

UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR MÜNCHEN

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

**Nutzung inhärenter Messeffekte von Aktoren
und Methoden zur sensorlosen
Positionsmessung im Betrieb**

Dieter Pawelczak

Vorsitzender des Promotionsausschusses

1. Berichterstatter

2. Berichterstatter

Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. S. Lindenmeier

Univ.-Prof. Dr.-Ing. H.-R. Tränkler

Univ.-Prof. Dr.-Ing. D. Gerling

Tag der Prüfung 08. Juni 2005

Mit der Promotion erlangter akademischer Grad:

Doktor-Ingenieur

(Dr.-Ing.)

Haar, den 10. Juni 2005

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter bei Herrn Professor H.-R. Tränkler am Institut für Mess- und Automatisierungstechnik der Universität der Bundeswehr München.

Ich möchte ganz herzlich meinem Doktorvater Herrn Professor H.-R. Tränkler für sein großes Engagement sowie die Betreuung und Förderung meiner Arbeit danken. Herrn Professor D. Gerling danke ich für die bereitwillige Übernahme des Korreferats. Herrn Professor M. Horn danke ich für die wertvollen Hinweise und Anregungen sowie seine Unterstützung, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

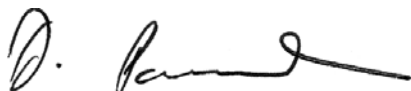
Für die zahlreichen Diskussionen möchte ich mich bei meinen Kollegen, insbesondere bei Herrn U. Tröltzsch, Frau O. Kanoun, Herrn H. Ruser, Frau H. Dumele, Herrn D. Zhelondz sowie bei Frau C. Salinas bedanken.

Mein Dank gilt auch Herrn Professor S. Lindenmeier für die Übernahme des Vorsitz des Promotionsausschusses, Herrn Professor E.-G. Woschni und Herrn Professor H. Janocha für ihre Anregungen und Hinweise sowie Herrn Professor G. Schmidt, der mich in meiner Entscheidung zu promovieren bestärkt hat.

Für die Unterstützung beim Aufbau des Messplatzes bedanke ich mich bei den Herren H. Ketzler mit seinen Lehrlingen, P. Frank, J. Behr und H. Baer.

Meinen Eltern Friederike und Peter danke ich, dass sie mir meinen Ausbildungsweg ermöglicht haben. Mein Sohn Michael hat für das rechte Maß an Abwechslung und den spielerischen Ausgleich gesorgt. Ein ganz besonderer Dank geht an meine Frau Alexandra für ihre Unterstützung, ihre redaktionellen Hinweise und ihre Ausdauer beim Korrekturlesen.

Haar, im Juni 2005

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'D. Baer', with a long horizontal flourish extending to the right.

Meiner Familie ...

