



TECHNISCHE  
UNIVERSITÄT  
DARMSTADT

Institut für Elektromechanische Konstruktionen  
HABILITATIONSSCHRIFT

---

# Entwurfskriterien feinwerktechnischer integrierter Sensor–Aktor–Systeme

---

Dr. rer. nat. Peter P. Pott

---

Wenn Du schnell gehen willst, gehe alleine.  
Wenn Du weit kommen willst, gehe zusammen.

afrikanisches Sprichwort

---

# Vorwort

Diese Habilitationsschrift wurde im Rahmen der Tätigkeit des Autors am Institut für Elektromechanische Konstruktionen der Technischen Universität Darmstadt verfasst. Er leitet dort seit April 2009 die Arbeitsgruppe *Mikromechatronik* und ist darüber hinaus seit September 2011 wissenschaftlicher Geschäftsführer des Instituts. Große Teile der Arbeit sind entstanden im Rahmen der Arbeit des Autors im LOEWE-Zentrum Adaptronik — Research, Innovation, Application (AdRIA), das der hessischen Landes-Offensive zur Entwicklung Wissenschaftlich-ökonomischer Exzellenz (LOEWE) entspringt.

Er forscht an verschiedenen Fragestellungen der Piezo-Antriebstechnik, der Mechatronik, der Adaptronik, der Medizintechnik und der Mensch-Maschine-Interaktion. Konkrete Fragestellungen sind Wirkprinzipien, Energieeffizienz, Funktionsintegration und der Systementwurf. Die umfassende Klammer lässt sich mit dem Schlagwort *Sensor-Aktor-Systeme* treffend beschreiben. Die Methoden und Vorgehensweisen orientieren sich an Guter Ingenieurischer Praxis und beinhalten die Entwicklungsmethodik nach VDI 2206, mathematische und numerische Modellierung und Simulation sowie Validierung und Charakterisierung im Experiment.

Die vorliegende Arbeit fasst die Projekte und Ergebnisse der vergangenen Jahre in einer verständlichen und lesbaren Form zusammen und gibt einen Überblick über die wissenschaftlichen Leistungen des Autors und seiner Gruppe. Die Arbeit beinhaltet einen umfangreichen Teil zur Technologie und Miniaturisierbarkeit von Aktor- und Sensorprinzipien (Kapitel 3). Diese für den Aufbau *integrierter* Sensor-Aktor-Systeme wichtigen Schlüsseltechnologien verdienen eine eingehende und — besonders — eine verallgemeinerte Betrachtung. Im Anhang wird auf eine Reihe herausragender und typischer Veröffentlichungen des Autors verwiesen, auf die im Text an vielen Stellen verwiesen wird. Hier zeigt sich der hybride Charakter der vorliegenden Schrift, die die Eigenschaften einer klassischen Monographie mit denen einer kumulativen Arbeit verbindet. Die beschriebenen Ergebnisse sind alle der Initiative (Drittmittelakquise, Anleitung oder Aktivität) des Autors zuzuschreiben, sind aber auch Leistungen der

---

Mitarbeiter der Gruppe des Autors sowie von Studierenden. Allen sei bereits an dieser Stelle hiermit ein großer Dank ausgesprochen.

Diese Schrift richtet sich an Studierende der Elektrotechnik, der Mechanik, des Maschinenbaus und der verwandten Fächer. Sie richtet sich auch an Ingenieurinnen und Ingenieure, die sich mit der Entwicklung integrierter feinwerktechnischer Sensor–Aktor–Systeme beschäftigen wollen, beschreibt den Entwurfsprozess bzw. dessen Kriterien und illustriert dies mit Beispielen aus der Arbeit des Autors am Institut für Elektromechanische Konstruktionen der Technischen Universität Darmstadt. Ziel ist es, den Systementwurf schneller und sicherer, d.h. weniger abhängig von der Erfahrung und der Intuition des Konstrukteurs<sup>1</sup> zu gestalten. Ein weiteres Ziel ist es, die wissenschaftlichen Leistungen und Erkenntnisse des Autors im Rahmen dieser Habilitationsschrift zu dokumentieren. Diese Schrift wurde im März 2014 der Habilitationskommission am Fachbereich Elektro- und Informationstechnik der Technischen Universität Darmstadt vorgelegt und angenommen. Nach dem erfolgreichen Habilitationsvortrag am 14. April 2015 erfolgt nun die Veröffentlichung der Schrift.

Darmstadt, im Juni 2015

Dr. Peter P. Pott

---

<sup>1</sup>Im Folgenden wird auf eine inklusive Sprachregelung zugunsten eines flüssigeren Lesens verzichtet. Leserinnen sind ausdrücklich angesprochen.

---

# Danksagung

Eine Arbeit wie die Vorliegende ist stets von der Zuarbeit Anderer geprägt aber auch abhängig. Die beschriebenen Ergebnisse sind alle der Initiative des Autors zuzuschreiben, besonders sind sie aber auch Leistungen der Mitarbeiter der Nachwuchsgruppe des Authors. An dieser Stelle sei daher Alvaro Carrasco, Markus Hessinger, Jürgen Hielscher<sup>1</sup>, Mark Kohlstedt, Sebastian Matich, Roman Müller, Carsten Neupert<sup>1</sup> und Daniel Pfeffer ganz herzlich gedankt. Auch den Studierenden, die sich im Rahmen von Abschlussarbeiten aber auch HiWi-Tätigkeiten aktiv und kreativ mit eingebracht haben, gilt großer Dank.

Für die Übernahme der Mentorenschaft dieser Arbeit und die fundierte Kritik möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Helmut F. Schlaak sehr herzlich danken. Darüber hinaus möchte ich ihm auch Dank für die vielen Freiräume und die Möglichkeit, junge Kollegen mit Blick auf Forschung und Lehre zu betreuen und anzuleiten sowie gemeinsam vorzeigbare Resultate zu erarbeiten, aussprechen. Die Arbeit am Institut EMK bietet vielfältige Möglichkeiten, persönlichen wissenschaftlichen Interessen nachzugehen. Nicht zuletzt ermöglichte er es mir, mein internationales Netzwerk zu festigen und meinen persönlichen Horizont zu erweitern. Auch Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Roland Werthschützky möchte ich für den wertvollen Input besonders zu den Themen Entwurf und Sensorik herzlich danken.

Wertvolle Impulse für diese Arbeit kamen auch von der Habilitationskommission am Fachbereich Elektro- und Informationstechnik der Technischen Universität Darmstadt. Besonders nach dem Zwischenvortrag Ende August 2013 war es mir möglich, den Fokus meiner Arbeit zu schärfen und die wissenschaftlichen Aspekte meiner Tätigkeit stärker zu betonen. Vielen Dank hierfür.

Ganz besonders danken jedoch möchte ich meiner Frau Kerstin, deren un-

---

<sup>1</sup>Herr Hielscher und Herr Neupert gehören offiziell nicht zur Gruppe, sind aber über das Projekt ORTHESE bzw. das Projekt FLEXMIN mit in die Arbeiten einbezogen.

---

bedingte Unterstützung allein die Fertigstellung dieses Werkes ermöglicht hat. Ihre Geduld und ihr Verständnis für Sorgen und Nöte, die während der Arbeit an dieser Schrift über einen langen Zeitraum oft und deutlich zu Tage traten, sind unübertroffen und verdienen höchste Anerkennung. Ich möchte auch meinen Kindern Jonathan, Pauline und Kornelius großen Dank aussprechen für das Lächeln, das sie mir trotz allem während der letzten Monate des aufreibenden Endspurts immer wieder auf die Lippen gezaubert haben. Nicht zuletzt gilt mein Dank all den helfenden Händen, korrekturlesenden Augen und guten Zurednern, die mich ermutigt haben.

---

# Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit bietet nicht nur einen Überblick über die Tätigkeit des Autors in den vergangenen Jahren am Institut für Elektromechanische Konstruktionen, sondern in Kapitel 2 auch einen fundierten Einblick in den Stand der Technik der integrierten Sensor-Aktor-Systeme. Diese werden unterschieden in integrierte Systeme, Aktorsysteme, die die sensorische Teilfunktion als Nebeneffekt ausnutzen und Aktoren mit intrinsischen Messverfahren. Dem voran gehen Überlegungen zum Entwicklungsprozess als solchem mit Blick auf integrierte feinwerktechnische Sensor-Aktor-Systeme. Deutlich wird, dass sich der überschaubare Entwicklungsumfang auf Komponentenebene gut in bekannte Product Lifecycle Management Prozesse eingliedern und mit den bekannten Modellen umfassend beschreiben lässt. Besonders hervorzuheben und von einem wissenschaftlichen Standpunkt betrachtet sind die Betrachtungen zur Miniaturisierbarkeit von Sensor- und Aktorprinzipien in Kapitel 3, aus denen wertvolle Anregungen und Erkenntnisse für die Gestaltung zukünftiger Projekte in diesem Forschungsgebiet für Belange der Wissenschaft aber auch für die industrielle Produktentwicklung abgeleitet werden können. Deutlich wird hier, dass für Aktoren besonders die Leistungsdichte ein Auslegungskriterium darstellt. Für Sensoren hingegen kann das Signal-Rausch-Verhältnis als die Miniaturisierung limitierendes Kriterium identifiziert werden. Dies gilt unabhängig von den Anwendungs- und Praxisbeispielen, die in Kapitel 4 die Bandbreite der durchgeführten Arbeiten widerspiegeln und kann auch getrennt von den in Kapitel 5 angestellten Überlegungen zu den Aspekten, die während des Entwurfsprozess zu beachten sind, betrachtet werden. Der Entwurfsprozess und seine Modellierung mit Hilfe verschiedener Ansätze wurde in Kapitel 1 beschrieben und dient als Ausgangspunkt für zahlreiche Entwicklungen im Wirkungsbereich des Autors.



---

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einführung</b>	<b>1</b>
1.1	Einleitung . . . . .	1
1.2	Begriffsdefinitionen . . . . .	2
1.2.1	Sensor–Aktor–System . . . . .	2
1.2.2	Feinwerktechnik . . . . .	2
1.2.3	Integration . . . . .	3
1.2.4	Sensor . . . . .	3
1.2.5	Aktor . . . . .	4
1.2.6	System . . . . .	5
1.3	Modellierung des Systemwurfsprozesses . . . . .	5
1.4	Konstruktiver Entwurf . . . . .	9
1.5	Modellierung des Systemverhaltens . . . . .	10
1.6	Zusammenfassung . . . . .	16
<b>2</b>	<b>Stand der Technik</b>	<b>17</b>
2.1	Einteilung von Sensor–Aktor–Systemen . . . . .	18
2.1.1	Sensor in Aktor integriert . . . . .	18
2.1.2	Sensor als Nebeneffekt . . . . .	27
2.1.3	Sensorprinzip intrinsisch . . . . .	31
2.1.4	Zusammenfassung . . . . .	37
2.2	Miniaturisierung . . . . .	37
<b>3</b>	<b>Technologie und Miniaturisierung</b>	<b>41</b>
3.1	Aktorprinzipien . . . . .	41
3.1.1	Elektrodynamische Wandler . . . . .	42
3.1.2	Getriebeuntersetzte Elektrodynamische Wandler . . . . .	46
3.1.3	Normale Elektromagnetische Wandler . . . . .	48
3.1.4	Transversale Elektromagnetische Wandler . . . . .	51
3.1.5	Normale Elektrostatische Wandler . . . . .	51
3.1.6	Transversale Elektrostatische Wandler . . . . .	54
3.1.7	Piezoelektrische Festkörperwandler . . . . .	55
3.1.8	Piezoelektrische Schreittriebe . . . . .	57
3.1.9	Piezoelektrische Ultraschallantriebe . . . . .	59
3.1.10	Elektrothermische Festkörperwandler . . . . .	61
3.1.11	Gefügebasierte Festkörperwandler . . . . .	62

3.1.12	Zusammenfassung . . . . .	63
3.2	Sensorprinzipien . . . . .	65
3.2.1	Grundüberlegungen . . . . .	66
3.2.2	Messung von Weg und Auslenkung . . . . .	70
3.2.3	Messung von Geschwindigkeit . . . . .	99
3.2.4	Messung von Beschleunigung . . . . .	107
3.2.5	Messung von Kraft und Moment . . . . .	110
3.2.6	Messung von Strom . . . . .	112
3.2.7	Zusammenfassung Sensorik . . . . .	119
3.3	Zusammenfassung . . . . .	119
<b>4</b>	<b>Ausgewählte Sensor–Aktor–Systeme</b>	<b>123</b>
4.1	Piezoelektrische Wimpernantriebe . . . . .	123
4.2	Intrinsische Drehmomentmessung . . . . .	127
4.3	Seriell–Elastische Antriebe . . . . .	129
4.4	Schwingungstechnik . . . . .	131
4.4.1	Adaptiver Schwingungstilger . . . . .	131
4.4.2	Adaptiver Drehschwingungstilger . . . . .	136
4.4.3	Aktive Lagerung . . . . .	136
4.5	Haptische Systeme . . . . .	139
4.6	MR–kompatible Systeme . . . . .	143
<b>5</b>	<b>Entwurfskriterien</b>	<b>149</b>
5.1	Mechanische Aspekte . . . . .	149
5.1.1	Kinematik . . . . .	150
5.1.2	Dynamik . . . . .	152
5.1.3	Fertigung . . . . .	153
5.1.4	Umweltbedingungen . . . . .	155
5.2	Elektrische Aspekte . . . . .	158
5.2.1	Regelung . . . . .	158
5.2.2	Signalverarbeitung . . . . .	158
5.2.3	Schnittstellen und Kommunikation . . . . .	159
5.3	Anwendungsspezifische Aspekte . . . . .	161
5.3.1	Adaptronik . . . . .	162
5.3.2	Mensch–Maschine–Schnittstelle . . . . .	162
5.3.3	Stellantriebe . . . . .	165
5.4	Technische Spezifikationen . . . . .	165
5.4.1	Geometrie . . . . .	165
5.4.2	Kräfte und Geschwindigkeit . . . . .	166
5.4.3	Genauigkeit . . . . .	167
5.4.4	Sicherheit . . . . .	170
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>175</b>
6.1	Zusammenfassung . . . . .	175
6.2	Diskussion . . . . .	175
6.2.1	Modelle des Entwicklungsprozess . . . . .	175
6.2.2	Miniaturisierung . . . . .	177
6.2.3	Entwurfskriterien . . . . .	177
6.3	Ausblick . . . . .	178

<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>179</b>
<b>Anhang</b>	<b>179</b>
<b>A Übersicht der Arbeiten</b>	<b>191</b>
A.1 Piezoantriebe . . . . .	191
A.2 Seriell-Elastische Antriebe . . . . .	193
A.3 Schwingungstilger . . . . .	194
A.4 MRT-kompatible Systeme . . . . .	194
A.5 Haptische Systeme . . . . .	195



---

# Einführung

---

---

1.1	Einleitung . . . . .	1
1.2	Begriffsdefinitionen . . . . .	2
1.3	Modellierung des Systementwurfsprozesses . . . . .	5
1.4	Konstruktiver Entwurf . . . . .	9
1.5	Modellierung des Systemverhaltens . . . . .	10
1.6	Zusammenfassung . . . . .	16

---

## 1.1 Einleitung

Der Entwurf integrierter feinwerktechnischer Sensor–Aktor–Systeme ist ein Teilgebiet der Mechatronik und ist die Grundlage für zahlreiche Subsysteme der Gerätetechnik. Sensor–Aktor–Systeme sind im Folgenden elektromechanische Systeme, die aktorische und sensorische Eigenschaften aufweisen bzw. integrieren. Ziel ist es, Sensor–Aktor–Systeme hinsichtlich der Funktionalität, des Energiebedarfs, der Lebensdauer, der Fertigbarkeit etc. zu verbessern oder für einen spezifischen Anwendungsfall zu optimieren. Dabei ist nicht nur die Integration von Aktorik, Sensorik und Elektronik (mit den Schaltkreisen zur Signalkonditionierung und –verarbeitung, Regelung sowie Kommunikation), sondern auch die Verwendung intrinsischer Messfunktionen zur Realisierung von besseren, kostengünstigeren und haltbareren Systemen Ziel der Überlegungen. Nicht zuletzt besitzt die Regelungstechnik im Sinne von Algorithmen und Implementierung eine Sonderrolle an den Stellen, an denen sie die intendierte Funktionalität eines Sensor–Aktor–Systems überhaupt möglich macht.

Der Entwurf eines Sensor–Aktor–Systems gliedert sich ein in den Entwurf des Gesamtsystems, für das es meist eine von zahlreichen Komponenten darstellt. Bei den folgenden Überlegungen ist daher nicht der Entwurf des Gesamtsystems, an dem u.U. zahlreiche Firmen mit mehreren Entwicklerteams beteiligt sind, die sich an firmenspezifischen Vorgehensweisen des Product Lifecycle Management und zahlreichen weiteren verfahrenstechnischen Aspekten orientieren. Es ist vielmehr der Entwurf des Sensor–Aktor–Systems als Einzelkomponente im Fokus.

Die Gliederung der folgenden Kapitel gestaltet sich entsprechend: Neben einführenden Überlegungen zum Entwurfsprozess und zur Modellierung ent-

hält Kapitel 1 eine Definition der wichtigsten verwendeten Begriffe. Diese dienen dem allgemeinen Verständnis der dann folgenden Ausführungen. In Kapitel 2 wird der Stand der Technik integrierter Sensor–Aktor–Systeme anhand von Beispielen aus dem Institut für Elektromechanische Konstruktionen bzw. dessen Umfeld aufgearbeitet. Der Fokus liegt hierbei auf den integratorischen Aspekten des Systementwurfs. Es wird deutlich, dass in feinwerktechnischen Sensor–Aktor–Systemen die Verringerung der Baugröße bzw. Vergrößerung der Gesamtleistungsdichte das treibende Moment der Entwicklungsbemühungen ist. In Kapitel 3 werden dann das Miniaturisierungspotenzial elektromechanischer Wandler sowohl in Richtung der Antriebstechnik als auch in Richtung der Sensorik beleuchtet, Grenzen abgeleitet und die Eignung für den Aufbau integrierter Sensor–Aktor–Systeme aufgezeigt. In Kapitel 4 werden exemplarische Forschungs– und Entwicklungsprojekte des Autors vorgestellt. Diese dienen der konkreten Anschauung und auf sie wird im folgenden Kapitel 5 immer wieder verwiesen. Auf diese Weise kann sich der Leser während den allgemeinen Ausführungen zum Systementwurf immer wieder das konkrete Beispiel vor Augen führen.

## 1.2 Begriffsdefinitionen

Für die folgenden Betrachtungen ist es notwendig, Klarheit über die Verwendung und Einordnung der verwendeten Begriffe zu erhalten. Die folgenden Begriffsdefinitionen sollen helfen, die verwendeten Ausdrücke in den Kontext dieser Arbeit einzuordnen und letztendlich die aufgeführten Veröffentlichungen zusammenzuführen.

### 1.2.1 Sensor–Aktor–System

Als Sensor–Aktor–Systeme sollen hier solche Systeme gelten, bei denen Sensorik und Aktorik eng integriert realisiert werden. Die intendierte Funktionalität eines Sensor–Aktor–Systems ist nur dann gegeben, wenn Sensor und Aktor gemeinsam in das System *hinein entwickelt* wurden. Systeme, die aus der Kombination von zwei oder mehreren *off-the-shelf*-Komponenten bestehen (z.B. DC–Motor mit angeflanschem Winkelencoder, vgl. Abbildung 1.1(a)) sollen nicht als *integrierte* Sensor–Aktor–Systeme betrachtet werden.

### 1.2.2 Feinwerktechnik

Die Feinwerktechnik ist das technische Fachgebiet, das sich mit der Entwicklung und Fertigung kleiner und kleinster Systeme hoher Präzision befasst [18]. Sie umfasst die domänenübergreifenden, d.h. mechanischen und elektronischen Aspekte eines Systems und beinhaltet auch optische Systeme. Die Regelungstechnik erlangt in jüngerer Zeit einen größeren Einfluss. Eine Abgrenzung zur Mechatronik fällt z.T. schwer. Eine feinwerktechnische Realisierung eines Systems bedeutet den Aufbau aus einer Anzahl diskreter Bauelemente (wobei eine hohe Funktionsintegration gewünscht ist) und bietet hier eine Unterscheidung zur Mikrosystemtechnik mit der ihr eigenen Batchfertigung. Die Feinwerktechnik kann sowohl dem Maschinenbau (mechanischer Teil, Konstruktion) als auch der Elektrotechnik (elektronischer Teil, elektromechanische Aktor–Wirkprinzipien, Sensorik) zugeordnet werden.

### 1.2.3 Integration

Ein Sensor–Aktor–System kann dann als *integriert* betrachtet werden, wenn die Teilfunktionen so im Gesamtsystem angeordnet sind, dass nicht von diskreten Teilsystemen sondern von kaum austauschbaren Elementen ausgegangen werden kann (vgl. Abbildung 1.1(c)). In diesem Kontext bedeutet *integriert*, dass

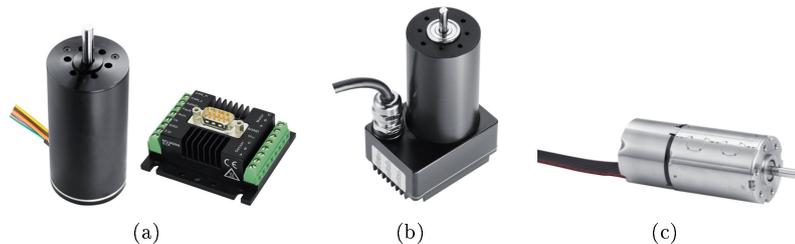


Abbildung 1.1: Evolution der Servomotoren der Fa. Faulhaber.

(a) Klassischer Aufbau eines geregelten Kleinstmotors mit an das Gehäuse angeflanschem Encoder und externem Leistungsteil. (b) Motor–Encoder–Steuerungseinheit mit Leistungsteil und CAN–Bus Schnittstelle. (c) Integrierte Motor–Encoder–Steuerungseinheit mit Leistungsteil im zylindrischen Gehäuse mit CAN–Bus [Faulhaber].

- (A) der Sensor von vorne herein in den Aktor bzw. das Aktorsystem integriert wurde (oder umgekehrt) und essentiell für die Gesamtfunktion ist. Oder dass
- (B) die sensierte Größe als Nebeneffekt genutzt wird (z.B. Hall–Sensoren im Motor als Drehwinkelgeber obwohl sie nur zur Kommutierung gedacht waren). Oder dass
- (C) die Sensor–Funktion intrinsisch ist.

Für den (modellbasierten) Entwurfsprozess heißt dies, dass die einzelnen Domänen (vgl. Abbildung 1.5) nicht unabhängig voneinander entwickelt werden, sondern der Prozess für diese gemeinsam durchgeführt wird.

### 1.2.4 Sensor

Sensoren oder „Messsysteme“ dienen zur Erfassung von physikalischen Zuständen eines Systems oder Mediums. Heute werden die Signale üblicherweise in Form (standardisierter) elektrischer Größen ausgegeben. In einfachen Fällen gibt der Wandler (vgl. Abbildung 1.2) direkt ein Signal aus. Beispielhaft sollen piezoelektrische Kraftsensoren genannt sein, die eine Ladungstrennung entsprechend einer mechanischen Verformung durchführen und diese in Form einer Spannung an den Elektroden abgeben. Gleiches gilt für ein Thermoelement zur Temperaturmessung. Üblicherweise muss jedoch die physikalische Größe

zunächst in eine für den Wandler geeignete Form geändert werden. D.h. beispielsweise, dass eine zu messende Kraft in einem geeigneten Verformungselement zunächst eine mechanische Dehnung hervorruft, die dann von einem entsprechenden Dehnmessstreifen in eine Widerstandsänderung und durch eine Brückenschaltung in eine Spannung umgeformt wird. Auf diese Weise können Kraft-, Moment und Drucksensoren realisiert werden. Ähnliche Überlegungen gelten für andere physikalische, biologische oder chemische Größen.

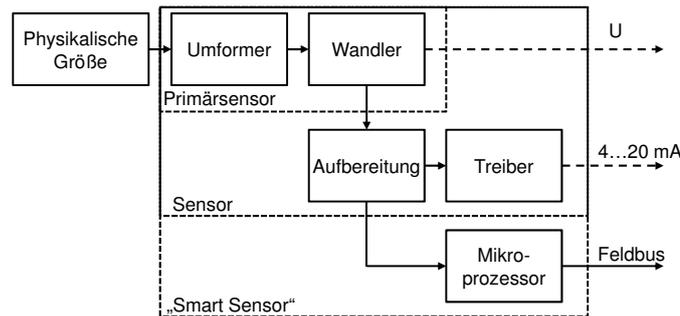


Abbildung 1.2: Prinzip des *Sensors*.

Die Eingangsgröße wird zunächst in eine für den Wandler geeignete Größe umgewandelt und dann als elektrische Größe zur Verfügung gestellt (z.B. Kraft  $\xrightarrow{\text{Verformungskörper}}$  Dehnung  $\xrightarrow{\text{DMS}}$  Spannung). Die Signalaufbereitung dient zur besseren Übertragung über größere Strecken. Wird dem Sensor eine Signalverarbeitung in Form eines Mikroprozessors beigeordnet kann von einem „Smart Sensor“ gesprochen werden [18].

Das Messsignal wird üblicherweise durch eine Sekundärelektronik verstärkt und in eine genormte Form (0...10 V, 4...20 mA, digitale Signale, etc.) Form gebracht. Zuvor können – bei den sog. „Smart Sensors“ – noch Linearisierungen, Filterungen oder Nullpunktgleichungen vorgenommen werden.

### 1.2.5 Aktor

Ein Aktor (oder auch „Aktuator“) wandelt eine Energieform in Bewegungsenergie oder Kraft um. Entsprechend können *Wegaktoren* und *Kraftaktoren* unterschieden werden. In der Mechatronik dient als Eingangsenergieform üblicherweise Elektrizität. Dennoch können auch fluidische Aktoren in Sensor–Aktor–Systemen eingesetzt werden. Werden in der allgemeinen Mechatronik Aktoren auch open–loop eingesetzt, also ohne systeminterne Rückführung der Ausgangsgröße (Weg  $x$ , Winkel  $\varphi$  oder deren Ableitungen, Kraft  $F$ , Drehmoment  $\tau$ ) sind in den hier betrachteten Sensor–Aktor–Systemen grundsätzlich Sensoren integriert, die eine solche Rückführung wenigstens zum Teil ermöglichen. Nichtsdestotrotz sind aus regelungstechnischer Sicht dennoch Größen denkbar, die nicht direkt beobachtbar sind.

Zum Aktor gezählt werden üblicherweise ein entsprechender Verstärker („Endstufe“ oder „Energisteller“ [18]), also die Leistungselektronik (vgl. Abbildung 1.3). In den hier betrachteten integrierten Sensor–Aktor–Systemen ist die Leistungs-

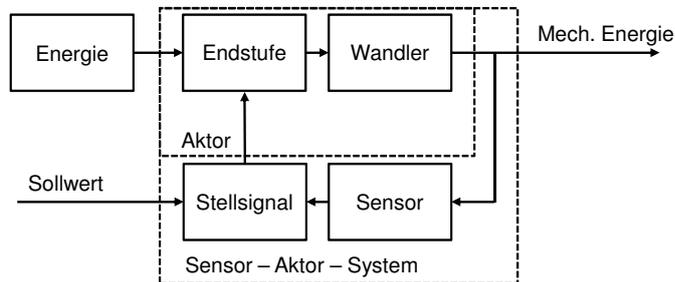


Abbildung 1.3: Prinzip des *Aktors*.

(Elektrische) Energie wird zunächst zur Verfügung gestellt („Energiersteller“) und dann in mechanische Energie gewandelt [18]. Eine optionale Rückführung der Ausgangsgröße(n) führt zu einem (integrierten) Sensor–Aktor–System.

elektronik üblicherweise in das System integriert. Zusätzlich existiert in den betrachteten System üblicherweise noch ein Netzteil zur Wandlung der elektrischen Energie aus dem Versorgungsnetz in eine für die (Leistungs-)elektronik verwendbare Spannung. Diese periphere Elektronik wird im folgenden nicht weiter betrachtet.

Für die Wandlung der Eingangsenergie in die gewünschte mechanische Form existieren zahlreiche Wirkprinzipien, die in Abschnitt 3.1 ausführlich dargestellt sind. Der Fokus dieser Darstellung liegt auf dem Miniaturisierungspotenzial, das vor allem für die feinwerktechnischen Fragestellung von großem Interesse ist.

### 1.2.6 System

Die Begriffe *Signal* und *System* sind die grundlegenden Konzepte der Systemtheorie, die hier betrachtet werden sollen. Ein *Signal* ist dabei eine veränderliche Größe und stellt eine Information dar. Ein *System* ist die Beschreibung für die Umwandlung einer solchen Information. „Umwandeln“ in diesem Sinne kann verstärken, filtern oder weiterleiten bedeuten. Eingangs- und Ausgangssignal des Systems können somit als abstrakte Beschreibung der Wirkung betrachtet werden. In einer konkreteren Betrachtung können Sensor–Aktor–Systeme somit als Einheit betrachtet werden, in der Signale eingehen und ausgegeben werden. Beispielweise kann dies bei linearen zeitinvarianten Systemen auch durch eine Übertragungsfunktion erfolgen.

## 1.3 Modellierung des Systementwurfsprozesses

Das Vorgehen beim Entwurf eines (technischen) Systems kann durch verschiedene Vorstellungen des Ablaufs modelliert werden. Die bekanntesten Modelle sind das Wasserfall– [112] (vgl. Abbildung 1.4) und das V–Modell [76] (vgl. Abbildung 1.5) sowie ihre Derivate. Das V–Modell kann ebenfalls schon als Abkömmling des Wasserfallmodells betrachtet werden, bei dem die Eigenschaftsabsicherung nicht nur zwischen den einzelnen Entwicklungsstufen sondern über mehrere Stufen hinweg erfolgen kann. Wird das V–Modell in einem Entwick-

lungsprozess mehrfach durchlaufen, ergibt sich eine spiralförmige Topologie, die als Spiral-Modell bezeichnet werden kann [8]. Je nach Entwicklungsdomäne, Fachbereich oder Firmenkultur stehen unzählige Interpretationen, Ausarbeitungen oder Abwandlungen dieser Modelle zur Verfügung.

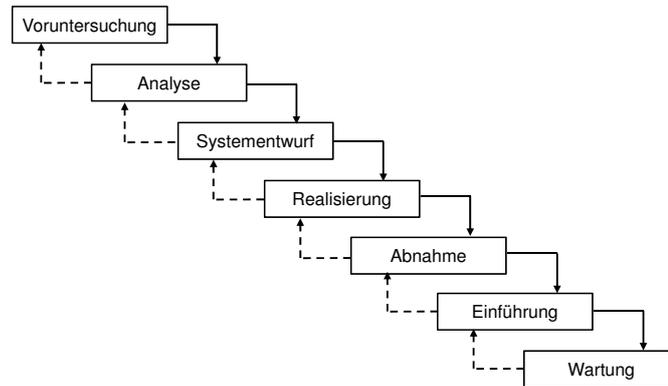


Abbildung 1.4: Wasserfall-Modell des Systementwurfs [112].  
 Das Modell ist durch den sequenziellen und Meilenstein-bezogenen Entwicklungsablauf geprägt. Jede Stufe folgt ihrer Vorgängerin und dient zur Verifikation des Erreichten (gestrichelte Pfeile).

Das Wasserfallmodell ist geprägt durch die Vorstellung des sequentiellen Abarbeitens einzelner Entwicklungsstufen und eignet sich daher gut für überschaubare Entwicklungsaufgaben, die besonders bei der Analyse und Lösungsfindung kreativen Input benötigen [112]. Da die Eigenschaftsabsicherung immer nur zwischen den einzelnen Stufen erfolgt, kann eine späte Änderung aufgrund neuer Erkenntnisse zu relativ aufwändigen Korrekturen führen. In modernen Entwicklungszyklen und deren Beschreibungen — besonders im Softwarebereich — wird das Wasserfallmodell nur noch selten herangezogen. Für den Einsatz auf Komponentenebene wird es nach wie vor genutzt.

Beim V-Modell wird nach der Definition und Formulierung der Spezifikationen der Entwurfsprozess in domänenspezifische Sub-Prozesse aufgespalten [125]. Je nach Komplexitätsgrad des Gesamtsystems ist an dieser Stelle ein weiteres Aufspließen des Systementwurfs denkbar und sinnvoll. Für die weitere Betrachtung soll jedoch davon ausgegangen werden, dass die Domänen *Sensorik*, *Aktorik* sowie *Steuerungssystem* am relevantesten für den Entwurf von Sensor-Aktor-Systemen sind. Es soll also vorausgesetzt werden, dass die Lösung von Teilproblemen und die Realisierung von untergeordneten Funktionalitäten mit den bekannten Methoden des Entwicklungsprozesses erfolgt. Das führt dazu, dass vor allem der systemische Charakter bzw. diesen betreffende Entwurfskriterien weiter betrachtet werden sollen.

Das V-Modell wird in vielen Fällen nicht nur einmal durchlaufen. Vielmehr ist in der Praxis eine Verschachtelung in mehrere Iterationen gegeben. So können aus der Eigenschaftsabsicherung des ersten Durchlaufs, der mit einem Funktionsmuster abgeschlossen wird, die Anforderungen für die Vorserienentwicklung abgeleitet werden. Aus diesem Durchlauf resultieren dann wiederum

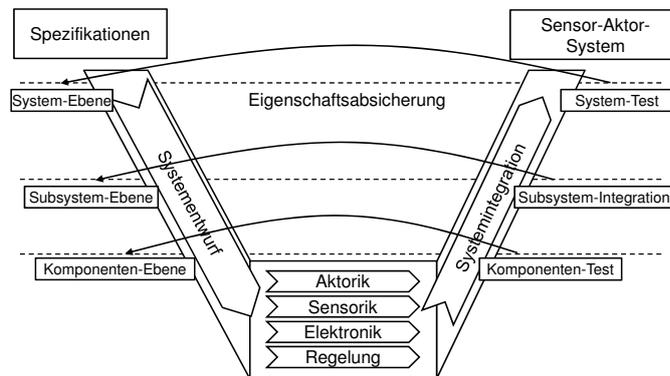


Abbildung 1.5: V-Modell des Systementwurfs [125].

Nach Definition der Spezifikationen erfolgt im Rahmen des Systementwurfs die Aufteilung der Entwicklungsarbeit in die einzelnen Domänen. Bei der Systemintegration werden die Einzellösungen zur Gesamtlösung integriert. Währenddessen findet ständig eine Eigenschaftsabsicherung statt. Zu beachten ist, dass die einzelnen Domänen nicht unabhängig voneinander betrachtet werden können bzw. dürfen.

die Spezifikationen des finalen Produkts [125]. Mithin fordern spezielle oder firmenspezifische Vorgehensweisen angepasste und modifizierte Modellrepräsentationen des Entwicklungsprozesses.

Dabei ist zu berücksichtigen, dass es sich nicht um einen sequentiellen Entwurfsprozess handelt, in dem die einzelnen Domänen nacheinander in einer zu definierenden Reihenfolge entworfen und optimiert werden, sondern dass der Entwurf — und damit die Optimierung — parallel erfolgt. Mithin beeinflussen sich die Domänen entgegen der Darstellung im V-Modell gegenseitig. Dies erschwert den Entwurfsprozess und erfordert weitgehende Einsicht in die Zusammenhänge und technischen Hintergründe in den Domänen [75].

Eine Weiterentwicklung des Wasserfall- sowie — insbesondere beim mehrfachen Durchlaufen des Prozesses — des V-Modells, ist das flexiblere Spiralmmodell (Abbildung 1.6) nach BÖHM [8]. Es bietet ebenfalls benannte und standardisierte Entwicklungsschritte. Diese werden in einem zyklisch angeordneten Prozess mehrmals durchlaufen, bis das System fertig gestellt ist. Das Spiralmmodell berücksichtigt, dass vorweg manche Anforderungen nicht zu determinieren sind und dass der Entwicklungsprozess neue Einsichten hervorbringen kann. Ziel ist wie bei den anderen Modellen ein fest vorgegebenes Produkt. Die verschiedenen Tätigkeiten werden nacheinander und nicht parallel erledigt. Die Trennung von Entwicklung, Herstellung und Einsatz bzw. Wartung bleibt erhalten.

Besonders für den Entwurf adaptiver Systeme schlägt NATTERMANN die Verwendung des W-Modells vor. Dieses basiert ebenfalls auf der Erkenntnis, dass in realen Entwurfsprozessen das V-Modell mehrfach durchlaufen wird und dass ein wesentlicher Anteil der Entwicklungsarbeit auf der virtuellen Ebene im Rechner stattfindet [75]. Das W-Modell (siehe Abbildung 1.7) gliedert sich in fünf Phasen, die den Entwicklungsprozess abbilden:

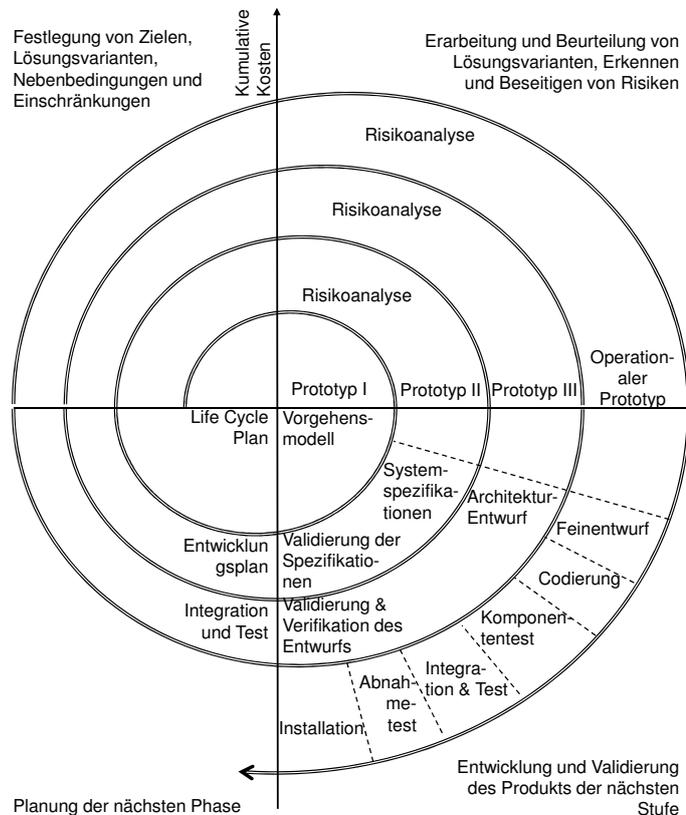


Abbildung 1.6: Spiralmodell des Entwicklungsprozesses nach BÖHM [8]. Die einzelnen Entwicklungsphasen, wie sie im Wasserfall- (Abbildung 1.4) oder V-Modell (Abbildung 1.5) beschrieben sind, werden mehrfach durchlaufen, bis am Ende ein fertiges Produkt entsteht.

- Analyse des Systems und seiner Anforderungen
- Problem- und domänenspezifische Analyse besonders von Abhängigkeiten der einzelnen Domänen
- Virtuelle Systemintegration, d.h. Modellierung und Simulation der Einzelkomponenten und des Gesamtsystems
- Eine Verfeinerung der Modelle und Analyse der Modellierung
- Die finale und tatsächliche Systemintegration

Das W-Modell bildet damit besonders die Abhängigkeiten der einzelnen Domänen ab und betont den Systemcharakter des Entwurfs. Darüber hinaus ist es Ziel, die Entwicklung soweit wie möglich zu parametrisieren und damit ein Datenbankgestütztes Vorgehen zu ermöglichen. Entsprechend parametrisierte Modelle können dann relativ leicht zusammengestellt und an das spezifische Problem angepasst werden.

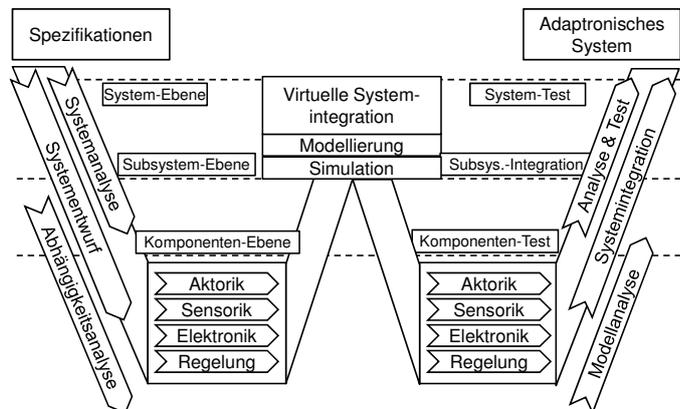


Abbildung 1.7: W-Modell des Entwicklungsprozesses nach NATTERMANN [75]. Das Modell ist vor allem für die Entwicklung adaptronischer System vorgesehen und berücksichtigt die Abhängigkeit der einzelnen Domänen. Ziel ist es, möglichst parametrisiert vorzugehen und später Datenbankgestützte Entwurfstools zu verwenden.

Der zeitgemäße Ansatz, der Komplexität des Systementwurfs zu begegnen ist der *Modellbasierte Entwurf*. Hierbei wird bereits in der Phase des Systementwurfs und spätestens beim Übergang in die Komponentenebene versucht, das Verhalten der Subsysteme und Komponenten in einer Form zu modellieren, die es ermöglicht, das Verhalten und besonders das Zusammenspiel zu beurteilen. Es wird also versucht, parallel zur Entwicklung der tatsächlichen Hardware, eine Modellvorstellung zu entwickeln, mit deren Hilfe eine Vorhersage über das Systemverhalten gemacht werden kann. Beispielsweise kann mit Hilfe eines (noch groben und wenig detaillierten) CAD-Modells der Geometrie bereits eine Aussage über die Möglichkeiten des Einbaus der Komponente in das Gesamtsystem gemacht werden. Oder es wird mit einer gekoppelten FE-Simulation der Flussführung eine erste Aussage über deren Einfluss auf die Hall-Sensorik in einem bürstenlosen DC-Motor möglich, noch bevor ein erster Prototyp aufgebaut wurde. Eine solche Vorgehensweise steht und fällt jedoch mit der Verfügbarkeit von passenden Modellierungs- und Simulationstools für alle Mitglieder des Entwicklungsteams sowie der Bereitschaft, bestehende Modelle zu pflegen und zu verfeinern.

## 1.4 Konstruktiver Entwurf

Der als *konstruktiver Entwurf* bezeichnete Teilprozess der Entwicklungsaufgabe ist im linken Teil und unteren Teil des V-Modells (vgl. Abbildung 1.5), also in dem Bereich, in dem vom Gesamtsystem in den Komponentenentwurf übergegangen wird, angesiedelt. Er umfasst alle Arbeitsschritte, die bis zur Fertigstellung der Komponente, des Sub- sowie des Gesamtsystems notwendig sind. Dies schließt Test und Dokumentation mit ein [36, 59], zitiert nach [25]. Der Prozess kann gemäß Tabelle 1.1 nochmals in Teilprozesse untergliedert werden, die für integrierte Sensor-Aktor-Systeme in der Mehrzahl der Fälle

gemeinsam betrachtet werden müssen, da sich Teilfunktionen gegenseitig beeinflussen. Daher lassen sich die Phasen *Aufbereitung*, *Prinzip* und *Gestaltung* nicht klar voneinander trennen (vgl. Abbildung 1.4) und es werden Rücksprünge auch über mehrere Phasenabschnitte notwendig. Daher soll hier unter dem Entwurfsprozess der Teil des Entwicklungsprozesses verstanden werden, der von der vorgegebenen Gesamtfunktion zum verifizierten Sensor–Aktor–System führt.

Tabelle 1.1: Einordnung des Entwurfsprozesses in den konstruktiv-technologischen Entwicklungsprozess (nach [25]).

1. Ausgangspunkt	Technische Aufgabenstellung
2. Aufbereitungsphase	Präzisieren der Aufgabe Bestimmen der Gesamtfunktion
Entwurfsprozess	3. Prinzipphase Ermitteln von Funktionsprinzip und Funktionsstruktur Erarbeiten des Technischen Prinzips
	4. Gestaltungsphase Entwickeln und Gestalten der Funktions- und Formelemente der Komponenten und des Gesamtsystems Modellierung, Simulation und Optimierung
5. Dokumentationsphase	Konstruktionsdokumentation Fertigungsdokumentation Programmdokumentation

Die in feinwerktechnischen Sensor–Aktor–Systemen in vielen Fällen angestrebte Miniaturisierung und die daraus abgeleitete Komplexität führt zu der Erkenntnis, dass der Entwurfsprozess und damit auch dessen Kriterien hier eine größere Aufmerksamkeit zukommen sollte. Auch sind die Wechselwirkungen der Wandlungsprozesse elektro–mechanisch und mechano–elektrisch aufeinander und auf die zugehörige Signalverarbeitungselektronik nicht vernachlässigbar. Unterschiedliche Energieformen, Signalstärken und teils konträre Anforderungen auf stark begrenztem Raum vergrößern die Erwartungen an den Entwurfsprozess. Diese spezifischen Bedingungen müssen insbesondere bei der Modellierung und Simulation berücksichtigt werden. Dabei ist zu jedem Zeitpunkt der gesamte Entwicklungsprozess und das methodische — von der Intuition des Entwicklers unabhängige — Vorgehen mit einzubeziehen. Tabelle 1.2 beschreibt die im Folgenden verwendeten Begriffe.

## 1.5 Modellierung des Systemverhaltens

Neben der beschriebenen Modellierung des Entwicklungsprozesses, ist vor allem die Modellierung der physikalischen Vorgänge im Sensor–Aktor–System selbst ein wichtiger Schritt in Richtung der Realisierung. Nicht nur für den oben beschriebenen modellbasierten Entwurf, sondern auch für die Entwicklung einzelner Funktionen oder Teilfunktionen innerhalb einer Entwicklungsstufe im V– oder Wasserfallmodell ist eine mehr oder weniger stark graduierte Modellierung zum Verständnis der Funktion, zur Simulation des Systemverhaltens und nicht zuletzt für die Optimierung notwendig. Abbildung 1.8 gibt einen Überblick. Die Motivation erwächst aus dem Wunsch, die Erfüllung der technischen Aufgabenstellung mit hoher Wahrscheinlichkeit schon während des Entwurfsprozesses vorhersagen zu können, ohne dazu Versuchsmuster anfertigen zu müssen.

Tabelle 1.2: Begriffsdefinitionen zum Entwurfsprozess (nach [25]).

Modellierung	Abbildung eines Sachverhaltes (z.B. Funktionsprinzip, Funktionsstruktur, technisches Prinzip) <ul style="list-style-type: none"> <li>• als grafisches Modell (z.B. Zeichnung)</li> <li>• als körperliches Modell (meist nicht maßstäblich, für experimentelle Untersuchungen)</li> <li>• als Rechnermodell (z.B. Dgl., FE-Modell)</li> </ul>
Simulation	Ermittlung des Verhalten eines Sachverhaltes für dedizierte Bedingungen anhand eines Modells <ul style="list-style-type: none"> <li>• Lösung der mathematischen Beschreibungsform (z.B. Dgl.) unter vorgegebenen Anfangs-, End- und Übergangsbedingungen</li> <li>• Ergebnisdarstellung in Abhängigkeit von Parametern (Zeit, Frequenz, geometrische Größen, u.a.)</li> </ul>
Validierung	Bestimmung und Erklärung der Gültigkeit eines Modells (im engeren Sinne: Syntaxprüfung der mathematischen Beschreibungsform des Modells und der vorgegebenen Bedingungen)
Verifikation	Bewertung der Simulationsergebnisse <ul style="list-style-type: none"> <li>• Vergleich des Simulationsergebnisses mit Referenzwissen und experimentellen Ergebnissen</li> <li>• Bestätigung der Anwendbarkeit des Modells</li> </ul>

gen und experimentell evaluieren zu müssen. Damit geht die virtuelle Fertigung der physischen voran. Dieses Vorgehen ist durch eine Reihe von Schwierigkeiten und damit potenziellen Fehlerquellen geprägt, zu denen

- aufwändige Modellbildung und –kopplung,
- Berücksichtigung von Querempfindlichkeiten und Abhängigkeiten,
- ungenügende Entwurfswerkzeuge und
- lange Rechenzeiten

zählen.

Um diese Zielstellung zur erfüllen, sind Modelle des Gesamtsystems erforderlich. Üblicherweise wird dabei die Problemstellung so kompliziert sein, dass eine Partitionierung des Gesamtsystems vorgenommen werden muss. Aus diesem hierarchischen Aufbau ergibt sich, dass es keine universelle Entwurfsumgebung sondern separate Tools für verschiedene Teile und Phasen des Modellierungs- und Simulationsprozesses geben muss [74] (zitiert nach [25]). Die Struktur der Simulationsebenen entspricht dabei vorteilhafterweise der der Modellierungsebenen [25].

Mit Hilfe des *qualitativen Systemmodells* kann auf höchster Abstraktionsebene das Verhalten sowie die Funktion eines Sensor-Aktor-Systems sowohl im Zusammenhang mit den zu bewältigenden Aufgaben als auch in seiner Umwelt oder in der Nutzerinteraktion beschrieben werden. Damit können eine erste funktionelle Systemstruktur und wichtige Schnittstellen definiert werden. Nach dieser ersten physikalischen Modellierung müssen für *quantitative Verhaltensvorhersagen* berechenbare mathematische Modelle erzeugt werden. Hierbei wird das Augenmerk auf Energie- und Signalfloss sowie die kinematischen und dynamischen Aspekte gelenkt. Die Herausforderung bei integrierten Sensor-Aktor-Systemen liegt bei den unterschiedlichen tangierten physikalischen Domänen (elektrisch, mechanisch, thermisch, hydraulisch, etc.). Dafür bedarf es

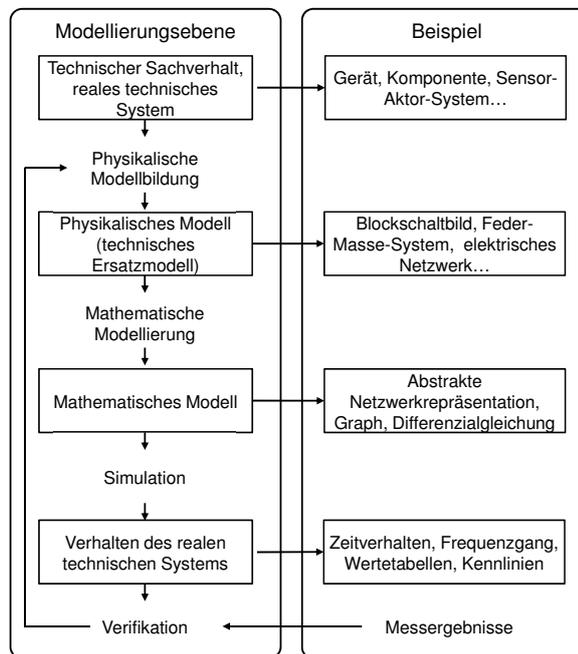


Abbildung 1.8: Modellierungsebenen nach [25].

eines breiten technischen Verständnisses. Bei der Modellierung muss darüber hinaus immer berücksichtigt werden, dass eine Interaktion zwischen Systemelementen unterschiedlicher physikalischer Domänen immer über Energieflüsse mit Rückwirkungen geschieht. Dieses heterogene gekoppelte Verhalten ist in geeigneten domänenunabhängigen Modellen abzubilden (nach [48]).

Zur Modellierung können verschiedene Paradigmen herangezogen werden. Üblicherweise wird versucht, sich auf *konzentrierte Parameter* und *lineare zeitinvariante Systeme* (LTI) zu beschränken. Die energiebasierte Modellierung mittels des Lagrange'schen Formalismus eignet sich besonders für kleinere Systeme mit nichtlinearen Beziehungen und kann relativ einfach durchgeführt werden. Mehrpolbasierte Modellierungsmethoden wiederum sind speziell für sehr große Systeme und rechnergestützte Modellerstellung geeignet. Im Zusammenhang mit objektorientierten Konzepten bieten sich damit Möglichkeiten zur effizienten rechnergestützten Multidomänenmodellierung und Simulation [48].

Die Modellierung selbst ist geprägt vom initialen System- und Funktionsverständnis des Entwicklers. Daher ist auch der erste Schritt — nämlich die Auswahl des Modellansatzes selbst — Teil des Iterationsprozesses. Der Abstraktionsgrad der Modellierung folgt dann den in Abbildung 1.8 gezeigten Schritten [25]. Dabei erfolgt die Bearbeitung nicht unbedingt streng geradeaus, sondern in Abhängigkeit von den erreichten Zwischenergebnissen und den gewonnenen Erkenntnissen. Daher sind Rücksprünge erlaubt und geboten. Die Qualität der verwendeten Modelle richtet sich nach

- den Zielen der Modellierung,
- dem Komplexitätsgrad des untersuchten Systems,

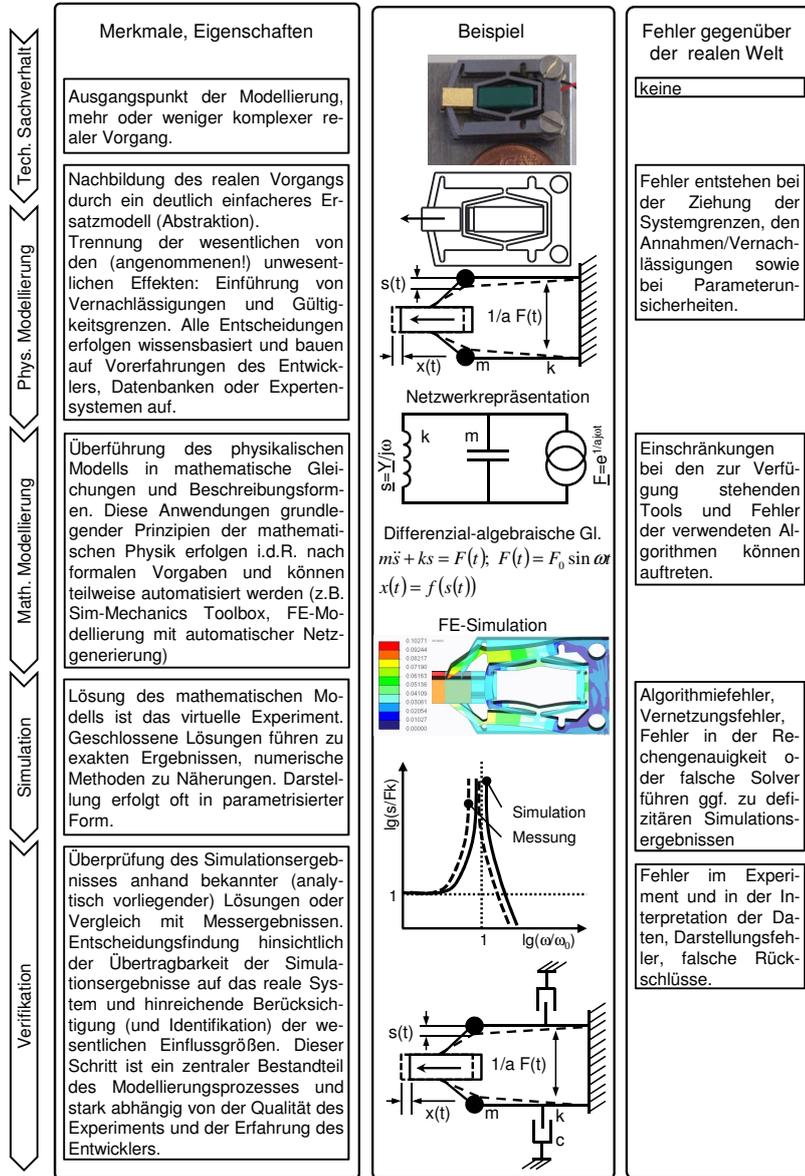


Abbildung 1.9: Vorgehen bei der Modellierung (nach [25]).

- den Querabhängigkeiten,
- den zu berücksichtigten Randeffekten und Nichtlinearitäten sowie
- den Kopplungen einzelner Domänen.

Als Ergebnis der Modellierung ergeben sich sog. Differenzial-algebraische Gleichungssysteme (DAE). Dies sind Systeme aus i.A. nichtlinearen Differenzialgleichungen und algebraischen Gleichungen der relevanten Systemgrößen [48]. Je nach Komplexität des Systems, der zu modellierenden Funktionalität und der zu beantwortenden Fragestellungen kommen also einfache physikalische (Grund-)Gleichungen oder numerische Verfahren in allen Bereichen (Kinematik, Dynamik, Strukturanalyse, (bio-)chemisches (z.B. Korrosion), thermisches, elektrisches, magnetisches Verhalten, Reibung, Verschleiss, Fertigung, Toleranzen, etc.) zum Einsatz. Da diese eine domänenunabhängige Beschreibung darstellen, ist somit die Modellierung abgeschlossen. Ihr schließt sich die Simulation an, die als virtuelles Experiment angesehen werden kann und mit deren Hilfe relevante Parameter, deren Einfluss auf das Systemverhalten sowie Ansätze zur Optimierung erörtert werden können. Außerdem kann mit der Verifikation des Modells und dem Vergleich mit experimentellen Ergebnissen die Gültigkeit der initialen Annahmen überprüft und das Modell ggf. verfeinert werden (vgl. Abbildung 1.9).

Für den Entwurf feinerwerktechnischer integrierter Sensor-Aktor-Systeme gelten zahlreiche Kriterien und Anforderungen. Dabei folgt der Entwurfsprozess im weiteren Verlauf dieser Schrift dem V-Modell (vgl. Abbildung 1.5). Detailliert beschreibt Abbildung 1.10 das Vorgehen. Dabei wird unterschieden in den eigentlichen Arbeitsschritt und die Methode. Der Ablauf beginnt mit der Problemanalyse, in der die Aufgabenstellung zunächst hinterfragt und dann abstrahiert wird. Dafür eignet sich die Aufstellung einer Funktionsstruktur [111], in der die Eingangs- und Ausgangsgrößen in einer Weise logisch miteinander verknüpft werden, dass die intendierte Funktion einzig mit Energie, Stoff und Information umwandelnden, speichernden, weiterleitenden oder verknüpfenden Elementen beschrieben wird. Zeitliche oder dynamische Vorgänge sowie Entscheidungen können darüber hinaus und in Kombination mit einem Zustandsautomaten dargestellt werden. Zu Beginn dieser Phase können Anforderungen auch im Kundengespräch hinterfragt und präzisiert werden. Der Abstraktion folgt eine Zerlegung der Gesamtaufgabe in Teilfunktionen, für die dann Teillösungen gefunden werden. Hierfür eignen sich Kreativitätsmethoden, Expertenbefragungen oder das Heranziehen von Konstruktionskatalogen. Die für  $m$  Teilprobleme gefundenen  $n$  Lösungen werden in einer  $m \times n$  großen Matrix gelistet. Dieser *Morphologische Kasten* dient der übersichtlichen Darstellung und der Identifikation sinnvoller Kombinationen von Teillösungen zu einer oder mehreren Gesamtlösungen. Diese können dann mit verschiedensten Bewertungsverfahren gegeneinander verglichen und anhand zu definierender Bewertungskriterien eine optimale Lösung ausgewählt werden. Die Definition der Bewertungskriterien orientiert sich an den Anforderungen an das System und sollte zu quantifizierbaren Bewertungen führen [9]. Bevor nun der eigentliche Entwurf auf Komponentenebene startet, müssen die finalen Anforderungen an das Sensor-Aktor-System nochmals geprüft werden. Hierfür eignet sich die Rücksprache mit dem Auftraggeber. Der eigentliche Entwurf der ausgewählten Gesamtlösung startet mit einer (erneuten) Abschätzung der Machbarkeit,

die neben physikalischen Aspekten auch Fragestellungen der Finanzierbarkeit oder weiterer technischer und gesellschaftlicher Randbedingungen berücksichtigt. Sollte sich hier abzeichnen, dass die gewählte Lösung nicht realisierbar ist, muss der Entscheidungsfindungsprozess neu durchgeführt oder die Anforderungen modifiziert werden.

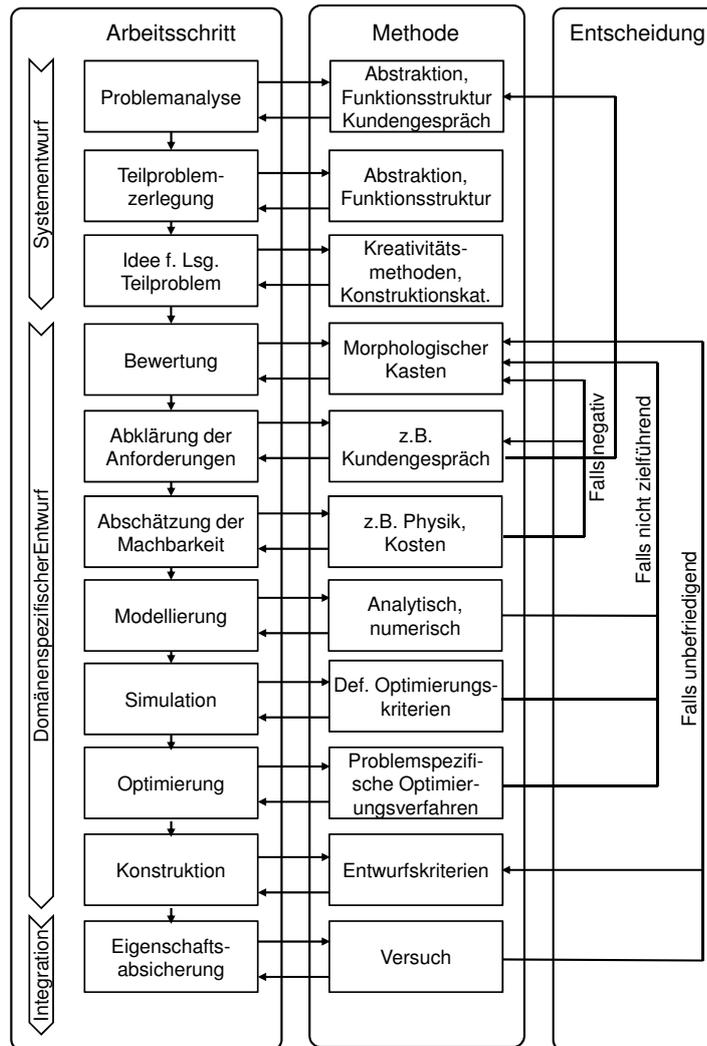


Abbildung 1.10: Schematische Darstellung des Entwurfsprozesses für ein Sensor-Aktor-System. Die Phasenaufteilung folgt der Einordnung nach dem V-Modell (vgl. Abbildung 1.5). Unterschieden wird in Arbeitsschritte sowie Methoden. Iterationsschleifen werden exemplarisch veranschaulicht.

Mit Hilfe der Simulation kann eine Optimierung durchgeführt werden. Dabei ist es Ziel, möglichst zahlreiche Parameter von vornherein festzulegen, um den Aufwand möglichst gering zu halten. Die Optimierung ist die zentrale Auf-

gabe des Entwurfs, da hier die für den Einsatzzweck und unter den gegebenen Randbedingungen, Annahmen bzw. Anforderungen optimale Lösung der Entwicklungsaufgabe identifiziert wird. Der hier beschriebene *integrierte* Entwurf bedingt die Berücksichtigung der einzelnen Domänen (siehe V-Modell, Abbildung 1.5) und besonders deren Abhängigkeiten. Diese — sowie bspw. auch monetäre Aspekte — zu modellieren stellt in vielen Fällen eine Herausforderung dar. Kann kein zufriedenstellender Parametersatz gefunden werden, müssen entweder die Optimierungskriterien, die nicht zwangsläufig die Entwurfskriterien oder die Anforderungen sind, verändert oder die Modellierung angepasst bzw. verfeinert werden. Sollte sich dies als nicht zielführend erweisen, muss die Bewertung neu durchgeführt werden.

Nach Abschluss der Optimierung, also nach Definition aller freien Parameter des Sensor-Aktor-Systems, beginnt die Ausarbeitungsphase mit der mechanischen und elektrischen Konstruktion, dem Entwurf der Regelung sowie weiteren Arbeiten. In dieser Phase kommen die unten beschriebenen Entwurfskriterien zum Tragen. In der Phase der Ausarbeitung müssen in den einzelnen Domänen in gegenseitiger Absprache und unter Berücksichtigung der Abhängigkeiten die mechanischen, elektrischen, messtechnischen, aktorischen etc. Aspekte des Sensor-Aktor-Systems ausgearbeitet werden. Die Arbeiten werden gemäß dem V-Modell abgeschlossen, indem die Eigenschaften abgesichert werden. Dies erfolgt üblicherweise im Versuch und kann als *Validierung* (Eignung für den intendierten Einsatzzweck) bzw. *Verifizierung* (ausreichende Umsetzung der Anforderungen) bezeichnet werden. Sollten sich hier Defizite herausstellen, muss der Konstruktionsprozess erneut durchgeführt oder aber die Auswahl der Gesamtlösung hinterfragt werden.

## 1.6 Zusammenfassung

Modellrepräsentationen des Entwurfsprozesses helfen bei der Strukturierung der Arbeiten und sind ein Teil des Projektmanagements. Die Modellierung der Teil- und Gesamtfunktionen eines integrierten Sensor-Aktor-Systems dienen der beschleunigten Entwicklung, die möglichst unabhängig von der Erfahrung der beteiligten Mitarbeiter sein sollte. Damit wird deutlich, dass ein methodisches Vorgehen die Entwicklung strukturiert und fehlerresistent machen kann. Der Entwurf basiert auf den Anforderungen, die an das Sensor-Aktor-System gestellt werden, ist aber auch von weitergehenden und übergeordneten Kriterien beeinflusst. Diese werden in Kapitel 5 beschrieben und mit Beispielen aus dem Verantwortungsbereich des Autors illustriert. Das folgende Kapitel 2 soll ein Überblick über den Stand der Technologie von integrierten feinwerktechnischen Sensor-Aktor-Systemen anhand einiger Beispiele aus dem Institut für Elektromechanische Konstruktionen der Technischen Universität Darmstadt bzw. seinem Umfeld geben. Aus den zitierten Arbeiten lassen sich weitreichende Schlüsse auf den internationalen Stand der Technik ziehen. Zuvor jedoch sollen einige Begriffe definiert und damit das Thema weiter eingegrenzt werden. Es lässt sich nachvollziehen, dass besonders die Miniaturisierung der Einzelkomponenten von Sensor-Aktor-Systemen eine technische Herausforderung darstellt. Daher wird im Kapitel „Technologie und Miniaturisierung“ mit Hilfe der physikalischen Wirkprinzipien die Möglichkeiten der Verkleinerung von Sensoren und insbesondere Aktoren theoretisch dargestellt.

---

# Stand der Technik

---

---

2.1 Einteilung von Sensor-Aktor-Systemen . . . . .	18
2.2 Miniaturisierung . . . . .	37

---

Im Hinblick auf die Begriffsdefinition und die u. g. Kriterien soll hier der Stand der Technik analysiert werden. International gilt hier eine unübersichtliche Anzahl an Projekten, Prinzipien und Materialien zu sichten und auszuwerten. Dies ist am Institut für Elektromechanische Konstruktionen (EMK) in den vergangenen Jahren in zahlreichen Dissertationen sowie Studien- und Diplom- bzw. Bachelor- und Masterarbeiten und nicht zuletzt in studentischen Projekten im Rahmen des Seminars *Praktische Entwicklungsmethodik — PEM* geschehen. In den entsprechenden Arbeiten ist der Stand der Technik mit ausreichender Sorgfalt und Tiefe abgebildet. Daher erscheint es sinnvoll und gerechtfertigt, den Stand der Technik anhand von konkreten Projekten der vergangenen Jahre am Institut EMK zu analysieren. Dies gilt auch deswegen, weil sich die im Anhang aufgeführten Arbeiten des Autors in diesen Kontext einordnen. Das ausschließliche Aufführen von institutseigenen Beispielen bedeutet nicht, dass damit der Stand der Technik vollumfänglich beschrieben wird, es erleichtert jedoch die Auswahl der Beispiele.

Besonders im Fachgebiet *Mikrotechnik und Elektromechanische Systeme* von Prof. H. F. Schlaak lag und liegt der Fokus auf der Antriebsentwicklung sowohl im feinwerktechnischen als auch im Mikromaßstab. Nichtsdestotrotz wurden auch im Fachgebiet *Mess- und Sensortechnik* von Prof. R. Werthschützky integrierte Sensor-Aktor-Systeme entwickelt.

Weiter unten wird in Kapitel 3.1 auf das prinzipielle Miniaturisierungspotenzial von elektromechanischen Wandlerprinzipien eingegangen, da dies im Zusammenhang mit der Entwicklung feinwerk- (und mikro-)technischer Systeme von großem Interesse ist. Es wird deutlich, in welchem Maße sich elektromagnetische sowie piezoelektrische Wandlerprinzipien für die Realisierung feinwerktechnischer integrierter Sensor-Aktor-Systeme eignen.

Im Abschnitt 3.2 wird dann analog auf die Möglichkeiten zur Miniaturisierung von Sensoren und Sensorprinzipien eingegangen. Dies erfolgt ebenfalls auf einer theoretischen Ebene und soll Chancen wie Limitierungen aufzeigen.

## 2.1 Einteilung von Sensor–Aktor–Systemen

Integrierte Sensor–Aktor–Systeme können von verschiedenen Blickwinkeln betrachtet werden. Dies können direkt integrierte Sensoren in Aktorsysteme bzw. Sensoren, die einen Aktor zur Realisierung der eigentlichen Funktion aufweisen, sein. Zu Letzteren zählen Drehratensensoren im Allgemeinen, aber auch spezielle Sensoren wie z.B. zur Erfassung von Viskosität. Die zweite betrachtete Gruppe umfasst Antriebssysteme, die sich für die Realisierung einer bestimmten Funktionalität verschiedener Maschinenelemente bedienen und daher nun eine ursprünglich nicht intendierte aber gerne genutzte Sensorfunktion aufweisen. Die dritte Gruppe schließlich nutzt material- oder ausführungsspezifische Wandlereffekte sowohl aktorisch als auch sensorisch aus und realisiert somit intrinsische Mess- und Antriebsfunktionen. Dies führt zu besonders kompakten Systemen, da — neben einer u.U. erweiterten Elektronik — keine zusätzlichen Komponenten oder Subsysteme notwendig sind.

### 2.1.1 Sensor in Aktor integriert

In diese Kategorie fallen nach der oben aufgeführten Einteilung Sensor–Aktor–Systeme, bei denen diese Entitäten eng zusammen und in das System hinein entwickelt wurden. Im Folgenden sollen zunächst piezoelektrische Aktoren, dann ein elektromagnetisches System und zum Schluss ein mikrotechnisches Sensorsystem mit integrierter Aktorik beschrieben werden.

Im Bereich Piezoaktuatorik soll zunächst das Antriebssystem von JUNG-NICKEL aufgeführt werden, das sich nicht nur durch seine innovative Bauart, sondern besonders durch die Funktionsintegration von piezoelektrischem, hebelverstärktem Aktor und kapazitiven Messsystem auszeichnet (vgl. Abbildung 2.1. In der finalen Ausbaustufe werden drei Aktorsysteme in einer per Drahterosion hergestellten Edelstahlplatte integriert und dienen zum Antrieb einer ebenfalls planaren, im Betrieb jedoch aufgefalteten Parallelkinematik [50]. Der Antrieb besteht aus zwei mal zwei Schiebe- bzw. Klemmaktoren, die so angesteuert werden, dass eine schrittweise Bewegung entsteht. Die Kraftübertragung zwischen Stator und Läufer erfolgt dabei durch Formschluss in Form einer Mikro-Verzahnung von 100  $\mu\text{m}$  Größe. Innerhalb eines Schrittes wird die Verstellung durch die Veränderung einer Kapazität erfasst, sodass mit Hilfe einer analogen Spannung am Piezostapelaktor und einer entsprechenden Regelung eine sub-step-Auflösung bis etwa 350 nm erreicht werden kann. Außerdem erlaubt die Auswertung der Signale des kapazitiven Sensors eine Aussage über die auf den Aktor wirkenden Kräfte. Ein einzelner Antrieb wird mit Spannungen bis 160 V betrieben und kann bis zu 10 mm/s bei einer Schrittweite von 100  $\mu\text{m}$  und eine maximale Kraft von 4 N erreichen. Der Stellweg beträgt 20 mm. Für einen Schritt der Länge  $\Delta s$  muss der Piezostapelaktor eine Kraft

$$F_L = \frac{4k_{\text{gr}}\Delta s}{l_{\text{f1}}\sqrt{l_{\text{f2}}^2 - \Delta s^2}} = \frac{4k_{\text{gr}}\Delta s}{l_{\text{f1}}\sqrt{l_{\text{f2}}^2 - \Delta y^2}} \quad (2.1)$$

ausüben. Dabei ist  $k_{\text{gr}}$  die Steifigkeit eines Gelenks um die Hauptbewegungsachse,  $\Delta s$  die Auslenkung des Steges,  $\Delta y$  die Auslenkung am Kräfteinleitungspunkt und  $l_{\text{fi}}$  die Länge der Führungsschwingen. Der intendierte Einsatz dieses Systems sind Mikroproduktionsverfahren sowie die Medizintechnik. Daher

ist das parallelkinematische Subsystem als im Spritzgussverfahren gefertigtes Disposable-Teil konzipiert.

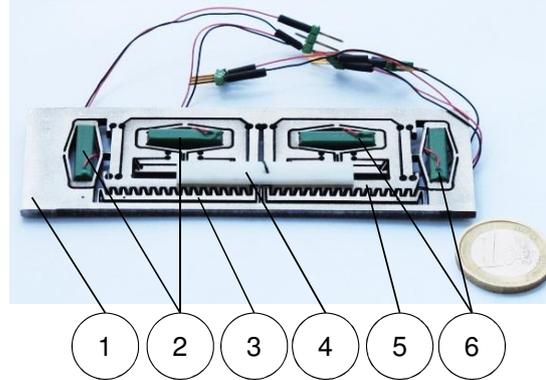


Abbildung 2.1: Piezoelektrischer Schrittmotor mit Formschluss von JUNGNI-CKEL [50].

(1) Monolithischer Stator, (2) Klemm- und Vorschubsaktoren, (3) Zahnstruktur für die kapazitive Wegmessung, (4) Läufer, (5) Mikroverzahnung (100  $\mu\text{m}$  Zahnabstand), (6) Klemm- und Vorschubsaktoren.

Die Piezo-Multilayer Biegeaktoren von SCHMID [113] und BALLAS [4] vereinigen die Funktion des Biegeaktors, basierend auf dem piezoelektrischen  $d_{31}$ -Effekt mit einer Sensorschicht, die auf demselben Effekt nur mit umgekehrter Wirkungsrichtung (vgl. Abbildung 2.2) beruht. Die Auslenkung  $\Delta L$  des vollkeramischen Biegeaktors folgt der Beziehung

$$\Delta L = \frac{3}{8} n \cdot d_{31} \frac{l_f^2}{h_p^2} \cdot U \quad (2.2)$$

mit  $U$  als Betriebsspannung,  $h_p$  als Dicke einer Piezokeramiksicht,  $l_f$  als freier Länge des Biegeaktors,  $d$  als piezoelektrischem Koeffizienten und  $n$  für die Anzahl der Schichten. Im vorliegenden Fall wird eine Piezoschicht zum Messen verwendet, während die übrigen für den aktorischen Teil zum Einsatz kommen. Realisiert werden soll mit dem System ein Mikroventil (vgl. Abbildung 2.2(a)). Die aufgebauten Aktoren von 20 mm Länge können Stellwege bis zu 310  $\mu\text{m}$  und Blockierkräfte bis 1,12 N (bei 84 V) erreichen. Die Resonanzfrequenz liegt bei 941 Hz [4]. Die Sensorik erreicht einen Übertragungsfaktor von 1,5 mV/ $\mu\text{m}$ .

Eine tiefe Funktionsintegration zeigt auch der piezoelektrisch angetriebene adaptive passive Schwingungstilger von POTT (Abbildung 2.3). Passive Schwingungstilger stellen ein Feder-Masse-System dar, dessen Eigenfrequenz auf die Anregungsfrequenz abgestimmt ist. Damit wird bei entsprechender Anregung eine 180° phasenverschobene Kraft, die der Anregung entgegen wirkt, erzeugt. Adaptiv wird ein solches System, wenn es in der Lage ist, seine Eigenfrequenz  $\omega$  (automatisch) auf die Anregungsfrequenz abzustimmen:

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.3)$$

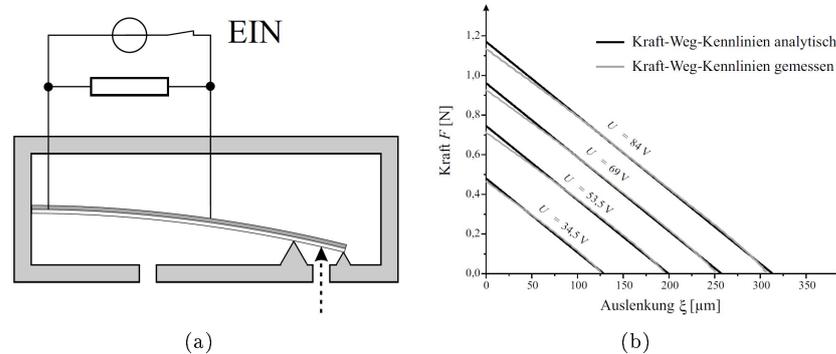


Abbildung 2.2: Piezoelektrischer Multilayer-Biegeaktor von BALLAS [4].  
 (a) Prinzip des Biegeaktors in einem pneumatischen Ventil. (b) Kraft-Weg-Kennlinien.

mit

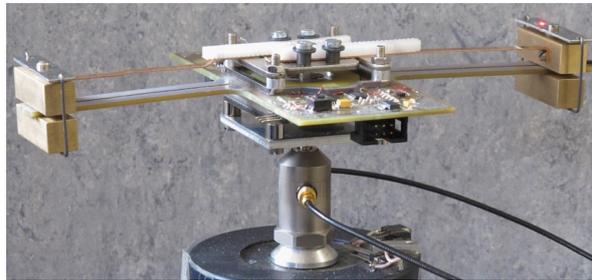
$$k = \sqrt{\frac{3EI}{l^3}} \quad (2.4)$$

Im präsentierten System wird eine herkömmliche Platine aus FR4 für nahezu alle Teilfunktionen des Tilgers verwendet. Dazu zählen die  $\mu\text{C}$ -Schaltung zur Steuerung, die Sensierung von Verstellung und Beschleunigung an der Basis sowie Beschleunigung an der Endmasse, ein Piezo-Wanderwellenmotor (Prinzip der Fa. PCB-Motor ApS, Hillerød, DK) sowie die Schaltung zur Ansteuerung des Motors.

