervallgrenzen für die verschiedenen Zustände angeben:

$$\begin{aligned} \text{Zustand (a):} & \quad \frac{1}{2}(n+1)T \leq t < t_4(n+1)T \\ \text{Zustand (b):} & \quad t_4(n+1)T \leq t < (n+1)T \\ \text{Zustand (c):} & \quad nT \leq t < t_2(n+1)T \\ \text{Zustand (d):} & \quad t_2(n+1)T \leq t < \frac{1}{2}(n+1)T \end{aligned}$$

Die Gleichung zur Beschreibung von  $u_{C1}$  kann nun vollständig angegeben werden:

$$u_{C1} = \begin{cases} g, & \text{für Zustand (a)} \\ g(t_4), & \text{für Zustand (b)} \\ f, & \text{für Zustand (c)} \\ f(t_2), & \text{für Zustand (d)} \end{cases} \quad (5.13)$$

Mit der Gleichung für  $u_{C1}$  und der Ersatzschaltung lässt sich die Verlustleistung für die gesteuerten Stromquellen (Transistoren) angeben:

$$p_{loss(Q1,Q2)} = \begin{cases} (g - u_p)i_p, & \text{für Zustand (a)} \\ (U_{DD} - u_p)i_p, & \text{für Zustand (b)} \\ (f - u_p)i_p, & \text{für Zustand (c)} \\ (U_{SS} - u_p)i_p, & \text{für Zustand (d)} \end{cases} \quad (5.14)$$

In die obenstehenden Gleichungen sind folgende Parameter einzusetzen:

$$u_p = U_p + U_p \cos(\omega t) \quad (5.15)$$

$$i_p = -C_p U_p \omega \sin(\omega t) \quad (5.16)$$

$$g = U_p \left( \frac{2 - \left(\frac{C_p}{C_{C1}}\right)^2}{2 + \frac{C_p}{C_{C1}}} - \frac{C_p}{C_{C1}} \cos(\omega t) \right) \quad (5.17)$$

$$f = U_p \left( \frac{1 + \frac{C_p}{C_{C1}} + \frac{1}{2} \left(\frac{C_p}{C_{C1}}\right)^2}{1 + \frac{1}{2} \frac{C_p}{C_{C1}}} - \frac{C_p}{C_{C1}} \cos(\omega t) \right) \quad (5.18)$$

$$t_2 = \frac{\arccos \left( 1 - \frac{1 + \frac{C_p}{C_{C1}} + \frac{1}{2} \left(\frac{C_p}{C_{C1}}\right)^2}{1 + \frac{1}{2} \frac{C_p}{C_{C1}}} + \frac{C_p}{C_{C1}} \right)}{\omega} \quad (5.19)$$

$$t_4 = T - \frac{\arccos \left( 1 - \frac{2 - \left(\frac{C_p}{C_{C1}}\right)^2}{2 + \frac{C_p}{C_{C1}}} - \frac{C_p}{C_{C1}} \right)}{\omega}$$

Wie oben ausgeführt ist ein wichtiger Designparameter des vorgeschlagenen Verstärkers die Kapazität des Ladungsspeichers  $C_1$ . Die Gleichungen (5.14) und (5.3) werden verwendet, um die Abhängigkeit der Verlustleistung von der Kapazität  $C_1$  nach Diagramm 6.6 im Kapitel 6 darzustellen. Für die X-Achse ist die Kapazität  $C_1$  auf die Kapazität des Aktors  $C_p$  normiert. Für die Y-Achse ist die Verlustleistung des entwickelten Verstärkers auf

die Verlustleistung eines klassischen Klasse-B Verstärkers normiert. Weitere Kurven werden durch den zusätzlichen Parameter  $\frac{U_D}{U_p}$  erzeugt, der den Schwellwert zum Umschalten der Energieversorgung vom Ladungsspeicher auf die Versorgungsspannung angibt.  $U_D$  ist auf die Signalamplitude  $U_p$  normiert. Wie in Abb. 5.13 dargestellt, ist  $U_D$  ein Designparameter durch den die minimale Kollektor-Emitter-Spannung der Leistungstransistoren festgelegt wird. Aus Diagramm Abb. 6.6 wird deutlich, dass die Verlustleistung für kleine Werte von  $C_1$  überproportional mit steigendem  $C_1$  abnimmt. Ist die Kapazität des Ladungsspeichers  $C_1$  um mindestens den Faktor 10 größer als die Kapazität der Last  $C_p$ , so nimmt die Verlustleistung mit steigendem  $C_1$  kaum noch ab. Bei Werten von  $C_1 \geq 10 \cdot C_p$  wird die Verlustleistung auf nahezu 50% der Verlustleistung des klassischen Klasse-B Verstärkers reduziert. Mit anderen Worten kann durch  $C_1$  etwa 50% der im Aktor im Ladezyklus gespeicherten Ladung zurückgewonnen werden. Es ist zu beachten, dass bei den Berechnungen von idealisierten Bauteilen ausgegangen wurde. Bei einem realen Verstärker wird die Verlustleistungsreduktion geringer ausfallen.

Der entwickelte effiziente lineare Piezotreiber wird sowohl im Zusammenhang mit der Mikrocontroller-basierten Motorsteuerung, als auch der FPGA-basierten Motorsteuerung eingesetzt. Im Kapitel Experimente wird er bezüglich Signalqualität und Verlustleistung getestet.

## 6. Experimente

### 6.1. Sensorlose Drehmomentmessung am Piezoringmotor

Im Kapitel 4 wurden zwei Verfahren zur Messung des Lastdrehmoments am Piezoringmotor vorgestellt. Beim ersten Verfahren wird das Drehmoment aus der gemessenen Leistungsaufnahme bei bekannter Ansteuerfrequenz bestimmt. Allerdings ist die Messung der Leistungsaufnahme direkt an den Aktoren aufwendig, da für jeden Aktor aus Aktorspannung und Aktorstrom die Wirkleistung zu bestimmen ist. Daher wurde im Kapitel 4 die Leistungsmessung durch Gleichstrom- und -spannungsmessung an der Stromversorgung der Motorelektronik durchgeführt. Bei dieser vereinfachten Leistungsmessung geht die Leistungsaufnahme der Motorelektronik selbst mit in die Messung ein und führt zu Abweichungen.

Als ein weiteres Verfahren wurde im Kapitel 4 die Drehmomentbestimmung aus der Messung der Phasendifferenz zwischen Aktoransteuer- und Aktorrückwirkungssignal vorgestellt. Bei einem spannungsgesteuertem Antrieb werden die Aktorladungen gemessen und deren Phasenlage mit den zugehörigen Ansteuersignalen verglichen. Aus der Phasendifferenz wird über das lineare Motormodell das Lastdrehmoment bestimmt. Das folgende Experiment dient zur Abschätzung der erreichbaren Genauigkeit der Drehmomentmessung auf Basis der motorinhärenten Sensorfunktion sowie zum Vergleich von gemessenen Kennlinien mit dem linearen Motormodell.

#### 6.1.1. Aufbau des Experiments

Für das Experiment zum Test des Verfahrens zur Drehmomentbestimmung aus der Messung der Phasendifferenz zwischen Aktoransteuer- und Aktorrückwirkungssignal wird der Aufbau nach Abb. 6.1 verwendet. Der Piezoringmotor (Prüfling, DUT **D**evice **U**nder **T**est) wird wahlweise über eine Kreisscheibe mit am Umfang angekoppelten vorgespannten Federn oder angekoppelten statischen Gewichten (entsprechend einem statischen Drehmoment) belastet. Der Prüfling ist über eine Kupplung an eine Drehmomentmesswelle gekoppelt. Am gegenüberliegenden Ende der Drehmomentmesswelle ist die Kreisscheibe im Zentrum fest mit der Welle gekoppelt (geklemmt). Über die Kreisscheibe

und tangential an den Umfang gekoppelte Federn oder Gewichte können auf den Prüfling wirkende Lastdrehmomentverläufe und statische Lastmomente eingestellt werden. Die Messungen mit festen Gewichten, d. h. bei statischen Lastmomenten, dienen zur Bestimmung des "Untergrundsignals" der vom Antrieb verursachten Phasendifferenz in Abhängigkeit vom Drehwinkel. Bei Experimenten mit tangential an die Kreisscheibe gekoppelten Federn wird ein mit dem Drehwinkel der Kreisscheibe nahezu linear steigendes Lastdrehmoment erzeugt. Diese Experimente dienen zur Messung der Kennlinie  $\Delta\varphi_e(M)$ . Durch das Vorspannen der Lastfeder mit einer zweiten Feder wird der Arbeitspunkt der Lastfeder in den linearen Bereich verschoben. Dadurch wird ein mit dem Drehwinkel der Kreisscheibe linear fallendes oder steigendes Lastdrehmoment bis hinunter zu  $0\text{ Nm}$  erzeugt.

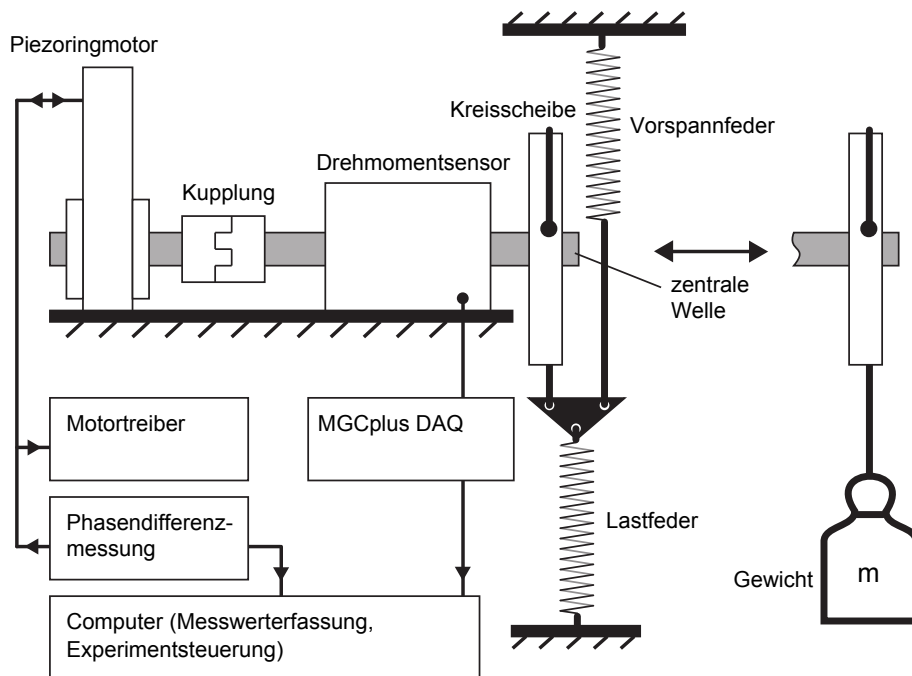


Abb. 6.1: Versuchsaufbau mechanisch und Verdrahtung der Komponenten schematisch [133].

Abb. 6.2 stellt den für das Experiment verwendeten elektrischen Aufbau zur Phasendifferenzmessung dar. Zentrale Elemente sind ein  $100\text{ MHz}$  Quarzoszillator, ein Hochgeschwindigkeitszähler und ein  $8\text{ Bit}$  RISC-Mikrocontroller. Durch ein Exklusiv-Oder Gatter wird der Hochgeschwindigkeitszähler aktiviert und zählt mit einer Taktfrequenz von  $100\text{ MHz}$  aufwärts, solange die digitalisierten Signale von  $u(t)$  und  $q(t)$  sich im Pegel unterscheiden. Nach der Darstellung aus Abb. 4.8(b) entspricht dies der gesuchten Zeitdifferenz  $\Delta t$ . Der Mikrocontroller ließt zu einem definierten Zeitpunkt (am Ende ei-

nes Zählzyklus) den Zählerstand des Hochgeschwindigkeitszählers aus und setzt diesen danach zurück. Die Synchronisation des Mikrocontrollers erfolgt über die digitalisierten Messsignale des y-Aktors.

Der Aufbau mit einem Mikrocontroller bietet hohe Flexibilität, da die Messprozedur durch Software definiert ist. So lässt sich festlegen, ob die Zeitdifferenz  $\Delta t$  für die steigende Flanke, fallende Flanke oder beide Flanken gemessen wird. Der Mikrocontroller stellt außerdem eine serielle Schnittstelle zur Datenübertragung an einen Messrechner zur Verfügung. Die Datenauswertung, die Umrechnung in einen Phasendifferenzwert und Verknüpfung mit dem gemessenen Drehmoment erfolgen auf dem Messrechner mit der Software LabView<sup>TM</sup> der Firma National Instruments, Inc. Wesentliche Parameter der

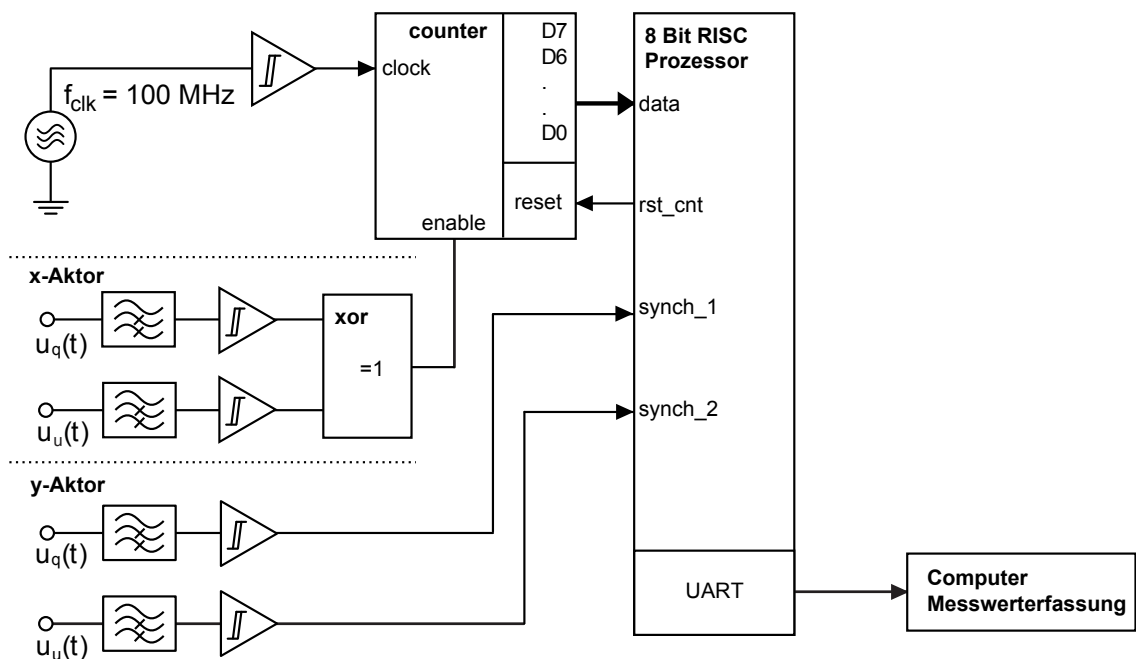


Abb. 6.2: Struktur des Schaltungsblocks Phasendifferenzmessung, zur Bestimmung der Phasendifferenz zwischen den Signalen  $u_u(t)$  und  $u_q(t)$  an einem Aktor [133].

Ansteuersignale, des DUT und des sonstigen experimentellen Aufbaus, sind in Tabelle 6.1 dokumentiert. Aus den Messungen nach Abb. 2.12 geht hervor, dass die Aktorparameter  $D_{33}$  und  $C_p$  nicht konstant sind, sondern sich in Abhängigkeit von den Ansteuersignalen und Umweltbedingungen nichtlinear und hysteretisch verhalten. Die für das lineare Aktormodell verwendeten Mittelwerte beider Parameter werden aus vorab experimentell ermittelten Messreihen für die im Experiment verwendete Ansteuerspannung und Umgebungstemperatur entnommen. Motorspezifische Größen, wie beispielsweise das Spaltmaß, werden mit Abschätzungen aus Arbeiten wie [49] und [59] (in [59] als Ringübermaß be-

Symbol	Beschreibung	Wert	Einheit
<b>Parameter Ansteuersignal</b>			
$\hat{U}_+$	Spitzenspannung positiv	188	V
$\hat{U}_-$	Spitzenspannung negativ	-10	V
$U_p$	Amplitude	94	V
$\omega$	Kreisfrequenz Ansteuerung	72.88	$s^{-1}$
<b>Parameter des Antriebs</b>			
$z$	Übersetzungsverhältnis	1 : 312	
$d_W$	Durchmesser Abtriebswelle	12	mm
$k_p$	Federkonstante Aktoren	80	$N \cdot \mu m^{-1}$
$C_p$	Großsignalkapazität Aktoren	10	$\mu F$
$d_W$	Piezokonstante gesamter Aktor	290	$nm \cdot V^{-1}$
$a$	Spaltmaß	23	$\mu m$
<b>Parameter Experiment</b>			
$N$	Messwerte pro Durchlauf (2 Umdrehungen d. Welle)	625	
$k_w$	Federkonstante Aufbau: Kreisscheibe+Federn	0.024	$Nm \cdot Grad^{-1}$
$d_k$	Kreisscheibendurchmesser	95	mm
$f_{clk}$	Taktfrequenz Zeitbasis	100	MHz
	DAQ Datenerfassungssystem		
	MGCplus: ML60B, ML55B, AB22A		

Tab. 6.1.: Randbedingungen zum Experiment, vgl. Parametersatz B aus Abb. 2.16.

zeichnet) angesetzt.