Inhaltsverzeichnis

| | |
|---|-------------|
| Vorwort | iii |
| Inhaltsverzeichnis..... | v |
| Kurzfassung | viii |
| 1 Einleitung | 1 |
| 1.1 Begriff „sensorlos“ | 1 |
| 1.2 Motivation..... | 1 |
| 1.3 Struktur der Arbeit | 3 |
| 2 Sensoreigenschaften von Aktoren | 5 |
| 2.1 Wirkprinzipien von Aktoren | 5 |
| 2.1.1 Klassifikation von Aktoren..... | 5 |
| 2.1.2 Elektrostatische Aktoren..... | 8 |
| 2.1.3 Elektromagnetische Aktoren | 9 |
| 2.1.4 Piezoelektrische Aktoren | 11 |
| 2.1.5 Elektrostriktive Aktoren | 13 |
| 2.1.6 Magnetostriktive Aktoren..... | 14 |
| 2.1.7 Elektro-/Magnetorheologische Aktoren | 15 |
| 2.1.8 Elektrochemische Aktoren..... | 16 |
| 2.2 Messeffekte von Aktoren | 17 |
| 2.2.1 Generatoreffekt | 18 |
| 2.2.2 Piezoelektrischer Effekt..... | 18 |
| 2.2.3 Villari-Effekt..... | 20 |
| 2.2.4 Wirbelstromverluste | 20 |
| 2.2.5 Kapazitätsänderung..... | 21 |
| 2.2.6 Induktivitätsänderung | 22 |
| 2.2.7 Änderung der elektrischen Leitfähigkeit | 23 |
| 2.3 Systematisierung nutzbarer Effekte | 24 |
| 2.3.1 Elektromechanisches Ersatzschaltbild..... | 24 |
| 2.3.2 Elektrisches Ersatzschaltbild | 26 |
| 2.3.3 Zusammenfassende Diskussion | 29 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 3 | Stand der Technik | 33 |
| 3.1 | Klassifizierung sensorloser Verfahren | 33 |
| 3.2 | Sensorlose magnetische Rotationsantriebe | 33 |
| 3.3 | Sensorlose lineare elektromagnetische Antriebe | 34 |
| 3.3.1 | Geschwindigkeitsbestimmung | 34 |
| 3.3.2 | Positionsbestimmung | 36 |
| 3.4 | Fazit | 40 |
| 4 | Modell des elektromagnetischen Aktors..... | 41 |
| 4.1 | Serienschaltung | 41 |
| 4.2 | Parallelschaltung | 50 |
| 4.2.2 | Konstanter Serienwiderstand | 52 |
| 4.2.3 | Variabler Serienwiderstand | 53 |
| 4.3 | Vergleich der Ersatzschaltbilder | 55 |
| 5 | Methoden für die sensorlose Positionsbestimmung..... | 57 |
| 5.1 | Kopplung von Aktor- und Sensorsignal | 57 |
| 5.1.1 | Mechanische Kopplung | 57 |
| 5.1.2 | Elektrische Kopplung | 58 |
| 5.2 | Modellbasierte Positionsbestimmung | 60 |
| 5.2.1 | Statische Positionsbestimmung | 60 |
| 5.2.2 | Relative Abweichung..... | 61 |
| 5.2.3 | Dynamisches Verhalten | 64 |
| 5.2.4 | Temperaturverhalten..... | 66 |
| 5.2.5 | Verbesserung der Empfindlichkeit | 70 |
| 5.3 | Differenzstrommessung | 70 |
| 5.3.1 | Funktionsprinzip | 70 |
| 5.3.2 | Dynamisches Verhalten | 75 |
| 5.3.3 | Temperaturverhalten..... | 76 |
| 5.4 | Hystereseverstärker | 78 |
| 5.4.1 | Funktionsprinzip | 78 |
| 5.4.2 | Statische und dynamische Positionsbestimmung | 81 |
| 5.4.3 | Temperaturverhalten..... | 83 |
| 5.5 | Bewertung der untersuchten Methoden | 85 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 6 | Optimierung der Differenzstrommessung..... | 87 |
| 6.1 | Empfindlichkeit..... | 87 |
| 6.1.1 | Empfindlichkeit des Messprinzips..... | 87 |
| 6.1.2 | Empfindlichkeit des elektromechanischen Wandlers..... | 89 |
| 6.2 | Dynamische Korrektur..... | 90 |
| 6.3 | Dedizierte Messimpulse..... | 94 |
| 6.4 | Korrektur des Temperatureinflusses..... | 95 |
| 6.4.1 | Bedarf der Temperaturkorrektur..... | 95 |
| 6.4.2 | Mathematischer Lösungsansatz zur Temperaturkorrektur..... | 97 |
| 6.4.3 | Temperaturbestimmung..... | 100 |
| 6.5 | Differentialanordnung..... | 100 |
| 6.5.1 | Wechselwirkung der Aktoren..... | 101 |
| 6.5.2 | Temperaturverhalten..... | 103 |
| 6.5.3 | Eigenschaften der Differentialanordnung..... | 108 |
| 7 | Sensorlose Positionsregelung..... | 109 |
| 7.1 | Sensorloser Regelkreis..... | 109 |
| 7.2 | Dynamisches Modell des elektromagnetischen Aktors..... | 110 |
| 7.3 | Positionsregelung..... | 112 |
| 7.3.1 | Abschnittsweise linearisierte Regelung..... | 113 |
| 7.3.2 | PI-Regler mit inverser Kennlinie..... | 115 |
| 8 | Zusammenfassung und Ausblick..... | 121 |
| 8.1 | Zusammenfassung..... | 121 |
| 8.2 | Ausblick..... | 123 |
| 9 | Anhang..... | 125 |
| | FEM-Simulation..... | 125 |
| | Literaturverzeichnis..... | 129 |