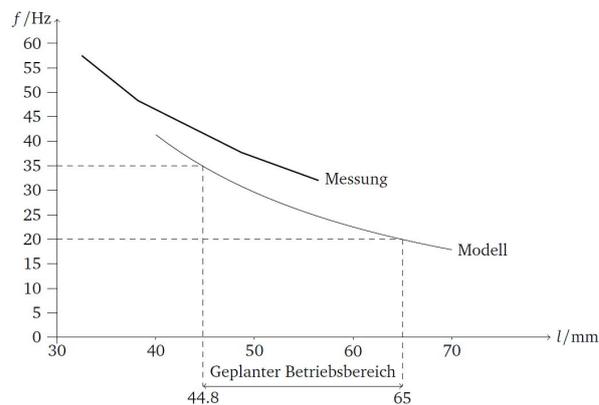
Das System arbeitet in einem Anregungsfrequenzbereich von 35 bis 55 Hz. Das diskret aufgebaute Vorgängersystem funktioniert zuverlässig und ist in der Lage, seine Frequenz in einem Bereich zwischen 25 und 55 Hz in weniger als 3,5 s anzupassen. Experimentell konnte eine Reduktion der Schwingungsamplitude von bis zu 96 % gezeigt werden. Entsprechende weiterführende Literatur befindet sich im Anhang.

Im durch das das EUROSTARS-Konsortium geförderten Projekt NEPIA (FK: 01QE113B) wird durch POTT ein piezoelektrisch aktuierter Stick-Slip-Motor untersucht (vgl. Abbildung 2.4(a)). Ziel ist dabei die Verbesserung der Energieeffizienz dieses Antriebsprinzips. Der Motor in seiner Grundform besitzt Möglichkeiten zur Linearführung und kann als einzelne Strebe (siehe Abbildung 2.5(a)) einer Parallelkinematik (siehe Abbildung 2.5(b)) aufgefasst und ausgeführt werden. Somit arbeitet der Antrieb in eine Pendelstütze integriert und erfährt ausschließlich axiale Kräfte.

Das Antriebsprinzip erlaubt prinzipiell auch open-loop Bewegungen doch wird es zur Erhöhung der Genauigkeit sinnvoll durch einen Encoder unterstützt. Im vorliegenden Fall ist dieser nebst Elektronik in die Strebe integriert, um eine möglichst geringe Baugröße zu erhalten. Dies ist nicht nur für die Gesamtabmessungen des Tripods gewünscht, sondern erhöht auch die Winkelbeweglichkeit des Systems, da Kollisionen zwischen den Streben vermieden werden.



(a)



(b)

Abbildung 2.3: Piezoelektrisch angetriebener adaptiver passiver Schwingungstilger [99].

(a) zeigt den Tilger, der Aktorik, Sensorik, Steuerung sowie die Federstruktur in einer einzigen Platine aus FR4 integriert. (b) zeigt die Eigenfrequenz über der Position der Tilgermassen. Ein Einsatzfrequenzbereich von 35 bis 55 Hz ist erreichbar [99].

DÖRRER beschreibt ein frei konfigurierbares Tastenfeld für die Mensch-Maschine-Interaktion [20]. Die  $3 \times 5$  Einzeltasten können jeweils eine Kraft von maximal 1,5 N erzeugen. Der integrierte Regler erlaubt eine nahezu freie Definition sowohl der Kraft-Weg-Kennlinie (Schaltpunktcharakteristik) als auch des Tastenfeldes selbst. So können z.B. Menüstrukturen oder größenveränderliche Tasten dargestellt werden (vgl. Abbildung 2.6).

Die einzelnen Tasten werden durch einen elektrodynamischen Antrieb mit bewegtem Magneten und zwei statischen Spulen aktuiert (siehe Abbildung 2.7). Der Durchmesser einer Aktoreinheit ist so gewählt, dass sie ein das  $10 \times 10$  mm-Raster des Tastenfelds passt, ohne mit den Nachbaraktoren zu interferieren. Ein Hub von 5 mm kann erzeugt werden. Die maximale Aktor-Dauerkraft

$$F = B_0 \cdot i \cdot l \quad (2.5)$$

mit  $B_0$  als Flussdichte im Luftspalt,  $l$  als im Feld befindlicher Leiterlänge und  $i$  als Strom liegt bei 1,5 N; die erzielbare Kraftauflösung bei 20 mN. Direkt

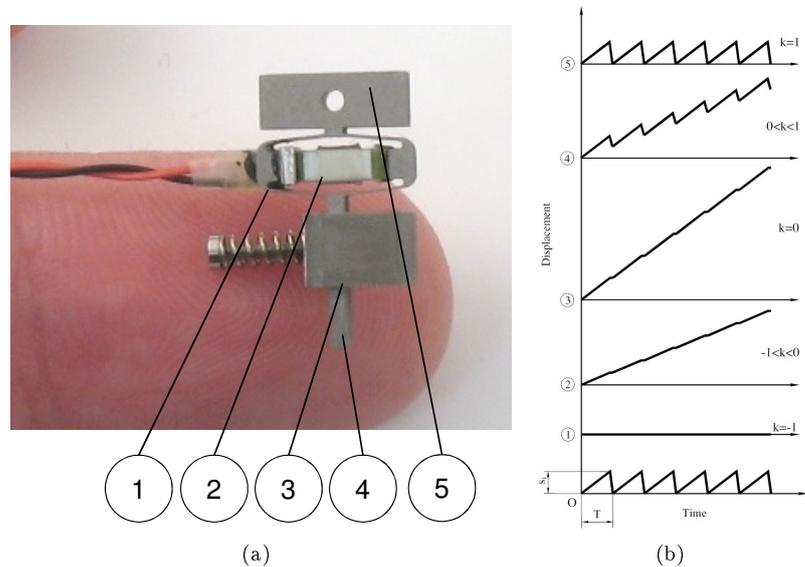


Abbildung 2.4: Piezoelektrischer Mikro-Stick-Slip-Antrieb.

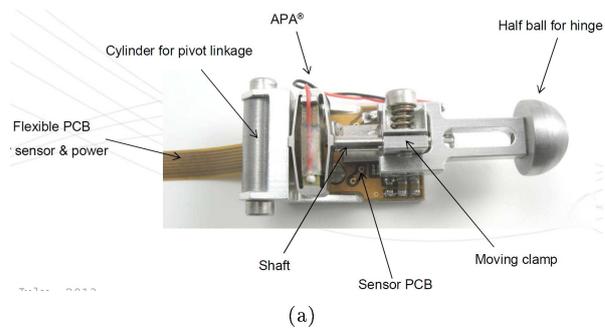
(a) zeigt den Motor mit einem Finger als Größenvergleich [CEDRAT] (1) Hebelstruktur zur Hubverstärkung, (2) Piezo-Stapelaktor, (3) Läufer, der auf der Stange (4) rutscht, (5) Befestigung. (b) Die Abhängigkeit der Verstellung von der Eingangssignalform, der Masse und besonders der Steifigkeit  $k$  des Systems bei Piezo-Stick-Slip-Antrieben [134].

unter den eigentlichen Aktor ist ein Wegsensor integriert. Dieser besteht aus einer Reflexlichtschranke, die den Abstand zur einer Kolbenplatte, die am unteren Ende der Führungsstange befestigt ist, misst. Auf diese Weise kann direkt unter der Aktoreinheit eine Platine angebracht werden, die die einzelnen Lichtschrankelemente sowie die Ansteuerungselektronik aufnimmt. Die erzielbare Auflösung mit dem gewählten Messverfahren liegt bei  $35 \mu\text{m}$ .

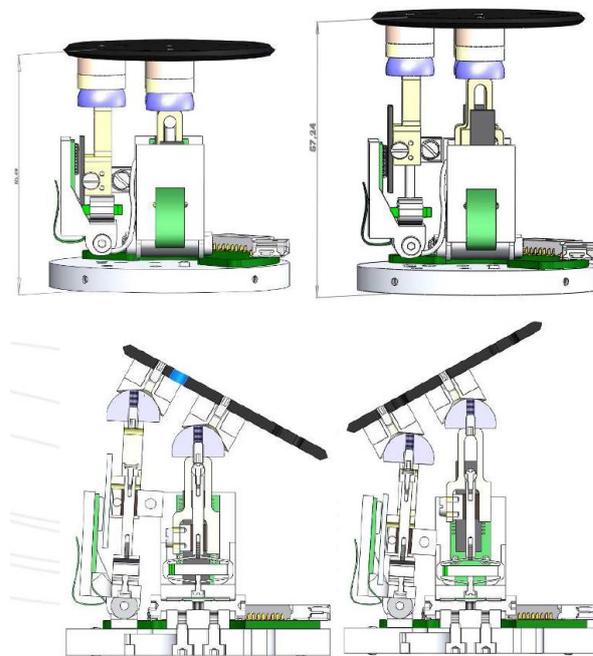
KERN stellt ein haptisches Display der Fa. Continental, Babenhausen für automotive Anwendungen vor, das sich durch ein programmierbares haptisches Feedback auszeichnet (vgl. Abbildung 2.8(a)). Dabei wird vom User eine Platte gegen eine Federstruktur eingedrückt. Je nach programmierter Charakteristik ziehen nun Magnete ab einem gewissen Hub die Platte weiter an und erzeugen somit das Gefühl eines Tastendruckes (Abbildung 2.8(b)). Die freie Konfigurierbarkeit des Systems erlaubt beliebig „weiche“ oder „harte“ Tastendrucke [133].

Das System ist in der Lage, Kräfte bis 12N und Hübe bis ca. 1 mm zu erzeugen wobei der nominelle Hubbereich bei 0,4 mm liegt. Beschleunigungen bis über 1 g können erzeugt werden.

Sensor-Aktor-Systeme können neben den oben beschriebenen Aktoren mit integrierter Sensorik auch als Sensoren mit integrierter Aktorik aufgefasst werden. Als mikrotechnisch realisiertes Beispiel aus dem Stand der Technik kann der von Bosch angebotene Drehratensensor (vgl. dazu Abbildung 2.9(a)) betrachtet werden („Coriolis vibratory gyro“). Hier prägt eine elektrostatische



(a)



(b)

Abbildung 2.5: Piezoelektrischer Mikro-Stick-Slip-Antrieb.  
 (a) zeigt den Einsatz in einem Linearantrieb mit Positionsfeedback. Ein Hub von 7 mm und eine Positionsauflösung von  $2 \mu\text{m}$ . (b) zeigt drei solcher Antriebe in einer Parallelkinematik ( $\varnothing 55 \times 50 \text{ mm}$ ). Eine Winkelverstellbarkeit von  $\pm 30^\circ$  sowie eine Verstellung in  $z$ -Richtung von 7 mm werden erzielt [CEDRAT].

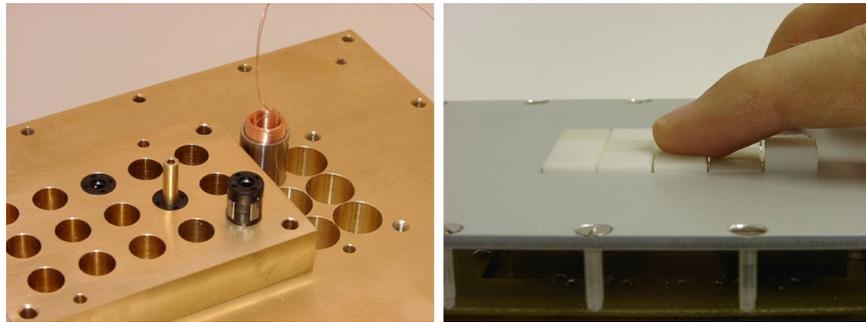


Abbildung 2.6: Frei konfigurierbares Tastenfeld von DÖRRER [20]. Links die Anordnung der Tasteneinheiten im Messing-Chassis. Beispielfhaft ist ein Lagerungselement, und eine Wicklung gezeigt. Rechts ein aus  $3 \times 3$  Einzel-tasten konfiguriertes Tastenfeld.

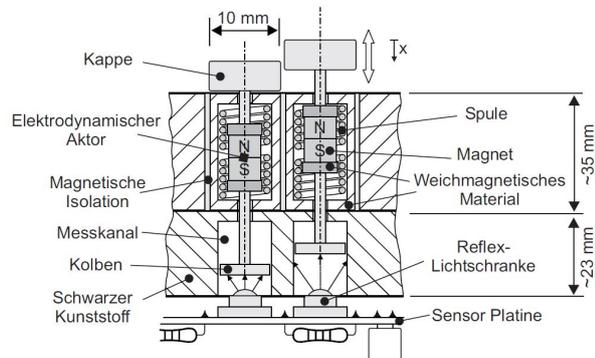


Abbildung 2.7: Schema des Tastenfeldes von DÖRRER [20]. Jede Taste ist durch einen Linearantrieb mit bewegtem Magneten aktuiert, dessen Verstellung direkt durch eine integrierte Reflexlichtschranke erfasst wird. Ein Regelkreis je Einzeltaste erlaubt die freie Konfigurierbarkeit des Tastenfeldes.

Kraft eine Rotationsschwingung mit der Frequenz  $\omega_V$  und der Amplitude  $x$  in eine Platte der Masse  $m$  ein. Je nach Drehrate  $\Omega$  erzeugt die Corioliskraft

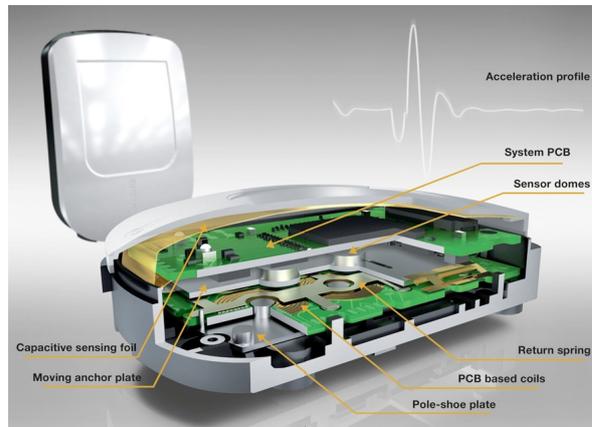
$$\mathbf{F}_C = -2m \cdot (\boldsymbol{\omega} \times \mathbf{v}) \quad (2.6)$$

eine Kraft

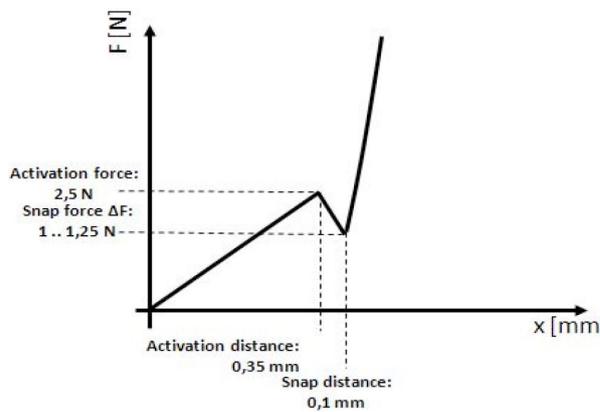
$$F_C = 2m \cdot x \cdot \omega_V \sin \omega_V t \cdot \Omega \quad (2.7)$$

senkrecht zur Schwingungsachse. Mit der Steifigkeit  $k$  der Aufhängung der Platte führt dies zu einer Verkippung  $y = F_C/k$  der Platte, die mit Hilfe von eine Kapazität ausbildenden Kammstrukturen (vgl. Abbildung 2.9(b)) oder darunter liegenden Plattenstrukturen sensiert wird.

In die selbe Klasse der Sensoren mit integriertem Aktor fällt bspw. der Sensor zur Messung der Viskosität von Motoröl von EGGERT (vgl. Abbil-



(a)



(b)

Abbildung 2.8: Haptisches Display von KERN [133].  
 (a) Planare elektromagnetische Antriebe mit integrierten Wegsensoren erzeugen ein haptisches Feedback mit charakteristischem Tastendruck (b).

dung 2.10(a)). Dieser besteht aus einem piezoelektrischen Element, das aktiv zu vom Motoröl gedämpften Schwingungen angeregt wird. Diese werden wieder von dem Piezoelement erfasst und einer Auswerteelektronik zugeführt. In starker Abhängigkeit von der herrschenden Temperatur kann somit die Viskosität des Motoröls aus der Resonanzfrequenz abgeleitet werden (vgl. Abbildung 2.10(a)) [21].

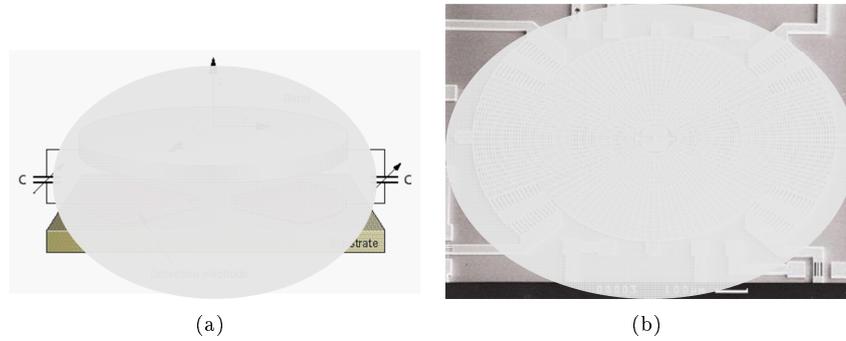


Abbildung 2.9: Drehratensensor auf MEMS-Basis. Eine Masse führt eine Rotationsschwingung aus und wird durch die Corioliskraft senkrecht zu ihrer Ebene ausgelenkt. Dies wird kapazitiv gemessen [109]. (a) zeigt das Funktionsprinzip, (b) eine mikrotechnisch ausgeführte Variante [109].

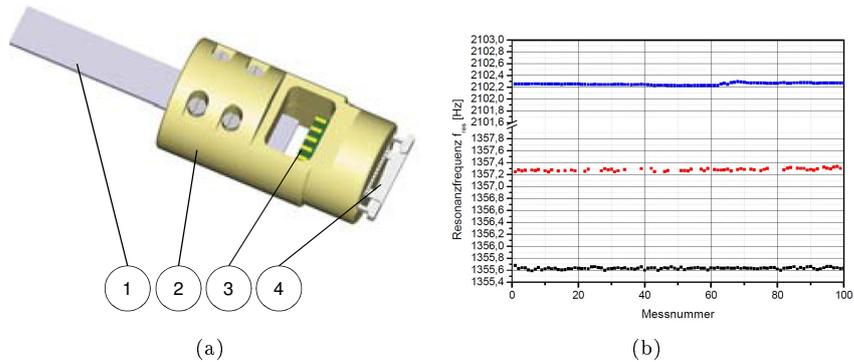


Abbildung 2.10: Viskositätssensor auf Basis eines piezoelektrischen Biegers aus Lithiumniobat von EGGERT. Die Resonanzfrequenz einer Biegezunge ändert sich mit der Viskosität und Temperatur des Motoröls. (a) zeigt den Sensor: (1) Biegezunge, (2) Gehäuse, (3) Kontaktierung, (4) Stecker. (b) zeigt exemplarische Messergebnisse für drei verschiedene Messmedien. Blau: Luft; rot: Frischöl; schwarz: Gebrauchtöl [21].

### 2.1.2 Sensor als Nebeneffekt

In diese Kategorie fallen Antriebe, bei denen eine weitere Größe aus bereits vorhandenen Sensorsignalen abgeleitet wird und zur Auswertung zur Verfügung steht.

Der seriell-elastische Antrieb (SEA) von MÜLLER (vgl. Abbildungen 2.11(a) und 2.11), der zum Antrieb einer aktiven Orthese dient, erlaubt die Ableitung des abgegebenen Drehmoments

$$M = k \cdot \Delta\varphi \quad (2.8)$$

aus der Winkeldifferenz  $\Delta\varphi$  und der Steifigkeit  $k$  der Feder, die aus regelungstechnischen Gründen erfasst wird. In diesem DFG-finanzierten Forschungsprojekt (GZ SCHL532/5-1, WE2308/12-1, KO1876/12-1, WO1624/2-1) wird untersucht, in wie weit eine aktive Kniegelenkorthese älteren Menschen bei Transferbewegungen (Aufstehen/Hinsetzen, Treppensteigen) helfen und das selbstbestimmte Leben in gewohnter Umgebung verbessern kann [31, 70, 71, 73]. Seriell-elastische Antriebe zeichnen sich durch eine gezielt seriell in den Kraftfluss eingebrachte Nachgiebigkeit aus. Deren Verformung wird über entsprechende Sensoren erfasst [56]. Ziel ist es primär, ein System aufzubauen, das regelungstechnisch einen Durchgriff erlaubt [30] und damit eine einfache Möglichkeit zur Nullkraft-Regelung bietet [103].

Der Antrieb ist in der Lage, bei einer Geschwindigkeit von etwa  $180^\circ/s$  Drehmomente bis über 25 Nm in das Knie des Orthesenträgers einzukoppeln. Zum Einsatz kommt ein bürstenkommutierter DC-Motor der Fa. Faulhaber, Schönaich (Type 3257 mit Getriebe 38A) sowie der proprietäre Motor-Encoder und ein zusätzlicher Encoder (Type P2200 Novotechnik OHG, Ostfildern) im Kraftfluss hinter der Spiralfeder (Sonderanfertigung durch die Fa. Febrotec GmbH, Halver).

In Abbildung 2.12(a) ist die Weiterentwicklung des Antriebs der Orthese zu erkennen. Hier wurde der diskrete Aufbau aus Motor, Getriebe, Lagerung, Feder und Winkeltrieb sowie Sensorik aufgegeben zugunsten einer funktionsintegrierten Lösung (Abbildung 2.12(b)). Diese nutzt die Möglichkeiten des Selective Laser Melting (SLM) als Rapid-Prototyping Herstellungsmethode. Hier wird ein Metallpulver schichtweise entsprechend der gewünschten Geometrie des Werkstücks mit einem Laserstrahl aufgeschmolzen und somit das Werkstück erzeugt [84]. Es können nahezu beliebige Metalle verarbeitet werden [123]. Im vorliegenden Fall wird „MS-1“ (X3Ni CoMoTi 18-9-5; 1.2709) der Fa. EOS GmbH, Krailling verwendet, das sich gut für Federstrukturen eignet und gleichzeitig ferromagnetisch ist. Der somit hergestellte Antrieb wird in der Endausbaustufe den Winkeltrieb, die Feder, Teile der Lagerung sowie die Maßverkörperung für die Sensorik in einem einzigen Bauteil vereinen (Abbildung 2.12(a)). Der resultierende Aufbau ist kompakter sowie leichter und wird weniger Reibung und Spiel aufweisen [105]. Literatur zu diesen Erkenntnissen findet sich im Anhang.

Eine Sonderform des SEA ist der *Twisted-String-Antrieb* (TSA), der auf der axialen Verdrillung eines Faserbündels beruht (vgl. Abbildung 2.13(a)) [132]. Die Fasern bilden eine Helix aus, die zu einer Verkürzung des Gesamtbündels führt. Da die Fasern über eine gewisse Elastizität verfügen (müssen), kann ein solcher Antrieb bei entsprechender Sensorik, die die relative Verstellung

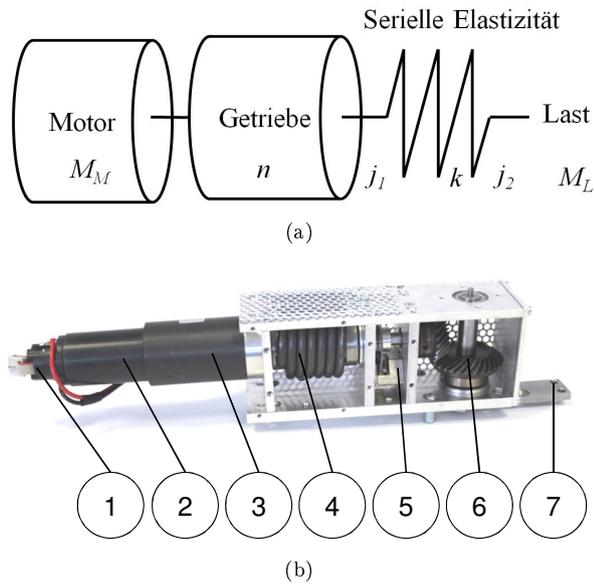


Abbildung 2.11: Seriell-elastische Antriebe (SEA) für den Einsatz im Projekt ORTHESE [71].

(a) Schema: Eine in den Drehmomentfluss eingebrachte Elastizität erlaubt eine einfache Nullkraftregelung [30]. Der Verdrehwinkel *vor* und *nach* der Elastizität wird gemessen [70]. (b) zeigt den Antrieb von MÜLLER, wie er in der Version 2.0 der Orthese verbaut ist: (1) Encoder auf der Motorwelle, (2) Motor, (3) Planetengetriebe, (4) Schraubenfeder, (5) zweiter Encoder, (6) Winkelgetriebe, (7) Abtriebshebel.

misst, als seriell-elastischer Antrieb aufgefasst werden. Die technische Herausforderungen sind hier die Eispannung (vgl. Pos. (3) in Abbildung 2.13(b)) sowie die Integration in ein Gehäuse (Abbildung 2.13(c)).

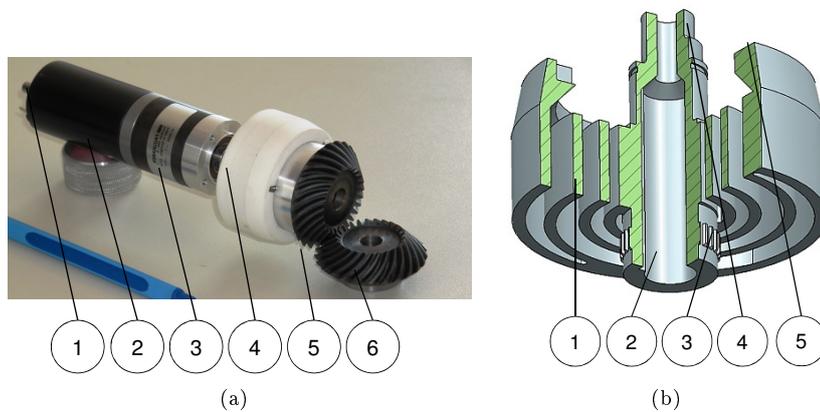


Abbildung 2.12: Additiv gefertigte funktionsintegrierte seriell-elastische Antriebe.

(a) zeigt eine Weiterentwicklung durch GRAEFENSTEIN. Hier ist die diskrete serielle Feder durch eine additiv gefertigte ersetzt, die weitere Funktionen wie z.B. die Maßverkörperung für den Winkelencoder und einen mechanischen Anschlag enthält [105]: (1) kein Encoder auf Motorwelle nötig, (2) Motor, (3) Planetengetriebe, (4) additiv gefertigte Spiralfeder, (5) Zahnrad dient als Maßverkörperung für den zweiten Encoder, (6) Winkelgetriebe. (b) zeigt die doppelarmige Spiralfeder (1), die von innen angetrieben (2) wird und das Drehmoment über den Außenring (5) an ein Kegelzahnrad (nicht dargestellt) abgibt. Eine Zahnstruktur auf der Eingangsseite dient als Maßverkörperung (3) für einen magnetischen Sensor. Eine Überdrehungssicherung wird mit Hilfe eines Nockens an der Abtriebsseite (4) realisiert [105].

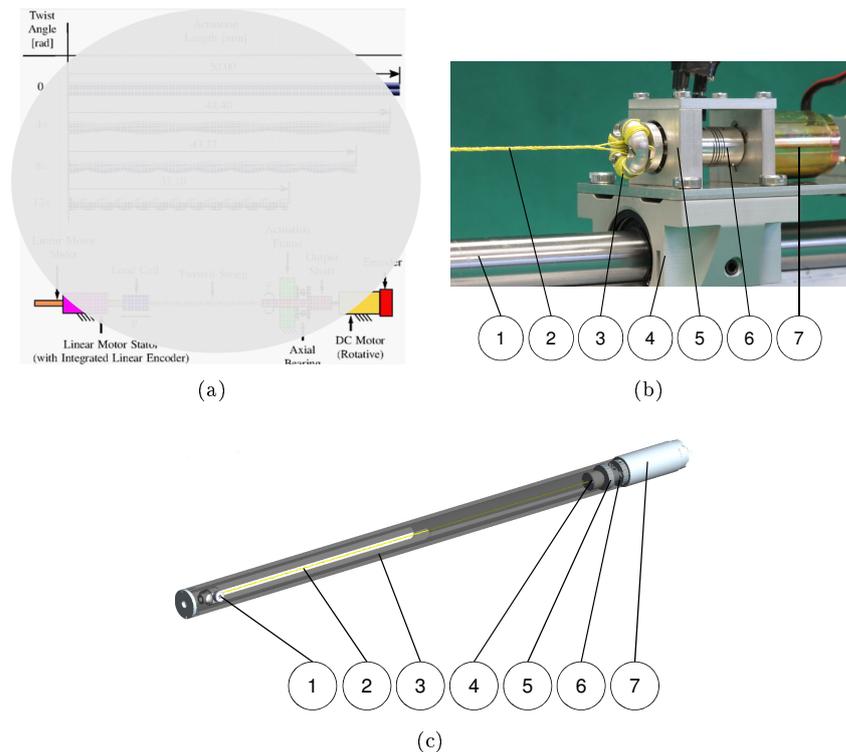


Abbildung 2.13: Twisted-String-Antrieb.

(a) zeigt das Prinzip aus verdrilltem Faserbündel [132]. (b) zeigt den ersten Prototypen, der von MÜLLER am Institut EMK aufgebaut wurde: (1, 4) Linearführung, (2) String, (3) Einspannung, (5) Axiallagerung, (6) Kupplung, (7) Motor. (c) zeigt eine integrierte Ausführung ( $\varnothing 16 \times 352$  mm) ebenfalls von MÜLLER: (1) bewegtes Ende des Strings in der Linearführung (3), (2) String, (4) Einspannung, (5) Axiallagerung, (6) Kupplung, (7) Motor.

### 2.1.3 Sensorprinzip intrinsisch

Unter bestimmten Umständen können physikalische Effekte, die zur Realisierung eines Aktors ausgenutzt werden, in der umgekehrten Richtung als Sensor verwendet werden. Besonders im Fall des piezoelektrischen Effekts sowie im Falle elektrostatischer Antriebe kann dies mit gutem Erfolg genutzt werden. Aber auch die von der (Winkel-)Lage des Rotors abhängige Änderung der Induktivität der Wicklung eines elektrodynamischen (Linear-)Antriebs kann zu deren Bestimmung herangezogen werden [14].

Im einfachsten Fall kann das Drehmoment eines DC-Motors mit Hilfe der Generatorspannungskonstante  $k_e$  sowie der Winkelabhängigkeit der Gegeninduktionsspannung  $U(\Phi)$  entsprechend des Zusammenhangs

$$M = k_e \cdot U(\Phi) \cdot I \quad (2.9)$$

aus dem Wicklungsstrom  $I$  abgeleitet werden (vgl. Abbildung 2.14(a)). Die sich über den Drehwinkel ändernde Induktivität führt zu einer Änderung der Gegeninduktionsspannung, die somit für die Rotorlagebestimmung zur Kommutierung herangezogen werden kann (vgl. Abbildung 2.14(c)) [78].

Im Falle der elektroaktiven Polymere [49, 63, 64] wird ein Aktor realisiert, indem ein Plattenkondensator aus Graphitelektroden und einem Dielektrikum aus Silikon aufgebaut wird (vgl. Abbildung 2.15). Am Institut für Elektromechanische Konstruktionen ist in diesem Zusammenhang der Stapelaufbau dieser Systeme etabliert worden.

$n$  Silikonschichten mit einer Dicke  $d$  von 20 bis 50  $\mu\text{m}$  wechseln sich mit aufgespritzten Graphitschichten ab, die wechselseitig kontaktiert und zu Elektrodengruppen zusammengefasst werden (vgl. Abbildung 2.15). Werden diese nun mit einer Spannung beaufschlagt, bildet sich entsprechend des von COULOMB formulierten Zusammenhangs eine Kraft

$$F = \frac{U^2 \cdot \epsilon_0 \epsilon_r \cdot A}{2 \cdot d^2} \quad (2.10)$$

zwischen den Elektroden der Fläche  $A$  aus, die das Dielektrikum mit der Permittivität  $\epsilon_r$  entsprechend

$$n \cdot \Delta z = \frac{z_0}{E} \cdot \left( \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{U^2}{z_0^2} + \frac{F}{A} \right) \quad (2.11)$$

verformt. Wird Gleichung 2.10 nach der Kapazität des Aktors

$$C_{\text{Aktor}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot A_0 \cdot z_0}{(z_0 - \Delta z)^2} \quad (2.12)$$

umgestellt, wird deutlich, dass ein solches System auch als Sensor für den Plattenabstand  $d$  dienen kann. Auf diese Weise kann ein und dieselbe Struktur als Aktor und Sensor verwendet werden (vgl. dazu Abbildung 2.16).

Abbildung 2.17 zeigt beispielhaft eine Mensch-Maschine-Schnittstelle, die als Bedieneinheit für einen MP3-Player ausgeführt ist. Die einzelnen Tasten können mit der oben beschriebenen Technik statisch so ausgelenkt werden, dass sie blind fühlbar sind und einen durch den sensorischen Effekt erfassten Tastendruck durch bspw. eine Vibration quittieren.

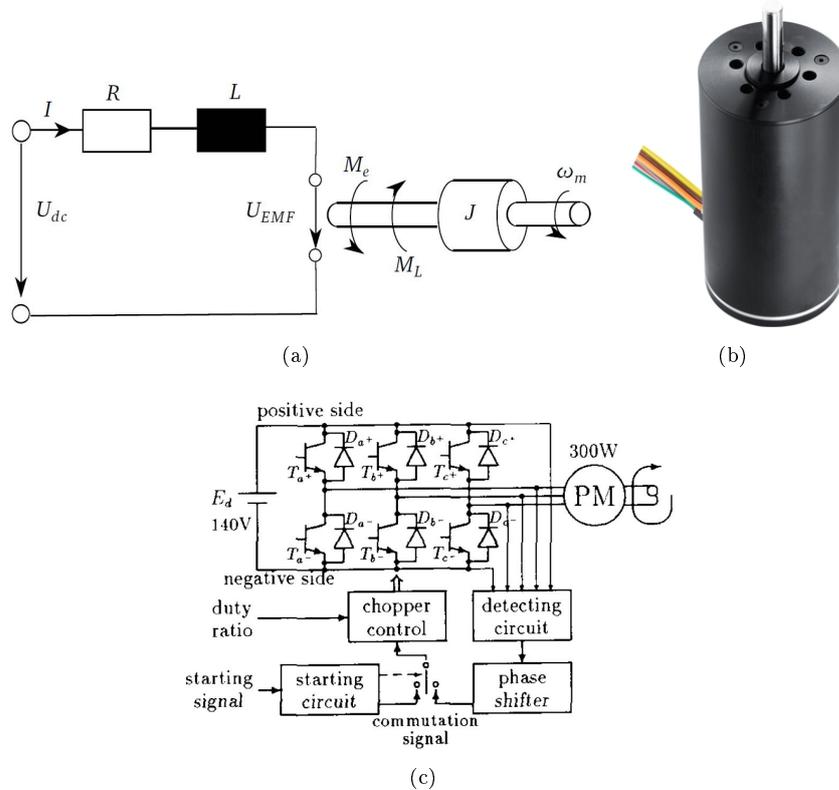


Abbildung 2.14: Modellierung von DC-Motoren. (a) zeigt das allgemeine Ersatzschaltbild zur Ableitung von Gleichung 2.9. (b) zeigt einen herkömmlichen BLDC-Motor der Fa. Faulhaber [Faulhaber]. (c) zeigt eine Schaltung zur sensorlosen Erfassung der Rotorlage für die Kommutierung von BLDC Motoren [78].

Die Technologie der EAP kann auch zur Schwingungsbbeeinflussung eingesetzt werden. KARSTEN zeigt dies beispielhaft an einem einachsigen Lager, das durch einen EAP-Stapelaktor und ein eingeschlossenes Luftvolumen gebildet wird (vgl. Abbildung 2.18(b)) [53].

Der gewählte Aufbau kombiniert aktive und passive Eigenschaften des EAP-Stapelaktors sowie das Luftkissen und erlaubt eine ausgeprägte Schwingungsdämpfung in einem Bereich bis 21,5 Hz. Dabei können Massen bis 500 g unterstützt werden. Die Technologie ist erweiterbar auf größere Matten und arbeitet je nach gewünschtem Frequenzbereich auch ohne Luftkissen [53]. Ziel der Arbeiten ist es auch hier, den sensorischen und aktorischen Effekt gleichzeitig zu nutzen. Dabei kann beispielsweise die Kapazität durch eine (sinusförmigen) Überlagerung des Aktorsignals mit einer kleinen höherfrequenten Messspannung erfasst werden (vgl. Abbildung 2.16)[51].

Während seiner Arbeiten im Themenbereich der Piezoaktorik konnte POTT zeigen, dass es mit einem Piezo-Ultraschallmotor möglich ist, das abgegebene Drehmoment durch die gleichzeitige Nutzung des direkten und inversen piezo-

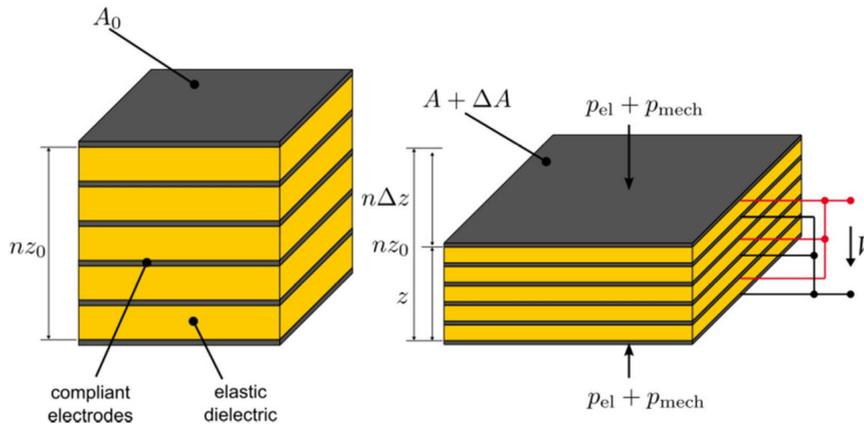


Abbildung 2.15: Basiselement eines dielektrischen Polymeraktors [40]. Links im unverformten Zustand, rechts verformt nach Anlegen einer Spannung  $U$  an die in grau dargestellten Elektroden. Zwischen den Elektroden befindet sich das elastische Dielektrikum (gelb).

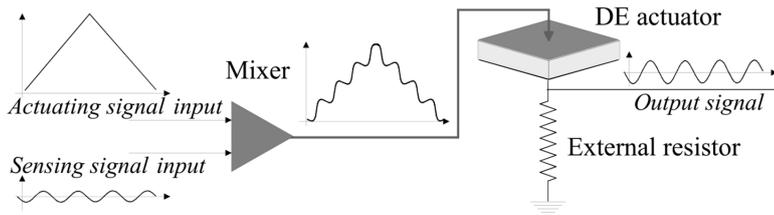


Abbildung 2.16: Überlagerung von Akturierungs- und Sensierungssignal in einem dielektrischen Elastomer-Stapelaktor [51].

elektrischen Effekts zu erfassen [97]. Dazu wurde ein Piezo-Ultraschallmotor aufgebaut, der durch seine Bauart bedingt eine eindeutige Zuordnung von Reib- und Vorschubkräften erlaubt. Abbildung 2.19(a) zeigt dazu den realisierten Motor während Abbildung 2.19(b) den prinzipiellen Aufbau verdeutlicht: der tangential an den Rotor anliegende Resonatorbalken wird durch einen Piezostapelaktor in Längsschwingungen versetzt. Die radiale Reibkraft wird von einem zweiten Stapelaktor aufgebracht. Zwei sinnfällige phasenverschobene sinusförmige Anregungssignale sorgen dafür, dass die Vortriebskraft entweder für Rechts- oder Linkslauf sorgt. Dazu führt der Reibkontakt eine ellipsenförmige Trajektorie aus.

Die Zusammenhänge, die zu der in Abbildung 2.20(b) führen lassen sich über eine Betrachtung des Ersatzschaltbildes (vgl. Abbildung 2.20(a)) herleiten.  $U_{CM}$  ist hierbei die gesuchte drehmomentabhängige Brückenspannung. Bei Betrachtung von

$$\underline{U}_{CM} = \frac{Y \cdot \underline{F}_M}{1 + j \cdot \frac{R_r(C_{CM} + C_K)}{L_m C_m}} + \frac{U_0}{1 + \frac{j C_{CM} R_r}{L_m C_n + j R_r C_K}} \quad (2.13)$$

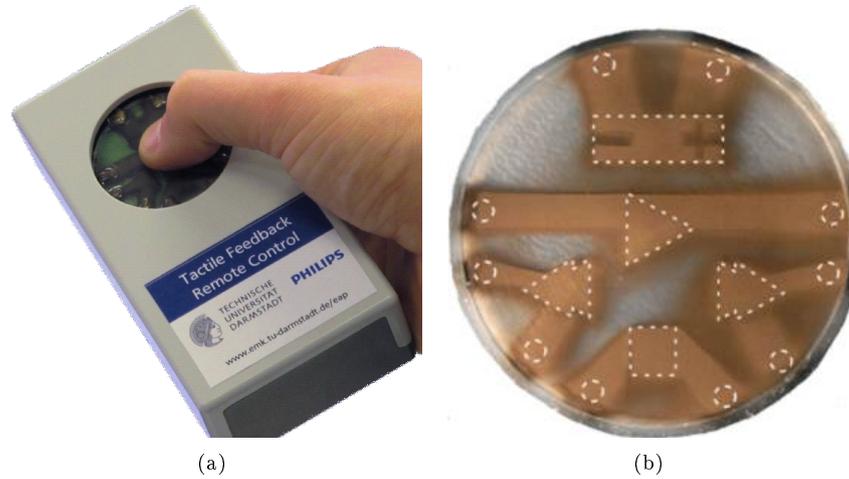


Abbildung 2.17: EAP-basierte Bedieneinheit (Demonstrator) von MÖSSINGER [69].

Das für einen MP3-Player ausgelegte System kann Tasten durch statische Auslenkung fühlbar gestalten, einen Tastendruck messen sowie durch Vibration quittieren. Das Gehäuse enthält die komplette Ansteuerungselektronik inkl. der Hochspannungserzeugung.

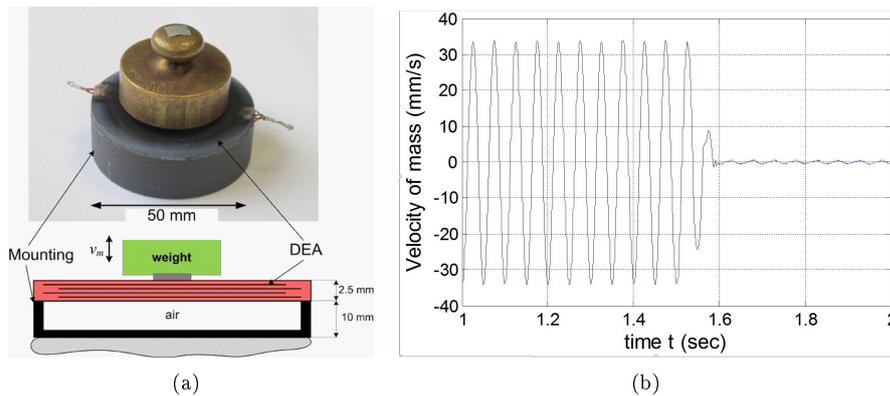
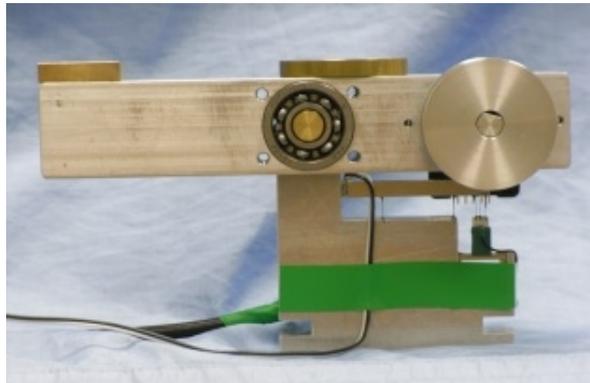
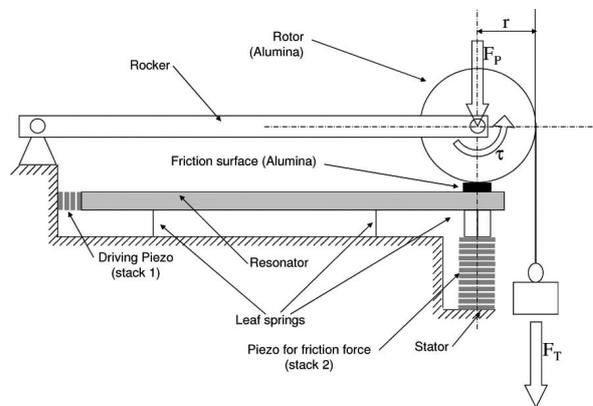


Abbildung 2.18: Aktives Lager Auf EAP-Basis von KARSTEN [53].

(a) zeigt den prinzipiellen Aufbau und eine Schnittdarstellung. In (b) wird die Wirkung der Beeinflussung ohne unb  $t = 1,5$  s mit Controller gezeigt.



(a)



(b)

Abbildung 2.19: Piezomotor von POTT zur intrinsischen Erfassung des abgegebenen Drehmoments [97].

(a) zeigt den realisierten Motor mit tangentialen Resonatorbalken. (b) zeigt das Prinzip von tangentialer Vortriebs- und radialer Reibkraftherzeugung.

wird deutlich, dass  $U_{CM}$  – neben den Parametern des Ersatzschaltbildes – nur von der auf den Vortriebsstapelaktor wirkenden tangentialen Kraft  $F_M \sim \tau/r$  sowie der Versorgungsspannung  $U_0$  abhängig ist. Diese Zusammenhänge können nun für den Aufbau von piezoelektrischen Servomotorsystemen dienen. Erste Versuche mit einem Motor basierend auf dem Piezoelement U-164.1.1 des Anbieters Physikinstrumente, Karlsruhe (vgl. Abbildung 4.4(a)) zeigen eine gute Linearität und einen weiten Betriebsspannungsbereich zwischen 45 und 60 V (siehe Abbildung 4.4(b) auf Seite 128).

Sogenannte Formgedächtnislegierungen (FGL, Englisch „Shape memory alloys“, SMA) ändern ihre Abmessungen beim Phasenübergang zwischen Austenit und Martensit und können als Aktoren eingesetzt werden. Dabei wird thermische Energie, die für die Phasenänderung notwendig ist, in mechanische Energie gewandelt. Zahlreiche Möglichkeiten für den Aufbau massentauglicher Aktoren stehen zur Verfügung. Diese reichen von längsbelasteten Drähten über Biegeungen und Rohren bis zu gewickelten und Mehrstoff-Systemen [61] (vgl.

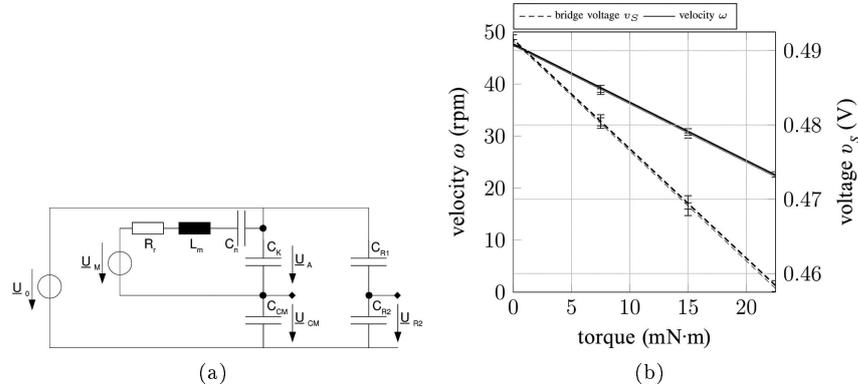


Abbildung 2.20: Piezomotor von POTT zur intrinsischen Erfassung des abgegebenen Drehmoments [97].

(a) zeigt die Kennlinie bzw. die Abhängigkeit von Brückenspannung und Drehmoment. (b) zeigt das Ersatzschaltbild des Piezomotors in der Brückenordnung [97].

Abbildung 2.21(a)). Mit dem Phasenübergang ändert das FGL-Material auch seinen spezifischen Widerstand, wobei der Effekt durch die (auch temperaturabhängige) Geometrieänderung überlagert wird. Auf diese Weise lässt sich ein intrinsischer Messeffekt darstellen und für die Erfassung der Verformung nutzen. Der Widerstand ändert sich entsprechend der Beziehung

$$R_{\text{FGL}} = \rho_{\text{FGL}} \cdot \frac{l}{A} (\alpha_{\text{FGL}} \cdot \Delta T + 1) \quad (2.14)$$

mit

$$\rho_{\text{FGL}} = \rho_{\text{Aus}} \cdot V(T) + \rho_{\text{Mar}} \cdot (1 - V(T)), \quad (2.15)$$

wobei  $V(T)$  der prozentuale, temperaturabhängige Volumenanteil an Martensit ( $0 < V < 1$ ) ist und  $\rho_{\text{Aus}}$  den spezifischen Widerstand der austenitischen Phase ( $1,014 \cdot 10^{-6} \Omega \text{mm}$ ) bzw.  $\rho_{\text{Mar}}$  den spezifischen Widerstand der martensitischen Phase ( $1,067 \cdot 10^{-6} \Omega \text{mm}$ ) darstellen.  $\alpha_{\text{FGL}}$  bildet den Einfluss der Temperatur ab [61]. Abbildung 2.21(b) verdeutlicht die Zusammenhänge: Im ersten Kurventeil ( $T_d < A_s$ ) steigt der Widerstand linear durch die generelle Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes an ( $\alpha_{\text{FGL}}$ ). Sobald die Phasenumwandlung einsetzt ( $T_d > A_s$ ) verringert sich  $\rho_{\text{FGL}}$ . Diese Abnahme ist gegenüber dem konventionellen linearen Anstieg deutlich größer, weswegen kein weiterer Anstieg bis zum Abschluss der Phasenumwandlung zu beobachten ist. Nachdem die Phasenumwandlung abgeschlossen ist ( $T_d > A_f$ ), steigt  $R_{\text{FGL}}$  analog zur Phase vor der Umwandlung, jedoch mit einer anderen Steigung, wieder an. Die Rückumwandlung erfolgt analog zum mechanischen Verhalten hysteresebehaftet, daher liegt die Rückumwandlungskurve unterhalb der Aktivierungskurve [61].

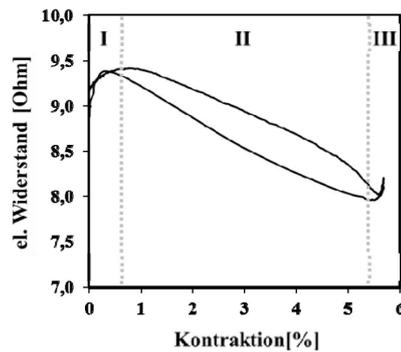
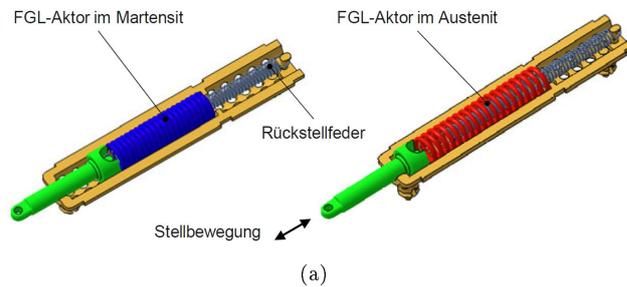


Abbildung 2.21: Aktoren auf Basis von Formgedächtnislegierungen (FGL) zeigen ein intrinsisches Sensorverhalten bzgl. des elektrischen Widerstands. (a) zeigt einen beispielhaften Aktor mit Rückstellfeder, (b) verdeutlicht das charakteristische Widerstandsverhalten eines Formgedächtnisdrahtes im elektrisch geregelten Betrieb bei vollständiger Aktivierung [61].

#### 2.1.4 Zusammenfassung

Die vorangegangenen Beispiele aus der Praxis des Instituts für Elektromechanische Konstruktionen der Technischen Universität stellen einen breit gefächerten Überblick über verschiedene Aspekte der Integration von Aktorik und Sensorik dar. Die Methode zur Auswahl der Beispiele kann keinen vollumfänglichen Überblick garantieren. Gleichwohl führen die zitierten Arbeiten und Publikationen jeweils wieder eine profunde Analyse des Stands der Technik im Fokus der eigenen Fragestellung auf, sodass hier weiter recherchiert werden kann.

Tabelle 2.1 gibt eine Übersicht der aufgeführten Beispiele.

## 2.2 Miniaturisierung

Die Feinwerktechnik zeichnet sich — wie oben ausgeführt — durch eine zunehmende Miniaturisierung von Systemen und deren Teilkomponenten aus. Zum einen wird dies durch die Fortschritte im Bereich der Elektronik und Mikrosystemtechnik, zum anderen durch neue Materialien ermöglicht. Zuletzt führen Bestrebungen bei der Funktionsintegration zu weiteren Fortschritten bei der Miniaturisierung. Besonders im Bereich der Sensorik können mikroelektromechanische Bauteile und Prinzipien die Baugröße eines Gesamtsystems

Tabelle 2.1: Übersicht der in den vorangegangenen Abschnitten aufgeführten Beispiele.

Klasse	Aktorprinzip	Messgröße	Sensorprinzip	Integration	Beispiel	Beispiel
	piezoelektrisch	Verstellung	kapazitiv	monolithische Kinematik	Schreitanztrieb	Abb. 2.1
	piezoelektrisch	Verstellung	piezoelektrisch	Multilayer Begeaktor	Ventil	Abb. 2.2(a)
	piezoelektrisch	Beschleunigung	kapazitiv	gemeinsame Platine	Schwingungsflieger	Abb. 2.3(a)
Sensor in Aktor integriert	elektrodynamisch	Verstellung	optisch (Intensität)	gemeinsame Platine	Haptisches Display	Abb. 2.6
	elektromagnetisch	Verstellung	optisch (Intensität)	gemeinsame Platine	Haptisches Display	Abb. 2.8(a)
Seite 18	piezoelektrisch	Viskosität	piezoelektrisch	Begeaktor	Viskositäts-sensor	Abb. 2.10(a)
	elektrostatisch	Drehrate	kapazitiv	Si-MEMS	Drehraten-sensor	Abb. 2.9(a)
Sensorprinzip als Nebeneffekt	elektrodynamisch	Drehmoment	Winkel (optisch, magnetisch)	Feder	Serial-elastischer Antrieb	Abb. 2.11
Seite 27	elektrodynamisch	Drehmoment, Drehwinkel	Strom (Shunt)	In Steuerung	Servoantrieb	Abb. 2.14(c)
Sensorprinzip intrinsisch	elektrostatisch	Verstellung	kapazitiv	im Material	aktives Lager	Abb. 2.18
Seite 31	piezoelektrisch	Drehmoment	piezoelektrisch	im Material	Ultraschall-motor	Abb. 2.19(a)
	Formgedächtnislegierung	Verstellung	resistiv	im Material	Schaltantrieb	Abb. 2.21(a)

erheblich reduzieren. Auch im Bereich der Elektronik können neue Bauelemente, Bestückungsverfahren, Platinenlayouts oder Datenspeicher einen wertvollen Beitrag zur Miniaturisierung leisten. Die Aktorik jedoch unterliegt strengeren Gesetzmäßigkeiten. Zwar konnten durch den Einsatz von z.B. Seltenen-Erden-Magneten kleinere und dennoch leistungsfähigere elektrische Antriebe realisiert werden, dennoch ist das Miniaturisierungspotenzial von Antrieben begrenzt.

Das folgenden Kapitel gibt einen Überblick über die Zusammenhänge. Abschnitt 3.1 beschreibt elektromechanische Wandlerprinzipien für Aktoren, während Abschnitt 3.2 Sensorprinzipien skizziert. In beiden Fällen werden das Potenzial zur Miniaturisierung und deren Grenzen aufgezeigt.

In Tabelle 3.1 bezeichnet  $s$  den Skalierungsfaktor mit dem ein System verkleinert bzw. vergrößert wird und es wird die Abhängigkeit der Leistungsdichte als Vergleichskriterium betrachtet. Dabei wird deutlich, dass teilweise theoretische Betrachtungen, teilweise jedoch auch empirische Beobachtungen zeigen, dass nicht alle Aktorprinzipien beliebig ins Kleine (oder auch ins Große) skaliert werden können. Beispielsweise wird bei elektrodynamischen Antrieben mit zunehmender Miniaturisierung die Leistungsdichte geringer. Dies bedeutet, dass es für einen bestimmten Anwendungszweck nur dann einen Möglichkeit zur Miniaturisierung gibt, wenn gleichzeitig der Leistungsbedarf sinkt. Umgekehrt ist bei elektrostatischen Antrieben eine Zunahme der Leistungsdichte bei Verringerung der Baugröße zu bemerken. Dies ist vorteilhaft für mikroelektromechanische Baugruppen und Systeme, jedoch bedeutet dies, dass solche Antriebsprinzipien in der Makrowelt keine Bedeutung erlangen können.

Viel Hoffnung liegt in sogenannten Festkörperaktoren wie z.B. piezoelektrischen Antrieben. Hier wird eine Materialeigenschaft für ein Aktorprinzip benutzt. Da piezoelektrische Aktoren direkt nur Dehnungen im Promille-Bereich erzeugen können, sind Methoden und Mechanismen nötig, den Hub zu vergrößern. Dabei helfen Hebelstrukturen (Hubvergrößerung), Schrittantriebe (Hubaddition) oder Ultraschallantriebe (Wanderwellenmotoren). Dennoch zeigt eine Analyse des Stands der Technik, dass auch hier Grenzen existieren und sich piezoelektrische Antriebe hinsichtlich der Leistungsdichte nicht beliebig miniaturisieren lassen. Auch makroskopische Antriebe im nennenswerten zwei- und mehrstelligen Watt-Bereich sind nicht realisierbar, da interne Verluste im Piezomaterial in der Größenordnung von 20 bis 30 % eine Erwärmung nach sich ziehen, die relativ schnell zur thermischen Zerstörung des Materials führt. Der üblicherweise vorhandene Reibkontakt in einem piezoelektrischen Motor erzeugt darüber hinaus Abrieb und Verschleiß und führt dadurch zu einer begrenzten Lebensdauer. Moderne Dickfilmaktoren können sowohl in der Makrowelt als z.B. Biegeaktoren, als auch in der Mikrowelt als druckbare Schicht in einem Mikrosystem eingesetzt werden. Darüber hinaus ist die Nutzung des sensorischen Effekts bei piezoelektrischen Aktoren besonders einleuchtend.

Festkörperaktoren, die auf dem (elektro)-thermischen Prinzip beruhen, können große Kräfte und bei entsprechender Systemintegration auch nennenswerte Hübe erreichen. Hier ist die Leistungsdichte durch die Wärmeleitung begrenzt, die von Materialkonstanten abhängig ist. Aber auch die Geometrie, sowie der Wärmezufuhr- und -abfuhr begrenzen die Leistungsdichte. Elektrothermische Antriebe eignen sich gut für mikroelektromechanische Systeme; der Effekt kann aber auch im Bereich der Makrowelt für Stellaufgaben (z.B. als Thermostatventile) eingesetzt werden.

Werden nun integrierte feinwerktechnische Sensor-Aktor-Systeme betrach-

tet, so wird deutlich, dass die Feinwerktechnik eher auf elektrodynamische oder –magnetische sowie piezoelektrische als auf elektrostatische Antriebe fokussiert ist.

Bei Sensoren ist das Miniaturisierungspotenzial weniger durch die physikalischen Eigenschaften der elektromechanischen Wandlung charakterisiert als durch die Anforderungen, die sich aus der Bauart und der gewünschten Genauigkeit ergeben. In den Ausführungen im Abschnitt 3.2 wird daher weniger auf die theoretischen Limitierungen als eher auf Aspekte der praktischen Umsetzung eingegangen. In vielen Fällen wird mit steigender Miniaturisierung das Messsignal immer kleiner, sodass die Limitierung durch die Notwendigkeit einer Integration von Sensorelektronik o.ä. erfolgt. Da dies jedoch dem stetigen Fortschritt in der Elektronikentwicklung unterliegt, scheint sich daraus kein geeignetes Diskriminierungskriterium ableiten zu lassen. Zuletzt wird die Miniaturisierung durch das (thermische) Rauschen begrenzt, über dem ein Messsignal liegen muss, um sauber erfasst und verstärkt werden zu können.

---

# Technologie und Miniaturisierung

---

---

3.1	Aktorprinzipien . . . . .	41
3.2	Sensorprinzipien . . . . .	65
3.3	Zusammenfassung . . . . .	119

---

In diesem Kapitel werden die für Sensor–Aktor–Systeme relevanten Aktor– und Sensorprinzipien ausgearbeitet. Ziel ist es, einen Überblick über die verwendeten Technologien, ihre physikalischen Wirkprinzipien und — daraus abgeleitet — die Miniaturisierbarkeit bzw. Skalierbarkeit zu verschaffen. Letztere ist für die feinwerktechnischen Aspekte der Realisierung von Sensor–Aktor–Systemen besonders dann ausschlaggebend, wenn für die Weiterentwicklung eines Produkts eine Verringerung der Abmessungen angestrebt wird, oder für den konstruktiv zur Verfügung stehenden Bauraum die grundlegende Eignung eines Wandlerprinzips geprüft werden soll. Die Effekte der isometrischen, d. h. in allen Raumrichtung gleichzeitig wirkenden Skalierung werden über den Skalierungsfaktor  $s$  (vgl. Tabelle 3.1) beschrieben. Wo dies nicht möglich ist, erfolgt eine verbale Beschreibung. Unterschieden wird jeweils zwischen den theoretischen Zusammenhängen und den in der und für die Praxis relevanten Verhältnissen.

Die Auflistungen erheben keinen Anspruch auf Vollständigkeit, da der technologische Fortschritt kontinuierlich neue Ideen und Systeme mit sich bringen wird, die mit den ebenfalls im Folgenden beschriebenen nichtlinearen Einflussfaktoren besser umgehen können, umfassen aber alle wesentlichen Aktor– und Sensorprinzipien.

## 3.1 Aktorprinzipien

Der folgende Abschnitt gibt eine Übersicht über physikalische Wirkprinzipien elektromechanischer Wandler, deren erreichbare Verstellwege und insbesondere deren Skalierbarkeit. Anhand von herausragenden Beispielen aus dem Institut für Elektromechanische Konstruktionen wird der Einsatz in Sensor–Aktor–Systemen erläutert und veranschaulicht. Es werden vor allem feinwerktechnische Lösungen betrachtet und verdeutlicht; mikrosystemtechnische Lösungen werden ebenfalls berücksichtigt.

Tabelle 3.1: Skalierung der wichtigsten geometrischen und massebezogenen Größen [114].

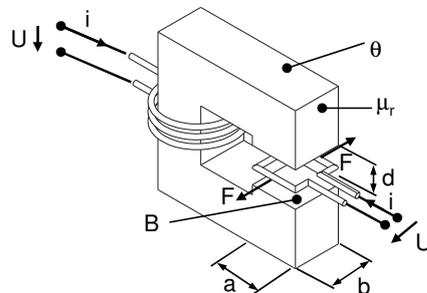
Größe	Formelzeichen	Skalierungsfaktor
Länge	$l$	$s$
Oberfläche	$A_0 = l^2$	$s^2$
Volumen	$V = l^3$	$s^3$
Masse	$m = \rho \cdot V$	$s^3$
Trägheitsmoment	$J$	$s^5 \dagger$
Steifigkeit (Biegebalken)	$k = \frac{Ebh^3}{4l^3}$	$s$
Resonanzfrequenz	$f_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \ddagger$	$s^{-1}$
Steifigkeit (Torsionsfeder)	$D = \frac{\pi r^4 G}{2l}$	$s^3$
Resonanzfrequenz	$f_0 = \sqrt{\frac{D}{J}}$	$s^{-1}$

$\dagger$  Gilt beispielhaft für Vollzylinder.

$\ddagger$  Diese Gl. gilt für den einfachsten Schwinger. In realiter werden die Resonanzfrequenzen einzelner Schwingungsmoden mit Vorfaktoren differenziert.

### 3.1.1 Elektrodynamische Wandler

#### 3.1.1.1 Funktion und Wirkprinzip



Der elektrodynamische Wandler basiert auf der Wirkung der Lorentzkraft auf den stromdurchflossenen Leiter im Magnetfeld. Neben der Feldstärke  $B$  und dem Strom  $I$  ist diese Kraft von der wirksamen Länge des Leiters  $l$  abhängig. Um diese zu Vergrößern wird üblicherweise eine Wicklung mit  $n$  Schleifen eingesetzt. Die Kraft auf den stromdurch-

flossenen Leiter im Feld kann durch den Zusammenhang

$$\mathbf{F} = I (\mathbf{l} \times \mathbf{B}) \quad (3.1)$$

beschrieben werden. In Kleinstmotoren wird meist ein statisches, permanenterregtes Feld verwendet. Dieses kann im Stator oder im Rotor erzeugt werden. Zusammen mit der Bürstenkommutierung oder der elektronischen Kommutierung ergeben sich die zwei wichtigsten Bauformen „DC-Motor“ (bürstenbehaftet) und „BLDC-Motor“ (elektronisch kommutiert, auch als „EC-Motor“ bezeichnet). Letzterer kann auch als Synchronmotor bezeichnet werden. Vorteilhaft beim DC-Motor ist die einfache Bauart und Ansteuerung mit Gleichstrom. Dies führt zu relativ preisgünstigen Motoren. Nachteilig ist das Bürstenfeuer, das zur EMV-Problematik beiträgt und verschleißbehaftet ist. BLDC-Motoren hingegen drehen über einen weiten Drehzahlbereich rund und verschleißfrei. Nachteilig ist die aufwändige Kommutierung, die üblicherweise Rotorlagegeber

in Form von Hallsensoren benötigt. Negativ auf die EMV-Problematik wirken sich auch relativ große Schaltfrequenzen der PWM-Ansteuerung aus. Ein Blick in die Literatur sowie die Kataloge einschlägiger Hersteller zeigt, dass die Menge an konkreten Bauformen unübersichtlich groß ist.

Rotierende Antriebe können auch als Drehspulantriebe ausgeführt werden. Dies ist für dynamische Bewegung mit Drehmomenten im  $\text{mNm}$ -Bereich sinnvoll. Hauptanwendung solcher Antriebe sind Anzeigeeinstrumente.

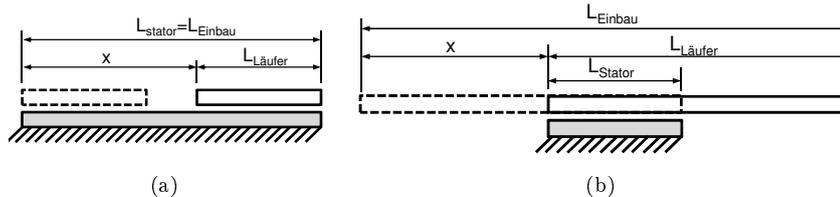


Abbildung 3.1: Prinzipielle Bauformen von Linearmotoren.

(a) Langstator: hier erfolgt die Bewegung mit dem Hub  $x = L_{\text{Einbau}} - L_{\text{Läufer}}$  innerhalb der Baulänge  $L_{\text{Einbau}}$  des Motors. (b) Kurzstator: hier erfolgt die Bewegung mit dem Hub  $x = L_{\text{Läufer}} - L_{\text{Stator}}$  über die Baulänge  $L_{\text{Stator}}$  hinaus und es gilt  $L_{\text{Einbau}} = 2 \cdot L_{\text{Läufer}} - L_{\text{Stator}}$ .

Bei Linearmotoren werden Spulen und Magnete so angeordnet, dass sich eine lineare Bewegung ergibt. Hier wird unterschieden, ob der bewegte Teil der Spulenträger ist, oder ob diese fest im Stator angeordnet sind. Darüber hinaus kann der Lang- vom Kurzstator unterschieden werden. Ersterer (vgl. Abbildung 3.1(b)) ist länger als der bewegte Teil, sodass der maximale Hub der Längendifferenz entspricht und an jedem Punkt des Hubes gleiche elektromagnetische und -mechanische Verhältnisse gelten. Beim Kurzstator (vgl. Abbildung 3.1(a)) ist der Stator kürzer als der bewegte Teil. Mit wachsendem Hub ändern sich die dynamischen Verhältnisse, da der bewegte Teil relativ immer schwerer wird. Je nach Verstellweg und betriebenem baulichen Aufwand lassen sich unterschiedliche optimale Bauformen identifizieren. U.a. können Synchronmotoren, Asynchronmotoren und Tauchspulantriebe unterschieden werden. Erstere benötigen eine geschaltete Kommutierung, während die zweite Bauform das notwendige Magnetfeld durch Induktion erzeugt. Tauchspulantriebe haben nur einen begrenzten Hub und werden für feine bis feinste Positionieraufgaben und besonders für Lautsprecher eingesetzt.

Je nach Bauform des Magnetkreises weisen elektrodynamische Kleinstmotoren stark ausgeprägte bis nicht vorhandene Rastmomente bzw. -Kräfte auf, die die Regelung u.U. erheblich beeinflussen können.

### 3.1.1.2 Verstellweg

Der Verstellweg von rotierenden elektrodynamischen Wandlern ist unbegrenzt. Gleiches gilt für Synchron- und Asynchron-Linearmotoren. In der Realität werden bei Kleinstlinearantrieben mit bewegten Magneten entweder die Läufer zu schwer oder der Spulenträger zu lang. Beispielsweise weist der 2-phasige Linearmotor vom Typ PL01-12x850/810 der Fa. Linmot (Zürich) einen Hub von max. 720 mm auf. Asynchrone Linearmotoren können Hübe im m- bis km-Bereich (Transrapid) erreichen.

Dreh- (Abbildung 3.2(a)) und Tauchspulantriebe (Abbildung 3.2(b)) kommen ohne Kommutierung aus, besitzen geringe bewegte Massen und ein in weiten Bereichen lineares Verhalten. Prinzipbedingt haben rotierende Antriebe einen auf etwa  $\varphi = 60^\circ$  begrenzten Hub. In der Praxis werden bei linearen Antrieben 50 mm selten überschritten. Die Beschränkung ist durch die Notwendigkeit eines homogenen Magnetfeldes über die Länge, die sich aus gewünschtem Hub und Spulenlänge ( $L_{\text{Magnet}} = x + L_{\text{Spule}}$ ) ergibt, erklärbar. Besonders der Kern einer solchen Anordnung, der für die magnetische Rückführung zuständig ist, neigt ab einem gewissen Schlankheitsgrad zur Verformung, was wiederum die notwendige, eine Verklemmung der Tauchspule ausschließende Luftspaltbreite vergrößert. Somit sind einer Vergrößerung des Hubs in der Praxis Grenzen gesetzt. Ähnliche Überlegungen können für Drehspulantriebe angesetzt werden. Hier ist der Winkelhub  $\varphi$  durch die magnetische Anordnung begrenzt, aus der sich die stromführende Spule nicht heraus drehen darf.

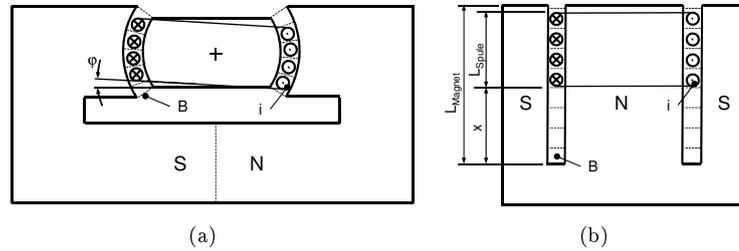


Abbildung 3.2: Bauformen von elektrodynamischen Direktantrieben. (a) Drehspulantrieb (z.B. für Anzeigeeinstrumente): hier erfolgt eine rotierende Bewegung  $\varphi$  des Spulenpaketes im Feld. (b) Tauchspulantrieb (z.B. für Lautsprecher): hier erfolgt eine lineare Bewegung mit dem Hub  $x$  im Feld.

### 3.1.1.3 Skalierung

Die Skalierbarkeit elektrodynamischer Antriebe lässt sich wie folgt beschreiben. Das Drehmoment für Gleichstrommotoren ist nach [118]

$$M = k_m \cdot I = 2n \cdot r \cdot l \cdot I \cdot B, \quad (3.2)$$

mit der Drehmomentkonstanten  $k_m$ , dem Rotorradius  $r$  und der -länge  $l$ , der Windungszahl  $n$  und der Flussdichte  $B$ . Wenn die Durchflutung  $\theta$  im Läufer bzw. im Stator (bei Außenläufermotoren) mit einer konstanten Stromdichte  $J_S$  und einem skalierbaren Wickelquerschnitt  $A_w$  gegeben ist durch die Beziehung

$$\theta = nI = A_w \cdot J_S \sim s^2, \quad (3.3)$$

dann ergibt sich für das Drehmoment eine Skalierung von

$$M = 2rlA_w \cdot J_S \cdot B \sim s^4. \quad (3.4)$$

Wird nun diese theoretische Betrachtung mit den Leistungsdichtedaten praktischer kommerzieller Antriebe verglichen, so zeigt sich im Gegensatz zu Gleichung 3.4 eine ungünstigere Abhängigkeit von  $M \sim s^5$ , da weitere Faktoren wie der konstante Luftspalt die Skalierung bei der Miniaturisierung beeinflussen [11]. Allerdings verläuft die Steigung für Kleinstmotoren unterhalb von

1000 mm<sup>3</sup> Volumen etwas flacher mit einer Skalierung von  $s^3$  bis  $s^4$ . Hier wird wegen der kleinen Masse die Verlustwärme der Wicklung im Wesentlichen über die Oberfläche des Läufers,

$$A_h = 2\pi r l \sim s^2, \quad (3.5)$$

die durch den Radius und die Länge bestimmt ist, abgeführt. Mit dem Wärmeübergangskoeffizienten  $\alpha$  und bezogen auf das Volumen steigt die kühlende Oberfläche  $A_{Ob}$  bzw. der Wärmeleitwert  $G_{th}$  bei der Miniaturisierung umgekehrt proportional zu  $s$  entsprechend der Beziehung

$$\frac{A_{Ob}}{V} \sim s^{-1} \quad (3.6)$$

bzw.

$$\frac{G_{th}}{V} = \alpha \cdot \frac{A_{Ob}}{V} \sim s^{-1}. \quad (3.7)$$

an und skaliert mit  $V^{4/3}$ .

Wird nun für die Miniaturisierung angenommen, dass die Übertemperatur  $\vartheta_{\ddot{U}}$  des Antriebs konstant bleiben soll, kann die Stromdichte  $J_S$  vergrößert werden [52]:

$$\vartheta_{\ddot{U}} = \frac{P_V}{\alpha \cdot A_{Ob}} = \frac{i^2 R}{\alpha \cdot A_{Ob}} = \frac{A_w \cdot k_{Cu} \cdot J_S^2 \cdot l_m \cdot \rho}{\alpha \cdot A_{Ob}} \quad (3.8)$$

$$\Leftrightarrow J_S = \sqrt{\frac{\vartheta_{\ddot{U}} \cdot \alpha \cdot A_{Ob}}{A_w \cdot k_{Cu} \cdot l_m \cdot \rho}} \sim s^{-0,5} \quad (3.9)$$

mit  $k_{Cu}$  als Füllfaktor der Kupferwicklung. Für Mikrosysteme kennt die Literatur in der Praxis darüber hinaus noch Skalierungen von  $s^{-1}$  bis  $s^{-2}$  [24]. Für das erreichbare Drehmoment bedeutet dies eine Skalierung von in der Praxis bei Mikrosystemen bis zu  $s^2$ . Für feinwerktechnische Systeme soll im Folgenden von einer Skalierung der Stromdichte von maximal  $s^{-1}$  ausgegangen werden, für das Drehmoment bedeutet dies eine Skalierung von  $s^3$ , für die Leistung von  $s^2$ .