### 6.1.2. Messprozedur

Im Folgenden kommt die im Abschnitt 4.2.2 vorgestellte zeit- und wertdiskrete Bestimmung der Phasenverschiebung zur Bestimmung des Lastdrehmoments am Piezoringmotor zur Anwendung. Das Experiment dient zur Verifikation der aus dem linearen Motormodell abgeleiteten Abhängigkeit der Phasendifferenz (zwischen Ansteuersignal und Rückwirkungssignal) vom Lastdrehmoment. Es ist zu klären, wie stark die Idealisierungen zu Abweichungen zwischen Modell und Experiment führen. Alle Messungen wurden bei einer konstanten Ansteuerfrequenz durchgeführt. Die Phasendifferenzmessung basiert



im Experiment auf einer Zeitmessung. Um eine möglichst hohe Zeitauflösung zu erreichen, wird als Zeitbasis ein  $100\text{ MHz}$  Schwingquarz verwendet. Die Zeitauflösung beträgt dann  $10\text{ ns}$ .

$$\Delta\varphi_e(\Delta t) = 2\pi \frac{\Delta t}{T} \quad (6.1)$$

Die Phasendifferenz wird nach Gleichung (6.1) aus der Periodendauer  $T$  des Ansteuersignals und der Zeitdifferenz  $\Delta t$  zwischen einem definierten Phasenzustand des Ansteuersignals und dem gleichen Phasenzustand des Rückwirkungssignals auf Basis einer Schaltung nach Abb. 4.8 berechnet. Im Unterschied zu dieser Schaltung wird ein resistiver Spannungsteiler zur Aktorspannungsmessung verwendet, wodurch bei konstanter Ansteuerfrequenz eine zusätzliche konstante Phasenverschiebung auftritt. Die zusätzliche Phasenverschiebung wird in der Messung des Untergrundsignals nach Abb. 6.3 deutlich. Bei einem Lastdrehmoment von Null beträgt die gemessene Phasendifferenz bereits mindestens  $11^\circ$ .

Im Experiment am realen Antrieb sind einige Abweichungen von den analytisch aus dem linearen Modell berechneten Werten zur elektrischen Phasendifferenz und Aktorladung zu erwarten. Als wesentliche Ursache sind Parameterstreuungen bei den piezoelektrischen Aktoren und bei den geometrischen Eigenschaften des Piezoringmotors (Fertigungstoleranzen) zu nennen. Bei den Aktoren führen insbesondere Abweichungen von  $D_{33}$  während der Betriebsdauer zu Messfehlern, da für  $D_{33}$  ein fester Wert angesetzt wird. Im Experiment werden Messungen daher erst nach einigen hundert Lade-Entlade-Zyklen durchgeführt, d. h. im eingeschwungenen Zustand. Bei den geometrischen Abweichungen der Kinematik des Antriebs sind insbesondere Abweichungen von der Kreisform bei Welle und Ringbohrung sowie Fehljustage, aber auch Verkippungen von Bedeutung. Diese Abweichung führen zu einer periodischen Modulation der Kraftrückwirkung. Die Reibungsverluste der Lagerung und Mikroverzahnung führen zu einem zusätzlichen inneren Verlustdrehmoment, welches bei der Phasendifferenzmessung dem interessierenden Lastdrehmoment überlagert ist.

Im ersten Schritt wird daher das Untergrundsignal der Phasendifferenz für einen Motor über zwei komplette Wellenumdrehungen gemessen. Unter der Annahme, dass das Untergrundsignal über der Zeit und äußere Wirkungen konstant bleibt und unabhängig vom Lastdrehmoment ist, lässt sich im nächsten Schritt das Untergrundsignal vom Messwert abziehen und dadurch die durch das Lastdrehmoment verursachte elektrische Phasendifferenz zwischen Aktorspannung und Aktorladung bestimmen. Die Messung des Untergrundsignals wird für sechs statische Gewichte, d. h. statische Lastmomente, mit

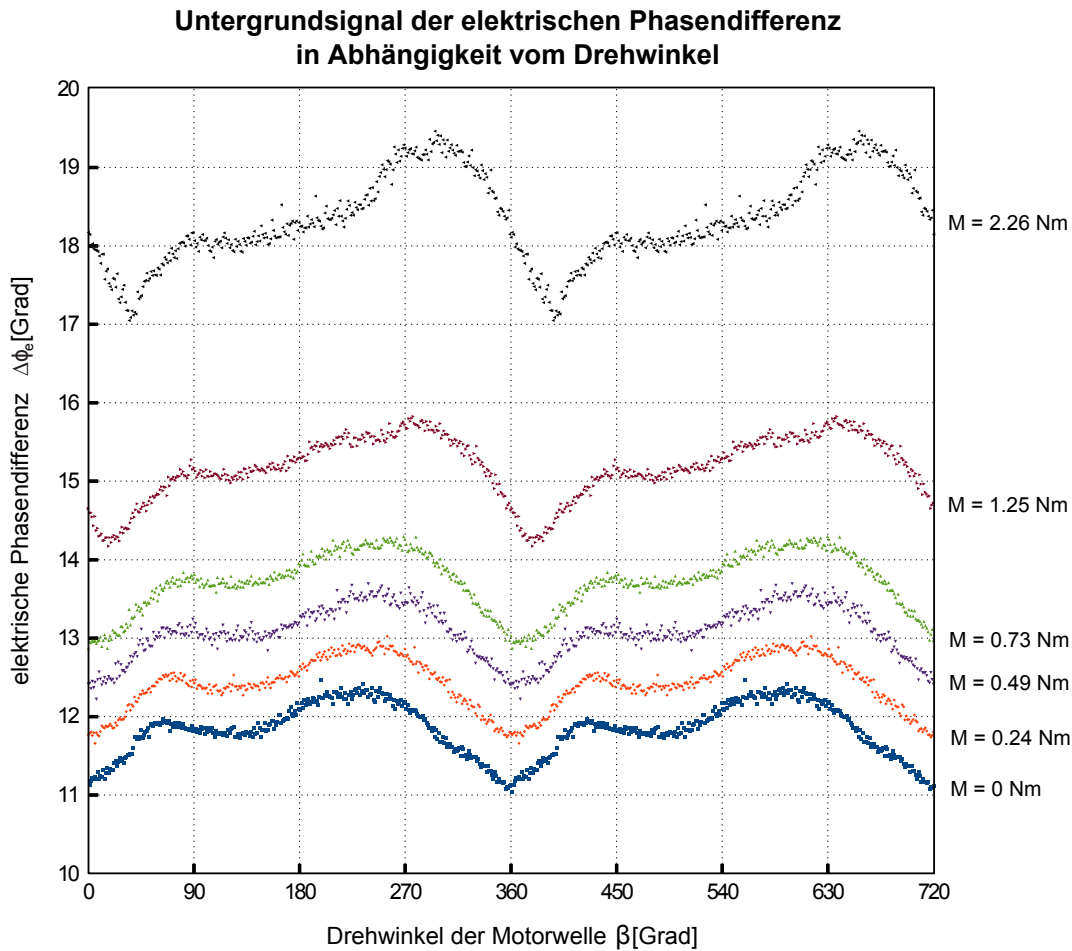


Abb. 6.3: Messwerte der elektrischen Phasendifferenz  $\Delta\varphi_e(\beta)$  über 2 Umdrehungen der Abtriebswelle bei konstanten Lastdrehmomenten [133].

dem Aufbau nach Abb. 6.1 durchgeführt.

Das Ergebnis der Messung ist in Diagramm Abb. 6.3 dargestellt. Sichtbar ist ein stark modulierte Untergrundsignal, das vermutlich aus vergleichsweise großen Abweichungen der geometrischen Form der Welle und des Antriebsrings von der Idealform resultiert. Das gemessene Untergrundsignal ist in seiner Form (Verlauf) sehr stabil. Die Amplitude steigt mit zunehmendem Lastdrehmoment. Die Signalform bleibt unabhängig von der Last weitgehend erhalten. Es ist eine Verschiebung des Untergrundsignals parallel zu Drehwinkelachse in positiver Richtung mit steigendem Lastdrehmoment erkennbar. Eine mögliche Interpretation besteht darin, dass das Lastdrehmoment eine Verschiebung des Kontaktpunkts verursacht und dadurch auch die geometrischen Abweichungen von Welle und Ring zueinander verschoben werden. Kraftrückwirkungen durch geometrische

Abweichungen von Welle und Antriebsring gegenüber der "Idealform" werden um einen entsprechenden Phasenwinkel verschoben.

Das für den lastfreien Antrieb gemessene Untergrundsignal wird in den folgenden Messungen zur Bestimmung der Kennlinie  $\Delta\varphi_e(M)$  vom Messsignal subtrahiert. Alle Messungen des Experiments werden bei einer konstanten Ansteuerfrequenz des Piezoringmotors durchgeführt.

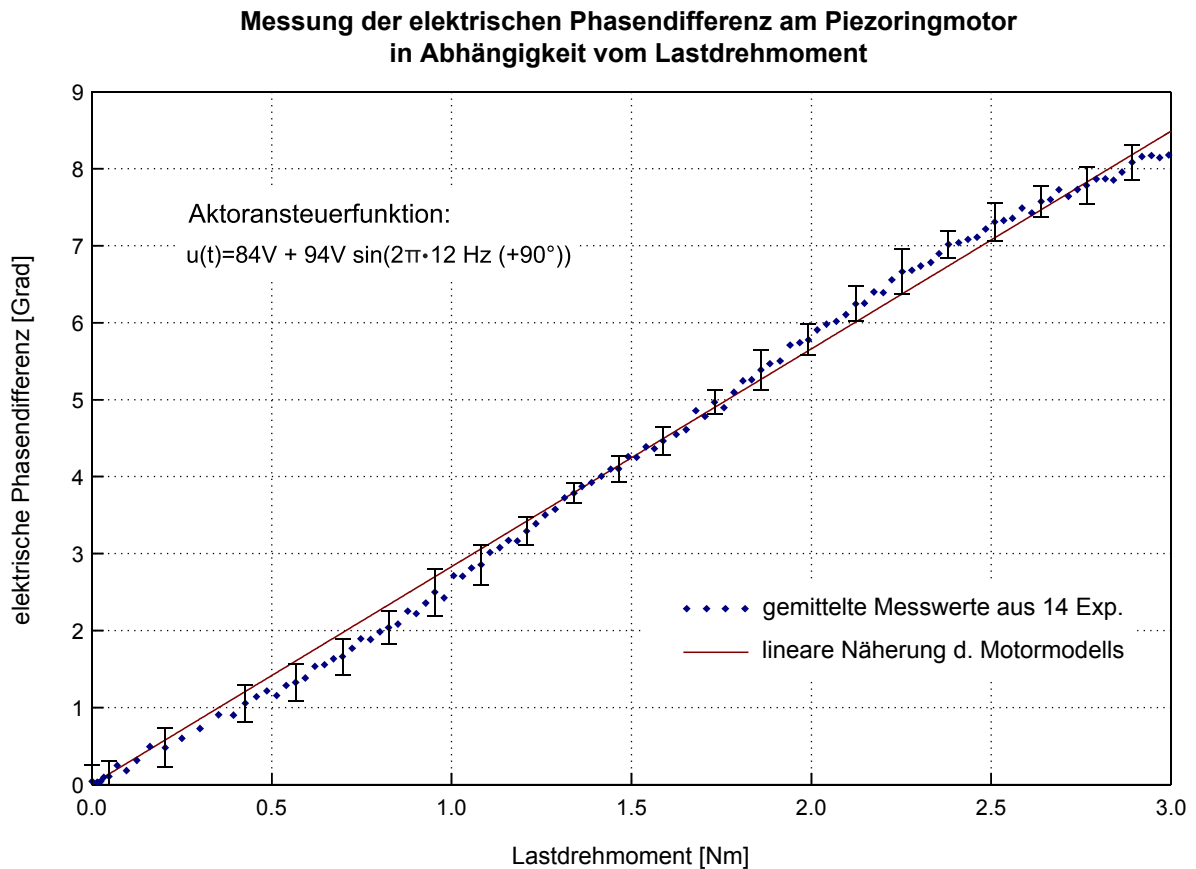


Abb. 6.4: Messung der elektrischen Phasendifferenz  $\Delta\varphi_e(M)$  in Abhängigkeit vom Lastdrehmoment nach Abzug des Untergrundsignals (für  $M = 0 \text{ Nm}$ ) [133].

Durch den Aufbau nach Abb. 6.1, mit den an den Umfang einer Kreisscheibe gekoppelten Federn, wird im Experiment ein drehwinkelabhängiges Lastdrehmoment erzeugt. Das Lastdrehmoment wird mit einer Drehmomentmesswelle bestimmt und die Zeitdifferenz  $\Delta t$  mit dem Aufbau nach Abb. 6.2 gemessen. Aus den Messwerten zur Zeitdifferenz  $\Delta t$  in Abhängigkeit vom gemessenen Drehmoment wird durch den Messrechner die Kennlinie  $\Delta\varphi_e(M)$  berechnet.

### 6.1.3. Auswertung

Das Diagramm nach Abb. 6.4 dokumentiert die aus  $n = 14$  Einzelmessungen der Kennlinie  $\Delta\varphi_e(M)$  berechneten Mittelwerte von  $\Delta\varphi_e(M)$ . Wie dargestellt, lässt sich der Verlauf von  $\Delta\varphi_e(M)$  gut linear annähern. Die Umkehrfunktion der Näherungsfunktion kann zur einfachen Berechnung des Lastdrehmoments aus einer gemessenen Phasendifferenz verwendet werden.

$$S_E = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n - 1}} \quad (6.2)$$

Die Standardabweichung wurde nach (6.2)[10] als Stichprobe aus einer Grundgesamtheit bestimmt und ist im Diagramm als halber Fehlerbalken dargestellt. Im Experiment beträgt die mittlere Standardabweichung für  $\Delta\varphi_e(M)$   $\overline{S_E} = 0.25^\circ$ . Bei Verwendung der im Diagramm dargestellten linearen Näherung der Kennlinie entspricht das einer mittleren Standardabweichung bezüglich des Drehmoments von  $\overline{S_E} = 0.09 Nm$ . Der Messbereich für den verwendeten Motor reicht von  $0 Nm$  bis  $3 Nm$ .

Die Experimentparameter entsprechen denen des Parametersatzes B nach Abb. 2.16, Abschnitt 2.3.5. Die Funktion  $\Delta\varphi_e(M)$  nach dem linearen Modell lässt sich im Drehmomentbereich  $M = 0 Nm \dots 3 Nm$  sehr gut linear annähern. Die maximale Abweichung der in Abb. 6.4 dargestellten Geradengleichung  $\Delta\varphi_e(M) = 2.82M$  zum linearen Motormodell mit dem Parametersatz B nach Abschnitt 2.3.5 beträgt lediglich  $0.14^\circ$  bei  $2.61 Nm$ .

## 6.2. Experimentelle Verifikation des entwickelten Piezotreibers

Durch die folgenden Experimente wird der entwickelte Leistungsverstärker bezüglich seiner Verlustleistung und Signalqualität untersucht. In beiden Experimenten wird der entwickelte Verstärker mit einem klassischen Klasse-B Verstärker verglichen. Hierzu wird eine Elektronik verwendet, die den Austausch lediglich der Endstufe ermöglicht, wodurch der Vergleich der verschiedenen Endstufen unter den gleichen Randbedingungen (Peripherieelektronik und Rückkopplungsnetzwerk) stattfindet.

### 6.2.1. Elektrischer Aufbau des Piezotreibers

Für die Experimente wird die Schaltung nach Abb. 6.5 verwendet. Zusätzlich zum Testobjekt, das mit DUT (**D**evice **U**nder **T**est) bezeichnet wird, kommen drei weitere Verstärkerstufen und zwei Rückkoppelnetzwerke zum Einsatz. Der experimentelle Aufbau erlaubt es, den Leistungsverstärker DUT einfach auszutauschen. (Der Parameter  $U_D$  wird für das Experiment auf  $0.7 V$  festgelegt, womit näherungsweise gilt  $U_D/U_p \approx 0$ .)

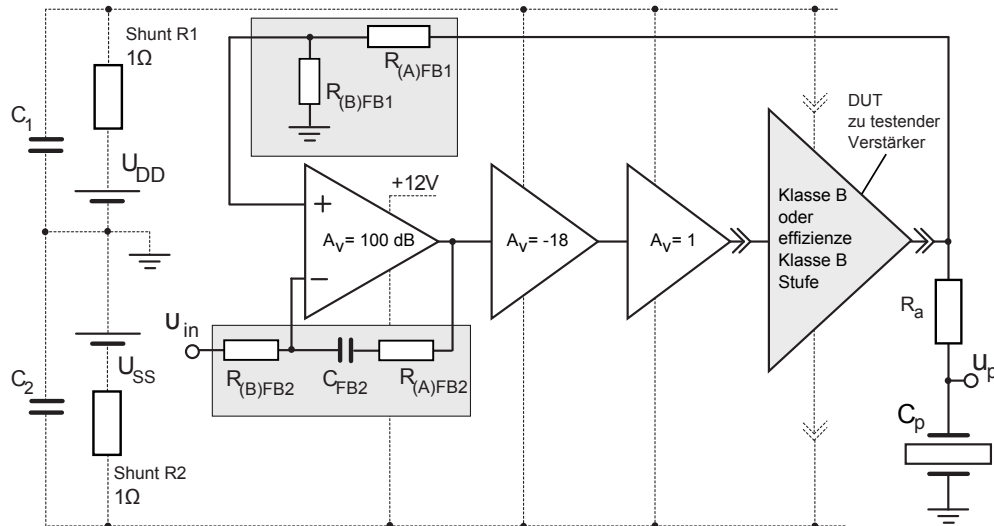


Abb. 6.5: Experimenteller Aufbau zur Charakterisierung des entwickelten analogen effizienten Piezotreibers schematisch. Die Shuntwiderstände  $R_1$ ,  $R_2$  dienen der Messung der Versorgungsströme und Berechnung der Leistungsaufnahme. Durch die Pufferkondensatoren  $C_1$ ,  $C_2$  werden Stromspitzen des Verstärkers gefiltert. Der zu charakterisierende Verstärker (Piezotreiber) ist mit DUT (Device Under Test) gekennzeichnet und im Aufbau austauschbar.