Kurzfassung

In der Mess- und Automatisierungstechnik werden für Stell- und Messeinrichtungen die zwei getrennten Einheiten „Aktor“ und „Sensor“ eingesetzt. Eine Vielzahl von Messeffekten bezüglich der mechanischen Messgrößen Position, Geschwindigkeit und Kraft ist jedoch implizit in Aktorsystemen enthalten. Diese können mit auf den Aktorbetrieb abgestimmten Messverfahren und geeigneten Methoden der Signalverarbeitung genutzt werden. Mit dem so gewonnenen simultanen Einsatz eines Aktors als Stell- und Messeinrichtung kann auf einen zusätzlichen Sensor verzichtet werden, sofern die erreichbare Messgenauigkeit den Anforderungen genügt.

Allerdings sind Aktoren auf ihre Betriebsart optimiert und weisen entsprechend schlechte Sensoreigenschaften auf. Folglich werden hohe Ansprüche an die Signalauswertung und die Störgrößenunterdrückung gestellt. Die sog. „sensorlosen“ Systeme sind daher derzeit bis auf wenige Ausnahmen noch auf den Laborbetrieb beschränkt.

In der folgenden Arbeit werden inhärente Messeffekte der elektromechanischen Antriebssysteme untersucht und am Beispiel der Positionsbestimmung Verfahren zur Auswertung der Messsignale vorgestellt. Für die sensorlose Positionsbestimmung werden drei Methoden entwickelt: Das modellgestützte Verfahren, der Hystereseverstärker und die Differenzstrommessung. Die Methoden werden am Beispiel eines elektromagnetischen Hubantriebs bezüglich ihrer Eignung im statischen und dynamischen Betrieb des Aktors und dem Einfluss der Temperatur untersucht und gegenübergestellt. Dabei stellt sich heraus, dass die Differenzstrommessung im Vergleich zu den anderen Verfahren das beste Kosten-Nutzen-Verhältnis aufweist.

Anschließend wird die Differenzstrommessung im Hinblick auf Messgenauigkeit und Temperatureinfluss optimiert: So wird im Laborbetrieb eine sensorlose Positionsregelung mit einer relativen Regelabweichung kleiner als 1 % realisiert. Es werden Korrekturfunktionen entwickelt, um den Einfluss dynamischer Vorgänge im Aktorelement zu kompensieren und den Einfluss der Umgebungstemperatur im betrachteten Temperaturbereich ($-20\text{ °C} - 50\text{ °C}$) auf unter 0,5 % zu reduzieren. Die Umgebungstemperatur kann dabei für die mathematische Korrektur ebenfalls „sensorlos“ erfasst werden.

Das bei Sensoren angewendete Prinzip der Differentialanordnung kann auf diese Aktoren übertragen werden. Es zeigt sich, dass damit auf eine aufwendige Kalibrierung zur Temperaturkorrektur verzichtet werden kann, da sich Störgrößen weitgehend unterdrücken lassen.