Die Drehzahl von Kleinmotoren kann wegen der geringeren bewegten Massen bei der Miniaturisierung gesteigert werden. Dennoch gilt, dass die Zentripetalkraft  $F_Z = m\omega^2 r$  auf jeden Massepunkt des rotierenden Systems wirkt und zu Materialspannungen führt. Für dünnwandige Strukturen gilt näherungsweise die dominante Tangentialspannung

$$\sigma_t = \rho \omega^2 r^2, \quad (3.10)$$

sodass die Drehzahl invers zum Radius skaliert und somit mit steigendem Miniaturisierungsgrad zunimmt (Für eine vollständige Herleitung kann die Literatur (z.B. [60]) herangezogen werden.):

$$\omega = \sqrt{\frac{\sigma_t}{\rho}} \cdot \frac{1}{r} \sim s^{-1} \quad (3.11)$$

Die maximal abgegebene Leistung eines Motors  $P_{ab}$  ergibt sich näherungsweise aus dem Drehmoment und der Drehzahl im Betriebspunkt, der sich —

der Einfachheit lineare Verhältnisse vorausgesetzt — aus dem Haltemoment  $M_H$  (vgl. Gleichung 3.4) und der Leerlaufdrehzahl  $\omega_0$  (vgl. Gleichung 3.11) berechnen lässt:

$$P_{ab} = \frac{1}{4} M_H \cdot \omega_0 \sim s^4 \cdot s^{-1} = s^3 \quad (3.12)$$

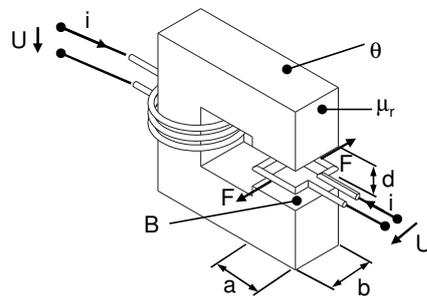
Wird die abgegebene Leistung auf das Volumen bezogen, so ergibt sich der Zusammenhang

$$\frac{P}{V} \sim s^0 \quad (3.13)$$

Dies bedeutet, dass in der Theorie die Leistungsdichte bei der Miniaturisierung konstant bleibt. In der Praxis werden jedoch eher günstige Effekte wie die Möglichkeit zur Vergrößerung der Stromdichte und eher ungünstige Effekte wie die relative Verbreiterung des Luftspaltes aufgrund von Fertigungstoleranzen, die konstante Dicke der Wicklungsisolierung und Schwingungseffekte die Leistungsdichte verschlechtern.

### 3.1.2 Getriebeuntersetzte Elektrodynamische Wandler

#### 3.1.2.1 Funktion und Wirkprinzip



Elektrodynamische Motoren beziehen ihre Leistungsfähigkeit vor allem aus den hohen abgegebenen Geschwindigkeiten. Für langsame oder gar nahezu statische Bewegungen ist die Verwendung von Getrieben unerlässlich. Zahlreiche Bauformen stehen zur Verfügung, um Drehmoment am Abtrieb zu erhöhen. Ebenfalls zu den Getrieben zählen kinematische

Mechanismen, die eine Umformung der rotierenden in eine (nahezu) lineare Bewegung ermöglichen (z.B. Koppelgetriebe).

Für alle Getriebe gilt, dass sie einen Wirkungsgrad  $\eta_G < 1$  besitzen, der den Gesamtwirkungsgrad des Antriebssystems entsprechend

$$\eta_{ges} = \eta_{Mot} \cdot \eta_G \quad (3.14)$$

negativ beeinflusst. Darüber hinaus ist bei kommerziellen Getriebemotoren aus Gewichtsgründen oft das maximale Lastmoment des Getriebes so ausgelegt, dass das maximale Motormoment nicht erreicht wird. Dies erfolgt, um Schäden wie Grübchenbildung und Warmfressen zu vermeiden. Beide Effekte sind stark von der Drehzahl beeinflusst, da Schmiermittel von den Zähnen abgeschleudert wird. Besonders der Zahnbruch ist jedoch der drehmomentbegrenzende Effekt, der von der Skalierung beeinflusst wird. Alle drei genannten Effekte begrenzen Drehmoment und Drehzahl und die Gesamtleistungsdichte von Getriebemotoren liegt daher oft eine Zehnerpotenz oder mehr unter der Motorleistungsdichte.

### 3.1.2.2 Verstellweg

Der Verstellweg von rotierenden Getrieben ist im Prinzip unbegrenzt. Bei Koppelgetrieben begrenzen die geometrischen Gegebenheiten sowie die Ansprüche an die Güte der Linearbewegung den Arbeitshub. Lineare Antriebe (Spindel, (Zahn-)Riemen, Zahnstange, etc.) sind begrenzt auf m-Bereich, da Schwingungen im Antriebsstrang die Dynamik stark einschränken. Bei feststehenden Zahnstangen können dagegen Hübe im km-Bereich realisiert werden (z.B. Zahnradbahnen). Nach unten ist der Hub bzw. dessen Auflösung durch die immanente Reibung auf den  $\mu\text{m}$ -Bereich begrenzt.

### 3.1.2.3 Skalierung

Die Skalierbarkeit von Getriebemotoren ist stark abhängig von der praktischen Skalierbarkeit des Getriebes. Mikro-Getriebemotoren der Fa. Faulhaber sind im Durchmesserbereich bis hinunter zu 2 mm erhältlich. Dies erfordert mikrotechnische Fertigungsmethoden für den Aufbau der Getriebe. Da in diesem Bereich die für einen guten Wirkungsgrad notwendigen Toleranzen der Zahnflanken im nm-Bereich liegen, ist der Wirkungsgrad begrenzt und die Reibung (bzw. im Umkehrfall das Spiel) relativ groß. Darüber hinaus werden Fertigungsschritte wie Härten und Schleifen mit abnehmender Baugröße komplizierter umzusetzen, sodass für die folgenden Überlegungen von ungehärteten Zahnrädern ausgegangen wird. Bei diesen ist der Effekt des Zahnbruchs stärker ausgebildet, als bei gehärteten Zahnrädern, die eher am Grübchenverschleiß leiden (siehe Abbildung 3.3(a)).

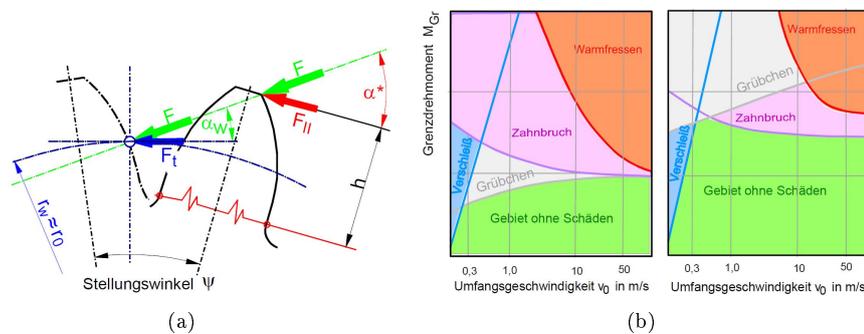


Abbildung 3.3: Geometrie von Zahnrädern und Verschleissmechanismen.

(a) zeigt Bezeichnungen und Winkel bei der Berechnung der Verhältnisse am Zahnfuß [124]. (b) zeigt Verschleissmechanismen in Abhängigkeit der Umfangsgeschwindigkeit. Links für ungehärtete, rechts für gehärtete Oberflächen [124].

Insbesondere begrenzt jedoch die Bruchfestigkeit des Materials, aus dem die Getriebekomponenten (Zahnräder, Schnecken, Schneckenräder etc.) gefertigt werden, die Miniaturisierung der Getriebe. Dies bedeutet in der Praxis, dass ggf. das maximale Drehmoment zu Gunsten der Lebensdauer begrenzt wird oder u. U. übermäßige Zahnfußspannungen  $\sigma_F$  auftreten, die zu einem sofortigen Versagen führen (siehe Abbildung 3.3(b)). DIN 3990 legt das Berechnungsverfahren für die Zahnfußspannung fest, die dem Zusammenhang

$$\sigma_F = \frac{M_b}{W_F} = F_t \cdot h \cdot \frac{6}{s_F^2} \cdot \frac{\cos \alpha^*}{\cos \alpha_W} \quad (3.15)$$

mit

$$M_b = F_t \cdot h \cdot \frac{\cos \alpha^*}{\cos \alpha_W} \quad (3.16)$$

als Biegemoment und

$$W_F = \frac{b \cdot s_F^2}{6} \quad (3.17)$$

als Widerstandsmoment am Zahnfuß folgt. Dabei ist  $s_F$  die Zahnfußbreite,  $b$  die Breite des Zahnrades und entsprechend  $A_F = b \cdot s_F$  der belastete Zahnfußquerschnitt.  $\cos \alpha_W$  ist der Eingriffswinkel (i.d.R.  $30^\circ$ ),  $\cos \alpha^*$  der Angriffswinkel der Tangentialkraft am Zahnkopf bei Eingriffsbeginn,  $F_t = F \cdot \cos \alpha_W$  die auf den Zahn wirkende Tangentialkraft, wobei  $F = M/r$  die aus dem übertragenen Drehmoment  $M$  über den Radius  $r$  abgeleitete auf den Zahn wirkende Kraft ist.  $h$  schließlich ist die Zahnhöhe. Werden nun Effekte der Skalierung auf Gleichung 3.15 betrachtet, so wird deutlich, dass für eine konstante zulässige Materialspannung  $\sigma_F$  für das Drehmoment

$$M = \frac{\sigma_F \cdot \cos \alpha_W \cdot b \cdot s_F^2 \cdot r}{6h \cdot \cos \alpha^* \cdot \cos \alpha_W} \sim s^3 \quad (3.18)$$

gilt.

Die Drehzahl eines Getriebemotors wird — neben praktischen Schwingungs- und Geräuscheffekten — durch die Schmierung begrenzt, da die Fliehkraft  $F_Z = m\omega^2 r$  das für den Aufbau eines tragenden Films notwendige Schmiermittel nach außen schleudert. Wird die Kraft, die zum Ablösen des Schmiermittels benötigt wird, als konstant betrachtet gilt bei  $m \sim s^3$  (vgl. Tabelle 3.1 für die Drehzahl

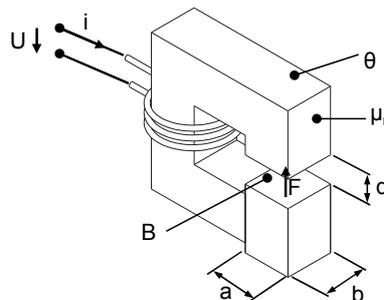
$$\omega = \sqrt{\frac{F_Z}{m \cdot r}} \sim s^{-2}. \quad (3.19)$$

Somit kann für die von einem Getriebe übertragbare Leistung abgeleitet werden:

$$P_{\text{mech}} = M \cdot \omega \sim s. \quad (3.20)$$

### 3.1.3 Normale Elektromagnetische Wandler

#### 3.1.3.1 Funktion und Wirkprinzip



Elektromagnetische Antriebe bestehen aus einem geschlossenen Magnetkreis, in dessen Arbeitsluftspalt durch die Durchflutung  $\theta$  eine Kraft  $F$  erzeugt wird, die durch Verschiebung eines beweglichen Ankers eine mechanische Arbeit verrichtet (z.B. Hubmagnet). Die Kräfte können aus den räumlichen Ableitungen der im

Magnetkreis gespeicherten Energie berechnet werden [67]. Für den Fall des Magnetkreises mit normaler oder orthogonaler Feldrichtung wirkt die Kraft

$$F_{x,y} = \frac{\mu_0}{2} \cdot ab \cdot \left( \frac{\theta}{d^*} \right)^2 \quad (3.21)$$

in Richtung der Verkleinerung des Luftspalts  $d^*$ . Hierbei ist  $A$  der von  $\theta$  durchflutete Querschnitt und  $\mu_r$  die magnetische Permeabilität. Solche Magnetkreise werden vor allem für Hubmagnete, Relais, Schaltventile, etc. eingesetzt. Die stark nichtlineare Kennlinie von Kraft und Stellweg limitiert die Anwendung in geregelten Systemen. Darüber hinaus ist für den Aufbau des Magnetfeldes ein Stromfluss nötig, der zu einer Erwärmung des Systems führt. Daher ist bei Hubmagneten die Einschaltdauer üblicherweise begrenzt oder es muss mit einer Verringerung des Stroms nach Abschluss der Bewegungsphase gearbeitet werden. Zur Reduktion des Energiebedarfs existieren auch mono- und bistabile Systeme. Schaltventile können zur Entlastung des Magnetsystems mit einer pneumatischen Unterstützung arbeiten.

Die Technik kann für lineare und rotierende Systeme eingesetzt werden. Darüber hinaus existieren Anwendungen im Bereich der elektromagnetischen und magnetorheologischen Elastomere [2].

### 3.1.3.2 Verstellweg

In der Praxis erreichen Hubmagnete Stellwege, die kleiner sind als der Durchmesser des Ankers. Dies ist mit der in längeren Luftstrecken ungleichmäßigen Feldverteilung erklärbar. Kommerziell verfügbare Typen erreichen Hübe in der Größenordnung von ca. 10 mm.

### 3.1.3.3 Skalierung

Die Kräfte werden aus den räumlichen Ableitungen der im Magnetkreis gespeicherten Energie berechnet [67]

$$W_m = \frac{1}{2\mu_0} V \cdot B_L^2 = \frac{\mu_0}{2} V \cdot \left( \frac{\theta}{d^*} \right)^2 \quad (3.22)$$

mit der Flussdichte

$$B_L = \mu_0 \frac{\theta}{d^*}. \quad (3.23)$$

im Luftspalt. Der magnetische Widerstand im Eisenkreis wird in der effektiven Luftspaltweite

$$d^* = d + \frac{L_E}{\mu_r} \quad (3.24)$$

berücksichtigt. Die Durchflutung  $\theta$  wird durch den Wickelquerschnitt und die Stromdichte  $J$  begrenzt, deren oben beschriebenen Skalierungsverhalten  $s_J$  (vgl. die Überlegungen zu Gleichung 3.9) von den jeweiligen Randbedingungen abhängt:

$$\theta \sim A_W \cdot J \sim s^2 \cdot s_J \quad (3.25)$$

mit (nach [52])

$$J \sim s_J = \begin{cases} s^0 & \text{für } J \sim s^0 \\ s^{-0,5} & \text{für } J \sim s^{-0,5} \\ s^{-1} & \text{für } J \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.26)$$

Für eine normale Auslenkung ergeben sich die Kräfte zu

$$F = \frac{\mu_0}{2} \cdot ab \cdot \left( \frac{\theta}{d^*} \right)^2 \sim s^4 \cdot s_J^2 \quad (3.27)$$

Größere Aktoren werden mit konstanter Stromdichte  $s_J = s^0$  betrieben, wogegen bei der Miniaturisierung die Stromdichte auf Grund verbesserter Wärmeableitung steigen kann (vgl. Gleichung 3.26). Dafür wird beispielsweise die Übertemperatur konstant gehalten (vgl. Gleichung 3.9). Somit ergibt sich für die Skalierung der Kräfte :

$$F \sim s^4 \cdot s_J^2 = \begin{cases} s^4 & \text{für } J \sim s^0 \\ s^3 & \text{für } J \sim s^{-0,5} \\ s^2 & \text{für } J \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.28)$$

Unter der Annahme eines konstanten Arbeitshubes zeigt die mechanische Arbeit das gleiche Skalierungsverhalten wie die Kräfte. Die Frequenz, mit der ein elektromagnetischer Aktor betrieben werden kann, ist durch die Induktion begrenzt, da der treibenden Spannung  $U_0$  gemäß  $U = L \cdot di/dt$  eine Induktionsspannung entgegen wirkt. Zum Treiben eines zum Erreichen einer gewünschten Kraft  $F$  benötigten Stromes  $I_{\text{eff}}$  bedarf es daher immer größerer Betriebsspannungen  $U_{\text{eff}} = I_{\text{eff}} \cdot \omega L$ . Es soll daher davon ausgegangen werden, dass die Grenzfrequenz eines elektromagnetischen Systems wie bei den übrigen hier betrachteten Antrieben vor allem von der mechanischen Resonanzfrequenz  $f_0 \sim s^{-1}$  (vgl. dazu Tabelle 3.1) determiniert wird. Unter Berücksichtigung der Arbeit (Gleichung 3.22) und der Stromdichte (Gleichung 3.26) bedeutet dies für die erzielbare mechanische Leistung, dass

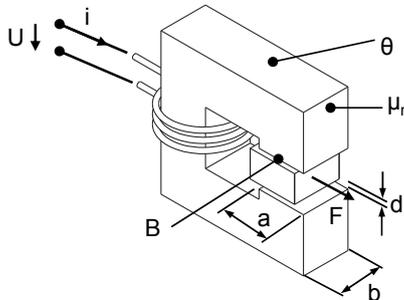
$$P = W_{\text{mech}} \cdot f_{\text{max}} = \begin{cases} s^2 & \text{für } J \sim s^0 \\ s^{1,5} & \text{für } J \sim s^{-0,5} \\ s^1 & \text{für } J \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.29)$$

gilt.

Bei der Miniaturisierung elektromagnetischer Aktoren nehmen für den konservativen Fall die Kräfte mit  $s^4$  wesentlich stärker als das Volumen ab. Dies ist durch die Erzeugung der magnetischen Feldkräfte begründet. Diese entstehen durch fließende Ladungen, die zwangsläufig durch die OHM'schen Widerstände der Wicklungen Verlustwärme produzieren, im Gegensatz zu den quasistatischen Ladungen in elektrostatischen Aktoren. Bei der Miniaturisierung und besonders im Impulsbetrieb können jedoch weitaus größere Stromdichten toleriert werden, sodass sich bei der Miniaturisierung eine Vergünstigung der Zusammenhänge darstellt. Bei der Miniaturisierung gilt, dass der erreichbare Hub im Allgemeinen mit der Baugröße skaliert ( $s$ ), da Streueffekte und die Stättigungsflussdichte eine relative Vergrößerung der Kraft und damit des Hubes nur bedingt zulassen.

### 3.1.4 Transversale Elektromagnetische Wandler

#### 3.1.4.1 Funktion und Wirkprinzip



Bei transversalen Elektromagneten wird der Anker seitlich in das Magnetfeld gezogen. Dabei bleibt die Breite des Luftspalts gleich, aber die Energie im Feld verringert sich. Der Effekt kann genutzt werden für die oben beschriebenen Anwendungen von Hubmagneten. Interessant ist jedoch auch die Nutzung für Reluktanzantriebe z.B. Schrittmotoren,

die in der Feinwerktechnik große Verbreitung finden [114]. Die Kraft folgt der Beziehung

$$F = \frac{\mu_0}{2} \cdot bd \cdot \left( \frac{\theta}{d^*} \right)^2 \sim s^4 \cdot s_J^2. \quad (3.30)$$

#### 3.1.4.2 Verstellweg

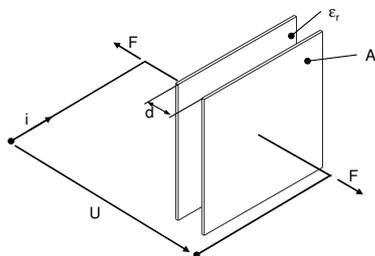
Einfache Magnete erreichen Hübe bis ca. 10 mm. Rotierende Reluktanzantriebe sind im Hub unbegrenzt. Lineare Systeme sind im Hub üblicherweise auf den m-Bereich begrenzt.

#### 3.1.4.3 Skalierung

Für die Skalierbarkeit gelten analoge Annahmen wie bei den normal wirkenden Magneten. Die Kraft skaliert nach Gleichung 3.30 für konstante Stromdichte mit  $s^4$ , d.h. die Leistungsdichte nimmt ab. Für eine konstante Übertemperatur gilt  $s^3$  und im Impulsbetrieb  $s^2$ , d.h. die Leistungsdichte nimmt hier bei der Miniaturisierung zu [52].

### 3.1.5 Normale Elektrostatische Wandler

#### 3.1.5.1 Funktion und Wirkprinzip



Elektrostatische mit Kraftwirkung normal zu den Plattenoberflächen sind in der Mikrotechnik für effektive Elektrodenflächen von weniger als  $1 \text{ mm}^2$  ein etabliertes Antriebsprinzip. Als elektrostatische Antriebe auf Elastomerbasis (Abbildung 3.4(a)) finden sie ebenfalls zahlreiche Einsatzfelder. Besonders in der Ausführung als sog. Wanderkeilantrieb (Abbildung 3.4(b)) zeigen sie gute Eckdaten. Aber auch feinwerktechnische Aufbauten sind in der Literatur bekannt (Abbildungen 3.4(c), 3.4(d)) [120]. Die (Coulomb-)Kräfte zwischen den Elektroden folgen der Beziehung

(Coulomb-)Kräfte zwischen den Elektroden folgen der Beziehung

$$F = \frac{U^2 \epsilon_0 \epsilon_r A}{2d^2} \quad (3.31)$$

und führen zu einer einseitig wirkenden Kraft und damit Bewegung.

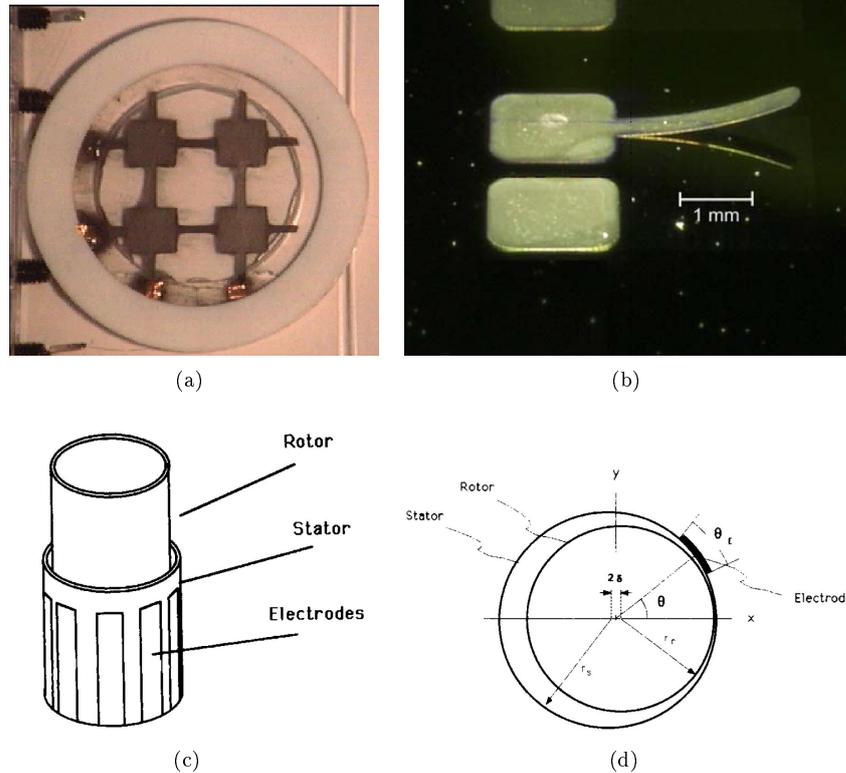


Abbildung 3.4: Elektrostatische Antriebe mit parallelen Elektroden.

(a) zeigt einen dielektrischen Elastomeraktor für haptische Anwendungen von JUNGMAHN mit einem Durchmesser von rund 50 mm [49]. (b) zeigt einen MEMS-Wanderkeilantrieb von WINTERSTEIN für optische Anwendungen [131]. (c) zeigt schematisch eine Ausführung eines rotierenden elektrostatischen Antriebs mit 3,2 mm Durchmesser von TRIMMER, (d) das zugehörige Wirkprinzip der exzentrischen Rotation mit Abrollen auf dem Innendurchmesser des Außenrohrs und ausgebildetem kontinuierlichen Wanderkeil [120].

### 3.1.5.2 Verstellweg

Die effektiv erreichbaren Verstellwege sind durch die Feldstärke nach oben begrenzt und liegen bei Werten bis ca.  $200 \mu\text{m}$ . Das Wirkprinzip eignet sich somit für mikrotechnische Anwendungen am besten. Für eine konstante Feldstärke  $E = U/d$  gilt, dass der Hub nicht größer sein kann als der Plattenabstand  $d$  und somit

$$d = \frac{U}{E} \sim s \quad (3.32)$$

gilt. In zahlreichen praktisch ausgeführten Beispielen wird der elektrostatischen Kraft eine Feder zur Rückstellung entgegen gesetzt. Dies führt zu dem – durchaus erwünschten – sogenannten *pull in*-Effekt, wenn die Kennlinie der Feder und die der elektrostatischen Kraft sich an einem bestimmten Punkt  $x_{\text{pull}}$  schneiden. Besonders bei schaltenden Anwendungen führt dies zu einer großen Kontaktkraft. Für eine kontinuierliche Verstellung ist der Effekt jedoch nachteilig.

### 3.1.5.3 Skalierung

Die Kräfte zwischen den Elektroden lassen sich als partielle Ableitungen in der jeweiligen Raumrichtung aus der im Kondensator gespeicherten Energie berechnen:

$$W_{\text{el}} = \frac{1}{2}C \cdot U^2 = \frac{1}{2}\epsilon_0\epsilon_r U^2 \frac{ab}{d} = \frac{1}{2}\epsilon_0\epsilon_r V \cdot E^2 \sim s^3 \quad (3.33)$$

mit dem Plattenabstand  $d$  und den lateralen Abmessungen  $a$  und  $b$ , wobei die elektrische Feldstärke durch die Durchbruchfeldstärke in Luft auf  $E = 3 \text{ V}/\mu\text{m}$  begrenzt ist. Bei der normalen Auslenkung verläuft die Kraft–Weg–Kennlinie nichtlinear mit einem Durchzug (pull-in) nach einem Arbeitshub von  $d/3$  und es gilt für die Kraft

$$F_z = \frac{1}{2}\epsilon_0\epsilon_r A E^2 \sim s^2, \quad (3.34)$$

für die Energie

$$W_{\text{mech}} = \frac{1}{4}\epsilon_0\epsilon_r V E^2 \sim s^3 \quad (3.35)$$

und für die mechanische Leistung bei konstanter Feldstärke  $E$  und auf die mechanische Resonanzfrequenz  $f_0 \sim s^{-1}$  bezogen:

$$P_{\text{mech}} = \frac{1}{4}\epsilon_0\epsilon_r V E^2 \cdot f_0 \sim s^2. \quad (3.36)$$

Wenn die Verhältnisse für die maximale elektrische Frequenz

$$f = \frac{i}{CU} \quad (3.37)$$

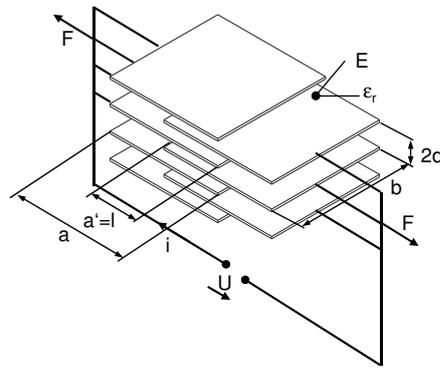
betrachtet werden, gilt für die Annahme einer konstanten Feldstärke  $E = U/d$  und eines konstanten Stroms  $i$ , dass  $f \sim s^{-2}$  ist, da für  $C = \epsilon A/d \sim s$  gilt. Für die Leistung bedeutet dies  $P \sim s^2$ . Wird jedoch aufgrund der mit der Miniaturisierung verbesserten Ableitung der Wärme (vgl. Gleichung 3.6:  $P_{\text{therm}} \sim s^{-1}$ ) ein größerer Strom  $i = P_{\text{therm}}/U \sim s^{-2}$  zugelassen, gilt  $f_{\text{el}} \sim s^{-4}$ . Für die Leistung würde dies  $P \sim s^{-1}$  bedeuten. Die maximal erreichbare Frequenz wird bei der Miniaturisierung jedoch durch die mechanische Resonanzfrequenz mit

$$f_0 \sim s^{-1} \quad (3.38)$$

begrenzt. Es gilt also, dass die Leistungsdichte entsprechend  $P \sim s^2$  als  $P/V \sim s^2/s^3 = s^{-1}$  mit steigendem Miniaturisierungsgrad zunimmt.

### 3.1.6 Transversale Elektrostatische Wandler

#### 3.1.6.1 Funktion und Wirkprinzip



Bei transversalen elektrostatischen Wandlern liegen zwei Elektroden einander gegenüber. Ein Potenzialunterschied zwischen den Elektroden führt zu einer Kraft, die die zwei „Kämme“ ineinander zu ziehen versucht [114]. Das Prinzip hier ist wie oben die Bestrebung des Systems die Energie im Feld zu minimieren. Dabei entsteht eine Kraft, die von der Feldstärke  $E$ , der Plattenbreite  $b$  und dem Plattenabstand  $d$  abhängt und der Beziehung

$$F_{x,y} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r E^2 \cdot b \cdot d \quad (3.39)$$

folgt. Die Kraft ist nicht von der Überdeckung  $\Delta x = l = a'$  abhängig und damit über den gesamten Hub konstant. Kammwandler haben den Vorteil, in einer Ebene zu arbeiten und daher relativ einfach mit mikrotechnischen Fertigungsprozessen herstellbar zu sein. Sie finden daher in zahlreichen MEMS-Systemen Anwendung (vgl. Abbildung 2.9 auf Seite 26). Vorteilhaft ist auch die lineare Kraft-Weg-Kennlinie. Es existieren zahlreiche Bauformen für lineare (z.B. Abbildung 3.5(a) [3]) und rotierende Systeme (z.B. Abbildung 3.5(b)).

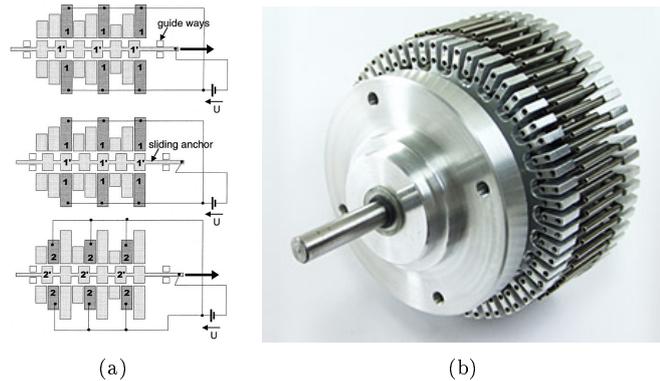


Abbildung 3.5: Elektrostatische Antriebe basierend auf dem Kammwandlerprinzip.

(a) zeigt das Funktionsprinzip eines linearen Motors nach dem elektrostatischen Asynchronprinzip [3], (b) zeigt einen rotierenden feinwerktechnisch realisierten Antrieb von Shinsei Corp. (Tokyo)  $\varnothing 165 \text{ mm} \times 165 \text{ mm}$ ,  $200 \text{ g}$ ,  $n_{\max} = 10\,000 \text{ U/min}^{-1}$ ,  $M_{\max} = 100 \text{ mNm}$ .

### 3.1.6.2 Verstellweg

Mit mikrotechnisch realisierten linearen elektrostatischen Kammwandlern können in der Praxis Verstellwege  $\Delta x$  bis ca.  $200 \mu\text{m}$  erreicht werden. Feinwerktechnisch aufgebaute rotierende Systeme (Abbildung 3.5(b)) sind im Verstellweg nicht limitiert. Dynamische Kräfte und Fertigungstoleranzen bedingen jedoch relativ breite Luftspalte im dreistelligen  $\mu\text{m}$ -Bereich, was zu Betriebsspannungen im kV-Bereich führt und den praktischen Einsatz derzeit noch auf Spezialanwendungen einschränkt. Bei der isometrischen Miniaturisierung eines Linearmotors gilt

$$\Delta x \sim s \quad (3.40)$$

### 3.1.6.3 Skalierung

Wie im vorangegangenen Abschnitt beschrieben, lassen sich, unter Annahme einer konstanten Feldstärke  $E = U/d$  die Beziehungen für die Kraft

$$F_{xy} = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r E^2 \cdot b \cdot d \sim s^2, \quad (3.41)$$

die Energie

$$W_{\text{mech}} = \frac{1}{2} F_{xy} \cdot d \sim s^2 \quad (3.42)$$

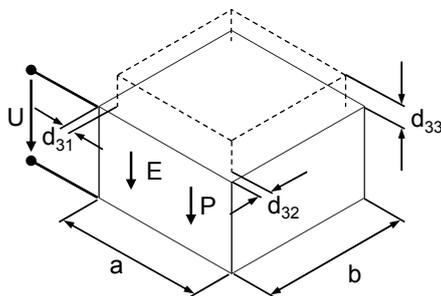
und die mechanischen Leistung

$$P_{\text{mech}} = \frac{1}{2} F_{xy} \cdot \Delta x \cdot f_0 \sim s^2 \quad (3.43)$$

aus der im Kondensator gespeicherten Energie berechnen. Die Leistung skaliert mit  $\sim s^2$  geringer als das Volumen, die Leistungsdichte nimmt mit steigender Miniaturisierung entsprechend  $\sim s^{-1}$  also zu. Für die Frequenz gelten die in den Überlegungen zu Gleichung 3.40 geschilderten Verhältnisse analog.

## 3.1.7 Piezoelektrische Festkörperwandler

### 3.1.7.1 Funktion und Wirkprinzip



nischer Spannung  $\epsilon^\sigma$  und Feldstärke  $E$  bzw. -richtung eine Dehnung

$$\epsilon = s^E \cdot \sigma + d^\sigma \cdot E, \quad (3.44)$$

bzw. unter mechanischer Dehnung eine elektrische Spannung (bzw. Ladung)

$$D = d \cdot \sigma + \epsilon^\sigma \cdot E \quad (3.45)$$

zu erzeugen. Die üblichen Materialien sind Blei-Zirkonat-Titanat (PZT,  $\text{Pb}[\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x}]\text{O}_3$ ) und Barium-Titanat ( $\text{BaTiO}_3$ ) aber auch Quarz ( $\text{SiO}_2$ ). In Antrieben verwendete Materialien sind üblicherweise PZT-Keramiken. Für Hochvolt-Aktoren sind modifizierte PZT typische Basismaterialien während für Niedervolt-Aktoren Blei-Magnesium-Niobate (PMN) eingesetzt werden. PZT-Keramik besitzt im kristallinen Zustand eine Perowskit-Kristallstruktur. Unterhalb der piezoelektrischen Curietemperatur wird durch Verzerrungen der idealen Perowskit-Struktur ein Dipolmoment ausgebildet. Zunächst gleichen sich die Dipolmomente noch statistisch aus, so dass keine piezoelektrischen Eigenschaften nachweisbar sind. Die Domänen besitzen eine zufällige räumliche Orientierung und kompensieren sich gegenseitig. Durch Aufprägen eines äußeren elektrischen Feldes ( $10^6 \text{ V/m}$  und mehr) bei gleichzeitiger Erwärmung bis knapp unter die Curietemperatur und anschließender Abkühlung erfolgt eine Polarisierung. Diese bleibt größtenteils bestehen (remanente Polarisation) und wird als Polarisationsrichtung bezeichnet (siehe Abbildung 3.6).

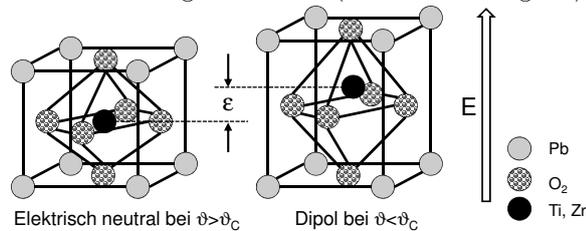


Abbildung 3.6: Prinzipielle Darstellung des Kristallgefüges von PZT-Keramik unter Einfluss von Temperatur und Polarisierung.

Die erreichbaren Dehnungen sind im Promille-Bereich und direkt nur für einen eingeschränkten Einsatzbereich nutzbar. Dazu zählen u.a. die Schallerzeugung und die Schwingungsbeeinflussung. Mit Biege- oder Scheibenwandlern erfolgt eine erste kinematische Umformung der Bewegung in Richtung größerer Hübe. Schreit- und letztendlich Ultraschallantriebe (s.u.) addieren Einzelhübe zu einem makroskopischen Gesamthub auf bzw. erlauben durch die Nutzung von mechanischen Resonanzeffekten eine Vergrößerung der Geschwindigkeit.

### 3.1.7.2 Verstellweg

Die direkt erreichbaren Hübe liegen in einem Bereich von ‰ und erreichen Werte bis ca.  $100 \mu\text{m}$ . Piezo-Biegewandler erreichen technisch nutzbare Hübe bis ca.  $5 \text{ mm}$ .

### 3.1.7.3 Skalierung

Die Leistungsfähigkeit piezoelektrischer Linearaktoren soll anhand der ausgeführten Hubarbeit nach [11] mit einem Arbeitshub  $\Delta x$  hinsichtlich der Skalierung bewertet werden. Entsprechend skaliert der Hub mit der Dicke des Piezoelementes gemäß der Beziehung

$$\Delta x \sim s. \quad (3.46)$$

Die verrichtete mechanische Arbeit ergibt sich dann zu

$$W_{\text{mech}} = \int_0^{x_{\text{max}}} F(x) dx \sim s^3, \quad (3.47)$$

wobei die maximale mechanische Ausgangsleistung  $P_{\text{max}}$  durch die Resonanzfrequenz  $f_0 \sim s^{-1}$  des Systems begrenzt ist:

$$P_{\text{max}} = W_{\text{mech}} \cdot f_0 \sim s^2 \quad (3.48)$$

Die in den Überlegungen zu Gleichung 3.38 erörterten Aspekte zur maximalen elektrischen Frequenz gelten hier analog.

Die richtungsabhängige Dehnung piezoelektrischer Materialien nach Anlegen eines elektrischen Feldes  $E$  kann im Kleinsignalbereich durch die Beziehung 3.44 beschrieben werden. Mit der piezoelektrischen Ladungskonstanten  $d$  und der Elastizitätskonstanten  $s$  bei konstantem Feld  $E = U/d$  können die Materialeigenschaften abgebildet werden. Für aktorische Zwecke werden üblicherweise Keramiken aus PZT verwendet, die mit einer maximalen elektrischen Feldstärke von etwa 2 kV/mm betrieben werden. Ein schichtweises Stapeln dünner Keramikplättchen der Stärke  $d$  senkt die erforderlichen Betriebsspannungen auf etwa 100 bis 200 V. Mit der Blockierkraft

$$F = \frac{d_{33}}{s_{33}} \cdot E_3 \cdot A \sim s^2 \quad (3.49)$$

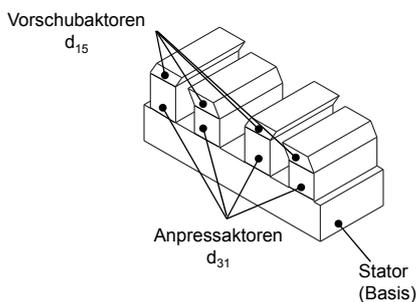
und der Leerlaufauslenkung  $\Delta l_0$  ergibt sich — lineare Verhältnisse und konstante Feldstärke vorausgesetzt — die Arbeit zu

$$W = \frac{1}{2} F \cdot \Delta l_0 = \frac{d_{33}^2}{s_{33}} \cdot E_3^2 \cdot V \sim s^3. \quad (3.50)$$

Die Leistung  $P \sim s^2$  skaliert kleiner als das Volumen ( $\sim s^3$ ), die Leistungsdichte nimmt also mit steigender Miniaturisierung zu.

### 3.1.8 Piezoelektrische Schreittriebe

#### 3.1.8.1 Funktion und Wirkprinzip



Piezoelektrische Schrittmotoren addieren die mikroskopische Bewegung, die sich aus der Dehnung eines Piezoelements ergibt, zu einer makroskopischen Bewegung auf. Auf diese Weise können die relativ großen Kräfte der Piezoaktoren für längere Hübe genutzt werden. Die erzielbare Geschwindigkeit ist jedoch abhängig von der Resonanzfrequenz des Aufbaus und damit auch von der Hebelverstärkung. Das ursprüngliche Prinzip der Fa. Burghleigh wurde als *Inchworm* bezeichnet, da sich der Motor — einer Raupe gleich — durch Klemmen und Drücken fortbewegt. Dazu werden zwei Klemm- sowie ein Vorschubaktor benötigt, die je nach Ansteuerungssequenz zu einer Vorwärts- oder Rückwärtsbewegung führen.

Moderne Typen von Physikinstrumente oder PiezoMotor, Uppsala, SK verfügen über vier „Beine“, die einen Kraftschluss zwischen Stator und Rotor erzeugen. Je nach Wirkprinzip und Ansteuersequenz heben und senken sich die Beine, bzw. biegen sich, so dass es zu einem „Schreiten“ kommt, das den Rotor voran bewegt. Auch hier sind die erzielbaren Geschwindigkeiten von der Resonanzfrequenz des Aufbaus limitiert.

Schreitantriebe können mit einer Rechteckspannung angesteuert werden und Schritte mit durch die Gegenkraft determinierter Größe ausführen oder aber im sog. „sub-step“-Betrieb mit einer analogen Spannung angesteuert werden und eine Genauigkeit im sub- $\mu\text{m}$ -Bereich erzielen.

Eine Sonder- oder Zwischenstellung nehmen sogenannte Stick-Slip-Aktoren ein. Diese können resonant betrieben werden; es existieren aber auch sub-resonant angeregte Typen. Bei diesen Motoren ist die Relativbewegung zwischen Stator und Rotor durch eine Sägezahncharakteristik geprägt. Diese führt in der Vorschubrichtung zu einer relativ langsamen Bewegung, die den Rotor aufgrund der Haftreibung mitnimmt, während in der umgekehrten Richtung eine schnelle Beschleunigung dafür sorgt, dass es zu einer Gleitbewegung zwischen Stator und Rotor kommt. Somit bewegt sich der Rotor schrittweise voran (siehe Abbildung 2.4 auf Seite 22). Ausgenutzt werden hier vor allem Trägheits- aber auch Reibungskräfte des bewegten Teils gegenüber in seiner Lagerung.

### 3.1.8.2 Verstellweg

Der Verstellweg wird nur durch die Verfügbarkeit geeigneter Reibschienen aus Keramik begrenzt. Die Type N-380 von Physikinstrumente erreicht Hübe bis ca. 30 mm, die Type LL1011A von PiezoMotor kann bis ca. 80 mm erzielen.

### 3.1.8.3 Skalierung

Schreitantriebe addieren Einzelhübe von Piezoelementen zyklisch auf. Es gelten somit für die Kraft, die in Gleichung 3.49 und für die Frequenz die in Gleichung 3.38 beschriebenen Zusammenhänge. Der Einzelhub skaliert wie in Gleichung 3.49 oben bereits beschrieben mit  $s$ . Auch wenn Schreitantriebe immer unterhalb der kleinsten mechanischen Resonanzfrequenz  $f_0$  betrieben werden, wird sich die erreichbare Geschwindigkeit entsprechend

$$v = \Delta x \cdot f \sim s^0 \quad (3.51)$$

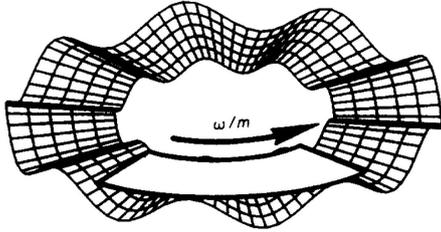
verhalten. Dies bedeutet für die mechanische Leistung  $P_{\text{mech}}$  analog zu Gleichung 3.59, dass

$$P_{\text{mech}} = F \cdot v \sim s^2 \quad (3.52)$$

ist. Entsprechend skaliert die Leistungsdichte mit  $s^{-1}$  und nimmt theoretisch mit steigender Miniaturisierung zu. In der Praxis ist für Schreitantriebe ist kein direkter Zusammenhang zwischen Miniaturisierung und Leistung nachweisbar.

### 3.1.9 Piezoelektrische Ultraschallantriebe

#### 3.1.9.1 Funktion und Wirkprinzip



Piezoelektrische Ultraschallmotoren [Bild: Hagedorn 1992] nutzen die Resonanzüberhöhung der mechanischen Schwingung einer Statorstruktur, die durch ein piezoelektrisches Element angeregt wird. Zwei prinzipielle Mechanismen können unterschieden werden. Bei Wanderwellen-

motoren entsteht durch Überlagerung von zwei stehenden Wellen eine wandernde Welle, auf deren „Wellenkamm“ die Rotorstruktur „reiten“ kann [38]. Die Geschwindigkeit  $\dot{\varphi}_{\text{Stator}}$  der Wanderwelle

$$\dot{\varphi}_{\text{Stator}} = -\omega \frac{a}{r} \cdot m \cdot \frac{R(r)}{r} \quad (3.53)$$

errechnet sich mit  $\omega$  als Anregungsfrequenz,  $a$  als Abstand zwischen neutraler Faser des Rotors und der Kontaktfläche,  $r$  als effektivem Radius des Stators,  $m$  als Anzahl der modalen Durchmesser und  $R(r)$  als Bessel Funktion. Eine ausführliche Herleitung von Gleichung 3.53 findet sich in [38]. Die Geschwindigkeit des Rotors ist abhängig vom Lastmoment und führt — lineare Verhältnisse vorausgesetzt — bei etwa 50 % Schlupf  $S = \dot{\varphi}_{\text{Stator}}/\dot{\varphi}_{\text{Rotor}}$  zur maximalen Ausgangsleistung. In diesem Fall berechnet sich die Reibleistung  $P_R$  zu

$$P_R = M_R \cdot \Delta\dot{\varphi} = F_N \cdot \mu \cdot r \cdot \Delta\dot{\varphi} \sim s \quad (3.54)$$

mit  $F_N$  als Normalkraft zwischen Rotor und Stator und  $\mu$  als Reibkoeffizient.

Bei den Motoren, die auf stehenden Wellen beruhen, wird eine Schwingungs-mode der Statorstruktur angeregt, die zu einer ellipsenförmigen Trajektorie des Reibkontakts zwischen Stator und Rotor führt. Zahlreiche Wirkprinzipien können hier unterschieden werden, die z.T. in kommerziell verfügbare Systeme umgesetzt wurden (siehe Abbildung 2.20 auf Seite 36).

#### 3.1.9.2 Verstellweg

Rotierende Ultraschallmotoren — unabhängig vom Wirkprinzip — haben einen unbegrenzten Verstellweg. Bei linearen Wanderwellenmotoren ist der Hub begrenzt. Siehe hierzu beispielsweise das System von HERMANN, das 120 mm Hub erreicht [42]. Auf stehenden Wellen basierende lineare Motoren erreichen ebenfalls Werte bis ca. 150 mm (z.B. Type U-264 der Fa. Physikinstrumente). Begrenzt wird der Hub durch die Verfügbarkeit von keramischen Reibschiene mit den notwendigen hochpräzisen Oberflächeneigenschaften.

#### 3.1.9.3 Skalierung

Die Zusammenhänge sind stark geprägt von nichtlinearen Einflüssen. Aufbauend auf den Gleichungen 3.54 für die mechanische Leistung im Wanderwellenmotor, der Skalierung der mechanischen Resonanzfrequenz mit  $s^{-1}$  (vgl. Gleichung 3.38) und der Annahme skalierungsunabhängiger Reibkoeffizienten

und Normalkräfte kann davon ausgegangen werden, dass das erreichbare Drehmoment mit dem Radius, also mit

$$M \sim s \quad (3.55)$$

skaliert. Die Drehzahl ist gemäß Gleichung 3.53 von der Betriebsfrequenz  $\omega$ , dem Radius und der Dicke des Stators abhängig. Wird davon ausgegangen, dass deren Verhältnis bei einer isometrischen Skalierung konstant bleibt und auch  $m$  sich entsprechend nicht ändert, so wird sich bei der Miniaturisierung eines solchen Antriebs die Drehzahl entsprechend

$$\dot{\varphi}_{\text{Rotor}} \sim s^{-1} \cdot 1 \cdot s/s = s^{-1} \quad (3.56)$$

die Drehzahl vergrößern. Für die Leistung bedeutet dies somit

$$P_{\text{mech}} = M \cdot \dot{\varphi}_{\text{Rotor}} \sim s^2. \quad (3.57)$$

Die Leistungsdichte  $P/V$  nimmt also mit  $s^{-1}$  zu. Für die reale Leistungsdichte ist jedoch kein direkter Zusammenhang nachweisbar, da in der praktischen Untersuchung das Bauvolumen des gesamten Antriebs beim Vergleich einzelner konkreter Motoren stark schwankt und von zahlreichen weiteren Aspekten wie der Lagerung, der Aufbau- und Verbindungstechnik und der Fertigungsmethoden abhängig ist. Eigenen Untersuchungen folgend nimmt die Leistungsdichte mit steigendem Miniaturisierungsgrad geringfügig ab (vgl. Abbildung 5.9 auf Seite 168).

Für Motoren, die auf stehenden Wellen basieren, gilt, dass die Frequenz  $f_0$  entsprechend der Gleichung 3.38 mit  $s^{-1}$  zunimmt, während die Schwingungsamplitude  $\Delta x$  in erster Näherung linear mit der Baugröße skalieren wird (konstante mechanische Güte vorausgesetzt). Es gilt somit für die erreichbare Geschwindigkeit am Reibpunkt, dass

$$v = f_0 \cdot \Delta x \sim s^0 = \text{const} \quad (3.58)$$

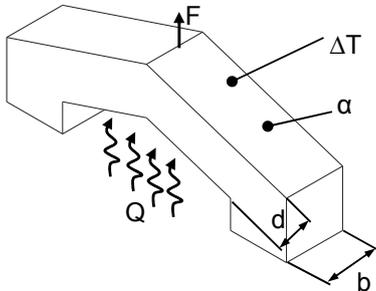
bleibt. Die Kraft eines Piezoelementes und damit auch die Vorschubkraft eines solchen Motors skaliert entsprechend Gleichung 3.49 mit  $s^2$ , sodass für die Leistung

$$P_{\text{mech}} = F \cdot v \sim s^2 \quad (3.59)$$

gilt. Die Leistungsdichte  $P/V$  nimmt somit bei der auf stehenden Wellen basierenden Motoren theoretisch mit steigender Miniaturisierung zu. In der Praxis ist jedoch eine leicht sinkende Leistungsdichte zu beobachten, wobei diese wie oben schon beschrieben von zahlreichen Faktoren abhängig ist.

### 3.1.10 Elektrothermische Festkörperwandler

#### 3.1.10.1 Funktion und Wirkprinzip



Die meisten Materialien zeigen bei Temperaturerhöhung eine Ausdehnung  $\epsilon$  ihrer geometrischen Abmessungen. Dies wird durch den — temperaturabhängigen — Ausdehnungskoeffizienten  $\alpha$  charakterisiert und folgt der Beziehung

$$\epsilon = l_0 \cdot \alpha \Delta T. \quad (3.60)$$

Abhängig vom E-Modul  $E$  des Materials und dem Querschnitt in Ausdehnungsrichtung  $A$  entsteht dabei eine relativ große Blockierkraft (vgl. Gleichung 3.62).

In technischen Anwendungen werden Bimorph- oder Kniehebelstrukturen verwendet. Besonders letztere eignen sich für zahlreiche Anwendungen (s.u.) und entwickeln ein vorteilhaftes Kraft-Weg-Verhalten [22]. Werden im Bereich der MEMS Aktoren aus SU8 eingesetzt, sind in makroskopischen Anwendungen Metalle, Wachse, Flüssigkeiten und Gase für Thermoschalter, Thermostatventile und Thermometer seit vielen Jahrzehnten im Einsatz.

#### 3.1.10.2 Verstellweg

SU-8 erreicht im MEMS Dehnungen im Promille-Bereich: bis ca.  $50 \mu\text{m}$ . Bimetalle und wachsbasierte Thermostatventile erreichen Hübe im mm-Bereich.

#### 3.1.10.3 Skalierung

Die Kraft kann aus der Beziehung für die mechanische Spannung  $\sigma = F/A$  und der Dehnung  $\epsilon = \sigma/E$  mit

$$\epsilon = \frac{\Delta l}{l_0} = l_0 \cdot \alpha \Delta T \quad (3.61)$$

zu

$$F = \alpha \Delta T \cdot EA \sim s^2 \quad (3.62)$$

abgeleitet werden. Die Kraft skaliert somit kleiner als das Volumen und entsprechend nimmt die Leistungsdichte mit steigender Miniaturisierung zu.

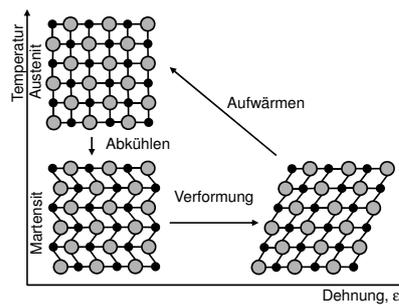
Analog zu den Überlegungen, die zu Gleichung 3.48 geführt haben, ist auch bei elektrothermischen Antrieben die Leistung von der mechanischen Arbeit und der Zyklusfrequenz abhängig. Der Aufheizvorgang kann durch interne bzw. direkte Heizung stark beschleunigt werden, das Abkühlen hingegen ist von Abstrahlung, Konvektion und damit insbesondere von den Umgebungsverhältnissen abhängig. Daher wird in erster Näherung das Verhältnis von Oberfläche und Volumen ausschlaggebend sein und die maximale Betriebsfrequenz  $f_{\max}$  daher mit  $s^{-1}$  skalieren (vgl. dazu Gleichung 3.6). Für die abgegebene Leistung bedeutet dies, dass diese mit

$$P = W_{\text{mech}} \cdot f_{\text{max}} \approx \frac{1}{2} \cdot \alpha \Delta T \cdot E \cdot A \cdot \frac{1}{2} \Delta l_0 \cdot f_{\text{max}} \sim s^2 \quad (3.63)$$

skaliert.

### 3.1.11 Gefügebasierte Festkörperwandler

#### 3.1.11.1 Funktion und Wirkprinzip



Gefügebasierte Festkörperwandler sind Materialien, die aufgrund einer Phasenänderung des kristallinen Gefüges ihre Form ändern können. Diese als „Formgedächtnislegierungen“ (FGL) oder „Shape Memory Alloys“ (SMA) bekannten Stoffe werden in den meisten Fällen über eine Temperaturänderung aktiviert. Übliche Bauformen sind Drähte (gerade oder gewunden)

oder Zungen aus Nickel–Titan–Legierungen, die auch unter der Bezeichnung „Nitinol“ bekannt sind. Während ein Aufheizvorgang je nach zur Verfügung stehender Leistung und direkter Heizung des Materials durch einen internen Stromfluss im dreistelligen Millisekundenbereich abgeschlossen werden kann, ist die Dynamik vor allem durch das Abkühlen und damit — wie oben beschrieben — von den Umgebungseigenschaften (Temperatur, Atmosphäre, Konvektion, etc.) limitiert. Es gilt

$$F = \sigma_{\text{max}} \cdot A, \quad (3.64)$$

wobei die maximal ertragbare Materialspannung  $\sigma_{\text{max}}$  von der Legierung, dem Einsatzzweck und der intendierten Betriebsdauer abhängig ist. Systeme, die nur ein einziges Mal auslösen müssen, können weit stärker belastet werden [61].

#### 3.1.11.2 Verstellweg

Der erreichbare Verstellweg ist abhängig von den Abmessungen des Materials, wobei für dauerhafte Anwendungen Dehnungen bis zu 8 % erreichbar und Materialspannungen bis  $400 \text{ N/mm}^2$  ertragbar sind [61]. Damit ergibt sich analog zu Gleichung 3.46 eine lineare Abhängigkeit des erreichbaren Verstellwegs von der Größe des Aktorelementes.

#### 3.1.11.3 Skalierung

Wie oben beschrieben ist die erreichbare Kraft abhängig von der zur Verfügung stehenden Querschnittsfläche. Diese skaliert — analog zu Gleichung 3.62 — mit  $s^2$ . Für die mechanische Leistung gilt die bereits in Gleichung 3.63 beschriebene lineare Abhängigkeit von der Frequenz. Diese ist nahezu ausschließlich von den thermischen Zusammenhängen determiniert, wobei besonders der Abkühlvorgang ausschlaggebend ist. Dies bedeutet, dass entsprechend Gleichung 3.6 das Verhältnis von kühlender Oberfläche und Volumen des Materials mit  $s^{-1}$  skaliert. Dies bedeutet in der Praxis, dass sich dünnere Drähte bezogen auf

den Querschnitt weitaus schneller abkühlen können als dicke und damit die Betriebsfrequenz gemäß der Beziehung

$$f \sim s^{-1} \quad (3.65)$$

zunimmt. Mit der Leerlaufauslenkung  $\Delta l_0$ , dem E-Modul  $E$  und der Querschnittsfläche  $A$  gilt für die Leistung dann

$$P = W_{\text{mech}} \cdot f_{\text{max}} \approx \frac{1}{2} \cdot E \cdot A \cdot \frac{1}{2} \Delta l_0 \cdot f_{\text{max}} \sim s^2. \quad (3.66)$$

### 3.1.12 Zusammenfassung

Es wurden eine Reihe von Aktorprinzipien vorgestellt (vgl. Tabelle 3.2), die in der Feinwerktechnik, aber auch in der Mikrosystemtechnik, eingesetzt werden. Es wird deutlich, dass die Leistung nur im Falle von piezoelektrischen Antrieben mit dem Volumen im gleichen Verhältnis skaliert. In den meisten Fällen sinkt die Leistungsdichte, d.h. ein kleinerer Motor kann überproportional weniger mechanische Leistung erbringen. Einzig im Falle der elektrostatischen Antriebe und der elektrothermischen Festkörperwandler wächst die Leistungsdichte bei einer Verkleinerung, was dieses Antriebsprinzip vor allem in der Mikrosystemtechnik interessant macht.

Tabelle 3.2: Skalierung der wichtigsten leistungsbezogenen Größen von Antriebsprinzipien. Das Volumen skaliert mit  $s^3$ .  $J$  bezeichnet die Strahldichte.

Prinzip	Weg $x$	Kraft $F, M$	Leistung $P$	Grenzfrequenz $f$
Elektrodynamisch Abs. 3.1.1	$J_S = \text{const}$	$\sim s^4$ Gl. 3.4	$\sim s^3$ Gl. 3.12	$\sim s^{-1}$ Gl. 3.11
	$\vartheta = \text{const}$	unlimitiert	$\sim s^3$ Gl. 3.9	$\sim s^{-1}$ Gl. 3.11
Elektromagnetisch Abs. 3.1.3	getriebeuntersetzt Abs. 3.1.2	unlimitiert	$\sim s^3$ Gl. 3.18	$\sim s^{-2}$ Gl. 3.19
	normal, $J_S = \text{const}$	$\sim s$ Abs. 3.1.3.2	$\sim s^4$ Gl. 3.28	$\sim s^{-1}$ Tab. 3.1
	normal, $\vartheta = \text{const}$	$\sim s$ Abs. 3.1.3.2	$\sim s^3$ Gl. 3.28	$\sim s^{-1}$ Tab. 3.1
	normal, Impulsbetrieb	$\sim s$ Abs. 3.1.3.2	$\sim s^2$ Gl. 3.28	$\sim s^{-1}$ Tab. 3.1
	transversal, $J_S = \text{const}$	$\sim s$ Abs. 3.1.3.2	$\sim s^4$ Gl. 3.30	$\sim s^{-1}$ Tab. 3.1
Elektrostatisch Abs. 3.1.5	transversal, $\vartheta = \text{const}$	$\sim s$ Abs. 3.1.3.2	$\sim s^3$ Gl. 3.30	$\sim s^{-1}$ Tab. 3.1
	transversal, Impulsbetrieb	$\sim s$ Abs. 3.1.3.2	$\sim s^2$ Gl. 3.30	$\sim s^{-1}$ Tab. 3.1
	normal	$\sim s$ Gl. 3.32	$\sim s^2$ Gl. 3.34	$\sim s^{-1}$ Gl. 3.38
	transversal	$\sim s$ Gl. 3.40	$\sim s^2$ Gl. 3.41	$\sim s^{-1}$ Gl. 3.38
Piezoelektrisch	Festkörperwandler Abs. 3.1.7	$\sim s$ Gl. 3.46	$\sim s^2$ Gl. 3.49	$\sim s^{-1}$ Gl. 3.38
	Wandlerwellenmotoren Abs. 3.1.9	unlimitiert	$\sim s$ Gl. 3.55	$\sim s^{-2}$ Gl. 3.56
	US-Motoren mit stehenden Wellen Abs. 3.1.9	unlimitiert	$\sim s^2$ Gl. 3.49	$\sim s^0$ Gl. 3.58
Elektrothermische Festkörperwandler Abs. 3.1.10	Schreitrantriebe Abs. 3.1.8	unlimitiert	$\sim s^2$ Gl. 3.49	$\sim s^0$ Gl. 3.51
		$\sim s$ Gl. 3.60	$\sim s^2$ Gl. 3.62	$\sim s^{-1}$ Gl. 3.38
Gefügebasierte Festkörperwandler Abs. 3.1.11		$\sim s$ Gl. 3.46	$\sim s^2$ Gl. 3.62	$\sim s^{-1}$ Gl. 3.65
			$\sim s^2$ Gl. 3.66	

### 3.2 Sensorprinzipien

Für integrierte Sensor-Aktor-Systeme sind verschiedene Messgrößen von Bedeutung (vgl. Abbildung 3.7). Dies sind im Einzelnen die Messung der Verstellung, der Geschwindigkeit, der Beschleunigung, der Kraft bzw. des Drehmoments sowie die Messung des wirkenden Stroms. In Antriebssystem von besonderer Wichtigkeit ist die Erfassung des Verstellwinkels bzw. -wegs. Daher wird insbesondere auf diese Größe detailliert eingegangen und zahlreiche Messverfahren beschrieben. Darüber hinaus ist die Messung kleiner bis kleinster Wegänderungen in vielen Fällen eine Dehnungsmessung. Diese ist besonders für die Messung der Beschleunigung sowie der Kraft bzw. des Drehmomentes direkt von Bedeutung.

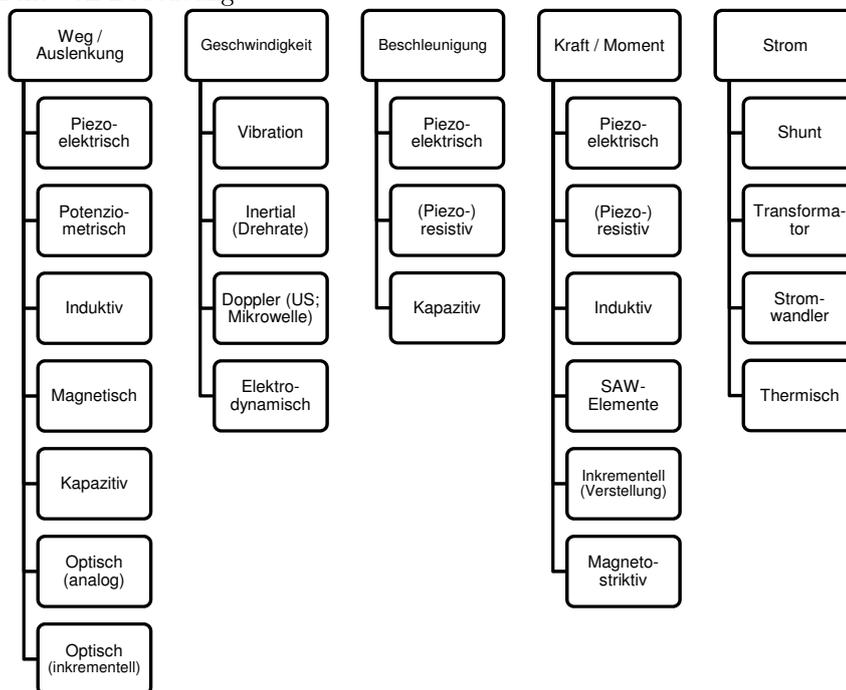


Abbildung 3.7: Sensorprinzipien für integrierte Sensor-Aktor-Systeme. Die Auflistung beschränkt sich auf für integrierte Sensor-Aktor-Systeme relevante Verfahren. Nicht berücksichtigt sind intrinsische Methoden.

Im Gegensatz zu den oben beschriebenen Aktorprinzipien, bei denen die Änderung der Leistungsdichte mit der Verringerung der Abmessungen für eine Beurteilung der Miniaturisierbarkeit ausschlaggebend ist, verringert sich bei Sensoren in vielen Fällen die Amplitude des Messsignals, während additive Fehlerkomponenten wie z.B. das Rauschen gleich bleiben. Mithin verschlechtert sich das Signal-Rausch-Verhältnis. Bei resistiven Verfahren verringert sich der Grundwiderstand  $R_0$ , was zu größerer aufgenommener Leistung und thermischen Effekten führen kann. Dafür wächst i.A. die Resonanzfrequenz (vgl. Tabelle 3.1) und Einschwingvorgänge verkürzen sich aufgrund z.B. geringerer thermischer Zeitkonstanten (siehe Gleichung 3.6). Besonders zu beachten sind jedoch nichtlineare Effekte wie beispielsweise Streufelder bei kapazitiven oder

induktiven Sensoren (das Verhältnis von z.B. Umfang eines kapazitiven Sensors zu seiner wirksamen Fläche verschlechtert sich mit steigendem Miniaturisierungsgrad), der Einfluss von Klebeschichten bei der Applikation von Dehnmessstreifen (Sensorstrukturen erreichen die gleiche Größenordnung wie die auf Grund der Oberflächenrauigkeit notwendige Mindest-Klebeschichtdicke) oder der Einfluss von Oberflächeneigenschaften auf die Reflexion bei optischen Sensoren. Bei manchen Sensorprinzipien ändert sich mit den Miniaturisierung der Messbereich (so ist z.B. ein Linearpotenziometer immer mindestens so lang wie die Summe aus Messbereich und Schleiferlänge), sodass hier prinzipbedingte Grenzen vorliegen. In anderen Fällen, z.B. bei den kapazitiven Verfahren, macht der Einfluss externer Störungen eine sensornahe Platzierung von Auswerte- und Verstärkerelektronik zwingend notwendig. Auf diese Weise wird ein Teil des Platzgewinns wieder aufgezehrt.

Wie schon im vorangegangenen Abschnitt 3.1 wird auch hier eine isometrische Skalierung der Baugröße mit dem Faktor  $s$ , der die Änderung der Kantenlänge beschreibt, betrachtet. Die bedeutet allgemein, dass alle Veränderungen immer mit Bezug auf das Volumen, das mit  $V = \text{Länge} \times \text{Breite} \times \text{Höhe} \sim s^3$  skaliert, betrachtet werden müssen.

### 3.2.1 Grundüberlegungen

Bevor auf die einzelnen Sensorprinzipien für *integrierte* Sensor-Aktor-Systeme eingegangen wird, werden zunächst Grundüberlegungen zu den Themen Auflösung, Empfindlichkeit und Rauschen sowie dem in zahlreichen digitalen Messsystemen angewandten Prinzip der Interpolation eines Encodersignals aus zwei sinusförmigen analogen Signalen eingegangen. Die Grenzfrequenz wird ebenfalls betrachtet, da sie in vielen analogen Messprinzipien zwar im oberen Frequenzbereich von parasitären Kapazitäten — also von elektrischen Effekten — limitiert wird, viel häufiger jedoch im für integrierte Sensor-Aktor-Systeme relevanten Frequenzbereich von mechanischen Effekten negativ beeinflusst wird.

#### 3.2.1.1 Rauschen

Unter *Rauschen* soll hier die Überlagerung eines Sensorsignals durch statistische Schwankungen der Rauschspannung  $u_n$  verstanden werden. Eine besonders für resistive Sensoren gut lesbare Zusammenfassung der Effekte des Rauschens liefert RAUSCH in ihrer Dissertation [107]. Zur Quantifizierung der Schwankungen wird in vielen Fällen die spektrale Leistungsdichte des Ausgangssignals eines mechanisch unbelasteten Sensors betrachtet. Sie entspricht der Rauschleistungsdichte  $L_n$  (piezo-)resistiver Sensoren, betrifft aber auch alle anderen analogen Sensorprinzipien. Durch die Integration des Rauschleistungsdichtespektrums  $L_n$  über den Arbeitsfrequenzbereich kann der Betrag der effektiven Rauschspannung  $u_n$  ermittelt werden, welcher der Ausgangsspannung des Sensors überlagert ist:

$$u_n^2 = \frac{1}{R} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} L_n df \quad (3.67)$$

Für integrierte Sensor-Aktor-Systeme können zwei Rauschphänomene als relevant betrachtet werden: Das thermische, „weiße“ oder JOHNSON-Rauschen

in allen stromführenden Leitern und das  $1/f$ - oder HOOGE-Rauschen in Halbleitern. Für das thermische Rauschen gilt

$$L_n = 4\sigma_B\vartheta R \quad (3.68)$$

mit  $\sigma_B$  als BOLTZMANN-Konstante,  $\vartheta$  als absolute Temperatur und  $R$  für den betrachteten Widerstand [107]. Es wird deutlich, dass das thermische Rauschen nur vom Widerstand und der Temperatur (sowie dem betrachteten Frequenzbereich), nicht jedoch vom Material abhängig ist. Für die Rauschspannung gilt

$$u_J = \sqrt{4\sigma_B\vartheta R\Delta f}. \quad (3.69)$$

Bei der isometrischen Reduktion der Baugröße skaliert  $R = \rho \cdot l/A$  gemäß  $\sim s^{-1}$ . Daher gilt  $u_J \sim s^{-0,5}$ , d.h. die Rauschspannung wird größer mit der Verkleinerung des Sensors.

Für das frequenzabhängige, oder „farbige“ Rauschen existieren zahlreiche Erklärungsversuche [6]. Im Frequenzbereich  $< 1$  kHz dominiert bei Halbleitern (z.B. Si-Dehnmesselemente) dieser Effekt. Für inhomogen dotiertes Silizium nimmt der Parameter  $N$  Werte zwischen 0,9 und 1,2 an. Das farbige Rauschen wird mit dem HOOGE-Koeffizienten  $\alpha_H$  charakterisiert. Dieser ist von der Diffusionslänge und der Dotierungskonzentration abhängig. Die Rauschleistungsdichte erhöht sich mit steigendem Betriebsstrom  $I_0$  bzw. -spannung  $U_0$ :

$$L_{n, H} = \frac{\alpha U_0^2}{N} \cdot \frac{1}{f^n} \quad (3.70)$$

Der Parameter  $N$  bezeichnet die Anzahl der beteiligten Ladungsträger und kann aus dem Produkt von Dotierungsdichte (Dotierungskonzentration  $N_A$ ) und Widerstandsvolumen berechnet werden. Für die Rauschspannung gilt entsprechend

$$u_H = \sqrt{\frac{\alpha}{N} \ln(f_{\max}/f_{\min})}. \quad (3.71)$$

Bei isometrischer Reduktion der Baugröße sinkt  $u_H$  wegen der Volumenabhängigkeit des Parameters  $N$  entsprechend  $\sim s^{-1,5}$ . Auch hier gilt, dass die Rauschspannung größer wird.

Die Auflösung analoger Sensoren ist der kleinste messbare Unterschied des Ausgangssignals bei Änderung der Eingangsgröße (vgl. Abbildung 3.8(a)). Für viele Sensoren gilt, dass die Signalspannung  $u_a$  wegen Skalierungseffekten geringer wird. Die effektive Rauschspannung ergibt sich aus der quadratischen Summe der Einzelrauschspannungen

$$u_n = \sqrt{u_J^2 + u_H^2} \sim \sqrt{s^{-1} + s^{-3}} \quad (3.72)$$

und skaliert nichtlinear mit der Baugröße. Die erreichbare Auflösung eines Messsignals ist somit

$$\Delta u_a = u_n, \quad (3.73)$$

wobei die Empfindlichkeit (vgl. Abbildung 3.8(b)) mit der Miniaturisierung ebenfalls abnehmen kann. Es gilt somit, dass die auf den folgenden Seiten beschriebenen Überlegungen zu Auflösung und Empfindlichkeit, die in Tabelle 3.4

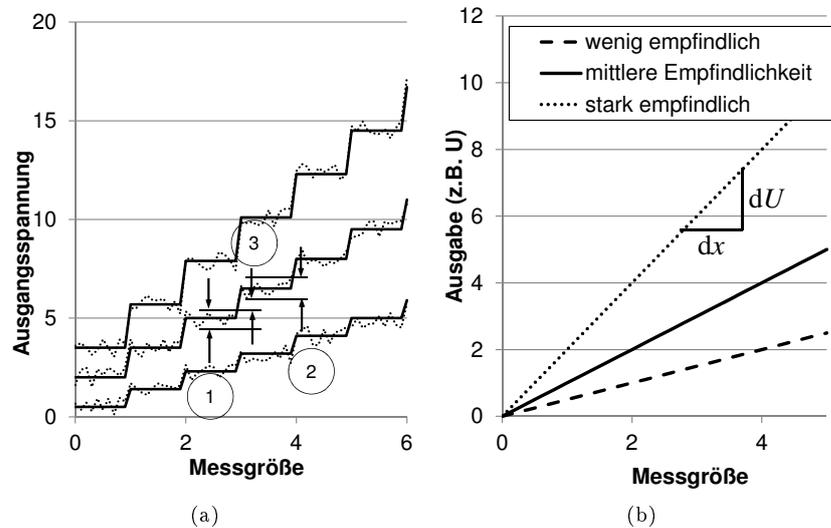


Abbildung 3.8: Die Zusammenhänge von Empfindlichkeit, Auflösung und Rauschen.

(a) zeigt die Treppenkurve dreier verschieden empfindlicher Sensoren (cave: Offset zur Verdeutlichung) mit konstanter Rauschspannung  $u_n$  (1) und (2). Zu bemerken ist, dass der Unterschied zwischen zwei Stufen geringer als die Rauschspannung werden kann (3). Die praktische Auflösung sinkt damit entsprechend. (b) verdeutlicht die Empfindlichkeit  $dU/dx$  von Sensoren.

zusammengefasst sind, im Verhältnis mit der Skalierung der Rauschspannung betrachtet werden müssen.

### 3.2.1.2 Interpolation

Zahlreiche im Folgenden beschriebene analoge Sensorprinzipien zur Weg- oder Winkelmessung produzieren ein sinusförmiges Ausgangssignal  $u_{\sin}$  und eines mit  $90^\circ$  Phasenverschiebung  $u_{\cos}$ . Als (inkrementelles) Encodersignal erlaubt dies pro Periode nur die Auswertung der 4 Nulldurchgänge und somit keine besonders hoch aufgelöste Positionsaussage. Allerdings ist für eine Periode eine absolute Wegangabe möglich. Mit Hilfe einer Mikrocontroller- oder ASIC-Schaltung wird das Signal entsprechend  $\varphi = \arctan(u_{\sin}/u_{\cos})$  ausgewertet und z.B. mit Hilfe einer Look-Up-Table ein Winkelsignal ausgegeben, das auch als digitales Encodersignal („A/B-Encodersignal“) ausgegeben werden kann (siehe Abbildung 3.9(a)). Die Qualität der Eingangssignale hinsichtlich Phasenlage und Rauschen bestimmt die Genauigkeit des Ausgangssignals. Eine Überprüfung der Bedingung

$$\sqrt{u_{A\text{-Kanal}}^2 + u_{B\text{-Kanal}}^2} \stackrel{!}{=} 1 \quad (3.74)$$

lässt Störungen erkennbar werden (siehe Abbildung 3.9(b)). Verzerrungen, Signalunterschiede und Rauschen beeinflussen die Qualität des Ausgangssignals.

Zahlreiche integrierte Auswertungsschaltungen stehen für die Signalkonditionierung zur Verfügung (z.B. von GEMAC GmbH (Chemnitz), IC-Haus GmbH (Bodenheim), ZMD AG (Dresden), etc.).

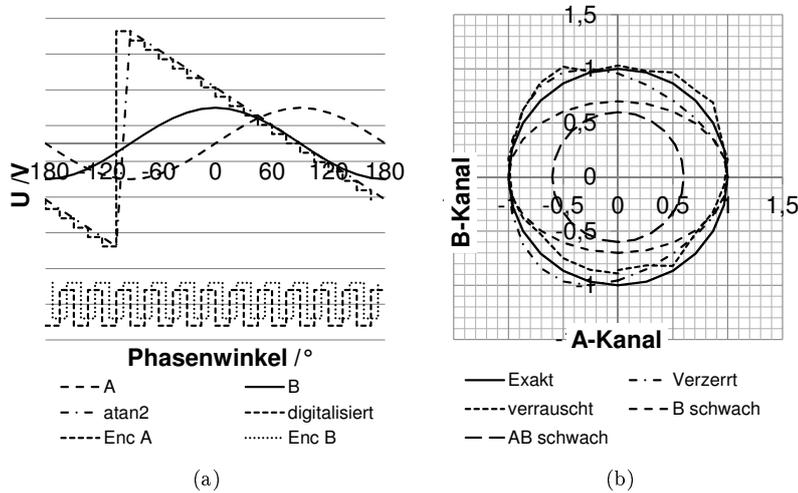


Abbildung 3.9: Signale an A/B-Encodern mit Sinussignalausgabe. Über eine Periode wird vom Primärsensor ein Sinus- bzw. Cosinus-Signal ausgegeben (siehe (a)). Dieses wird mit Hilfe der  $\arctan2$ -Funktion in eine Spannung umgewandelt, die die Winkelposition eindeutig codiert. Nach Digitalisierung kann z.B. mit Hilfe eines ASIC ein Encodersignal interpoliert werden. (b) zeigt Lissajous-Figuren und den Einfluss von Verzerrungen, Rauschen und Signalunterschieden.

Bei der Skalierung sinkt i.A. die Amplitude des Ausgangssignals bei gleichbleibendem Störungseinfluss (Abbildung 3.8(a)). Damit wird die erreichbare Auflösung, als diejenigen Werte bzw. deren Änderung, die statistisch noch signifikant trennbar sind, geringer.