Die erste Stufe im Aufbau bildet ein Spannungsverstärker bestehend aus einem rückgekoppelten Operationsverstärker. Das Rückkoppelnetzwerk besteht aus den Komponenten  $R_{(B)FB2}$ ,  $C_{FB2}$ ,  $R_{(A)FB2}$ . Der zweite Verstärker ist ein Spannungsverstärker bestehend aus einem Stromspiegel und einen Widerstand. Diese Stufe verstärkt das Kleinspannungssignal der ersten Stufe auf den geforderten Spannungshub des Ausgangssignals von bis zu 220 V. Die dritte Stufe weist eine Spannungsverstärkung von 0 dB und eine Stromverstärkung von bis zu einem Faktor 10000 auf. Sie besteht aus zwei aufeinander folgenden komplementären Klasse-B Verstärkern. Diese Stufe treibt den zu testenden Piezotreiber. Der Ausgang des Piezotreibers ist über ein Netzwerk bestehend aus  $R_{(B)FB1}$ ,  $R_{(A)FB1}$  auf die erste Stufe, den Eingang des Operationsverstärkers, rückgekoppelt. Um die Stabilität des Verstärkers beim Treiben des kapazitiven Aktors zu gewährleisten, ist der Ausgang des Leistungsverstärkers vom Aktor "isoliert" durch einen niederohmigen Widerstand, der in Reihe zum Aktor geschaltet ist. Der dadurch eingebrachte Verstärkungsfehler ist minimal und im statischen Betrieb Null. Zusätzlich wird durch das innere Rückkoppelnetzwerk FB2 (vgl. Abb.6.5), durch Hinzufügen eines Pol-Nullstellen-Paares zur Transferfunktion [139] des Verstärkers, die Phasenreserve und damit die Stabilität erhöht. Beide Maß-

Parameter	Wert
$U_{DD}$	220 V
$U_{SS}$	-20 V
$u_p$	100 V + 100 V sin( $\omega t$ )
$C_p$	10 $\mu F$ Folienkondensator/Piezoelektrischer Aktor
$R_a$	5 $\Omega$ THD Messung mit Aktor als Last, 0 $\Omega$ alle anderen Messungen
$R_{(A)FB1}$	564.3 k $\Omega$
$C_1$	1000 $\mu F$
$C_2$	2200 $\mu F$
$R_{(B)FB1}$	5.7 k $\Omega$
$R_{(B)FB2}$	10 k $\Omega$
$R_{(A)FB2}$	2.2 k $\Omega$
$C_{FB2}$	2.2 nF
Signal Generator	Agilent 33250A

Tab. 6.2.: Randbedingungen zum Experiment.

nahmen zur Verbesserung der Stabilität führen zu einer Reduktion der Bandbreite des Verstärkers. Allgemein wird der vorgeschlagene Leistungsverstärker zum Treiben piezoelektrischer Aktoren immer in Kombination mit Vorverstärkern und Reglern zum Einsatz kommen. Die Stabilität ist nicht nur unter Berücksichtigung der Last, sondern auch unter Berücksichtigung parasitärer Kapazitäten innerhalb des Verstärkers zu gewährleisten. Techniken zum Design sogenannter "Multistage"-Verstärker sind in [90] dokumentiert. Die Schaltung des im Experiment verwendeten rückgekoppelten mehrstufigen Verstärkers ist in Abb. 6.5 vereinfacht schematisch dargestellt. Die im Experiment verwendeten Parameter sind in Tabelle 6.2 dokumentiert. Die klassische Klasse-B Leistungsstufe wurde zur besseren Vergleichbarkeit im gleichen Aufbau getestet.

### 6.2.2. Bestimmung der Leistungsaufnahme

Die Leistungsaufnahme der Verstärker wird mittels Digitalmultimeter durch Strom und Spannungsmessung im eingeschwungenen Zustand bestimmt. Die Stromaufnahme aus der positiven Versorgungsspannungsquelle wird durch den Spannungsabfall über dem

Shuntwiderstand  $R1$  bestimmt und die der negativen Versorgungsspannungsquelle durch den Spannungsabfall über  $R2$ . Die Versorgungsspannungen werden spannungsrichtig am Verstärker gemessen. Die Leistungsaufnahmen aus der positiven und negativen Versorgungsspannungsquelle werden addiert und die Leistungsaufnahme des Verstärkers ohne Last subtrahiert. Dadurch wird nur die durch die Ansteuerung der Last verursachte Leistungsaufnahme gemessen. Ohne Last beträgt die Leistungsaufnahme des Verstärkers unabhängig vom Endstufentyp und der Ansteuerfrequenz  $470\text{ mW}$ , gemessen bei  $f = \{10; 50; 100; 150; 200\}\text{ Hz}$ . Bei  $f = 1\text{ Hz}$  wurde eine Leistungsaufnahme von  $490\text{ mW}$  gemessen. Für das erste Experiment wurde die Leistungsaufnahme der klassischen Klasse-B Stufe und der in Kapitel 5 entwickelten Stufe bei einer konstanten Frequenz  $f = 50\text{ Hz}$  und für variierende Kapazitätswerte des Ladungsspeicherkondensators  $C_1 = \{1; 2.2; 10; 20; 30; 100; 1000\}\text{ }\mu\text{F}$  gemessen. Im zweiten Experiment wird die Ansteuerfrequenz variiert.

### 6.2.3. Auswertung der Leistungsmessung

Neben dem Messergebnis aus dem Experiment sind im Diagramm nach Abb. 6.6 zum Vergleich drei berechnete Funktionen nach Gleichung (5.14) zum gemessenen Zusammenhang dargestellt. Das Diagramm zeigt die Abhängigkeit, der auf die Verlustleistung einer klassischen Klasse-B Stufe normierten Verlustleistung der im Kapitel 5 entwickelten effizienten Endstufe, von der Kapazität des Ladungsspeichers  $C_1$ . Die dargestellten berechneten Funktionen beziehen sich auf den variierten Parameter Schwellwertspannung  $\frac{U_D}{U_{DD}}$ . Der auf der X-Achse aufgetragene Kapazitätswert von  $C_1$  ist auf die Kapazität der Last normiert. Das Experiment wurde für  $C_1$  für einen Wertebereich von  $1\text{ }\mu\text{F} \dots 1000\text{ }\mu\text{F}$  durchgeführt, wobei die Darstellung nur bis zu einem Wert von  $C_1 = 100\text{ }\mu\text{F}$  erfolgte, da im Weiteren sich die Kurven nur noch minimal der X-Achse nähern. Der Messwert bei  $C_1 = 1000\text{ }\mu\text{F}$  unterscheidet sich vom Messwert bei  $C_1 = 100\text{ }\mu\text{F}$  lediglich um  $3.4\%$ , bezogen auf den Messwert bei  $C_1 = 1000\text{ }\mu\text{F}$ .

Die Funktion des entwickelten Treibers entspricht den aus den Gleichungen analytisch abgeleiteten Erwartungen. So wurde beispielsweise für einen Wert von  $C_1 = 100\text{ }\mu\text{F}$ , bei einer Lastkapazität von  $C_p = 10\text{ }\mu\text{F}$  (Folienkondensator), für die Spannung  $u_{C1}$  am Kondensator  $C_1$  ein Spannungshub von  $9\text{ V}$  gemessen. Der berechnete Wert nach (5.13) ist  $9.3\text{ V}$ . Im Experiment wurde zusätzliche Leistung aufgenommen durch die Vorverstärker und Treiberstufen und Leckströme in den verwendeten Kondensatoren. Daher ist die gemessene Verlustleistungsreduktion geringfügig kleiner als die analytisch abgeleitete Reduktion nach (5.14). So wurde die Verlustleistung der entwickelten Klasse-B Stufe,

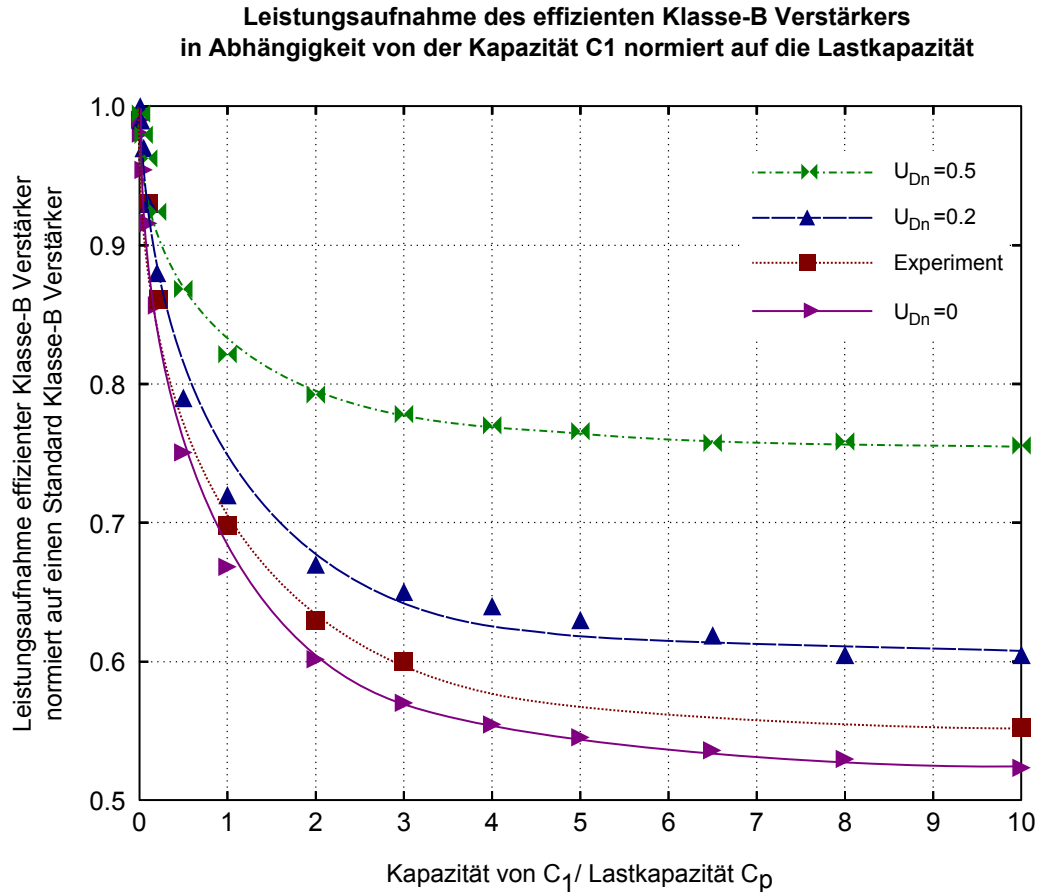


Abb. 6.6: Darstellung der Verlustleistung in Abhängigkeit von der Kapazität  $C_1$  und dem Parameter  $U_D$ . Die Verlustleistung des vorgeschlagenen effizienten Verstärkers ist auf die Verlustleistung einer komplementären Klasse-B Stufe normiert, die Kapazität des Ladungsspeichers  $C_1$  ist auf die Kapazität der Last (des Aktors) normiert und die Spannung  $U_D$  ( $U_{Dn}$ ) ist normiert auf die Versorgungsspannung. Die nicht mit Experiment gekennzeichneten Kurven sind Ergebnis einer numerischen Simulation.

normiert auf die klassische Klasse-B Stufe, mit 55.5 % bei  $C_1 = 100 \mu F$  und  $\frac{C_1}{C_p} = 10$  gemessen. Der berechnete Wert beträgt 51.4 %. Bei  $\frac{C_1}{C_p} = 100$  wurde ein Wert von 53.4 % gemessen. Der berechnete Wert beträgt 50.7 %. Die Abweichung der experimentell ermittelten Werten zu den analytisch bestimmten Werten beträgt somit weniger als 10 %.

In einem zweiten Experiment wurde bei einem Aufbau mit konstanter Kapazität des Ladungsspeichers  $C_1 = 100 \mu F$  die Frequenz variiert und sowohl die auf die klassische Klasse-B Stufe normierte Verlustleistung, als auch die absolute Verlustleistung über der Ansteuerfrequenz aufgetragen (vgl. Diagramm Abb. 6.7). Die Last bildete ein Folienkondensator mit einer Kapazität von  $C = 10 \mu F$ .



Die Messung zeigt, dass die normierte Verlustleistung nahezu konstant ist. Bei einer Ansteuerfrequenz von  $f = 200 \text{ Hz}$  werden durch die klassische Klasse-B Stufe nahezu  $95 \text{ W}$  in Wärme umgesetzt, bei der entwickelten Endstufe beträgt die Verlustleistung hingegen nur circa  $51 \text{ W}$ .

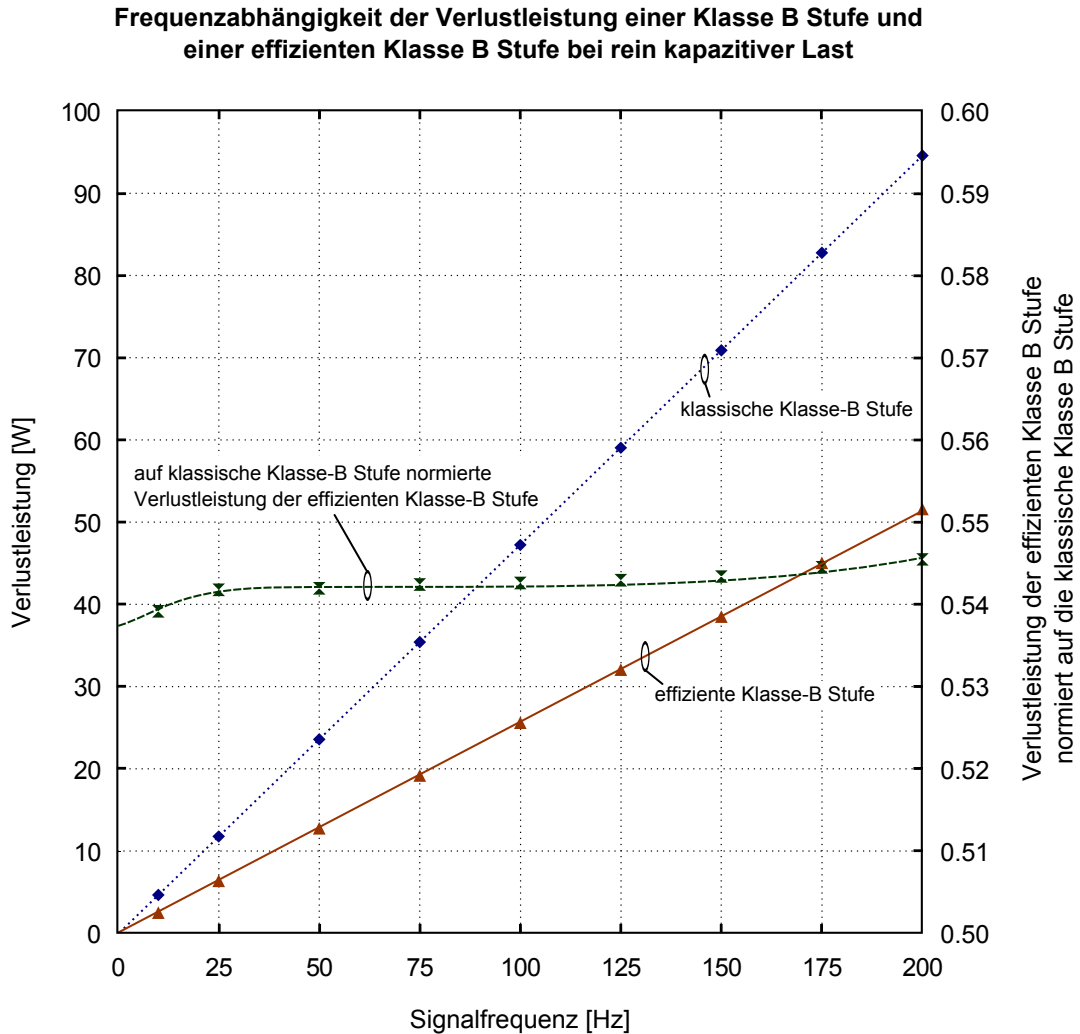


Abb. 6.7: Vergleich der Verlustleistung einer klassischen Klasse-B Stufe und der entwickelten effizienten Klasse-B Stufe auf Basis experimentell gewonnener Daten. Last:  $10 \mu\text{F}$  rein kapazitiv (Folienkondensator); statische Verlustleistung (Biasschaltungen) ist kompensiert, Ladungsspeicherkapazität  $C = 100 \mu\text{F}$ .

#### 6.2.4. Bestimmung der eingebrachten Signalverzerrungen

Ein weiteres Experiment wurde durchgeführt, um die Signalqualität der entwickelten Leistungsverstärkerstufe zu analysieren. Es ist zu erwarten, dass Signalqualität der klassischen Klasse-B Stufe im Vergleich zum entwickelten Verstärker leicht besser ist. Ursächlich sind die im Vergleich zum klassischen Verstärker zusätzlichen Schaltvorgänge in den Versorgungsspannungsnetzen der Verstärkertransistoren  $Q_1, Q_2$ . Zusätzlich treten in beiden Verstärkertopologien Verzerrungen bei kleinen Ansteuerströmen auf. In einer Anwendung mit hoher Signalgüteanforderung lässt sich die entwickelte Verstärkerstufe um eine Schaltung zur Injektion eines minimalen Basisstroms in die Endstufentransistoren  $Q_3, Q_4$  (Klasse-AB Betrieb) ergänzen. Dadurch lassen sich diese so genannten Übernahmeverzerrungen minimieren. Zur besseren Vergleichbarkeit werden die entwickelte und die klassische Endstufe ohne zusätzliche Beschaltung zur Optimierung der Signalqualität untersucht.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} u_i^2}}{u_0} \quad (6.3)$$

Die durch einen Verstärker verursachten Verzerrungen lassen sich durch den Parameter "Gesamte harmonische Verzerrung"  $THD$  quantifizieren. Im Experiment wird der Verstärker mit einem sinusförmigen Signal gespeist (der Grundwelle). Zusätzlich zum verstärkten Eingangssignal werden die im Ausgangssignal auftretenden Oberwellen oszilloskopisch (FFT) bis zur 8. Oberwelle (höhere Oberwellen waren aufgrund kleinen Pegels vernachlässigbar) bezüglich ihrer Spannungspegel gemessen. Der THD Wert berechnet sich nach (6.3) aus den Effektivwerten der Oberwellen und der Grundwelle gemessen am Ausgang des Verstärkers.