1 Einleitung

1.1 Begriff „sensorlos“

Eine Vielzahl von Messeffekten ist in Aktorsystemen implizit enthalten. Die Nutzung dieser Effekte im Betrieb kann zur Bestimmung typischer mechanischer Messgrößen wie Position, Geschwindigkeit oder Kraft verwendet werden [1]. Auf den Einsatz eines zusätzlichen Sensors kann bei hinreichend genauer Erfassung der Messgröße verzichtet werden. Ein solches System wird als „sensorlos“ bezeichnet. Der Begriff „sensorlos“ wird dabei mehr im ökonomischen als im regelungstechnischen Sinne verstanden [2]; schließlich kann der Vorgang des Messens nicht entfallen. Folglich wirft die Bezeichnung „sensorlos“ die Frage auf, welche Komponenten eines Sensorsystems tatsächlich entfallen. Das eigentliche Sensorelement, das die zu messende physikalische Größe in ein Messsignal umsetzt, wird durch den elektromechanischen Energiewandler ersetzt. Die verbleibenden Komponenten des Sensorsystems bleiben erhalten. Bei dem anhaltenden Trend, weite Bereiche der Sensorsignalverarbeitung auf digitaler Ebene durchzuführen, stehen mit Ausnahme einer etwaigen analogen Messschaltung und des Analog-Digital-Umsetzers diese Komponenten als Software zur Verfügung [3]. Es entstehen jedoch neue Herausforderungen an die Signalauswertung, da das Aktorsignal zusätzlich als Einflussgröße berücksichtigt werden muss.

Neben dem Begriff „sensorlos“ ist in der Literatur häufig der treffendere englische Begriff „self-sensing“ zu finden [4]. Dieser beschreibt das Messverfahren besser: inhärente Messeffekte des Aktors werden für die Messung genutzt. Der Begriff „Messung“ wird im Folgenden zumeist durch den Begriff „Bestimmung“ ersetzt, um den Unterschied zwischen einer sensorgestützten Messung und der sensorlosen Bestimmung der Messgröße auf Basis eines Aktor-Modells hervorzuheben.

1.2 Motivation

Die Nutzung inhärenter Messeffekte von Aktoren anstelle entsprechender Sensoren bedeutet eine weitgehende Vereinfachung im mechanischen und elektrischen Aufbau eines mechatronischen Systems. Neben dem eigentlichen Sensorelement entfallen die dazugehörigen Anschlussleitungen, die mechanische Ankopplung des Sensors, ggf. eine für die Anbindung notwendige Lagerung und die Auswerteelektronik des Sensors. Die ohnehin für die Aktoransteuerung vorhandene Elektronik kann um die Komponenten der sensorlosen Messgrößenbestimmung erweitert werden. So wird der Kostenvorteil eines sensorlosen Verfahrens gegen-

über einer herkömmlichen sensor-basierten Lösung auf 30 % geschätzt [5]. Zusätzlich reduziert sich die Baugröße des Systems, was eine weitere Miniaturisierung ermöglicht. Da keine zusätzlichen mechanischen Komponenten für die Messung benötigt werden, können sensorlose Verfahren als „verschleißfrei“ betrachtet werden. Ebenso lassen sich diese Verfahren in harscher Umgebung einsetzen, welche den Einsatz empfindlicher Sensorelemente nicht erlaubt [6].

Für eine Reihe von Anwendungsgebieten ist die prinzipbedingte örtliche Gleichheit von Sensor und Aktor interessant: Diese Eigenschaft wird beispielsweise für die aktive Dämpfung gefordert, die ein Störsignal durch ein gleichartiges um 180° phasenverschobenes Signal dämpft. Bei nicht örtlich gleichen Sensoren und Aktoren ist zusätzlich die Signallaufzeit zwischen Sensor und Aktor zu berücksichtigen, was sich negativ auf die Stabilität auswirkt [7, 8].