### 3.2.1.3 Grenzfrequenz

Die meisten Sensorprinzipien haben eine Tiefpasscharakteristik, die sich als RC-Glied mit der Zeitkonstanten  $\tau$  darstellen lässt. Dies lässt sich durch elektrische und thermische Einschwingvorgänge, parasitäre Kapazitäten oder Beleuchtungs- und Wandelvorgänge erklären [119]. Es gilt allgemein

$$\tau_{\text{Anstieg}} = \frac{t_{\text{Anstieg}}}{\ln 0,9 - \ln 0,1} \quad (3.75)$$

mit  $t_{\text{Anstieg}}$  als der Zeit, die ein Wert braucht, um von 10 auf 90 % seines Endwerts zu kommen. Mit dem Zusammenhang  $\tau = RC$  lässt sich für die Grenzfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \tau} = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = \frac{A_Q \cdot d}{2\pi \cdot \rho \cdot l \cdot \epsilon_0 \epsilon_r \cdot A} \sim \frac{s^2 \cdot s}{s \cdot s^2} = s^0 \quad (3.76)$$

darstellen, wenn davon ausgegangen wird, dass der Widerstand üblicherweise mit  $\sim s^{-1}$  und die Kapazität mit  $\sim s$  skaliert. Es wird also deutlich, dass

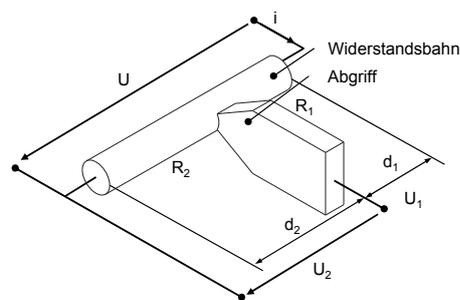
die elektrische Grenzfrequenz eines Systems theoretisch nicht skaliert. Damit stellt die mit  $\sim s$  skalierende mechanische Grenzfrequenz (siehe Tabelle 3.1) den dominanten Effekt dar und determiniert die Grenzfrequenz.

### 3.2.2 Messung von Weg und Auslenkung

Die Auslenkung oder Verstellung bzw. der Winkel ist in vielen Sensor-Aktor-Systemen eine direkte Regelgröße. Diese zu erfassen ist aus Gründen einer guten Regelbarkeit von großer Wichtigkeit. Gleichzeitig ist die Erfassung kleinster Wegänderungen in Form von Dehnung für viele integrierte Sensoren ein Mittel zur Messung von Kraft, Moment und Beschleunigung. Außerdem ist in zahlreichen adaptiven Systemen eine Strukturintegration von miniaturisierter und möglichst rückwirkungsfreier Sensorik erwünscht.

#### 3.2.2.1 Potenziometrisch

##### Funktion und Wirkprinzip



Dieses relativ alte absolute Wegmessverfahren nutzt einen beweglichen Abgriff auf einer Widerstandsbahn aus Draht, einem beschichteten Substrat oder einem leitfähigen Kunststoff-Vollmaterial mit dem spezifischen Widerstand  $\rho$ , der Länge  $l_0$  und den lateralen Abmessungen  $b$  und  $h$  bzw. dem Durchmesser  $D$ . Der als Spannungsteiler aufgebaute

Sensor ändert seinen Widerstand proportional mit der Position des Abgriffs  $d_1 = l_0 - d_2$

$$R = \frac{\rho}{bh} \cdot d_1 = \frac{\rho \cdot \pi}{D^2} \cdot d_1, \quad (3.77)$$

wobei die über dem Widerstand abfallende Spannung immer im Verhältnis zur Speisespannung  $U_0$  betrachtet werden muss. Das Verfahren ist geprägt vom mechanischen Kontakt zwischen der Maßverkörperung und dem bewegten Objekt (vgl. Abbildung 3.10). Dies führt zu Verschleiß und die Reibung beeinflusst sowohl die Dynamik als auch die erreichbare Auflösung durch den Stick-Slip-Effekt.

**Messbereich** Potenziometrische Sensoren eignen sich für Messbereiche bis in den zweistelligen cm-Bereich. Darüber hinaus wird das Verfahren zu aufwändig, was die Kapselung und Führung des beweglichen Abgriffs angeht. Folienpotenziometer sind mit Messbereichen bis in den m-Bereich erhältlich. Die Frequenzbandbreite der Messung ist nur durch die mechanische Anschlusskonstruktion begrenzt. Die erzielbare Auflösung liegt im  $\mu\text{m}$ -Bereich.

**Skalierung** Gleichung 3.77 zeigt die Skalierung des Grundwiderstandes  $R_0$  mit  $s^2$  für einen konstanten spezifischen Widerstand  $\rho$ . Die Ausgangsspannung und damit die Auflösung skaliert entsprechend

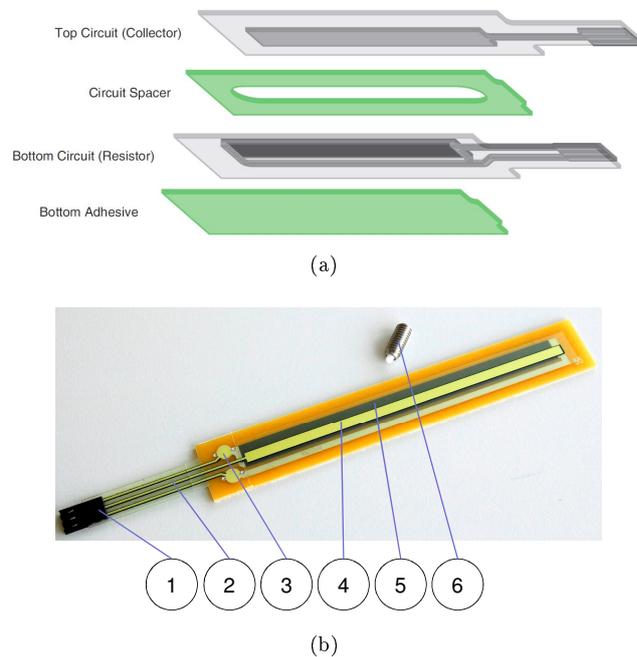


Abbildung 3.10: Folienpotenziometer für die absolute Wegmessung.

(a) zeigt das Wirkprinzip, bei dem der Abgriff dadurch entsteht, dass von außen über eine Kraft eine Kontaktierung zwischen der „Collector“-Folie und der „Resistor-Folie“ erzeugt wird [Spectra Symbol]. (b) zeigt eine Produktausführung der Fa. Novotechnik (Ostfildern). (1) Stecker, (2) Anschlusskabel, (3) Kontaktpad für Resistor-Folie, (4) Collector-Folie, (5) Resistor-Folie, (6) Stift zum anpressen der Collector- auf die Resistor-Folie.

$$U_a = R \cdot I = \frac{\rho}{bh} \cdot A_Q \cdot J_S \cdot d \sim \frac{s^2 \cdot s_j}{s \cdot s} = \begin{cases} s^0 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{-0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^{-1} & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.78)$$

— unter Berücksichtigung des Leiterquerschnitts  $A_Q$  — mit der Stromdichte  $J_S$ .

Positionssensoren nach dem potenziometrischen Prinzip besitzen prinzipbedingt eine Baulänge, die wenigstens dem gewünschten Messweg entspricht. Damit skaliert die Messlänge mit der Kantenlänge, also gilt  $d \sim s$ . Allerdings lassen sich Breite und Höhe der Widerstandsbahn leicht verkleinern, sodass sich kompakte absolut messende Sensoren herstellen lassen. Das Verfahren wird auch häufig für die Messung eines Drehwinkels eingesetzt. Thermisches Rauschen limitiert die Auflösung [107] entsprechend Gleichung 3.73 und skaliert im gleichen Maße wie die Ausgangsspannung (vgl. Gleichung 3.78). Die Auflösung wird darüber hinaus von den Gleiteigenschaften und der Steifigkeit des Abgriffs (Stick-Slip-Effekt, Umkehrspiel) determiniert. Die Geometrie des Abgriffs bzw. Schleifers limitiert letztendlich die Baugröße.

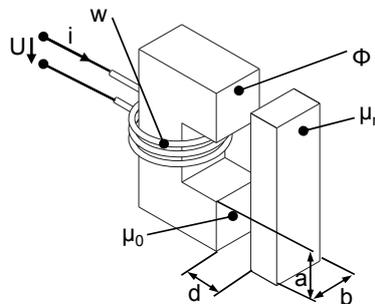
Die Empfindlichkeit des Messverfahrens skaliert unter Berücksichtigung von Gleichung 3.77 und der Stromdichte  $J_S$  für einen konstanten spezifischen Widerstand entsprechend

$$\frac{dU}{dd} = \frac{\rho}{I \cdot bh} = \frac{\rho}{A_Q \cdot J_S \cdot b \cdot h} \sim \frac{1}{s^2 \cdot s_J \cdot s^2} \begin{cases} s^{-4} & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{-3,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^{-3} & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.79)$$

Die Grenzfrequenz des Messverfahrens wird durch die Abtastrate bei der Spannungsmessung determiniert und ist in der Praxis nicht von der Skalierung beeinflusst. Es gilt daher  $s^0$ .

### 3.2.2.2 Induktivitätsänderung

#### Funktion und Wirkprinzip



Die Induktivität  $L$  einer Spule als auch die Gegeninduktivität kann durch eine Änderung des Abstands (oder auch des Winkels) zum Messobjekt geändert werden. Dabei können Querankerelemente  $L \sim 1/l_L$  oder Tauchankerelemente  $L \sim l_K$  mit  $l_K$  als effektive Kernlänge und  $l_L$  als Luftspaltlänge unterschieden werden. Bei ersteren bewegt sich der Anker

quer zum Feld, bei Tauchankerelementen taucht der Anker in die Spulenanordnung ein. Zur Linearisierung der Kennlinie sind verschiedene Differenzialanordnungen bekannt (sog. Lineare oder Rotierende Variable Differenztransformatoren — LVDT / RVDT (siehe beispielhaft Abbildung 3.11)). Weit verbreitet sind darüber hinaus sog. „berührungslose Näherungssensoren“, die aus einer Spule und einer topfartigen Feldführung bestehen und den Abstand auf ein ferromagnetisches bzw. zumindestens elektrisch leitfähiges Gegenelement messen. Als „Initiator“ bezeichnet liefern diese Systeme ein Schaltsignal am Ausgang. Resolver sind im Abschnitt 3.2.2.3 beschrieben.

Bei der Erfassung des Drehwinkels ist die Erfassung der winkelabhängigen Induktivität rotiert eine nicht rotationssymmetrische leitfähige jedoch nicht ferromagnetische Struktur an einer Spulenanordnung vorbei, deren Induktivität(änderung) erfasst und ausgewertet wird. Als für interiierte Sensor-Aktor-Systeme relevant kann zur Veranschaulichung der sog. MILE-Encoder der Fa. Maxon Motor AG (Sachseln, CH) aufgefasst werden. Hier liegen vier Flachspulen parallel zur Rotationsachse in einer Ebene. An diesen dreht eine leitfähige Struktur vorbei (vgl. Abbildung 3.11). Diese Maßverkörperung besteht aus nicht magnetischem Metall (Cu, Al). Wird diese Struktur durch die Flachspulen mit einem hochfrequenten Magnetfeld beaufschlagt, bilden die durch das Feld induzierten Wirbelströme ein Gegenfeld, das durch den Skin-Effekt an der Oberfläche stehen bleibt. Auf diese Art wird eine scharfe Abgrenzung der Signale zwischen Luft und Metall erzeugt. Um eine nennenswerte Miniaturisierung zu erlauben, liegt die Anregungsfrequenz im MHz-Bereich und die Cu-Schichtdicke um  $100 \mu\text{m}$ .

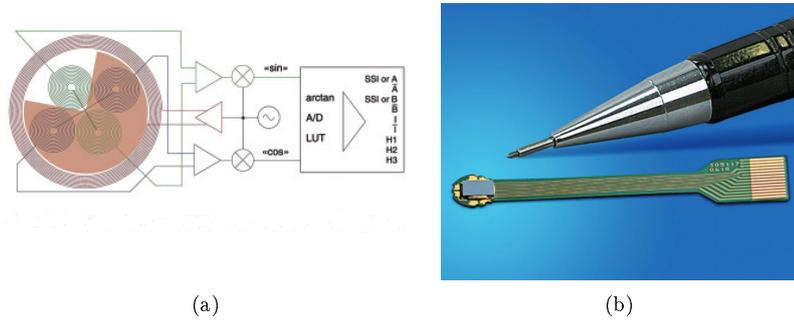


Abbildung 3.11: Induktiver Winkelsensor der Fa. Maxon Motor AG.  
 (a) Eine Anordnung von vier Flachspulen erfasst das von einer rotierenden Kupferscheibe (dunkler 3/4-Kreis) beeinflusste Feld der Primärspule. (b) Der Encoder in Mikro-Ausführung mit den Abmessungen  $3,2 \times 2,7 \times 0,4 \text{ mm}^3$  [Maxon].

**Messbereich** Der Messbereich kommerziell verfügbarer Sensoren liegt zwischen 0,5 und 100 mm. Die Auflösung liegt im Bereich von  $1 \dots 20 \mu\text{m}$  für analoge Sensoren. Schaltende Sensoren („Initiatoren“) erreichen eine ähnliche Reproduzierbarkeit. Der Linearitätsfehler liegt i.A. im einstelligen %-Bereich. Die Frequenzbandbreite liegt im 100 Hz-Bereich.

**Skalierung** Das Messverfahren basiert auf der Messung der Induktivität  $L$  einer Spule. Diese ist gegeben durch

$$L = n \frac{d\Phi}{di} = \frac{n^2 \mu_0 \mu_r A}{l_L + \frac{l_K}{\mu_r}} = n^2 \mu_0 \mu_r \frac{A}{l_K} \left( \frac{1}{1 + \mu_r \frac{l_L}{l_K}} \right) \sim \frac{s_n^2 \cdot s^2}{s} = \begin{cases} s & \text{für } n = \text{const} \\ s^3 & \text{für } n \sim s \end{cases} \quad (3.80)$$

mit  $l_K$  und  $l_L$  als Länge des Spulenkerns bzw. des Luftspalts,  $A$  und  $n$  als Querschnittsfläche bzw. Wicklungszahl der Spule. Bei Querankerelementen ändert sich die Luftspatllänge:  $L \sim 1/l_L$ ; bei Tauchankerelementen entsprechend die effektive Kernlänge:  $L \sim l_K$ . Die Induktivitätsänderung lässt sich allgemein durch Wechselspannungsbrücken mit Trägerfrequenzverstärker, bzw. durch Anordnung der Sensorelemente als Differenzialtransformatoren auswerten.

Mit kleiner werdendem Volumen  $A \cdot l_K$  und  $n = \text{const}$  verringert sich die Induktivität  $\sim s$ . Dies bedeutet, dass der Messeffekt weniger stark als die Baugröße skaliert. Für die Auswertung der Induktivitätsänderung kommen bei Differenzialanordnungen häufig Diodenbrückenschaltungen mit Summierverstärker zum Einsatz (siehe Abbildung 3.12 [33]). Für die Spannung gilt nach [129] dann für die Spannung

$$u(t) = \frac{\hat{U}_0}{2} \cdot \frac{\Delta L(d)}{L_0} \sin(\omega_{Tr} t) \cdot \sin(\omega_M t) \quad (3.81)$$

mit  $\omega_{Tr}$  für die Trägerfrequenz,  $\omega_M$  für die Frequenz der zu messenden Größe und  $\Delta L(d)$  für die von der Wegänderung  $d$  verursachte Induktivitätsänderung, wobei aufgrund der Differenzialanordnung gilt  $\Delta L(d)_1 = -\Delta L(d)_2$ .  $\hat{U}_0$  ist die Amplitude des Trägerfrequenzsignals. Für eine konstante Träger- wie Signalfrequenz und der Annahme, dass  $\Delta L(d)$  im gleichen Maße wie  $L_0$  skaliert gilt nach Gleichung 3.81, dass das Ausgangssignal nur von  $\hat{U}_0$  abhängig ist. Je nach dem, ob bei der Miniaturisierung auch diese Spannung konstant bleibt (weil z.B. keine Feldstärken beachtet werden müssen), oder entsprechend  $U = d \cdot E$  für  $E = \text{const}$  mit  $d \sim s$  skaliert, gilt dann für die Amplitude des Ausgangssignals

$$U_a \sim \begin{cases} s^0 & \text{für } \hat{U}_0 = \text{const} \\ s & \text{für } \hat{U}_0 \sim s \end{cases}. \quad (3.82)$$

Für die Auflösung bedeutet dies, dass sie für  $\sim s^0$  nicht von der Miniaturisierung betroffen ist, für  $\sim s$  jedoch im gleichen Maße wie die Miniaturisierung abnimmt.

Die Empfindlichkeit des Messverfahrens wird mit Bezug auf Gleichung 3.80 für eine konstante Wicklungszahl durch

$$\frac{dU_a}{d\Delta L} = \frac{\hat{U}_0}{2 \cdot L} \sim \frac{s_U}{s_L} = \begin{cases} s^{-1} & \text{für } \hat{U}_0 = \text{const} \\ s^0 & \text{für } \hat{U}_0 \sim s \end{cases} \quad (3.83)$$

charakterisiert. Für  $n \sim s$  gilt  $s^{-3}$  bzw.  $s^{-2}$ . Es wird deutlich, dass wieder in die zwei Fälle der konstanten bzw. skalierenden Betriebsspannung  $\hat{U}_0$  unterschieden werden muss und die Wicklungszahl einen großen Einfluss hat.

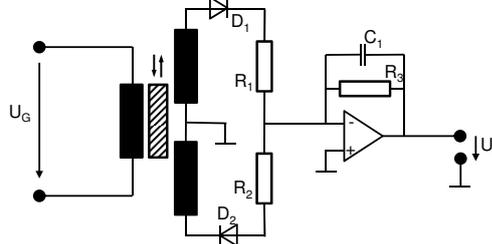


Abbildung 3.12: Diodenbrückenschaltung mit Summierverstärker [129] (nach [33]).

Einfachere und besonders miniaturisierte induktive Näherungssensoren verwenden eine modifizierte FRANKLIN-Oszillatorschaltung (vgl. Abbildung 3.13), die üblicherweise direkt in den Sensorkopf integriert sind. Für die Resonanzfrequenz des Schwingkreises gilt dann bei Skalierung aller Bauteile

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - R^2 \frac{C}{L}} \sim \frac{1}{\sqrt{s_L \cdot s}} \cdot \sqrt{1 - s^{-2} \frac{s}{s_L}} = \begin{cases} s^{-1} (1 - s^{-2})^{0,5} & \text{für } n = \text{const} \\ s^{-2} (1 - s^{-4})^{0,5} & \text{für } n \sim s \end{cases}, \quad (3.84)$$

wenn davon ausgegangen wird, dass  $C \sim s$  und  $R \sim s$  gilt. Wird nur die Induktivität skaliert gilt entsprechend  $s^{-0,5} (1 - s^{-1})^{0,5}$  für  $n = \text{const}$  und  $s^{-0,5} (1 - s^{-3})^{0,5}$  für den Fall, dass  $n \sim s$ .

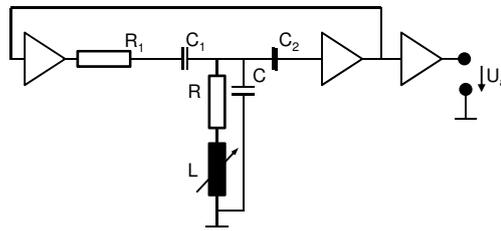


Abbildung 3.13: Modifizierte FRANKLIN–Oszillatorschaltung (nach [129]).

Induktive Näherungssensoren können auch in einem LC–Oszillator mit einer festen Frequenz (0,01...2 MHz) angesteuert werden und die Güte der durch die Wirbelstromverluste beeinflussten Schwingung betrachtet werden. So wird z.B. der zugeführte Schwingkreisstrom zur Aufrechterhaltung der Oszillatorschwingung gemessen [129].

Für Grenzfrequenz der Auswertung der Induktivitätsänderung gilt, dass diese von der Miniaturisierung nicht beeinflusst wird. Es besteht nur eine Abhängigkeit von der Trägerfrequenz. Diese ist jedoch in erster Näherung auch nicht von der Miniaturisierung betroffen. Es gilt daher  $f \sim s^0$ .

Für eine praktische Miniaturisierung herausfordernd ist die Integration von Spule und Kern, sodass bei ca. 0,5 mm Durchmesser eine realistische untere Grenze erreicht ist (vgl. Abbildung 3.14). Der Messabstand  $l_L$  skaliert in der Praxis ebenfalls nahezu linear mit dem Spulendurchmesser, da somit der Einfluss des Streufeldes konstant bleibt. Die Verhältnisse sind auch für Systeme aus (gedruckten) Flachspulen gültig [79].

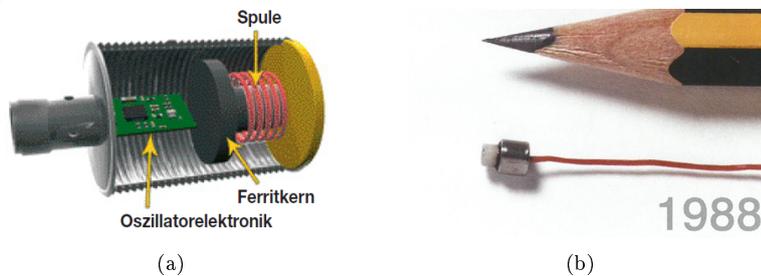
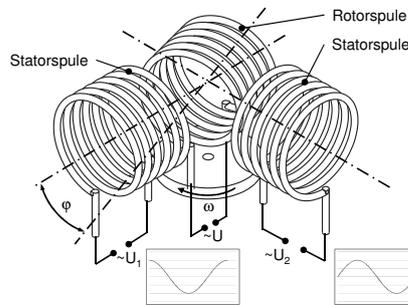


Abbildung 3.14: Induktive Wegsensoren.

(a) zeigt das Funktionsschema kommerzieller Typen der Fa. Hans Turck GmbH & Co. KG (Mülheim an der Ruhr) [Turck], die aus einer zylindrischen Anordnung von Spule und ferritischer Feldführung bestehen und auf die Änderung der Induktivität im Messbereich reagieren. (b) zeigt einen Sensor der Fa. Micro Epsilon mit Größenvergleich [Micro Epsilon].

### 3.2.2.3 Induktion (Resolver)

#### Funktion und Wirkprinzip



Die Bewegung eines Motors kann über die Änderung der Induktion erfasst werden. Damit kann nicht nur eine Winkellageerkennung (z.B. für die Kommutierung eines BLDC-Motors) sondern mit der entsprechenden Auswertelektronik auch die Rotationsgeschwindigkeit erfasst werden. Integrierte Systeme verwenden hierfür die Motorwicklung, es können jedoch auch spezielle Wicklungen eingesetzt werden. Sog. Resolver werden seit vielen Jahren eingesetzt [55]. Der Resolver hat eine drehbare Primärwicklung (Rotor) und zwei räumlich um  $90^\circ$  versetzte Sekundärwicklungen (Stator). Eine an die Primärwicklung über Bürsten oder mittels induktiver Übertragung angeschlossene Wechselspannung  $U_0$  wird transformatorisch auf die zwei Sekundärwicklungen übertragen. Die Amplituden der Sekundärspannungen sind  $u_1 \sin \varphi$  und  $u_2 \cos \varphi$ , wobei  $\varphi$  der Drehwinkel ist. Die Winkellage  $\varphi$  errechnet sich aus den Amplituden  $u_i(\varphi)$  der beiden Sekundärspannungen gemäß des Zusammenhangs

$$\varphi = \arctan \frac{u_1(\varphi)}{u_2(\varphi)}. \quad (3.85)$$

In der ursprünglichen Bauform ist das Messsignal von der Trägerfrequenz, der Rotationsgeschwindigkeit wie auch von der Rotationsbeschleunigung unabhängig. Neben der beschriebenen Variante existieren weitere Bauformen, die beispielsweise das Wirkprinzip invertieren oder mehrere Spulensysteme zur Drehrichtungserkennung [55]. Ein geschwindigkeitsproportionales Signal kann mit Hilfe der Modulationsfrequenz des Ausgangssignals erreicht werden.

**Messbereich** Wird die Motorwicklung für die Messung herangezogen, gilt für den erfassbaren Messbereich die gleiche Limitierung wie für die maximale Drehzahl des Motors. Wird ein zusätzlicher Sensor genutzt, ist dessen mechanische Belastbarkeit der limitierende Faktor. Der oben beschriebene MILE-Encoder hat eine Maximaldrehzahl von 120.000 U/min und liefert nach der Interpolation eine Auflösung von 64 Impulsen pro Umdrehung.

**Skalierung** Die Erfassung des Winkels ist unabhängig von der Baugröße, es gilt unter Berücksichtigung von Gleichung 3.85, dass  $\varphi \sim s^0$ . Allerdings sind die in den Empfängerspulen induzierten Spannungen vom wirksamen Durchmesser  $A$  abhängig. Außerdem spielt der Strom in der Primärspule für den Aufbau des Magnetfeldes eine tragende Rolle. Es gilt hier allgemein für eine konstante Wicklungszahl  $n$

$$B = \mu_0 \mu_r \cdot n \frac{I}{l} = \frac{\mu_0 \mu_r \cdot n \cdot A_Q \cdot J_S}{l} \sim \frac{s^2 \cdot s_J}{s} = \begin{cases} s^1 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.86)$$

für eine vom Strom  $I$  durchflossene Spule der Windungszahl  $n$  und Länge  $l$  in Abhängigkeit der Skalierung der Stromdichte  $J_S$ . Somit gilt für die induzierte Spannung

$$U_{\text{ind}} = -\frac{d}{dt} \int \int_A B dA \sim \begin{cases} s^3 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{2,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^2 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.87)$$

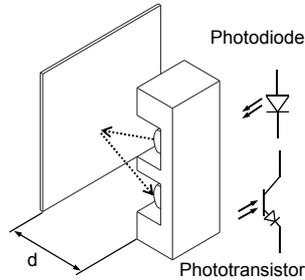
Die Reduktion der Ausgangsspannung mit der Baugröße führt zu einer Verringerung der Auflösung wie in Abschnitt 3.2.1.2 beschrieben. Obwohl das Verhältnis der ausgewerteten Spannungen (vgl. Gleichung 3.85) gleich bleibt, werden sich Verzerrungen, Phasenfehler und nicht zuletzt Rauschen (siehe Abbildung 3.9(b)) immer stärker auswirken. Eine sichere theoretische Quantifizierung erscheint hier nicht möglich. Wird ein Encodersignal erzeugt, so ist dessen Auflösung in erster Näherung nicht abhängig von der Signalamplitude ( $\sim s^0$ ) und daher auch nicht von der Skalierung. Allerdings wird in der Praxis der Einfluss von Störungen zu einer Verringerung der Empfindlichkeit führen.

Die maximal erfassbare Signalfrequenz ist von der Trägerfrequenz, also der an der Primärspule anliegenden Spannung abhängig. Die Trägerfrequenz sollte etwa 5 bis 10 Mal größer sein als die Signalfrequenz [129], ist also von der Miniaturisierung nicht betroffen. Es gilt  $\sim s^0$ .

Bei den intrinsischen Messverfahren erfolgt die Erfassung der Induktivität durch Auswertung des Motorstroms. Da keine zusätzlichen Elemente notwendig sind, ist die Miniaturisierung des Gesamtsystems unabhängig von der Sensorik. Bei den Verfahren, die zusätzliche Spulen involvieren, bedeuten diese einen zusätzlichen Integrationsaufwand, der der Miniaturisierung nach unten Grenzen setzt. Fertigungsmethoden der Mikrosystemtechnik führen jedoch zu relativ kleinen verfügbaren Systemen. Eine Grenze der Miniaturisierung wird durch die mechanische Ankopplung und Ausrichtung der rotierende Teile im sub-Millimeterbereich angesetzt.

### 3.2.2.4 Optisch (Intensität)

#### Funktion und Wirkprinzip



Bei intensitätsbasierten optischen Messverfahren wird die Bestrahlungsstärke  $E_E$  erfasst, die eine Messfläche  $A_E$  aufgrund einer definierten Strahlungsleistung  $\Phi_S$  empfängt. Dabei können sich Sender und Empfänger gegenüber stehen oder gemeinsam in eine Richtung auf eine reflektierende Fläche ausgerichtet werden, deren Abstand(sänderung) dann erfasst wird. Für das Aussenden des Lichts gilt für den Lichtstrom

$$\Phi = \frac{dQ}{dt} \quad (3.88)$$

als Quotient der emittierten Strahlungsenergie  $dQ$  in der Zeitspanne  $dt$  [45]. Die insgesamt von der Fläche  $A_S$  eines nicht-schwarzen Strahlers der Temperatur  $\vartheta_S$  abgegebene Ausstrahlung (Strahlungsleistung) beträgt unter Berücksichtigung der Zustrahlung durch eine Umgebung der Temperatur  $\vartheta_{\text{Ambient}}$ , der BOLTZMANN-Konstante  $\sigma_B$  und dem Absorptionsgrad  $\alpha < 1$

$$\Delta\Phi_S = \alpha\sigma_B A_S (\vartheta_S^4 - \vartheta_{\text{Ambient}}^4). \quad (3.89)$$

Für LED gelten trotz des anderen Wirkprinzips (Lumineszenz) ähnliche Zusammenhänge, besonders ist jedoch die Strahlungsleistung nahezu proportional vom Strom  $i_S$  abhängig und wird stark von der Temperatur beeinflusst. Die Strahlstärke

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega_E} \quad (3.90)$$

ist die auf das Raumwinkelement  $d\Omega_E$ , unter dem eine Empfängerfläche  $dA_E$  von  $dA_S$  aus erscheint, entfallende Strahlungsleistung  $d\Phi$ . Für diffuse Emmission kann die Strahldichte

$$L = \frac{1}{\cos\epsilon_S} \cdot \frac{dI}{dA_S} \quad (3.91)$$

eingeführt werden, die den Winkel  $\epsilon_E$  berücksichtigt, unter dem die Empfängerfläche  $A_E$  im Abstand  $d$  zum Normalenvektor der Senderfläche  $A_S$  erscheint. Es gilt allgemein für den Raumwinkel  $d\Omega$ , dass

$$dA_E = \frac{d\Omega}{d^2} \quad (3.92)$$

im Abstand  $d$  ist.

Somit gilt für die Empfängerfläche  $A_E$  (siehe Abbildung 3.15), dass sie eine Bestrahlungsstärke

$$E = \cos\epsilon_E \alpha_E \frac{d\Phi}{dA_E} \quad (3.93)$$

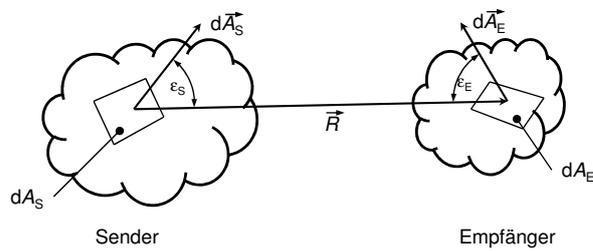


Abbildung 3.15: Sendende und empfangende Flächen.

empfängt.

In allen Fällen ist der Absorptionsgrad  $\alpha$  von Bedeutung und bei Reflex-Anordnungen spielt der Reflexionsgrad  $\rho = P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$  des reflektierenden Gegenstands zusätzlich eine Rolle. Übliche Bauformen integrieren Quelle (LED) und Detektor (Fototransistor oder -diode) in einem Gehäuse, das ein direktes Übersprechen z.B. mit Hilfe eines Steges verhindert (siehe Abbildung 3.16). Da der Reflexionsgrad des Messobjekts stark ausschlaggebend ist, muss die Anordnung zur Abstandsmessung kalibriert werden. Üblicherweise werden Reflexlichtschranken wegen ihrer nichtlinearen Kennlinie für Schaltaufgaben eingesetzt, jedoch ist eine Verwendung zur Messung von Abständen möglich (vgl. Abbildung 2.6 auf Seite 24).

**Messbereich** Gängige Typen in SMD-Gehäusen (z.B. SFH 9201 von Osram, München, Gesamtquerschnittsfläche von  $3,4 \times 4,2 \text{ mm}^2$  oder PR-30 von Citizen Electronics Co, Ltd., Yamanashi, JP, Gesamtquerschnittsfläche  $1,9 \times 2,18 \text{ mm}^2$ ) haben Messbereiche von 1 bis 5 mm (siehe Abbildung 3.16). Die Größe des Messbereichs wird neben der Intensität der LED und der Empfindlichkeit des Empfangselementes von Streulicht und dem Einsatz von Linsen vor Sende- und Empfangsteil beeinflusst.

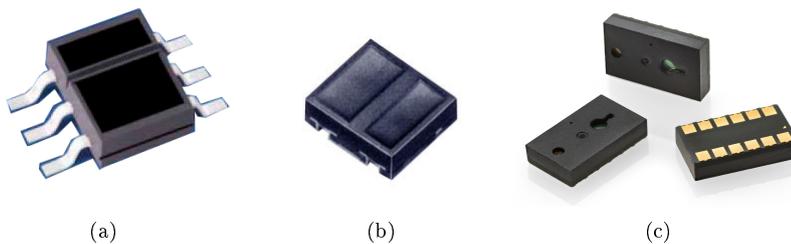


Abbildung 3.16: Optische Abstandssensoren. Deutlich erkennbar sind Sende- und Empfangsflächen.

(a) zeigt die Type SFH 9201 von Osram (München) ( $3,4 \times 4,2 \text{ mm}^2$ ), (b) zeigt die Type PR-30 von Citizen Electronics (Yamanashi, JP) ( $1,9 \times 2,18 \text{ mm}^2$ ). Beide haben einen Messbereich von etwa 5 mm. (c) zeigt die Type VL6180 des Anbieters STMicroelectronics (Genf) mit den Abmessungen  $4,8 \times 2,8 \times 1,0 \text{ mm}^3$ , die nach dem Time-of-Flight-Prinzip arbeitet und einen Messbereich bis 50 cm hat.

**Skalierung** Eine Verringerung der Baugröße führt zu einer Verkleinerung der lichtemittierenden wie auch der –empfangenden Fläche  $A_S$  bzw.  $A_E$  mit dem Skalierungsfaktor  $s^2$ . Wird davon ausgegangen, dass die Lichtquelle eine konstante Strahlungsleistungsdichte  $\Phi/A_S$  erzeugt, die in erster Näherung über eine Konstante  $k_1$  mit dem Strom  $i_S$  durch die Sende-LED verknüpft sein soll. Damit gilt für den emittierten Lichtstrom

$$\Phi = k_1 \cdot A_S i_S = k_1 \cdot A_S \cdot J \cdot A_Q \sim s^4 \cdot s_J = \begin{cases} s^4 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{3,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^3 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.94)$$

unter besonderer Berücksichtigung der Stromdichte  $J_S$  im Leiter mit dem Querschnitt  $A_Q$  (siehe dazu Gleichung 3.9).

Wird angenommen, dass der Empfangstransistor bzw. die Empfangsdiode einen Strom  $i_E$  steuert, der über eine Konstante  $k_2$  proportional mit der gemessenen Bestrahlungsstärke  $E$  verknüpft ist, so gilt nach Gleichung 3.93 für den Messabstand bei konstantem Strom  $i_E$

$$d = \sqrt{\frac{k_2 \cdot \Phi}{\Omega_E \cdot i_E}} \sim (s_\Phi)^{0,5} = \begin{cases} s^2 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{1,75} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^{1,5} & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}, \quad (3.95)$$

wenn davon ausgegangen wird, dass die sendende bzw. empfangende Fläche ebenfalls linear mit in die Gleichung eingeht.

Bei konstanter Strahlungsleistungsdichte und –empfindlichkeit sinkt der Messbereich mit dem Quadrat des Skalierungsfaktors, wenn eine konstante Stromdichte vorausgesetzt wird. Für die oben bereits angedachte mögliche Erhöhung der Stromdichte kann eine Abhängigkeit  $d \sim s^{1,5}$  erreicht werden.

Die Auflösung analoger Messverfahren wie der Intensitätsmessung ist vom Rauschen abhängig. Allgemein gilt, dass die minimale Auflösung der Rauschspannung entspricht (siehe Abbildung 3.8). Dies bedeutet, dass die Auflösung im gleichen Maße wie die Empfindlichkeit sinkt.

Die Empfindlichkeit des Messverfahrens folgt dem Zusammenhang

$$\frac{di_E}{dd} = -\frac{2k_2 \cdot \Phi}{\Omega_E} \cdot d^{-3} \sim s_\Phi = \begin{cases} s^4 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{3,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^3 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.96)$$

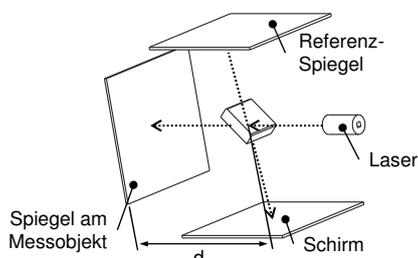
Für die praktische Miniaturisierung müssen Sende- und Empfangselemente auf einem Substrat integriert werden. Baugröße der Halbleiterelemente und der Zuleitungen auf dem Substrat, Beugungseffekte und Wellenlänge des Lichts sowie die Erwärmung begrenzen die Miniaturisierung in der Praxis. Für die Miniaturisierung von integrierten Sensor-Aktor-Systemen ist vorteilhaft, dass die üblichen Bauformen von Reflexlichtschranken eine direkte Integration in gedruckte Schaltungen erlauben. Moderne Systeme nutzen zur Bestimmung der Entfernung die Dauer zwischen Entsendung und Empfangen eines Lichtimpulses („Time-of-Flight“), vgl. Abbildung 3.16(c).

Die Frequenzbandbreite, mit der Signale empfangen werden können ist von der auf der Empfängerseite eingesetzten Technologie abhängig. Im Allgemeinen

liegt je nach Beschaltung die Bandbreite von Fotodioden bei 10 MHz bis über 1 GHz bei pin-Dioden. Die Bandbreite von Fototransistoren ist beschränkt, da es je nach zusätzlicher Beschaltung der Basis relativ lange dauern kann, bis Basis-Emitter-Zone frei von Ladungsträgern wird. Die Bandbreite wird zusätzlich durch den MILLER-Effekt, der parasitäre Kapazitäten mit dem Verstärkungsfaktor am Eingang wirken lässt, beschränkt und liegt bei rund 200 kHz. Dafür bietet der Fototransistor aufgrund der integrierten Verstärkung eine um bis zu den Faktor 1000 erhöhte Empfindlichkeit, sodass ggf. größere Distanzen — bei Reduktion der Messfrequenz — gemessen werden können. Die Frequenzbandbreite der Messung ist nicht von der Bestrahlungsstärke  $E$  abhängig.

### 3.2.2.5 Optisch (Interferenz)

#### Funktion und Wirkprinzip



Bei monochromatischem Licht führen Überlagerungen zu Interferenzeffekten. Diese können messtechnisch erfasst werden. Beispielhaft ist neben den bekannten Typen FABRY-PÉROT-, MIREAU- und MACH-ZENDER- das MICHELSON-Interferometer genannt, das einen relativ einfachen Aufbau aufweist. Dieser besteht

neben der (Laser-)Lichtquelle aus einem Strahlteiler und zwei Spiegeln. Einer bildet zusammen mit dem Strahlteiler die Referenzstrecke, während der zweite Spiegel auf dem bewegten Messobjekt angebracht ist. Nach Durchlaufen der zwei Strecken wird das Licht im Strahlteiler wieder in eine gemeinsame Richtung gelenkt und auf einem Schirm zusammengeführt (siehe Abbildung 3.17(b)). Die Interferenz entsteht nun durch Distanzunterschiede der zwei Messzweige und führt zu konstruktiver und destruktiver Interferenz. Der vom Messspiegel zurückgelegte Weg zwischen zwei Interferenzmaxima entspricht einer Wellenlänge des verwendeten Lichts. Es ist somit für  $\lambda = const$  eine relative Wegmessung möglich und auch die Bewegungsrichtung kann nicht differenziert werden. Systeme, die mit variabler Wellenlänge arbeiten, können auch für absolute Messungen eingesetzt werden. Die maximale Messgeschwindigkeit ist von der Detektionsgeschwindigkeit der Interferenzmaxima determiniert.

**Messbereich**Die Auflösung gängiger Interferometer für industrielle Anwendungen liegt im nm-Bereich, womit Auflösungen bis zu  $10^{-10}$  erreicht werden können. Die Auflösung ist abhängig von der Stabilität der Wellenlänge. Der Messbereich ist kleiner als die Kohärenzlänge des ausgesandten Lichts und abhängig von dessen Absorption im Medium [47]. Das stark miniaturisierte Model MC 5000 des Herstellers SIOS Meßtechnik, Ilmenau kann bis 5 m weit messen und dabei 0,1 nm auflösen. Der Messkopf hat Abmessungen von  $28 \times 25 \times 15,5 \text{ mm}^3$  (vgl. Abbildung 3.17(a)).

**Skalierung**Die Messlänge wird stark von den Fertigungstoleranzen der optischen Elemente beeinflusst. Die theoretisch kleinste Messlänge ist die Wellenlänge des verwendeten Lichts. Beugeeffekte limitieren die Baugröße jedoch auf

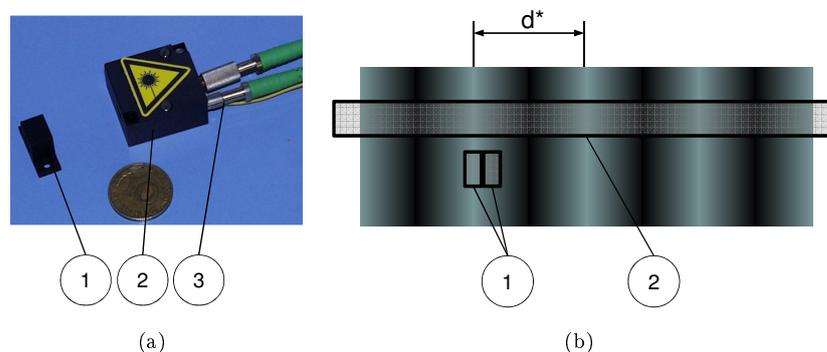


Abbildung 3.17: Optische Distanzmessung mit Hilfe von Laserinterferometrie (a) zeigt einen miniaturisierten Aufbau zur Längenmessung (Model MC 5000 von SIOS Meßtechnik, Ilmenau): (1) bewegter Spiegel am Messobjekt, (2) Messkopf, (3) fiberoptische Anschlüsse. (b) zeigt schematisch ein Interferenzmuster auf dem Detektorschirm (a) zeigt zwei diskrete Sensoren (z.B. Fotodioden) im viertel Abstand  $d^*$  der Maxima, mit denen ein Sinus-/Cosinus-Signal erzeugt werden kann, (2) zeigt z.B. eine CCD-Zeile, die das komplette Interferenzmuster erfassen und der Auswertung zuführen kann.

ein Vielfaches dieser Wellenlänge. Allgemein gilt für die Abstandsmessung nach [45]:

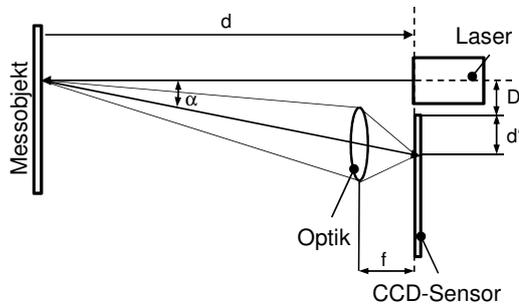
$$d = \frac{\lambda_0 N (1 + K)}{2} \sim s^0 \quad (3.97)$$

mit  $\lambda_0$  für die Wellenlänge des verwendeten Lichts,  $N$  als Anzahl der Interferenzstreifen und  $K = k_P (p - p_0) + k_T (\vartheta - \vartheta_0) + k_f (f - f_0)$  als Korrekturfaktor für die Umweltbedingungen Druck, Temperatur und Luftfeuchte. Die Analyse der Interferenzmuster auf dem Detektor erfolgt durch Photodioden, -transistoren, PSD-Anordnungen oder CCD-Zeilen. Es gilt für die optische Auflösung, dass diese nur von der Qualität der Erfassung der Umweltbedingungen und der Qualität des Aufbaus, nicht jedoch von der Skalierung abhängig ist ( $\sim s^0$ ). Wird für den einfachsten Fall der elektrischen Signalauswertung von zwei Photodioden ausgegangen, so erzeugen diese wieder ein Phasenverschobenes Sinus-/Cosinus-Signal, dessen Amplitude mit der Skalierung sinkt (vgl. Abschnitt 3.2.1.2 und Abbildung 3.9(a)). Bei konstanter Strahlungsleistungsdichte und -empfindlichkeit reduziert sich das Signal am Detektor mit dem Quadrat des Skalierungsfaktors (vgl. Abschnitt 3.2.2.4). Es gilt damit für die Auflösung  $\sim s^2$ . Wird ein Encodersignal erzeugt, so ist dessen Auflösung in erster Näherung nicht abhängig von der Signalamplitude ( $\sim s^0$ ) und daher auch nicht von der Skalierung. Allerdings wird der Einfluss von Störungen größer, sodass die Auflösung in der Praxis abnehmen wird.

Interferometer können in der Praxis bis hinunter in den Mikromaßstab mit ca.  $1500 \mu\text{m}$  Kantenlänge mit Hilfe von Mikrofertigungsmethoden aufgebaut werden (z.B. [1]).

### 3.2.2.6 Optisch (Triangulation)

#### Funktion und Wirkprinzip



Optische, nach dem Prinzip der Triangulation arbeitende Abstandssensoren messen den Winkel, unter dem ein Punkt auf einer Oberfläche erscheint. Dazu wird üblicherweise ein Laserstrahl ausgesandt und von einer Oberfläche im Abstand  $x$  reflektiert.

Das zum Sensorkopf zurückgehende Licht wird von einer Optik im Abstand  $D$  auf eine CCD-Zeile oder PSD-Anordnung projiziert. Die Sensoren erfassen somit im Prinzip den Auftreffwinkel des Lichts. CCD-Sensoren bestehen aus einer Reihe von Photodioden auf Si-Substrat. Einfallendes Licht führt zu einer Anhebung des Energieniveaus von Elektronen und damit zu einer Ladungstrennung im Rahmen des photoelektrischen Effekts. Die Ladungen werden jedoch in einer Speicherzelle direkt und bis zum Auslesen gespeichert. Die auslesbare Spannung ist direkt proportional zur eingefallenen Lichtmenge, solange die Speicherzelle nicht in Sättigung gerät und „überläuft“ („blooming“). PSD-Elemente (*position sensitive detector*) sind sog. positionsempfindliche Dioden, die eine laterale Aufteilung des Photostroms ermöglichen. Bei eindimensionalen Elementen gibt das Verhältnis der Photoströme die Lage eines Lichtspots wieder; bei zweidimensionalen Elementen entsprechend eine 2D-Position.

Der relative Winkel

$$\tan \alpha = \frac{D + d'}{d}, \quad (3.98)$$

unter dem der Reflexionspunkt im Abstand  $d$  erscheint, führt nach [19] mit

$$\tan \alpha = \frac{d'}{f} \quad (3.99)$$

und dem Abstand von ausgesandtem Lichtstrahl und optischem Zentrum  $D$  sowie der Brennweite  $f$  mit Hilfe der Gleichsetzungen der Gleichungen 3.98 und 3.99 zur Winkelbeziehung

$$d = \frac{(D + d') \cdot f}{d'} \quad (3.100)$$

für den Abstand zum Messobjekt  $d$  und auf die Messgröße  $d'$  der Empfängerzeile bezogen.

**Messbereich** Messköpfe nach dem Triangulationsprinzip werden für bestimmte Messbereiche  $d_0 \pm d_x$  ausgelegt. Da mit steigender Entfernung die Änderung des Winkels  $\delta$  immer mehr ins Gewicht fällt (vgl. Gleichung 3.98), ist der Messbereich und besonders die Auflösung  $\Delta d$  nach oben begrenzt. Gängige Lasertriangulatoren der Fa. Micro-Epsilon Messtechnik GmbH & Co. KG (Ortenburg) erreichen Messweiten bis 1000 mm (Serie 1710-50), Auflösungen

bis zu  $0,02\ \mu\text{m}$  (Serie 1610) und Grenzfrequenzen bis zu 49 kHz (Serie 2300). In den Nahbereich ist das Messverfahren ebenfalls durch die geometrischen Eigenheiten begrenzt, da der Reflexionswinkel  $\delta$  u.U. zu groß wird. Problematisch können auch Verschattungen werden, wenn der Reflexionspunkt auf der zu messenden Oberfläche für den Empfänger nicht sichtbar ist. Darüber hinaus erzeugen Oberflächenrauigkeiten in der Größenordnung der Wellenlänge  $\lambda$  des eingesetzten Lichts Interferenz- und Speckle-Effekte, die die Auflösung  $\Delta d$  auf etwa  $10\lambda$  reduzieren [19].

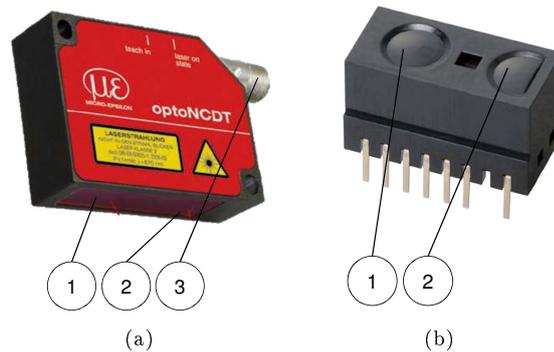


Abbildung 3.18: Optische Entfernungssensoren nach dem Triangulationsprinzip.

(a) zeigt die für den klassischen industriellen Einsatz konzipierte Type 1302 des Anbieters Micro-Epsilon (Ortenburg) mit den Abmessungen  $50 \times 65 \times 20\ \text{mm}^3$ , 200 mm Messbereich, 0,05 % Auflösung und 750 Hz Messfrequenz [Micro-Epsilon] (1) Empfängeroptik, (2) Laser-Sendeoptik, (3) el. Anschluss. (b) zeigt die für die Integration in Sensor-Aktor-Systeme geeignete digitale Type GP2Y0D810Z0F, der Firma Sharp (Osaka, Japan) mit den Abmessungen  $13,6 \times 7 \times 7,95\ \text{mm}^3$ , 100 mm Messbereich und ca. 390 Hz Messfrequenz basierend auf einem PSD-Sensor [Sharp]. Die Beschriftung gilt analog.

**Skalierung** Nach Gleichung 3.100 gilt für den Messbereich, dass

$$d \sim \frac{(s + s_f) \cdot s_f}{s} = \begin{cases} s^0 & \text{für } f = \text{const} \\ s & \text{für } f \sim s \end{cases} \quad (3.101)$$

für den Fall, dass die Brennweite  $f$  mit  $s_f$  skaliert. Für den Fall, dass  $f = \text{const} \sim s^0$  gilt  $d \sim s^0$ .

Je nach Auslesegeschwindigkeit und Auflösung der CCD-Zeile können Abtastraten im zweistelligen kHz- und Genauigkeiten im  $\mu\text{m}$ -Bereich erreicht werden.

Die Auflösung ergibt sich aus der Abhängigkeit der Ausgangsgröße  $d'$  von der Messdistanz  $d$ . Es gilt

$$d' = \frac{Df}{d-f} \sim \frac{s \cdot s_f}{s - s_f} = s \quad (3.102)$$

für den Fall, dass die Brennweite  $f$  mit der Baugröße mit  $s_f$  skaliert. Für die Skalierung der Empfindlichkeit gilt dann der nichtlineare und vom Parameter *Brennweite* abhängige Zusammenhang

$$\frac{dd'}{dd} = \frac{D(f^2 - f)}{d^2 - 2df + f^2} \sim \frac{s \cdot s_f^2 - s \cdot s_f}{d^2 - 2ds_f + s_f^2}. \quad (3.103)$$

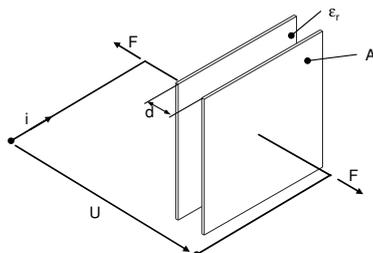
Die Empfindlichkeit wird also mit wachsender Messdistanz geringer, aber unterhalb der Grenze  $d \geq f$  ist keine Messung möglich. Somit erklärt sich die praktische Verfügbarkeit von Triangulatoren für bestimmte Messbereiche.

Die Anordnung aus Laserdiode und CCD-Zeile mit den entsprechenden optischen Komponenten lässt sich gut integrieren (siehe Abbildung 3.18(b)), jedoch sind der Miniaturisierung durch die optischen Elemente Grenzen gesetzt. Eine Pixelbreite liegt bei aktuellen CCD-Zeilen bei etwa  $1\text{--}5\ \mu\text{m}$ . Die Subpixel-Analyse kann eine höhere Auflösungen erreichen. Die relative Auflösung skaliert also mit  $s$  für  $f = \text{const}$  bzw.  $s^0$  für  $f \sim s$ . Wird die Gleichung 3.98 betrachtet, wird deutlich, dass für eine gute Messgenauigkeit der Betrachtungswinkel  $\alpha$  möglichst nahe  $45^\circ$  sein sollte. Allerdings ist die Intensität der Reflexion quer zur initialen Strahlrichtung üblicherweise recht schwach, sodass  $\alpha$  nicht beliebig groß werden kann. Zusätzlich wirken sich die Fertigungsfehler auf der Empfängerlinse des Triangulators stärker aus, sodass die Auflösung ebenfalls geringer wird.

Die Messfrequenz ist abhängig von der Empfindlichkeit der CCD-Zeile. Hier gilt analog zu Gleichung 3.93, dass die Bestrahlungsstärke mit  $s^{-2}$  skaliert. Bei konstanter Quanteneffizienz, also der Anzahl an Elektronen, die je empfangenen Photon fließen, und konstanter Wellenlänge  $\lambda$  wird damit auch das Signal  $i_E = k_2 \cdot E$  entsprechend schwächer. Für die Messfrequenz gilt damit in erster Näherung eine Skalierung mit  $f \sim 1/E \sim s^2$ .

### 3.2.2.7 Kapazitiv (Abstandsänderung)

#### Funktion und Wirkprinzip



Zur Erfassung der Abstandsänderung  $\Delta x$  wird der Abstand zweier Elektroden kapazitiv ausgewertet. Die Kapazitätsänderung folgt der Beziehung

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx -\frac{\Delta d}{d} \quad (3.104)$$

mit  $C_0$  als Grundkapazität,  $d$  als initialem Plattenabstand und  $\Delta d$  als dessen Änderung [128], wobei die Grundkapazität durch die Gleichung

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (3.105)$$

mit  $\epsilon_0$  als elektrischer Feldkonstante,  $\epsilon_r$  als materialspezifischer Dielektrizitätskonstante und  $A$  als Plattenfläche gegeben ist. Es wird deutlich, dass sich die Kapazität bei konstanter Plattenfläche  $A$  mit  $1/d$  ändert. Randeffekte am Umfang  $U$  der Plattenkanten erzeugen Nichtlinearitäten, die besonders bei sinkender Plattenfläche  $A$  wegen  $U/A \sim s^{-1}$  immer stärker ins Gewicht fallen. Kapazitive Sensoren können auch in koaxialer bzw. koplanarer Bauweise ausgeführt werden (vgl. Abbildung 3.20).

**Messbereich** Die kapazitive Messung von Längenänderungen über den Plattenabstand eignet sich vor allem für den Mikrometerbereich. Da der Messeffekt mit  $1/d$  die Messgröße  $d$  beeinflusst, ist der Messbereich auf einen Bruchteil der Plattenfläche bzw. deren Durchmesser begrenzt. Die Untersuchung gängiger kommerzieller Typen ergibt ein Verhältnis von rund  $1,3 \mu\text{m}/\text{mm}^2$ .

**Skalierung** Die inhomogene Feldverteilung limitiert den maximalen Abstand bei sinkender Elektrodengröße. Wird das Volumen des Kondensators linear mit  $s^3$  skaliert, verändert sich die Grundkapazität mit  $C \sim s$  (vgl. Gleichung 3.105). Wird nur die Erfassung des Abstands  $d$  betrachtet, gilt

$$d = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot A}{C} \sim s \quad (3.106)$$

Dies bedeutet, dass sich mit sinkender Baugröße der erfassbare Messabstand im gleichen Maße verringert.

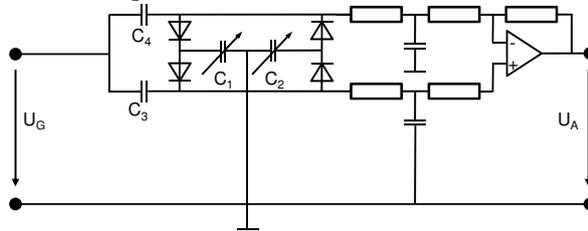


Abbildung 3.19: Diodenbrückenschaltung zur Auswertung kapazitiver Differenzialanordnungen [129].

Besonders die Kapazität kleiner Systeme wird mit Diodenbrückenschaltungen erfasst (siehe Abbildung 3.19) [129]. Vorteilhaft ist hier, dass die Speisequelle und die Mittelelektrode gemeinsam geerdet werden können. Dadurch ergibt sich ein kleines Bauvolumen der Auswerteelektronik. Für  $C_3 = C_4 = C$ , idealer Dioden, verschwindender Eingangsströme für den Verstärker sowie eines eingeschwungenen Zustands gilt für eine rechteckförmige Speisespannung der Amplitude  $\hat{U}_0$ , die für  $E = U/d = \text{const}$  entsprechend  $U = d \cdot E \sim s$  sein muss:

$$U_a = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + \frac{2C_1 \cdot C_2}{C}} \cdot \hat{U}_0 \sim \frac{s - s}{s + s + s^2/s} = s^0. \quad (3.107)$$

Somit ändert sich die Ausgangsspannung bei der Skalierung mit  $s$  in erster Näherung mit dem selben Faktor.

Gleichung 3.107 lässt sich für  $C \gg C_{1,2}$  vereinfachen [129], sodass gilt mit der Konstanten  $K$  [129] gilt:

$$U_a = K \frac{C_1 + C_2}{C_1 - C_2} + U_0 = -K \frac{d}{d_0} + U_0. \quad (3.108)$$

Wird nun für die Betrachtung der Empfindlichkeit die Änderung der Ausgangsspannung  $U_a$  bei Änderung der Messgröße  $d$

$$\frac{dU_a}{dd} = -\frac{K}{d_0} \sim s^{-1}, \quad (3.109)$$

betrachtet, so wird für die Annahme, dass  $K = \text{const}$  deutlich, dass diese mit  $s^{-1}$  skaliert. Die Messfrequenz selbst, wird von der Skalierung nicht beeinflusst.

Es sind in der Praxis Elektroden mit Kapazitäten im sub-pF-Bereich realisierbar. Allerdings fallen in diesen Kapazitätsbereichen Streu- und parasitäre sowie Leitungskapazitäten stark ins Gewicht. Dem kann durch eine wandlernaher Auswertelektronik begegnet werden, die jedoch Vorteile der Miniaturisierung wieder teilweise zunichte macht.

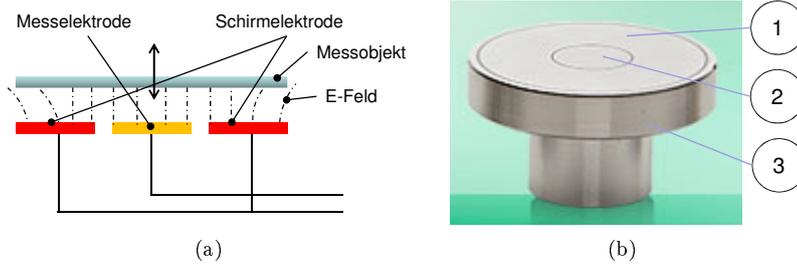


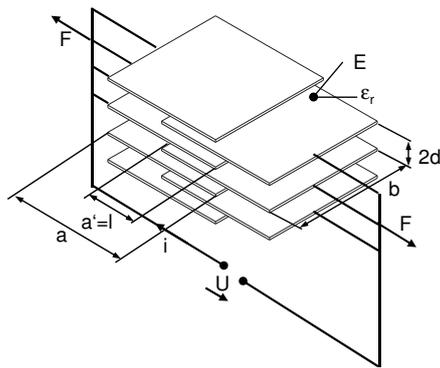
Abbildung 3.20: Kapazitive Wegsensoren.

(a) zeigt das Funktionsschema kommerzieller koaxialer Typen, die aus einer zylindrischen Anordnung von Schirm- und Messelektrode bestehen und auf die Änderung der Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_r$  im Messbereich reagieren. (b) zeigt einen analogen Sensor zur Abstandsmessung der Fa. Micro-Epsilon: (1) Schirmelektrode, (2) Messelektrode, (3) Gehäuse ( $\varnothing 30 \times 24 \text{ mm}^3$ ) [Micro-Epsilon].

Das Verfahren kann auch zur Messung von Winkeln gegen das Erdschwerefeld verwendet werden. Dazu wird in einer Messzelle zwischen zwei Elektrodenflächen die Kapazität gemessen. Je nach Winkel einer dielektrischen Flüssigkeit zwischen den Elektroden ändert sich deren Kapazität (differenziell). Abbildung 3.21 verdeutlicht das Prinzip.

### 3.2.2.8 Kapazitiv (Wirksame Plattenfläche)

#### Funktion und Wirkprinzip



Die Kapazität bei dieser Variante der kapazitiven Abstandsmessung ändert sich mit der wirksamen Plattenfläche (z.B. Kammwandler) und ist daher linear (vgl. Gleichung 3.105). Es gilt daher der Zusammenhang

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{l_0 - \Delta l}{l} \quad (3.110)$$

mit  $l$  als überdeckter Breite der Elektroden in Messrichtung und  $\Delta d = l_0 - l$  als Messgröße [128]. Das Verfahren eignet sich gleichermaßen für die Weg- und Winkelmessung.

**Messbereich** Einer der wichtigsten Vorteile kapazitiver Messverfahren ist die Berührungsfreiheit der Messpartner. Kammwandler haben gegenüber Platten-

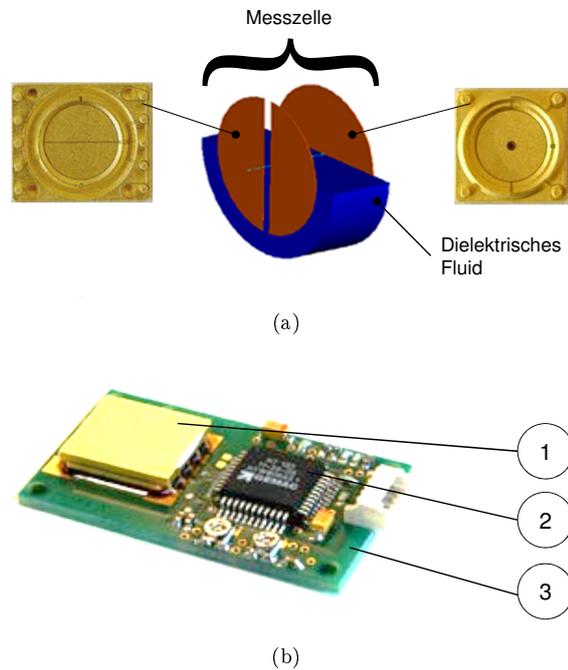


Abbildung 3.21: Kapazitive Winkelsensoren.

(a) zeigt das Funktionsschema eines einachsigen Sensors. Ein dielektrisches Fluid zwischen zwei Elektrodenanordnungen verändert die Kapazität des sich ausbildenden Kondensators je nach Winkel zum Erdschwerefeld. Zweiachsige Sensoren sind denkbar, wenn der Flüssigkeitsspiegel horizontal erfasst wird. (b) zeigt einen ausgeführten Sensor ( $13,0 \times 15,4 \times 2,8 \text{ mm}^3$ ) der Firma Hahn-Schickard, Villingen-Schwenningen. (1) Sensorelement ( $\varnothing 8 \text{ mm}$ ) hergestellt im Mikrospritzgussverfahren, (2) Auswertechip, (3) Platine [Hahn-Schickard].

wandlern den Vorteil, weitaus größere aktive Plattenflächen aufzuweisen und auch Messwege bis in den mm-Bereich realisierbar zu machen. Allerdings wird üblicherweise ein gasförmiges Dielektrikum eingesetzt, sodass die Elektroden schwach gedämpft schwingen können. Dies bedeutet, dass sich Querbeschleunigungen in Form von Kollisionen auswirken können. Auch können sich resonante Anregungen negativ auswirken.

**Skalierung** Wie auch bei den Plattenwandlern gilt, dass Kapazitätsänderungen mit Hilfe von Diodenbrückenschaltungen (vgl. Abbildung 3.19) bis in den sub-aF-Bereich detektierbar sind. Für den Zusammenhang von Kapazität und Messabstand  $\Delta l$  bei gegebenem Plattenabstand  $d$  und -breite  $b$  sowie initialer Überdeckung der Platten  $l_0$  gilt

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot b \cdot (l_0 - \Delta l)}{d} \quad (3.111)$$

und damit für die Messlänge

$$\Delta l = \frac{d}{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot b} \cdot C \sim s, \quad (3.112)$$

dass diese bei isometrischer Skalierung mit der Baugröße, also gemäß  $\sim s$  skaliert.

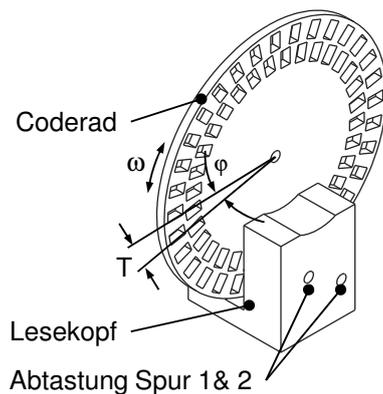
Die Empfindlichkeit des Messverfahrens kann analog zu Gleichung 3.109 betrachtet werden. Es gilt somit

$$\frac{dU}{dd} = \frac{K}{l_0} \sim s^{-1}. \quad (3.113)$$

Die erzielbare Messfrequenz schließlich ist besonders von den mechanischen Zusammenhängen geprägt. Besonders die Steifigkeit der ineinander greifenden Kämme skaliert mit  $s^{-1}$  und bestimmt die Eigen- und damit die höchste Messfrequenz, um Kollisionen zu vermeiden.

### 3.2.2.9 Optisch (inkrementell)

#### Funktion und Wirkprinzip



Optische digitale Messverfahren zeichnen sich durch eine schrittweise Erzeugung und/oder Auswertung einer Messgröße aus. Besonders bei den optischen inkrementellen Messverfahren („Encoder“) wird eine Lichtquelle durch das bewegte Messobjekt bzw. eine daran befestigte Maßverkörperung schrittweise verschattet und freigegeben (siehe Abbildung 3.22(a)). Üblicherweise erfolgt dies durch reflexive (Abbildung 3.22(b)) oder transmissive (Abbildung 3.23(b)) Skalen, von deren Genauigkeit die Qualität der Messung direkt abhängt.

Bei der Auswertung der Empfängersignale (üblicherweise Photodioden oder -transistoren, CCD- oder CMOS-Sensoren mit entsprechender Optik) werden die Flanken des Signals z.B. über einen Schmitt-Trigger ausgewertet. Werden nun zwei Empfänger mit dem räumlichen Abstand der halben Teilung der Maßverkörperung angebracht, ist eine Auswertung der Bewegungsrichtung sowie eine Verdopplung der Auflösung möglich.

Die Erfassung der Daten kann aufeinander aufbauend („inkrementell“) oder auch absolut erfolgen. In diesem Fall werden  $n$  Spuren abgetastet, die für einzelnen Bits stehen, die im Graycode [27] bzw. binär definiert sind und eine Auflösung von  $2^n$  ermöglichen. Für Fälle, bei denen geringere Anforderungen an die absolute Messung, die schon beim Einschalten des Systems die Position kennt, gelten, kann auch eine sog. Index-Spur abgetastet werden, die je Umdrehung ein einzelnes Bit definiert oder die verschieden kodierte Positionen hat, die während einer Referenzfahrt mit konstanter Geschwindigkeit überfahren werden müssen, um korrekt erkannt zu werden (vgl. Abbildung 3.25(b)).

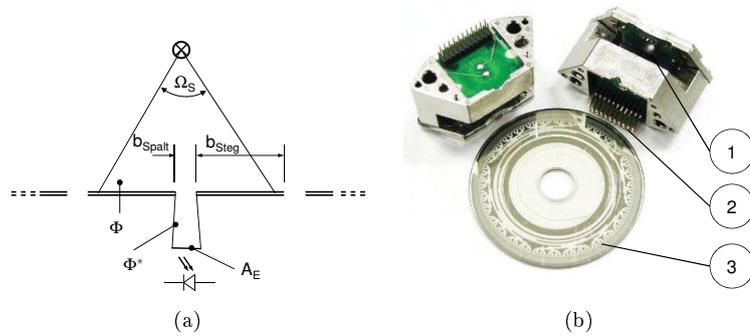


Abbildung 3.22: Funktionsprinzipien optischer Encoder nach dem Durchlichtprinzip.

(a) zeigt die Abschattung einer Lichtquelle durch eine Maßverkörperung (Code-scheibe) und den auf die Empfängerdiode der Fläche  $A_E$  treffenden Lichtstrom  $\Phi^*$ . (b) zeigt beispielhaft die Type AEAS7000 von Avago Technologies, San Jose, CA, USA mit 16 Bit Gray-Code und 16 MHz max. Ausgangsfrequenz ( $\varnothing 56$  mm) ((1) Lesekopf mit Schlitz, in dem das Coderad läuft, (2) el. Kontaktierung, (3) Coderad mit Gray-Code).

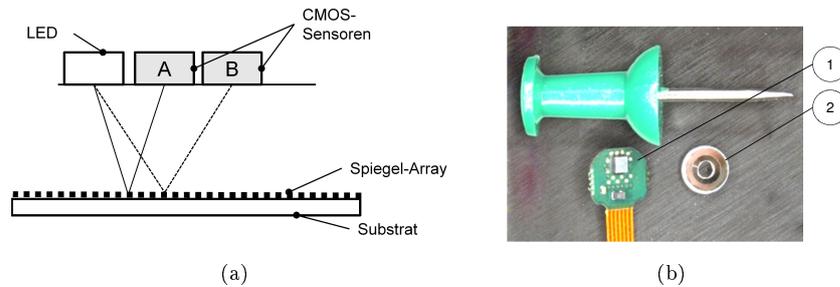


Abbildung 3.23: Funktionsprinzipien optischer Encoder nach dem Reflexionsprinzip.

(a) zeigt das Prinzip eines Reflexivencoders (nach [ELESTA]). Das Licht einer LED wird durch eine Spiegelanordnung auf (in diesem Falle) entsprechende CMOS-Empfängersensoren geleitet. Mit den Kanälen A und B ist eine Richtungszuordnung möglich. (b) zeigt beispielhaft die Type EO1 R007 LIK41 von ELESTA, Bad Ragaz, Schweiz die höchste erfassbare Drehzahl liegt bei 50.000 U/min, die Auflösung bei 7 bit ((1) Lesekopf, (2) Coderad ( $\varnothing 4,4$  mm).

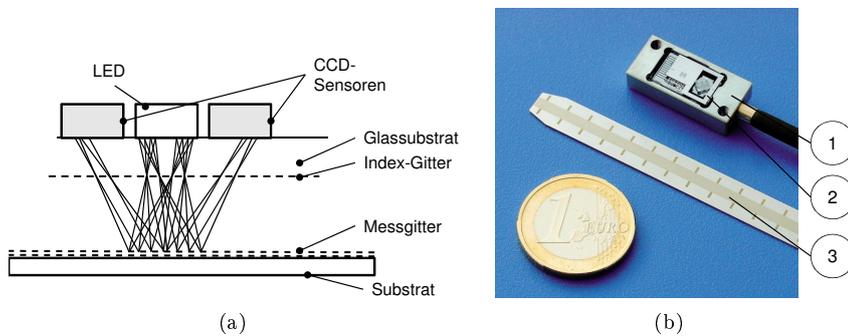


Abbildung 3.24: Funktionsprinzipien optischer Encoder nach dem Interferenzprinzip.

(a) zeigt das Prinzip eines Interferenzencoders (nach [NumerikJena]). Das Licht einer LED wird durch ein Indexgitter auf das Messgitter geleitet und von dort zurück durch das Indexgitter auf die CCD-Zeile des Empfängers. Das sich dort ausbildende Interferenzmuster wird zur Berechnung der Positionsänderung herangezogen. (b) zeigt beispielhaft die Type LIK41 von NumerikJena, Jena ((1) Lesekopf, (2) Indexgitter, (3) Skala mit Messgitter).

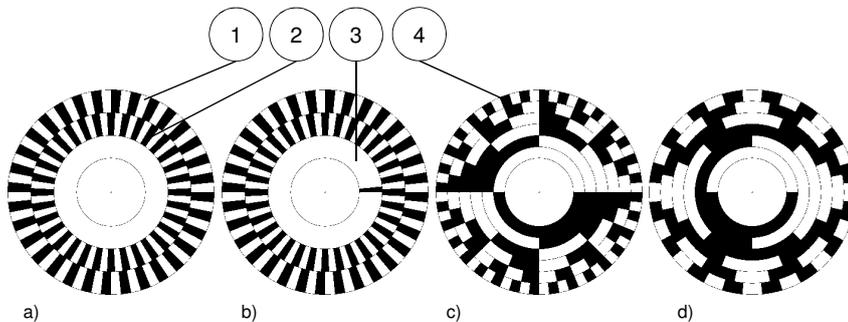


Abbildung 3.25: Coderäder

(a) zeigt ein klassisches Quadratur-Coderad mit 6 Bit Auflösung. (b) das Rad aus a) mit zusätzlicher Indexspur, mit deren Hilfe eine absolute Messung innerhalb einer Umdrehung möglich wird. (c) zeigt ein Coderad mit 6 Bit Graycode. (d) zeigt ein Rad mit 6 Bit binärer Codierung. (1) und (2) sind die klassischen Datenspuren für inkrementale Encoder, (3) bezeichnet die Indexspur, (4) bezeichnet die Datenspuren bei der absoluten Codierung.

Alternativ können auch Interferenzeffekte zur Erfassung der Positionsänderung herangezogen werden. Dabei wird diffuses Licht einer LED zunächst von einem Index-Gitter beeinflusst und dann von der eigentlichen Skala reflektiert, bevor es ein zweites Mal das Index-Gitter passiert. Die beiden Gitter haben eine leicht unterschiedliche Teilung und sind einige wenige Grad gegeneinander verdreht. Somit ergibt sich ein Moiré-Muster auf den Empfänger-Fotodioden, das zur Auswertung der Positionsänderung benutzt wird (vgl. Abbildung 3.24).

**Messbereich** Die maximale Auflösung handelsüblicher optischer digitaler Encoder nach dem in Abbildung 3.22(a) gezeigten Prinzip liegt bei 24 Bit. Ohne Bauraumbeschränkung sind jedoch beliebige Auflösungen denkbar. Praktisch begrenzt wird die Auflösung durch Beugeeffekte des Lichts im Spalt, sodass hier mit kürzeren Wellenlängen größere Auflösungen erreichbar sind. Gleichzeitig ist jedoch auch der Abstand von Codescheibe und Empfänger wegen der Streulichteffekte von Bedeutung. Dies setzt eine gute Beherrschung von Toleranzen, Schwingungen und dynamischen Verformungen im Betrieb voraus.

Eine weitere die Auflösung begrenzende Randbedingung ist die Signalfrequenz  $f = v \cdot T$ , die durch die Bewegungsgeschwindigkeit  $v$  und die Skalenteilung  $T$  erzeugt wird. Analog gilt für Rotationen  $f = \omega \cdot T$ . Bei 16 Bit Auflösung und einer Grenzfrequenz der Empfängerfotodiode von 10 MHz liegt die Grenzdrehzahl bei rund  $9200 \text{ Umin}^{-1}$ .

Der Messbereich für lineare Messsysteme ist durch die Fertigbarkeit von ausreichend präzisen Skalen begrenzt und liegt im m-Bereich (z.B. für Werkzeugmaschinen).

Systeme wie in Abbildung 3.24(a) gezeigt erreichen Auflösungen bis  $0,1 \mu\text{m}$  und Messlängen bis 10 m. Sie sind sowohl mit konstantem Gitterabstand für die inkrementelle als auch mit absoluter Wegcodierung erhältlich.

**Skalierung** Beugeeffekte am Spalt limitieren die Miniaturisierung von Durchlassöffnung und Steg dazwischen auf je mindesten die doppelte Wellenlänge  $\lambda$  des verwendeten Lichts. Es gilt bei Winkelencodern mit Radius  $r$  daher für die Winkelauflösung

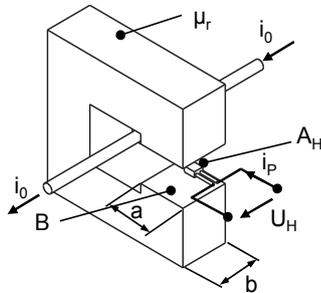
$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ \cdot 4\lambda}{2\pi \cdot r} \sim s^{-1} \quad (3.114)$$

für  $\lambda = \text{const.}$  In der Praxis wird häufig infrarotes Licht mit rund 1000 nm Wellenlänge eingesetzt, da in diesem Bereich gängige Si-Dioden ihre größte Empfindlichkeit haben.

Wie oben bereits erörtert ist die erreichbare Grenzfrequenz nur von der Bandbreite der Fotodiode abhängig — vorausgesetzt, es fallen während der Öffnungszeit des Fensters genügend Lichtquanten auf den pn-Übergang der Diode, um einen messbaren Fotostrom zu erzeugen.