Das Ergebnis des Experiments, die Messung der durch die Leistungsverstärker eingebrachten harmonischen Verzerrungen, ist im Diagramm Abb. 6.8 dargestellt. Mit der Ausnahme einer Messung, wurde das Experiment mit einem Folienkondensator mit einer Kapazität  $C_p$  von  $10 \mu F$  als Last durchgeführt. Die maximale Signalfrequenz betrug  $f = 200 Hz$  und die maximale Scheinleistung  $163 W$ . Wie zu erwarten, wies die klassische Klasse-B Stufe mit maximal  $THD = 0.25 \%$  die geringsten Verzerrungen auf. Die entwickelte verlustleistungsreduzierte Verstärkerstufe wies eine maximale Verzerrung von  $THD = 0.6 \%$  auf. Deutlich ist die Zunahme der Verzerrungen ab einer Frequenz von  $50 Hz$ . Die höchsten Verzerrungen treten bei einem keramischen piezoelektrischen Vielschichtaktor auf. Vermutlich ursächlich sind das stark nichtlineare Verhalten einer solchen Last. So variiert die Kapazität des Aktors im Betriebsspannungsbereich von  $C_p = 3.7 \mu F$

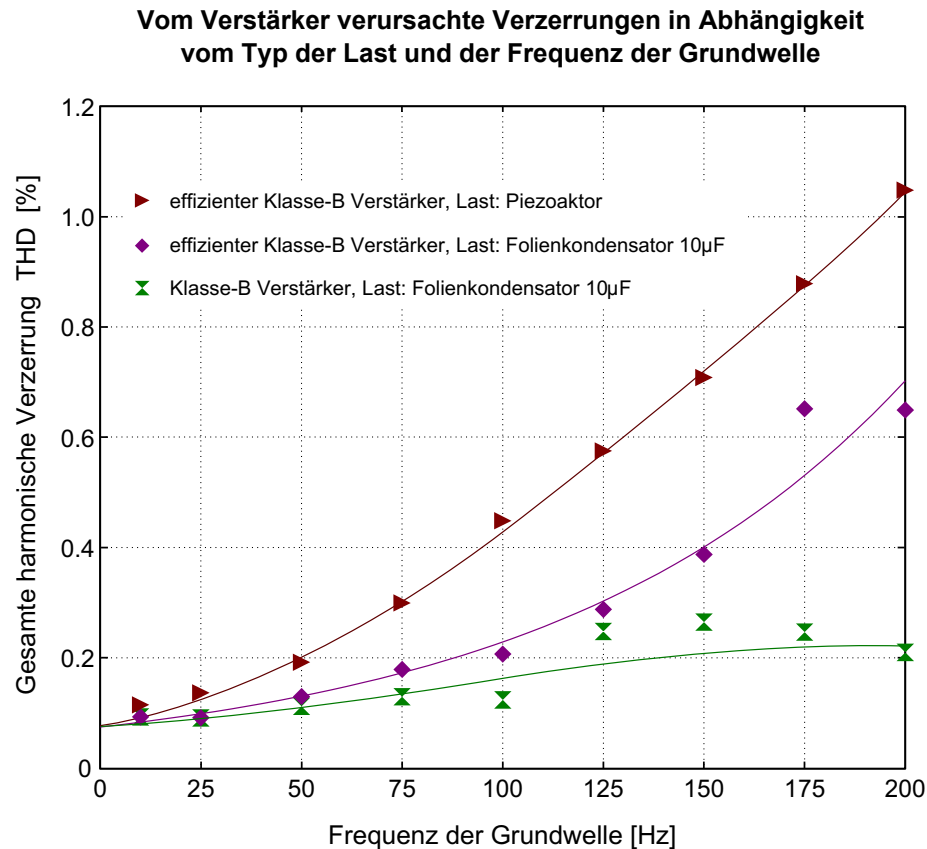


Abb. 6.8: Experimentell bestimmte harmonische Verzerrungen, verursacht durch einen klassischen Klasse-B Verstärker und den effizienten Klasse-B Verstärker für verschiedene Lastfälle.

bei 1 V und 10  $\mu\text{F}$  bei 200 V. Im Diagramm der Abb. 5.14 im Kapitel 5 sind im Signalverlauf des Aktorstroms zusätzliche Oszillationen beim Umschalten der Transistoren  $Q_3, Q_4$  sichtbar. Vermutlich wird der Aktor durch kurze Pulse des harten Umschaltens zu mechanischen Oszillationen angeregt. Auch dies wirkt sich negativ auf die Signalqualität aus.

### 6.3. Experimentelle Verifikation der FPGA-basierten Motorelektronik

Die Funktionalität der FPGA-basierten Motorsteuerung erlaubt es unkompliziert, gesteuert durch Matlab-Simulink Experimente, der Abhängigkeiten des Phasendifferenzsignals, beispielsweise in Bezug auf unterschiedliche Motoren, wechselnde Drehrichtung und va-

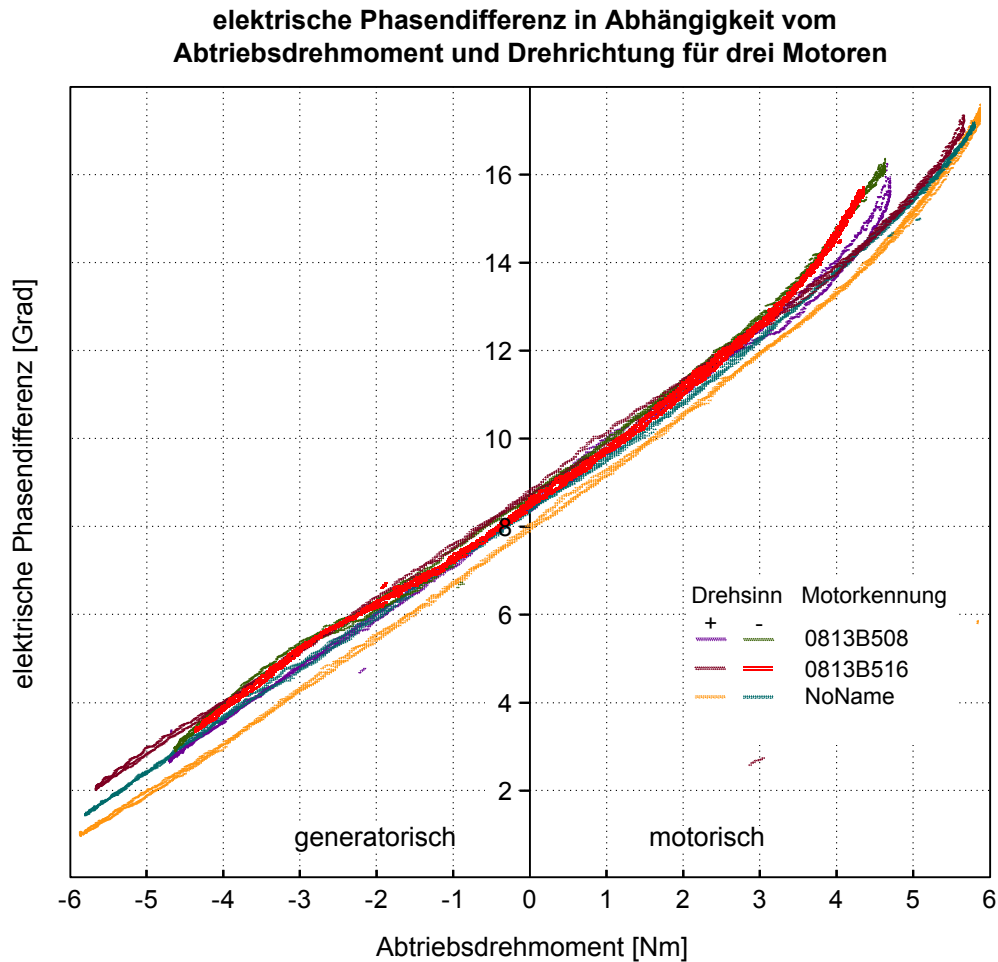


Abb. 6.9: Experimentelle Bestimmung der elektrischen Phasendifferenz in Abhängigkeit vom Abtriebsmoment für drei Motoren und jeweils beide Drehrichtungen.

riierende Ansteuerfrequenz zu bestimmen. Allerdings standen für die Experimente nur drei manuell aufgebaute Antriebe zur Verfügung. Die Motoren variieren untereinander stark in allen funktionsbestimmenden Parametern. Dazu zählen die geometrischen Eigenschaften der Welle-Ring-Paarungen, Toleranzen von Lagern und dem Motorgehäuse und auch die elektrisch-mechanischen Parameter der Aktoren. So sind große Streuungen der Messkurven der Motoren untereinander zu erwarten.

Der für die Experimente verwendete mechanische Aufbau entspricht dem nach Abb. 4.2(b). Um Abhängigkeiten vom Lastmoment zu messen, wurde das auf dem Radius gelagerte Lastgewicht bis zum Überlastfall (bremsend) erhöht und dann soweit reduziert, dass bei zehn Umdrehungen kein Überlastereignis auftritt. Für jeden Motor wurde so ein individuelles Maximaldrehmoment für das Experiment bestimmt und eingestellt. In

Parameter	Wert
positive Aktorspitzenspannung	227 V
negative Aktorspitzenspannung	0 V
Aktoransteuerfrequenz	26.29 Hz
<b>Antrieb</b>	0813B516
Maximalmoment, Drehsinn +, -	5.67 Nm, 4.36 Nm
<b>Antrieb</b>	0813B508
Maximalmoment, Drehsinn +, -	4.70 Nm, 4.64 Nm
<b>Antrieb</b>	No
	Name
Maximalmoment, Drehsinn +, -	5.87 Nm, 5.80 Nm

Tab. 6.3.: Randbedingungen für das Experiment zur Bestimmung der Abhängigkeit der elektrischen Phasendifferenz vom Lastmoment, Motordrehrichtung und Motor.

Tab. 6.3 sind die Randbedingungen entsprechend aufgelistet. Für eine konstante Drehzahl (konstante Ansteuerfrequenz von  $f = 26.29 \text{ Hz}$ ) wurde die Kurvenschar nach Abb. 6.9 gemessen. Die Signalaufösung der FPGA Phasenwinkelmessung beträgt  $2^{14}$  Winkelin-kremente pro Signalperiode. Das entspricht einer Phasenwinkelauflösung von  $0.022^\circ$ .

Für kleine Lastmomente lassen sich die gemessenen Kurven sehr gut linear annähern. Dies gilt insbesondere für den Drehmomentbereich  $-3 \text{ Nm} \leq M \leq 3 \text{ Nm}$ . Die Anstiege der Messkurven für die verschiedenen Antriebe und Drehrichtungen unterscheiden sich nur wenig. Der mittlere Anstieg beträgt  $1.238 \frac{\text{Grad}}{\text{Nm}}$ . Die Standardabweichung aller gemessenen Steigungen der Kennlinie für drei Antriebe und je zwei Drehrichtungen berechnet nach (6.2) beträgt  $S_E = 0.054 \frac{\text{Grad}}{\text{Nm}}$ . Für die gemessene mittlere Steigung beträgt die Drehmomentauflösung  $0.018 \text{ Nm}$ . Die Verschiebung der Messkurven zueinander in y-Richtung wird vermutlich durch motorspezifische unterschiedliche innere Verluste verursacht. Nach Abb. 6.9 weichen die verschiedenen Messkurven in der Phasendifferenz zueinander bei unbelastetem Motor um maximal  $1^\circ$  ab. Durchschnittlich beträgt die Phasendifferenz ohne Lastmoment  $8.46 \text{ Grad}$ , die Standardabweichung berechnet nach (6.2) beträgt  $S_E = 0.27 \text{ Grad}$ .

Eine weitere Abhängigkeit der elektrischen Phasendifferenz besteht zur Aktoransteuer-

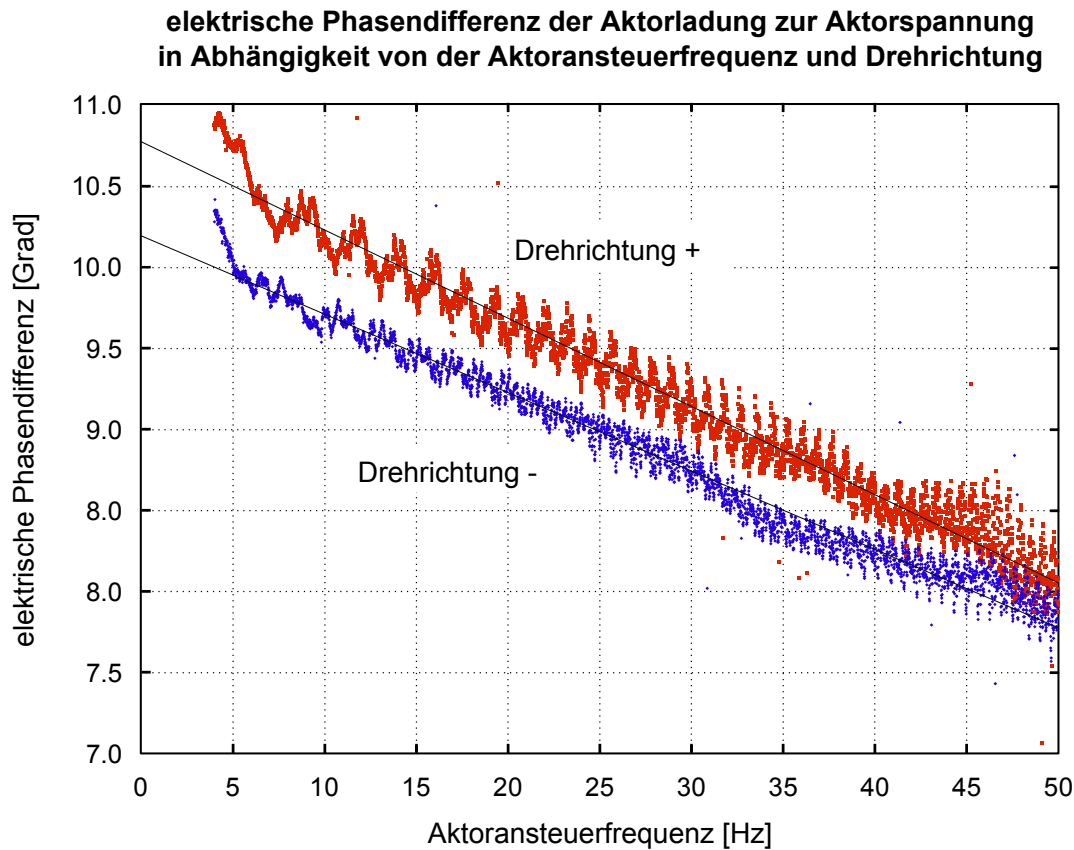


Abb. 6.10: Experimentelle Bestimmung der Frequenzabhängigkeit der elektrischen Phasendifferenz für beide Drehrichtungen am unbelasteten Motor mit der Seriennummer "0813B516".

frequenz. Für einen unbelasteten Motor wurden für beide Drehrichtungen über eine linear steigende Aktoransteuerfrequenz die Messkurven nach Abb. 6.10 aufgenommen. Auch die Abhängigkeit zur Ansteuerfrequenz lässt sich für den betrachteten Frequenzbereich gut linear annähern. Deutlich sichtbar als "Modulation" um die lineare Trendlinie ist das bereits im Kapitel 3 diskutierte Untergrundsignal. Um eine hohe Genauigkeit zu erreichen, sollte das Untergrundsignal für jeden Motor gemessen und im Betrieb drehwinkelrichtig vom Messwert subtrahiert werden. Die Langzeitstabilität des Untergrundsignals ist jedoch noch zu untersuchen. Für die Messung wurde der Antrieb mit der Bezeichnung 0813B516 verwendet. Die Anstiege der linearen Trendlinie betragen  $-0.0544 \frac{\text{Grad}}{\text{Hz}}$  und  $-0.0483 \frac{\text{Grad}}{\text{Hz}}$ .

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

### 7.1. Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Motorelektronik für die Ansteuerung des piezoelektrischen Ringmotors entwickelt, die neben der genauen und dynamischen Ansteuerung auch die sensorischen Eigenschaften der piezoelektrischen Aktoren in der Anwendung des Motors nutzbar macht. Die Literatur zum Stand der Technik dokumentiert bereits ein sehr umfangreiches Wissen zu piezoelektrischen Aktoren, deren Ansteuerung, Modellierung sowie der Messung und Interpretation von elektrischen Rückwirkungssignalen. Kapitel 2 gibt einen Überblick zu diesen Arbeiten. Das vorgestellte lineare Aktormodell floss in das bereits zu Beginn dieser Arbeit zur Verfügung stehende lineare Motormodell nach Gottlieb [49] ein. Aus dem linearen Motormodell war bekannt, dass ein Lastmoment am Motor zu einer Verschiebung der Kontaktfläche zwischen Motorwelle und Antriebsring führt. Dass diese Verschiebung zu einer äquivalenten Verschiebung der Rückwirkungssignale bezüglich der Phasenlage der Aktoransteuersignale führt, wurde im Rahmen dieser Arbeit festgestellt. Auf Basis dieser Erkenntnis wird in Kapitel 4 eine geeignete elektrische Schaltung zur "sensorlosen" Messung des Abtriebsmoments vorgestellt. In Kapitel 6 wird diese Schaltung experimentell charakterisiert. Da der Antrieb initial eine hohe Drehwinkelauflösung und Stellgenauigkeit aufweist, ist die Messung des Abtriebsdrehmoments als zweiter wichtiger Parameter in einer Anwendung des Motors als Teil eines Antriebssystems neben dem Stellwinkel von großer Bedeutung. Durch die in dieser Arbeit entwickelte "sensorlose" Abtriebsmomentmessung können je nach Anforderungen im Anwendungsfall zusätzliche Sensoren, inklusive Elektronik und Verdrahtung eingespart werden. Bei der "sensorlosen" Abtriebsmomentmessung gehen neben dem Abtriebsdrehmoment auch Aktorverluste und das motorinnere Verlustdrehmoment in die Messung mit ein. Es ist daher denkbar, dass auf Basis des Messsignals, Schäden am Antrieb, beispielsweise ein Lagerschaden, noch vor einem Komplettausfall detektiert werden können. Hierzu sind weitere Entwicklungsarbeiten nötig.