Sensorlose Systeme sind nicht auf den Einsatz sog. *smarter* Materialien beschränkt, die sowohl Sensor- als auch Aktoreigenschaften aufweisen. Vielmehr treten auch bei konventionellen Antrieben, bedingt durch den mechanischen Einfluss, Messeffekte auf. Dazu gehören neben den direkt umkehrbaren Effekten auch die Verlusteffekte und die geometrisch bedingten Änderungen elektrischer Eigenschaften.

Die Auswertung dieser Effekte im laufenden Betrieb führt zu einer permanenten Überwachung des Aktorzustandes. Erfolgt zusätzlich zur sensorlosen Bestimmung der Messgrößen eine Plausibilitätsprüfung des Aktorzustandes, so kann diese zur Diagnose genutzt werden. Die zunehmende Anforderung an eine Selbstüberwachung von Aktoren in der Prozess- und Verfahrenstechnik geht aus dem aktuellen Richtlinienentwurf des VDI/VDE hervor [9]. Die Überwachung der einzelnen Komponenten spielt auch zunehmend in der Fahrzeugtechnik eine Rolle. Insbesondere, wenn elektronische Systeme zur Fahrzeugstabilisierung aktiv in den Fahrbetrieb eingreifen, muss die Funktionsfähigkeit der Aktoren sichergestellt sein [10].

Im Bereich der Prozess-, Verfahrens- und Fahrzeugtechnik kommen Elektromagnete aufgrund ihrer einfachen Herstellung und robusten Bauart als Antriebselemente vielfältig zum Einsatz [11]. Die sensorlose Erfassung der Ankerposition ergibt dabei ein hohes Nutzen- und Einsparpotential: Derzeit werden bei elektromagnetisch betriebenen Ventilen entweder die in der Herstellung aufwendigen Linear-Variable-Differential-Transformer (LVDT) oder die verschleißbehafteten Potentiometer zur Erfassung der Position eingesetzt [12].

In der Literatur werden verschiedene Verfahren zur sensorlosen Positionierung elektromagnetischer Linearantriebe behandelt. Die vorgestellten sensorlosen Systeme erfordern jedoch hohe Rechenleistung und sind in der Regel nur unzureichend bezüglich des Temperaturverhaltens untersucht worden, was die Nutzung dieser Systeme auf den Laborbetrieb beschränkt. In der vorliegenden Arbeit werden Verfahren zur sensorlosen Positionsbestimmung entwickelt und der Einfluss der Temperatur sowie des dynamischen Betriebs diskutiert. Im Fokus steht dabei die Differenzstrommessung, welche sich aufgrund geringer Anforderungen

an die Rechenleistung auf einen Mikrocontroller implementieren lässt und anstelle eines Positionssensors in einem geschlossenen Regelkreis verwendet werden kann.

1.3 Struktur der Arbeit

Aufbauend auf einer allgemeinen Betrachtung inhärenter Messeffekte elektromechanischer Wandler bezüglich der Erfassung von Position, Geschwindigkeit und Kraft in Kapitel 2 führen die folgenden Kapitel zu einer detaillierten Betrachtung der sensorlosen Positionsbestimmung von Elektromagneten im Betrieb hin.

Kapitel 3 gibt eine Übersicht über den Stand der Technik sensorloser elektromagnetischer Antriebe. Dabei liegt der Schwerpunkt auf dem Antriebselement Elektromagnet.

In Kapitel 4 wird eine mathematische Modellierung des untersuchten Aktors durchgeführt, die als Basis für die Entwicklung von drei sensorlosen Methoden für die Positionsbestimmung dient: dem modellbasierten Verfahren, dem Hystereseverstärker und der Differenzstrommessung.

Diese werden in Kapitel 5 beschrieben und bezüglich ihrer Eignung im statischen und dynamischen Betrieb des Aktors und hinsichtlich ihres Temperaturverhaltens untersucht. Außerdem wird der Einfluss des Aktorbetriebs auf die Signalauswertung diskutiert und ein Vergleich der Methoden durchgeführt.