### 3.2.2.10 Magnetisch (Hall-Spannung)

#### Funktion und Wirkprinzip



Die richtungsabhängige Intensität von Magnetfeldern kann zur Erfassung einer Position oder eines Drehwinkels herangezogen werden. Zwei Messverfahren stehen hierfür zur Verfügung: Der Hall- und der magnetoresistive Effekt. Beim Hall-Effekt wird die Spannung

$$U_H = A_H \cdot \frac{I_P B}{d^*}, \quad (3.115)$$

die auftritt, wenn ein metallischer Leiter („Probe“) von einem Strom  $I_P$  durchflossen wird und sich in einem Magnetfeld  $B$  befindet, genutzt. Dabei ist  $d^*$  die Dicke der Probe in Richtung von  $B$  und  $A_H = \frac{1}{nq}$  mit  $n$  als Ladungsträgerdichte und  $q$  als der Ladung eines Ladungsträgers eine Materialkonstante (in Kupfer:  $-5,3 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3/\text{C}$ ; in Indiumantimonid:  $-2,4 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3/\text{C}$ ). Der Koeffizient  $A_H$  ist also erheblich materialspezifisch. Werden Hall-Sonden sowohl geometrisch als auch elektrisch in einer Brückenschaltung angeordnet, kann auf die Richtung des Feldes (z.B. eines Permanentmagneten) geschlossen werden und ein Encodersignal interpoliert werden (vgl. Abbildung 3.26(a)).

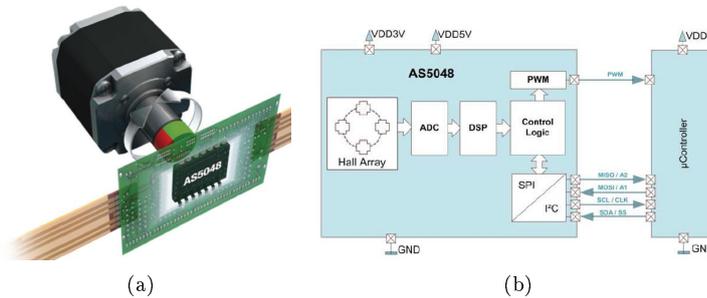


Abbildung 3.26: Auf der Auswertung der Richtung magnetischer Felder basierender Encoder unter Ausnutzung des Hall-Effekts.

(a) Auswerte-IC auf Hall-Sensorbasis erfasst die Richtung des Feldes des rotierenden Permanentmagneten (Type AS5048x von AMS AG (Unterpremstaeten, AT)) [AMS]. (b) zeigt die Funktionsstruktur des Sensors von AMS.

Auf die beschriebene Weise können direkt Systeme zur Winkelerfassung z.B. eines rotierenden Permanentmagneten (Abbildung 3.26(a)) oder Stromsensoren (siehe hierzu Abschnitt 3.2.6.3) aufgebaut werden. Permanentmagnetische Maßverkörperungen können für lineare Wegmesssysteme eingesetzt werden.

**Messbereich** Positionssensoren auf Halleffekt-Basis können zur absoluten Winkelmessung innerhalb von  $180^\circ$  mit Hilfe eines Permanentmagneten (siehe Abbildung 3.26(a)) oder mit Hilfe einer permanentmagnetischen Maßverkörperung auch für die Messung von linearer Verschiebung bzw. beliebigen Bogen-

längen genutzt werden. Die erreichbaren Genauigkeiten liegen im ersten Fall typischerweise in der Größenordnung von  $0,06^\circ$  (Type AS5048A von Austria Microsystems) bei Auflösungen bis zu 16 bit. Das IC in Abbildung 3.26(a) misst  $5 \times 6,4 \times 1,2 \text{ mm}^3$ . Vom gleichen Hersteller werden Auswerte-ICs für lineare oder kreisförmige Maßstäbe angeboten (z.B. AS5311 12 bit,  $4,3 \times 6,4 \times 1,2 \text{ mm}^3$ ).

**Skalierung** Im Falle der Nutzung des Halleffekts wird die Winkel- bzw. Positionsinformation über die Messung einer Spannung erfasst. Daher ist der messbare Winkelbereich von der Skalierung nicht betroffen (es gilt  $\varphi \sim s^0$ ). Die Skalierung hat jedoch eine Auswirkung auf die Auflösung. Gleichung 3.115 zeigt eine von den geometrischen Größen als auch von der Stromdichte  $J_S$  in der Probe abhängige Skalierung. Für eine konstante magnetische Flussdichte  $B$  gilt

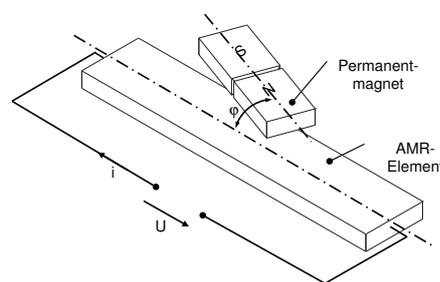
$$U_H \sim \frac{s^2 \cdot s_J}{s} = \begin{cases} s & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.116)$$

und somit — für den naheliegenden Fall einer konstanten Stromdichte  $J_S$  — eine mit  $s$  skalierende Messspannung. Die Geschwindigkeit der Auswertung dieser Spannung, in den meisten Fällen eine Digitalisierung, ist nicht abhängig von der Skalierung, sodass für die Grenzfrequenz  $\sim s^0$  gilt.

Bei der digitalen Auswertung von zunächst analogen A/B-Encodersignalen (vgl. Abbildung 3.9(a)) in digitale Inkremente gilt, dass diese zunächst unabhängig von der Skalierung ist. Wird Gleichung 3.116 herangezogen so wird deutlich, dass die Amplitude der analogen Signale zwischen  $s$  und  $s^0$  skaliert. Es kann davon ausgegangen werden, dass bei der Auswertung der Einfluss der Rauschspannung dazu führt, dass die Empfindlichkeit im gleichen Maße skaliert.

### 3.2.2.11 Magnetisch (Magnetoresistiv)

#### Funktion und Wirkprinzip



Wie im Abschnitt 3.2.2.10 erwähnt, kann die Richtung von Magnetfeldern zur Erfassung einer Position oder eines Drehwinkels genutzt werden. Der (anisotrope) magnetoresistive Effekt (anisotrope magnetic resistance, AMR, Giant magnetic resistance, GMR) beruht auf der richtungsabhängigen Streuung in ferromagnetischen Metallen. Er führt zu

einer elektrischen Widerstandsänderung in Abhängigkeit der Richtung des anliegenden Magnetfeldes [45]. Der Effekt wird auf eine Verzerrung der Atomorbitale durch die Spin-Ausrichtung im Magnetfeld zurückgeführt. Dadurch ändert sich deren Streuquerschnitt für Leitungselektronen und damit der Widerstand [45] (siehe Abbildung 3.27(b)).

Gut nachweisen lässt sich der Effekt in einer 20 nm starken Schicht aus bspw. „Permalloy“ ( $\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$ ). Dieses ändert seinen elektrischen Widerstand in Abhängigkeit von äußeren Magnetfeldern. Dabei haben nur Magnetfeldkomponenten in der Schichtebene einen Einfluss auf den Widerstand. Dieser ist am größten, wenn das äußere Magnetfeld in der Stromrichtung liegt. Am kleinsten ist der Widerstand, wenn das äußere Magnetfeld senkrecht zur Stromrichtung in der Schichtebene liegt.

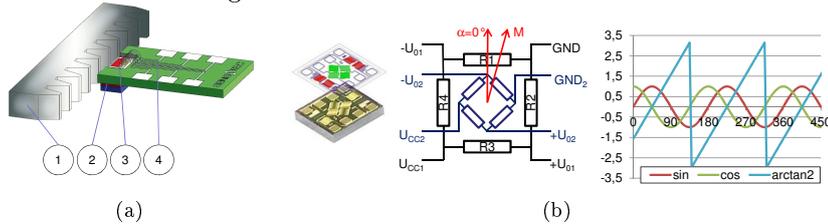


Abbildung 3.27: Auf der Auswertung der Richtung magnetischer Felder basierender Encoder.

(a) Anordnung und Maßverkörperung (1) eines GMR-Sensors der Fa. LTI Sensitec GmbH (Lahnau). Unterhalb der Platine (4) angebracht ist ein Permanentmagnet (2), dessen Feld von den Zähnen periodisch verformt wird. Der GMR-Sensor auf der Platine (3) erfasst dies und ein  $\mu$ Controller erzeugt ein Encodersignal. (b) zeigt die Anordnung der GMR-Strukturen in Relation zur detektierten Feldrichtung und die Ausgangsspannungen, aus denen das Winkelsignal interpoliert wird (nach [117]).

Stehen der Stromdichtevektor des durch das Material fließenden Stroms und der Magnetfeldvektor der internen Magnetisierung senkrecht ( $= R_{\perp}$ ) aufeinander, so ist der Widerstand des Materials minimal, sind sie parallel ( $= R_{\parallel}$ ) zueinander, ist der Widerstand maximal. Der resultierende Widerstand ist

$$R = R_{\parallel} - \Delta R_{\max} \cdot \sin^2 \varphi_{JM} \quad (3.117)$$

mit  $\Delta R_{\max} = R_{\parallel} - R_{\perp}$ . Wie aus der Gleichung ersichtlich, kann anhand des Widerstands der Betrag des Winkels bestimmt werden, jedoch nicht dessen Vorzeichen.

Um dies zu beheben, wird für Winkelsensoren eine spezielle Polanordnung eingesetzt. Dabei werden auf das magnetische Material im Winkel von  $45^\circ$  Leiterstreifen aus Aluminium oder Gold aufgebracht. Mit ihrer Hilfe kann für  $-45^\circ < \varphi < +45^\circ$  der Winkel bestimmt werden. Für die Erfassung der vollen  $360^\circ$  wird eine Brückenschaltung mehrerer Sensorelemente gewählt (vgl. Abbildung 3.27(b)).

Auf die beschriebene Weise können direkt Systeme zur Winkelerfassung z.B. eines rotierenden Permanentmagneten (ähnlich Abbildung 3.26(a)) oder Stromsensoren (siehe hierzu Abschnitt 3.2.6.3) aufgebaut werden. Permanentmagnetische Maßverkörperungen können für lineare Wegmesssysteme eingesetzt werden. Wird das Feld eines Permanentmagneten durch eine ferromagnetische Maßverkörperung (z.B. Zahnrad oder Zahnstange) zyklisch deformiert, kann dies auch für den Aufbau von Winkelencodern benutzt werden (siehe Abbildung 3.27(a)).

**Messbereich** Auf dem AMR- oder GMR-Prinzip basierende Sensoren haben eine von der Teilung der Maßverkörperung abhängige Auflösung. Beispielsweise kann die Type EBI7811xBx der Fa. LTI Sensitec GmbH (Lahnau) je Zahnteilung 400 Flanken auflösen. Die minimale Zahnteilung liegt bei 0,94 mm, sodass sich eine Wegauflösung von  $2,4 \mu\text{m}$  ergibt. Der Vorteil ist, dass der Sensor somit an beliebigen periodischen ferromagnetischen Zähnen messen kann und somit direkt an einem bereits im System vorhandenen Zahnrad eingesetzt werden kann. Die maximale Ausgangsfrequenz dieses Sensors liegt bei 200 kHz. Direkt AMR-Winkelsensoren des Typs AA700 von Sensitec weisen unter optimalen Bedingungen einen Winkelfehler von  $0,05^\circ$  auf [117].

**Skalierung** Im Falle der Nutzung des magnetoresistiven Effekts wird die Winkel- bzw. Positionsinformation über die Messung einer Spannung erfasst. Daher ist der messbare Winkelbereich von der Skalierung nicht betroffen (Siehe Gleichung 3.117; es gilt  $\varphi \sim s^0$ ).

Auch beim magnetoresistiven Prinzip gilt, dass die Winkeländerung mit Hilfe einer Spannungsmessung erfasst wird. Nach Gleichung 3.117 gilt

$$\begin{aligned}
 U_M &= \rho \frac{l}{A_{\text{Schicht}}} \cdot I_P = \frac{\rho \cdot l}{A_{\text{Schicht}}} \cdot A_Q \cdot J_S \\
 &\sim \frac{s \cdot s_j \cdot s^2}{s^2} \cdot s_j = s^{-1} \cdot s_J = \begin{cases} s & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.118)
 \end{aligned}$$

Es gilt also, dass mit der Miniaturisierung die Auflösung konstant bleibt bzw. tendenziell wächst. Siehe dazu Abschnitt 3.2.1.2

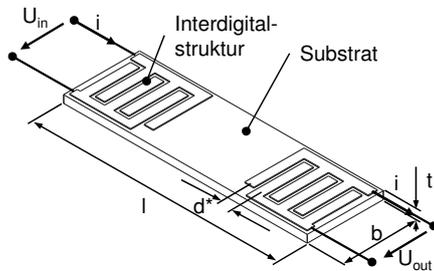
AMR-Sensoren werden üblicherweise in Sättigung betrieben, da dies den Einfluss der Formanisotropie auf das Messergebnis klein hält. Wird bei der Miniaturisierung die Stärke des Magnetfelds unter  $25 \text{ kA/m}$  sinkt die Auflösung des Sensors [117]. Der Schichtaufbau eines AMR-Sensors erfordert  $l_{\text{Schicht}} \gg d_{\text{Schicht}}$ . Der Sensorkopf hat Abmessungen im  $\mu\text{m}$ -Bereich (z.B. Type AA745A von Sensitec:  $1250 \times 600 \mu\text{m}$ ).

Für die Empfindlichkeit gelten die in Abschnitt 3.2.2.10 gemachten Überlegungen, sodass auch hier die Änderung der Auflösung die Empfindlichkeit beeinflusst.

Die Geschwindigkeit der Auswertung der über einem AMR-Element abfallenden Spannung, ist nicht abhängig von der Skalierung, sodass für die Grenzfrequenz  $\sim s^0$  gilt.

### 3.2.2.12 SAW-Elemente

#### Funktion und Wirkprinzip



Mit Hilfe von SAW-Elementen (Surface Acoustic Wave) lassen sich kleinste Wegänderungen in Form von Dehnungen erfassen. Bei SAW-Elementen erfolgt die Wellenausbreitung nur an der Oberfläche des Resonanzelements aus Quarz oder anderen piezoelektrischen Materialien wie z.B. Lithiumniobat  $\text{LiNbO}_3$ . Die Dicke des Elements sowie dessen Länge

sind deutlich größer als die Wellenlänge  $\lambda_R$ , können aber im  $\mu\text{m}$ -Bereich liegen.

Zur Anregung der Oberflächen-Dehnwelle befinden sich fingerförmig mit dem Abstand  $d = \lambda_R/2$  abgeschiedene Metallstrukturen — Interdigitale Transducer (IGT) — auf der Oberfläche. Der verwendete Frequenzbereich liegt bei 10 MHz bis 2 GHz. Die Abtastung der Dehnwelle erfolgt ebenfalls durch Fingerstrukturen. Bei sog. 1-Tor-Resonatoren wird dieselbe IGT-Struktur als Sender und Empfänger und ein zusätzliches reflektierendes Element verwendet. 2-Tor-Resonatoren verwenden getrennte IGT-Strukturen und können kontinuierlich messen (siehe Abbildung oben). Darüber hinaus können auch Verzögerungsleitungen aufgebaut werden, die mehrere Reflektorstrukturen enthalten. Diese ermöglichen eine Identifikation des SAW-Elements im Verbund mit weiteren. Erfasst wird die entweder die ausklingende Schwingung, die Änderung der Resonanzfrequenz oder die Phasenverschiebung der reflektierten Wellenzüge. Wird eine Dehnung  $\epsilon$  in das Element eingeleitet, ändert sich der Abstand der Finger und somit die Resonanzfrequenz  $f_0$  und die Laufzeit der mechanischen Welle. Dabei gilt für die Frequenzänderung

$$\Delta f_0 = -\epsilon \cdot \frac{v_{\text{SAW}}}{2d^*}, \quad (3.119)$$

die aufgrund der Verformung auftritt (mit  $\epsilon$  als Dehnung,  $v_{\text{SAW}}$  als Ausbreitungsgeschwindigkeit und  $d^*$  als Abstand der IDT-Strukturen), dass sie direkt von der Dehnung abhängig ist. Allerdings wirken sich Temperaturänderungen auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit und den initialen Abstand der IGT-Struktur aus [128]. SAW-Sensoren werden daher auch als Temperatursensoren eingesetzt (siehe Abbildung 3.28(a)). Es kann bei 1-Tor-Resonatoren auch die elektrische Impedanz des SAW-Elements durch weitere Sensoren geändert werden und somit fernabfragbare Sensoren für nahezu beliebige Messgrößen aufgebaut werden. Die in realiter erreichbare Auslesedistanz liegt bei 60 bis 80 cm [108]. Dies erweitert den Einsatzbereich u.a. auf die für integrierte Sensor-Aktor-Systeme relevante kontaktlose Drehmomentsensorik [108].

**Messbereich** SAW-Elemente sind prinzipiell Dehnungssensoren. Sie können als DMS-Anwendung im Bereich um  $\epsilon = \pm 5 \cdot 10^{-4}$  Dehnungen erfassen [128]. Da das Substrat in vielen Fällen eine ausgeprägte Temperaturdehnung aufweist, werden SAW-Sensoren auch als Temperatursensoren eingesetzt. Darüber

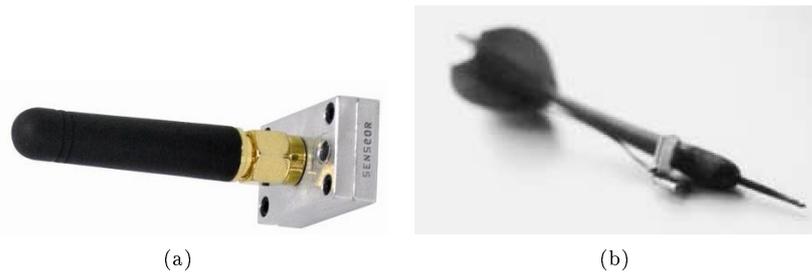


Abbildung 3.28: SAW-Sensoren für physikalische Größen.

(a) zeigt einen drahtlos abfragbaren Temperatursensor der Fa. Sensor (Mougins, FR). Der Sensor hat die Abmessungen  $26 \times 16 \times 12,6 \text{ mm}^3$  und ein Gewicht von 7 g (ohne Antenne). (b) zeigt einen SAW-Beschleunigungssensor an einem Dartpfeil [82].

hinaus können wie oben beschrieben auch weitere Messgrößen erfasst werden. Die Messfrequenz liegt im Bereich von  $10^5 \text{ Hz}$ .

**Skalierung** SAW-Elemente mit abgeschiedenen piezoelektrischen Schichten in Si-Oberflächenmikromechanik können in den  $\mu\text{m}$ -Bereich miniaturisiert werden (s.o.) [108]. Der Verformungskörper und die Integration der SAW-Elemente (minimale Dicke der Dehnungsübertragungsschicht) sowie die Herstellungstechnologie limitieren die Miniaturisierung auf den piezoresistiven Sensoren vergleichbare Werte. Bei drahtlos abfragbaren Systemen ist die Integration der Antenne ebenfalls ein die Baugröße beeinflussendes Moment, da  $l_{\text{Antenne}} = f(\lambda)$  ist. Der eigentliche Messbereich wird jedoch von der Skalierung nicht beeinflusst, es gilt  $\sim s^0$ .

Das Ausgangssignal eines SAW-Sensors ist ein Frequenzgemisch, das aus den verschiedenen Reflektionen und Verzerrungen des Anregungsimpulses entsteht und hinsichtlich der Frequenzänderung und/oder Signallaufzeit im Frequenz- und Zeitbereich ausgewertet werden kann. Mit steigender Miniaturisierung wird das SNR schlechter, sodass hier Grenzen der Verkleinerung bestehen. Allgemeine Aussagen zu Auflösung und Empfindlichkeit lassen sich jedoch nicht machen. Da funkabfragbare SAW-Elemente verschiedenen Zulassungsverfahren der Telekommunikationsbranche unterliegen, sind nur einige wenige und insbesondere das 433-MHz-Band zulässig.

Nach Auswertung des Antwortsignals hinsichtlich der Frequenz(-änderung) oder Laufzeit liefern SAW-Sensoren ein analoges Ausgangssignal. Dieses ist unabhängig von der Skalierung. Unterschieden werden analoge und digitale (z.B. FFT) Verfahren [83]. POHL gibt eine schöne Übersicht über Auflösung, Genauigkeit, Empfindlichkeit und Störungen, jedoch sind allgemein gültige und von der Skalierung beeinflusste Aussagen kaum zu treffen. Die maximale Messfrequenz ist letztendlich von der Resonanzfrequenz der mechanischen Struktur determiniert. Diese skaliert nach Tabelle 3.1 für Biegebalken in erster Näherung mit  $s^{-1}$ .

In der Praxis sind vor allem funkabfragbare SAW-Sensoren für integrierte Sensor-Aktor-Systeme interessant, weil sie eine Messung an bewegten oder ge-

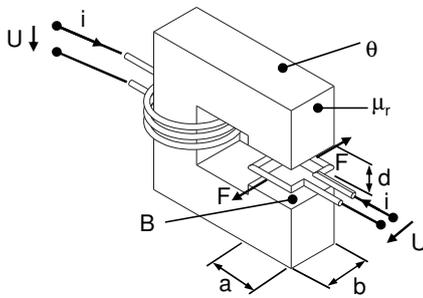
kapselten Elementen erlauben, relativ hohe Abtastraten im kHz-Bereich erlauben und für zahlreiche Messaufgaben über die kraft- bzw. momenteninduzierte Dehnungsmessung hinaus erlauben [83].

### 3.2.3 Messung von Geschwindigkeit

Die (relative) Geschwindigkeit eines Körpers spielt in zahlreichen Anwendungen eine maßgebliche Rolle. Sei es, weil dies eine Regelgröße darstellt oder auch weil die zeitliche Änderung der Position aus weiteren Gründen zu erfassen ist, ohne dass Weg- oder Winkelmessungen zeitlich differenziert werden sollen.

#### 3.2.3.1 Elektrodynamische Geschwindigkeitsmessung

##### Funktion und Wirkprinzip



Die älteste Möglichkeit der Geschwindigkeitsmessung an rotierenden Wellen ist mit Hilfe eines Tachogenerators. Dabei wird im einfachsten Fall ein kleiner, permanent erregter Generator an die zu messende Welle angeflanscht und so ausgelegt, dass die entstehende Induktionsspannung proportional zur Rotationsgeschwindigkeit der Welle ausfällt (vgl. Abbildung 3.29(a)). Dabei wird das Induktionsgesetz genutzt, nach dem ein bewegter Leiter im Magnetfeld eine Spannungsinduktion

erfährt. Dabei ist  $\Phi$  der magnetische Fluss,  $B$  die magnetische Flussdichte,  $A$  die Fläche der durchflossenen Leiterschleife. Für den Fall der im Feld rotierenden Leiterschleife bzw. Wicklung der Windungszahl  $n$  ergibt sich die Beziehung

$$U_{\text{ind}} = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d}{dt} \int_A B dA \quad (3.120)$$

erfährt. Dabei ist  $\Phi$  der magnetische Fluss,  $B$  die magnetische Flussdichte,  $A$  die Fläche der durchflossenen Leiterschleife. Für den Fall der im Feld rotierenden Leiterschleife bzw. Wicklung der Windungszahl  $n$  ergibt sich die Beziehung

$$U_{\text{ind}} = -\frac{d\Phi}{dt} = -n \cdot B \cdot A \cdot \omega \sin(\omega t). \quad (3.121)$$

beziehungsweise

$$\omega = \frac{\hat{U}_{\text{ind}}}{nBA}. \quad (3.122)$$

Um möglichst lineare Verhältnisse zu erreichen, muss für eine homogene Feldverteilung, minimale Randeﬀekte und möglichst geringen Stromfluss gesorgt werden. Ein Stromfluss sorgt für einen Leistungsentzug aus dem zu messenden System und u.U. einen Drehmomentripple. Eine hochohmige Auswertelektronik ist somit notwendig. Mit dem Verfahren können rotierende und translatorische Bewegungen erfasst werden. Alternative Bauformen existieren ähnlich vielfältig wie Motorbauformen zur Verfügung stehen [44]. Dies gilt für lineare wie für rotierende Systeme.

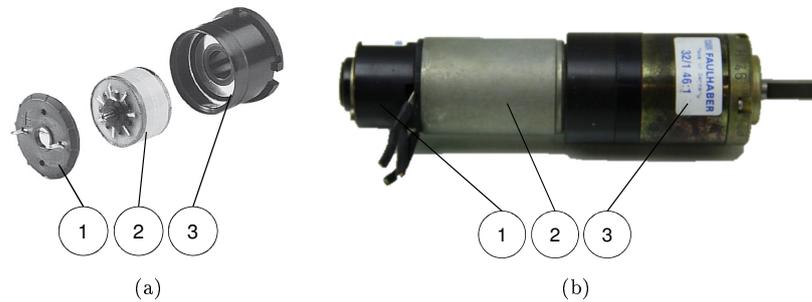


Abbildung 3.29: Tachogenerator in Miniaturausführung.

(a) zeigt die Type DCT 22 des Herstellers Maxon Motor GmbH, München zum Anflanschen an Kleinstmotoren. Sie misst bis  $5000 \text{ min}^{-1}$  und hat einen Durchmesser von 22 mm [Maxon]. (1) Montageplatte für Bürsten, (2) Rotor, (3) Gehäuse mit Permanentmagneten. (b) zeigt einen kombinierten Aufbau des Anbieters Faulhaber bestehend aus (1) Tachogenerator ( $\varnothing 22 \text{ mm}$ ), (2) DC-Motor (Type 2842S012C,  $\varnothing 28 \text{ mm}$ ) und (3) Getriebe (Type 32-1, Untersetzung 46:1,  $\varnothing 32 \text{ mm}$ ) [Faulhaber].

**Messbereich** Für rotierende Systeme gilt, dass der erfassbare Drehwinkel unbegrenzt ist. Bei linearen Systemen limitieren die mechanische Stabilität einer Spule bzw. die Konstruktion mit eintauchenden Magneten die Baugröße auf wenige 100 mm. Der erfassbare Geschwindigkeitsbereich ist im Fall der rotierenden Systeme durch die auftretenden Fliehkräfte mechanisch begrenzt. Die erfassbaren Drehzahlen liegen im Bereich guter Gleichstrom-Kleinstmotoren also bis etwa  $100.000 \text{ U/min}$ . Nach unten ist der Messbereich ebenfalls durch die minimal erfassbare Spannung bzw. Spannungsauflösung, das SNR und Quantifizierungseffekte begrenzt [44].

**Skalierung** Der Messbereich ist von der Skalierung prinzipiell nicht betroffen ( $s^0$ ), jedoch wird bei langsamer Geschwindigkeit das Signal schwächer (vgl. Gleichung 3.121). Bei Betrachtung dieser Gleichung wird deutlich, dass für eine konstante Flussdichte  $B$  im Luftspalt und eine ebenfalls konstante Windungszahl  $n$  der Spule das Ausgangssignal mit  $s^2$  skaliert. Reduziert sich die Windungszahl ebenfalls mit  $s$ , so gilt für die Ausgangsspannung  $s^3$ . Die Auflösung skaliert also wie das Volumen, wenn mit dünnerem Draht die Wicklungszahl konstant gehalten werden kann.

Die Empfindlichkeit des Messverfahrens wird durch die Ableitung von Gleichung 3.121)

$$\frac{d\hat{U}}{d\omega} = nBA \sim \begin{cases} s^2 & \text{für } n = \text{const} \\ s^3 & \text{für } n \sim s \end{cases} \quad (3.123)$$

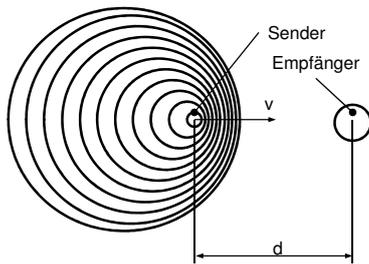
charakterisiert.

Die Grenzfrequenz ist von der Skalierung der Baugröße selbst nicht beeinflusst ( $s^0$ ). In der Praxis wird sich die Induktivität der Spulenordnung auf elektrischer Seite sowie die mechanische Eigenfrequenz limitierend auswirken.

Die Miniaturisierung wird in der Praxis durch die verringerte magnetische Flussdichte  $B$  im relativ wachsenden Luftspalt und die limitierte Länge des Leiters zu einer Verringerung des Messsignals begrenzt. Die erzielbare minimale Dicke der Isolationsschicht limitiert Miniaturisierung von Wicklungen. Eine Untergrenze wird realistisch bei etwa 0,5 mm Durchmesser der Spule liegen.

### 3.2.3.2 Doppler-Geschwindigkeitsmessung (Ultraschall)

#### Funktion und Wirkprinzip



Der Doppler-Effekt beschreibt die Frequenzverschiebung, die bei einer Relativgeschwindigkeit von Sender und Empfänger auftritt. Dabei ist es für das Verfahren gleich, ob sich Sender oder Empfänger bewegen oder ob die Wellen von einem Gegenstand zurück zu einer Sende/Empfangseinheit reflektiert werden. Allgemein gilt, dass die Frequenz des Senders  $f_S$  vom Empfänger entspre-

chend

$$f_E = f_S \frac{c \pm v_E}{c \mp v_S} \quad (3.124)$$

erfasst wird. Dabei steht der Index  $E$  für den Empfänger und  $S$  für den Sender. Das obere Operationszeichen gilt jeweils für Annäherung. Die Geschwindigkeiten werden relativ zum Medium mit der spezifischen Schallgeschwindigkeit  $c$  erfasst. Für einen ruhenden Empfänger ist  $v_E = 0$  und für eine Annäherung von Sender und Empfänger ergibt sich der Spezialfall

$$v_S = c \cdot \left( 1 - \frac{f_E}{f_S} \right). \quad (3.125)$$

Es wird deutlich, dass die Messung direkt von der im Medium gültigen Schallgeschwindigkeit  $c$  abhängt, die in Luft stark temperaturabhängig ist ( $c_{-20^\circ\text{C}} = 319 \text{ m/s}$ ,  $c_{+50^\circ\text{C}} = 360 \text{ m/s}$ ).

Um Platz und Aufwand zu sparen, sowie Parallaxenfehler zu vermeiden, wird in zahlreichen technischen Anwendungen nur ein einziges (Piezo-)Element für Senden und Empfangen verwendet sowie die Reflexion am Messobjekt betrachtet (vgl. Abbildung 3.30). Dadurch ergibt sich die Notwendigkeit, zwischen *Senden* und *Empfangen* umzuschalten. Da die Membran des Sende/Empfangselements dazwischen ausschlagen und zur Ruhe kommen muss, ergibt sich eine frequenz- und dämpfungsabhängige Mindest-Umschaltzeit, die im zweistelligen  $\mu\text{s}$ -Bereich liegt. Soll nun die reflektierte Welle erfasst werden, muss sie einen Mindestweg durchlaufen, während der Sender auf Empfangen umschaltet. Dieser liegt üblicherweise in der Größenordnung von 10 mm.



Abbildung 3.30: Ultraschall Entfernungssensoren.

(a) zeigt einen kostengünstigen Sensor der Fa. Devantech Ltd., Attleborough, Norfolk, UK (Type SRF02) mit integrierter Elektronik. Der Schallwandler hat einen Durchmesser von 16 mm. Gemessen werden können Distanzen zwischen 0,15 und 6 m bei einer Schallfrequenz von 40 kHz und einer Messfrequenz von 15 Hz. (b) zeigt den analogen Sensor vom Typ UB120-12-GM des Herstellers Pepperl & Fuchs, Mannheim, der mit 850 kHz misst und einen Gehäusedurchmesser von 12 mm aufweist. Es können Distanzen von 15 bis 120 mm mit 0,17 mm Auflösung bei einer Messfrequenz von 37 Hz erfasst werden [Pepperl & Fuchs].

**Messbereich** Die Mindestdistanz (Blindbereich) ist durch die Umschaltzeit gegeben. Die Maximaldistanz wird durch die eintragbare Energie auf m-Bereich (z.B. Type 18GM40: 1000 mm, Type UMC3000: 3000 mm, Pepperl & Fuchs, Mannheim) beschränkt. Die Auflösung ist durch die erfassbare Frequenzänderung limitiert. Die Umschaltzeit beeinflusst auch die Abtastrate, sodass bei hochdynamischen Messungen ein kontinuierliches Verfahren mit getrennten Sende- und Empfangssystemen notwendig wird, bei dem Parallaxeneffekte auftreten und berücksichtigt werden müssen.

**Skalierung** Der notwendige Durchmesser  $D$  des Wandlers sinkt entsprechend

$$D = 2\sqrt{\lambda\xi} \quad (3.126)$$

mit steigender Frequenz. Dabei ist  $\xi$  der Fokusbereich und es gilt  $\xi < d < 2\xi$  für den zu messenden Abstand. Die Dicke des Wandlers entspricht der Wellenlänge  $\lambda = c/f$  und sinkt mit steigender Frequenz, da die Schallgeschwindigkeit  $c = \sqrt{E/\rho} \approx 3000$  m/s im Wandler wegen ihrer Abhängigkeit vom Elastizitätsmodul  $E$  und der Dichte  $\rho$  als Materialkonstante betrachtet werden kann. Die messbare Geschwindigkeit ist von Skalierungseffekten nicht betroffen und skaliert mit  $s^0$ . Es gilt jedoch für den Messabstand

$$d = \frac{D^2 \cdot f}{4\sqrt{E/\rho}} \sim s^2, \quad (3.127)$$

und somit, dass bei der Verringerung der Abmessungen der Messabstand weniger stark als das Volumen sinkt. Allerdings führt eine erhöhte Frequenz zu einer stark überproportional vergrößerten Dämpfung im Medium (vgl. Abbildung 3.31) [46], daher sinkt in der Praxis die Reichweite überproportional mit Miniaturisierung.

Nach Gleichung 3.126 gilt für die Frequenz  $f = D^2/8\pi\xi \sim s$  bei Skalierung der Baugröße. Wird nun der in Gleichung 3.125 beschriebene Fall betrachtet so gilt für die Änderung der gemessenen Frequenz beim Empfänger und damit die Empfindlichkeit

$$\frac{df_E}{dv_S} = \frac{f_S}{c} \sim s \quad (3.128)$$

Die empfangene Schwebungsfrequenz wird in vielen Fällen mit einer PLL-Schaltung erfasst (Abbildung 3.32(a)). Dabei ist vor allem die Übertragungsfunktion bzw. Ordnung des Filters für die Auflösung, die Genauigkeit und die Dynamik der Messung verantwortlich. Diese ausschließlich die Sensorelektronik betreffende Charakteristik skaliert nicht mit der Baugröße ( $s^0$ ).

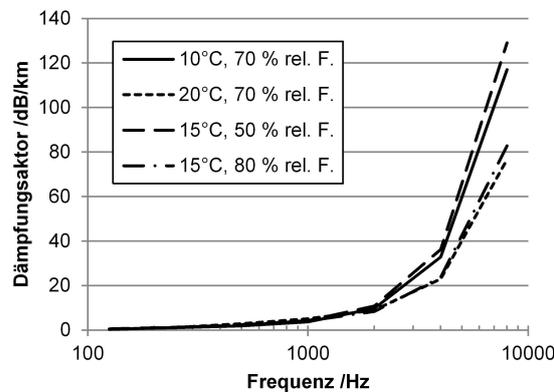


Abbildung 3.31: Abhängigkeit der Dämpfung in Luft von Temperatur und relativer Feuchte [46].

Systeme mit getrennten Sendee- und Empfangseinheiten können kontinuierlich messen. Für sie gilt jedoch bei Messung auf ein reflektierendes Target, dass ein Parallaxenfehler auftritt, da nur die Geschwindigkeitskomponente in der Achse des Empfängers bei der Messung berücksichtigt wird. Kombinierte Sendee- und Empfangseinheiten müssen eine Umschaltzeit einhalten, was die Messfrequenz auf Werte zwischen 10 und 100 kHz je nach Dämpfung der Membran und Charakteristik der PLL-Schaltung begrenzt.

Neben der weit verbreiteten medizinischen Nutzung für z.B. die Blutflussmessung wird die Ultraschall-Dopplermessung zum Beispiel für die Geschwindigkeitsbestimmung von Kraftfahrzeugen [41] oder allgemein in der Automatisierungstechnik eingesetzt. Anbieter wie Pepperl & Fuchs (Mannheim), PIL Sensoren GmbH (Erlensee) (Produktreihe P 50) oder Honeywell Sensing & Control (Golden Valley, MN, USA) (z.B. Type 945-L4Y-AD-1C0) stellen zahlreiche Produkte zur Verfügung.

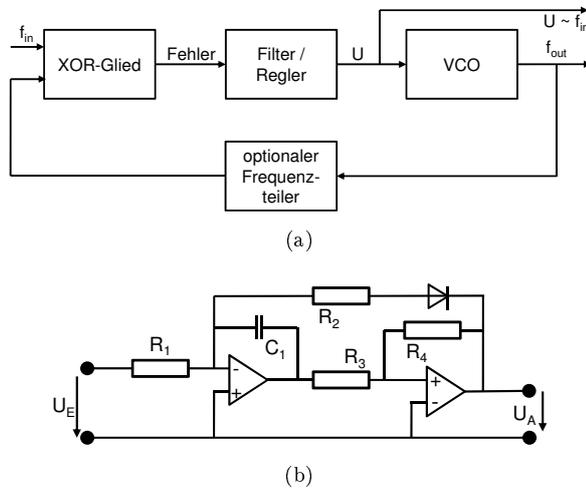
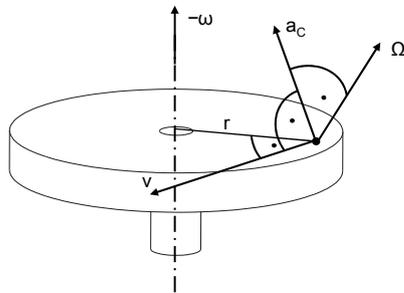


Abbildung 3.32: Phasenregelschleife (*phase-locked loop*, PLL) als Standard zur Frequenzmessung.

(a) zeigt ein Prinzipschaltbild, (b) eine Anlogschaltung für einen spannungsgesteuerten Oszillator (*voltage controlled oscillator*, VCO), die für  $R_2 \gg R_1$  eine Ausgangsfrequenz  $f_{out} \sim U_e$  erzeugt.

### 3.2.3.3 Trägheitsbasierte Geschwindigkeitsmessung

#### Funktion und Wirkprinzip



Die Erfassung der Drehrate bzw. Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  eines Objektes kann unter Ausnutzung der Corioliskraft erfolgen. Dabei wird die Coriolisbeschleunigung  $a_c$  erfasst, die auf einen Punkt wirkt, der mit der eingepprägten Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  rotiert. In MEMS-Gyroskopen wird dazu eine Testmasse  $m$  bzw.  $J$  mit der Steifigkeit  $k$  federnd gelagert

und in eine Rotationsschwingung  $\omega$  mit der Amplitude  $x_0$  versetzt. Die Frequenz dieser Schwingung bestimmt die Frequenz des Ausgangssignals und die notwendige Abtastrate. Eine von außen eingepprägte Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  erzeugt dann gemäß der Beziehung

$$a_C = -2 \cdot (v \times \Omega) \quad (3.129)$$

eine Beschleunigung, die die Testmasse senkrecht zur Bahngeschwindigkeit  $v = x_0 \cdot \omega \cos(\omega t)$  und Rotation  $\Omega$  entsprechend

$$y = \frac{F_C}{k} = \frac{2m\Omega x_0 \omega \cos(\omega t)}{k} \quad (3.130)$$

auslenken möchte.

Die Erfassung der Auslenkung erfolgt meist kapazitiv, piezoelektrisch oder (piezo-)resistiv. Im Falle der kapazitiven Auswertung skaliert die Grundkapazität gemäß Gleichung 3.105 mit  $s$ . Besonders mit Hilfe kapazitiver Messverfahren lassen sich kleinste Auslenkungen im sub-nm-Bereich noch erfassen, sodass dieses Messverfahren sehr empfindlich und gut miniaturisierbar ist.

**Messbereich** Der Messbereich von trägheitsbasierten Drehratensensoren ist sehr weit gefasst. Gleichung 3.130 macht deutlich, dass über die geschickte Wahl der Masse, der Steifigkeit und der Anregungsfrequenz für den jeweils geforderten Messbereich ein Sensor aufzubauen ist. Besonders im statischen Fall ist jedoch der dem Messverfahren eigene Drift zu berücksichtigen, der im Bereich von  $\pm 1^\circ/s$  bei MEMS-Sensoren (Type BMG 160, Bosch Sensortec GmbH (Reutlingen)) liegt. Diese Type ist in der Lage bis  $2000^\circ/s$  mit 2 kHz zu messen und mit 16 Bit aufzulösen.

**Skalierung** Die Miniaturisierung ist abhängig vom Auswerteverfahren, das sich auf die Messung der Verstellung bezieht (s.o.). Nach Gleichungen 3.130 und 3.105 und unter der Annahme, dass  $\omega$  der Resonanzfrequenz des Systems entspricht und nach Tabelle 3.1 mit  $s^{-1}$  skaliert, gilt

$$\Omega = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot k}{C \cdot m x_0 \cdot \omega \cos(\omega t)} \sim \frac{s}{s \cdot s^3 \cdot s \cdot s^{-1}} = s^{-3} \quad (3.131)$$

Die messbare Winkelgeschwindigkeit steigt also mit der Miniaturisierung des Sensors. Die nach Gleichung 3.107 durch eine Differenzialanordnung der Kondensatoren zur kapazitiven Auswertung erzeugte Spannung skaliert mit  $s$ . Damit gelten für die Auflösung die gleichen Annahmen, wie sie bereits für die kapazitive Abstandsmessung in Abschnitt 3.2.2.7 gemacht wurden.

Die Empfindlichkeit des Messverfahrens ist von den in Gleichung 3.131 beschriebenen geometrischen sowie — bei der üblichen kapazitiven Auswertung — von den in Gleichung 3.107 aufgeführten elektrischen Größen abhängig. Es gilt daher

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot k}{m x_0 \omega} \cdot \frac{1}{\hat{\Omega}} \quad (3.132)$$

und damit

$$\frac{dC}{d\hat{\Omega}} = -\frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot k}{m x_0 \omega} \cdot \frac{1}{\hat{\Omega}^2} \sim \frac{s}{s^3 \cdot s \cdot s} = s^{-4}. \quad (3.133)$$

Unter Berücksichtigung der Auswertung der kapazitiven Messung gilt dann

$$U \sim s^{-3} \cdot \Omega. \quad (3.134)$$

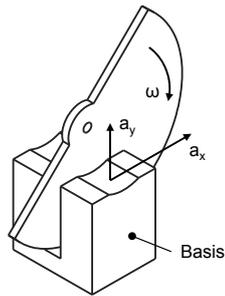
Die messbare Frequenzbandbreite wird von der Resonanzfrequenz des Systems determiniert. Nach Tabelle 3.1 skaliert diese für einen Biegebalken wie für eine Torsionsfeder mit  $s^{-1}$ .

Die Miniaturisierung und Integration der Auswerteelektronik in das Mikrosystem stellt die zentrale Herausforderung dar. Die Abmessungen o.g. Type betragen  $3 \times 3 \times 0,95 \text{ mm}^3$ . Eine weitere Verkleinerung ist prinzipiell möglich, da die verwendeten Dies etwa einen Faktor 2 kleiner sind, als die Gehäuse. Da allerdings mechanische Kräfte auf das Gehäuse übertragen werden müssen, ist

eine gewisse Mindestgröße der Löt pads zu berücksichtigen, die ggf. experimentell ermittelt werden muss.

### 3.2.3.4 Vibrationsbasierte Geschwindigkeitsmessung

#### Funktion und Wirkprinzip



Rotierende Objekte erzeugen durch ihre in vielen Fällen gegebene Unwucht oder durch Lagerreibung meist eine charakteristische Schwingung im Sensor-Aktor-System. Diese kann mit Hilfe von Körperschallaufnehmern oder Beschleunigungssensoren erfasst und mit einer schnellen Fourier-Transformation (FFT) oder einer (analogen) Phasenregelschleife

(Abbildung 3.32) ausgewertet werden. Dabei reduziert sich das Problem der Erfassung der Winkelgeschwindigkeit auf eines der Frequenzanalyse. Das Verfahren ist gut zur Integration in Sensor-Aktor-Systeme geeignet, weil es nicht in den Kraftfluss integriert werden muss und weil die Positionierung des Schwingungssensors meist relativ frei erfolgen kann und nicht auf eine direkte Kopplung an sich bewegende Elemente gekoppelt ist. Die Analyse des Vibrationszustands eines System ermöglicht darüber hinaus eine Aussage über den Systemzustand im Allgemeinen (z.B. Verschleiß oder andere Degradationen).

**Messbereich** Der Messbereich ist abhängig von der Erfassbarkeit der Frequenz und wird von äußeren Störungen beeinflusst. Besonders davon betroffen sind Frequenzen unter 1 Hz und Frequenzen jenseits der 50 kHz, die durch Mikrofone nur unzureichend erfassbar sind. Auch sind Beschleunigungsaufnehmer im niedrigen Frequenzbereich weniger leistungsfähig, da bei induktionsbasierten Systemen die Signalspannung

$$U_{\text{ind}} = \hat{x}\omega \cos(\omega t) \cdot l \cdot n \cdot B_0 \quad (3.135)$$

von der Schwingungsgeschwindigkeit  $\hat{x}\omega \cos(\omega t)$ , der Länge der Spule in Feldrichtung  $l$ , der Windungszahl  $n$  sowie der magnetischen Flussdichte  $B$  abhängig ist. Piezoelektrische Wandler verlieren wegen der parasitären Widerstände ebenfalls an Signalamplitude, können jedoch bis in den dreistelligen kHz-Bereich eingesetzt werden. MEMS-basierte, kapazitiv ausgewertete Beschleunigungssensoren werden im folgenden Abschnitt beschrieben. Auslenkungen im nm-Bereich können optisch erfasst werden; ist eine nennenswerte Schwingungsamplitude vorhanden, kann die Vibration auch über eine Abstandsmessung (z.B. kapazitiv oder induktiv) erfolgen.

**Skalierung** Die Frequenz wird durch Beschleunigungsaufnehmer (oder Körperschallaufnehmer) erfasst. Für die Miniaturisierung gelten die gleichen Regeln wie bei den oben beschriebenen Beschleunigungsaufnehmern (siehe Abschnitt 3.2.4). Der Messbereich, also die erfassbare Frequenz ist nicht von der

Skalierung betroffen, für Auflösung und Empfindlichkeit gelten die oben beschriebenen Gesetzmäßigkeiten der einzelnen Messverfahren.

In der Praxis zu beachten ist, dass der Sensor Teil des schwingenden Systems wird und mit seiner Masse die Frequenz beeinflussen kann. Auch wird das Anschlusskabel bei stark miniaturierten Sensoren nennenswert zur Systemmasse und besonders zur Dämpfung beitragen.

### 3.2.4 Messung von Beschleunigung

Im folgenden werden Messprinzipien und deren Miniaturisierungspotenzial bei der Messung von *Beschleunigung* beschrieben. Tabelle 3.3 am Ende des Abschnitts gibt einen Überblick über die vorgestellten Messverfahren. Konventionelle Beschleunigungssensoren erfassen die Beschleunigung  $a$  indirekt über die elastische Auslenkung einer seismischen Testmasse  $m$  an einer Federstruktur der Steifigkeit  $k$  infolge der NEWTON'schen Trägheitskraft

$$a = \frac{F}{m}. \quad (3.136)$$

Damit wandelt sich das Messproblem in eine Auslenkungs- oder Dehnungsmessung

$$y = \frac{F}{k} = \frac{a \cdot m}{k} \sim \frac{s^3}{s} = s^2, \quad (3.137)$$

für die zahlreiche bereits im Abschnitt 3.2.2 beschriebene Verfahren in Frage kommen. Die geschickte Wahl von Masse, Steifigkeit und Auswerteverfahren bestimmt die erreichbaren Grenzfrequenzen, Driftraten und Messbereiche. Wird von einem linearen Wandlerverfahren mit der Wandlerkonstante  $K$  ausgegangen, so gilt

$$U_a = K \cdot \frac{m}{k} a \sim \frac{s^3}{s} = s^2. \quad (3.138)$$

Für die Empfindlichkeit wird die Änderung der Ausgangsgröße im Vergleich zur Messgröße betrachtet. Es gilt unter der Annahme einer linearen Wandlung, dass

$$\frac{dU_a}{da} = \frac{K \cdot m}{k} \sim s^2 \quad (3.139)$$

ist. Somit ergibt sich mit Verkleinerung eine weniger ausgeprägte Abnahme der Auflösung und der Empfindlichkeit. Für die maximale Messfrequenz gilt die Annahme, dass diese letztendlich von der Resonanzfrequenz bestimmt ist. Diese skaliert nach Tabelle 3.1 für Biegebalken in erster Näherung mit  $s^{-1}$ .

In der Praxis stehen besonders für integrierte Sensor-Aktor-Systeme mit modernen MEMS-Mehrachs-Beschleunigungssensoren leistungsfähige Typen mit kompakten Abmessungen zur Verfügung. Die Type BMX055 der Fa. Bosch Sensortec hat Abmessungen von  $3 \times 4,5 \times 0,95 \text{ mm}^3$  und ist in der Lage, translatorische Beschleunigung, Drehrate sowie darüber hinaus Magnetfeldkomponenten in jeweils drei Raumrichtungen zu erfassen. Das System verwendet eine kapazitive Messung der Auslenkung der Testmasse sowie kapazitive Schwingungsanregung für die Drehratenmessung. Ein 3-Achs-Beschleunigungssensor des Typs BMA355 misst  $1,2 \times 1,5 \times 0,8 \text{ mm}^3$  (vgl. Abbildung 3.33(a)) und kann

— je nach Auslegung — Beschleunigungen bis 16 g bei einer Resonanzfrequenz von 1 kHz erfassen.

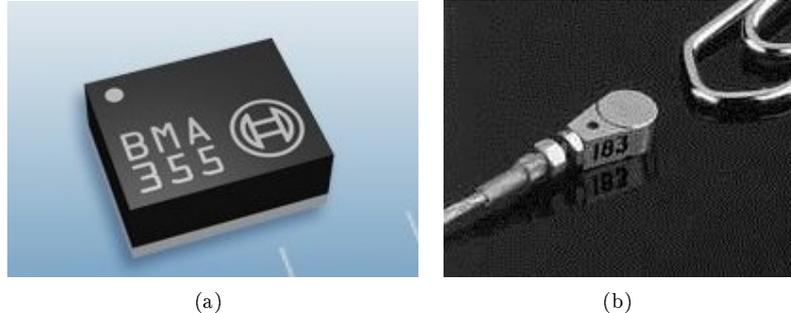


Abbildung 3.33: Mikro-Beschleunigungssensoren.

(a) zeigt einen 3-Achs-Sensor BMA355 der Fa. Bosch Sensortec (Reutlingen), der kapazitiv auswertet und Abmessungen von  $1,2 \times 1,5 \times 0,8 \text{ mm}^3$  hat. (b) zeigt einen 1-achsigen piezoelektrischen Beschleunigungssensor des Typs A/28/E der Fa. DJB Instruments (Mildenhall, Suffolk, UK) mit den Abmessungen  $3,5 \times 5,7 \times 2,3 \text{ mm}^3$ .

Eine übliche Alternative zur kapazitiven Messung ist die piezoelektrische Wandlung. Hier können aufgrund der hohen Steifigkeit des Piezomaterials, das sowohl zur Auswertung als auch als Elastizität dient, hohe Grenzfrequenzen bei kompakten Abmessungen auch für mehrachsige Systeme erreicht werden. Beispielsweise kommt der piezoelektrische 3-Achs-Sensor der Fa. DJB Instruments (Mildenhall, Suffolk, UK) auf ein Gewicht von 0,9 g bei Abmessungen von  $9 \times 7,2 \times 4,4 \text{ mm}^3$ . Der Einzelsensor wiegt dabei 0,25 g (vgl. Abbildung 3.33(b)). Es können Beschleunigungen bis 2000 g bei einer Resonanzfrequenz von 36 kHz erfasst werden. Das piezoelektrische Messverfahren beschränkt die Messung jedoch auf wechselnde Größen, da der Innenwiderstand im Piezomaterial zu Leckströmen führt und Ladungen mit der Zeit abfließen lässt.

Die Erfassung der Auslenkung der Testmasse in einem Beschleunigungssensor kann auch (piezo-)resistiv erfolgen. Dabei wird die Änderung des elektrischen Widerstands in Abhängigkeit der Verformung der Aufhängungsstruktur erfasst. Dazu ist diese entweder direkt aus (piezo-)resistivem Material oder ein Metall-Verformungskörper mit applizierten (piezo-)resistiven Dehnungssensoren. Ein Beispiel aus der Industrie ist die Type EGAS3 des Herstellers Measurement Specialities (Hampton, VA, USA). Sie besitzt Abmessungen von  $15 \times 15 \times 15 \text{ mm}^3$  und kann bis 3,5 kHz Beschleunigungen bis zu 2500 g erfassen und ist wegen des piezoresistiven Messprinzips auch für statische Beschleunigungen geeignet.

Ohne Verformungskörper, Feder und Testmasse kommen Beschleunigungssensoren mit thermischer Auswertung aus (vgl. Abbildung 3.34). Hier wird an einem zentralen Heizelement in einem Gehäuse Luft oder ein anderes Fluid erwärmt und die lokale Ausprägung des Temperaturfeldes mit entsprechenden Sensoren erfasst [16]. Dies können Thermolemente oder widerstandsbasierte Sensoren sein. Je nach Beschleunigung „wandert“ der Schwerpunkt des Feldes. MEMS-basierte Ausführungen erreichen Baugrößen ab etwa  $3 \times 3 \text{ mm}^2$  und Messfrequenzen bis 100 Hz. Besonders vorteilhaft ist die Abwesenheit bewegter Teile, was diese Klasse von Sensoren besonders widerstandsfähig gegen schock-

artige Beschleunigungen macht (Abbildung 3.35).

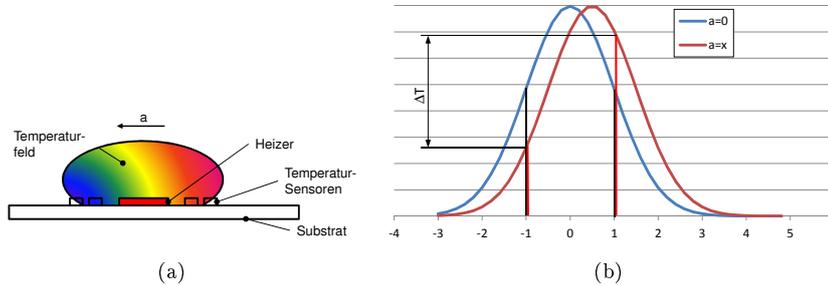


Abbildung 3.34: Mikro-Beschleunigungssensoren auf thermischer Basis.

(a) skizziert das Funktionsprinzip in einer Achse: Eine an sich gleichmäßige Temperaturverteilung im Fluid über einem zentralen Heizelement wird bei einer Beschleunigung verzerrt. (b) verdeutlicht die entstehende Temperaturdifferenz zwischen den Messpunkten.

Das Ausgangssignal eines solchen Sensors ist abhängig von der Temperaturänderung innerhalb der Messzelle. Dies lässt sich nur unzureichend analytisch darstellen, da der Effekt stark von der tatsächlichen Ausprägung der Kavität, der Geometrie des Sensorarrays, des Fluids, seiner Dichte und seines Drucks sowie von der Umgebungstemperatur und der thermodynamischen Eigenschaften des Sensors beeinflusst wird. Er ist jedoch proportional zur Grashofzahl  $Gr$  [62], die zur Charakterisierung von freien Konvektionsströmungen herangezogen wird [18]:

$$U_a \sim Gr = \frac{a \cdot \beta \cdot \Delta T \cdot L^3}{\nu^2} \sim s^3 \quad (3.140)$$

mit  $\beta$  als Wärmeausdehnungskoeffizient,  $\Delta T$  als gemessener Temperaturdifferenz und  $\nu$  als kinematischer sowie  $\eta = \nu \cdot \rho$  als dynamischer Viskosität des Fluids.  $L$  gibt eine *charakteristische Länge* an, die üblicherweise die geometrische Ausdehnung in Strömungsrichtung darstellt. Im Falle der Sensorik lässt sich das auf die Größe des Bauelements beziehen. Damit skaliert der Messeffekt mit der dritten Potenz der Baugröße. Aus der Literatur lässt sich darüber hinaus eine lineare Abhängigkeit der Empfindlichkeit von der Heizleistung der Wärmequelle und den Eigenschaften des Fluids (Stoff, Druck) ableiten [15].

Neben der allgemeinen Messung von Beschleunigungen finden Sensoren nach dieser Bauart als Inklinationssensoren Anwendungen vor allem in Geräten der mobilen Unterhaltungselektronik aber auch in selbstnivellierenden Messgeräten, der Fahrzeugindustrie (ESP, Überschlagsdetektion, Alarmsensoren für Diebstahlsicherungen) oder als Sensor in Heizlüftern und anderen Haushaltsgeräten. Die immanente Tiefpassfilterung erleichtert für diese Anwendungen die Signalverarbeitung und die Herstellung auf Silizium aber auch alternativen Substratmaterialien ohne komplexe Feder- und Kammstrukturen für die Führung der Testmasse und die Auswertung ihrer Bewegung verbilligen die Herstellung um ein Vielfaches.

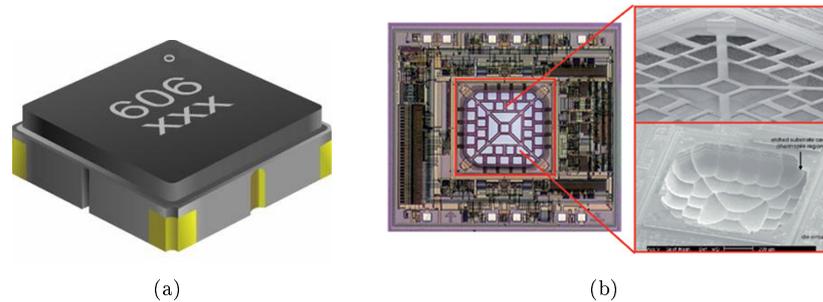


Abbildung 3.35: Mikro-Beschleunigungssensoren auf thermischer Basis. (a) zeigt eine CAD-Ansicht eines 2-Achs-Sensor MXC6226XU BMA355 der Fa. MEMSIC (Andover, MA, USA) mit den Abmessungen  $3 \times 3 \times 1,05 \text{ mm}^3$ . (b) zeigt eine Ansicht des verbauten Siliziumchips mit dem Heiz- und Messelement [MEMSIC].

Tabelle 3.3: Vergleich der wichtigsten Eigenschaften von Beschleunigungssensoren und deren Wirkprinzipien (nach [10]).

Parameter	Kapazitiv	Piezoelektrisch	Piezoresistiv	Thermisch
Kosten (OEM)	gering bis mittel	hoch	hoch	sehr gering
Gehäusegröße	sehr klein	groß	groß	sehr klein
Zuverlässigkeit	hoch	sehr hoch	hoch	sehr hoch
Empfindlichkeit	hoch	hoch	hoch	sehr hoch
Schockempfindlichkeit /g	10.000	50.000	10.000	>50.000
Leistungsbedarf	gering	mittel	hoch	mittel
Ausfallrate /ppm	100-4.000	100-4.000	100-4.000	<10
Resonanz-Fehler	groß	groß	groß	nicht messbar
Hysterese	groß	groß	groß	nicht messbar
Temperatur Offset Koeffizient	mittel	mittel	mittel	sehr groß
Offset Drift	mittel	mittel	mittel	gering

### 3.2.5 Messung von Kraft und Moment

Ähnlich wie bei der Messung der Beschleunigung lässt sich die Kraft bzw. das Drehmoment nur über seine Wirkung messen. Dies bedeutet, dass in den Kraftfluss immer ein Element eingebracht werden muss, über das die Kraft geleitet wird und an dem sie eine definierte Wirkung entfalten kann (vgl. hierzu Abbildung 1.2 auf Seite 4). Üblicherweise wird dann die Dehnung dieses Verformungskörpers erfasst und in eine Relation mit der Messgröße gesetzt. Die Gestaltung des Verformungskörpers und die Methode zur Erfassung der Dehnung bestimmen die Eigenschaften des realisierten Sensors hinsichtlich des Messbereichs, der Grenzfrequenz, der Überlastfestigkeit etc. Allgemeingültige Designvorschriften sind nicht sinnvoll, allerdings können zwei Prinzipien grundlegend unterschieden werden: aktive, piezoelektrische und passive, allein die Dehnung auswertende Verfahren. Dies können die in den Abschnitten 3.2.2 und 3.2.4 bereits beschriebenen Verfahren sein oder zahlreiche weitere z.B. (piezo-)resistive, faseroptische oder magnetostriktive Wandlerverfahren. Die einschlägige Literatur ist hier weiterführend.

Für integrierte Sensor-Aktor-Systeme ist jedoch die Tatsache interessant, dass im Kraftfluss ein Verformungskörper integriert werden muss. Hier bietet

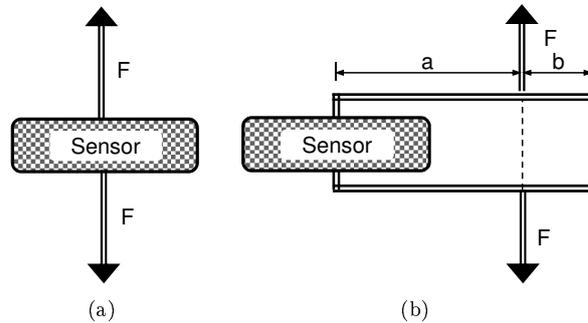


Abbildung 3.36: Integration eines Kraftsensors in den Kraftfluss. (a) zeigt die direkte Integration bei der der Sensor die volle Last übertragen muss. (b) zeigt eine mögliche Anordnung im Kraftnebenschluss bei der der Sensor nur  $b/a \cdot F_{\text{Hauptschluss}}$  erfährt.

sich ein weites Feld der Integrationsmöglichkeiten, die mechanische Struktur eines Sensor-Aktor-Systems um einen Verformungskörper zu erweitern und die Auswertung der Dehnung zu integrieren, ohne zusätzliche kraftübertragende Elemente einführen zu müssen.

### 3.2.5.1 Skalierung

Die Skalierung wird bei Kraftsensoren maßgeblich von den im Verformungskörper ertragbaren Materialspannungen

$$\sigma = \frac{F}{A} \Leftrightarrow F = A \cdot \sigma \sim s^2 \quad (3.141)$$

bestimmt. Für eine Übersicht der Skalierung von Kräften selbst siehe Tabelle 3.2. Da bei einem Kraftsensor die Dehnung erfasst wird, muss der Zusammenhang  $\epsilon = E \cdot \sigma$  berücksichtigt werden und es gilt bei linearer Wandlung mit der Konstanten  $K$  für die Ausgangsspannung und damit für die Auflösung des Sensors

$$U_a = K \cdot E \cdot \epsilon \cdot A \sim s^2. \quad (3.142)$$

Wird die Empfindlichkeit betrachtet, so gilt

$$\frac{dU_a}{d\epsilon} = K \cdot E \cdot A \sim s^2. \quad (3.143)$$

Die maximale Messfrequenz des Verfahrens wird wieder von der Skalierung der Steifigkeit bzw. Eigenfrequenz des Verformungskörpers bestimmt, sodass  $f \sim s^{-1}$  gilt.

Je nachdem, ob der Verformungskörper voll im Kraftfluss liegt (vgl. Abbildung 3.36(a)) oder im Nebenschluss angeordnet ist (vgl. Abbildung 3.36(b)), muss er die volle Last tragen können. Seine Steifigkeit muss so gewählt werden, dass die gewünschte Frequenzbandbreite erreicht wird, wobei  $k \sim s$  gilt (vgl. Tabelle 3.1). Außerdem ist die bei der Messung dynamischer Kräfte oder Momente auftretende wechselnde Belastung für das Material in vielen Fällen eine

weitere Herausforderung. Dieser wird durch eine Verringerung der ertragbaren Spannung genüge getragen, was den Verformungskörper weiter vergrößert.

Strukturintegrierte Verformungskörper erfahren in vielen Fällen einen mehrdimensionalen Spannungszustand, da sie neben Normal- auch Querkräften und Biegemomenten ausgesetzt sind. Für Stähle unter wechselnder Belastung kann hier für die Berechnung die Gestaltänderungshypothese herangezogen werden [28]. Diese besagt allgemein, dass die in einem Bauteil wirkenden Normal-  $\sigma_i$  und Scherspannungen  $\tau_i$  in eine Vergleichsspannung

$$\sigma_V = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 - \sigma_x\sigma_y - \sigma_y\sigma_z - \sigma_z\sigma_x + 3(\tau_{xy} + \tau_{yz} + \tau_{xz})} \quad (3.144)$$

umgerechnet werden können. Die Querkontraktionszahl  $\nu$  ist eine Materialkonstante und besagt, wie stark sich eine Dehnung in einer Raumrichtung aufgrund der materialspezifisch teilweisen Volumenkonstanz auf Dehnungen in anderen Raumrichtungen auswirkt. Es gilt, dass eine Dehnung in  $x$ -Richtung  $\epsilon_x$  eine Dehnung in  $y$ - bzw.  $z$ -Richtung gemäß

$$\epsilon_y = \nu \cdot \epsilon_x \quad (3.145)$$

hervorruft. Es entsteht somit auch bei Abwesenheit einer äußeren Querkraft  $F_y$  ein Spannung

$$\sigma_y = \nu \cdot \epsilon_x \cdot E, \quad (3.146)$$

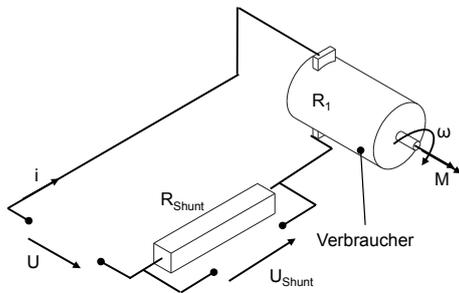
die das Bauteil belastet. Für schlanke Bauteile unter Belastung in der Längsachse gilt jedoch, dass sich die Querspannungseffekte („Einschnürung“) weniger stark auswirken und somit das Bauteil relativ stärker belastet werden kann. Damit ergibt sich ein den o.g. Effekten entgegengesetzter weiterer [28]. Für integrierte Sensor-Aktor-Systeme bedeutet dies, dass ein Kompromiss zwischen dem Schlankheitsgrad der Struktur, an der gemessen wird (großer Messeffekt) und der Steifigkeit (große Eigenfrequenz) gefunden werden muss.

### 3.2.6 Messung von Strom

In vielen Sensor-Aktor-Systemen lassen sich anhand der Messung des Stromes, der in das System fließt, weitreichende Aussagen über den Zustand oder das abgegebene Moment machen. In DC-Motoren ist beispielsweise das Drehmoment linear über die Motorkonstante mit dem Strom verknüpft (vgl. Gleichung 2.9 und Abbildung 2.14(a) auf Seite 32). Aber auch in piezoelektrischen Antrieben lässt die Kenntnis des Stroms eine Aussage über die abgegebene Leistung bzw. den korrekten Betriebspunkt am Impedanzminimum resonanter Antriebe zu.

### 3.2.6.1 Shunt

#### Funktion und Wirkprinzip



Ein Shunt ist ein definierter Widerstand, der in den Stromkreis eingebracht wird. Für eine Messung muss entsprechend der Kreis aufgetrennt werden, um den Strom durch den Widerstand zu führen. Dies kann bei diskret aufgebauten Systemen durch Schraubklemmen, aber auch direkt in der Platine des Steuerungssystems erfolgen. Die über dem Widerstand

$R_S$  abfallende, dem Strom  $I_0$  proportionale Spannung

$$U = R_S \cdot I_0 \quad (3.147)$$

wird gemessen. Um die im Widerstand umgesetzte Leistung  $P = R \cdot I_0^2$  möglichst gering zu halten, wird der Widerstand so klein wie möglich gewählt. Ein Anschluss in Vierleitertechnik minimiert den Einfluss von Übergangswiderständen und lässt die zuverlässige Messung auch kleiner Spannungen zu. Die Integration des Shunts in die Zu- bzw. Ableitung zur Last beeinflusst die Potenziale der gemessenen Spannungen.

**Messbereich** Mit Hilfe eines Shunts lassen sich prinzipiell beliebige Ströme messen. Allerdings erfordert die notwendige Auftrennung des Stromkreises bei großen Strömen besondere Sorgfalt, damit Übergangswiderstände an den Klemmen nicht zu einer ungewünschten Erwärmung führen. Bei gegebener Messspannung im mV-Bereich wächst bei konstanter Stromdichte  $J_S$  der notwendige Querschnitt des Shuntwiderstands mit dem Strom, sodass das Verfahren an Grenzen stößt und in modernen Systemen durch Alternativen abgelöst wurde. Durch die rein OHM'schen Verhältnisse begrenzt ein Shunt die Grenzfrequenz nicht.

**Skalierung** Der messbare Strom folgt der Beziehung aus Stromdichte und Leiterquerschnitt:

$$I_0 = J_S \cdot A_Q \sim s_J \cdot s = \begin{cases} s^2 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{1,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.148)$$

Die Auflösung der Messung des Aufbaus aus Shunt und Spannungsmessung lässt sich nach

$$U = I_0 \cdot R_S = I_0 \cdot \rho \frac{l}{A} \sim \begin{cases} s & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.149)$$

skalieren. Dennoch wird dies durch Toleranzen, Temperaturabhängigkeiten und Rauschen begrenzt. Üblicherweise werden Shunts so ausgelegt, dass für eine

Messung des Nennstroms weniger als 100 mV abfallen. Für eine Minaturisierung günstig ist das wachsende Verhältnis von Oberfläche und Volumen, das für eine bessere Wärmeabfuhr sorgt (vgl. Gleichung 3.6).

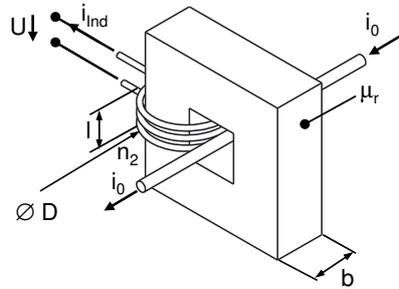
Die Empfindlichkeit folgt dem Zusammenhang

$$\frac{dU}{dI} = \rho \frac{A}{l} \sim s. \quad (3.150)$$

In der Praxis lassen sich Shuntwiderstände gut in gedruckte Schaltungen oder Layouts von mit mikrotechnischen Methoden hergestellten Sensor-Aktor-Systemen integrieren.

### 3.2.6.2 Transformator

#### Funktion und Wirkprinzip



Das Feld um einen von Wechselstrom durchflossenen Leiter kann genutzt werden, um den Strom zu erfassen. Dazu wird um den Leiter ein Ferritkern hoher Permeabilität und um diesen eine Wicklung  $n_2$  angebracht, in der entsprechend den Verhältnissen am Transformator

$$I_{\text{ind}} = \frac{n_1}{n_2} \cdot I_0 \quad (3.151)$$

ein Strom  $I_{\text{ind}}$  induziert wird. Da der ursprüngliche Leiter nicht aufgetrennt wird, ist  $n_1 = 1$ . Die über einem Widerstand  $R$  entstehende Spannung  $U = R \cdot I_{\text{ind}}$  kann erfasst werden.

**Messbereich** Stromwandler werden üblicherweise für Frequenzen von 16 Hz bis in den MHz-Bereich genutzt. Die untere Grenzfrequenz wird durch die Sekundärinduktivität und die Summe aus Wicklungswiderstand und äußerem Abschlusswiderstand (Bürde) bestimmt. Der messbare Strom ist im Prinzip unbegrenzt. Die Wahl des Widerstands im Messkreis muss sorgfältig erfolgen, damit die Spannung an der Sekundärwicklung nicht zu groß wird. Das Verfahren eignet sich nicht für reine Gleichströme, da hier kein  $d\Phi/dt$  auftritt, gepulste Gleichströme sind jedoch messbar.

**Skalierung** Der darstellbare Messbereich ist von der Skalierung nur insofern betroffen, als dass der Sensor nicht kleiner sein kann als der Drahtquerschnitt. Es gilt im Prinzip also  $\sim s^0$ .

Die erzielbare Auflösung wird charakterisiert durch den induzierten Strom. Für eine (Luft-)Spule parallel zum und im Abstand  $r$  vom Leiter, der  $I_0$  führt, gilt bei Berücksichtigung des Spulendurchmessers  $D$ , ihrer Länge  $l$ , ihrer Wicklungszahl  $n_2$  sowie die folgende Skalierung:

$$I_{\text{ind}} = \frac{\sqrt{l^2 + D^2}}{2\pi \cdot r \cdot n_2} \cdot I_0 \sim \frac{\sqrt{s^2 + s^2}}{s \cdot s_n} = \begin{cases} s^0 & \text{für } n_2 = \text{const} \\ s^{-1} & \text{für } n_2 \sim s \end{cases} \quad (3.152)$$

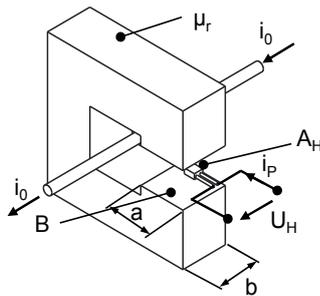
Für die Empfindlichkeit gilt entsprechend

$$\frac{dI_{\text{ind}}}{dI_0} = \frac{\sqrt{l^2 + D^2}}{2\pi \cdot r \cdot n_2} \sim \begin{cases} s^0 & \text{für } n_2 = \text{const} \\ s^{-1} & \text{für } n_2 \sim s \end{cases} \quad (3.153)$$

Der relativ große Integrationsaufwand von Ferritkern und Spule behindert eine weitreichende Miniaturisierung, jedoch ist mit geschickter Feldführung eine kompakte Bauform auch für große Ströme einfach realisierbar. Eine untere Grenze der Miniaturisierung ist der Durchmesser des stromführenden Leiters, der vom Sensor bzw. dessen Feldführung umfasst werden muss. Außerdem muss die Sekundärspule wiederum die Feldführung umfassen. Diese darf nicht in Sättigung  $B_{\text{max}} = 0,2 \dots 2 \text{ T}$  betrieben werden, um die Linearität des Sensors nicht negativ zu beeinflussen. Somit ist der Querschnitt der Feldführung nicht beliebig verkleinerbar.

### 3.2.6.3 Stromwandler (Magnetfeldbasiert)

#### Funktion und Wirkprinzip



Entsprechend den in Abschnitt 3.2.6.2 und Gleichung 3.151 beschriebenen Verhältnissen, kann das um den Leiter ausgebildete Magnetfeld auch mit einer geeigneten Magnetfeldsensorik erfasst und zur Bestimmung des Stroms herangezogen werden. In Gleichung 3.117 ist der vom Magnetfeld beeinflusste Widerstand in einem AMR-Sensor beschrieben. Vorteilhaft ist die galvanische Trennung von Leistungs- und Messkreis sowie die Tatsache, dass keine hohen Spannungen auftreten können. Alternativ können auch Hall-Sensoren zur Magnetfeldmessung eingesetzt werden. Hier wird die Spannung

die in einer vom Strom  $I_P$  durchflossenen Probe auftritt, welche sich in einem Magnetfeld  $B$  befindet, genutzt. Dabei ist  $d$  die Dicke der Probe in Richtung von  $B$  und  $A_H = \frac{1}{nq}$  mit  $n$  als Ladungsträgerdichte und  $q$  als der Ladung eines Ladungsträgers eine Materialkonstante (in Kupfer:  $-5,3 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3/\text{C}$ ; in Indiumantimonid:  $-2,4 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3/\text{C}$ ).  $A_H$  ist stark von der Zusammensetzung der Probe abhängig. Bei bekanntem Strom  $I_P$  durch und Geometrie der Probe kann also die magnetische Flussdichte  $B$  und damit über den Zusammenhang für die Feldstärke um den geraden Leiter im Abstand  $r$

$$U_H = A_H \cdot \frac{I_P B}{d}, \quad (3.154)$$

die in einer vom Strom  $I_P$  durchflossenen Probe auftritt, welche sich in einem Magnetfeld  $B$  befindet, genutzt. Dabei ist  $d$  die Dicke der Probe in Richtung von  $B$  und  $A_H = \frac{1}{nq}$  mit  $n$  als Ladungsträgerdichte und  $q$  als der Ladung eines Ladungsträgers eine Materialkonstante (in Kupfer:  $-5,3 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3/\text{C}$ ; in Indiumantimonid:  $-2,4 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3/\text{C}$ ).  $A_H$  ist stark von der Zusammensetzung der Probe abhängig. Bei bekanntem Strom  $I_P$  durch und Geometrie der Probe kann also die magnetische Flussdichte  $B$  und damit über den Zusammenhang für die Feldstärke um den geraden Leiter im Abstand  $r$

$$H = \frac{I_L}{2\pi r} = \frac{B}{\mu} \quad (3.155)$$

auf den gesuchten Strom

$$I_0 = \frac{d \cdot 2\pi \cdot r}{A_H \cdot I_P} \cdot U_H \quad (3.156)$$

als Funktion der Messgröße  $U_H$  geschlossen werden.

**Messbereich** AMR- oder GMR-basierte Stromsensoren können Ströme bis in den kA-Bereich messen. Nach unten sind sie in den mA-Bereich limitiert. Die -3 dB-Grenzfrequenz liegt dabei im Bereich von 2 MHz (z.B. Type CMS3050 der Fa. LTI Sensitec GmbH (Lahnau)). Sensoren, die auf dem Hall-Effekt basieren, sind für ähnliche Messbereiche erhältlich, weisen jedoch eine geringere Empfindlichkeit auf.