Neben der "sensorlosen" Drehmomentmessung stellt die effektive, genaue und abstrahlungsarme Ansteuerung des Antriebs einen zweiten Schwerpunkt der Arbeit dar. Der An-

trieb zeichnet sich durch eine hohe Dynamik, hohe Drehwinkelauflösung und geringste Abstrahlung elektromagnetischer Felder aus. Sowohl der die Aktoren treibende Verstärker, als auch der Generator für die Bereitstellung der Vorgabesignale müssen in ihrer Charakteristik, in den Eigenschaften wie Signalauflösung, Signalqualität, Effizienz, Pulsstromfähigkeit und elektromagnetischer Abstrahlung an den Antrieb angepasst sein.

Im Kapitel 5 wird ein geeigneter analoger Verstärker zum Treiben der hochkapazitiven piezoelektrischen Aktoren vorgestellt und im Kapitel 6 experimentell charakterisiert. Im Vergleich zu einem klassischen Klasse-B Verstärker weist der entwickelte Verstärker eine um bis zu 50% reduzierte Verlustleistung auf, er ist dabei im Vergleich zu einem Klasse-D Verstärker einfach aufgebaut, kann hohe Pulsströme treiben und strahlt aufgrund fehlender magnetischer Energiespeicher sowie nur im geringen Maße auftretenden Stromtransienten kaum elektromagnetische Störungen ab.

Ein Aufbau, basierend auf dem Piezoringmotor und der in dieser Arbeit entwickelten Motorelektronik, sollte als hochdynamisches direktes Antriebssystem für Anwendungen in der Medizintechnik (beispielsweise nahe Magnetresonanztomographen) und der Automatisierungstechnik (beispielsweise in der Nähe von Elektronenstrahlquellen oder Plasmen (Halbleiterindustrie)) besonders geeignet sein.

Als Demonstratorsystem (vgl. Abb. 7.1) wurde eine Motorelektronik mit der Bezeichnung "BlueBlackBox" entwickelt. Als Baublöcke kommen der im Kapitel 5 entwickelte Treiber für piezoelektrische Aktoren, eine digitale Elektronik zur Auswertung der Rückwirkungssignale nach Kapitel 4 und eine Mikrocontroller-basierte Motorsteuerung zur Anwendung. Die Stromversorgung wird durch zwei in Serie geschaltete Hochsetzsteller bereitgestellt. Ausgehend von einer Versorgungsspannung von 12 V wird durch einen ersten Hochsetzsteller eine Gleichspannung von 50 V erzeugt und durch eine angeschlossene Ladungspumpe eine negative Versorgungsspannung von  $-25\text{ V}$ . Der zweite Hochsetzsteller generiert aus der 50 V Ausgangsspannung der ersten Stufe eine Gleichspannung von 230 V. Die elektrische Anschlussleistung der Motorelektronik beträgt maximal 50 W.

Aufgabe der Mikrocontroller-Steuerung ist neben der Erzeugung der Vorgabesignale für den Piezotreiber auch das Bereitstellen von Benutzerschnittstellen. Zum Anschluss eines Computers gibt es zwei unabhängige serielle Kommunikationsschnittstellen, einen USB-Port und einen RS232-Port. Zusätzlich verfügt die Motorelektronik über diverse digitale und analoge IO-Pins zum Anschluss von Sensoren und Aktoren. Durch geeignete Programmierung des Mikrocontrollers sind verschiedenste Betriebsmodi darstellbar. Im einfachsten Fall werden durch die Motorsteuerung Steuerbefehle des angeschlossenen Computers in eine entsprechende Bewegung der Motorwelle umgesetzt. Es können diverse



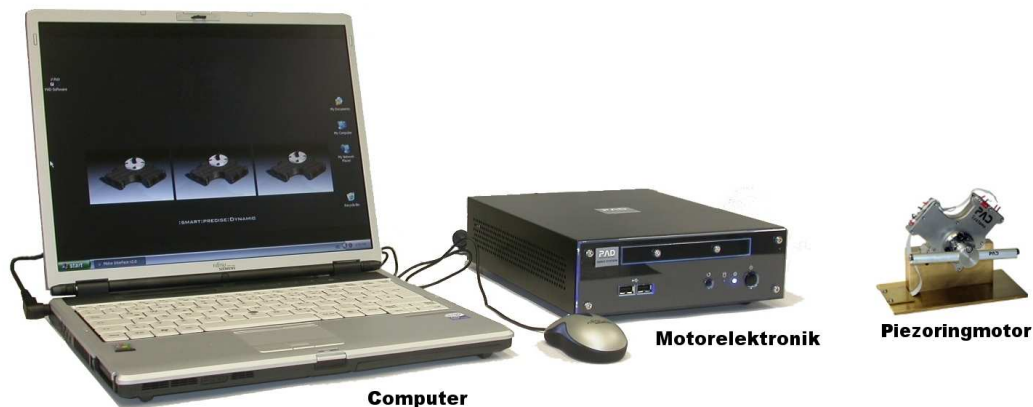


Abb. 7.1: Im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Motorelektronik zusammen dargestellt mit dem piezoelektrischen Ringmotor und einem Computer als Benutzerschnittstelle.

Parameter, wie Phasendifferenzmesswerte, Aktorspannungen und Aktorladungen, Logikpegel und Messwerte der IO-Pins vom Computer ausgelesen werden. Auf diese Weise sind mit Hilfe des steuernden Computers die wesentlichen Funktionsmerkmale des Piezoringmotors darstellbar. Auch kann durch den angeschlossenen Computer ein einfacher, jedoch vergleichsweise langsamer digitaler Regler realisiert werden.

Durch eine geeignete Programmierung des Mikrocontrollers ist ein Betrieb der Motorelektronik ohne steuernden oder regelnden Computer möglich. Beispielsweise wurde ein einfacher digitaler PI-Regler zur Positionsregelung realisiert. In dem Aufbau wurde durch den Piezoringmotor eine Röntgenblende als Endeffektor bewegt. Die Ist-Position der Blende wurde durch einen Laser-Triangulationssensor gemessen und als analoges Signal ausgegeben. Das analoge Messsignal wurde auf die Motorelektronik zugeführt und in einen Digitalwert gewandelt. Durch den Mikrocontroller wurde der Abstandsmesswert mit einem Vorgabewert verglichen und der Drehwinkel des Piezoringmotors durch den in Software im Mikrocontroller implementierten PI-Regler korrigiert. Weitere Mikrocontrollerprogramme, beispielsweise zum synchronisierten Abfahren von vordefinierten Bewegungsprofilen mehrerer Antriebe wurden ebenfalls realisiert.

Die "BlueBlackBox" treibt den piezoelektrischen Ringmotor aufgrund der begrenzten elektrischen Leistung bis zu einer maximalen Aktoransteuerfrequenz von  $50\text{ Hz}$ . Die Winkelauflösung ist abhängig von der Programmierung des Mikrocontrollers, d. h. der Größe der im Speicher hinterlegten Sinustabelle. Typisch sind 512, 1024, 2048 und 4096 Samplewerte pro Periode. Auf den in der Arbeit benutzten Piezoringmotor bezogen lassen

sich über die Sinustabelle 159744, 319488, 638976 und 1277952 Drehwinkelpositionen pro Umdrehung adressieren und anfahren. D. h., mit dem Aufbau bestehend aus der dargestellten Motorelektronik und dem Piezoringmotor lässt sich mit der größten Sinustabelle eine Drehwinkelauflösung von einer Bogensekunde erreichen.

Das Lastdrehmoment an der Abtriebswelle wird durch die Motorelektronik entsprechend der in Abb. 4.8 dargestellten Schaltung und der Logik aus Abb. 4.10 aus der Phasendifferenz zwischen der Aktorspannung und Aktorladung bestimmt. Wobei die Logik durch Software nachgebildet ist. Die Zeitbasis bildet der Sampletakt, mit dem die Sinustabelle zur Erzeugung der Aktorvorgabesignale durchlaufen wird. Bei einer Sinustabelle mit 4096 Werten pro Periode wird eine Winkelauflösung der Phasendifferenzmessung von  $0.09^\circ$  erreicht. Für die in Abb. 6.9 vermessenen Piezoringmotoren mit einem Überlastdrehmoment von circa  $5 Nm$  (motorisch) entspricht dies einer Drehmomentauflösung von  $0.07 Nm$ .

### 7.2. Ausblick

Die Kombination des Piezoringmotors mit einer abstrahlungsarmen Motorelektronik stellt ein System zum Einsatz in Umgebungen bereit, die höchst empfindlich auf elektromagnetische Störfelder reagieren, hohe Präzision und eine feinfühligke Momentensensorik verlangen. Wie im Kapitel 1 dargestellt, wäre ein Einsatz des Antriebssystems als Komponente von chirurgischen Robotern mit taktilem Feedback, nahe dem Patienten und parallel zu bildgebenden Verfahren wie der Computertomographie oder Magnetresonanztomographie besonders interessant. Erste Experimente zum Test des Antriebs im Zusammenspiel mit der in dieser Arbeit entwickelten Motorelektronik in der Umgebung und im Isozentrum von Magnetresonanztomographen wurden bereits durchgeführt und sind in [132] dokumentiert. Es wurde gezeigt, dass das starke Magnetfeld eines Magnetresonanztomographen weder das Maximaldrehmoment des Antriebs reduziert, noch die inhärente Sensorik beeinflusst. Die in den ersten Experimenten verwendeten metallischen Piezoringmotoren haben jedoch das Magnetfeld des Tomographen stark verformt und dadurch die Bildgebung gestört. Der nächste Schritt ist daher die Entwicklung von Piezoringmotoren bestehend aus unmagnetischen Materialien [131]. Die Experimente zeigten jedoch auch, dass die noch vorhandenen, wenn auch sehr kleinen, Störsignale der "BlueBlackBox" das Signal-Rausch-Verhältnis der Bildgebung des Tomographen messbar reduzieren. Für die Experimente wurde die Motorelektronik "BlueBlackBox" außerhalb des Tomographenraums platziert. Als Anschlussleitung zum Piezoringmotor diente eine einfach-geschirmte 4 polige Anschlussleitung. Da die Grundwelle der sinusförmigen Ansteuersignale der Ak-

toren eine Maximalfrequenz von  $50\text{ Hz}$  aufweist und diese weit außerhalb des Frequenzbereichs der Empfangselektronik des Tomographen liegt sind bezüglich der Anschlussleitung keine hohen Anforderungen an die Abschirmung gestellt. Problematisch ist jedoch der Durchgang der Anschlussleitung in den Tomographenraum und die Signalqualität der Ansteuersignale. Aufgrund der hohen Spannungen der Ansteuersignale sind die Ansteuerströme vergleichsweise klein. Deshalb ist Leitungswiderstand und damit die Länge der Anschlussleitung unproblematisch. Auch sind die durch den Stromfluss verursachten Magnetfelder klein.

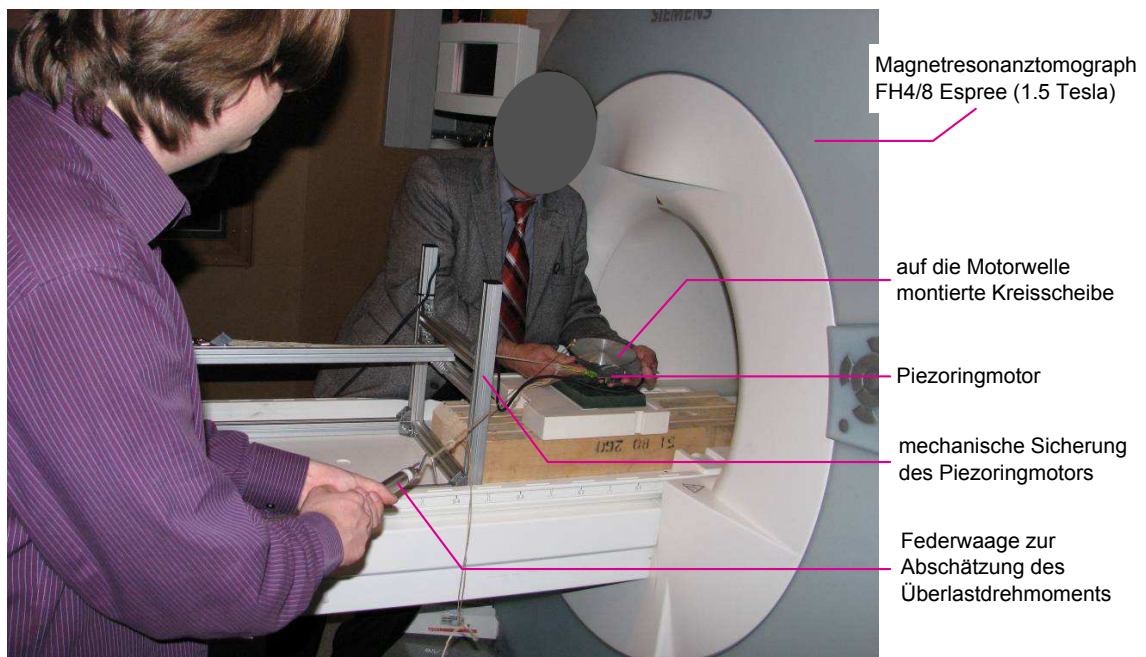


Abb. 7.2: Experiment zum Nachweis der Funktion von Piezoringmotor und der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Motorelektronik am 1,5 Tesla Magnetresonanztomographen.

Neben der Motorelektronik erfordert die Mechanik des Piezoringmotors weitere Entwicklungsarbeiten. Der mechanische Aufbau des Motors stellt hohe Anforderungen an die Fertigung der Teile in Bezug auf Toleranzen, den korrekten Aufbau (Justage) sowie die Ansteuerung bei stark variierenden Umweltparametern (Temperatur). Insbesondere die Einzelteilmontage und der manuelle Aufbau der Motoren sind derzeit Ursache für die große Streuung der geometrischen Bauteilparameter und der Lage der Bauteile zueinander. Als Folge kommt es zu Drehgeschwindigkeitsschwankungen (mangelnden Gleichlauf) und variierendem Maximalmoment. Aus der Erfahrung der weitgehend automatisierten Fertigung piezoelektrischer Injektoren, einem vergleichbar komplexen mechatronischen

System, lässt sich schließen, dass Parameterstreuungen weiterhin ein Problem darstellen werden. Denn bereits die stark nichtlinearen Aktoren selbst streuen stark in ihren elektrischen Parametern. Auch ist bei wirtschaftlicher Fertigung anzunehmen, dass geometrische Toleranzen gefertigter Motorbauteile in der Größenordnung des Aktorhubs liegen. Zum wichtigsten Fertigungsschritt, dem Aufbringen der Mikroverzahnung, hat Liess in [91] Pionierarbeit geleistet und in seiner Arbeit gezeigt, dass eine industrielle Fertigung generell möglich ist. Weiterentwicklungen bei der Herstellung der Mikroverzahnung sind in [132] dokumentiert.

Vergleichbar der Entwicklung bei piezoelektrischen Einspritzventilen wird auch beim Piezoringmotor der Ansteuerung eine besondere Bedeutung zur Kompensation mechanischer Unzulänglichkeiten, schwankender Umweltbedingungen und nichtlinearer Aktoren zukommen. Durch Zeichfußl et al. wurde in [142] erstmals eine automatische Justage des Antriebs durch geregelte Anpassung der Ansteuersignale vorgestellt.

Der Piezoringmotor weist einige Parallelen zur Permanentmagnetsynchronmaschine auf. Am auffälligsten ist die Art der Ansteuerung, die Form der Ansteuersignale und die starre Kopplung des Drehwinkels der Motorwelle an die Phase der Ansteuersignale. Die Parallelen zwischen Piezoringmotor und Synchronmaschine werden deutlich in der Zeigerdarstellung. Rotiert bei der Synchronmaschine ein Stromzeiger abhängig vom Ansteuerungssignal und von Rückwirkungen, so ist es beim Piezoringmotor ein Ladungszeiger. Zu Permanentmagnetsynchronmaschinen und deren Ansteuerung ist die Entwicklung weit voran geschritten. Einige Entwicklungen zu Permanentmagnetsynchronmaschinen sollten sich auf den Piezoringmotor übertragen lassen.

Zur Optimierung der Dynamik und zur Bereitstellung höherwertiger Funktionen, wie Drehmoment- und Drehwinkelregelung, aber auch zur Verbesserung der Effizienz elektrischer Maschinen, wird intensiv an so genannten vektororientierten Regelungen gearbeitet, wie sie erstmals in [17] beschrieben wurden. Die Vektorregelung setzt das Wissen um den magnetischen Fluss im Antrieb voraus, der in [17] noch mit Hilfe von Hall Sensoren in den Luftspalten bestimmt wurde. Moderne Regelungen basieren auf Modellen des Antriebs, welche den Rückschluss auf den magnetischen Fluss rein aus den Messwerten von Strom und Spannung ermöglichen. Methoden die den magnetischen Fluss und das Motordrehmoment auf Basis einer Strom- und Spannungsmessung bestimmen werden DTC (**D**irect **T**orque **C**ontrol) genannt, wurden erstmals in [29] veröffentlicht und insbesondere durch Vas [129] weiterentwickelt.