In Kapitel 6 erfolgt eine weiterführende Untersuchung der Differenzstrommessung im Hinblick auf eine Optimierung. Es wird die Empfindlichkeit des Verfahrens bezüglich der Messfrequenz analysiert, ein Verfahren zur Korrektur von Positionsfehlern aufgrund von Lade- und Entladevorgängen in der Spule vorgestellt und eine mathematische Korrektur des Temperatureinflusses durchgeführt. Hierbei kommt auch die Differentialanordnung zur Anwendung, da diese Art der Anordnung in zahlreichen elektromagnetischen Ventilantrieben zum Einsatz kommt.

Zur Evaluierung der sensorlosen Positionsbestimmung wird in Kapitel 7 eine sensorlose Positionsregelung vorgestellt und die Unterschiede zur klassischen Reglerstruktur diskutiert.

Mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick in Kapitel 8 schließt diese Arbeit.

2 Sensoreigenschaften von Aktoren

Zahlreiche Messeffekte treten in Aktorsystemen auf. Beispielsweise kann ein Piezoelement sowohl als Stellglied als auch als Kraftsensor eingesetzt werden [13], oder ein elektromagnetischer Doppelspulantrieb kann für die Positionsmessung nach dem Differentialdrosselprinzip verwendet werden [14]. Allerdings sind Aktoren auf ihre Betriebsart optimiert und weisen entsprechend schlechte Sensoreigenschaften (wie z.B. Empfindlichkeit, Genauigkeit, Linearität, Temperaturverhalten) auf. Für die sensorische Nutzung können neben dem direkten Umkehrereffekt, z.B. bei Motor/Generator oder Lautsprecher/Mikrofon, auch Verlusteffekte, wie z.B. Wirbelströme, oder Änderungen der elektrischen Eigenschaften (Induktivität, Kapazität, Leitfähigkeit) herangezogen werden. Im folgenden Kapitel werden elektromechanische Wirkprinzipien von Aktoren vorgestellt, prinzipbedingte Messeffekte beschrieben und verschiedene Möglichkeiten eines simultanen Sensorbetriebs bei unterschiedlichen Aktorsystemen diskutiert.

2.1 Wirkprinzipien von Aktoren

2.1.1 Klassifikation von Aktoren

In mechatronischen Systemen werden Stellglieder, die ein elektrisches Eingangssignal in eine mechanische Ausgangsgröße (z.B. Bewegung, Kraft) umwandeln, als Aktoren bezeichnet [15]. Eine Klassifizierung kann nach der zur Umformung notwendigen Hilfsenergie (elektrische Energie, thermische Energie, chemische Energie, Strömungsenergie), dem Wirkprinzip (z.B. elektrodynamisch, piezoelektrisch) oder der Bewegungsform (z.B. linear/rotatorisch, begrenzt/unbegrenzt) erfolgen [16, 17]. In Abbildung 2.1 ist eine Einteilung nach Hilfsenergie und Wirkprinzip dargestellt. Eine ausführliche Klassifizierung nach Aktparametern (Hub x , Kraft F , Grenzfrequenz f_g und Wirkungsgrad η) findet man für Aktoren mit begrenzter Linearbewegung in [18].

Das Aktorsystem beinhaltet neben dem Energiewandler die erforderlichen Leistungstreiber und die Schnittstelle [19]. Dabei werden die Begriffe „intelligenter Aktor“ und „Smart-Aktor“ geprägt:

- *Intelligenter Aktor*: In Analogie zum „intelligenten Sensor“ [20] wird unter einem intelligenten Aktor ein geschlossenes System verstanden, das unter Berücksichtigung von Störeinflüssen das geforderte Stellsignal mit einer definierten Genauigkeit vorgibt. Integrierte Sensoren ermöglichen einen gesteuerten oder geregelten Betrieb. Neben der Stellaufgabe werden Diagnosefunktionen zur

Selbstüberwachung integriert [21]. Die Führungsgröße wird digital über eine Busschnittstelle, wie z.B. Profibus, CAN, Ethernet, RS485 übertragen [22].