**Skalierung** Analog zu den Überlegungen in Abschnitt 3.2.6.2 gilt, dass der messbare Strom  $I_0$  im Prinzip nicht von der Skalierung des Sensors abhängt ( $s^0$ ), jedoch ist für beide beschriebenen Verfahren die maximale ertragbare Stromdichte  $J_S$  im Leiter bzw. der Strom durch die Hallsonde  $I_P$  und dessen Skalierung  $s_P$  das die Miniaturisierung begrenzende Moment. Nach Gleichung 3.156 gilt

$$I_0 = \frac{2\pi \cdot d \cdot r}{A_H \cdot I_P} \cdot U_H \sim \frac{s \cdot s}{s_P} = \begin{cases} s^2 & \text{für } I_P \sim s^0 \\ s & \text{für } I_P \sim s \end{cases}. \quad (3.157)$$

Die erreichbare Auflösung des Signals verhält sich entsprechend Gleichung 3.156 wie folgt:

$$U_H \sim \frac{s_P}{s \cdot s} = \begin{cases} s^{-2} & \text{für } I_P \sim s^0 \\ s^{-1} & \text{für } I_P \sim s \end{cases} \quad (3.158)$$

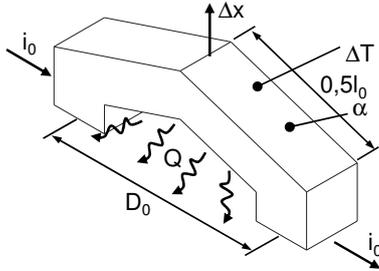
Für die Empfindlichkeit gilt analog zu den obigen Überlegungen

$$\frac{dU_H}{dI_0} = \frac{A_H \cdot I_P}{2\pi \cdot d \cdot r} \sim \begin{cases} s^{-2} & \text{für } I_P \sim s^0 \\ s^{-1} & \text{für } I_P \sim s \end{cases}. \quad (3.159)$$

AMR- und GMR-Sensoren können durch mikrotechnische Herstellungsverfahren stark miniaturisiert werden. Im Falle der integrierten Sensor-Aktor-Systeme ist jedoch der für die Ausbildung eines ausreichenden Magnetfeldes notwendige relativ große Mindeststrom nachteilig. Gängige Produkte führen den Strom entweder durch das Gehäuse, in dem sich dann ein Cu-Leiter mit der Sensorschicht befindet, oder werden mit speziellen Stromschienen geliefert.

### 3.2.6.4 Thermisch

#### Funktion und Wirkprinzip



Der inhärente Widerstand eines stromdurchflossenen Leiters der Länge  $l_0$  führt zu einer Verlustleistung  $P = R \cdot I_0^2$ . Diese erzeugt eine Erwärmung  $\Delta\vartheta$ , die zu einer Längung  $\Delta l$  des Leiters gemäß der Beziehung

$$\Delta l \approx \alpha_L l_0 (\vartheta - \vartheta_0) \quad (3.160)$$

führt. Geschickte Umformung der Längenänderung führt zu gut messbaren Ausschlägen. Nichtlinearitäten

entstehen durch ungleichmäßige Erwärmung bzw. Wärmeabfuhr sowie durch die Tatsache, dass der Längenausdehnungskoeffizient  $\alpha_L$  temperaturabhängig ist. Beispielsweise hat Kupfer im Temperaturbereich 0...100°C eine Längendehnung von 1,65 mm/m, im Bereich von 0...200°C jedoch 3,38 mm/m [18].

Ein klassisches Hitzdrahtampèremeter erfasst den federbelasteten Durchhang des Leiters über ein Zeigerinstrument. Dabei ist die Änderung des Durchhangs

$$\Delta x = \sqrt{\left(\frac{l_0 + \Delta l}{2}\right)^2 - \left(\frac{D_0}{2}\right)^2} - x_0 \quad (3.161)$$

bei gegebener initialer Drahtlänge  $l_0$  und Abstand der Aufhängungspunkte  $D_0$  nichtlinear verknüpft.

Messtechnisch kann die Temperaturänderung auch mit z.B. einem Thermoelement erfasst werden. Das Verfahren eignet sich nach Kalibration und ggf. thermischer Isolierung auch für den direkten und nachträglichen Einsatz an einem Leiter, ohne diesen für z.B. einen Shunt auftrennen zu müssen. Übergangswiderstände an Klemmen und Schraubverbindungen werden somit vermieden.

Nachteilig ist die geringe Dynamik des Messprinzips, die mit der Trägheit der thermischen Masse und der daraus resultierenden Einschwingzeit begründbar ist. Außerdem ist das Signal prinzipiell quadratisch mit dem Strom verknüpft und aufgrund der temperaturabhängigen spezifischen Wärmekapazität des Leitermaterials zusätzlich mit einem Messfehler behaftet. Analog den Überlegungen, die zu Gleichung 3.89 geführt haben, gilt (zur Vereinfachung im Vakuum), dass die durch den OHM'schen Widerstand zugeführte Wärmeleistung der über Strahlung (und in realiter Konvektion und Wärmeleitung) abgeführten Wärmeleistung

$$P = \sigma_B \cdot \alpha \cdot A \cdot \vartheta^4 = I^2 \cdot R = I^2 \frac{\rho \cdot l_0}{A} \quad (3.162)$$

also

$$I = \sqrt{\frac{\vartheta^4 \cdot \alpha \cdot \sigma_B \cdot A^2}{\rho \cdot l_0}} \quad (3.163)$$

entspricht, was zur Temperatur

$$\vartheta = \sqrt[4]{\frac{\rho \cdot l_0}{A^2 \cdot \alpha \cdot \sigma_B} \cdot I^2} \quad (3.164)$$

des Leiters und damit zur Längenänderung gemäß Gleichung 3.160 führt. Diese Gleichung beinhaltet neben der Vernachlässigung der Wärmeabfuhr durch Konvektion und Wärmeleitung einen von der Temperatur unabhängigen spezifischen Widerstand  $\rho$  und die von der Temperatur erzeugte Verlängerung des Drahtes, die zu einer weiteren Vergrößerung des Widerstands führen würde.

**Messbereich** Das Verfahren eignet sich besonders für Ströme  $\gtrsim 100$  mA, die für eine entsprechende Erwärmung sorgen. Zu beachten ist, dass das Verfahren keine Aussage über die Richtung des Stromflusses macht. Die Grenzfrequenz liegt im Bereich von Hz.

**Skalierung** Gemäß Gleichung 3.161 skaliert der Durchhang eines gegebenen Aufbaus mit  $\Delta x \sim s$ .

Der Messbereich ist von der ertragbaren Stromdichte abhängig und es gelten die folgenden Zusammenhänge

$$I_0 = J_S \cdot A_Q \sim s_J \cdot s^2 = \begin{cases} s^2 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{1,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^1 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \quad (3.165)$$

Gleichung 3.164 in Gleichung 3.160 eingesetzt ergibt die Abhängigkeit der Längenänderung vom fließenden Strom und damit die Auflösung:

$$\begin{aligned} \Delta l &= \alpha_L \cdot l_0 \cdot \left( \sqrt[4]{\frac{\rho \cdot l_0}{A^2 \cdot \alpha \cdot \sigma_B} \cdot I^2} - \vartheta_0 \right) \\ &\sim s \left( \frac{s \cdot s_J}{s^4} \right)^{\frac{1}{4}} = \begin{cases} s^{0,25} & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{0,125} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.166)$$

Für die Skalierung der Empfindlichkeit gilt entsprechend

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta l}{dI} &= -\frac{1}{2} \alpha_L \cdot l_0 \cdot \sqrt[4]{\frac{\rho \cdot l_0}{A^2 \cdot \alpha \cdot \sigma_B}} \cdot \frac{1}{\sqrt{I}} \\ &\sim s \left( \frac{s}{s^4} \right)^{\frac{1}{4}} \cdot s_J^{-0,5} = \begin{cases} s^{0,25} & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^{0,75} & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.167)$$

Die tatsächliche Temperaturänderung  $\Delta\vartheta$  und die damit verbundene Längenänderung sind von zahlreichen praktischen Einflüssen abhängig, sodass keine allgemeingültige Aussage über die Skalierung der Auflösung und der Empfindlichkeit des Messverfahrens machbar ist.

Die Grenzfrequenz wird determiniert von der Wärmekapazität und der Wärmeabfuhr. Während erstere eine Materialkonstante ist, skaliert die Abfuhr über das Oberflächen-zu-Volumenverhältnis gemäß Gleichung 3.6 mit  $s^{-1}$ .

Der Integrationsaufwand von Leiter und Temperatursensor behindert eine Miniaturisierung in den  $\mu\text{m}$ -Bereich kaum. Die Möglichkeit der Applikation an bestehende Leiter macht das Verfahren attraktiv für die Integration in Sensor-Aktor-Systeme. Auch die Nutzung der thermischen Ausdehnung kann weitgehend miniaturisiert werden und beispielsweise durch eine kapazitive Erfassung erfolgen. Die geringe Dynamik jedoch beschränkt die Einsatzmöglichkeiten stark, kann jedoch für die Erfassung dynamischer Ströme als Tiefpassfilterung aufgefasst und genutzt werden.

### 3.2.7 Zusammenfassung Sensorik

In Abschnitt 3.2 wurden verschiedene Messverfahren und deren physikalische Zusammenhänge für die Erfassung von Verstellung, Geschwindigkeit, Beschleunigung, Kraft sowie Strom dargelegt. Es wurden jeweils die Messbereiche und deren Einschränkungen, Grenzen der Miniaturisierbarkeit, Skalierungszusammenhänge und zur Anschauung Beispiele aus der wissenschaftlichen Arbeit am Institut für Elektromechanische Konstruktionen sowie ausgewählte Beispiele aus der Industrie präsentiert. Im Gegensatz zu den Aktorprinzipien, die in Abschnitt 3.1 dargelegt wurden, sind keine einfachen und eindeutigen Skalierungszusammenhänge darstellbar. Dies ist in vielen Fällen mit der Abhängigkeit der Qualität des Messsignals von der Baugröße oder aber mit der Abhängigkeit des Messbereichs zu erklären. Eine Verkleinerung des Sensors führt zu schwächeren Signalen, die dann ggf. direkt im Sensor verstärkt werden müssen, was Vorteile zum Teil wieder kompensiert. Insgesamt können Sensoren jedoch einfacher als Aktoren miniaturisiert werden, da keine nennenswerte Leistung umgesetzt werden muss.

## 3.3 Zusammenfassung

Feinwerktechnische integrierte Sensor-Aktor-Systeme basieren auf der geschickten und anwendungsorientierten Kombination aus elektromechanischen und mechanoelektrischen Wandlern. Für beide Problemfelder wurden auf den letzten Seiten zahlreiche physikalische Wirkprinzipien kurz beschrieben und Skalierung, Mess- und Verstellbereiche, Kräfte, Momente und Geschwindigkeiten dargelegt. Verschiedene Aktorprinzipien eignen sich besonders für mikrotechnische Realisierung, andere sind besser geeignet für feinwerktechnische Umsetzungen. Besonders bei der Erfassung der Verstellung weisen verschiedene Sensorprinzipien eine Mindestbaugröße auf. Andere sind in ihren Abmessungen so klein, dass sie für einen sehr weiten Einsatzbereich in Frage kommen.

Die Leistungsdichte von Aktoren kann als generalisiertes Auswahl- und Abschätzungskriterium in Anspruch genommen werden. Mit ihrer Hilfe kann für einen gegebenen Antriebsfall schon in einem frühen Entwicklungsstadium die Eignung eines bestimmten elektromechanischen Wandlungsprinzips erörtert und ggf. verworfen werden, noch bevor detaillierte Simulationen gestartet werden müssen.

Abschließend kann gesagt werden, dass mit der vorliegenden Auswahl an Mess- und Antriebsprinzipien der Stand der Technik in ausreichender Breite

Tabelle 3.4: Skalierung der wichtigsten leistungsbezogenen Größen von Messprinzipien. Das Volumen skaliert mit  $s^3$ . Die Rauschspannung skaliert allgemein mit  $\sqrt{s^{-1} + s^{-3}}$  (vgl. Gleichung 3.72).

Prinzip	Messbereich	Auflösung	Empfindlichkeit	$f_{\text{Grenz}}$
Potenzionmetrisch	$\sim s$	$\begin{cases} \sim s^0 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ \sim s^{-0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ \sim s^{-1} & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\begin{cases} \sim s^{-4} & \text{für } J_S \sim s^0 \\ \sim s^{-3,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ \sim s^{-3} & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\sim s^0$
Induktivitätsänderung	$\begin{cases} \sim s & \text{für } n = \text{const} \\ \sim s^3 & \text{für } n \sim s \end{cases}$	$\begin{cases} \sim s^0 & \text{für } \dot{U}_0 = \text{const} \\ \sim s & \text{für } \dot{U}_0 \sim s \end{cases}$	$\begin{cases} \sim s^{-1} & \text{für } \dot{U}_0 = \text{const} \\ \sim s^0 & \text{für } \dot{U}_0 \sim s \end{cases}$	$\sim s^0$
Weg / Auslenkung	$\sim s^0$	keine Aussage möglich	$\sim s^0$	$\sim s^0$
Induktion (Resolver)	$\sim s^0$	keine Aussage möglich	$\sim s^0$	$\sim s^0$
Optisch (Intensität)	$\begin{cases} \sim s^2 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ \sim s^{1,75} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ \sim s^{1,5} & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\begin{cases} \sim s^2 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ \sim s^{1,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ \sim s^1 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\begin{cases} \sim s^4 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ \sim s^{3,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ \sim s^3 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\sim s^0$
Optisch (Interferenz)	$\sim s^0$	$\sim s^2$	$\sim s^0$	$\sim s^0$
Optisch (Triangulation)	$\begin{cases} \sim s^0 & \text{für } f = \text{const} \\ \sim s & \text{für } f \sim s \end{cases}$	$\sim s$	siehe Gl. 3.103	$\sim s^2$
Kapazitiv (Abstand)	$\sim s$	$\sim s$	$\sim s^{-1}$	$\sim s^0$
Kapazitiv (Fläche)	$\sim s$	$\sim s$	$\sim s^{-1}$	$\sim s^{-1}$
Optisch (Inkrementell)	$\sim s^0$	$\sim s^{-1}$	$\sim s^0$	$\sim s^0$
Magnetisch (Hall)	$\sim s^0$	$\begin{cases} \sim s & \text{für } J_S \sim s^0 \\ \sim s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ \sim s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\begin{cases} \sim s & \text{für } J_S \sim s^0 \\ \sim s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ \sim s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\sim s^0$
Magnetisch (AMR)	$\sim s^0$	$\begin{cases} \sim s & \text{für } J_S \sim s^0 \\ \sim s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ \sim s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\begin{cases} \sim s & \text{für } J_S \sim s^0 \\ \sim s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ \sim s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\sim s^0$
SAW	$\sim s^0$	keine Aussage möglich	keine Aussage möglich	$\sim s^{-1}$

Elektrodynamisch	$\sim s^0$	$\sim \begin{cases} s^2 & \text{für } n = \text{const} \\ s^3 & \text{für } n \sim s \end{cases}$	$\sim \begin{cases} s^2 & \text{für } n = \text{const} \\ s^3 & \text{für } n \sim s \end{cases}$	$\sim s^0$
Doppler	$\sim s^0$ ( $d \sim s^2$ )	$\sim s^0$	$\sim s$	$\sim s^0$
Trägheitsbasiert	$\sim s^{-3}$	$\sim s$	$\sim s^{-3}$	$\sim s^{-1}$
Vibration	$\sim s^0$	keine Aussage möglich	keine Aussage möglich	k.A.
Beschleunigung	$\sim s^0$	$\sim s^2$	$\sim s^2$	$\sim s^{-1}$
Kraft / Moment	$\sim s^2$	$\sim s^2$	$\sim s^2$	$\sim s^{-1}$
Shunt	$\sim \begin{cases} s^2 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{1,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\sim \begin{cases} s & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\sim s$	$\sim s^0$
Strom	$\sim s^0$	$\sim \begin{cases} s^0 & \text{für } n_2 = \text{const} \\ s^{-1} & \text{für } n_2 \sim s \end{cases}$	$\sim \begin{cases} s^0 & \text{für } n_2 = \text{const} \\ s^{-1} & \text{für } n_2 \sim s \end{cases}$	$\sim s^0$
Stromwandler	$\sim \begin{cases} s^2 & \text{für } I_P \sim s^0 \\ s & \text{für } I_P \sim s \end{cases}$	$\sim \begin{cases} s^{-2} & \text{für } I_P \sim s^0 \\ s^{-1} & \text{für } I_P \sim s \end{cases}$	$\sim \begin{cases} s^{-2} & \text{für } I_P \sim s^0 \\ s^{-1} & \text{für } I_P \sim s \end{cases}$	$\sim s^0$
Thermisch	$\sim \begin{cases} s^2 & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{1,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^1 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\sim \begin{cases} s^{0,25} & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{0,125} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^0 & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$\sim \begin{cases} s^{0,25} & \text{für } J_S \sim s^0 \\ s^{0,5} & \text{für } J_S \sim s^{-0,5} \\ s^{0,75} & \text{für } J_S \sim s^{-1} \end{cases}$	$s^{-1}$

dargelegt ist und für die Entwicklung neuer Sensor-Aktor-Systeme herangezogen werden kann.

## Ausgewählte Sensor–Aktor–Systeme

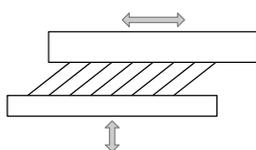
---

4.1 Piezoelektrische Wimpernantriebe . . . . .	123
4.2 Intrinsische Drehmomentmessung . . . . .	127
4.3 Seriell–Elastische Antriebe . . . . .	129
4.4 Schwingungstechnik . . . . .	131
4.5 Haptische Systeme . . . . .	139
4.6 MR–kompatible Systeme . . . . .	143

---

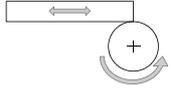
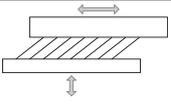
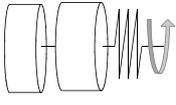
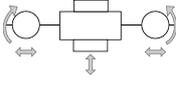
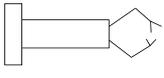
In diesem Kapitel wird auf eine Reihe von Beispielen aus der Arbeit des Autors und seiner Gruppe näher eingegangen. Anhand dieser Beispiele sollen dann im folgenden Kapitel *Entwurfskriterien* diese weiter erläutert werden. Eine Übersichtstabelle (vgl. Tabelle 4.1) fasst die auf den nächsten Seiten beschriebenen Projekte zusammen. Im Kapitel 5 wird auf die folgenden Beschreibungen verwiesen. Daher dienen *Icons* dem besseren Zurechtfinden im Text und der Vereinfachung der Verknüpfung von Informationen.

### 4.1 Piezoelektrische Wimpernantriebe



Piezoelektrische Antriebe nutzen die (resonanten) Schwingungen einer Statorstruktur und wandeln diese in eine kontinuierliche oder schrittweise Bewegung des Rotors – bei drehenden – bzw. Schlittens – bei linearen – Motoren um [121]. Bei konventionellen Antrieben wird ein keramischer Reibkontakt verwendet, der die notwendige Verschleißresistenz und Präzision aufweist, um die Schwingungsamplituden im  $\mu\text{m}$ -Bereich zu übertragen. Um überhaupt eine Bewegung zu erzeugen, muss jeder Punkt der Oberfläche des Stators eine zweidimensionale Bewegung ausführen. Bei den bekannten Wanderwellenmotoren wird dies durch die wandernde Welle gewährleistet [38]. Aber auch bei Motoren, die stehende Wellen inkorporieren, wird für eine solche ellipsoide Trajektorie gesorgt. Bei Schreit-antrieben hingegen wird eine Vorschub- und Anpress-Bewegung so kombiniert, dass eine Bewegung des Läufers erreicht wird. Eine Alternative zu diesen konventionellen

Tabelle 4.1: Übersicht über die im Folgenden aufgeführten Anschauungsbeispiele. Die Icons dienen der besseren Text-Navigation in diesem und besonders im folgenden Kapitel.

Icon	Projektkürzel	Kurzbeschreibung
	AdRIA-Intrinsic	Piezoelektrische Kleinstantriebe mit Kraftübertragung durch Kohlefaserwimpfern
	AdRIA-WIMPI	Nutzung des Piezoeffekts zum Aufbau eines Kleinstmotors mit intrinsischer Drehmomenterfassung
	ORTHESE:SEA	Seriell-elastische Antriebe als Aktoren von orthopädischen Unterstützungssystemen
	AdRIA-Tilger	Schwingungsbeeinflussung mittels adaptiver passiver Tilger, aktiver Lagerung oder Inertialmassenerreger
	FLEXMIN	Chirurgischer Medizinroboter mit haptischen Feedback
	MR-kompatible Systeme	MR-kompatibler pneumatischer Servomotor

Konzepten stellen sog. *Wimperrantriebe* dar. Hier sorgt eine Bürste aus winkelig angestellten Fasern (z.B. [39]) oder eine vergleichbare Blechstruktur (z.B. [122]) zwischen dem Rotor und dem Stator für eine Umsetzung der Schwingung in eine mehr oder weniger kontinuierliche Bewegung des Rotors.

Im Projekt WIMPI, das im Rahmen des LOEWE-Zentrums *AdRIA* in Darmstadt vorangetrieben wird, entsteht ein Wimperrantrieb mit einer monolithischen, hebelverstärkten Grundstruktur aus Blech und einer Wimperschicht aus Kohlefasern [92, 98]. Die Kinematik des Stators sorgt dafür, dass der Hub des eingesetzten Piezostapelaktors vergrößert wird. Das experimentelle System (vgl. Abbildung 4.1) erlaubt die Untersuchung von zwei Betriebsmodi: dem *parallelen* Betrieb (Abbildung 4.1(a)), bei dem die Statorstruktur in der selben Richtung, wie die Bewegung des Schlitten schwingt, sowie den orthogonalen Betrieb (Abbildung 4.1(b)), bei dem die Statorbewegung senkrecht zur Schlittenbewegung stattfindet. Der Fokus der Entwicklung liegt auf der Optimierung der Anordnung der Wimpfern, deren Herstellung [100], der Nutzung intrinsischer Messeffekte aus der Verformung der Wimpfern und dem piezoelektrischen Effekt sowie letztendlich dem spezifischen Aufbau des Motors für bestimmte Einsatzzwecke.

In der vorliegenden Form können Wimperrantriebe als Sensor-Aktor-Systeme

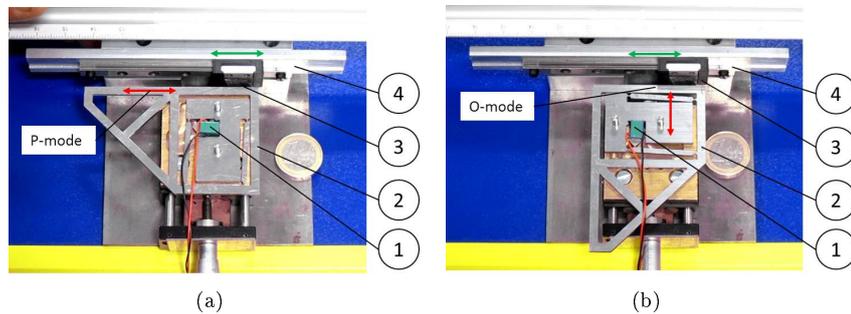


Abbildung 4.1: Experimenteller Aufbau zur Charakterisierung vom Wimpernschichten.

(1) Piezoelement, (2) monolithische lasergeschnittene Statorstruktur, (3) Schlitten mit CFK-Wimpernschicht, (4) Linearführung. (a) zeigt den Antrieb im parallelen Modus, bei dem die Statorstruktur in der gleichen Richtung schwingt wie die Bewegungsrichtung des Schlittens. (b) zeigt entsprechend den orthogonalen Modus [100].

aufgefasst werden, da eine direkte Integration von sensorischen Eigenschaften in den Aktor erfolgen soll. Dabei kann zum einen die Kraft bzw. das Drehmoment, das der Motor ausübt über den piezoelektrischen Effekt erfasst werden, zum anderen kann über eine Widerstandsmessung an der Kohlefaserbürste eine Aussage über die Anpresskraft gemacht und diese (im O-Mode) somit lastspezifisch geregelt werden.

Eine mögliche Konfiguration für rotierende Antriebe ist in Abbildung 4.3 aufgeführt. Hier ist die Statorstruktur so gestaltet, dass erst durch eine Offset-Spannung von  $U_0/2$  der neutrale Zustand erreicht wird. Ohne Spannung ist der Motor selbsthaltend. Wird nun eine Wechselspannung zwischen 0 V und  $U_0/2$  angelegt, kommen nur die in der Abbildung oben und unten gezeichneten Wimpernkissen in Kontakt mit dem Rotor und treiben diesen im Gegenuhrzeigersinn. Analog gilt für Spannungen zwischen  $U_0/2$  und  $U_0$ , dass sich eine Rotation im Uhrzeigersinn einstellt.

Die Herstellung der Wimpern erfolgt im Projekt auf zwei unterschiedliche Weisen, die gegeneinander evaluiert werden. Die Literatur beschreibt einen Prozess, bei dem aus fertigen, uniaxialen CFK-Blöcken mit Hilfe von selektivem Ätzen mit Salpetersäure das bindende Epoxidharz entfernt und die Fasern freigestellt werden (vgl. Abbildung 4.2) [39]. Dieser Prozess wurde modifiziert und durch Plasmaätzen ersetzt, wobei ein Ätzverzögerer auf auszusparende Oberflächen aufgetragen wurde, bzw. eine Glasabdeckung (siehe Abbildung 4.2(a)) eingesetzt wurde [12]. Als Atmosphäre im Plasmaofen (Modell RE-80 von Plasma Technology GmbH (Herrenberg-Gülstein) mit externer RF Quelle RFX-600, 300 W bei 13,56 MHz von Advanced Energy (Fort Collins, CO, USA)) kam  $O_2$  zum Einsatz und es wurde bei 250 W Leistung für 45 Minuten geätzt. Der dabei entstehende Ätzgradient limitiert die maximal ätzbare Bauteilgröße auf wenige Millimeter (siehe Abbildung 4.2(b)).

Die fertigen Bürsten werden in einem Prüfstand charakterisiert. Mit diesem können die Schwingungen von Stator und Schlitten sowie dessen Position und

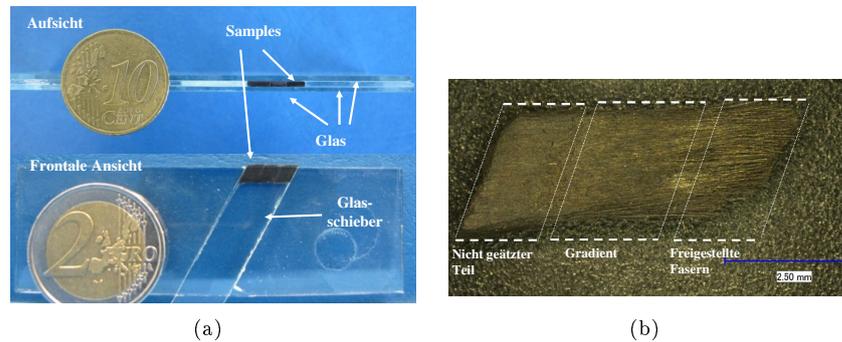


Abbildung 4.2: Ätzen der Fasern im Plasmaofen. (a) zeigt die Glashalterung, die das selektive Ätzen erleichtert, (b) zeigt das Ergebnis des Ätzprozesses [12].

Geschwindigkeit gemessen werden. Außerdem können Gegenkräfte mit Hilfe eines Gewichts aufgebracht werden. Dabei werden zunächst die zwei möglichen Betriebsmodi und dann verschiedene Anpresskräfte evaluiert (vgl. Abbildung 4.1). Es zeigt sich, dass ein Betrieb in beiden Modi problemlos möglich ist, aber auch, dass Schwingungsformen der – bisher nicht in dieser Hinsicht optimierten – Statorstruktur zu ungewünschtem Verhalten führen können. Bei einer Betriebsspannung  $U_0$  von 100 V bei einer Frequenz von 150 Hz und einer Faserlänge von 0,5 mm, ergibt sich im O-Modus eine Leerlaufgeschwindigkeit von 11 mm/s und eine Blockierkraft von 950 mN, während im P-Modus 8 mm/s und 1050 mN erreicht werden. Die maximale mechanische Ausgangsleistung unterscheidet sich mit 2,6 bzw. 2,1 mW kaum [100]. Um die Frequenzabhängigkeit von Kraft und Geschwindigkeit abzuschätzen wurde in einem weiteren Versuch die Frequenz bei einer Spannungsamplitude von 172 V von 0 bis 700 Hz variiert. Es zeigt sich bei 350 Hz eine Resonanzüberhöhung, die mit einer starken Verbesserung der Leistungseigenschaften einhergeht. Da sich jedoch auch parasitäre Schwingungsmoden stark auswirken, kann mit dem beschriebenen Aufbau (vgl. Abbildung 4.1) keine resonante Schwingung genutzt werden.

Die nächsten Schritte im Projekt WIMPI umfassen die Verbesserung der Reproduzierbarkeit der Bürstenherstellung sowie eine Optimierung der mechanischen Struktur hinsichtlich der Baugröße (also der Leistungsdichte) und der Fertigbarkeit. Analysen der Leistungsfähigkeit sowie der Leistung über der Betriebszeit sowie die Optimierung der Fertigung prägen die derzeitige Forschung im Projekt.

Im Anhang sind ab Seite 191 Veröffentlichungen zum Thema zu finden.

- Pott PP, Carrasco A, Schlaak HF, Ciliae-Based Actuator with Piezoelectric Excitation. *Journal of Smart Materials and Structures* 21 (2012) 064010 (5pp) doi:10.1088/0964-1726/21/6/064010
- Pott PP, Matich S, Schlaak HF, Ultrasonic Resonant Actuator with Intrinsic Torque Measurement, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* 59, (11), 2509-2514, 2012

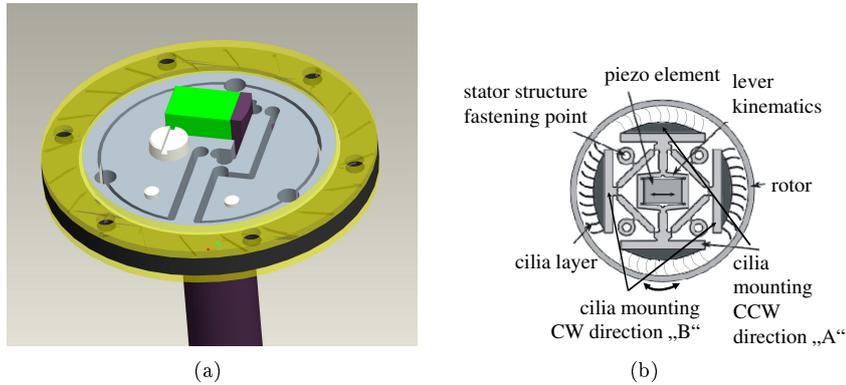
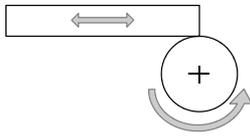


Abbildung 4.3: CAD-Ansicht des ersten Entwurfs des Wimpernmotors [92]. (a) Ein monolithischer Stator aus Edelstahl beinhaltet den Piezostapelaktor und eine Hebelkinematik zur Hubverstärkung. Der Rotor ist aus Kohlefaserverstärktem Kunststoff, wobei die Fasern so angeordnet sind, dass sie eine oszillierende Rotation des Stators in eine monodirektionale Drehung des Rotors umwandeln [92]. (b) zeigt das Schema eines bidirektionalen planaren Wimpernantriebs. Je nach Offset-Spannung am Piezostapelaktor sind die Wimpernkissen für den Uhrzeigersinn oder die Gegenrichtung im Kontakt mit dem ringförmigen Rotor [98].

## 4.2 Intrinsische Drehmomentmessung



Der piezoelektrische Effekt kann für Aktoren und Sensoren genutzt werden. Er basiert auf den Eigenschaften mancher kristalliner Materialien nach einer Polarisierung, sich in einem elektrischen Feld zu verformen. Die den Effekt beschreibenden Gleichungen

$$S = s^E \cdot T + d^T \cdot E \quad (4.1)$$

$$D = d \cdot T + \epsilon^T \cdot E \quad (4.2)$$

können so umgeformt werden, dass die ausgeübte Kraft

$$F_i = s_{ij} \cdot \Delta L_0 = s_{ij} \cdot E \cdot d_{ij} \cdot L_0 \quad (4.3)$$

in Abhängigkeit von der Spannung  $U$  bzw. Feldstärke  $E = U/d$ , der Steifigkeit des Piezomaterials  $s_{ij}$ , dem piezoelektrischen Koeffizienten der entsprechenden Richtung  $d_{ij}$  und der ursprünglichen Ausdehnung des Piezomaterials  $L_0$  oder — für den sensorischen Effekt — die beim Einfluss der Kraft  $F_i$  oder mechanischen Spannung  $\sigma = F/A$  entstehende Spannung

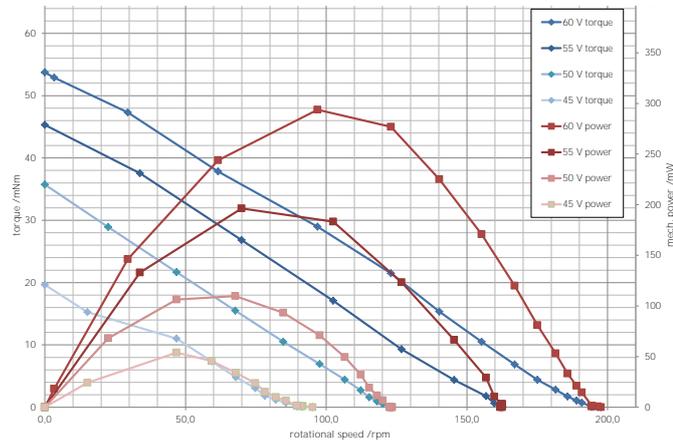
$$U = d_{ij} \cdot F_i \cdot \frac{L_0}{A} \frac{1}{\epsilon_{ij}} \quad (4.4)$$

mit  $\epsilon_{ij}$  als Dielektrizitätskonstante berechnet werden können. Ziel des Projekts ist es, beide Effekte gleichzeitig zu nutzen, das heißt das von einem Piezo-

Ultraschallmotor abgegebene Drehmoment  $\tau$  ohne zusätzlichen Drehmomentensensor zu bestimmen. Dieser auch als *Selfsensing* oder *Sensactor* beschriebene Effekt ist bekannt für Biege- oder Stapelwandler für die Schwingungstechnik oder die Adaptronik, ist jedoch — nach Kenntnis des Autors — bisher nicht für Ultraschallantriebe angewendet worden.



(a)



(b)

Abbildung 4.4: Piezomotor von POTT zur intrinsischen Erfassung des abgegebenen Drehmoments [97].

(a) zeigt die aktuelle Bauform des Motors (b) zeigt die Drehmoment–Drehzahl–Kennlinie.

Um den Effekt untersuchen zu können, wird ein Ultraschallmotor verwendet, der mit stehenden Wellen arbeitet und getrennte Elemente für die Anpress- und die Vorschubkraft verwendet. Um eine resonante Schwingung zu nutzen, besitzt der Motor einen Resonatorbalken, der in Längsrichtung schwingt, tangential am Rotor des Motors anliegt und somit die das Drehmoment erzeugende Vorschubkraft erzeugt. Senkrecht dazu und somit in radialer Richtung sorgt ein zweiter Stapelaktor für die für den Reibschluss notwendige Anpresskraft (vgl. hierzu Abbildung 2.20 auf Seite 36).

Die Zusammenhänge, die zu der in Abbildung 2.20(b) (Seite 36) führen lassen sich über eine Betrachtung des Ersatzschaltbildes (vgl. Abbildung 2.20(a)) herleiten.  $U_{CM}$  ist hierbei die gesuchte drehmomentabhängige Brückenspannung. Bei Betrachtung von

$$\underline{U}_{CM} = \frac{Y \cdot \underline{F}_M}{1 + j \cdot \frac{R_r(C_{CM} + C_K)}{L_m C_m}} + \frac{U_0}{1 + \frac{j C_{CM} R_r}{L_m C_m + j R_r C_K}} \quad (4.5)$$

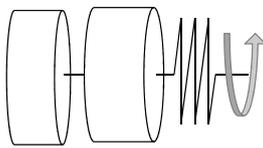
wird deutlich, dass  $U_{CM}$  — neben den Parametern des Ersatzschaltbildes — nur von der auf den Vortriebsstapelaktor wirkenden tangentialen Kraft  $F_M \propto \tau/r$  sowie der Versorgungsspannung  $U_0$  abhängig ist. Diese Zusammenhänge können nun für den Aufbau von piezoelektrischen Servomotorsystemen dienen. Erste Versuche mit einem Motor (vgl. Abbildung 4.4(a)) basierend auf dem Piezoelement U-164.1.1 des Anbieters Physikinstrumente (Karlsruhe) zeigen eine gute Linearität und einen weiten Betriebsspannungsbereich zwischen 45 und 60 V (siehe Abbildung 4.4(b)).

Die intrinsische Drehmomentmessung in piezoelektrischen Ultraschallantrieben stellt ein vollständig integriertes Sensor-Aktor-System dar. Die begründet sich mit der gleichzeitigen Messung der ausgeübten Kraft bzw. des ausgeübten Drehmoments und der Aktuierung. Gemäß Abschnitt 2.1.3 werden physikalische Effekte, die zur Realisierung eines Aktors ausgenutzt werden, in der umgekehrten Richtung als Sensor verwendet.

Im Anhang sind ab Seite 191 die folgende Veröffentlichung zum Thema zu finden:

- Pott PP, Matich S, Schlaak HF, Ultrasonic Resonant Actuator with Intrinsic Torque Measurement, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control 59, (11), 2509-2514, 2012

### 4.3 Seriell-Elastische Antriebe



Das DFG-geförderte Projekt ORTHESE befasst sich mit der Unterstützung älterer Mitmenschen bei sog. *sit-to-stand*-Bewegungen, also Aufstehen und Hinsetzen, sowie Treppensteigen. Ziel ist es dabei, zusammen mit den Projektpartnern Dr. rer. nat. Sebastian Wolf vom Bewegungsanalyselabor der orthopädischen Universitätsklinik Heidelberg und Prof. Dr.-Ing. Ulrich Konigorski vom Fachgebiet rtm der TU Darmstadt ein adaptives Unterstützungssystem zu schaffen, das Alltagsbewegungen erleichtert und somit ein längeres Verbleiben in gewohnter Umgebung ermöglicht. Abbildung 4.5(a) zeigt die Orthese am rechten Bein eines Probanden, Abbildung 4.5(b) zeigt das Schema.

Seriell-Elastische Antriebe (SEA) sind eine Klasse von Antrieben, bei denen gezielt im Kraftfluss eine Elastizität installiert ist (vgl. Abbildung 2.11(a) auf Seite 28). Zusätzlich wird die Verstellung vor und nach der Elastizität gemessen, sodass eine Aussage über die ausgeübte Kraft bzw. das ausgeübte Moment möglich ist. Zusätzlich wird auf diese Weise regelungstechnisch ein Durchgriff auf die Ausgangsgröße [30] und somit eine Nullkraftregelung möglich [103]. Aus technischer Sicht erfolgt eine Entkopplung der Last vom Antrieb und damit eine mechanische Tiefpassfilterung. Praktisch hat dies vor allem in der Mensch-Maschine-Interaktion Vorteile, da stoßförmige Belastungen abgefedert werden und z.B. Roboter nachgiebig erscheinen.

Der seriell-elastische Antrieb (SEA) von MÜLLER (vgl. Abbildungen 2.11(a) und 2.11 auf Seite 28), der zum Antrieb einer aktiven Orthese dient, erlaubt die Ableitung des abgegebenen Drehmoments

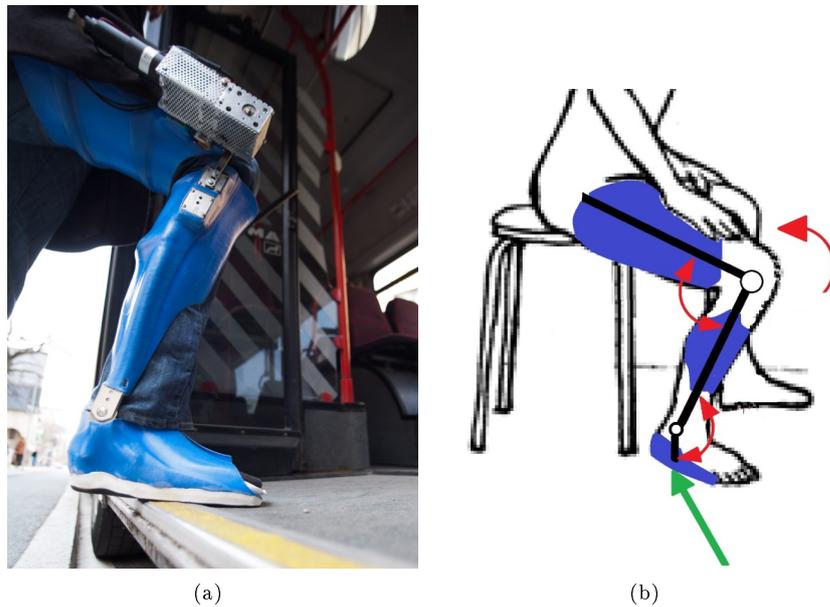


Abbildung 4.5: Adaptive Orthese zur Bewegungsunterstützung älterer Menschen.

(a) zeigt die Orthese am Bein eines Probanden. Deutlich erkennbar ist der seriell-elastische Antrieb am Knie. [Bild: M. Hessinger] (b) zeigt das Schema mit der Drehmomenteinleitung am Knie [Bild: J. Hielscher].

$$M = k \cdot \Delta\varphi \quad (4.6)$$

aus der Winkeldifferenz  $\Delta\varphi$  und der Steifigkeit  $k$  der Feder. Für den Einsatz in Systemen für den Menschen gelten besondere Sicherheitsanforderungen bei gleichzeitig – besonders in den großen Gelenken – relativ großen Kraftansprüchen. Daher ist hier der Einsatz von SEA besonders vorteilhaft [56]. Am Institut EMK wird der Einsatz für eine Kniegelenksorthese untersucht [31, 70, 71, 73]. Seriell-Elastische Antriebe zeichnen sich durch eine gezielt seriell in den Kraftfluss eingebrachte Nachgiebigkeit aus. Deren Verformung wird über entsprechende Sensoren erfasst [56]. Ziel ist es primär, ein System aufzubauen, das regelungstechnisch einen Durchgriff [30] erlaubt und damit eine einfache Möglichkeit zur Nullkraft-Regelung bietet [103].

Der Antrieb ist in der Lage, bei einer Geschwindigkeit von etwa  $180^\circ/s$  Drehmomente bis über  $25\text{ Nm}$  in das Knie des Orthesenträgers einzukoppeln. Zum Einsatz kommt ein bürstenkommutierter DC-Motor (Type 3257 mit Getriebe 38A) der Fa. Dr. Fritz Faulhaber GmbH & Co. KG, (Schönaich) sowie der proprietäre Motor-Encoder und ein zusätzlicher Encoder (Type P2200 Novotechnik OHG (Ostfildern)) im Kraftfluss hinter der Spiralfeder (Sonderanfertigung durch die Fa. Febrotec GmbH (Halver)).

In Abbildung 2.12(a) auf Seite 29 ist die Weiterentwicklung des Antriebs der Orthese zu erkennen. Hier wurde der diskrete Aufbau aus Motor, Getriebe, Lagerung, Feder und Winkeltrieb sowie Sensorik aufgegeben zugunsten einer

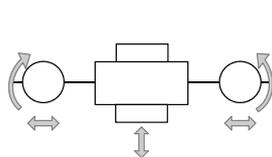
funktionsintegrierten Lösung. Diese nutzt die Möglichkeiten des Selective Laser Melting (SLM) als Rapid-Prototyping Herstellungsmethode. Hier wird ein Metallpulver schichtweise entsprechend der gewünschten Geometrie des Werkstücks mit einem Laserstrahl aufgeschmolzen und somit das Werkstück erzeugt [84]. Es können nahezu beliebige Metalle verarbeitet werden [123]. Im vorliegenden Fall wird „MS-1“ (X3Ni CoMoTi 18-9-5; 1.2709) der Fa. EOS GmbH (Krailling) verwendet, das sich gut für Federstrukturen eignet und gleichzeitig ferromagnetisch ist. Der somit hergestellte Antrieb wird in der Endausbaustufe den Winkeltrieb, die Feder, Teile der Lagerung sowie die Maßverkörperung für die Sensorik in einem einzigen Bauteil vereinen (Abbildung 2.12(a)). Der resultierende Aufbau ist kompakter sowie leichter und wird weniger Reibung und Spiel aufweisen [105]. Literatur zu diesen Erkenntnissen findet sich im Anhang.

Im Anhang sind ab Seite 193 die folgende Veröffentlichung zum Thema zu finden:

- Pott PP, Müller R, Grün M, Konigorski U, Schlaak HF, Seriell-Elastische Aktoren als Antrieb für aktive Orthesen, at-Automatisierungstechnik, 61/9, 638-644, 2013
- Pott PP, Gong K, Schlaak HF, MR-kompatibler Druckluft-Servomotor – Modellbildung und Simulation, AUTOMED Workshop, 10.-11.10.2013, Dresden, 2013

## 4.4 Schwingungstechnik

### 4.4.1 Adaptiver Schwingungstilger



Als Schwingungstilger werden Feder-Masse-Systeme bezeichnet, die die mechanischen Schwingungen einer Grundstruktur verringern sollen. Dabei liegen diese nicht im Kraftfluss wie ein Dämpfer, sondern erzeugen passiv an der Grundstruktur eine der Schwingung entgegengesetzte Kraft, die in Summe die wirkenden Massenkräfte und damit die Amplitude der ungewünschten Schwingung verringert. Maßgeblich eine Rolle spielen dabei die beteiligten Massen  $m_M$  der Maschine (zu dämpfende Grundstruktur) und des Tilgers  $m_T$ , die beteiligten Federsteifigkeiten  $k_M$  und  $k_T$  sowie die Dämpfungsraten  $\zeta_M$  und  $\zeta_T$ . Abbildung 4.6 verdeutlicht die Zusammenhänge.

Adaptive passive Schwingungstilger können als integrierte Sensor-Aktor-Systeme aufgefasst werden, da Sensorik und Aktorik in ein System integriert werden. Die zur Identifikation der Schwingung notwendige Sensorik und die zur Verstellung der Tilgermassen verwendete Aktorik werden mit der Ansteuerungselektronik kombiniert und gemeinsam ausgelegt.

Aus der Literatur (z.B. [5] oder [17]) lässt sich die das Verhältnis der Amplitude der Schwingung der Maschine  $u_M$  zur statischen Grundausslenkung  $x_{0M} = F_H/k_M$  beschreibende Gleichung ableiten:

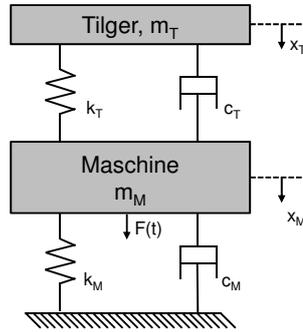


Abbildung 4.6: Prinzipiellen Aufbau des Schwingungstilgers als linearer Zweimassenschwinger.

$$\left| \frac{x_M}{x_{0M}} \right| = \sqrt{\frac{(\beta^2 - \Omega^2)^2 + (2\Omega\beta\zeta_T)^2}{[(\beta^2 - \Omega^2) - \Omega^2\beta^2(1 - \gamma) + \Omega^2(\Omega^2 - 4\beta\zeta_M\zeta_T)]^2 + 4[(\beta^2 - \Omega^2)\zeta_M + (1 - \Omega^2 - \Omega^2\gamma)\beta\zeta_T]^2}} \quad (4.7)$$

Dabei ist  $\Omega = \omega/\omega_M$  das Verhältnis der Anregungs- zur Eigenfrequenz,  $\beta = \omega_T/\omega_M$  das Verhältnis der Eigenkreisfrequenzen und  $\gamma = m_T/m_M$  das Verhältnis der Massen (Tilgermasse/Maschinenmasse). Die Literatur beschreibt Faustformeln für die optimale Auslegung des Tilgers hinsichtlich dem Frequenzverhältnis

$$\beta_{\text{opt}} = \frac{1}{1 + \gamma} \quad (4.8)$$

und der optimalen Dämpfungsrate

$$\zeta_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{3\gamma}{8(1 + \gamma)^3}} \quad (4.9)$$

[17]. Die weitere Auslegung des Tilgers erfolgt experimentell, da die genaue Definition der Eigenfrequenzen von Fall zu Fall und von Konstruktion zu Konstruktion leicht variiert.

Es wird deutlich, dass die „Breite“ der Tilgerwirkung im Frequenzspektrum begrenzt ist und auch der Betrag der Wirkung stark von der Frequenz abhängig ist. Die Dämpfung hat einen geringeren Einfluss (vgl. Abbildung 4.7 a)) auf die Tilgerwirkung, und auch das Massenverhältnis  $\gamma$  spielt eine untergeordnete Rolle (vgl. Abbildung 4.7 c)). Einzig die Robustheit, also das Verhalten des Systems, wenn es nicht exakt eingestellt ist, wird verbessert. Eine gute Tilgerwirkung wird bei geringer Dämpfung  $c_T$  und exaktem Tuning auf die Resonanzfrequenz der zu beeinflussenden Struktur ( $\omega_T \stackrel{!}{=} \omega_M$ ) erzielt (vgl. Abbildung 4.7 b)). Es ist daher für einen Anwendungszweck mit nicht eindeutig definierter Eigenfrequenz – da diese beispielsweise mit der Zeit oder

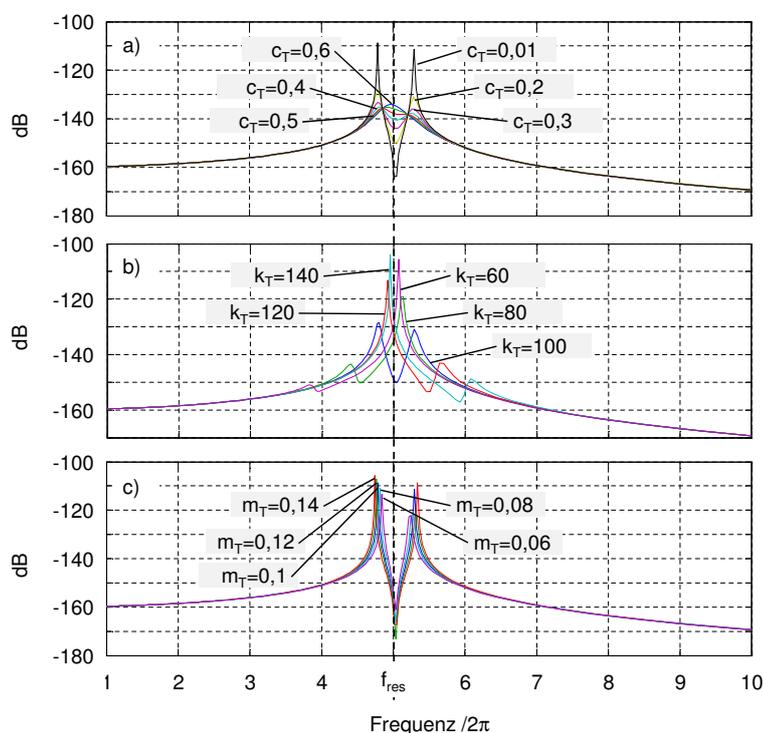


Abbildung 4.7: Schwingungstilger als Zweimassenschwinger.

(a) zeigt den Einfluss der Dämpfung, (b) den der Steifigkeit der Tilgerfeder  $k_T$  (bei geringer Dämpfung  $c_T$ ), (c) den der Masse bei gleichbleibender Resonanzfrequenz ( $k_T = m_T \cdot f_{res}^2$ ) und geringer Dämpfung auf den Amplitudengang der Maschine ( $x_M$ , siehe Abbildung 4.6).

der Temperatur variiert oder durch verschiedene Betriebszustände unterschiedliche Werte annehmen kann – sinnvoll, für die schwingende Struktur adaptive passive Schwingungstilger zu entwickeln, die sich selbsttätig an die zu tilgende Frequenz anpassen.

Im LOEWE-Projekt AdRIA war es u.a. Ziel, einen adaptiven passiven Schwingungstilger aufzubauen und zu charakterisieren. Aus den zahlreichen möglichen Bauformen wurde der Doppelbalkenschwinger (vgl. Abbildung 2.3) ausgewählt, da dieser durch seinen symmetrischen Aufbau parasitären Biegeschwingungsmoden prinzipbedingt entgegenwirkt, in dem Querkräfte innerhalb der Struktur ausgeglichen werden. Das System besteht aus einer zentralen Steuereinheit, die die Ansteuerungselektronik in Form eines  $\mu$ Controllers, die benötigte Sensorik und die Ansteuerung für den Verstellmotor und diesen selbst beherbergt. Der Verstellmotor ist als platinenintegrierter Piezo-Wanderwellenmotor (Modell 30 mm, PCBmotor ApS (Hillerod, DK)) ausgeführt. Seitlich aus der Basiseinheit heraus kragen zwei Biegebalken, auf denen jeweils eine Tilgermasse  $m$  verschieblich angeordnet ist. Somit ist die aktive Federlänge  $l$  einstellbar und die erste Eigenfrequenz des Systems folgt der Beziehung

$$f = \sqrt{\frac{3Ed^4}{16ml^3}} \quad (4.10)$$

wenn die bekannte lineare Balkentheorie auf die konstruktive Eigenheit des zweiten Prototyps, den zwei Drahtfedern mit Durchmesser  $d$  je Seite, angewandt wird. Das System ist so ausgelegt, dass ein Frequenzbereich von  $f$  bis  $> 2f$  dargestellt werden kann [101]. Die Steuerung des Systems erfolgt autark, d.h. ohne übergeordnete Intelligenz. Allerdings besteht die Möglichkeit, über eine serielle Schnittstelle von außen die Position der Tilgermassen und damit Eigenfrequenz vorzugeben. Dafür existiert im  $\mu$ Controller eine Autokalibrierungsroutine. Im stand-alone Betriebsmodus misst das System die Beschleunigung an der Basiseinheit und an der Tilgermasse, berechnet den Phasenwinkel und versucht nun, diesen mit Hilfe eines P-Reglers auf  $90^\circ$  zu regeln. In diesem Fall ist das Eigenfrequenzverhältnis  $\beta = 1$ , und die maximale Tilgerwirkung wird erzielt. Tabelle 4.2 gibt einen Überblick über die technischen Eckdaten des Systems.

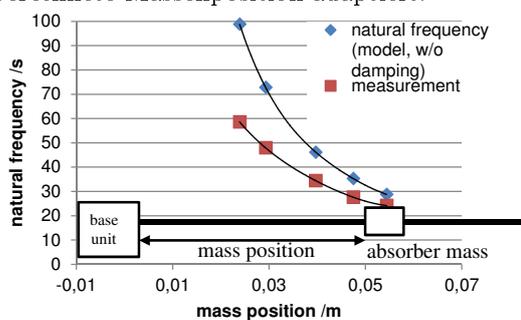
Tabelle 4.2: Eckdaten des 2. Prototypen des adaptiven passiven Schwingungstilgers aus Abbildung 2.3.

Parameter	Wert
Drahtdurchmesser	2x 1.51 mm
Tilgermasse	2x 55.3 g
$l_{max}$	53.7 mm
$l_{min}$	23.8 mm
$f_{min}$	24 Hz
$f_{max}$	59 Hz
Basis, Breite	42.5 mm
Basis, Höhe	39.0 mm
Basis, Tiefe	42.5 mm
Gesamtbreite	200 mm

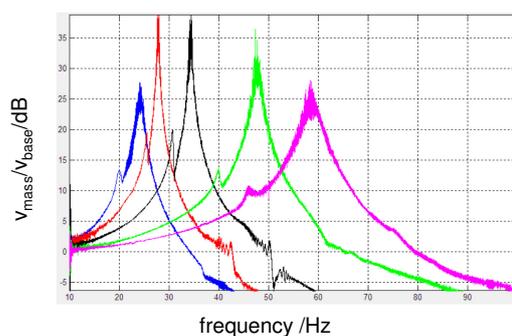
Werden statt einzelner Tilger an den Verankerungspunkten der zu beeinflussenden Struktur verteilte Tilger-Netzwerke angestrebt, so erfordert die große Anzahl von Einzelsystemen eine rationelle Fertigung. Daher ist die Idee, möglichst viele Funktionen und Eigenschaften in möglichst wenige Bauteile bzw. -gruppen zu integrieren, treibende Kraft in dem Projekt. Die Verwendung eines platinenintegrierten Motors sowie die Idee der Verwendung des glasfaserverstärkten Standard-Platinenmaterials FR4 auch als Federstruktur sind hieraus abgeleitet [101]. Somit können bis auf die Endmontage des Verstellgestänges sowie der Tilgermassen nahezu alle Fertigungsschritte durch Bestücken bzw. Fräsen der Basisplatte realisiert werden.

Die Charakterisierung der verschiedenen Tilger-Prototypen erfolgt auf einem elektrodynamischen Shaker (Modell 4810, Brüel & Kjær A/S (Naerum, DK)). Die Geschwindigkeit der Tilgermasse wird mit einem Vibrometer (Modell OFV-2502, Polytec GmbH (Waldbronn)) und die Beschleunigung der Basis wird mit einem Impedanzmesskopf (Modell 8001, Brüel & Kjær) erfasst. Eine für solche Zwecke von Mitgliedern des Instituts EMK erstellte Matlab-basierte Software erfasst die zeitabhängigen Daten und erlaubt eine Quantifizierung der Tilgerleistung im Sinne einer Amplitudenreduktion sowie das statische Verhalten des Tilgers bei verschiedenen Massenpositionen. Abbildung 4.8 zeigt die

berechnete und tatsächliche Eigenfrequenz für verschiedene Massenpositionen. Die Abweichung der Messergebnisse von den Vorhersagen lassen sich mit dem großen Einfluss der Toleranz der Drahtdicke in Gleichung 4.10 sowie mit dem Einfluss der Dämpfung erklären. Hier zeigt sich, dass ein adaptives System von Vorteil ist, das sich selbstständig auf die maximale Tilgerwirkung und nicht auf eine vorausberechnete Massenposition adaptiert.



(a)



(b)

Abbildung 4.8: Eigenfrequenzen des Tilgers in Abhängigkeit der Position der Tilgermassen.

(a) zeigt den theoretischen und tatsächlichen Verlauf der Eigenfrequenz. (b) zeigt Messergebnisse vom Prüfstand [101].

Für die dynamische Charakterisierung – der Analyse des Adaptionprozesses – zeigt sich, dass der Tilger in 2,2 s von einer Startposition bei 24 Hz auf eine Zielfrequenz von 55 Hz adaptiert. Zu berücksichtigen ist die Limitierung des eingesetzten Algorithmus', der u.U. ganzzahlige Vielfache der zu erreichenden Frequenz ebenfalls als gültige Lösungen betrachtet.

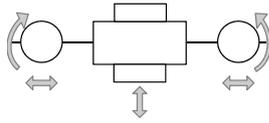
Die ersten Ergebnisse der Prüfstandversuche zeigen, dass das System für den Einsatzzweck geeignet ist. Zukünftige Entwicklungen fokussieren auf die Dauerfestigkeit und weitere Funktionsintegration des Tilgers.

Im Anhang sind ab Seite 194 die folgenden Veröffentlichungen zum Thema zu finden:

- Pott PP, Jäger A, Schlaak HF, Integrated Adaptive Absorber for Vibration Damping in Printed Circuit Boards, DAGA, 19.-22.03.2012, Darmstadt

- Pott PP, Chang S, Schlaak HF, Small-Scale Adaptive Absorber with Piezoelectric Actuation, ACTUATOR, Bremen, 18.-20.06.2012

#### 4.4.2 Adaptiver Drehschwingungstilger

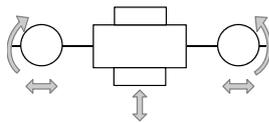


Innerhalb des AdRIA-Zentrums wurden Unterprojekte definiert, die sich interdisziplinär mit verschiedenen Fragestellungen beschäftigten und der Vernetzung der Arbeitsgruppen dienen. Im Projekt Rotationsschwingungstilger (ROTILG, vgl. Abbildung 4.9) wurde ein adaptiver Drehschwingungstilger aufgebaut. Ziel war es nicht nur Aktorik, Sensorik und Elektronik in ein System zu integrieren, sondern es sollten auch bereits verschiedene Spezifikationen der Automobilindustrie eingehalten werden. Der Tilger arbeitet auf der Kurbelwelle eines – in diesem Falle – 2-Zylinder V-Motors und soll die Torsionsgrundschwingungen im Bereich 10 bis 100 Hz tilgen. Darüber hinaus war es Ziel zu prüfen, ob auch höhere Ordnungen beeinflusst werden können.

Die realisierte Lösung integriert einen DMS-basierten dynamischen Drehmomentsensor (vgl. Abbildung 4.9(b)) auf der zentralen Welle des Tilgers (vgl. Abbildung 4.9(c)). Eine ebenfalls auf dem rotierenden Teil integrierten Elektronik werden die Signale des Drehmomentsensors und zusätzlicher Beschleunigungssensoren ausgewertet und ein Stellsignal zur Positionierung der Tilgermassen definiert.

Das System ROTILG kann als integriertes Sensor-Aktor-System aufgefasst werden, da Sensorik und Aktorik direkt in das System entwickelt wurden und den harten mechanischen und Umwelтанforderungen gerecht werden müssen. So rotiert der Tilger mit bis zu  $6000 \text{ min}^{-1}$ , Sensorik, Aktorik und Elektronik müssen entsprechende Fliehkräfte ertragen und Temperatur- und Umgebungsanforderungen der Automobilindustrie gerecht werden.

#### 4.4.3 Aktive Lagerung



Im Projekt HALPAK (Hybrides aktives Lager mit paralleler Krafteinleitung) ebenfalls im Rahmen des LOEWE-Zentrums AdRIA wurden Möglichkeiten zum Aufbau von Kfz-Motorlagern mit aktiver Schwingungsbeeinflussung untersucht [58]. Ziel war es dabei, Strukturen zu identifizieren, die sowohl passive als auch aktive Lastpfade enthalten (vgl. Abbildung 4.10(a)), diese aufzubauen und experimentell zu evaluieren (Abbildung 4.10(c)).

Das Prinzip (vgl. Abbildung 4.10(b)) nutzt einen hebelverstärkten Piezostapelaktor und ein Elastomer-Element im aktiven Lastpfad sowie eine Stahlfeder im passiven Pfad, der vor allem statische Lagerreaktionen aufnimmt. Auf diese Weise können Schwingungen über einen breiten Frequenzbereich beeinflusst werden, ohne dass ein großer Piezoaktor zur Übertragung der kompletten Lagerkraft eingesetzt werden müsste. Dies spart sowohl Baugröße als auch Kosten beim Piezoaktor und der Leistungselektronik. Der Aufbau integriert neben den aktorischen Komponenten auch einen Geschwindigkeitssensor, der von PFEFFER aufgebaut wurde [80]. Die dynamischen Lagerkräfte werden durch struktu-

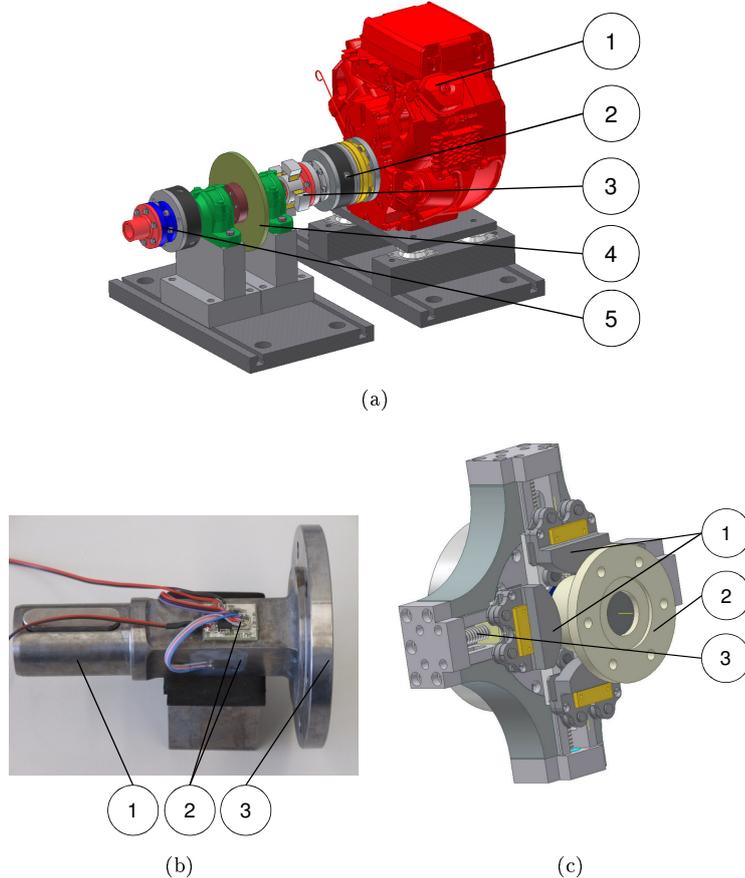


Abbildung 4.9: Adaptronischer passiver Rotationsschwingungstilger aus dem Projekt ROTILG [Bilder: Fraunhofer LBF].

(a) zeigt den Demonstrator mit Zweizylinder-Hubkolbenmaschine als Antrieb (1), Kupplung (2), Tilger (3), Schwungmasse (4) und Kupplungsflansch zur Bremse (5). (b) zeigt den in den Tilger auf der durchgehenden Welle (1) integrierten Drehmomentsensor auf DMS-Basis (2) (3) zeigt den Flansch zur Kupplung. (c) CAD-Detailansicht des Tilgers. Deutlich werden die Schwungmassen (1), deren Abstand zum Drehzentrum (2) über eine Spindel (3) einstellbar ist. Die auf dem Tilger integrierte Elektronik wertet Drehmoment- und Beschleunigungssignale mit einem  $\mu$ Controller aus und definiert das Stellsignal.

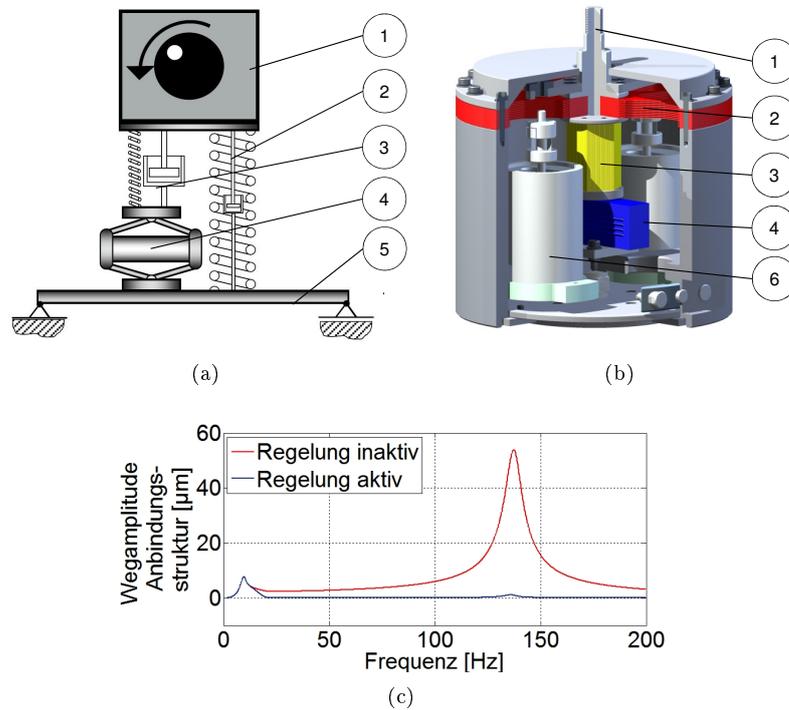


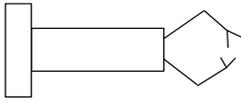
Abbildung 4.10: Adaptives Motorlager HALPAK [58].

(a) zeigt das Prinzip des Lagers mit zwei Lastpfaden: (1) Flansch zur Lasteinkopplung (Unwuchterreger), (2) elastisches Übertragungselement, (3) Koppel-element, (4) wegübersetzter Piezoaktor, (5) Flansch zur schwingungsfähigen Anbindungsstruktur. (b) verdeutlicht den realisierten Aufbau (CAD-Ansicht, identische Positionsnummern, (6) Sensorik für Weg und Geschwindigkeit von PFEFFER [80]). (c) gibt die Wirkung im Experiment mit einem Unwuchterreger wieder. [58]

rintegrierte piezoelektrische Kraftsensoren ermittelt und liegen bei etwa 0,5 kN. Der intendierte Arbeitsfrequenzbereich des Lagers liegt bei 20 bis 200 Hz.

Das Motorlager aus dem HALPAK-Projekt ist ein integriertes Sensor-Aktor-System, da die Funktionalität der Beeinflussung der Schwingungsübertragung über eine Struktur mit mehreren Lastpfaden, entsprechender Aktorik und Kraft- sowie Geschwindigkeitssensorik unter Berücksichtigung der Systemanforderungen aus der Automobilindustrie einen integrierten Entwicklungsprozess notwendig machen. Feinwerktechnische Gesichtspunkte spielen insbesondere bei der Auslegung des Piezoaktors und bei der Entwicklung des Geschwindigkeitssensors eine prominente Rolle.

## 4.5 Haptische Systeme



Besonders für medizinische Teleoperationssysteme ist taktiler und kinästhetischer Feedback von großem Nutzen. Hier werden Kräfte, die bei der Bearbeitung des Gewebes durch den Manipulator erzeugt werden, gemessen und über ein haptisches Display dem Chirurgen dargestellt. Das Display dient wiederum zur Eingabe von Sollwerten für den Manipulator. Wird auf Seite des Eingabegerätes die Sollposition bzw. -geschwindigkeit gemessen und eine Kraft mit freier Antwort des Systems dargestellt, so gilt  $Z = F/v$  und es kann von einem impedanzgeregelten System gesprochen werden. Wird umgekehrt auf der Manipulatorseite eine Position bzw. Geschwindigkeit eingestellt und die auf das manipulierte Objekt wirkende Kraft gemessen, so gilt  $Y = v/F$  und es kann von einem admittanzgeregelten Gerät gesprochen werden. Ein solcher Aufbau (vgl. Abbildung 4.11) ist vorteilhaft für Telemanipulatoren und besitzt über den visuellen Kanal *Kamera-Monitor* eine weitere Feedbackschleife [54].

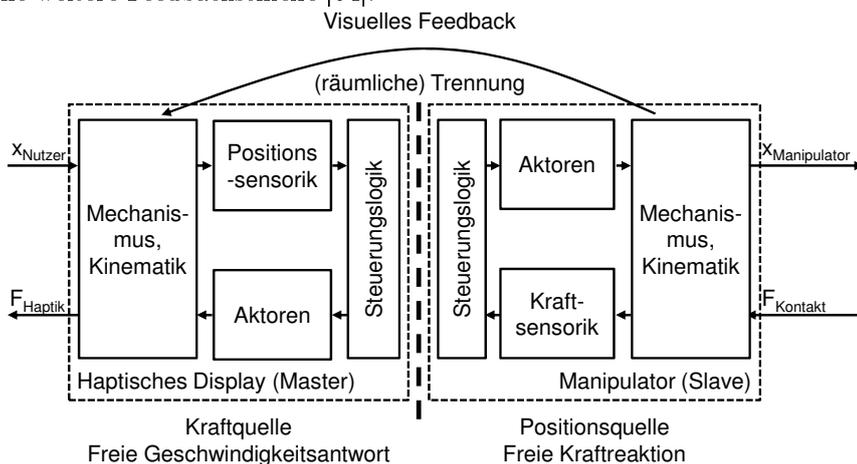


Abbildung 4.11: Schema des haptischen Feedbacks aus dem DFG-Projekt FLEXMIN.

Im linken Teil des Bildes ist das impedanzgeregelte Eingabesystem, im rechten Teil der admittanzgeregelte Manipulator schematisch dargestellt. Auf Manipulatorseite müssen möglichst nahe am Entstehungsort die Interaktionskräfte gemessen werden, um eine ausreichende Bandbreite realisieren zu können. Zusätzlich müssen die bewegten Massen gering und die Steifigkeit des Manipulators möglichst groß sein, um über einen weiten Frequenzbereich eine haptische Transparenz zu erzeugen [54]. Abbildung 5.5 auf Seite 161 zeigt das Schema der praktischen Implementierung.

Im DFG-Projekt FLEXMIN steht der Gesamtentwurf eines haptischen Telemanipulationssystems im Vordergrund [65]. Dabei werden sowohl das Eingabegerät [77] als auch der intrakorporale Manipulator [66] gemeinsam entwickelt. Dieser integrierte Entwurf soll sicherstellen, dass ein haptisch möglichst transparentes System entsteht, das den ergonomischen Anforderungen der Mensch-Maschine-Schnittstelle genauso gerecht wird, wie den medizini-

schen und prozessbezogenen Anforderungen. Der intendierte Einsatz des Systems ist die transanale Rektumsresektion. Daher ist der Manipulator in einem einzelnen Rohr mit Durchmesser 40 mm zusammen mit einer Stablinsenoptik ( $\varnothing$  11 mm), einem Arbeitskanal ( $\varnothing$  12 mm) sowie sechs Schubstangen mit je  $\varnothing$  5 mm integriert (vgl. Abbildung 4.13 c)). Der Freiraum zwischen den Schubstangen beträgt 5 bis 20 mm. Es wird deutlich, dass die Antriebseinheiten am proximalen Ende des Rohrs über entsprechende „Ausleger“ radial an die Schubstangen angekoppelt werden müssen (vgl. Abbildung 4.12) [66]. Die für das haptische Feedback notwendige Sensorik ist in den Schubstangen untergebracht. Auf diese Weise ist eine einfache Sterilisierbarkeit gewährleistet, allerdings auf Kosten der mechanischen Bandbreite und mit dem Nachteil, dass zur Bestimmung des Kraftvektors die Kinematik des Manipulators berechnet werden muss.

Zentraler Aspekt beim Entwurf des Systems war die Ableitung quantitativer Anforderungen aus den verbal formulierten Ideen potenzieller Nutzer. Im Versuch am OP-Simulator sowie an humanen Präparaten in der Anatomie der Universitätsklinik Tübingen konnten zusammen mit dem Projektpartner PD Dr. med. Andreas Kirschniak Arbeitsraum, Dynamik und Kräfte in Form von Bewegungs- und Anwendungsszenarien definiert werden. Die Auswertung erfolgte durch Videobildanalyse, Ultraschalltracking und Vermessung am Objekt. Die Eckdaten sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst. Mit Hilfe dieser Daten konnten die Arbeitsräume und Winkelstellungen des Manipulators sowie des haptischen Eingabegerätes in Matlab simuliert und die Kinematiken optimiert werden.

Tabelle 4.3: Eckdaten des Manipulator-Subsystems aus dem Projekt FLEX-MIN.

Parameter	Endeffektor-Raum	Gelenkraum
Arbeitsraum	$40 \times 40 \times 60 \text{ mm}^3$	0 bis 80 mm
Stat. Geschwindigkeit	0 bis 20 cm/s	0 bis 29 cm/s
Stat. Kräfte	0 bis 5 N	0 bis 33 N
Spiel	$< \pm 0,5 \text{ mm}$	$< 0,02 \text{ mm}$
Beschleunigung	$15 \text{ m/s}^2$	0 bis $31 \text{ m/s}^2$

Das Teilsystem zur Interaktion mit dem Bediener orientiert sich an der kinematischen Hauptkette (vgl. Abbildung 4.13(b)) des Manipulators. Auf diese Weise kann eine intuitive Bedienung erleichtert werden. Das Griffstück des haptischen Displays kann entlang seiner Längsachse rotieren und in den drei kartesischen Freiheitsgraden positioniert werden. Die Orientierung ist nicht einstellbar. Eine Greiffunktion ist integriert. Alle steuerbaren Freiheitsgrade besitzen ein haptisches Feedback. Die Positionierung der Spitze des Griffstücks erfolgt mit einer Delta-Kinematik (Modell Falcon, Novint Technologies Inc. (Washington, PA, USA)), die ein integriertes haptisches Feedback generiert (vgl. Abbildung 4.13(a)). Der weitaus größere Arbeitsraum des haptischen Displays erlaubt eine Skalierung der Eingabe, sodass unerwünschte Bewegungen wie Tremor etc. weniger ins Gewicht fallen.

Eine erste Realisierung und Charakterisierung des Aufbaus steht noch aus. Erste Experimente mit dem Manipulator im OP-Simulator zeigen, dass der in Vorversuchen definierte Arbeitsraum richtig dargestellt wurde und alle benötigten Arbeitsschritte und -bewegungen ausgeführt werden können. Auch wird das Sichtfeld der endoskopischen Kamera nicht nennenswert behindert und der

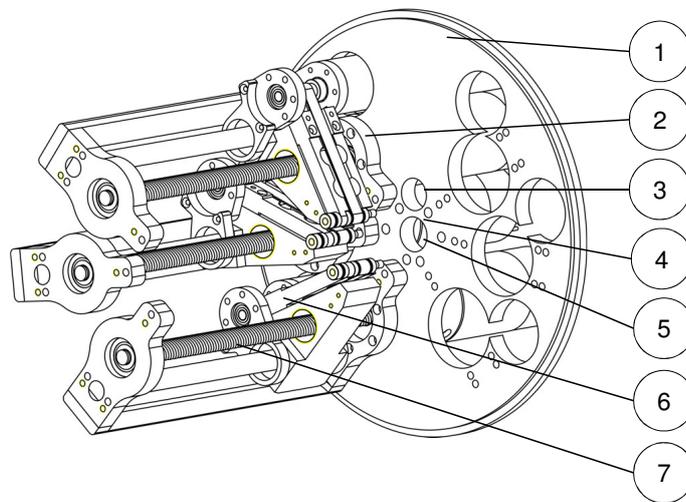


Abbildung 4.12: Ansicht auf die Anordnung der Antriebe für den Manipulator aus dem Projekt FLEXMIN (vgl. Abbildung 4.13(c)).