Vektorregelung oder DTC sind bei elektrischen Maschinen Stand der Technik. Vergleichbare Überlegungen sollten auch auf die Ansteuerung des Piezoringmotors angewend-

bar sein. Modellbasierte Regelkreise für elektrische Maschinen sind weit entwickelt und berücksichtigen teilweise auch nichtlineare Einflussgrößen und insbesondere den Einfluss der Reibung [77]. Es ist davon auszugehen, dass aufgrund der Erkenntnisse aus dem Bereich der Regelung elektrischer Maschinen die Entwicklung von Motorelektroniken für den Piezoringmotor beschleunigt ablaufen. Es sind bereits hochintegrierte Controller mit integrierter Vektorregelung verfügbar. In leichter Abwandlung sind diese vermutlich auch zur Ansteuerung des Piezoringmotors geeignet. Weitere Entwicklungen gehen in Richtung des Einsatzes von neuronalen, fuzzy, genetischen und kombinierten Algorithmen, insbesondere zur Verbesserung der Funktion der in Regelkreisen verwendeten Schätzer (für Geschwindigkeit, Drehwinkel und magnetischen Fluss) [129, 130, 51] unter dem Einfluss von Alterung und sich ändernden Umgebungsbedingungen. Auch diese Ansätze sollten sich zur Optimierung eines Antriebssystems auf Basis des Piezoringmotors nutzen lassen.



# Literaturverzeichnis

- [1] Actel Corporation, 2061 Stierlin Court, Mountain View, CA 94043-4655 USA: *Actel Fusion® Handbook*, 2007.
- [2] Amrhein, W., H. J. Furchert, W. Garbrecht, E. Hoppach, H. Janocha, E. Kellenbach, W. Krause, A. Möckel, D. Oesingmann, Ch.Richter, Th. Roschke, W. Schinköthe, S. Silber, H. D. Stölting und H. Weißmantel: *Handbuch Elektrische Kleinantriebe*. Hanser Fachbuchverlag, 2006.
- [3] Analog Devices, Inc., One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.: *ADUC7026: PRECISION ANALOG MICROCONTROLLER, 12-BIT ANALOG I/O, ARM7TDMI® MCU Datenblatt*, 3. Auflage, Dezember 2009.
- [4] APEX: *Datasheet: APEX PA96U REV D1*. Cirrus Logic, Inc., Datasheet, Juli 2008. [www.cirruslogic.com/en/products/apex/documents.html](http://www.cirruslogic.com/en/products/apex/documents.html).
- [5] Arora, S. und G. N. Allahbadia: *Telesurgery: Window of Opportunity*. International Journal of Health Sciences, 1(1):97–104, Januar 2007.
- [6] Baker, L.: *Power dissipation in class B amplifiers*. IRE Transactions on Audio, 10(5):139–145, September 1962.
- [7] Ballantyne, G. H.: *Robotic surgery, telerobotic surgery, telepresence, and telemonitoring: Review of early clinical results*. Surgical Endoscopy, 16(10):1389–1402, Oktober 2002.
- [8] Ballas, R. G., R. Werthschützky und G. Pfeifer: *Elektromechanische Systeme der Mikrotechnik und Mechatronik: Dynamischer Entwurf - Grundlagen und Anwendungen*. Springer, Berlin, 2. Auflage, 2009.
- [9] Bar-Cohen, Y., S. S. Lih und W. Grandia: *High torque ultrasonic motor system*, Oktober 1997.
- [10] Bärwolff, G.: *Höhere Mathematik für Naturwissenschaftler und Ingenieure*. Elsevier Academic Press, 2. Auflage, 2006.

- [11] Bastian, J., Ch. Clauss, B. Fritzsche und F. Haiduk: *Modellierung und rechnergestützte Kennlinienermittlung eines Piezo-Aktors*. Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen (IIS-EAS), 2005.
- [12] Berkhout, M.: *An integrated 200-W class-D audio amplifier*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 38(7):1198–1206, Juli 2003.
- [13] Berkhout, M.: *Analog Circuit Design: Sensor and Actuator Interface Electronics, Integrated High-Voltage Electronics and Power Management, Low-Power and High-Resolution ADC's*. Springer Netherlands, 2. Auflage, Aug 2005.
- [14] Berkhout, Marko: *Analog Circuit Design: High-speed Clock and Data Recovery, High-performance Amplifiers, Power Management*, Band 1. Springer Netherlands, 2008.
- [15] Bernstein, M. A., K. F. King und X. J-Zhou: *Handbook of MRI Pulse Sequences*. Elsevier Academic Press, 2004.
- [16] Biehl, M. und O. Scholz: *Basic Concepts for Active Implantable Valve Development*. In: Magjarevic, Ratko, Olaf Dössel und Wolfgang C. Schlegel (Herausgeber): *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering, September 7 - 12, 2009, Munich, Germany*, Band 25/8 der Reihe *IFMBE Proceedings*, Seiten 57–60. Springer Berlin Heidelberg, 2009, ISBN 978-3-642-03887-7.
- [17] Blaschke, Felix: *United States Patent 3,824,437: METHOD FOR CONTROLLING ASYNCHRONOUS MACHINES*. United States Patent and Trademark Office, Juli 1974.
- [18] Blumenkranz, S. J., G. M. Prisco, S. P. DiMaio, G. W. Dachs, H. Dostmohamed, Ch. J. Hasser und G. S. Guthart: *Force and Torque Sensing in a Surgical Robot Setup Arm*, 2009.
- [19] Bock, M., A. Krafft, F. Maier, R. Umathum, A. K. Homagk, S. Alt, K. Zhang, C. Pitsaer, J. Jenne und W. Semmler: *Robotic Systems for MR-guided Interventions*. In: Dössel, O. und W.C. Schlegel (Herausgeber): *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering*, Band 25, Seiten 114–117. IFMBE, Springer Netherlands, 2009.
- [20] Bourque, J. P.: *HISTORY OF FRENCH UROLOGY*. Canadian Medical Association Journal, 53(6):594–597, Dezember 1945.



- [21] Bricault, I., E. Jouniaux, N. Zemiti, C. Fouard, E. Taillant, F. Dorandeu und Ph. Cinquin: *LPR: A Light Puncture Robot for CT and MRI Interventions*. IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, 27(3):42–50, 2008.
- [22] Burdet, E., K. Chinzei und R. Gassert: *MRI/fMRI Compatible Robot Technology - A Critical Tool for Neuroscience and Image Guided Intervention*. In: *Workshop on MR Compatible Robotics*, Orlando, Florida, 2006. ICRA.
- [23] Cannon, Robert H., Jr und Eric Schmitz: *Initial Experiments on the End-Point Control of a Flexible One-Link Robot*. The International Journal of Robotics Research, 3(3):62–75, 1984.
- [24] Chapuis, D., R. Gassert, G. Ganesh, E. Burdet und H. Bleuler: *Investigation of a Cable Transmission for the Actuation of MR Compatible Haptic Interfaces*. In: *The First IEEE/RAS-EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics, BioRob 2006.*, Pisa, Italy, Juli 2006.
- [25] Chiesi, Lorenzo, Emilio Lorenzani, Giovanni Franceschini und Alberto Bellini: *Modeling of a parallel hybrid power audio amplifier*. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Seiten 1775–1780, 2006.
- [26] Chinzei, K., K. Yoshinaka und T. Washio: *Numerical simulations and lab tests for design of MR-compatible robots*. Robotics and Automation, 2006. ICRA 2006. Proceedings 2006 IEEE International Conference on, Seiten 3819–3824, Mai 2006.
- [27] Clayton, G. M., S. Tien, S. Devasia, A. J. Fleming und S. O. R. Moheimani: *Hysteresis and vibration compensation in piezoelectric actuators by integrating charge control and inverse feedforward*. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, accepted 2006.
- [28] Cruz-Hernandez, J. M. und Hayward V.: *An Approach To Reduction Of Hysteresis In Smart Materials*. Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation, Leuven, Belgium, 1998.
- [29] Depenbrock, Manfred: *United States Patent 4,678,248: Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine*. United States Patent and Trademark Office, Juli 1987.
- [30] Dietrich, Ch. F.: *Endoscopic Ultrasound: An Introductory Manual and Atlas*. Thieme Medical Publishers, 1. Auflage, Juli 2006.

- [31] Doering, P., L. Klueber, S. Nolte und R. Simon: *Mechatronik kompakt: Komponenten und Systeme*. Vieweg und Teubner, 1. Auflage, 2004.
- [32] Dong-Uk Lee, Oh Kyong Kwon und Inhwan Lee: *Class-B Operational Amplifier for Low-Power Flat-Panel Displays*. Journal of the Korean Physical Society, 40(4):546–551, April 2002.
- [33] Ertl, H., J.W. Kolar und F.C. Zach: *Basic considerations and topologies of switched-mode assisted linear power amplifiers*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 44(1):116–123, 1997.
- [34] Ertl, M., B. Gottlieb, A. Kappel, T. Schwebel und T. Wallenhauer: *Schaltung und Verfahren zur Änderung der Ladung einer kapazitiven Last*, 2009.
- [35] Faraz, A. und S. Payandeh: *Engineering Approaches to Mechanical and Robotic Design for Minimally Invasive Surgeries. The Springer International Series in Engineering and Computer Science 545*. Kluwer Academic Publishers, 1. Auflage, 2000.
- [36] Feldman: *Class-G High Efficiency Hi-Fi Amplifier*. Radio Electronics, Seite 47, August 1976.
- [37] Ferre, M., R. Aracil, J. M. Bogado und R. J. Saltarén: *Improving force feedback perception using low bandwidth teleoperation devices*. In: *EuroHaptics 2004*. Technische Universität München, 2004.
- [38] Fischer, G. S., S. P. DiMaio, I. I. Iordachita und G. Fichtinger: *Robotic Assistant for Transperineal Prostate Interventions in 3T Closed MRI*. In: *Medical image computing and computer-assisted intervention : MICCAI ... International Conference on Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention*, Band 10, Seiten 425–433, 2007.
- [39] Fleming, Andrew J. und S. O. Reza Moheimani: *Hybrid DC accurate charge amplifier for linear piezoelectric positioning*. In: *IFAC Symposium on Mechatronic Systems*, Seite 283, Sep 2004.
- [40] Froeschle, A.: *Analyse eines Piezo-Wanderwellenmotors*. Universität Stuttgart Inst. f. Konstr. u. Fertigung Feinwerktechn., 1. Auflage, 1993.
- [41] Frumento, S., R. C. Michelini, R. Konietschke, U. Hagn, T. Ortmaier und G. Hirzinger: *A Co-robotic Positioning Device for Carrying Surgical End-Effectors*. In:

- 
- Proceedings 8th Biennial ASME Conference on Engineering Systems Design and Analysis*, Band 8, Torino, Italy, Juli 2006. ASME.
- [42] Gariboldi, R. und F. Pulvirenti: *Charge pump circuit*, 1994.
- [43] Garnette, G. R., R-Sutherland, I. Latour und A. D. Greer: *Integrating an Image-Guided Robot with Intraoperative MRI*. IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, 27(3):59–65, Mai 2008.
- [44] Ge, T. und J. S. Chang: *Bang-Bang Control Class-D Amplifiers: Power-Supply Noise*. IEEE Trans. Circuits Syst. II, 55(8):723–727, August 2008.
- [45] Ge, T. und J. S. Chang: *Modeling and technique to improve PSRR and PS-IMD in Analog PWM Class-D Amplifiers*. IEEE Trans. Circuits Syst. II, 55(6):512–516, Juni 2008.
- [46] Ge, Tong und Joseph S. Chang: *Bang-Bang Control Class D Amplifiers: Total Harmonic Distortion and Supply Noise*. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-I: REGULAR PAPERS, 56(10):2353–2361, 2009.
- [47] Gerabek, W. E., B. D. Haage und G. Keil: *Enzyklopädie Medizingeschichte*. Gruyter, 1. Auflage, November 2004.
- [48] Gnad, G.: *Ansteuerkonzept für piezoelektrische Aktoren*. Dissertation, Fakultät für Maschinenbau der Otto-von-Guericke-Universität, 2005.
- [49] Gottlieb, Bernhard: *Zur Theorie Piezo Ringmotors (PRM)*. Technischer Bericht, Siemens AG München, München, 2004.
- [50] Gray, P. R. und R. G. Meyer: *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. John Wiley & Sons Inc., 3. Auflage, 1993, ISBN 0-471-57495-3.
- [51] Grzesiak, L.M. und M.P. Kazmierkowski: *Improving flux and speed estimators for sensorless AC drives*. Industrial Electronics Magazine, IEEE, 1:8–19, 2007.
- [52] Gwee, B. H., J. S. Chang und V. Adrian: *A micropower low-distortion digital class-D amplifier based on an algorithmic pulsewidth modulator*. IEEE Trans. Circuits Syst. I, 52(10):2007–2022, Oktober 2005.
- [53] Halonen, K. A. I. und J. Vankka: *Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications*. Kluwer International Series in Engineering and Computer Science, 1. Auflage, 2001.
-

- [54] Hara, M., G. Matthey, A. Yamamoto, D. Chapuis, R. Gassert, H. Bleuler und T. Higuchi: *Development of a 2-DOF Electrostatic Haptic Joystick for MRI/fMRI Applications*. In: *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten 1479–1484, Kobe International Conference Center, Kobe, Japan, Mai 2009. IEEE.
- [55] Harrell, A. G. und B. Todd Heniford: *Minimally invasive abdominal surgery: lux et veritas past, present, and future*. *The American Journal of Surgery*, 190:239–243, 2005.
- [56] Hata, N., R. Hashimoto und J. Tokuda: *Needle Guiding Robot for MR-guided Microwave Thermography of Liver Tumor using Motorized Remote Center-of-Motion Constraint*. In: *Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on*, Seiten 1652–1656, Barcelona, Spain, 2005.
- [57] Hegewald, Th.: *Modellierung des nichtlinearen Verhaltens piezokeramischer Aktoren*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 2007.
- [58] Hermann, M. und W. Schinköthe: *Piezoelektrische Wanderwellenmotoren für lineare Bewegungen*. In: *VDI-Berichte 1269*, Seiten 301–214. Universität Stuttgart, Institut für Konstruktion und Fertigung in der Feinwerttechnik, May 1996.
- [59] Herzig, Sven: *Aufbau und Verifikation eines dynamischen Modells für einen piezoelektrischen Stellantrieb (PAD)*. Diplomarbeit, FH Kaiserslautern, Fachbereich Angewandte Ingenieurwissenschaften, Kaiserslautern, Januar 2008.
- [60] Hütter: *Preliminary datasheet for PIEZO AN0X/8500b*. datasheet, EPCOS AG, 2002.
- [61] IR WORLD HEADQUARTERS:., 233 Kansas St., El Segundo, California 90245: *Half-Bridge Driver IRS2183/IRS21834(S)PbF Data Sheet No. PD60265*, November 2006.
- [62] IRF: *Datasheet: Digital Sensorless Motor Drive Module IRMCT3UF1*. International Rectifier, Oktober 2006.
- [63] IRF: *Datenblatt: FSB50550T Smart Power Module*. International Rectifier Inc., April 2007.
- [64] Janocha, H., M. Klein und Kuhn K.: *Simultane Messung charakteristischer Kenngrößen von Piezoaktoren im Großsignalbetrieb*. *Technisches Messen* tm 69, 9:399–403, 2002.

- [65] Janocha, H. und K. Kuhnen: *Encyclopedia of Sensors*, Band 9. American Scientific Publishers, 2006.
- [66] Janocha, H., K. Kuhnen und B. Clephas: *Inherent Sensory Capabilities of Solid State Actuators*. Fortschr.-Ber. VDI Reihe 11 Nr. 268. Düsseldorf: VDI-Verlag, Seiten 33–42, 1998.
- [67] Janocha, H., D. Pesotski und K. Kuhnen: *FPGA-based compensator of hysteretic actuator nonlinearities for highly dynamic applications*. Actuator 2006, Proc. 10th International Conference on New Actuators, Seiten 1013–1016, Juni 2006.
- [68] Janocha, H. und C. Stiebel: *New Approach to a Switching Amplifier for Piezoelectric Actuators*. Actuator 98, Proceedings 6th International Conference on New Actuators, Bremen, Seiten 426–429, Juni 1998.
- [69] Janocha, Hartmut: *Unkonventionelle Aktoren: Eine Einführung*. Oldenbourg Verlag München, Feb 2010.
- [70] Janschek, Klaus: *Systementwurf mechatronischer Systeme: Methoden - Modelle - Konzepte*. Springer, Berlin, 1. Auflage, Januar 2010.
- [71] Jung, N. S., N. I. Kim und G. H. Cho: *A New High-Efficiency and Super-Fidelity Analog Audio Amplifier with the Aid of Digital Switching Amplifier: Class K Amplifier*. Proc. 29th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf, Seiten 457–463, 1998.
- [72] Kang, K., J. Roh, Y. Choi, H. Roh, H. Nam und S. Lee: *Class-D Audio Amplifier Using 1-Bit Fourth-Order Delta-Sigma Modulation*. IEEE Trans. Circuits Syst. II, 55(8):728–732, August 2008.
- [73] Kappel, A. und B. Gottlieb: *Elektromechanischer Motor Offenlegungsschrift DE19952946A1*. Deutsches Patent- und Markenamt, 2001.
- [74] Kappel, A., B. Gottlieb, T. Schwebel, C. Wallenhauer und H. Liess: *PAD - Piezoelectric Actuator Drive*. ACTUATOR 2006, 10th International Conference on New Actuators, Seiten 457–460, Juni 2006.
- [75] Kappel, A., B. Gottlieb, C. Wallenhauer, R. Zeichfuessl, M. Vogl, T. Kraus und T.C. Lueth: *PAD - A Scalable Drive Technology*. In: *ACTUATOR 2008*, Seiten 558–561, 2008, ISBN 3933339103.
- [76] Kappel, Andreas, Bernhard Gottlieb und Carsten Wallenhauer: *Piezelektrischer Stellantrieb (PAD)*. at - Automatisierungstechnik, 56(3):128–135, März 2008.

- [77] Khorrami, F., P. Krishnamurthy und H. Melkote: *Modeling and Adaptive Nonlinear Control of Electric Motors*. SPRINGER-VERLAG BERLIN AND HEIDELBERG GMBH & CO. KG, 2003.
- [78] Kiencke, U. und R. Eger: *Messtechnik: Systemtheorie für Elektrotechniker*. Springer, Berlin, 7. Auflage, März 2008.
- [79] Kim, D., E. Kobayashi, T. Dohi und I. Sakuma: *A New, Compact MR-Compatible Surgical Manipulator for Minimally Invasive Liver Surgery*. In: *Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention - MICCAI 2002*, Band 2488/2002. Springer Berlin, Heidelberg, 2002.
- [80] Kim, Ye Seul und Jee Hwan Ryu: *Performance analysis of Teleoperation systems with different Haptic and Video time-delay*. In: *ICROS-SICE International Joint Conference*, Seiten 3371–3375, Fukuoka International Congress Center, Japan, August 2009. SICE.
- [81] Konietschke, R., U. Hagn, M. Nickl, S. Jörg, A. Tobergte, G. Passig, U. Seibold, L. Le-Tien, B. Kübler, M. Gröger, F. Fröhlich, Ch. Rink, A. Albu-Schäffer, M. Grebenstein, T. Ortmaier und G. Hirzinger: *The DLR MiroSurge - A Robotic System for Surgery*. In: *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Band 15, Kobe International Conference Center, Kobe, Japan, Mai 2009.
- [82] Kraus, T., M. Vogl, R. Zeichfußl, C. Wallenhauer, B. Gottlieb, A. Kappel und T. Lüth: *Steuerung für den PAD-Delta3 Roboter auf Basis eines digitalen Signalprozessors*. In: *Robotik 2008 Kongress*, Juni 2008.
- [83] Krejci, P. und K. Kuhnen: *Inverse control of systems with hysteresis and creep*. Control Theory and Applications, IEE Proceedings, 148(3):185–192, Mai 2001.
- [84] Kuhnen, K. und H. Janocha: *Adaptive Inverse Control of Piezoelectric Actuators with Hysteresis Operators*. European Control Conference ECC 1999 (Karlsruhe 31.08.-03.09.1999), auf CD: Conference Proceedings, F291, 1999.
- [85] Kuhnen, K. und H. Janocha: *Operator-based Compensation of Hysteresis, Creep and Force-dependence of Piezoelectric Actuators*. 1st. IFAC-Conference on Mechatronic Systems. Darmstadt, Germany, Seiten 421–426, September 2000.
- [86] Kuhnen, K. und H. Janocha: *Inverse feedforward controller for complex hysteretic nonlinearities in smart material systems*. Proceedings of the IASTED Int. Conf. Modelling, Identification and Control. Innsbruck, Austria, 2001.

- [87] Kuhnen, K. und H. Janocha: *Inverse Steuerung für den Großsignalbetrieb von Piezoaktoren (Inverse Feedforward Control for the Large Signal Operation of Piezoelectric Actuators)*. at - Automatisierungstechnik, 50(9):439, September 2002, ISSN 0178-2312.
- [88] Leang, Kam K. und Santosh Devasia: *Design of hysteresis-compensating iterative learning control for piezo-positioners: Application to atomic force microscopes*. Mechatronics, 16:141–158, 2006.
- [89] Lee, K. C., C. S. Chae, K. H. Lee und G. H. Cho: *Fast Switching Charge Dump assisted Class-D Audio Amplifier with high Fidelity and high Efficiency*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, title=Fast switching charge dump assisted Class-D audio amplifier with high fidelity and high efficiency*, Seiten 3506 –3511, 2008.
- [90] Leung, K. N. und P. K. T. Mok: *Analysis of Multistage Amplifier-Frequency Compensation*. IEEE Trans. Circuits Syst. I, 48(9):1041–1056, September 2001.
- [91] Liess, H. A.: *Untersuchung von Laser-, Funkenerosions- und Räumverfahren zur Herstellung von zyklodischen Mikroverzahnungen*. Dissertation, Technische Universität München, Juni 2005.
- [92] Lipo, T. A., K. Jezernik, T. J. E. Miller und E. J. Woods: *Handbook of Electric Motors*. Marcel Dekker Inc., 2. Auflage, 2004.
- [93] Main, J. A., D. V. Newton, L. Massengill und E. Garcia: *Efficient power amplifiers for piezoelectric applications*. Smart Materials and Structures, 5(6):766–775, 1996.
- [94] Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086: *MAX4295 Mono, 2W, Switch-Mode (Class D) Audio Power Amplifier Datenblatt*, 3. Auflage.
- [95] Mayer, H., I. Nagy, A. Knoll, E. U. Braun, R. Bauernschmitt und R. Lange: *Haptic Feedback in a Telepresence System for Endoscopic Heart Surgery*. Presence, Massachusetts Institute of Technology, 16(5):459–470, Oktober 2007.
- [96] Moulson, A.J. und J. M. Herbert: *Electroceramics: Materials, Properties, Applications*. John Wiley & Sons, 2. Auflage, 2003, ISBN 0-471-49748-7.
- [97] Mulder, M.: *Stability in Haptic Teleoperation Literature Review*. TU Delft, Januar 2006. [www.3me.tudelft.nl](http://www.3me.tudelft.nl).

- [98] Nyboe, F., C.Kaya, L.Risbo und P.Andreani: *A 240W Monolithic Class-D Audio Amplifier Output Stage*. In: *Digest of Technical Papers, IEEE International Solid-State Circuits Conference 2006, ISSCC 2006*, Seiten 1346–1355, 2006.
- [99] Okamura, M., L. N. Verner, C. E. Reiley und M. Mahvash.: *Haptics for Robot-Assisted Minimally Invasive Surgery*. In: *International Symposium Robotics Research*. Springer Tracts in Advanced Robotics, 2008.
- [100] Pagliarulo, P., H. Janocha und K. Kuhnen: *Festkörperaktoren mit Sensor-Eigenschaften*. Tagungsband zum XXI. Messtechnischen Symposium der AHMT, Seiten 13–33, 2007.
- [101] Pawelczak, D.: *Nutzung inhärenter Messeffekte von Aktoren und Methoden zur sensorlosen Positionsmessung im Betrieb*. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Juni 2005.
- [102] Putzeys, Bruno: *The Sound of Music*. Spectrum, IEEE, 45(2):32–33, Februar 2008.
- [103] Qi, X., M. V. Sivak und A. M. Rollins: *Optical Coherence Tomography. Biological and Medical Physics, Biomedical Engineering: Technology and Applications*. Springer, Berlin, 1. Auflage, 2008.
- [104] Raoufi, C., P. Ben-Tzvi, A. A. Goldenberg und W. Kucharczyk: *A MR-Compatible Tele-Robotic System for MRI-Guided Intervention: System Overview and Mechanical Design*. In: *Proceedings of the 2007 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Seiten 1795–1800, San Diego, CA, USA,, Oktober 2007. IEEE/RSJ.
- [105] Reiländer, Udo: *Das Großsignalverhalten piezoelektrischer Aktoren*. Dissertation, Technische Universität München, Lehrstuhl für Feingerätebau und Mikrotechnik, 2003.
- [106] Rissing, M., Janocha H. und T. Würtz: *Analoger Leistungsverstärker mit Energierückgewinnung für piezoelektrische Aktoren*. Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik, 7. GMM/ETG-Fachtagung, Seiten 135–140, Juni 2007.
- [107] Rissing, M., M. Klein, K. Kuhnen und H. Janocha: *Determining the electromechanical characteristics of piezoelectrics stack actuators during life-cycle testing*. Proc. 2nd Int. Conf. Test 2003, Nürnberg, Seiten 115–120, Mai 2003.



- [108] Robotics und Automation Handbook: *Robotics and Automation Handbook*. CRC Press, 2004.
- [109] Rucha, Johannes: *Charakterisierung eines formschlüssigen Piezorotationsantriebs zur Anwendung als sensorloser Präzisionsantrieb*. Dissertation, Fakultät für Maschinenwesen der Technischen Universität München, 2009.
- [110] Ruschmeyer, Karl: *Piezokeramik: Grundlagen, Werkstoffe und Applikationen*. Expert-Verlag, 1995.
- [111] Sabate, J., L.J. Garces, P.M. Szczesny, Qiming Li und W.F. Wirth: *High-power high-fidelity switching amplifier driving gradient coils for MRI systems*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, Band 1, Seiten 261 – 266 Vol.1, 2004.
- [112] Sawyer, C. B. und C. H. Tower: *Rochelle Salt as a Dielectric*. *Physical Review*, 35(3):269–273, 1930.
- [113] Schenck, John. F.: *The role of magnetic susceptibility in magnetic resonance imaging: MRI magnetic compatibility of first and second kinds*. *Med. Phys.*, 23(6):815–850, Juni 1996.
- [114] Self, Douglas: *Audio Power Amplifier Design Handbook*. Newnes, Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, 4. Auflage, 2006.
- [115] Shu, W. und J.S. Chang: *THD of closed-loop analog PWM Class-D amplifier*. *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, 55(6):1769–1777, Juli 2007.
- [116] Shu, Wei und J.S. Chang: *Power Supply Noise in Analog Audio Class D Amplifiers*. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-I: REGULAR PAPERS*, 56(1):84–96, Januar 2009.
- [117] Soper, N. J., L. L. Swanstrom und W. S. Eubanks: *Mastery of Endoscopic and Laparoscopic Surgery*. Lippincott Williams & Wilkins, 4. Auflage, Oct 2008.
- [118] Spanner, K.: *Survey of the various operating principles of ultrasonic piezomotors*. In: *Proceedings of the 10th International Conference on New Actuators*, 2006.
- [119] Stiebel, C. und H. Janocha: *New Concept of a Hybrid Amplifier for Driving Piezoelectric Actuators*. 1st IFAC-Conference on Mechatronic Systems Darmstadt, Seiten 379–384, September 2000.

- [120] Stiebel C., Würtz Th., Janocha H.: *Leistungsverstärker für piezoelektrische Aktoren*. Elektronik, 12:82–88, 2001.
- [121] Sutherland, G. R., I. Latour und A D. Greer: *Integrating an Image-Guided Robot with Intraoperative MRI*. Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE, 27(3):59–65, Mai 2008.
- [122] Tada, M. und T. Kanade: *Design of an MR-Compatible Three-Axis Force Sensor*. In: *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS 2005)*, Seiten 3505–3510, Dezember 2005.
- [123] Tan, M. T., J. S. Chang, H. C. Chua und B. H. Gwee: *An Investigation Into the Parameters Affecting Total Harmonic Distortion in Low-Voltage Low-Power Class-D Amplifiers*. IEEE Trans. Circuits Syst. I, 50(10):1304–1315, Oktober 2003.
- [124] Tavakoli, M. und R. D. Howe: *Haptic Effects of Surgical Teleoperator Flexibility*. The International Journal of Robotics Research, 28(10):1289–1302, 2009.
- [125] Tierney, M. J., T. G. Cooper, C. A. Julian, S. J. Blumenkranz, G. S. Guthart und R. G. Young: *Mechanical actuator interface system for robotic surgical tools*, 2009.
- [126] Tse, Z. T. H., H. Elhawary, A. Zivanovic, M. Rea, M. Paley, G. Bydder, B. L. Davies, I. Young und M. U. Lampert: *A 3-DOF MR-Compatible Device for Magic Angle Related In Vivo Experiments*. IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS, 13(3):316–323, Juni 2008.
- [127] Uchino, Kenji: *Piezoelectric Actuators and Ultrasonic Motors (Electronic Materials: Science & Technology)*. Springer, Berlin, 1. Auflage, Oktober 1996.
- [128] Uchino, Kenji: *Piezoelectric ultrasonic motors: overview*. Smart Materials and Structures, 7(3):273–285, 1998.
- [129] Vas, P.: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998, ISBN 0-19-856465-1.
- [130] Vas, Peter: *Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-neural, and Genetic-Algorithm-based Techniques*. OUP Oxford, März 1999.
- [131] Vogl, M., T. Kraus, R. Zeichfüßl, C. Wallenhauer, B. Gottlieb, A. Kappel und T.C. Lüth: *Development of a MRI-safe Piezo Actuator Drive (PAD)*. In: *Actuator 2008, 11th Int. Conf. on New Actuators*, Juni 2008.

- [132] Vogl, M., T. Kraus, R. Zeichfüßl, C. Wallenhauer, B. Gottlieb, A. Kappel, M. Peller und T. C. Lüth: *A New Piezo Actuator Drive for Magnetic Resonance Imaging*. IFMBE Proceedings. World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering, September 7 - 12, 2009, Munich, Germany, 25(6):271–273, September 2009.
- [133] Wallenhauer, C., B. Gottlieb, A. Kappel, T. Schwebel, J. Rucha und T. Lüth: *Accurate Load Detection Based on a New Piezoelectric Drive Principle Employing Phase-Shift Measurement*. Journal of Microelectromechanical Systems, 16:344–350, 2007, ISSN 1057-7157.
- [134] Wallenhauer, C., B. Gottlieb, R. Zeichfüßl und A. Kappel: *Efficiency-Improved High-Voltage Analog Power Amplifier for Driving Piezoelectric Actuators*. Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, 57(1):291–298, jan 2010.
- [135] Wallenhauer, C., A. Kappel, B. Gottlieb, T. Schwebel und T. Lüth: *Efficient class-B analog amplifier for a piezoelectric actuator drive*. Mechatronics, 19(1):56–64, Februar 2009.
- [136] Wang, Y., G. A. Cole, H. Su, J. G. Pilitsis und G. S. Fischer: *MRI compatibility evaluation of a piezoelectric actuator system for a neural interventional robot...*. Conf Proc IEEE Eng Med Biol Soc, 1:6072–6075, September 2009.
- [137] Wannemacher, M., J. Debus und F. Wenz: *Strahlentherapie*. Springer, Berlin, 1. Auflage, November 2006.
- [138] Williams, A. L. W. und W. J. Brown: *Piezoelectric Motor, US-Patent 2439499*, April 1948.
- [139] Wu, K.: *Switch-Mode Power Converters*. Elsevier Academic Press, 2006, ISBN 0-12-088795-9.
- [140] Yoshihiko, K., T. Tsumuki und K. Mizuhara K. Chinzei: *Driving Modes and their MR-Compatibility of Piezoelectric Actuator*. Journal of Japan Society of Computer Aided Surgery, 7(2):179–180, 2005.
- [141] Zeichfüßl, R.: *Entwicklung eines Demo-Systems zur Ansteuerung eines piezoelektrischen Ringmotors (PAD) insbesondere in Robotikapplikationen*. Diplomarbeit, Technische Universität München, 2007.

- [142] Zeichfüßl, R., B. Gottlieb, C. Wallenhauer, S. Herzig, A. Kappel und T.C. Lüth: *A Method for Auto-Adjustment of a New Piezoelectric Drive*. IEEE International Conference on Mechatronics 2009, Seiten 1–6, April 2009.
- [143] Zeichfüßl, R., B. Gottlieb, C. Wallenhauer, A. Kappel und T. Lüth Germany: *A Powerful and Efficient Switch-Mode Power Stage for a New Piezoelectric Drive*. PCIM Europe 2009, 2009.

# A. Anhang

## A.1. Verzeichnisse der Formelzeichen und Abkürzungsverzeichnis

### Verzeichnis der Formelzeichen

$a$	Spaltmaß
$a(\omega)$	Übertragungsfunktion
$A(t)$	Ausgangsgröße allgemein
$A_p$	Elektrodenfläche
$A_v$	Verstärkungsfaktor
$C$	elektrische Kapazität (Index 1,2,3..)
$C_p$	elektrische Kapazität des Piezoaktors
$d$	piezoelektrische Verzerrungskoeffizienten
$d_q$	digitalisiertes Ladungsmesssignal 1 Bit
$d_u$	digitalisiertes Spannungsmesssignal 1 Bit
$d_x$	mechanische Dämpfung x-Aktor
$d_y$	mechanische Dämpfung y-Aktor
$d_A$	Durchmesser der Abtriebswelle
$d_W$	Durchmesser der Motorwelle
$d_{33}$	longitudinale piezoelekt. Ladungskonstante
$D$	dielektrische Verschiebung
$D_{33}$	piezoelekt. Ladungskonstante des Stapelaktors
$E$	elektrische Feldstärke
$E(t)$	Eingangsgröße allgemein
$E_C$	Koerzitivfeldstärke
$E_m$	Empfindlichkeit
$f$	Funktion allgemein
$f_c$	Grenzfrequenz, $f_c = \omega_c/2\pi$
$f_p$	Frequenz des Aktoransteuersignals
$f_s$	Abtastfrequenz

$F$	Kraft
$g$	Funktion allgemein
$g_0$	Erdbeschleunigung
$h$	relative Hysteresebreite bzgl. der Auslenkung
$i$	Stromsignal
$i_p$	Aktorstromsignal
$I$	elektrischer Strom
$I_p$	Aktorstromamplitude
$I_{0p}$	Gleichanteil des Aktorstroms
$J_W$	Trägheitsmoment der Motorwelle
$k$	Federsteifigkeit allgemein
$k_p$	Federsteifigkeit des Aktors
$k_x$	Federsteifigkeit des x-Aktors
$k_y$	Federsteifigkeit des y-Aktors
$l_h$	Hysteresese der Auslenkung bei halber Ansteuerspannung
$l_s$	Schichtdicke
$l_0$	Aktorgrundlänge
$m$	Masse
$m_x$	Masse, dem x-Aktor zugeschlagen
$m_y$	Masse, dem y-Aktor zugeschlagen
$M$	Drehmoment
$n$	Anzahl allgemein
$n_p$	Anzahl der Aktorschichtzahl
$N_s$	Anzahl der Stützstellen pro kompletter Ansteuerperiode
$p$	bauteilbezogene Verlustleistung
$P$	elektrische Polarisierung
$P_r$	remanente Polarisierung
$q_p$	Aktorladungssignal
$q_x$	Aktorladungssignal, x-Aktor
$q_y$	Aktorladungssignal, y-Aktor
$Q_p$	Aktorladungsamplitude
$Q_{0p}$	Gleichanteil der Aktorladung
$r$	Radius
$r_A$	Radius der Abtriebswelle
$R$	ohmscher Widerstand(Index 1,2,3..)