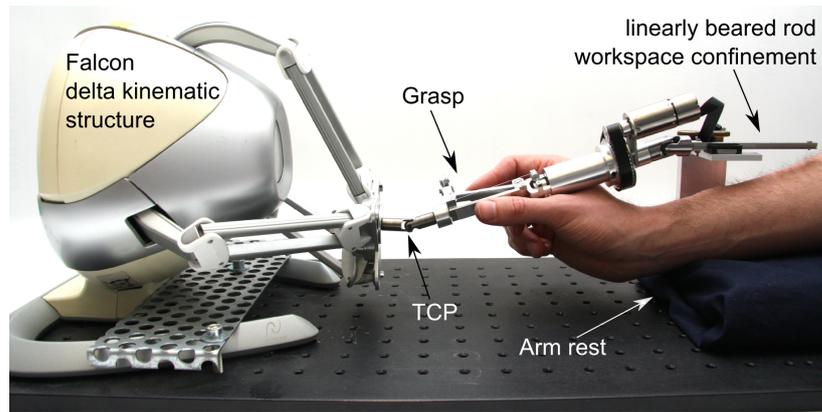
In das Grundrohr ( $\varnothing 40$  mm) müssen insgesamt sechs Antriebseinheiten (mit je einem Linear- und einem Rotationsantrieb), die Kamera sowie ein Arbeitskanal integriert werden. Für das haptische Feedback sind darüber hinaus noch sechs Kraftsensoren in den Schubstangen untergebracht, die mechanisch im Kraftfluss liegen und elektrisch kontaktiert werden müssen. (1) Chassis ( $\varnothing 170$  mm), (2) Lineareinheit, (3) Kanal für Kamera ( $\varnothing 11$  mm), (4) Arbeitskanal ( $\varnothing 12$  mm), (5) Durchgang für Schubstange ( $\varnothing 5$  mm), (6) Antrieb für Stangenrotation, (7) Gewindespindel für Linearverschiebung.

Situs deutlich dargestellt. Erste Versuche mit dem haptischen Display in einer VR-Umgebung zeigen eine intuitive Bedienung und ergonomische Handhaltung. Eine Charakterisierung des darstellbaren Frequenzbereichs steht noch aus.

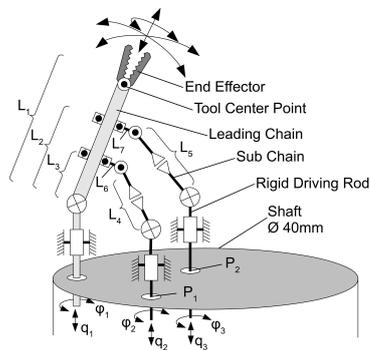
Das System FLEXMIN in toto genauso wie die Teilkomponenten *Manipulator* und *haptisches Display* sind integrierte Sensor-Aktor-Systeme da der Systementwurf eine integrierte Entwicklung zwingend notwendig macht, um die intendierte Funktionalität zu erreichen. Auf Seiten des Manipulators muss ein Mehrkomponenten-Kraftsensor möglichst nah an der Instrumentenspitze oder mehrere einachsige Kraftsensoren in den Schubstangen integriert werden, um die Interaktionskräfte erfassen zu können. Dies muss sowohl beim Entwurf der Kinematik als auch beim Auslegen der Motoren — wegen der zusätzlichen Massen der Sensoren — berücksichtigt werden.

Im Anhang sind ab Seite 195 Veröffentlichungen zum Thema zu finden.

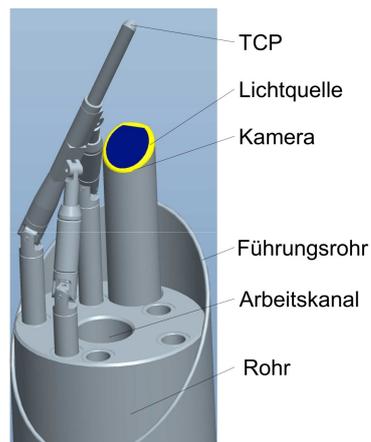
- Matich S, Neupert C, Kirschniak A, Werthschützky R, Schlaak HF, Pott PP, Teleoperation System with Haptic Feedback for Single-Incision Surgery – Concept and System Design, CARS, 26.-29.06.2013, Heidelberg
- Matich S, Neupert C, Kirschniak A, Pott PP, Werthschützky R, Schlaak HF, A New 4 DOF Parallel Kinematics Structure for Use in a Single



(a)



(b)



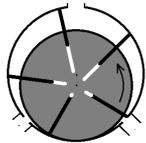
(c)

Abbildung 4.13: Single-Port Operationsrobotersystem FLEXMIN [65]. (a) zeigt das haptische Eingabegerät mit 4+1 DOF. Die Instrumentenspitze kann in allen Raumachsen positioniert, um ihre Längsachse rotiert und ein Greifer mit haptischem Feedback bedient werden [77]. (b) zeigt die Manipulatorkinematik (c) die CAD-Ausführung: Die kinematische Hauptkette wird von zwei Streben abgestützt und kann sie um ihre Längsachse rotieren. Somit sind die vier DOF des Eingabegeräts abgebildet [66].

Port Robotic Instrument with Haptic Feedback, 47. Jahrestagung der DGBMT, 19.-21.09.2013, Graz

- Der Vollständigkeit und Übersicht halber: Neupert C, Klug F, Matich S, Kirschniak A, Pott PP, Schlaak HF, Werthschützky R, New Device for Ergonomic Control of a Surgical Robot with 4 DOF Including Haptic Feedback, 47. Jahrestagung der DGBMT, 19.-21.09.2013, Graz

## 4.6 MR-kompatible Systeme

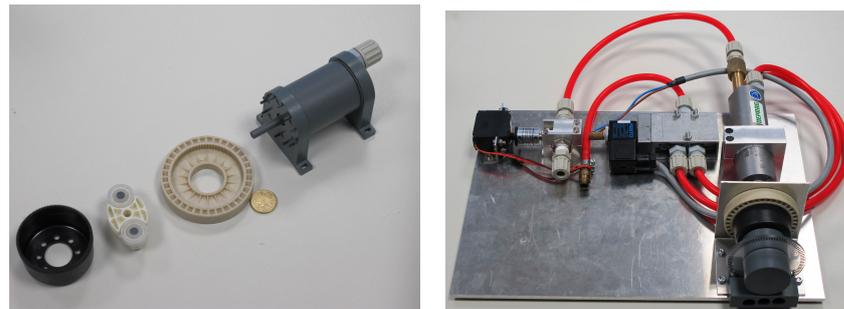


Fortgeschrittene Bildaufnahme- und -auswertungssequenzen der Magnetresonanztomographie erlauben die Erstellung von bewegten Bildern und Echtzeitaufnahmen. Dies macht den Einsatz robotischer Systeme im MRT möglich und attraktiv, da nun unter den beengten Platzverhältnissen moderner Systeme mit hoher Feldstärke nicht nur diagnostische Bildgebung, sondern auch Interventionen durchgeführt werden können. Für den Aufbau von Systemen, die nahe oder sogar im Bildgebungsvolumen eingesetzt werden sollen, ist die Realisierung von Sensor-Aktor-Systemen aus nicht-metallischen Werkstoffen notwendig [13]. Bei der Entwicklung solcher Systeme ist Sorge zu tragen, dass nicht nur die Funktionalität des Sensor-Aktor-Systems durch die starken statischen und wechselnden Magnetfelder des MRT-Scanners, sondern auch die des MRT-Scanners durch das Sensor-Aktor-System nicht negativ beeinflusst wird.

Als Energieträger eignen sich Fluide wie Öl, Wasser oder Luft, für die Datenübertragung bieten sich Glasfasern an. Elektrische Leitungen zwischen dem Scanner- und Kontrollraum sollten auf ein Minimum reduziert werden, um die Möglichkeit von Einstreuungen zu verringern. Werden nicht-metallische und nicht-leitfähige Materialien verwendet, besteht darüber hinaus kein Risiko von Erwärmungen, unerwünschten Kräften und Vibrationen [13].

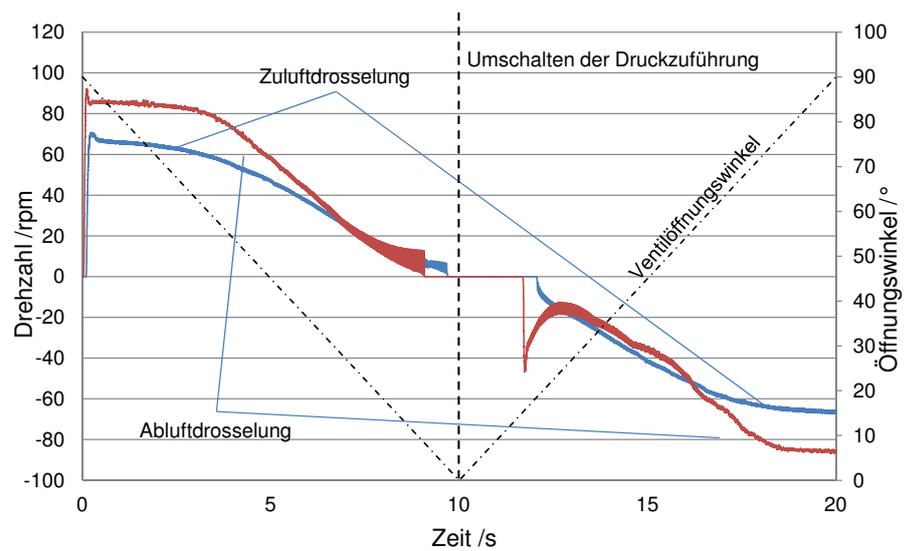
Am Institut EMK ist ein MRT-kompatibler Servomotor auf Basis eines Axialflügelzellenmotors (sog. Lamellenmotor) in der Entwicklung. Dieser kann aus Kunststoff oder Keramik aufgebaut sein und wird mit einem Harmonic-Drive-Getriebe ( $i = 1/70$ ) zur Erhöhung des Drehmoments und Realisierung von Selbsthemmung ergänzt. Ein optischer Encoder auf Basis von Lichtwellenleitern sorgt für die Rückführung des Verstellwinkels. Drehmomente bis 6 Nm und Drehzahlen bis  $40 \text{ min}^{-1}$  bei 6 bar können erreicht werden (vgl. Abbildung 4.14(a)) [102]. Der realisierte experimentelle Aufbau (vgl. Abbildung 4.14(b)) besteht neben der beschriebenen Einheit aus Motor, Getriebe und Encoder aus einem 5/2-Wegeventil zur Umschaltung der Drehrichtung und einem elektrisch angetriebenen Kugelhahn als Drosselventil. Schlauchleitungen und Lichtwellenleiter von jeweils 5 m Länge verbinden den Motor mit den Ventilen und einer Platine, die mit Hilfe eines  $\mu$ Controllers die Ansteuerung übernimmt.

Die Drehzahl- und Drehwinkelregelung des Motors erfolgt in Echtzeit. Der experimentelle Aufbau sieht eine Sollwertvorgabe über einen PC mit LabView vor. Abbildung 4.14(c) zeigt Simulationsergebnisse, die das nichtlineare statische Verhalten des Motors und des Kugelhahns demonstrieren und den Einfluss der Anordnung des Kugelhahns im Luftfluss [104]. Dabei wird in den ersten zehn Sekunden der Kugelhahn mit konstanter Geschwindigkeit geschlossen, um



(a)

(b)



(c)

Abbildung 4.14: Pneumatischer MR-kompatibler Flügelzellenmotor. (a) zeigt den Motor und die Getriebekomponenten (b) zeigt den Motor und die Steuerventile, (c) zeigt das simulierte Verhalten bei quasistatischer Drosselung und Umsteuerung [104].

dann in der zweiten Hälfte der Simulation – nach Umschalten der Drehrichtung mit Hilfe des 5/2-Wegeventils – wieder geöffnet zu werden. Die blaue Kurve verdeutlicht die Drehzahl des Motors bei Zuluftdrosselung, die rote bei Abluftdrosselung. Es wird deutlich, dass bei Öffnungswinkeln unter  $10^\circ$  keine Rotation des Motors stattfindet. Auch ist der Wiederanlauf des Motors erst bei  $15$  bis  $20^\circ$  deutlich sichtbar. Die Modellierung erfolgt mit Matlab/Simulink und beinhaltet getrennte Modelle für den Kugelhahn, die Leitung und den Motor [26].

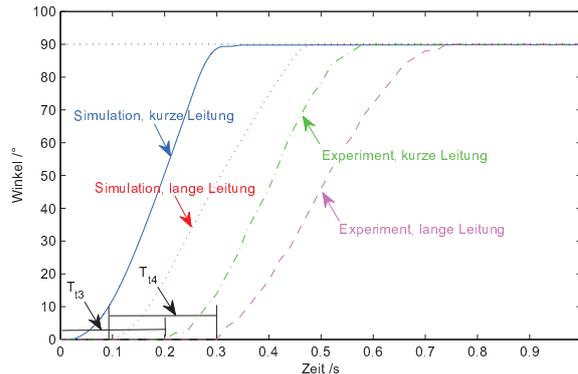


Abbildung 4.15: Ergebnisse von GONG für die Regelung des MRT-kompatiblen Druckluft-Servomotors auf einen Sollwinkel von  $90^\circ$ .

Verglichen werden Simulations- und experimentelle Ergebnisse für eine Leitungslänge von  $5$  m und eine Länge von wenigen cm. Es wird deutlich, dass die Verzögerungen  $T_{t3}$  und  $T_{t4}$  in einer Größenordnung von etwa  $200$  ms auftreten. Diese sind zum Großteil der Messdatenerfassung im  $\mu C$  bzw. unter LabView und einer zeitlichen — nicht näher definierten — Verzögerung zwischen Winkelmessung und Aufnahme der Daten geschuldet [26].

Das dynamische Verhalten des Systems in Form einer Sprungantwort zeigt Abbildung 4.15. Hier werden die Simulation und das Experiment verglichen. Zum Einsatz kommt ein PI-Regler mit Gainscheduling. Dieses bestimmt den P-Anteil in Abhängigkeit vom Sollwinkel und wählt bei kleinen Sollwinkeln eine größere Verstärkung. Es wird deutlich, dass sich mit zunehmender Leitungslänge die Ausregelzeit verlängert ( $T_{t3}$ ), was mit dem größeren Volumen der Leitung erklärbar ist. Die Dynamik des Systems lässt sich mit einem schnelleren Ventil, einem angepassten Leitungsvolumen und einer mechanischen Konstruktion, die größere Drücke verarbeiten kann, noch stark verbessern. Außerdem ist die erreichbare Genauigkeit u.a. auch durch den verwendeten Encoder determiniert, dessen Auflösung zu gering ist. Dennoch stellt dieses System die belastbare Basis für weitere Entwicklungen im Bereich der MRT-kompatiblen Robotik am Institut EMK dar.

Der MRT-kompatible Servomotor ist ein integriertes Sensor-Aktor-System, da Aktorik und Sensorik gemeinsam in das System und unter Berücksichtigung der harten Randbedingungen, wie sie im MRT-Scanner herrschen, entwickelt wurden.

Ebenfalls für den Einsatz für die funktionale Magnetresonanztomografie (fMRI) konzipiert ist der Laserstimulator aus dem BMBF-Projekt „Modulation der Schmerzwahrnehmung durch emotionale und kognitive Prozesse:

Grundlegende Mechanismen und Veränderungen bei klinischen Störungen“ (FK 01GW0531), bei dem die Applikation von Schmerzreizen auf dem Handrücken im Zusammenhang mit neuronaler Plastizität Teil des Vorhabens ist. Diese werden mit einem IR-Laser ( $\lambda = 1340 \text{ nm}$ , Stimul 1340 (Nd:YAP),  $0.5\text{--}15 \text{ J}$ , El.En S.p.A., Florenz) über eine Lichtleitfaser erzeugt. Dabei muss Sorge getragen werden, dass der Fokuspunkt ( $\varnothing 5 \text{ mm}$ ) nicht ständig auf demselben Hautareal zu liegen kommt, da dies auf Dauer zu Verbrennungen führen kann. Daher wurde im Projekt ein System aufgebaut, das mit Hilfe eines drehbar gelagerten Spiegels den Fokus auf einer Strecke von etwa  $25 \text{ mm}$  verschieben kann. Der Antrieb erfolgt scannerseitig mit einer hydrostatischen doppelwirkenden Rollbalgzylinderanordnung (vgl. Abbildung 4.16).

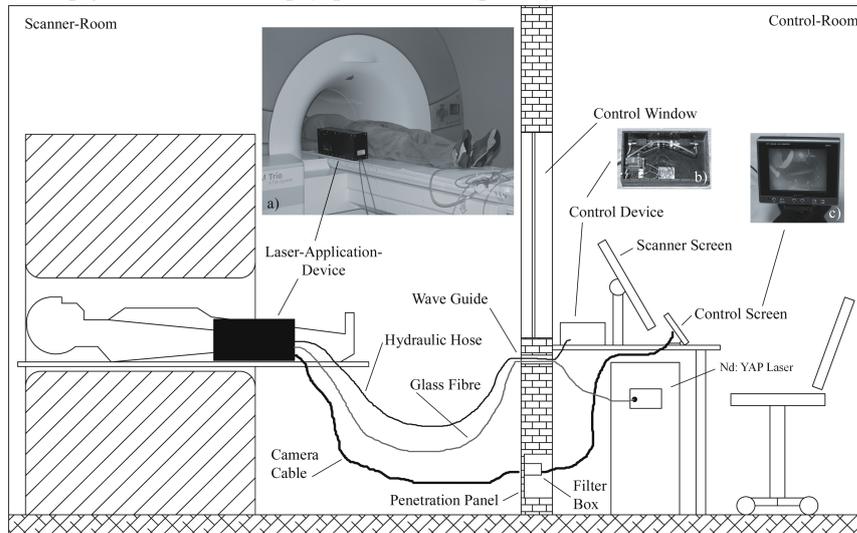


Abbildung 4.16: Schematische Gesamtansicht des Stimulationsapplikationssystems für den Einsatz im MRT [93].

Links im Bild der abgeschirmte Scannerraum, rechts der Kontrollraum. Dazwischen existieren sog. „Wave Guides“ und das „Penetration Panel“, die den Austausch von Daten und Medien erlauben und für das System genutzt werden.

Dies bedeutet, dass die komplette Energie fluidisch über zwei Schläuche übertragen wird, die durch die Wave Guides geführt werden können, ohne den Fluidkreislauf trennen zu müssen. Auf Seite des Kontrollraums existiert ein vergleichbarer Zylinder, der von einem elektrodynamischen Servomotor verstellt wird. Da die Schnittstelle zum Steuerungs-PC, der auch die übrigen visuellen und auditiven Reize ausgibt bzw. die fMRI-Daten aufnimmt, möglichst einfach gestaltet werden sollte wird die Position des Fokuspunkts über die Frequenz einer \*.wav-Datei kodiert, die vom PC über die Soundkarte abgespielt wird. Somit ist die Steuerung vollständig unabhängig von Hardwareschnittstellen und -treibern. Die Auswertung der \*.wav-Datei erfolgt über einen Mikrokontroller in der Kontrollbox. Als Sensorsystem ist in dem Gerät eine MR-kompatible Kamera der Firma MRC Systems GmbH (Heidelberg) verbaut, mit der der Handrücken beobachtet und etwaige Fehlfunktionen erkannt werden können. Die Kamera besitzt ein Gehäuse aus Titan und wird elektrisch über eine Filterbox am Penetration Panel mit einem Monitor im Kontrollraum verbunden

[93].

Das System kann als Sensor-Aktor-System aufgefasst werden, da sowohl auf der Seite des MRT-Scanners als auch im Kontrollraum Subsysteme mit integrierten Sensoren und Aktoren bestehen. Besonders auf der Seite des MRT-Scanners existieren harte Anforderungen an die Materialwahl und die Sensorik, da diese nicht nur im Magnetfeld korrekt funktionieren [13], sondern auch die intensive Laser-Streustrahlung ertragen muss.

Im Anhang sind ab Seite 194 die folgenden Veröffentlichungen zum Thema zu finden.

- Pott PP, Kamping S, Bomba I, Diesch E, Flor H, Schwarz MLR, MR-compatible device for the automated and safe application of laser stimuli in pain experiments, *J. of Neuroscience Methods* 186(1):1-7, 2010
- Pott PP, Gong K, Schlaak HF, MR-kompatibler Druckluft-Servomotor – Modellbildung und Simulation, AUTOMED Workshop, 10.-11.10.2013, Dresden



---

## Entwurfskriterien

---

5.1	Mechanische Aspekte . . . . .	149
5.2	Elektrische Aspekte . . . . .	158
5.3	Anwendungsspezifische Aspekte . . . . .	161
5.4	Technische Spezifikationen . . . . .	165

---

Das Kapitel *Entwurfskriterien* befasst sich mit den für den praktischen Entwurf integrierter feinwerktechnischer Sensor–Aktor–Systeme relevanten Kriterienfamilien der mechanischen, elektrischen und anwendungsorientierten Aspekte sowie den rein technischen Spezifikationen. Dabei ist es Ziel, dem Leser ein Verständnis für die ganzheitliche Betrachtung des Entwurfsproblems zu geben. Zur Verdeutlichung der allgemeinen Vorgehensweise werden die konkreten Beispiele aus Kapitel 4 immer wieder angeführt. Dem Leser ergibt sich daraus die Möglichkeit, zwischen allgemeiner Beschreibung und konkreter Erklärung zu wechseln. Das folgende Kapitel kann somit auch als verallgemeinerte Anforderungsliste (Lastenheft bzw. daraus abgeleitetes Pflichtenheft, vgl. dazu auch DIN 69901-5) aufgefasst werden.

Bezogen auf das V–Modell des Systementwurfs finden die Kriterien im Übergang zwischen dem System– und dem Komponentenentwurf ihre Anwendung (vgl. Abbildung 1.5 auf Seite 7). Die Struktur des Kapitels folgt der in Abbildung 5.1 aufgeführten Darstellung.

### 5.1 Mechanische Aspekte

Der Bereich der *Mechanischen Aspekte* gliedert sich in die Kinematik und die Dynamik, die fertigungstechnischen Aspekte, sowie die auf die mechanischen Aspekte einflussnehmenden Umweltbedingungen und die Schnittstellen. Besonders die ersten beiden Teilaspekte sind stark abhängig voneinander und von den Anforderungen an das Sensor–Aktor–System (vgl. hierzu Abbildung 5.2). Die Abbildung zeigt, dass die Größe des Arbeitsraumes eines Mechanismus' bei geforderter Steifigkeit  $k$  die Abmessungen der Segmente bzw. deren Flächenträgheitsmoment  $J \sim \frac{bh^3}{12}$  einen Einfluss auf die Masse  $m$  – und damit auf das Frequenzverhalten hat. Die Steifigkeit ist nicht beliebig vergrößerbar, sondern wird von der maximalen spezifischen Systemmasse und den Abmessungen begrenzt, die wiederum das Frequenzverhalten maßgeblich beeinflusst. Die für

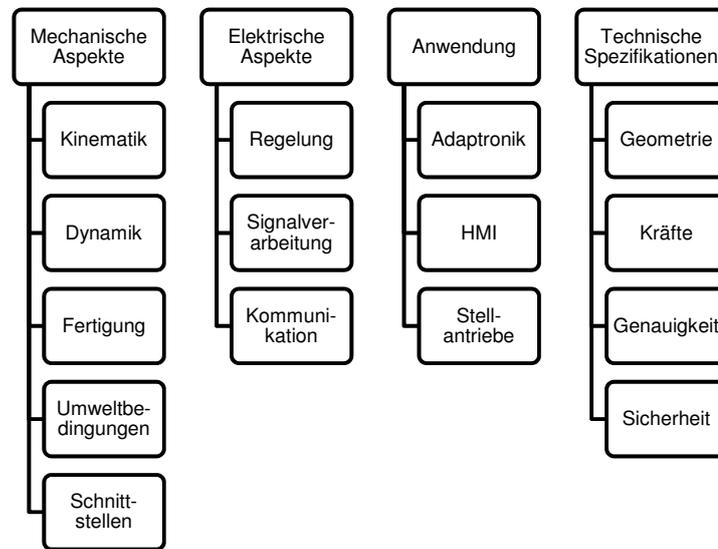


Abbildung 5.1: Struktur des Kapitels 5.

eine bestimmte Dynamik benötigten Kräfte sind wiederum von der Frequenz  $\omega$  und der Amplitude  $x$  abhängig.

Für die Verbesserung dieser Abhängigkeiten spielt die intelligente Gestaltung einer Werkstückgeometrie eine weitaus größere Rolle als die Materialauswahl. Eine Betrachtung von E-Moduln und Dichten gängiger Werkstoffe (vgl. Abbildung 5.3) zeigt, dass der Quotient dieser Größen innerhalb der Gruppen *Metalle* (bis auf Blei) und *Kunststoffe* nahezu konstant sind. Bei den kohlenstoffbasierten Materialien gibt es nennenswerte Unterschiede, jedoch sind CNTs, Graphen und Diamant für die mechanische Struktur von integrierten Sensor-Aktor-Systemen wenig relevant.

### 5.1.1 Kinematik

Die Kinematik ist allgemein die Lehre von der Bewegung (Position  $x$  und deren Ableitungen  $\dot{x} = v$  und  $\ddot{x} = a$ ) von Körpern im Raum, ohne die dafür notwendigen Kräfte zu betrachten. Hier sollen darüber hinaus noch statische Kräfte und die resultierende Steifigkeit  $k$  berücksichtigt werden. Für den Entwurf integrierter Sensor-Aktor-Systeme bedeutet dies, dass sowohl die Geometrie der Einzelkomponenten, wie auch deren Zusammenspiel berücksichtigt werden müssen. Die Jakobimatrix  $J = d\mathbf{x}/d\boldsymbol{\varphi}$  gibt Aufschluss über das Übertragungsverhalten des Mechanismus, also die Änderung des Ausgangsvektors  $\mathbf{x}$  in Abhängigkeit des Eingangsvektors  $\boldsymbol{\varphi}$ , der beispielsweise die Stellung der Antriebe enthält. Die Kondition der Jakobimatrix in den Punkten des Arbeitsraums macht eine Aussage über die Änderung des Übersetzungsverhältnisses und damit über die Nichtlinearität des Mechanismus. Darüber hinaus sind kinematische Entwurfskriterien das Verhältnis von Arbeitsraum und Bauraum, die maximal zulässigen Gelenkwinkel und — unter Berücksichtigung des realen Aufbaus — die Möglichkeit der Bauteilkollision.

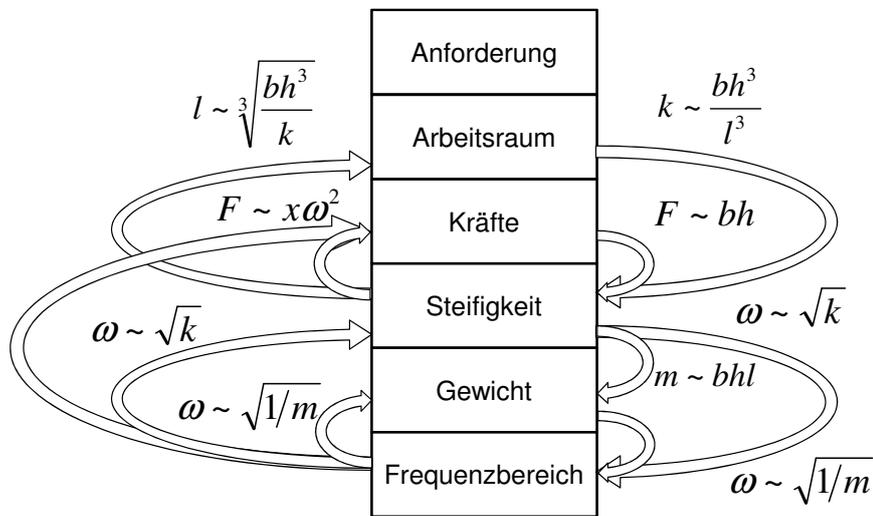


Abbildung 5.2: Abhängigkeiten der einzelnen Entwurfskriterien aus dem Bereich *Kinematik* und *Dynamik*.

Ausgehend von den Anforderungen an den Arbeitsraum, die aufzubringenden Kräfte, die geforderte Steifigkeit, das tolerierbare Gewicht und die Spezifikation an den darzustellenden Frequenzbereich verdeutlicht die Grafik die Abhängigkeiten der einzelnen Aspekte, die beim Entwurfsprozess zu berücksichtigen sind.

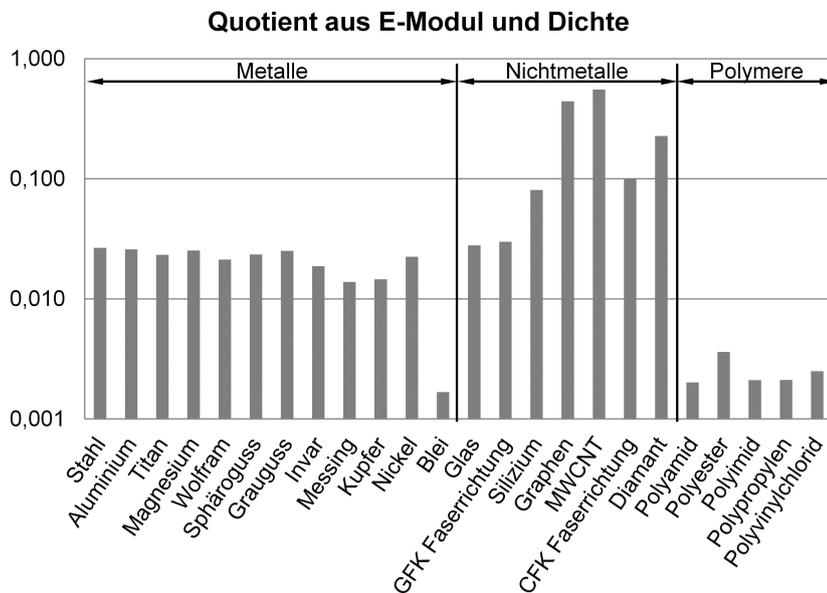
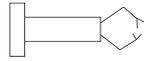


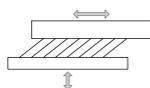
Abbildung 5.3: Quotient aus E-Modul und Dichte gängiger Konstruktionswerkstoffe. MWCNT steht für multi wall carbon nano tubes.

**Beispiele:**



Mechanismen für den Einsatz in medizinischen (Mikro-)Manipulatoren müssen zahlreichen Randbedingungen und Anforderungen genügen. Dazu zählen neben den im nächsten Abschnitt behandelten dynamischen Anforderungen auch die Möglichkeit statische Kräfte zur Bearbeitung von Gewebe oder bestimmte Geschwindigkeitsanforderungen einzuhalten und gleichzeitig einen sinnvollen Arbeitsraum zu realisieren, ohne Steifigkeit zu opfern oder durch zu dicke Streben das Sichtfeld der Kamera zu stark einzuschränken (vgl. Abbildung 4.13 auf Seite 142).

Die konkrete Vorgehensweise kann hier wie folgt beschrieben werden: Nach der Definition der Freiheitsgrade erfolgt die abstrakte Synthese der Topologie (vgl. [110]) und die Verteilung aktiver und passiver Freiheitsgrade. Die entstandene kinematische Struktur wird dann mit Hilfe der Gleichung von GRÜBLER [29] verifiziert. Danach werden mit Hilfe einer Schemaskizze die Gelenktypen skizziert und darauf aufbauend ein parametrisiertes kinematisches Modell (hier in Matlab) erstellt. Dieses beinhaltet das vorwärts- und inverskinematische Problem (Jakobimatrix) und wird mit Hilfe des Newton–Euler–Verfahrens gelöst. Das numerische Experiment betrifft die Variation der Parameter und deren Einfluss in allen Punkten des geforderten Arbeitsraumes des Mechanismus. Die Analyse der Simulationsergebnisse umfasst die Untersuchung nach Singularitäten im Arbeitsraum, die Betrachtung der maximalen auftretenden Gelenkwinkel im Vergleich mit den maximal zulässigen, die Berechnung der Kräfte in den Gelenken und den Schubstangen bei statischer äußerer Last sowie die Ableitung der Geschwindigkeit und der Beschleunigung der Schubstangen. Darüber hinaus werden die Eigenwerte, die Eigenvektoren und die Konditionszahl der Jakobimatrix analysiert, um das Übertragungsverhalten der Kinematik über den Arbeitsraum zu charakterisieren. Ist auf diese Weise ein geeigneter Mechanismus bzw. dessen Parameter identifiziert, so erfolgt eine Konstruktion im CAD–System. Hier kann der Mechanismus auf Bauteilkollisionen geprüft und das Sichtfeld der endoskopischen Kamera untersucht werden. Dieser mehrstufige Iterationsprozess lässt sich zum Teil automatisieren, jedoch erfolgt der Entwurf in zwei verschiedenen Softwaresystemen, deren Schnittstellen keine vollständige Automatisierung erlauben. Dennoch kann der so identifizierte Mechanismus als (lokales) Optimum betrachtet werden, da die Optimierung über alle freien Parameter erfolgt.



Sensor–Aktor–Systeme wie der Wimpernantrieb von CARRASCO und POTT nutzen eine Stahlstruktur mit monolithischen lasergeschnittenen Gelenken zur Vergrößerung des Hubs eines Piezostapelaktors und gleichzeitiger Umwandlung des linearen Hubs in eine rotierende Bewegung (vgl. Abbildung 4.3 auf Seite 127). Hierbei muss der Hub des Piezostapels möglichst effektiv übersetzt werden, ohne allzu viel Steifigkeit einzubüßen oder weitere Schwingungsmoden der Struktur anzuregen bzw. im intendierten Frequenzbereich zu erzeugen [98].

**5.1.2 Dynamik**

Das dynamische Verhalten eines mechanischen Systems wird dann wichtig, wenn Bewegungen mit einer bestimmten Geschwindigkeit, in einer definierten Zeitspanne oder mit einer bestimmten Güte, d.h. maximal zulässigen Abweichung von z.B. einer Solltrajektorie ausgeführt werden sollen. Auch bei der Re-

gelung des Verhaltens spielen die dynamischen Eigenschaften eine maßgebliche Rolle. Die Dynamik wird durch interne Massenkräfte und Trägheitsmomente sowie durch von extern eingeprägte Kräfte bestimmt. Darüber hinaus hat die Struktursteifigkeit einen großen Einfluss auf die die erzielbare Genauigkeit bzw. das Schwingungsverhalten. Nicht zuletzt jedoch sind die Eigenschaften des Aktorprinzips selbst (z.B. Induktivität der Spule eines elektrodynamischen Aktors, Zuleitungswiderstand eines elektrostatischen Aktors, Wärmeleitungs-widerstand beim elektrothermischen Aktor) von größter Wichtigkeit bei der Betrachtung der Dynamik eines Systems.

Das dynamische Verhalten eines Systems manifestiert sich über den Frequenzgang. Dieser ist besonders bei Systemen an der haptischen Mensch–Maschine–Schnittstelle eine oftmals konkret quantitativ spezifizierte Zielgröße.

Die Dynamik spielt auch bei der Auswahl eines Sensorprinzips eine Rolle. Einschwingzeiten (z.B. Einfluss von Kapillaren bei der Drucksensorik) und Zeitkonstanten (z.B. Entladung der Sperrschichtkapazität bei der CMOS–Sensorik) von physikalischen Wandlerverfahren oder Abstraten und Multiplexing bei der A/D–Wandlung sowie auch die zeitliche und räumliche Auflösung von z.B. optischen Inkrementalgebern haben einen Einfluss auf die Dynamik eines integrierten Sensor–Aktor–Systems.

Nicht zuletzt wird die Dynamik eines Systems auch durch das elektromechanische Wandlerprinzip (vgl. Tabelle 3.1 auf Seite 41) beeinflusst, begrenzt oder bestimmt. Beispielsweise wird der Füllfaktor einer Kupferwicklung mit sinkendem Drahtdurchmesser immer geringer (siehe Abschnitt 3.1.1), sodass trotz sinkendem Trägheitsmoment des Rotors unter Umständen keine weitere Steigerung der Rotordynamik mehr möglich ist. Umgekehrt sind z.B. elektrostatische Antriebe wie der beispielsweise von WINTERSTEIN verwendete elektrostatische Wanderkeilantrieb im Makromaßstab (vgl. Abbildung 3.4 auf Seite 52) nicht realisierbar, da die benötigten Feldstärken mit vertretbarem Aufwand nicht erreichbar sind [131].

In den Domänen der Dynamik als auch der Kinematik spielt das Überlastverhalten eine wichtige Rolle. Überlast kann statisch im Sinne von zu großen von außen eingepägten Kräften, dynamisch im Sinne von zu großen inneren (Massen–)Kräften, hervorgerufen durch zu große Beschleunigungen, als auch durch eine Aktor–Überlastung durch z.B. zu große Ströme aufgrund zu „harter“ Reglereinstellungen auftreten. In diesen Fällen kann es einerseits zu einem sofortigen, schlagartigen Ausfall des Systems oder von Teilfunktionen kommen, andererseits kann das System auch langsam degradieren. Nicht nur wenn dies schwingungsinduziert ist, müssen diese Effekte beim Entwurf berücksichtigt werden.

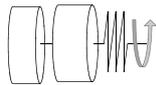
### 5.1.3 Fertigung

Die Fertigung integrierter Sensor–Aktor–Systeme stellt für deren Realisierung ein Schlüsselproblem dar. Nicht nur aus einem Wunsch nach rationeller Herstellung heraus motiviert, sondern aus verschiedenen weiteren Gründen kann die Fertigung ein Schlüsselkriterium für die Entwicklung solcher Systeme sein.

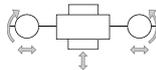
### 5.1.3.1 Innovative funktionsbestimmende Komponenten

Die Funktionsintegration erfordert unter Umständen die Entwicklung neuer Funktionswerkstoffe oder –oberflächen. Dies kann zum Ergebnis haben, dass die zuverlässige Funktion eines Sensor–Aktor–Systems nur gegeben ist, wenn die Fertigung dieser Subsysteme beherrscht wird. Daher muss beim Entwurf von Sensor–Aktor–Systemen auf dieses Kriterium besonderes Augenmerk — beispielsweise auch im Rahmen einer Risikoanalyse — gelegt werden.

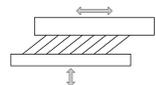
**Beispiele:**



Beim ersten Prototypen des SEA [70] (vgl. Abbildung 2.11 auf Seite 28) führte die verwendete tordierte Spiralfeder zu einer Axialkraft, welche die Welle längs so verschob, dass der nach der Feder angebrachte Encoder nicht mehr zuverlässig funktionierte. Abhilfe konnte erst eine axial steifere Lagerung und ein weniger gegen Axialversatz empfindlicher Encoder schaffen. Beim zweiten Prototypen [104] werden nun magnetische Encoder eingesetzt, die in dieser Hinsicht unempfindlicher sind.



Beim in eine gedruckte Schaltung integrierten adaptiven Schwingungstilger von POTT und JÄGER (vgl. Abbildung 2.3 auf Seite 21) wird ein Feder–Masse–System — bestehend aus zwei symmetrischen Blattfedern — durch gleichsinniges Verschieben der Endmassen so verstellt, dass seine Eigenfrequenz der Anregungsfrequenz entspricht. Dabei ist das System so gestaltet, dass die eigentliche Feder aus dem Platinenmaterial (FR4) selbst besteht. Somit ist die Funktion *Feder* direkt in das System integriert [99]. Dieses Vorgehen spart mehrere weitere Fertigungs– und Integrationschritte und ist für die Idee essenziell, muss jedoch beherrscht werden.

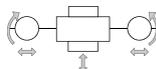


Beim *Wimpernaktor* von CARRASCO und POTT erfolgt die Kraftübertragung zwischen schwingendem Stator und drehenden bzw. schiebenden Rotor/Läufer durch eine Schicht Kohlefaserwimpern [98] (vgl. Abbildung 4.1 auf Seite 125). Diese werden durch einen kombinierten Klebe– und Plasmaätzprozess hergestellt [12]. Dieser funktionsbestimmende innovative Fertigungsschritt ist essenziell für die Realisierung eines solchen Sensor–Aktor–Systems und daher beim Entwurf zu berücksichtigen.

### 5.1.3.2 Kosten

Die Integration von verschiedenen Sensor– und Aktor–Funktionen auf ein und dieselbe Platine kann vorteilhaft für Fertigung und Baugröße sein. Zu berücksichtigen sind dann jedoch die Restriktionen von Bestückungsautomaten oder die Lötbarkeit einzelner Bauteile. Die Strukturintegration z.B. eines Sensors kann zu einem preisgünstigeren, weil rationeller fertigbaren System führen, allerdings auch in weniger vorteilhaften Messergebnissen durch Hysterese oder Temperatureinflüsse resultieren. Intrinsische Messverfahren umgehen dieses Problem, bedingen unter Umständen jedoch einen größeren Elektronikaufwand zur Signalauswertung und sind in vielen Fällen mit nichtlinearen Effekten konfrontiert.

**Beispiele:**



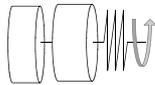
Im piezoelektrisch aktuierten adaptiven passiven Schwingungstilger von POTT und JÄGER ist auf der Platine im Bereich der Ansteuerungselektronik für den platinenintegrierten Wander-

wellenmotor ein Ausgangstransformator verbaut [99]. Dieser ist mit  $12,4 \times 10,4 \times 4,65 \text{ mm}^3$  relativ groß und je nach System nicht für eine automatisierte Bestückung geeignet (vgl. Abbildung 2.3 auf Seite 21).

### 5.1.3.3 Interferenzen

Eine hohe Integrationsdichte kann zu Interferenzen und gegenseitiger Beeinflussung der Funktionskomponenten führen. Dies macht sich beispielsweise durch die Störung magnetischer Winkelencoder in BLDC-Motoren oder Störungen optischer Encoder durch Wellenversatz unter Kraft- und Momenteneinwirkung bemerkbar. Nicht zuletzt kann in der Praxis der dem Einschalten eines Verbrauchers folgende Spannungseinbruch zu einem Fehlverhalten der Elektronik führen.

#### Beispiele:



Der im Projekt ORTHESE eingesetzte seriell-elastische Antrieb der ersten Generation (vgl. Abbildung 2.11(b) auf Seite 28) besitzt eine längstordierte Schraubenfeder. Diese führt zu einer mit steigendem Relativwinkel anwachsenden Axialkraft, die zu einem Versatz der Encoderscheibe im nachgeschalteten Winkelsensor führt. Dies hatte in der ursprünglichen Konstruktion zur Folge, dass Fehlmessungen auftraten.

Der im Projekt NEPIA von PFEFFER und POTT betrachtete Linearantrieb (vgl. Abbildung 2.4(a) auf Seite 22) basiert auf dem Stick-Slip-Effekt und hat inhärente Reibung, die zu Abrieb führt. Dieser muss bei der Auslegung des Systems betrachtet werden, da u.U. die Funktion der am Antrieb angebrachten Platine nicht gewährleistet wird, wenn der Abrieb Kurzschlüsse auslöst.

### 5.1.4 Umweltbedingungen

Die Umgebungsbedingungen, unter denen ein Sensor-Aktor-System seine Funktion zu erfüllen hat, üben einen großen Einfluss auf den Entwurfsprozess aus. Nicht nur der Temperaturbereich, die Feuchte, die Anwesenheit besonderer Atmosphärenbedingungen oder die Einhausung gegen Wasser oder Mediendruck im Allgemeinen, sondern auch der Einsatz des Systems in starken elektromagnetischen Feldern sind zu berücksichtigen.

#### 5.1.4.1 Elektromagnetische Felder

Besonders im Bereich der Medizintechnik betrifft dieses Kriterium Systeme, die im Magnetresonanztomografen verwendet werden sollen. Die Magnetresonanztomografie ist ein medizinisches bildgebendes Verfahren, das ohne ionisierende Strahlung auskommt und besonders guten Weichteilkontrast liefert. Die Einsatzmöglichkeiten reichen von der „einfachen“ Bildgebung bis hin zur Darstellung von Stoffwechselfvorgängen und physikalischen Größen wie der Blutflussgeschwindigkeit. Der diagnostische Nutzen ist entsprechend hoch. Das Verfahren beruht auf der gleichsinnigen Ausrichtung des Spins von Wasserstoffatomen in einem Magnetfeld, deren resonanter Anregung und der Messung der Zeit bis zum Abklingen nach der Ausrichtung. Auf diese Weise kann die gewebsspezifische Konzentration von Wasser gemessen und am Ende ein (Schnitt-)Bild erstellt werden. Magnetische Gradientenfelder in  $x$ -,  $y$ - und  $z$ -Richtung erlauben die örtliche Messung [130]. Da das Verfahren auf homogenen bzw. mit

einem präzisen Gradienten versehenen magnetischen Feldern beruht, dürfen keine zusätzlichen Magnetfelder präsent sein. Dies würde zu Verzerrungen und damit zu Messfehlern führen. Soll nun im Rahmen einer diagnostischen oder funktionalen Bildgebung eine Bewegung initiiert werden und dafür ein Antrieb vonnöten sein, muss darauf geachtet werden, dass die Energieübertragung bzw. -wandlung keine Magnetfelder erzeugen. Gleiches gilt für die Sensorik [13]. Auch umgekehrt muss darauf geachtet werden, dass die Magnetfelder des Tomografen die Antriebe bzw. Sensoren nicht stören. Nicht zuletzt besitzen die Magnetfelder im Tomografen eine Wechselkomponente, sodass in leitfähigen Strukturen und Materialien Ströme induziert werden können, die wiederum zu störenden Magnetfeldern führen.

Es sind im Tomografen und bezogen auf das erwünschte Bildgebungsvolumen verschiedene Zonen (*region of interest* — ROI) definiert, in denen unterschiedlich starke Störungen toleriert werden können [13]. Der Stand der Technik kennt besonders für die Aktorik zahlreiche Lösungen, vor allem aus dem Bereich der Piezoaktorik, der Hydraulik und Pneumatik. Als Materialien müssen ferromagnetische Metalle ausgeschlossen werden. Es können jedoch Beryllium-Kupfer, Titan und u.U. austenitische Stähle zum Einsatz kommen. Kunststoffe sind üblicherweise unproblematisch, allerdings muss auf leitfähige Füllstoffe (z.B. CFK, Ruß) geachtet werden.

**Beispiel:**

POTT und GONG zeigen, dass es möglich ist, einen pneumatischen getriebeunteretzten Flügelzellenservomotor aufzubauen, der vollständig aus Kunststoff aufgebaut ist. Die Rückführung des Drehwinkels erfolgt mit einem optischen Encoder und Lichtleitfasern. Als Getriebe kommt ein *Harmonic Drive Getriebe*, ebenfalls aus Kunststoff ausgeführt, zum Einsatz. Da zwischen Motor und Kontrollraum des Magnetresonanztomografen keine elektrische Verbindung bestehen darf, erfolgt die Ventilsteuerung des Motors mit fünf Metern Distanz. Dies ist im Regelalgorithmus, der auf einem  $\mu$ Controller implementiert wurde, ebenfalls berücksichtigt [104] (vgl. Abbildung 4.14 auf Seite 144). Der Motor (Nenndruck: 6 bar) ist in der Lage, kurzfristig Drehmomente bis 5 Nm bei einer Drehzahl von  $80 \text{ min}^{-1}$  zu erzeugen.

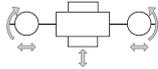
#### 5.1.4.2 Temperatur

Der Einsatz von Sensor-Aktor-Systemen in Kraftfahrzeugen stellt hohe Anforderungen an den Einsatztemperaturbereich. Dieser liegt, je nachdem ob der Einsatz im Motorraum oder eher peripher erfolgt, im Extremfall bei  $-40^\circ\text{C}$  bis  $+130^\circ\text{C}$  bei gleichzeitig hohen Ansprüchen an die Tolerierung von Wasser und Salz. Daneben erfordert der hohe Preisdruck der Branche große Anstrengungen, was die Herstellung der Sensor-Aktor-Systeme angeht.

Für den praktischen Entwurf von Sensor-Aktor-Systemen bedeutet eine erhöhte Umgebungstemperatur, dass ggf. die Abwärme eines Antriebs nicht wie geplant abgeführt werden kann. Besonders bei Festkörperprinzipien oder bei Systemen, die auf thermischen Effekten beruhen, beeinflusst dies nicht nur Kraft und Stellweg, sondern insbesondere auch die Systemdynamik. Zu tiefe Temperaturen können zu Problemen in der Lagerung bewegter Teile bspw. durch unterschiedliche Wärmeausdehnungskoeffizienten oder durch die Visko-

sität verwendeter Schmiermittel führen. Das sensorische Teilsystem wird ebenfalls durch Temperatur(-änderungen) meist negativ beeinflusst.

**Beispiel:**

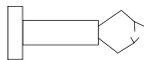


Der rotierende Drehschwingungstilger, der innerhalb des LOEWE-Zentrums AdRIA aufgebaut wurde (vgl. Abbildung 4.9 auf Seite 137), ist für den Einsatz im Kraftfahrzeug konzipiert. In der Konzeptphase wurden jedoch nicht alle Anforderungen, insbesondere auch an die Temperatur-, Vibrations- und Wasserfestigkeit erfüllt. In der Praxis wird dies üblicherweise über die Einhausung mit entsprechenden Kunststoffen und Vergussmassen erreicht.

### 5.1.4.3 Druck und Feuchte

Besonders bei der Entwicklung von medizinischen Instrumenten ist die Berücksichtigung der Dampfsterilisation notwendig. Dieses thermische Sterilisationsverfahren (DIN EN 13060) arbeitet mit gespanntem und gesättigtem Wasserdampf im sog. *Autoklaven* (Temperatur 110...140°C, Drücke bis über 3 bar). Der Dampf fungiert bei der Oberflächensterilisation nicht nur als Wärmeträger, Dampf und Kondensat haben in Abwesenheit von Luft eine direkte bakterizide Wirkung. Die Dampfsterilisation erfolgt in Verpackungsmaterialien (bzw. Behältern), die dampfdurchlässig sind. Dabei werden Phasen der Dampfbeaufschlagung von Vakuum zur Entfernung des Wassers abgelöst. Die Wahl der Temperatur, der Einwirkzeit sowie der Zyklenfolge erfolgt nach anwendungsspezifischen Tabellen. Neben der Sterilisierung ist auch die vorangehende Reinigung in alkalischem Umfeld in der Spülmaschine eine technische Herausforderung an elektrische und elektronische Bauteile und -gruppen. Für die Realisierung von Sensor-Aktor-Systemen bietet der Markt zahlreiche sterilisierbare Komponenten wie BLDC-Motoren oder Druck- bzw. Durchflusssensoren an. Daneben kann die Sterilisierbarkeit von Sensor-Aktor-Systemen auch durch geschickte Wahl von mechanischen und elektrischen Schnittstellen, Abdeckungen oder zusätzlichen Gehäusen und die entsprechende Integration in die Arbeitsabläufe im Operationssaal umgangen werden.

**Beispiel:**



Bei der Entwicklung des intrakorporalen Manipulator FLEXMIN (vgl. Abbildung 4.13 auf Seite 142) ist der in den Körper eingeführte Teil so gestaltet, dass er prinzipiell einfach demontier-, reinig- und sterilisierbar ist. Dazu zählen die weitgehende Vermeidung von Spalten und Hinterschneidungen, in den sich biologische Materialien ablagern können, sowie die Verwendung temperaturfester Materialien. Die Sensorik für die Erfassung der Interaktionskräfte ist in die Antriebseinheiten außerhalb des Körpers verlegt. Für den Anschluss des Manipulators an die Motoreinheit wird eine mechanische Schnittstelle so gestaltet, dass zunächst eine sterile Haube über das Motorgehäuse gezogen und dann der sterile Manipulator eingesetzt wird. Ein automatisches mechanisches Andockverfahren sorgt dann intern für den Anschluss der Schubstangen. Für den zukünftigen Einsatz von Kraft/Momenten-Sensoren direkt an der Manipulatorspitze wird darüber hinaus an einer drahtlosen induktiven Sensorschnittstelle gearbeitet.

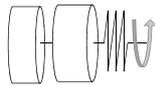
## 5.2 Elektrische Aspekte

### 5.2.1 Regelung

Sensor–Aktor–Systeme aller in Kapitel 2 beschriebenen Kategorien können oder müssen in einem geschlossenen Regelkreis eingesetzt werden. Sie zeichnen sich prinzipbedingt durch eine enge Kopplung von Aktor und Sensor aus, was einer „guten“ Regelbarkeit entgegen kommt. Darüber hinaus muss bei der Auslegung eines entsprechenden Sensor–Aktor–Systems die Spezifizierung von Sensor– und Aktoreigenschaften hinsichtlich Genauigkeit, Latenz/Jitter, Auflösung und Messbereich sowie Kraft/Drehmoment, Dynamik und Stellweg frühzeitig durchgeführt werden, da die enge Integration einen einfachen Austausch ungeeigneter Komponenten kaum zulässt.

Mit der frühzeitigen Wahl geeigneter Reglerkonzepte kann dann die Beobacht- sowie Steuerbarkeit der gewünschten Regelgrößen erreicht werden. Ansonsten besitzen für eine einfache Implementierung die üblichen Anforderungen an Zeitinvarianz und Linearität des Systems auch auf integrierte Sensor–Aktor–Systeme ihre Gültigkeit.

#### Beispiele:



Die erste Auslegung des seriell–elastischen Antriebs aus dem Projekt ORTHESE (vgl. Abbildung 2.11(a) auf Seite 28) [70] sieht den von der Fa. Faulhaber mitgelieferten Encoder auf der Motorwelle vor (siehe Abbildung 2.11 auf Seite 28). Dieser sitzt jedoch vor dem Planetengetriebe, sodass der Drehwinkel der Abtriebswelle mit mindestens dem Winkelfehler, der aus dem Getriebeispiel resultiert, gemessen wird. Der ‚nach‘ der Feder geschaltete Encoder sitzt jedoch vor dem Winkeltrieb, sodass auch hier das Getriebeispiel einen Einfluss auf die abgegebene Größe hat, die ebenfalls nicht beobachtbar ist. Im zweiten Prototypen des Antriebs (siehe Abbildung 2.12(a)) wird dies durch geschickte Anordnung der Encoder umgangen [105].



GONG konnte zeigen, dass der Regler des MR–kompatiblen Servomotors (vgl. Abbildung 4.14(a) auf Seite 144) als Eingangssignal u.a. die Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  benötigt, die sich aus  $\omega = d\varphi/dt \approx \Delta\varphi/\Delta t$  bestimmen lassen kann. Hat der Encoder aber eine zu geringe Auflösung und verarbeitet der  $\mu$ Controller nur Variablen vom Typ Integer (und dies mit zu geringer Taktfrequenz), dann kann für kleine Verdrehwinkel  $\Delta\varphi$  der Fall eintreten, dass die Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  nur die Werte '0' und  $\pm 1^\circ/\text{ms}$  bzw.  $\pm 2^\circ/\text{ms}$  annimmt (vgl. Abbildung 5.10 auf Seite 170). Eine frühzeitige korrekte Auslegung des Systems kann also zu einer präziseren Spezifizierung des  $\mu$ Controller führen. Alternativ kann es sich auch als sinnvoll erweisen, benötigte Größen direkt (z.B. durch die Verwendung eines Tachogenerators, der eine Spannung  $U \sim n$  ausgibt (vgl. Abschnitt 3.2.3.1 auf Seite 99)), zu messen [104].

### 5.2.2 Signalverarbeitung

Funktionsbedingt werden in integrierten Sensor–Aktor–Systemen Signale verarbeitet. Dies beschränkt sich nicht nur auf direkte Sensorsignale sondern kann auch aufmodulierte (vgl. Abbildung 2.16 auf Seite 33) oder intrinsische (vgl. Abbildung 2.20(a) auf Seite 36) Signale, die den Aktorklemmen entnommen werden, betreffen. Die Verarbeitung solcher Signale erfordert große Sorgfalt,

um nicht im Fehlerfall mit zu großen Spannungen an der Mensch–Maschine–Schnittstelle oder den Kontroll– und Regelungsschaltkreisen Schaden anzurichten.

In den hier betrachteten Bereich der Signalverarbeitung fallen Begriffe wie Auflösung, Abtastung, Phasenverschiebung, Aussteuerung, Bandbreite, Filterung, Phasenreserve, etc., die einen Einfluss auf die Signalkonditionierung und letztendlich auf die A/D–Wandlung haben. Bei der (optimalen) Auslegung eines Sensor–Aktor–Systems muss also dafür Sorge getragen werden, dass zu allen Betriebszuständen die Signale mit der richtigen Auflösung und Aussteuerung und mit vertretbaren, aus einer ggf. angewandten Tiefpassfilterung resultierenden Phasenverschiebung gemessen und verarbeitet werden können. Die Auswahl von z.B.  $\mu$ Controllern muss entsprechend sorgfältig erfolgen (s.o.).

Die bei der Miniaturisierung von Sensoren z.T. erheblich schwachen Signale (vgl. Abschnitt 3.2) müssen lokal verarbeitet werden, sodass Leitungslängen u.U. auf wenige mm begrenzt sind. Auch bei stärkeren Signalen muss auf eine ausreichende Abschirmung geachtet werden, um das Risiko von Fehlfunktionen so klein wie möglich zu halten.

### 5.2.3 Schnittstellen und Kommunikation

Sensor–Aktor–Systeme interagieren mit ihrer Umwelt. Diese beinhaltet neben dem Steuerungssystem und ggf. diesem übergeordneten Strukturen vor allem die mechanische sowie die elektrische Seite. Ist die Erstere stark applikationsspezifisch und oft bei Projektbeginn bereits spezifiziert, benötigt Letztere größere Aufmerksamkeit. Der mechanische Teil der elektrischen Schnittstelle, Steck– oder Klemmkontakte, ist größtenteils genormt und kann entsprechend der benötigten Störungstoleranz, mechanischen Stabilität, Bandbreite etc. ausgewählt werden. Der elektrische Teil ist geprägt durch das Kommunikationssystem (s.u.) und durch die Störungstoleranz. Die Art und Ausführung der Kabel (z.B. twisted–pair) und der Abschirmung (z.B. Folie, Geflecht), die Verwendung von optischen Kommunikationssystemen etc. muss bedacht werden, wenn Sensor–Aktor–Systeme ausgelegt werden.

Zur Kommunikation zwischen zentraler Steuerung und integriertem Sensor–Aktor–System (vgl. Abbildung 5.4), aber auch für die Anbindung von Sensoren an einen  $\mu$ Controller können Bussysteme eingesetzt werden, um die Anzahl der Leitungen, Steckverbinder zu verringern und die Störsicherheit zu verbessern. Der Stand der Technik kennt mehr als 50 verschiedene Systeme, die zum Teil proprietär sind [45]. Für die Anwendung in Sensor–Aktor–Systemen ist die *Echtzeitfähigkeit* von besonderer Bedeutung. Diese soll hier als die Fähigkeit einer Signal– bzw Informationsübertragung in einer vorher festgelegten, deterministischen Zeit (also mit bekannter Latenz), verstanden werden. Darüber hinaus spielen die Zuverlässigkeit, die Fehlertoleranz bzw. geringe Störanfälligkeit und Multimasterfähigkeit eine Rolle. Die meisten dieser seriellen Busse benutzen auf der untersten, der physikalischen, Ebene die Schnittstellennorm RS-485 (Electronic Industries Association, EIA) und erreichen, abhängig von der Streckenlänge, Übertragungsraten von 100 kbit/s (bis zu 1000 m) bis zu 10 Mbit/s (unter 50 m). Zu den bekanntesten der gut 50 Feldbusse zählen: Profi–Bus, FIP–Bus, CAN–Bus, Bitbus, EtherCAT und Interbus S. Die Feldbusse werden ergänzt durch serielle Schnittstellen mit Busfunktion wie z.B. I<sup>2</sup>C (Inter–Integrated Circuit) und das Serial Peripheral Interface (SPI). Sie die-

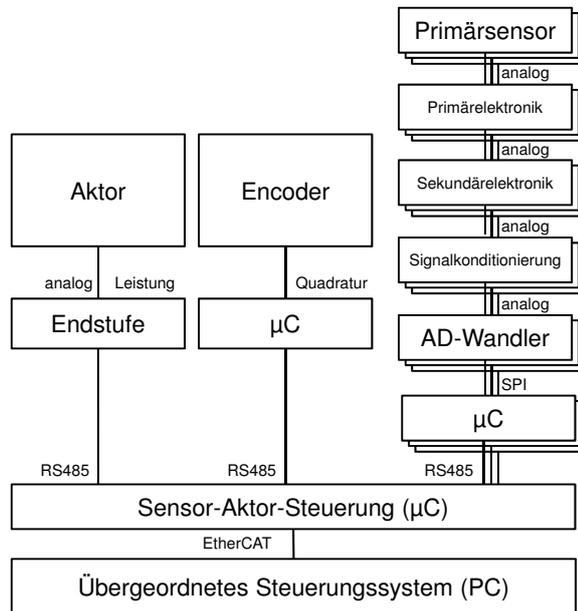
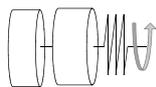


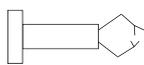
Abbildung 5.4: Exemplarische Kommunikationsstruktur für ein Sensor-Aktor-System mit einem Motor, einem Encoder und zahlreichen weiteren analogen Sensoren

nen der Kommunikation zwischen Digitalbausteinen und arbeiten mit nur zwei bzw. drei Signal- und Taktleitungen und erlauben Übertragungsraten bis hin zu einigen 10Mbit/s. Je nach Bussystem kommen Netztopologien in Stern-, Strang- oder Ringform in Frage.

**Beispiele:**



Im Projekt ORTHESE müssen je Bein zahlreiche Sensoren und jeweils ein Aktor mit dem zentralen Controllerboard verbunden werden (vgl. Abbildung 4.5 auf Seite 130). Die Sensorik umfasst je Bein den Knie- sowie den Sprunggelenkwinkel (Encoder), die Aufstandskraft am Fuß (4 Kraftsensoren, lokale analoge Auswertung), einen Erdschwerfeldsensor am Oberschenkel, den zweiten Winkelencoder am Motor des SEA sowie die Messung des Stroms im Motor. Zusätzlich können noch Muskelaktivitäts- sowie Scherkraftsensoren integriert werden. Die Sensoren sind mit Hilfe eines RS485-basierten Busses mit dem Controllerboard verbunden [72]. Dieser Aufbau ist in der Lage, theoretisch  $2 \times 2,5$  MBit Daten zu übertragen. In der Praxis werden Hardware-bedingt nur 680 kBit/s erreicht. Als Übertragungsprotokoll wird ein proprietäres Protokoll mit minimalem Overhead verwendet. Die nächste Generation der Orthese erhält ein Feldbussystem auf EtherCAT-Basis (Beckhoff Automation GmbH (Verl)). Dies kann bis 100 MBit übertragen und bietet einfache Erweiterungs- und Kontrollmöglichkeiten. Außerdem ist es möglich, die Regelalgorithmen auf xPC-Hardware mit der von *The Mathworks* bezogenen Compiler-Software schnell zu implementieren.



Je nach den Gegebenheiten des Systems und möglicher Netztopologien können Kommunikationsstrukturen auch innerhalb eines einzelnen Rechners realisiert werden. Der intrakorporale Manipulator FLEXMIN (vgl. Abbildung 4.13 auf Seite 142) besteht aus zwei identischen Manipulationsarmen zur Gewebsmanipulation, die von zwei haptischen Eingabegeräten hinsichtlich ihrer Position gesteuert werden. Die Systemstruktur benutzt dabei ein impedanzgeregeltes Eingabegerät (Kraftquelle mit freier Geschwindigkeitsantwort) und ein admittanzgeregeltes Ausgabegerät (Positionsvorgabe und Krafrückmeldung, Abbildung 4.11 auf Seite 139). Die Struktur ist dabei so gewählt, dass eine Längsteilung des Systems möglich ist (vgl. Abbildung 5.5) Dabei ist ein Rechner immer für einen Manipulatorarm mit entsprechendem Eingabegerät zuständig. Die Definition der Regelkreise erfolgt in Matlab/Simulink, das auch den C-Code kompiliert, der dann auf einem xPC-Target in Echtzeit läuft. Die Kommunikation zwischen Eingabegerät, Arm, Kraftsensorik etc. erfolgt unter der Regie von Simulink. Es ist möglich, die Prozesse zur Regelung jeweils einem eigenen Rechenkern zuzuweisen und damit eine parallele Bearbeitung zu erzeugen. Die nicht echtzeitrelevante Kommunikation zwischen dem xPC-Target und dem Hostrechner erfolgt über Ethernet. Die echtzeitrelevante Kommunikation zwischen Target und den Motorsteuerungen bzw. Sensorelektroniken erfolgt über EtherCAT. Der längs geteilte Aufbau erlaubt eine Redundanz der zwei Manipulationsarme gegeneinander und ggf. das Beenden des Arbeitsschritts mit nur einem Arm beim Ausfall des Zweiten.

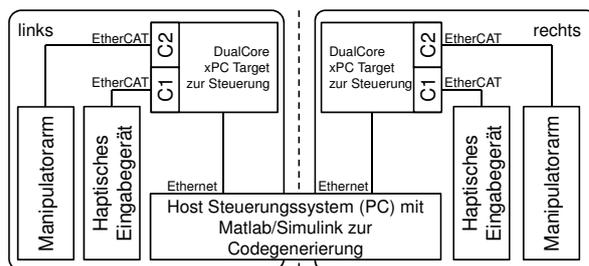


Abbildung 5.5: System- und Kommunikationsstruktur des intrakorporalen Manipulators FLEXMIN.

Die längsgeteilte Struktur erlaubt einen gewissen Grad an Redundanz. Die Kommunikation zwischen haptischem Display und Manipulator erfolgt innerhalb des selben Steuerungsrechners je Seite. Echtzeitrelevante Kommunikation erfolgt über EtherCAT. Der Hostrechner ist nicht in den Regelkreis eingebunden und dient ausschließlich der Codegenerierung und Anzeige des Systemstatus.

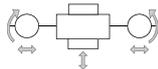
### 5.3 Anwendungsspezifische Aspekte

Integrierte Sensor-Aktor-Systeme finden in zahlreichen Projekten des Autors ihre Anwendungen. Besonderes Augenmerk liegt hier bei auf der Adaptronik, Systemen an der Schnittstelle zum Menschen sowie Stellantrieben im Allgemeinen.

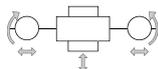
### 5.3.1 Adaptronik

Die Adaptronik befasst sich allgemein mit den Themen der Strukturintegration von Sensorik und Aktorik zur Verbesserung der technischen Eigenschaften von Systemen und bedient sich dabei der Methoden der Mechatronik, der Materialwissenschaften, der Regelungstechnik und der Eingebetteten Systeme. Da Adaptronik in vielen Fällen die *Strukturintegration* einschließt sind auch Fragen aus dem Bereich der Fertigungstechnik von Belang. Im LOEWE-Zentrum AdRIA in Darmstadt wird versucht, einen Großteil dieser Fragestellungen abzubilden und wissenschaftlich zu untersuchen. Sensor-Aktor-Systeme finden hier zahlreiche Anwendungen. Kriterien für den Entwurf adaptronischer Systeme sind u.a. eine besondere Robustheit und Langlebigkeit, da unter harschen Umweltbedingungen die Funktionalität über längere (drei und mehr Jahre) Zeiträume gewährleistet werden muss. Auch ist die Präsenz von Schwingungen — u.a. auch zu deren Verringerung — eine Randbedingung, die besondere Aufmerksamkeit verlangt. Besonders in Massenmärkten wie der Automobil- und Bahnindustrie spielt der Preis neben den bereits genannten Kriterien eine herausragende Rolle.

#### Beispiele:



Ein Sensor-Aktor-System im klassischen Sinn stellt der adaptive passive Schwingungstilger von POTT dar [99, 101]. Bei dem System wird ein symmetrischer Aufbau aus zwei Biegebalken mit Endmassen technisch so gestaltet, dass diese auf dem Balken motorisch verschiebbar sind (vgl. Abbildung 2.3 auf Seite 21). Ein Mikrocontroller erfasst über MEMS-Sensoren die Beschleunigung an der Basis, an der die Schwingung eingeleitet wird, und an den Endmassen und regelt deren Position so, dass die Phasenverschiebung der Signale gerade  $90^\circ$  beträgt. Somit wird die maximale Gegenkraft und damit Tilgerwirkung erzielt (vgl. Abbildung 2.3). In dem beschriebenen System sind Aktorik, Sensorik, Elektronik sowie Regelung vollständig integriert. Im LOEWE-Zentrum AdRIA werden weitere Tilger in verschiedenen Größen entwickelt [81] und untersucht sowie deren Anwendung erforscht [68].



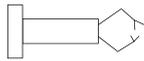
KARSTEN entwickelt im Rahmen des LOEWE-Zentrums AdRIA ein aktives Lager zur Schwingungsdämpfung von Kleingeräten (vgl. Abbildung 2.18 auf Seite 34). Diese „Antivibrationsmatte“ dient zur Entkopplung einer Lastmasse von einem schwingenden Untergrund. Hierzu wird die EAP-Technologie [49, 63, 64] angewandt. Dies bedeutet, dass sowohl die aktorischen als auch die sensorischen Eigenschaften des Multilayer-Materials eingesetzt werden. Auch hier handelt es sich um ein integriertes Sensor-Aktor-System.

### 5.3.2 Mensch-Maschine-Schnittstelle

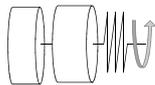
Für ein Sensor-Aktor-System bestehen besondere Anforderungen an die Systemkomponenten sowie die Systemintegration, wenn es an der Schnittstelle von Mensch und technischem System eingesetzt wird. Dies kann z.B. ein haptisches Display sein, das gezielt statische und dynamische Kräfte in den Körper des Bedieners einleitet oder ein System zur gezielten Kraft- bzw. Genauigkeitsunterstützung von z.B. den Extremitäten. Beim Entwurf zu berücksichtigen ist, dass vor allem die korrekte Einleitung von Kräften im vektoriellen (Ort, Richtung,

Betrag) und zeitlichen (Zeitpunkt, Kraftverlauf über die Zeit) Sinn gegeben sein muss. Neben der direkten Implementierung von Überwachungs- und Begrenzungsmechanismen sind solche Systeme inhärent so auszulegen, dass keine übermäßig großen Kräfte erzeugt werden können. Die Regelung muss darüber hinaus haptische Transparenz erlauben und für die Stabilität im gewünschten Frequenzbereich und bei Parametervarianz auf Nutzerseite sorgen.

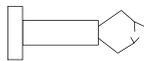
**Beispiele:**



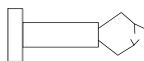
NEUPERT entwickelt im Rahmen des Projekts FLEXMIN [65] ein haptisches Display entwickelt, das als Eingabegerät für einen intrakorporalen Single-Port Chirurgieroboter dient (vgl. Abbildung 4.13 auf Seite 142) [77]. Es ist in der Lage, fünf Freiheitsgrade ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ,  $\psi$  sowie das Schließen eines Greifwerkzeugs) mit statischer und dynamischer Kraftrückmeldung darzustellen. Dazu verwendet es eine Kombination aus Delta-Kinematik und rotierbaren Stift bzw. Pinzette, die so gestaltet ist, dass sie die kinematische Hauptkette des intrakorporalen Manipulators nachbildet und eine intuitive Bedienung erlaubt.



Für die adaptive Kniegelenksorthese im Projekt ORTHESE wird von MÜLLER ein seriell-elastischer Antrieb entwickelt, dessen Drehmoment direkt in das Kniegelenk des Trägers der Orthese eingekoppelt wird (vgl. Abbildung 2.11 auf Seite 28) [105, 71]. Damit sollen Transferbewegungen wie *Aufstehen* oder *Treppensteigen* unterstützt werden, um älteren Menschen möglichst lange ein selbstbestimmtes Leben in den eigenen vier Wänden zu ermöglichen. Bei der Auslegung des Systems wichtig war u.a. auch die begrenzte Steifigkeit des Aktors, die dem Träger das Gefühl gibt, noch selbst Herr der Lage zu sein.



In ihrem PEM2-Projekt im Sommersemester 2013 zeigen BENKNER, BOCK, FREUND, TESSMANN und THIEM, wie ein haptischer Joystick aufgebaut sein kann, der Kräfte nur in die Richtung der Neutrallage einleiten kann (siehe Abbildung 5.6). Ziel ist es, eine Kraft-Weg-Kennlinie dynamisch zu beeinflussen, ohne ein System aufzubauen, das den Joystick im Fehlerfall selbsttätig auslenken kann. Technisch gelöst wird dies durch eine Mechanik, die eine Krafteinleitung in nur eine Richtung erlaubt — unabhängig davon, ob der Joystick positiv oder negativ ausgelenkt wird. Damit wird eine inhärente und von Soft- bzw. Hardwaremechanismen unabhängige Sicherheitseinrichtung realisiert [7].



HESSINGER entwickelt im Projekt BORESCOPE (BMBF-FK: 16SV5773K) ein Exoskelett für die oberen Extremitäten, das, im Bereich der orthopädischen Chirurgie eingesetzt, den Arzt bei der Navigation unterstützt (lenkende Funktion) sowie statische Kräfte wie die Gewichts- und Bearbeitungskräfte aufnimmt (unterstützende Funktion). Zur Sicherheit des Benutzers werden die Gelenkwinkel mechanisch begrenzt und eine Kinematik gewählt, die kongruente Bewegungen zulässt (Abbildung 5.7(a)). Außerdem kommen elektrische Antriebe in Form seriell-elastischer Getriebemotoren und Twisted-String-Antrieben zum Einsatz. Die besonders sensible Schnittstelle zwischen dem System und dem Patienten dient der Bearbeitung von Gewebe durch z.B. ein Bohrgerät (Abbildung 5.7(b)). Dieses wird so gestaltet, dass es möglichst klein, leicht und handlich ist und in die Lage versetzt, die Axialkräfte, die beim Bohren auftreten direkt zu messen, um z.B. den Zeitpunkt des Durchbruchs der Bohrerspitze durch Knochen zu detektieren und das Gerät abzuschalten [43].

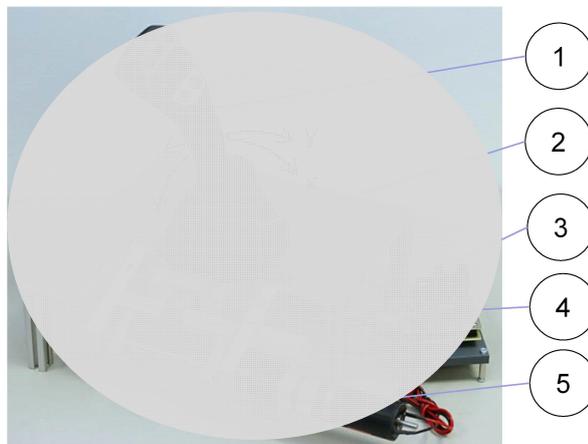


Abbildung 5.6: Joystick zur Maschinensteuerung mit haptischem Feedback in der  $x$ -Achse (entwickelt am Institut EMK).

(1) Handgriff, (2) Schwenkgelenk mit Rückstellfeder für die  $y$ -Achse und Anschluss für die Kinematik der  $x$ -Achse, (3) Steuerungselektronik mit  $\mu$ Controller und Diode zur Drehrichtungseinschränkung, (4) Kinematik zum geregelten Einbringen des Rückstellmoments, (5) Getriebemotor zur Erzeugung des Rückstellmoments [7].

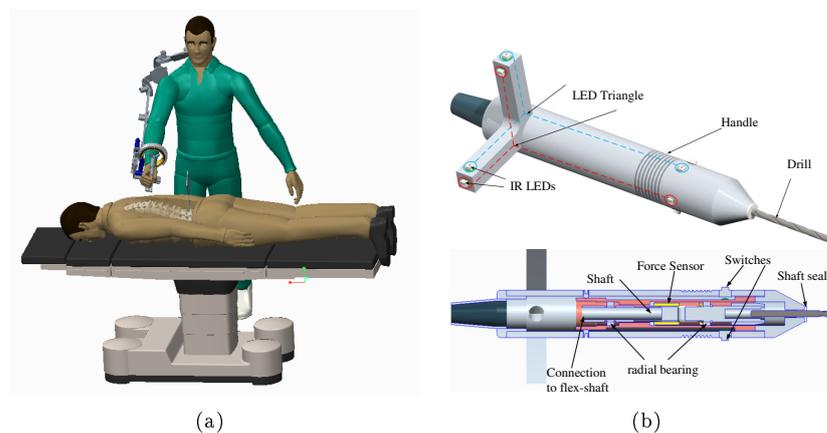


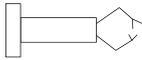
Abbildung 5.7: Exoskelett zur Präzisionserhöhung bei orthopädisch-chirurgischen Eingriffen — BORESCOPE.

(a) zeigt die CAD-Ansicht des Systems für die Anwendung an der Wirbelsäule. (b) zeigt den distal montierten Bohrer mit LEDs für das optische Tracking und der integrierten Sensorik für die Durchbruchserkennung [43].

### 5.3.3 Stellantriebe

Neben den bisher beschriebenen speziellen Anwendungen können Sensor–Aktor–Systeme auch weniger anwendungsspezifisch als Stell– oder Servoantriebe aufgefasst werden, die sich durch eine hohe Integrationsdichte von Sensorik und Aktorik bzw. durch weitere Eigenschaften, die sie von herkömmlichen Antrieben unterscheiden, auszeichnen. Dies kann sich auf Umwelt– oder Umgebungsbedingungen beziehen, die herkömmliche Antriebs– und Sensoriklösungen verbieten oder aber auch die Baugröße oder besondere elektromechanische Wandlerprinzipien betreffen.