$R_p$	Aktorleckwiderstand
$s$	Elastizitätskonstante
$S$	mechanische Dehnung
$S_E$	Standardabweichung
$t$	Zeit allg.; mit Index Zeitpunkt
$T$	mechanische Spannung
$THD$	Gesamte harmonische Verzerrung
$T_p$	Periodendauer des Aktoransteuersignals
$u$	elektrisches Spannungssignal
$u_a$	Spannungssignal allgemein
$u_i$	Effektivwert der i. Oberwelle
$u_p$	Aktorspannungssignal allg.
$u_q$	Ladungsmesssignal (Spannung)
$u_u$	Spannungsmesssignal
$u_x$	Aktorspannungssignal, x-Aktor
$u_y$	Aktorspannungssignal, y-Aktor
$u_M$	Messspannungssignal
$u_0$	Effektivwert der Grundwelle
$U$	elektrische Spannung
$U_D$	Diodenspannungsabfall
$U_{Dn}$	Diodenspannungsabfall normiert auf Versorgungsspannung
$U_{DD}$	Positive Versorgungsspannung
$U_p$	Aktorspannungsamplitude
$U_{SS}$	Negative Versorgungsspannung
$U_{0p}$	Gleichanteil der Aktorspannung
$x$	Messwert
$\beta$	Drehwinkel der Motorwelle
$\Delta\beta$	Drehwinkelabweichung
$\Delta l$	Aktorlängenänderung
$\Delta l_m$	volle Aktorlängenänderung
$\Delta n$	Anzahl von Stützstellen
$\Delta s$	zurückgelegter Weg
$\Delta t$	Zeitdifferenz
$\Delta\varphi$	Phasendifferenz allgemein
$\Delta\varphi_e$	elektrische Phasendifferenz

$\Delta\varphi_m$	mechanische Phasendifferenz
$\varepsilon$	Permittivität
$\eta$	Wirkungsgrad
$\mu$	Reibkoeffizient
$\omega$	Kreisfrequenz
$\omega_c$	Grenzfrequenz, $\omega_c = 2\pi f_c$
$\phi$	Phase allgemein



## Verzeichnis der Abkürzungen

<i>ASCII</i>	American Standard Code for Information Interchange
<i>ASIC</i>	Application-Specific Integrated Circuit
<i>CORDIC</i>	COordinate Rotation DIgital Computer
<i>DSP</i>	digital signal processor
<i>DTC</i>	Direct Torque Control
<i>DUT</i>	Device Under Test, Prüfling
<i>FFT</i>	Fast Fourier Transform
<i>FPGA</i>	Field Programmable Gate Array
<i>IO</i>	Input-Output
<i>JAVA</i>	Eigennamen der Programmiersprache
<i>LUT</i>	lookup table
<i>MR-</i>	Magnetresonanz-
<i>MRT</i>	Magnetresonanztomograph
<i>PI – Regler</i>	Proportional-Integral-Regler
<i>PWM</i>	Pulsweitenmodulation
<i>PSRR</i>	Power Supply Rejection Ratio
<i>RAM</i>	Random-access memory
<i>RISC</i>	Reduced Instruction Set Computer
<i>ROM</i>	Read-only memory
<i>SPICE</i>	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
<i>UART</i>	universal asynchronous receiver/transmitter
<i>USB</i>	Universal Serial Bus
<i>VHDL</i>	VHSIC hardware description language
<i>VHSIC</i>	very-high-speed integrated circuit

## A.2. Eingesetzte Labortechnik

In der folgenden Tabelle (Tab. A.2) ist die für die Messungen eingesetzte Mess- und sonstige Labortechnik den entsprechenden Textabschnitten, Diagrammen und Abbildungen zugeordnet. Die für Modelle verwendeten Aktorparameter, wie die Großsignalkapazität und  $D_{33}$ , sind nur näherungsweise und für gegebene Ansteueramplituden und -frequenzen bestimmbar (vgl. Abb. 2.12). Angegeben sind die Parameter in der Arbeit für elektrisch und mechanisch parallel geschaltete Aktorpaare bestehend aus Einzelak-

toren nach Tab. 2.1. Ausführliche Messreihen zu Aktorparametern sind durch Herzig in [59] dokumentiert.

Kurzname	Gerätebezeichnung	Messungen zu Abb.
Digitalmultimeter	Fluke 187	6.6, 6.7
Oszilloskop	LT224	2.12, 5.11
Oszilloskop	LC534L	4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 5.12, 5.14, 6.8
LDV Controller	OFV 3001	2.12, 5.11
LDV Messkopf	OFV 512	2.12, 5.11
Leistungsverstärker	D*ASS AVU 200/80P	2.12, 5.11, 5.12
Messsystem	HBM MGCplus	6.3, 6.4
Waage	Sartorius LA5200P	4.1, 4.2, 4.3, 6.1, 6.3
Triangulationssensor	$\mu\epsilon$ ILD 2200-200	S.115
Drehmoment-Messwelle	HBM T5	6.1, 6.3, 6.4
Netzteil	TTi EX 752M	5.14, 6.6, 6.7, 6.8
Netzteil	Heinzinger LNG 350-06	5.14, 6.6, 6.7, 6.8
Signalgenerator	Agilent 33250A	2.12, 5.11, 5.12, 5.14, 6.6, 6.7, 6.8

### A.3. Ableitungen, Zwischenschritte

#### A.3.1. Zwischenschritte: Gleichung (5.5) zu Gleichung (5.6)

Ausgangspunkt sind die Gleichung (5.5) und die Gleichung zur Beschreibung des Aktoransteuersignals  $u_p$ .

$$i_p = C_p \frac{du_p}{dt} \quad \text{und} \quad u_p = U_p + U_p \cos(\omega t) \quad (\text{A.1})$$

Die Gleichung zur Beschreibung der Aktorspannung wird in die Gleichung zum Aktorstrom eingesetzt und nach der Zeit abgeleitet.

$$i_p = C_p \frac{d(U_p + U_p \cos(\omega t))}{dt} \quad \text{führt zu} \quad i_p = C_p U_p \omega \sin(\omega t) \quad (\text{A.2})$$

Zielgröße für Gleichung (5.6) ist die Spannung des Ladungsspeichers  $u_{C1}$ . Allgemein gilt für  $i_{C1}$  in Abhängigkeit von  $u_{C1}$ :

$$i_{C1} = C_{C1} \frac{du_{C1}}{dt} \quad (\text{A.3})$$

Nach Abb. 5.15 und Tab. 5.4 ist in Abhängigkeit von den Schaltzuständen der Ladestrom  $i_{C1}$  gegeben durch:

$$i_{C1} = \begin{cases} -i_p, & \text{für Zustände (a) und (c)} \\ 0, & \text{für Zustände (b) und (d)} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

Aus (A.2) und (A.4) für die Schaltzustände (a) und (c) folgt:

$$i_{C1} = -C_p U_p \omega \sin(\omega t) \quad (\text{A.5})$$

Die zur Beschreibung des Ladestromes  $i_{C1}$  abgeleitete Gleichung (A.5) wird in (A.3) eingesetzt.

$$-C_p U_p \omega \sin(\omega t) = C_{C1} \frac{du_{C1}}{dt} \quad \rightarrow \quad -\frac{C_p}{C_{C1}} U_p \omega \int \sin(\omega t) dt = u_{C1} \quad (\text{A.6})$$

Gleichung (A.6) lässt sich wie folgt lösen, wobei A die Integrationskonstante ist:

$$u_{C1} = A - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \cos(\omega t) \quad (\text{A.7})$$

Die Integrationskonstante A nimmt für die Schaltzustände (a) und (c) unterschiedliche Werte an und wird deshalb für (c) als  $A_f$  und für (a) als  $A_g$  definiert. Für die Schaltzustände (b) und (d) ist der Ladestrom  $i_{C1}$  Null und deshalb (vgl. Gleichung (A.3)) die Spannung über dem Kondensator C1 konstant. Zusammenfassend folgt daraus Gleichung (5.6)  $\equiv$  (A.8):

$$u_{C1} = \begin{cases} f = A_f - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \cos(\omega t), & \text{für Zustand (c)} \\ g = A_g - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \cos(\omega t), & \text{für Zustand (a)} \\ konst., & \text{für Zustand (b), (d)} \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

### A.3.2. Berechnung von Af und t2

Die Berechnung geht vom Gleichungssystem (5.7) aus, welches im Folgenden den Referenzbezeichner (A.9) erhält.

$$\begin{aligned} u_{C1}(t_2) &= u_p(t_2) \\ u_p(t_2) - U_p &= U_p - u_{C1}(t = 0) \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

In das Gleichungssystem wird  $u_p$  nach (A.1) und  $u_{C1}$  nach (A.8) (Zustand (c)) eingesetzt. Weiterhin werden die Vereinfachungen  $\cos(0) = 1$  und  $U_p - U_p = 0$  vorgenommen.

$$\begin{aligned} A_f - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \cos(\omega t_2) &= U_p + U_p \cos(\omega t_2) \\ U_p \cos(\omega t_2) &= U_p - A_f + \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Die 2. Gleichung des Systems (A.10) wird in die 1. Gleichung eingesetzt und nach  $A_f$  umgestellt.

$$A_f - \frac{C_p}{C_{C1}} (U_p - A_f + \frac{C_p}{C_{C1}} U_p) = U_p + U_p - A_f + \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \quad (\text{A.11})$$

$$A_f - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p + \frac{C_p}{C_{C1}} A_f - \left( \frac{C_p}{C_{C1}} \right)^2 U_p = 2U_p - A_f + \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \quad (\text{A.12})$$

$$2A_f + \frac{C_p}{C_{C1}} A_f = 2U_p + 2\frac{C_p}{C_{C1}} U_p + \left( \frac{C_p}{C_{C1}} \right)^2 U_p \quad (\text{A.13})$$

Die Division beider Seiten der Gleichung durch 2, das Ausklammern von  $A_f$  und  $U_p$  sowie das Umstellen nach  $A_f$  führen zur 1. Gleichung von (5.12)  $\equiv$  (A.14):

$$A_f = U_p \frac{1 + \frac{C_p}{C_{C1}} + \frac{1}{2} \left( \frac{C_p}{C_{C1}} \right)^2}{1 + \frac{1}{2} \frac{C_p}{C_{C1}}} \quad (\text{A.14})$$

Die Berechnung von  $t_2$  erfolgt auf Basis der 2. Gleichung des Systems (A.10).

$$U_p \cos(\omega t_2) = U_p - A_f + \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \quad (\text{A.15})$$

Die Division durch  $U_p$  und Auflösen nach  $t_2$  führt zur 3. Gleichung von (5.12)  $\equiv$  (A.17):

$$\cos(\omega t_2) = 1 - \frac{A_f}{U_p} + \frac{C_p}{C_{C1}} \quad (\text{A.16})$$

$$t_2 = \frac{\arccos \left( 1 - \frac{A_f}{U_p} + \frac{C_p}{C_{C1}} \right)}{\omega} \quad (\text{A.17})$$

### A.3.3. Berechnung von $A_g$ und $t_4$

Die Rechnung für  $A_g$  und  $t_4$  ist vergleichbar der soeben ausgeführten Rechnung für  $A_f$  und  $t_2$ . Ausgangspunkt ist das Gleichungssystem (5.8)  $\equiv$  (A.18):

$$\begin{aligned} u_{C1}(t_4) &= u_p(t_4) \\ U_p - u_p(t_4) &= u_{C1} \left( t = \frac{T}{2} \right) - U_p \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

Für  $u_p$  wird (A.1), für  $u_{C1}$  (A.8), Zustand (a) eingesetzt und es werden Vereinfachungen bezüglich  $\cos(\pi) = -1$  ( $\frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$  und  $\omega = 2\pi f$ , d.h.  $\omega\frac{T}{2} = \pi$ ) und  $U_p - U_p = 0$  vorgenommen.

$$\begin{aligned} A_g - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \cos(\omega t_4) &= U_p + U_p \cos(\omega t_4) \\ U_p \cos(\omega t_4) &= U_p - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p - A_g \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Die 2. Gleichung des Gleichungssystems (A.19) wird in die erste eingesetzt.

$$A_g - \frac{C_p}{C_{C1}} (U_p - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p - A_g) = U_p + U_p - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p - A_g \quad (\text{A.20})$$

Die Gleichung wird nach  $A_g$  umgestellt und führt zur gesuchten 2. Gleichung des Systems (5.12)  $\equiv$  (A.23).

$$2A_g - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p + \left(\frac{C_p}{C_{C1}}\right)^2 U_p + \frac{C_p}{C_{C1}} A_g = 2U_p - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p \quad (\text{A.21})$$

$$2A_g + \frac{C_p}{C_{C1}} A_g = 2U_p - \left(\frac{C_p}{C_{C1}}\right)^2 U_p \quad (\text{A.22})$$

$$A_g = U_p \frac{2 - \left(\frac{C_p}{C_{C1}}\right)^2}{2 + \frac{C_p}{C_{C1}}} \quad (\text{A.23})$$

Die Berechnung von  $t_4$  erfolgt vergleichbar der Berechnung von  $t_2$ , auf Basis der 2. Gleichung des Gleichungssystems (A.19).

$$U_p \cos(\omega t_4) = U_p - \frac{C_p}{C_{C1}} U_p - A_g \quad (\text{A.24})$$

Das Umstellen nach  $t_4$  führt zu:

$$t_4 = \frac{\arccos\left(1 - \frac{A_g}{U_p} - \frac{C_p}{C_{C1}}\right) \Big|_{[\pi, 2\pi]}}{\omega} \quad (\text{A.25})$$

Zur Berechnung von  $t_4$  kommt die Umkehrfunktion des Kosinus, der Arkuskosinus, zur Anwendung. Die Umkehrfunktion setzt ein streng monotonen Verhalten der Ursprungsfunktion voraus, welches für die Kosinusfunktion nur abschnittsweise gegeben ist. Der Wertebereich des sogenannten Hauptasts des Arkuskosinus ist  $[0, \pi]$ . Aus Abb. 5.16 geht hervor, dass  $t_4$  im Bereich  $\left[\frac{T}{2}, T\right]$  zu erwarten ist. Nach Abb. A.1 entspricht dieser Wertebereich einem Nebenast der Arkuskosinusfunktion im Intervall  $[\pi, 2\pi]$ . Unter Nutzung

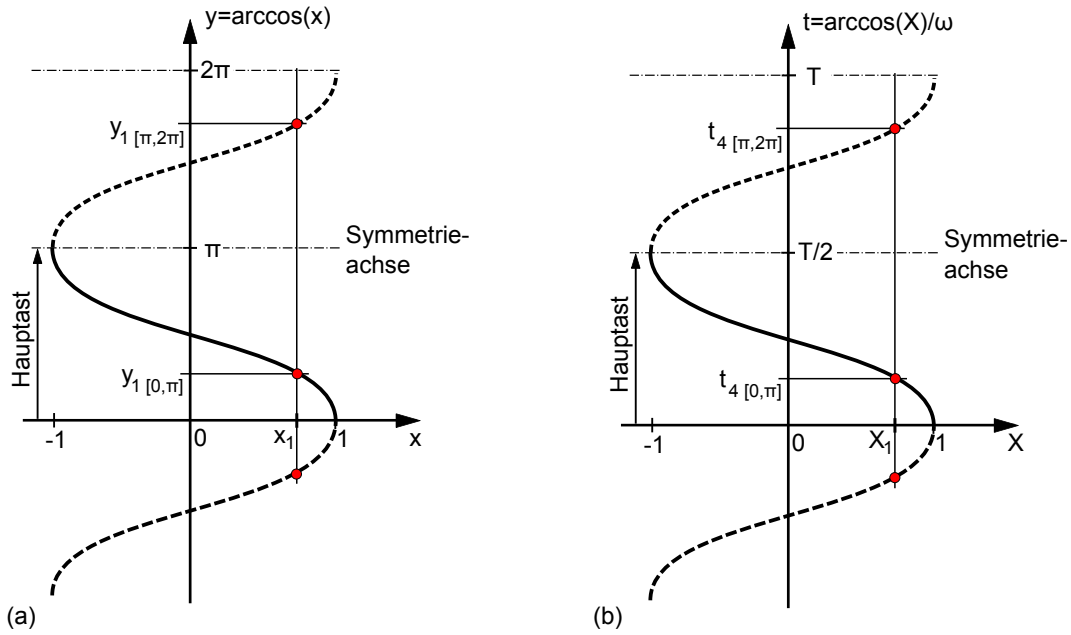


Abb. A.1: Darstellung der Umkehrfunktionen der Kosinusfunktion (Arkuskosinus), des Hauptasts und zweier Nebenästen und eines Wertepaares bezüglich des Haupt- und der Nebenäste, (a) allgemein und (b) für Gleichung (A.25) mit  $X_1 = 1 - \frac{A_g}{U_p} - \frac{C_p}{C_{C1}}$

der Symmetrieeigenschaften der Kosinusfunktion lässt sich  $t_4$  über den Hauptast der Arkuskosinusfunktion nach Gleichung (A.26) berechnen.

$$t_4 = T - \frac{\arccos\left(1 - \frac{A_g}{U_p} - \frac{C_p}{C_{C1}}\right)\Big|_{[0,\pi]}}{\omega} \quad (\text{A.26})$$