#### Beispiele:



Ein Linearmotor mit integrierter Sensorschiene war Ziel der Arbeiten von GUNDLING und POTT [34]. Für den handgehaltenen Roboter ITD [116] werden sechs Linearantriebe benötigt, die möglichst leicht sein sollen, jedoch Spitzenkräfte von mindestens 45 N und Geschwindigkeiten von bis zu 1 m/s erreichen sollen. Die Lösung ist ein U-förmiger permanent-erregter dreiphasiger nutenloser Langstator Synchronmotor von  $200 \times 30 \times 60 \text{ mm}^3$  Gesamt-Abmessungen, 100 mm Hub und den geforderten dynamischen Eigenschaften sowie einem Gewicht des Magnetkreises von ca. 280 g. Um diese Performance zu erreichen, ist der Motor hinter dem Rückschlussblech wassergekühlt und besonders der Magnetkreis hinsichtlich Ausdehnung und Gewicht optimiert worden (vgl. Abbildung 5.8). Der Langstator hat den Vorteil, dass auf den Läufer keine Energie übertragen werden muss. Um dennoch eine Information für die Läuferlage – für Positionsregelung und Kommutierung – zu erhalten, wurde eine Sensorschiene entworfen, die eine Reihe von Hallsensoren beinhaltet, die von einem Steuermagneten am Läufer geschaltet werden. Gleichzeitig ist hier der Lesekopf eines optischen Encoders angebracht, der eine Positions-rückmeldung mit  $10 \mu\text{m}$  Auflösung erlaubt. Als Steuerung kommt ein Servo–Controller (Type Accelnet ACK-055-06, Copley-Control (Canton, MA, USA)) zum Einsatz, der sowohl die Hallsensoren, als auch den Encoder für eine (Sinus–)Kommutierung verwenden kann.

## 5.4 Technische Spezifikationen

Der Abschnitt *Technische Spezifikationen* befasst sich mit der Ausformulierung der eigentlichen quantifizierbaren Größen der Sensor–Aktor–System–Entwicklung. Dabei sollen neben den geometrischen Größen die Kräfte, die Genauigkeit sowie die Sicherheit betrachtet werden.

### 5.4.1 Geometrie

Zahlreiche Anforderungslisten für integrierte Sensor–Aktor–Systeme beginnen mit den geforderten maximalen geometrischen Abmessungen. Diese sind üblicherweise anwendungsspezifisch sehr unterschiedlich, wirken aber u.U. prägend auf die Auslegung bzw. das Design eines Sensor–Aktor–Systems. Eine Möglichkeit zur Abschätzung der Machbarkeit ist die Leistungsdichte, auf die im folgenden Abschnitt eingegangen wird. Besonders wenn eine Abmessung im Vergleich zu den übrigen sehr klein wird (Planarantriebe) oder wenn mehrere Antriebseinheiten in ein gemeinsames Gehäuse integriert werden sollen, muss der Entwurf dem frühzeitig Rechnung tragen.

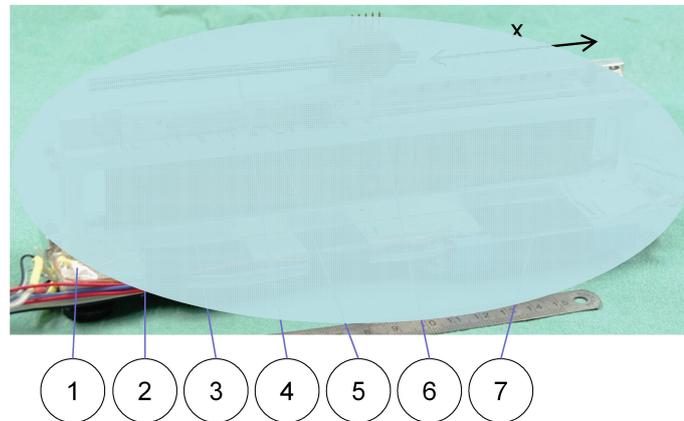
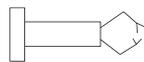
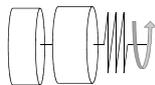


Abbildung 5.8: Linearmotor von GUNDLING und POTT [34].  
 Der elektrodynamische Langstator-Synchronmotor mit Permanenterregung und Wasserkühlung (Kühlkasten geöffnet und Rückschlussbleche entfernt). (1) Chassis, (2) Einzelspulen, (3) Wasserkasten (geöffnet und ohne Rückschlussbleche), (4) Maßverkörperung für den optischen Encoder, (5) Läufer mit Permanentmagneten (nicht sichtbar, da zwischen den Spulen) und Linearlagerung, (6) optischer Encoder, (7) Elektronik.

**Beispiele**



Im Single-Port Operationsrobotersystem FLEXMIN (vgl. Abbildung 4.13 auf Seite 142) [77, 65, 66] werden in der Endausbaustufe in einem Rohr mit  $\varnothing$  40 mm die endoskopische Kamera mit Stablinsoptik ( $\varnothing$  11 mm), ein Arbeitskanal ( $\varnothing$  12 mm) sowie sechs Schubstangen mit je  $\varnothing$  5 mm integriert werden. Der Freiraum zwischen den Schubstangen beträgt 5 bis 20 mm. Es wird deutlich, dass die Antriebseinheiten am proximalen Ende des Rohrs über entsprechende „Ausleger“ radial an die Schubstangen angekoppelt werden müssen (vgl. Abbildung 4.12 auf Seite 141).



Für die aktive Kniegelenksorthese wurde zunächst ein einzelner seriell-elastischer Antrieb je Seite in Verlängerung der mittleren Knieachse integriert. Der Aufbau steht jedoch seitlich unangenehm und für einen Einsatz im Alltag ungeeignet weit heraus. Für den ersten Prototyp war die technische Funktionalität zunächst wichtiger als der praktische Einsatz. Im nächsten Iterationsschritt der Entwicklung werden nun sog. Twisted-String-Antriebe (TSA) eingesetzt (vgl. Abbildung 2.13(c) auf Seite 30), die mehrfach parallel die beiden segmente der Orthese gegeneinander bewegen können. Dieser dezentrale Antrieb baut entsprechend flach ( $\approx$  15 mm) und prinzipbedingt leise. Die Wahl des Wirkprinzips eines Sensor-Aktor-Systems zeigt hier besonders großen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit.

**5.4.2 Kräfte und Geschwindigkeit**

Integrierte Sensor-Aktor-Systeme wirken auf ihre Umwelt in Form von Kräften (bzw. Drehmomenten) und Geschwindigkeiten (bzw. Drehzahlen) und setzen

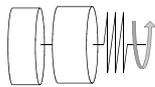
somit eine Leistung

$$P = F \cdot v = M \cdot \omega \quad (5.1)$$

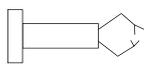
um. Bei gegebener Leistungsdichte des elektromechanischen Wandlers ergibt sich daraus ein Mindestbauvolumen (vgl. Abbildung 5.9). Es ist somit ersichtlich, dass mit Hilfe der Betrachtung von geforderter mechanischer Leistung  $P$  und bekannter Leistungsdichte eine erste Abschätzung der intendierten Funktionalität und des gewünschten Bauvolumens erreichen lässt.

Die erzielbaren Kräfte sind in den meisten Fällen von der ertragbaren Erwärmung eines Aktors abhängig. Durch geeignete Kühlung kann hier mit beliebigem Aufwand eine Leistungserhöhung erzielt werden, allerdings wird sich das Bauvolumen der zu Wärmeabfuhr notwendigen Subsysteme negativ auf die Gesamtleistungsdichte auswirken und deren Energiebedarf den Wirkungsgrad verringern. Hersteller von Aktoren bieten Tools zur Auslegung von Antrieben gemäß den nach DIN EN 60034-1 genormten Betriebsarten S1, S2, etc. an, die vor allem auf dem angenommenen Lastprofil und dem über die Zeit gemittelten Strom sowie Kenntnis der Wärmeleitung basieren. Die Ermittlung des Lastprofils stellt dann einen Teil der vertieften Spezifizierung des Systems in Form von Vorversuchen dar.

#### Beispiele:



Im Projekt ORTHESE (vgl. Abbildung 2.11 auf Seite 28) [70, 71, 73] leitet ein seriell-elastischer Antrieb ein Drehmoment in das Knie des Orthesenträgers ein. Dies erfolgt vor allem während der Transferphasen *Aufstehen/Hinsetzen* und *Treppensteigen*. Im Stillstand bzw. beim Sitzen dreht der Motor nicht, beim Gehen wird das abgegebene Drehmoment zu Null geregelt, sodass der Antrieb nur das eigene Trägheitsmoment überwinden muss. Es ergibt sich also eine Betriebsart S2 „Kurzzeitbetrieb“ oder S7 „Ununterbrochener periodischer Betrieb mit elektrischer Bremsung“. Für die genauere Auslegung spielen u.a. die Schaltspiele pro Zeiteinheit, das Trägheitsmoment und die Hochlauf- und Auslaufzeit eine ausschlaggebende Rolle, besonders jedoch die Wärmeabfuhr aus der rotierenden Wicklung des eingesetzten Glockenankermotors und die tolerierte Oberflächentemperatur des Gehäuses.



Im Projekt FLEXMIN: (vgl. Abbildung 4.13 auf Seite 142) werden die Manipulatorarme über ein haptisches Eingabegerät durch den Chirurgen gesteuert. Dabei werden ständig Bewegungen und Halteaufgaben ausgeführt, die als nicht-periodisch betrachtet werden. Für Manipulatoreinheit wie für das haptische Display gilt somit die Betriebsart S9 „Betrieb mit nicht-periodischen Last- und Drehzahländerungen“. Für die Auslegung von Relevanz sind die Trägheiten, die statischen Kräfte sowie Dynamik, mit der die Bewegungen durchgeführt werden [77, 65, 66]. Für eine genauere Spezifikation sind Vorversuche durchzuführen.

### 5.4.3 Genauigkeit

Die Genauigkeit, mit der ein Bearbeitungsprozess oder ein (Sub-)system zu arbeiten in der Lage ist, kann mit einer Genauigkeitskette oder Fehlerfortpflanzung beschrieben werden. Diese folgt der Beziehung

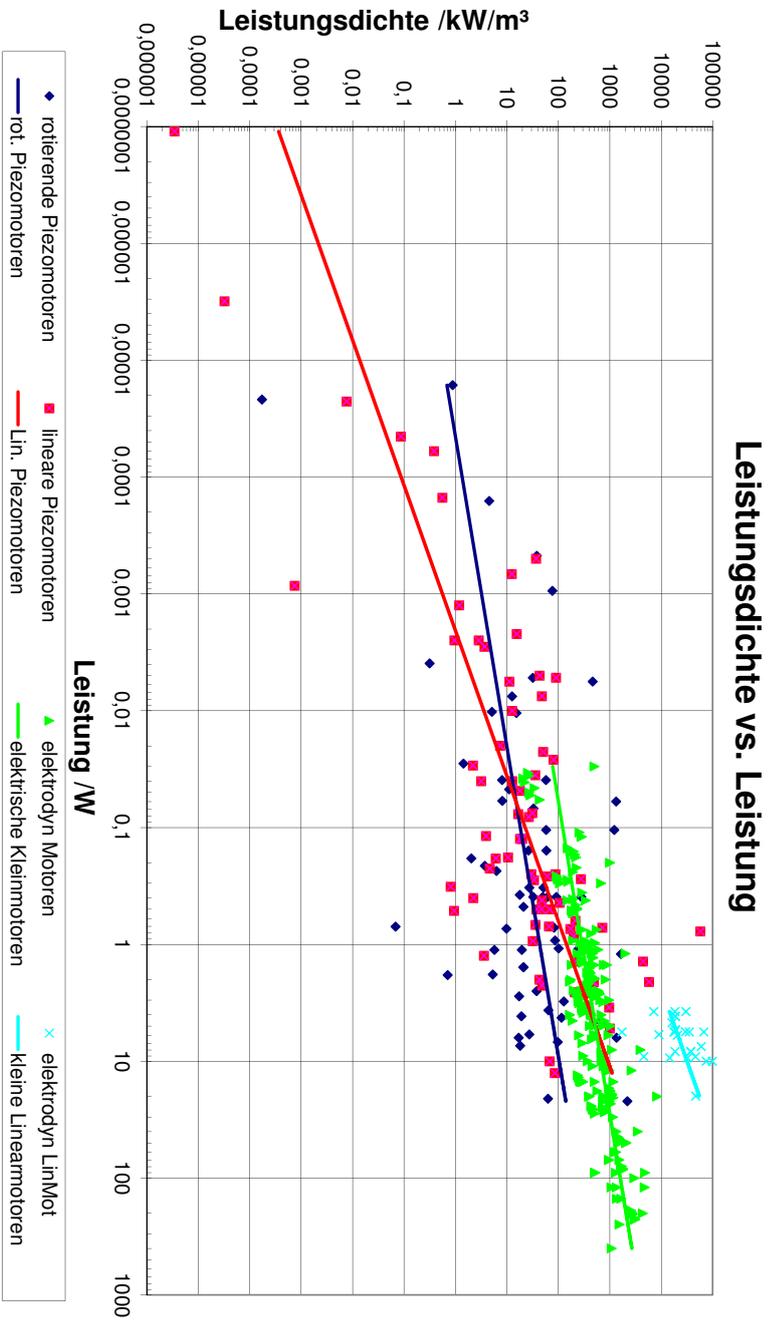


Abbildung 5.9: Leistungsdichte über Leistung piezoelektrischer und elektrodynamischer Kleinmotoren. Die Daten basieren auf einer umfangreichen Markt- und Literaturrecherche des Autors. Die Trendlinien machen deutlich, dass mit sinkender Leistung eines Kleinmotors die Leistungsdichte ebenfalls abnimmt.

$$\sigma^2 = \sum_i \sigma_i^2 \quad (5.2)$$

mit  $\sigma$  als Standardabweichung. Üblicherweise gilt, dass die sechsfache Standardabweichung eines Prozesses kleiner sein muss als das Toleranzintervall. (vgl. DIN 13005 bzw. [32]). Für die einzelnen Glieder der Toleranzkette lassen sich somit zulässige Einzelstandardabweichungen definieren. Diese leiten sich aus der Genauigkeit der Sensorik, der Aktorik sowie der Regelung ab:

$$\sigma^2 = \sum \sigma_{\text{Sensor}}^2 + \sigma_{\text{Aktor}}^2 + \sigma_{\text{Regler}}^2 \quad (5.3)$$

Eine präzise Übertragung der Angabe einer *Messgenauigkeit* eines Sensors in eine Standardabweichung setzt profunde Kenntnis über die zugrundeliegende statistische Auswertung bei der Ableitung dieser Angabe voraus. Oft ist es darüber hinaus sinnvoll, eigene Messreihen im Anwendungskontext durchzuführen. Aus der obigen Gleichung wird ersichtlich, dass die *Genauigkeit* eine dynamische Komponente hat, da der Regler Teil der Genauigkeitskette ist. Dies bedeutet, dass neben einer Spezifizierung der (statischen) Genauigkeit auch eine Angabe gemacht werden muss, in welcher Zeit diese zu erreichen ist. Es ist ersichtlich, dass dies Auswirkungen auf den Regelalgorithmus sowie dessen Parameter hat. Nichtlinearitäten wie z.B. Kriechen bei Piezoaktoren, Getriebeispiel bei unteretzten Antrieben oder thermische Einflüsse spielen ebenfalls in die Betrachtung der Genauigkeit mit hinein und müssen beim Entwurf eines integrierten Sensor–Aktor–Systems berücksichtigt werden.

Da Sensor–Aktor–Systeme üblicherweise mit auf Mikrocontrollern implementierten digitalen Reglern arbeiten, spielen Aspekte wie das Abtasttheorem  $T \leq 1/(2f_0)$  in die Betrachtung der erreichbaren Genauigkeit mit hinein. Dabei bezieht sich dies nicht auf die höchste gewünschte, sondern höchste im Signal vorhandene Frequenz. Ggf. muss also vor der Digitalisierung eine Tiefpassfilterung vorgenommen werden. Der dabei auftretende Phasenverzug muss dann jedoch bei der weiteren Signalverarbeitung z.B. durch Antialiasing–Filter und bei der Regelung berücksichtigt werden. Darüber erfolgt durch eine Differenzierung von quantifizierten zeitdiskreten Signalen eine Verstärkung des Messrauschens. Dies ist beispielsweise relevant, wenn aus einem Winkelencodersignal auf die Drehzahl geschlossen werden soll, wie dies bei Kaskadenreglern durchgeführt wird, die häufig in Servosystemen eingesetzt werden. Die Auswahl einer geeigneten Kombination aus Sensor und Reglerhardware steht somit wieder beispielhaft für die Entwicklung *integrierter* Sensor–Aktor–Systeme (vgl. dazu Abbildung 1.5 auf Seite 7).

### Beispiele



Der MR–kompatible Flügelzellenmotor von POTT und GONG (vgl. Abbildung 4.14(b) auf Seite 144) stellt ein integriertes Sensor–Aktor–System dar, weil Antrieb, Sensorik und Elektronik integriert werden können. Es erfolgt dabei eine Quantifizierung des Winkels  $\varphi$  der Abtriebsachse durch einen speziellen MR–kompatiblen Encoder. Im Zusammenhang mit einer zu geringen Auflösung führt dies bei gegebener Drehzahl zu unzureichenden Messwerten. In Abbildung 5.10 wird gezeigt, wie bei einer beispielhaften Winkelgeschwindigkeit von  $\omega_1 = 1\,200^\circ/\text{s}$  und einer Abtastrate von 1 kHz die gemessene Winkelgeschwindigkeit  $\omega = \Delta\varphi/\Delta t$  zwischen 1 und 2  $^\circ/\text{ms}$  schwankt und niemals den wahren Wert anzeigen kann [26]. Vgl. hierzu

die Ausführungen auf Seite 158. Dies kann dazu führen, dass ursprünglich ausgewählte Reglerkonzepte — in diesem Fall ein Kaskadenregler — nicht implementiert werden können, da das Geschwindigkeitssignal in nur unzureichender Qualität vorliegt.

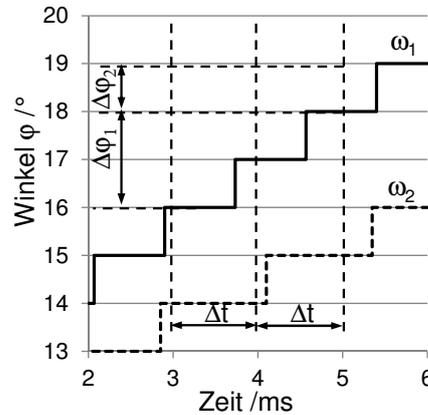
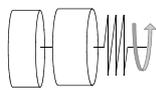


Abbildung 5.10: Messung des Drehwinkels mit einem Encoder und Ableitung der Winkelgeschwindigkeit  $\omega = \Delta\varphi / \Delta t$  durch Bildung des Differenzenquotienten [26].

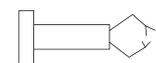
#### 5.4.4 Sicherheit

Die Sicherheit eines Gesamtsystems oder –prozesses kann u.U. direkt von der Gewährleistung einer Funktion durch ein integriertes Sensor–Aktor–System abhängen. Da Sensor–Aktor–Systeme oft direkt an der Mensch–Maschine–Schnittstelle eingesetzt werden, ist dies ein wichtiges Auslegungskriterium. Das für zahlreiche Produktgruppen, z.B. aus dem Bereich der Medizintechnik, zwingend erforderliche Risikomanagement nach DIN EN ISO 14971:2009-10 erfordert verschiedene Maßnahmen zur Verringerung des Gefährdungspotenzials eines Systems. Schon während der Entwicklung muss deren Fortschritt dokumentiert und mögliche Gefährdungen sowie deren Wahrscheinlichkeit identifiziert werden. Für den Entwurfsprozess sicherheitsrelevanter Baugruppen und (Sub–)Systeme existieren zahlreiche Methoden. Drei sollen im Folgenden kurz beschrieben werden.

##### Beispiele:

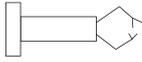


Der seriell–elastische Antrieb im Kniegelenk einer ORTHESE (vgl. Abbildung 2.11 auf Seite 28) darf nicht zu viel oder unvermittelt Drehmoment ins Knie einleiten. Gleiches gilt für einen plötzlichen Ausfall während z.B. eines Aufstehvorgangs. Dies führt ggf. zu einem Sturz und Verletzungen des Trägers. Auch würde eine Drehung des Kniegelenks über die Strecklage hinaus zu Verletzungen des Trägers im Knie und dadurch induzierte Stürze zur Folge haben [70, 71, 73].



Die Antriebe des Single–Port Operationsroboters FLEXMIN (vgl. Abbildung 4.13 auf Seite 142) müssen so angesteuert werden, dass Fehlfunktionen frühzeitig und bevor es zu einer Verletzung des Patienten kommt, verhindert oder abgefangen werden. Da der Manipulator auf einer Parallelkinematik beruht, hat die Fehlfunktion eines einzelnen

Antriebs in den meisten Fällen Auswirkungen auf alle Achsen des Manipulatorarms. Es sind daher nicht nur die Position und Geschwindigkeit der einzelnen Antriebe, sondern ggf. auch deren Relativwerte ausschlaggebend [77, 65, 66].



Der haptische Joystick aus Abbildung 5.6 darf auch bei Fehlfunktionen der Steuerung keine Ausschläge entgegen der Richtung der Neutrallage produzieren, da sonst ggf. ein Fahrzeug oder Teile davon sich selbstständig in Bewegung setzen können. In diesem konkreten Fall ist dies gelöst, indem eine Kinematik eingesetzt wird, die Drehmomente nur in einer Richtung erzeugen kann. Außerdem wird der Motor durch eine low-level Beschaltung mit einer Diode daran gehindert, die Drehrichtung zu wechseln.

#### 5.4.4.1 Fehlermöglichkeits- und Einflussanalyse — FMEA

Ziel der Anwendung der Fehlermöglichkeits- und Einflussanalyse (englisch: Failure Mode and Effects Analysis — FMEA) ist es, während der Planungsphase potentielle Fehler und ihre Ursachen zu erkennen, zu bewerten und Maßnahmen zur Fehlervermeidung einzuleiten (vgl. Abbildung 5.11). Die FMEA hat in erster Linie präventiven Charakter und soll dazu beitragen, Fehler zu vermeiden. Sie dient aber auch der systematischen Analyse vorhandener Fehlerbilder und ermöglicht so eine Produkt- bzw. Prozessverbesserung. Die FMEA wird vorzugsweise im interdisziplinär besetzten Team erarbeitet. Die Methode eignet sich sehr gut, um das Erfahrungswissen der Mitarbeiter zu erfassen, zu dokumentieren und anderen Mitarbeitern im Unternehmen zur Verfügung zu stellen [18, 115]. Insbesondere für integrierte Sensor-Aktor-Systeme bietet die FMEA die Möglichkeit, Rückwirkungen, Interferenzen und gegenseitige Beeinflussung auch über die Domänengrenzen hinweg zu erkennen und zu behandeln.

#### 5.4.4.2 Fehlerbaumanalyse

Ziel der Fehlerbaumanalyse nach DIN 25424 (englisch: Fault Tree Analysis — FTA) ist die systematische Identifizierung aller möglichen Ursachen, die zu einem vorgegebenen, unerwünschten Ereignis führen. Dabei werden sowohl die Auftrittswahrscheinlichkeiten der ermittelten Ursachen als auch die UND- bzw. ODER-Ausprägungen von verknüpften Ursachen untersucht. Durch die Bewertung der Auftrittswahrscheinlichkeiten der einzelnen Ergebnisse lässt sich ein kritischer Pfad erkennen, der am häufigsten zum TOP-Ereignis führt. Der wesentliche Vorteil der Fehlerbaumanalyse für die Betrachtung von Sensor-Aktor-Systemen liegt in der Möglichkeit, Ursachenkombinationen sowie Ausfallwahrscheinlichkeiten zu erkennen und übersichtlich darzustellen. Sie ermöglicht eine quantitative Systembeurteilung im Hinblick auf Betrieb und Ausfallsicherheit [18].

#### 5.4.4.3 Risikoanalyse

Bei der Risikoanalyse wird davon ausgegangen, dass das *Risiko* eine Funktion von Schadensausmaß und Schadenswahrscheinlichkeit ist. Im einfachsten Fall kann gelten  $\text{Risiko} = \text{Schadenswahrscheinlichkeit } L \times \text{Schadensausmaß } S$ . Zur Untersuchung bspw. eines Medizinprodukts kann ein Risikoanalysechart nach Abbildung 5.13 verwendet werden. Unterschieden wird für jeden Fehlerfall, der ggf. durch eine FMEA (s.o.) identifiziert wurde, die Schadenswahrscheinlichkeit



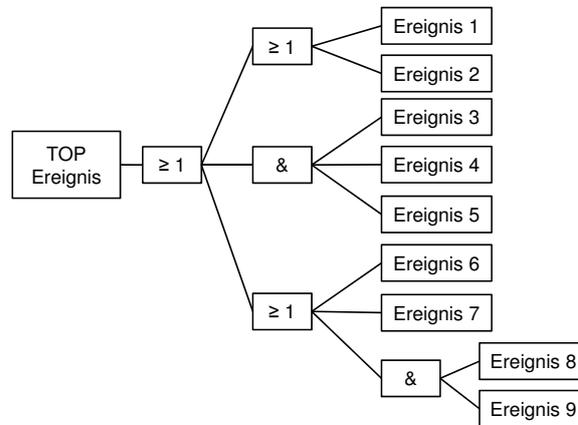


Abbildung 5.12: Beispielhafter Fehlerbaum mit Symbolen nach IEC 60617-12. Die UND- sowie ODER-Verknüpfungen werden mit den Auftretswahrscheinlichkeiten der einzelnen Ereignisse verknüpft und zeigen die Möglichkeiten für das Auftreten des TOP-Ereignisses sowie dessen entsprechende Wahrscheinlichkeiten auf. Der Pfad mit der größten Wahrscheinlichkeit gilt als *kritisch* und sollte weiter untersucht werden.

(„Likelihood“) (siehe auch Spalten „A“ in Abbildung 5.11) und das Schadensausmaß („Severity“) des Schadens (siehe auch Spalten „B“ in Abbildung 5.11):

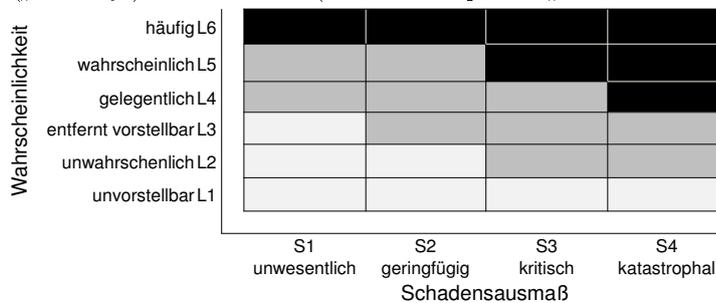


Abbildung 5.13: Risikoanalysechart für ein Medizinprodukt in Anlehnung an DIN EN ISO 14971:2009-10 [94].

- L1 Es ist davon auszugehen, dass die Gefährdung nie auftritt.
- L2 Die Gefährdung tritt maximal einmal in 100 Operationen auf.
- L3 Die Gefährdung tritt maximal einmal in 10 Operationen auf.
- L4 Die Gefährdung kann bei jeder Operation einmal auftreten.
- L5 Die Gefährdung kann bei jeder Operation mehrfach auftreten.
- L6 Die Gefährdung tritt häufig auf.
- S1 Geringe oder keine Möglichkeit einer Verletzung.
- S2 Möglichkeit einer Verletzung.
- S3 Möglichkeit eines Todesfalles oder einer schweren Verletzung.
- S4 Möglichkeit von vielen Todesfällen oder schweren Verletzungen.

In Abbildung 5.13 schwarz markierte Felder bedeuten dabei unakzeptable Risiken während grau hinterlegte Felder eine baldige Änderung des Prozesses oder Produkteigenschaften erfordern.

---

# Zusammenfassung

---

---

6.1	Zusammenfassung . . . . .	175
6.2	Diskussion . . . . .	175
6.3	Ausblick . . . . .	178

---

## 6.1 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit bietet nicht nur einen Überblick über die Tätigkeit des Autors in den vergangenen Jahren am Institut für Elektromechanische Konstruktionen, sondern in Kapitel 2 auch einen fundierten Einblick in den Stand der Technik der integrierten Sensor–Aktor–Systeme. Besonders hervorzuheben sind die Betrachtungen zur Miniaturisierbarkeit von Sensor– und Aktorprinzipien in Kapitel 3, aus denen wertvolle Anregungen und Erkenntnisse für die Gestaltung zukünftiger Projekte in diesem Forschungsgebiet abgeleitet werden können. Dies gilt unabhängig von den Anwendungs– und Praxisbeispielen, die in Kapitel 4 die Bandbreite der durchgeführten Arbeiten widerspiegeln und kann auch getrennt von den in Kapitel 5 angestellten Überlegungen zu den Aspekten, die während des Entwurfsprozess zu beachten sind, betrachtet werden. Der Entwurfsprozess und seine Modellierung mit Hilfe verschiedener Ansätze wurde in Kapitel 1 beschrieben und dient als Ausgangspunkt für zahlreiche Entwicklungen im Wirkungsbereich des Autors.

## 6.2 Diskussion

Zwei Aspekte dieser Arbeit verdienen eine tiefergehende Betrachtung. Dies sind die Modellierung des Entwurfsprozesses sowie die Überlegungen zur Miniaturisierung.

### 6.2.1 Modelle des Entwicklungsprozess

Es wurde dargestellt, in welcher Weise der Entwurfsprozess modellhaft nachgestellt werden kann. Dies dient i.A. zur Vereinheitlichung der Vorgehensweise und zur Strukturierung der Arbeiten. Es wird jedoch klar, dass allfällige Feedbackschleifen der Entwicklung unterschiedlich abgebildet werden. Wird beim

Wasserfallmodell (vgl. Abbildung 1.4 auf Seite 6) eine Validierung und Verifikation grundsätzlich zwischen den einzelnen Entwicklungs- bzw. Fortschrittsstufen durchgeführt sind bei den übrigen Modellen die Feedbackschleifen größer (V- oder W-Modell) oder existieren garnicht (Spiralmodell). Im Sinne einer effizienten Entwicklung ist es nun wünschenswert, den Umfang notwendiger Änderungen so gering wie möglich zu gestalten, um Zeit- und Kostenpläne einzuhalten. Im Wasserfallmodell sind solche Stufen relativ klein und somit Änderungen günstig und schnell innerhalb einer Stufe umsetzbar. Allerdings bildet das Modell den Komplexitätsgrad realer Entwicklungen in der Regel nur sehr unzureichend ab, sodass es eher für Konzeptentwicklungen innerhalb des domänenspezifischen Entwurfs geeignet erscheint (für ein praktisches Anwendungsbeispiel aus der aktuellen Forschung des Autors siehe Abbildung 1.9 auf Seite 13).

Das weit verbreitete V-Modell (vgl. Abbildung 1.5 auf Seite 7) eignet sich deshalb besser für komplexere Entwicklungsaufgaben, weil der domänenspezifische Entwurf alle Fragestellungen parallel abbildet und sich hier auch inhaltliche, technologische oder projektablaufspezifische Abhängigkeiten darstellen und managen lassen. An dieser Stelle, nämlich dem Übergang zwischen dem Systementwurf auf Komponentenebene und dem domänenspezifischen Entwurf, setzen zahlreiche Vorgehensweisen des modellbasierten Entwurfs bzw. der modellbasierten Entwicklung an. Ziel ist es, parallel zum tatsächlichen Entwicklungsprozess eine möglichst weitgehende Virtualisierung zu erhalten, mit deren Hilfe Projekte mit nahezu beliebiger Komplexität zu managen sind, ohne dass ständig Funktionsmuster gefertigt und getestet werden müssen. Auf diese Weise wird der Entwicklungsprozess um ein Mehrfaches beschleunigt und damit auch in seinen Kosten reduziert.

Ein weiteres wichtiges Ziel dieses Vorgehens ist die Entkopplung des Entwicklungsergebnisses von der Intuition und Erfahrung der Entwickler. Somit werden kreative Lösungen gefördert, Betriebsblindheit umgangen und die Qualität unabhängiger von den konkreten Köpfen. Dennoch wird auf jeder Ebene, sei es die Modellierung, die Simulation, der Bauteilversuch oder auch das Experiment im Feld, auch in den nächsten Jahrzehnten nicht vollkommen unabhängig von der Fähigkeit der kreativen Köpfe sein können.

Weitere vorgestellte Modelle des Entwicklungsprozess sind das Spiralmodell (Abbildung 1.6 auf Seite 8) und das W-Modell (Abbildung 1.7 auf Seite 9). Diese berücksichtigen beide, dass das V-Modell niemals nur einmal durchlaufen wird, da die zu Beginn der Entwicklung gemachten Annahmen und Vereinfachungen stets verifiziert werden müssen und auf diesen — meist experimentellen Ergebnissen — neue Entwicklungsentscheidungen getroffen werden. Im Spiralmodell kann dies ad infinitum getrieben werden, das W-Modell geht davon aus, dass zunächst ein erster Systementwurf gemacht wird, der in einem Modell des zu realisierenden Systems mündet. Die Simulationen und Verfeinerungen des Modells, die hier folgen, bilden das Zentrum des „W“ und dienen als Ausgangspunkt für die tatsächliche Realisierung in Hardware in der zweiten Hälfte. Es ist deutlich, dass V-, Spiral- und W-Modell aufeinander aufbauen.

Für integrierte feinwerktechnische Sensor-Aktor-Systeme als Subkomponente größerer Systeme kann das Fazit gezogen werden, dass der im Vergleich eher überschaubare Entwicklungsprozess mit einfachen Modellen abbildbar ist und die in der Regel kleine Größe des Entwicklerteams konventionelle Entwurfs- und Kommunikationsmethoden erlaubt.

### 6.2.2 Miniaturisierung

Die Verkleinerung eines bestehenden Systems bzw. die Entwicklung einer neuen Lösung für einen spezifischen baugrößenbeschränkten Anwendungsfall ist eine häufig auftretende Fragestellung in den Ingenieurwissenschaften. Dies gilt sowohl für Aktoren wie für Sensoren und damit auch für Sensor–Aktor–Systeme. Beide Entwicklungsfelder unterscheiden sich jedoch maßgeblich, obwohl sie in vielen Fällen auf den selben physikalischen Wirkprinzipien beruhen.

Bei der Aktorik ist die erzielbare bzw. geforderte mechanische Leistung eines Antriebs eine Kernauslegungsgröße. Bei gegebener Leistungsanforderung ist es klar ersichtlich, dass ein Motor nicht beliebig in seinen Abmessungen verringert werden kann. Ziel des Abschnitts 3.1 ist es daher, aufzuzeigen, wie die abgegebene Kraft bzw. die Leistung mit dem Volumen skalieren. Es wird deutlich, dass es Antriebsprinzipien gibt, deren Kraft und Leistung weniger stark als das Volumen skalieren, somit die Leistungsdichte mit der Miniaturisierung wächst. Dies ist günstig für alle Bestrebungen zur Verkleinerung z.B. der Mikrosystemtechnik (vgl. dazu Tabelle 3.2 auf Seite 64). Mit Hilfe der Überlegungen dieses Kapitels wird es möglich, von vorneherein abzuschätzen, ob eine gewünschte Miniaturisierung erzielbar ist.

Anders verhält es sich bei der Sensorik. Da hier keine Leistung umgesetzt wird, ist die Leistungsdichte kein Auslegungskriterium. Vielmehr ist eine Reduktion der Abmessungen wünschenswert, um — besonders bei der Erfassung mechanischer Größen — möglichst rückwirkungsarm und dynamisch messen zu können. Allerdings skalieren bei manchen Messverfahren der Messbereich oder die erzielbare Auflösung mit der Baugröße, sodass auch hier augenfällige Grenzen der Miniaturisierbarkeit existieren. Der Abschnitt 3.2 befasst sich daher mit den Grenzen der Miniaturisierung, die aus mechanischen und physikalischen Randbedingungen ableitbar sind. Betrachtet werden die Größen, die für integrierte Sensor–Aktor–Systeme relevant sind: Verstellung/Dehnung, Geschwindigkeit, Beschleunigung, Kraft/Moment und Strom. Es werden verschiedenste elektrische, optische, materialspezifische und mechanische Wandler- und Umformerprinzipien (vgl. Abbildung 1.2 auf Seite 4) betrachtet. Es wird deutlich, dass neben der universalen Aussage, dass sich das Signal–Rausch–Verhältnis mit steigendem Miniaturisierungsgrad verschlechtert, weil die Signalamplitude in vielen Fällen abnimmt während das Rauschen konstant bleibt, keine allgemeingültigen Schlüsse gezogen werden können (vgl. Tabelle 3.4). Dennoch gibt der Abschnitt einen fundierten Überblick über für integrierte feinwerktechnische Sensor–Aktor–Systeme geeignete Messverfahren.

### 6.2.3 Entwurfskriterien

Abschnitt 5 als letzter des Hauptteils widmet sich schließlich den Entwurfskriterien, die für den Aufbau feinwerktechnischer integrierter Sensor–Aktor–Systeme relevant sind. Die Auswahl richtet sich nach der üblichen Vorgehensweise in den wissenschaftlichen Entwicklungsprojekten des Autors und kann als Handreichung für zukünftige Vorhaben angesehen werden, ohne den Anspruch auf Vollständigkeit oder universelle Gültigkeit für sich reklamieren zu wollen. Dies zu tun erschiene unter Berücksichtigung der Fülle an unterschiedlichen Entwicklungsfragestellungen, kunden- oder anwendungsspezifischen Normen bzw. Vorgaben und nicht zuletzt aufgrund des technischen Fortschritts unrealistisch.

Dennoch werden in diesem Abschnitt zahlreiche Denkanstöße gegeben, ausgeführt und anhand von Beispielen, die im vorhergehenden Abschnitt 4 eingehend beschrieben wurden, erläutert. Der Leser erhält einen wertvollen Einblick in aktuelle Forschungsfragen und damit die Möglichkeit, die gewonnenen Erkenntnisse für weitergehende Fragestellungen einzusetzen.

### 6.3 Ausblick

Die fortschreitende Automatisierung in der Industrie und der Gebäudetechnik aber auch zunehmende Komfortfunktionen im Automobil, der Luftfahrt, der Medizintechnik sowie bei elektronischen Konsum- und Haushaltsprodukten erfordern eine wachsende Anzahl an Kleinstantrieben. Zum Zwecke der Funktionsüberwachung, der Regelung, des Monitorings sowie zur Sicherstellung der eigentlichen Funktion beinhalten diese in vielen Fällen Sensoren. Aus Gründen der Kosteneinsparung bei der Herstellung (Ressourcenverbrauch) aber auch im Betrieb (Gewicht) wird in vielen Fällen eine möglichst kleine Bauform angestrebt. Mikrosystemtechnisch hergestellte Systeme sind meist eine Größenordnung kleiner als es für eine *real world*-Anwendung notwendig wäre. Konventionell diskret aufgebaute Lösungen sind hingegen für viele preisensitive Produkte ungeeignet. Funktionsintegration, die Nutzung intrinsischer Sensorprinzipien und nicht zuletzt ein integrierter Systementwurf sind somit Lösungsansätze für zukünftige Entwicklungen. Daher ist die Arbeit im Bereich der integrierten feinwerktechnischen Sensor-Aktor-Systeme ein zukunftssträchtiges Forschungsgebiet.

---

## Literaturverzeichnis

- [1] J. Albero, S. Bargiel, N. Passilly, P. Dannberg, M. Stumpf, U. D. Zeitner, C. Rousselot, K. Gastinger, C. Gorecki, „Micromachined array-type Mirau interferometer for parallel inspection of MEMS“, *J. Micro-mech. Microeng.* 21, 065005 (10pp), 2011.
- [2] T. Alshuth, M. Ramspeck, R. Schuster, B. Halbedel, F. Zschunke, „Magnetorheologische Elastomere. Einfluss der Partikelausrichtung auf die Schaltbarkeit“, *Kautschuk, Gummi, Kunststoffe. Internationale Fachzeitschrift für polymere Werkstoffe*, Vol. 60, pp. 448–455, 2007.
- [3] M. Baltzer, T. Krauss, E. Obermeier, „A new type of a linear actuator in surface micromachining technology“, *MST '96: Fifth International Conference on Micro Electro, Opto, Mechanic Systems and Computers*, Potsdam, pp. 591-596, 1996.
- [4] R. Ballas, „Statisches und dynamisches Verhalten piezoelektrischer Multilayer-Biegeaktoren und Beitrag zur Sensorintegration“, *Dissertation*, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2006.
- [5] H. Bachmann, B. Weber, „Tuned Vibration Absorbers for Damping of Lively Structures“, *Struct. Eng. Internat.*, No. 1, 1995.
- [6] A. Barlian, W. Park, J. Mallon, A. Rastegar, B. Pruitt, „Semiconductor piezoresistance for microsystems“, *Proceedings of the IEEE* 97, Vol. 3, pp. 513–552, 2009.
- [7] S. Benkner, V. Bock, D. Freund, A. Tessmann, D. Thiem, „Kennlinienbeeinflussung eines Joysticks zur Darstellung von haptischen Feedback“ *PEM II-Bericht*, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2013.
- [8] B. W. Boehm, „A Spiral Model of Software Development and Enhancement“ *IEEE Computer* 21, 5, pp. 61-72, 1988.
- [9] A. Breiing, R. Knosala, „Bewerten technischer Systeme: Theoretische und methodische Grundlagen bewertungstechnischer Entscheidungshilfen“, *Springer-Verlag (Heidelberg)*, 1997.

- [10] Y. Cai, J. Fennelly, R. H. Grace, „Thermally-Based MEMS Sensors Part 1“, Commercial Micro Manufacturing International, 6 (2), 36-39, 2013.
- [11] G. Caprari, T. Estier, R. Siegwart, „Fascination of down scaling – Alice the sugar cube robot“, J. Micromechanics, 1, 3, 177-189, 2002
- [12] A. Carrasco, P. P. Pott, H. F. Schlaak, „Ciliae-based Micro Actuators – Efficient Production of Carbon-Fibre Ciliae“, Mikrosystemtechnik Kongress, Darmstadt, 2011.
- [13] K. Chinzei, R. Kikinis, F. A. Jolesz, „MR Compatibility of Mechatronic Devices: Design Criteria“, MICCAI, Cambridge, UK, 1999, pp. 1020-1031.
- [14] C. Clauß and W. Schninköthe, „Integrierte Wegmessung in Lineardirektantrieben Erschließung neuer Anwendungsfelder durch Flusssichtdetektion“, Mechatronik 2005, Wiesloch, 2005.
- [15] J. Courteaud, P. Combette, N. Crespy, G. Cathebras, A. Giani, „Thermal simulation and experimental results of a micromachined thermal inclinometer“, Sensors and Actuators A, 141, 307–313, 2008.
- [16] U. A. Dauderstädt, „A Thermal Accelerometer“, Dissertation, TU Delft, 1999
- [17] Den Hartog J.P.: „Mechanical Vibrations“. ISBN 0-486-64785-4. Dover Publications, 1985.
- [18] K.-H. Grothe, J. Feldhusen (Hrsg.), „Dubbel – Taschenbuch für den Maschinenbau“, 23. Aufl. Springer, Heidelberg, 2012.
- [19] R. G. Dorsch, G. Häusler, J. M. Herrmann, „Laser triangulation: fundamental uncertainty in distance measurement“, Applied Optics, 33, 7, 1306-1314, 1994.
- [20] C. Dörrer, „Entwurf eines elektromechanischen Systems für flexibel konfigurierbare Eingabefelder mit haptischer Rückmeldung“, Dissertation, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2003.
- [21] E. Eggert, „Aufbau eines Prototyps zur Viskositätsmessung von Motorölen unter Einsatz monolithischer piezoelektrischer Torsionswandler“, Diplomarbeit, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2007.
- [22] D. Eicher, „Entwurf und tiefenlithographische Realisierung mikrostrukturierter Schrittantriebe“, Dissertation, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2011.
- [23] A. El-Shenawy, A. Wagner, P. P. Pott, E. Badreddin, „Disturbance Attenuation of a Handheld Parallel Robot“, IEEE ICRA, Karlsruhe, 2013.

- 
- [24] T. Frank, „Untersuchungen zum Einsatz magnetischer Mikroaktuatoren“, Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2002.
- [25] G. Gerlach and W. Dötzel, Grundlagen der Mikrosystemtechnik. Hanser-Verlag: München, Wien, 1997.
- [26] K. Gong, „Realisierung eines  $\mu$ C-Programms zur Regelung eines MR-kompatiblen Druckluft-Servo-Antriebs“ Masterarbeit, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2013.
- [27] F. Gray, "Pulse Code Communication", US-Patent Nr. 2,632,058 vom 17.03.1953.
- [28] D. Gross, W. Hauger, W. Schnell „Technische Mechanik, Band 2 Elastostatik“ 11. Auflage, Springerverlag, Heidelberg, 2012.
- [29] M. Grübler, „Getriebelehre – Eine Theorie des Zwangslaufs und der ebenen Mechanismen“, Verlag von Julius Springer (Berlin), 1917.
- [30] M. Grün, R. Müller, U. Konigorski, „Model Based Control of Series Elastic Actuators“, IEEE Biomedical Robotics and Biomechatronics (BioRob), Rom, pp. 538-543, 2012.
- [31] M. Grün, T. Meiß, R. Müller, J. Block, D. Heitzmann, S. van Dronghelen, M. Vanoncini, S. I. Wolf, P. P. Pott, H. F. Schlaak, R. Werthschützky, U. Konigorski, „Active Knee Orthosis for Supporting the Elderly“, 46. Jahrestagung der DGBMT, Jena, 2012.
- [32] Deutsches Institut für Normung, „Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement“, Beuth Verlag (Berlin), 1995.
- [33] S. Gutnikov, U. Mende, A. Lenk, „Sensorelektronik“, VEB Verlag Technik (Berlin), 1984.
- [34] R. Gundling, P. P. Pott, „Miniatur-Linearmotor für den ITD“, Interner Bericht, Labor für Biomechanik und experimentelle Orthopädie, Universitätsklinikum Mannheim, Universität Heidelberg, 2008.
- [35] R. Gundling, J. Hesser, H.-P. Scharf, M. L. R. Schwarz, M. Merscher, V. Vieira, A. T. Nguyen, R. Boesecke, J. Brodersen, „Semi-Automatic Robot Assistance System for Retractor Holding Tasks during Hip Surgery“, Computer-Aided Radiology and Surgery (CARS), Pisa, Italy, 2012.
- [36] F. Hansen, Konstruktionswissenschaft München: Carl Hanser Verlag, 1974.
- [37] C. Hatzfeld, S. Kassner, T. Meiß, H. Mößinger, C. Neupert, P. P. Pott, J. Rausch, R. T., M. Staab, R. Werthschützky, „Perception-Inspired Haptic Force Sensor – A Concept Study“, Euroensors XXVI, Krakow, Poland, 2012.

- [38] P. Hagedorn and J. Wallaschek, "Travelling Wave Ultrasonic Motors, Part I: Working Principle and Mathematical Modelling of the stator", *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 155, pp. 31-46, 1992.
- [39] T. Hatsuzawa, M. Hayase, T. Oguchi, „A linear actuator based on cilia vibration“, *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 105, pp. 183-189, 2003.
- [40] H. Haus, M. Matysek, H. Mößinger, K. Flittner, H. F. Schlaak, „Electrical modeling of dielectric elastomer stack transducers“ *Smart Structures / NDE. Electroactive Polymer Actuators and Devices (EAPAD)*, San Diego, USA 2013.
- [41] P. Heide, M. Joppich, R. Schubert, „Berührungslose Geschwindigkeitsmessung nach dem Dopplerprinzip mit Ultraschall und Mikrowellen“, *Fachtagung SENSOREN – Technologie und Anwendung*, 16.-18.03.1992 Bad Nauheim, 1992
- [42] M. Hermann, W. Schinköthe, J. Haug, „Properties of a Piezoelectric Travelling Wave Motor Generating direct Linear Motion“, *ACTUATOR*, Bremen, 1998.
- [43] M. Hessinger, P. P. Pott, R. Werthschützky, „Handheld Surgical Drill With Integrated Thrust Force Recognition“, *IEEE E-Health and Biotechnology Conference* 21.-23.11.1013 Iasi, Romania, 2013.
- [44] E. Hoppach, H. F. Schlaak, „Elektrische Kleinantriebe“, *Skriptum zur Vorlesung*, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [45] H. Czichos, M. Hennecke (Hrsg.), „Hütte – Das Ingenieurwissen“, Springer (Heidelberg), 2007.
- [46] ISO 9613-1:1993, „Acoustics – Attenuation of sound during propagation outdoors – Part 1: Calculation of the absorption of sound by the atmosphere“, 31.12.2010.
- [47] G. Jäger, „Precision distance measurement by means of miniaturized interferometers“, *Proceedings of the XIII. IMEKO World Congress*, Torino, Vol. 3; pp. 1712-1716, 1994.
- [48] K. Janschek, „Systementwurf mechatronischer Systeme“ Springer (Heidelberg), 2010.
- [49] M. Jungmann, „Entwicklung elektrostatischer Festkörperaktoren mit elastischen Dielektrika für den Einsatz in taktilen Anzeigefeldern“, *Dissertation*, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2004.
- [50] U. Jungnickel, D. Eicher, H. F. Schlaak, „Ein miniaturisiertes Positioniersystem mit drei Freiheitsgraden und minimiertem Montageaufwand“, *ETG-/GMM-Fachtagung „Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik“*, Darmstadt, pp. 193-198, 2004.

- 
- [51] K. Jung, K. J. Kim, H. R. Choi, „Self-sensing of dielectric elastomer actuator“, *Sensors and Actuators A: Physical*, 143, 2, pp. 343–351, 2008.
- [52] M. Kallenbach, „Entwurf von magnetischen Mini- und Mikroaktoren mit stark nichtlinearem Magnetkreis“, Dissertation, Fakultät für Maschinenbau, Technische Universität Ilmenau, 2005.
- [53] R. Karsten, K. Flittner, H. Haus, H. F. Schlaak, „Development of an active isolation mat based on dielectric elastomer stack actuators for mechanical vibration cancellation“, *Smart Structures / NDE. Electroactive Polymer Actuators and Devices (EAPAD) 2013*, San Diego, 2013.
- [54] T. A. Kern, „Engineering Haptic Devices: A Beginner’s Guide for Engineers“, Springer (Heidelberg), 2009.
- [55] J. Kessler (Hrsg.), „Synchro/Resolver Conversion Handbook“, 5. Auflage. Data Device Corporation, Firmenschrift, LCCN 74-77038, 1974, 1999.
- [56] K. Kong, J. Bae, M. Tomizuka, „A Compact Rotary Series Elastic Actuator for Knee Joint Assistive System“, *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, Berkeley, CA, USA, pp. 2940-2945, 2010.
- [57] T. Kraus, M. Baltzer, E. Obermeier, „A micro shutter for applications to optical and thermal detectors“, *Transducers '97: Ninth International Conference on Solid-State Sensors and Actuators*, pp. 67-90, 1997.
- [58] R. Kraus, J. Millitzer, C. Hatzfeld, R. Werthschützky, „Entwicklung eines hybriden aktiven Lagerungssystems mit paralleler Krafteinleitung“, *DAGA*, Düsseldorf, 2011.
- [59] W. Krause, „Konstruktions-Elemente der Feinmechanik“, Carl Hanser Verlag (Wien, München), 1993.
- [60] T. Künzli, „Die Berechnung der Spannungen in Rotoren, die aus Scheiben und Zylinderschalen aufgebaut sind“, Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 1959.
- [61] S. Langbein, A. Czechowicz, „Konstruktionspraxis Formgedächtnistechnik“, Springer Vieweg, 2013.
- [62] A.M. Leung, J. Jones, E. Czyzewska, J. Chen, and B. Woods, *Micro-machines Acclerometer based on Convection Heat Transfer*, MEMS 98, 25.-29.01.1998, Heidelberg, 1998.
- [63] P. Lotz, „Dielektrische Elastomerstapelaktoren für ein peristaltisches Fluidsystem“, Dissertation, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2009.

- [64] M. Matysek, „Dielektrische Elastomeraktoren in Multilyer-Technologie für taktile Displays“, Dissertation, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2009.
- [65] S. Matich, C. Neupert, A. Kirschniak, R. Werthschützky, H. F. Schlaak, P. P. Pott, „Teleoperation System with Haptic Feedback for Single-Incision Surgery – Concept and System Design“, Computer-Aided Radiology and Surgery (CARS), Heidelberg, 2013.
- [66] S. Matich, C. Neupert, A. Kirschniak, P. P. Pott, R. Werthschützky, H. F. Schlaak, „A New 4 DOF Parallel Kinematics Structure for Use in a Single Port Robotic Instrument with Haptic Feedback“, 47. Jahrestagung der DGBMT, Graz, 2013.
- [67] J. Meins, „Elektromechanik“, Teubner (Stuttgart), 1997.
- [68] D. Mayer, S. Herold, M. Kauba, T. Koch, „Approaches for distributed active and passive vibration compensation“, ISMA 2010, Leuven, 2010.
- [69] H. Mößinger, „Demonstrating the application of dielectric polymer actuators for tactile feedback in a mobile consumer device“, Masterarbeit, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [70] R. Müller, P. P. Pott, H. F. Schlaak, „Seriell-Elastische Aktoren als Antrieb für aktive Orthesen“, AUTOMED Workshop, Aachen, 2012.
- [71] R. Müller, P. P. Pott, H. F. Schlaak, „Active Knee Orthoses – Technical Considerations and Applications“, 46. annual conference of the DGBMT, Jena, 2012
- [72] R. Müller, „Entwicklung eines mobilen Controllerboards für eine aktive Orthese“, Masterarbeit, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2012
- [73] R. Müller, J. Hielscher, J. Block, S. Van Drongelen, O. Rettig, S. I. Wolf, T. Meiß, R. Werthschützky, P. P. Pott, H. F. Schlaak, „Entwicklung einer verbesserten Kniekinematik zur Reduktion von Scherkräften in passiver Kniegelenksorthese“, 8. Jahrestagung der DGfB, Neu-Ulm, 2013.
- [74] K. D. Müller-Glaser, B. Wunder, „Methodologies and tools for microsystem design“, EURO-DAC, Stuttgart, 1993.
- [75] R. Nattermann, R. Anderl, „Simulation Data Management approach for Developing Adaptronic Systems — The W-Model Methodology“, WASET-Conference on Software and Data Engineering (ICSDE), Bangkok, pp. 429-435, 2011.
- [76] R. Nitsche, „Systems Engineering beim Entwurf mechatronischer Systeme“, VDI Berichte 1842; VDI/VDE-Tagung Mechatronischer Systementwurf, Darmstadt, 2004

- [77] C. Neupert, F. Klug, S. Matich, A. Kirschniak, P. P. Pott, H. F. Schlaak, R. Werthschützky, „New Device for Ergonomic Control of a Surgical Robot with 4 DOF Including Haptic Feedback“, 47. Jahrestagung der DGBMT, Graz, 2013.
- [78] S. Ogasawara and H. Akagi, „An approach to position sensorless drive for brushless DC motors“, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, pp. 928-933, 1991.
- [79] P. Passeraub, P.-A. Besse, R. Popovic, „Scaling Down an Inductive Proximity Sensor“, Sensors and Actuators A, 52, pp. 114-118, 1996.
- [80] D. Pfeffer, „Entwicklung und Aufbau einer Differenzgeschwindigkeits-sensorik für aktive Lagerungen“, Diplomarbeit, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [81] T. Pfeiffer, E. Janssen, J. Nuffer, T. Melz, „Performance Optimization of an Adaptive Vibration Absorber using a Design to Reliability Approach“, 11th International Conference on Structural Safety & Reliability, New York, 2013.
- [82] A. Pohl, R. Steindl, L. Reindl, „Measurements of vibration and acceleration utilizing SAW sensors“, Sensor '99, Vol. 2, pp. 53-58, 1999.
- [83] A. Pohl, „A Review of Wireless SAW Sensors“, Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 47, 2, 2000.
- [84] R. Poprawe, „Lasertechnik für die Fertigung: Grundlagen, Perspektiven und Beispiele für den innovativen Ingenieur“. Springer (Heidelberg), 2005.
- [85] P. P. Pott, P. Weiser, H.-P. Scharf, M. L. R. Schwarz, „Getriebe mit 4 Freiheitsgraden für robotische Anwendungen in der Medizin“, Zeitschrift für Biomedizinische Technik, Vol. 49, pp. 176-179, 2004.
- [86] P. P. Pott, A. Wagner, A. Köpfle, E. Badreddin, R. Männer, P. Weiser, H.-P. Scharf, M. L. R. Schwarz, „A handheld surgical manipulator: ITD – Design and first results“, CARS, Chicago, Illinois, USA, 2004.
- [87] P. P. Pott and M. L. R. Schwarz, „The Relation of Workspace and Installation Space of Epicyclic Kinematics with six Degrees of Freedom“, Zeitschrift für Biomedizinische Technik, Vol. 52, pp. 323-336, 2007.
- [88] P. P. Pott, M. L. R. Schwarz, A. Wagner, E. Badreddin, „Comparative Study of Robot-Designs for a Handheld Medical Robot“, 5th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics, ICINCO 2008, Funchal, Madeira, Portugal, 2008.
- [89] P. P. Pott, A. Wagner, E. Badreddin, P. Weiser, M. L. R. Schwarz, „Inverse Dynamic Model and a Control Application of a Novel 6-DOF Hybrid Kinematics Manipulator“, Journal of Intelligent and Robotic Systems, Vol. 63, pp. 3-23, 2010.

- [90] P. P. Pott and H. F. Schlaak, „Hybrid Stepping Actuator with Intrinsic Force/Torque Measurement“, ACTUATOR, Bremen, pp. 583-585, 2010.
- [91] P. P. Pott, A. Wagner, E. Badreddin, H.-P. Weiser, M. L. R. Schwarz, „Inverse Dynamic Model and a Control Application of a Novel 6-DOF Hybrid Kinematics Manipulator“, Journal of Intelligent and Robotic Systems, Vol. 63, pp. 3-23, 2010.
- [92] P. P. Pott and H. F. Schlaak, „Neuartiger Wimpernantrieb auf piezoelektrischer Basis“, 8. ETG/GMM Fachtagung „Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik“, Würzburg, 2010.
- [93] P. P. Pott, S. Kamping, I. C. Bomba, E. Diesch, H. Flor, M. L. R. Schwarz, „An MR-compatible device for automated and safe application of laser stimuli in experiments employing nociceptive stimulation“, Journal of Neuroscience Methods, Vol. 186, pp. 1-7, 2010.
- [94] P. P. Pott, „Medizinrobotik – Roboter: Technologie und Anwendung im OP-Saal“, Skriptum zur Vorlesung, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [95] P. P. Pott and H. F. Schlaak, „Cilia Motor with Piezoelectric Actuation“, ADAPTRONIC Congress, Darmstadt, 2011.
- [96] P. P. Pott, S. Matich, H. F. Schlaak, „Ultrasonic Piezoelectric Motor with Intrinsic Torque Measurement“, SENSOR & TEST, Nürnberg, 2011.
- [97] P. P. Pott, S. Matich, H. F. Schlaak, „Ultrasonic Resonant Actuator with Intrinsic Torque Measurement“, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 59, pp. 2509-2514, 2012.
- [98] P. P. Pott, A. Carrasco, H. F. Schlaak, „Ciliae-based actuator with piezoelectric excitation“, Smart Mater. Struct., Vol. 21, p. 5pp, 2012.
- [99] P. P. Pott, A. Jäger, H. F. Schlaak, „Integrated Adaptive Absorber for Vibration Damping in Printed Circuit Boards“, DAGA, Darmstadt, 2012.
- [100] P. P. Pott, A. Carrasco, H. F. Schlaak, „Cilia-based Piezoelectric Actuators – First Results“, ACTUATOR, Bremen, 2012.
- [101] P. P. Pott, S. Chang, H. F. Schlaak, „Small-Scale Adaptive Absorber with Piezoelectric Actuation“, ACTUATOR, Bremen, 2012.
- [102] P. P. Pott, A. Hiemstra, H. F. Schlaak, „MR-Compatible Servo Drive – First Results“, 46. Jahrestagung der DGBMT, Jena, p. 710, 2012.
- [103] P. P. Pott, R. Müller, M. Grün, U. Königorski, H. F. Schlaak, „Seriell-Elastische Aktoren als Antrieb für aktive Orthesen“, at-Automatisierungstechnik, Vol. 61, 9, pp. 638-644, DOI 10.1524/auto.2013.0053, 2013.

- 
- [104] P. P. Pott, K. Gong, H. F. Schlaak, „MR-kompatibler Druckluft-Servomotor – Modellbildung und Simulation“, AUTOMED Workshop, Dresden, 2013.
- [105] P. P. Pott, H. Graefenstein, J. Fischer, R. Müller, H. F. Schlaak, E. Abele, „Series Elastic Actuators for Man-Machine Cooperation“, 9. ETG/GMM-Fachtagung „Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik“, Nürnberg, 2013.
- [106] J. Rausch „Kraftmessung an Kathetern – Analyse eines optischen Kraftsensors“, Studienarbeit, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2004.
- [107] J. Rausch, „Entwicklung und Anwendung miniaturisierter piezoresistiver Dehnungsmesselemente“, Dissertation, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [108] L. Reindl, R. Steindl, C. Hausleitner, A. Pohl, G. Scholl, „Passive funkauslesbare Sensoren (Wireless Passive Radio Sensors)“, *tm-Technisches Messen*, Vol. 68, 5 pp. 240, 2001.
- [109] M. Rocznik, „Optimierung des Entwurfs Mikroelektromechanischer Drehratensensorsysteme“, Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2005
- [110] A. Röse, „Parallelkinematische Mechanismen zum intrakorporalen Einsatz in der laparoskopischen Chirurgie“, Dissertation, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [111] K. Roth „Konstruieren mit Konstruktionskatalogen“ 3. Aufl., Springer Verlag (Berlin), 2000.
- [112] W. Royce, „Managing the Development of Large Software Systems“, *IEEE WESCON*, Vol. 26, pp. 1–9, 1970.
- [113] A. Schmid, „Aufbau und Charakterisierung von smarten piezokeramischen Multilayer-Biegewandlern mit integrierter Auslenkungs- und Kraftsensorik“, Dissertation, Fachbereich Elektro- und Informationstechnik, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2005.
- [114] H. F. Schlaak, B. Schemmer, „Miniaturisierung in der Antriebstechnik – Neue Herausforderungen“, 7. GMM Fachtagung „Innovative Kleinantriebe“, 2007.
- [115] M. Schubert, „FMEA – Fehlermöglichkeits- und Einflussanalyse“, Deutsche Gesellschaft für Qualität e.V., 1993.
- [116] M. Schwarz, A. Wagner, A. El-Shenawy, R. Gundling, A. Köpfler, H. Handel, E. Badreddin, R. Männer, H.-P. Scharf, M. Götz, M. Schill, P. P. Pott, „A Handheld Robot for Orthopedic Surgery – ITD“, *Medical Physics and Biomedical engineering World Congress*, München, 2009.
- [117] Sensitec GmbH, Lahnau, „Application Note *AMR Free Pitch Sensoren für Winkel- und Längenmessung*“, 2009.

- [118] H.-D. Stölting, E. Kallenbach, „Handbuch Elektrische Kleinantriebe“, Hanser Verlag (München), 2006.
- [119] I. Stöhr, R. Wertschützky, „Auswertung resistiver Brücken bei minimierter Leistungsaufnahme“, tm–Technisches Messen, Vol. 79, 7-8, pp. 359–366, 2012.
- [120] W. Trimmer, R. Jebens, „Harmonic Electrostatic Motors“, Sensors and Actuators A, Vol. 20, pp. 17-24, 1989.
- [121] K. Uchino, „Piezoelectric Actuators and Ultrasonic Motors“ Springer (Heidelberg), 1996.
- [122] T. Uchiki, T. Nakazawat, K. Nakamura, „Ultrasonic Motor Utilizing Elastic Fin Rotor“, IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 929-932, 1991.
- [123] I. Uckelmann, „Generative Serienfertigung von individuellen Produkten aus CoCr mit dem Selektiven Laser-Schmelzen“, Dissertation, RWTH Aachen, 2007.
- [124] Universität Siegen, Departement Maschinenbau „Skritum zur Vorlesung Maschinenelemente“, 2006.
- [125] VDI 2206 „Entwicklungsmethodik für mechatronische Systeme“, Beuth Verlag (Berlin), Ausgabe 2004-06
- [126] S. Van Drongelen, J. Block, R. Müller, M. Grün, P. P. Pott, „An active knee orthosis for supporting the elderly in daily life“, Technically Assisted Rehabilitation (TAR), Berlin, 2013.
- [127] A. Wagner, E. Nordheimer, M. Merscher, S. Heute, P. Weiser, P. P. Pott, E. Badreddin, M. L. R. Schwarz, „Kinematics-Based Position-Control of the 6-DOF Surgical robot EPIZACTOR“, CARS, London, 2011.
- [128] R. Werthschützky, „Mess- und Sensortechnik II“, Skriptum zur Vorlesung, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2007.
- [129] R. Wertschützky, „Skriptum zur Vorlesung Analoge Sensorelektronik“, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2011.
- [130] C. Westbrook, C. Roth, J. Talbot, „MRI in practice“, 3. Ausgabe Blackwell Publishing Ltd (Oxford, England), 2005.
- [131] T. Winterstein, „Optische Ablenkeinrichtung auf Basis eines Wanderkeil-Antriebes mit galvanisch abgeschiedener Nickel-Elektrode“, Diplomarbeit, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [132] T. Würz, Ch. May, B. Holz, C. Natale, G. Palli, C. Melchiorri, „The Twisted String Actuation System: Modeling and Control“, IEEE/ASME Int. Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Montréal, Canada, 06.-09.07.2010, pp. 1215-1220, 2010.

- [133] I. Zoller, T. A. Kern, „Cost-efficient Planar Actuator for Context-sensitive Haptic Feedback in an Automotive Environment“, ACTUATOR, Bremen, pp. 534-537, 2012.
- [134] Y. Zhang, J. Hesselbach, „Piezoelectric Rotary-Linear-Actuator for Miniaturized or Micro-Parallel Robot“, IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Niagara Falls, Ont., Canada, pp. 1247 - 1252, 2000.



---

## Übersicht der Arbeiten

Im oben beschriebenen Themenfeld wurden durch den Autor und seine Gruppe zahlreiche Teilaspekte untersucht. Tabelle A.1 gibt einen Überblick über die wichtigsten Arbeiten der Jahre 2009 bis 2013.

Zusammen mit Vorarbeiten aus früheren Projekten (ITD [86], CYCLOBOT [91] und ASSROB [35]) zeigen sich die Schwerpunkte der Anwendungen im Bereich der Medizintechnik und dort insbesondere im Bereich der Kinematik [88] und Regelungstechnik [89, 23, 127]. Nicht hier aufgeführt sind zahlreiche Arbeiten aus dem Bereich Biomechanik und Testung natürlicher und tissue-engineerter Gewebe.

### A.1 Piezoantriebe

- Pott PP, Carrasco A, Schlaak HF, Ciliae-Based Actuator with Piezoelectric Excitation. *Journal of Smart Materials and Structures* 21 (2012) 064010 (5pp) doi:10.1088/0964-1726/21/6/064010

#### **Abstract**

*Small actuators based on the inverse piezoelectric effect are successfully deployed in commercial applications. Usually, ultrasonic motors are used. Based on resonance effects these motors provide a pronounced nonlinearity at low speeds and thus put high demands on the control algorithm. In contrast, piezoelectric stepping motors are mechanically complex and provide only low speeds. The contribution at hand describes a proposed design for a new piezoelectric motor based on cilia friction that can be manufactured at low costs. The cilia are made from uniaxial carbon-fibre reinforced plastics. The derived CFRP-brushes are pressed perpendicularly to the rotor surface to produce force or torque. First experiments prove the feasibility of the concept. A net pushing force of 500 mN is achieved.*

- Pott PP, Matich S, Schlaak HF, Ultrasonic Resonant Actuator with Intrinsic Torque Measurement, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* 59, (11), 2509-2514, 2012

#### **Abstract**

*Piezoelectric ultrasonic actuators are widely used in small-scale actuation systems, in which a closed-loop position control is usually utilized.*

Tabelle A.1: Übersicht über die Vorarbeiten des Autors aus dem Themengebiet *Entwurf integrierter fernwerttechnischer Sensor-Aktor-Systeme*. In **fett gedruckte** Literaturverweise zeigen an, dass die entsprechenden Veröffentlichungen im Anhang aufgeführt sind.

Kriterium / Themengebiet	Kinematik / Dynamik	Regelung	Fertigung / Anwendung		Aktorprinzipien	Sensorprinzipien
			Fertigung	Anwendung		
Piezoantriebe			Funktionsintegration Fertigung von Wimpern [12]		Wimpernantriebe [98], [100], [95], [92]	Messen von Drehmoment in Ultraschallantrieben [97], [90], [96]
Serial-Elastische Antriebe	ORTHESE: Kinematik [73] [71] [126]	ORTHESE: SEA-Regelung [70] [103], [31] (DGMIBT, Jena)	ORTHESE: Additive Fertigung strukturierte Funktionen [105]			ORTHESE: Integration von SEA-Sensoren in die Struktur [105]
Schwingungstilger		Piezo-aktueller Tilger, Regelalgorithmus [101]	Piezo-aktueller Tilger, Integration in Platine [99]		Piezo-aktueller Tilger, Integration in Platine [99]	Piezo-aktueller Tilger: Integration von Sensoren in die Platine [99]
MRT-kompatible Systeme		MR-kompatibler Servoantrieb [104]	Auslegung und Fertigung MR-kompatibler Fluidantriebe [93]		Laserstimulus-Applikation für fMRI [93] MR-kompatibler Servoantrieb [102]	
Haptische Systeme	FLIXMIN Manipulator: [65] [66], Haptisches Input device [77]					Wahrnehmungsorientierte Sensorik [37]

*To save an additional torque sensor, the intrinsic measurement capabilities of the piezoelectric material can be employed. To prove feasibility, a motor setup with clearly separated actuation for the friction and driving forces is chosen. The motor concept is based on resonant ultrasonic vibrations. To assess the effects of the direct piezoelectric effect, a capacitance bridge-type circuit has been selected. Signal processing is done by a measurement card with an integrated field-programmable gate array. The motor is used to drive a winch, and different torques are applied by means of weights to be lifted. Assessing the bridge voltage, a good proportionality to the applied torque of  $1.47 \text{ mV/mN}\cdot\text{m}$  is shown. A hysteresis of 1% has been determined. The chosen motor concept is useful for intrinsic torque measurement. However, it provides drawbacks in terms of limited mechanical performance, wear, and thermal losses because of the soft piezoelectric material. Future work will comprise the application of the method to commercially available piezoelectric actuators as well as the implementation of the measurement circuit in an embedded system.*

## A.2 Seriell-Elastische Antriebe

- Pott PP, Müller R, Grün M, Konigorski U, Schlaak HF, Seriell-Elastische Aktoren als Antrieb für aktive Orthesen, at-Automatisierungstechnik, 10.1524/auto.2013.0053, 2013

### **Abstract**

*Active knee orthoses can be used to allow the elderly comfortable everyday living in their familiar environment. To actuate these devices, serial-elastic actuators (SEA) prove to be advantageous as their controllability in close contact to the user is better when compared to directly coupled geared DC motors. SEA, in addition, usually provide a better overall system power-to-weight ratio than fluidic actuators or direct drive electrodynamic actuators. In the following, the selection and the dimensioning of an SEA for an active knee orthosis, its control strategy using a state-space controller, and first experimental results as well as their relation to the state of the art are presented.*

- Pott PP, Graefenstein H, Fischer J, Müller R, Schlaak HF, Abele E, Series Elastic Actuators for Man-Machine Cooperation, 9. ETG/GMM-Fachtagung "Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik", 19.-20.09.2013, Nürnberg, 2013

### **Abstract**

*Series Elastic Actuators (SEA) provide good characteristics for man-machine cooperation. Also, zero-torque control becomes possible. The paper presents an example of a series elastic actuator on an active knee ankle foot orthosis (KAFO) to support elderly people. A conventional DC motor with a planetary gearing and cylindrical spring is attached to the knee joint of the orthosis. A state space controller with disturbance observer is used to control the sit-to-stand (STS) movement. It becomes clear, that the slender design of the actuator is useful but for convenient daily activities a smaller SEA is needed. This could be accomplished by using special spring designs produced by the selective laser melting method.*

### A.3 Schwingungstilger

- Pott PP, Jäger A, Schlaak HF, Integrated Adaptive Absorber for Vibration Damping in Printed Circuit Boards, DAGA, 19.-22.03.2012, Darmstadt

*Kein Abstract vorhanden.*

- Pott PP, Chang S, Schlaak HF, Small-Scale Adaptive Absorber with Piezoelectric Actuation, ACTUATOR, Bremen, 18.-20.06.2012

#### **Abstract**

*Mechanical absorbers are widely used in vibrating systems subject to noise reduction efforts. The presented adaptive absorber is based on the two-mass leaf spring design. By setting the masses to a specific position on the spring, the absorber's natural frequency can be defined. To achieve this adjustment in our specific case, a travelling wave piezoelectric actuator is integrated in the main PCB of the device. The PCB also carries the microcontroller, a magnetic encoder to determine the rotor position and an acceleration sensor. An identical acceleration sensor is attached to one of the masses. Each mass has a weight of 50 g. To measure the basic functionality of the device a test bed consisting of an electro-dynamic shaker and a laser vibrometer was set up. A reduction of the exciting vibration up to 90 % could be achieved.*

### A.4 MRT-kompatible Systeme

- Pott PP, Kamping S, Bomba I, Diesch E, Flor H, Schwarz MLR, MR-compatible device for the automated and safe application of laser stimuli in pain experiments, J. of Neuroscience Methods 186(1):1-7, 2010

#### **Abstract**

*In this paper the establishment of an automatic laser application device that reproducibly delivers laser stimuli in a safe, controlled, and reliable manner is presented. Nociceptive stimulation is widely used in functional magnetic resonance imaging (fMRI) experiments and a number of different methods are employed. One major advantage of laser stimulation as a method to administer painful stimuli is that it selectively activates nociceptors. To avoid damage to the subject's skin, which might occur if the same skin area were stimulated too often, the laser focal spot needs to be repositioned after each stimulus. Here, we describe the design of the mechanical set-up, the functionality, the computation of laser stimulus intensity, the materials used, the monitoring system, and the interface to the control software. Additionally, MR-compatibility and functionality of the device were evaluated and assessed in a 3 T-MR scanner. Finally, the reliability and validity of the device were tested and demonstrated. It permits easy and investigator-independent use of laser stimulation in the MR scanner.*

- Pott PP, Gong K, Schlaak HF, MR-kompatibler Druckluft-Servomotor – Modellbildung und Simulation, AUTOMED Workshop, 10.-11.10.2013, Dresden

*Kein Abstract vorhanden.*

## A.5 Haptische Systeme

- Matich S, Neupert C, Kirschniak A, Werthschützky R, Schlaak HF, Pott PP, Teleoperation System with Haptic Feedback for Single-Incision Surgery – Concept and System Design, CARS, 26.-29.06.2013, Heidelberg

### **Abstract**

*Minimally invasive surgery is gaining more attention in medical robotics over the last years. However, in some cases minimally invasive surgery is reaching its limits. Because of that, surgical robots are under development promising a number of advantages. Enhanced dexterity in small cavities and on delicate anatomical structures, tremor reduction, and less surgical trauma. Nevertheless, the most important disadvantage of all commercially available surgery robots is the loss of haptic perception. In this paper a concept of a new teleoperation surgery robot developed with haptic feedback from the scratch is presented. Goal of the project is to develop a single-incision surgical robot to perform Natural Orifice Transluminal Endoscopic Surgery (NOTES). As a first application transanal rectum resection is chosen. Based on this scenario, the requirements for the intracorporal manipulator as well as the control console providing the haptic feedback are defined. After that, the basic realisation of the robot is presented and finally discussed. Parallel kinematics – providing high stiffness, large forces and good haptic transparency – are chosen for the mechanical set ups are chosen and a dedicated realtime control structure is deployed. Thus, the complete system is optimized for highly dynamic interaction and good haptic feedback.*

- Matich S, Neupert C, Kirschniak A, Pott PP, Werthschützky R, Schlaak HF, A New 4 DOF Parallel Kinematics Structure for Use in a Single Port Robotic Instrument with Haptic Feedback, 47. Jahrestagung der DGBMT, 19.-21.09.2013, Graz

### **Abstract**

*This paper presents a parallel kinematic structure for use in a Single Port Robotics system. To derive good haptic feedback, design is accomplished considering haptic aspects like stiffness and dynamic positioning, thus a parallel kinematic setup is chosen. By applying a kinematic diagram a parallel kinematic structure is identified that enables a spatial movement of an intracorporal end effector with 4 degrees of freedom (DOF). The central design variables are identified and specified. A first technical design for the manipulator is presented.*

- Der Vollständigkeit und Übersicht halber: Neupert C, Klug F, Matich S, Kirschniak A, Pott PP, Schlaak HF, Werthschützky R, New Device for Ergonomic Control of a Surgical Robot with 4 DOF Including Haptic Feedback, 47. Jahrestagung der DGBMT, 19.-21.09.2013, Graz

### **Abstract**

*Loss of haptic feedback is one major drawback of robotic systems. Motivated by this fact this paper presents a new user interface with haptic feed-*

*back for controlling a surgical robot with 4 degrees of freedom (DOF) and haptic grasping. Therefore, a kinematic structure with confined workspace matching the robot's workspace is chosen; thus, the user interface can be handled like a forceps with thee point precision grip.*