- *Smarter Aktor*: Diese Aktoren arbeiten auf Basis sog. smarterer Werkstoffe [23]. Dazu zählen piezoelektrische Kristalle, Keramiken und Polymere, elektrostriktive Kristalle und Keramiken, magnetostruktive Legierungen sowie Formgedächtnislegierungen. Diese Werkstoffe weisen sowohl aktorische als auch sensorische Eigenschaften auf [24].

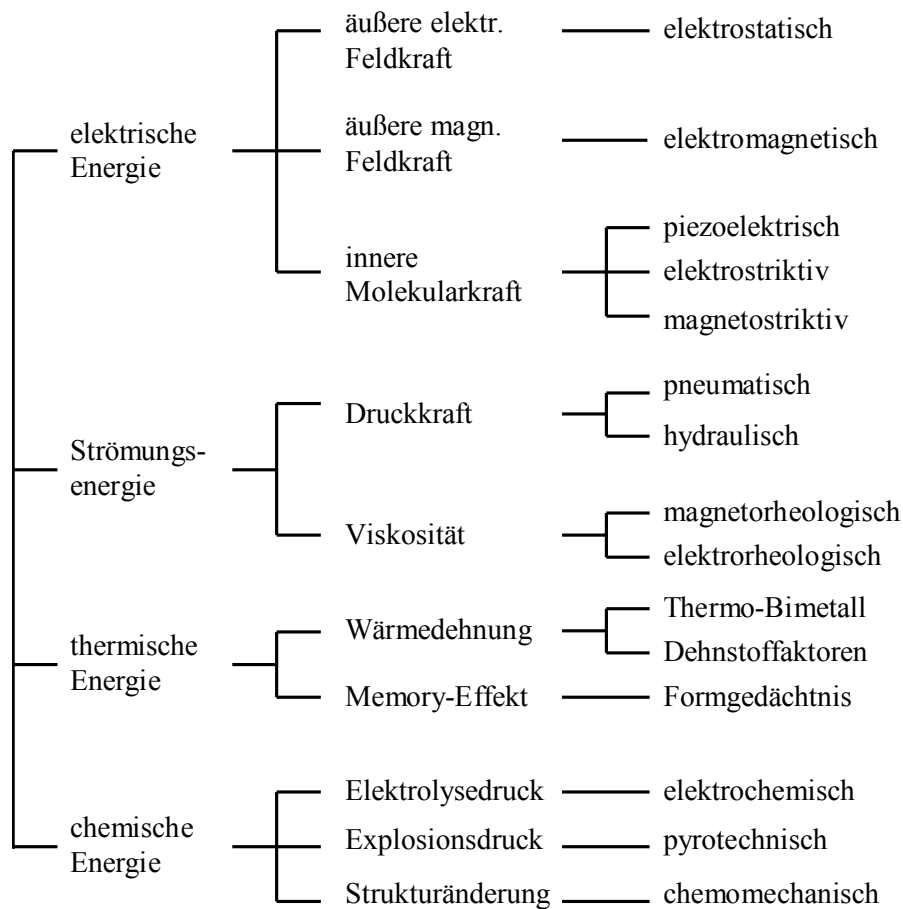


Abbildung 2.1 Klassifizierung von Aktoren nach Hilfsenergie

Für die Diskussion inhärenter Messeffekte bieten sich elektromechanische Wandler an, die ein elektrisches Eingangssignal über ein elektrisches bzw. magnetisches Feld unmittelbar in eine mechanische Ausgangsgröße wandeln. Zu dieser Gruppe gehören die elektrostatischen, elektromagnetischen, piezoelektrischen, elektro-/magnetostruktiven sowie die elektro- und magnetorheologischen Aktoren, vgl. Kap. 2.1.2 bis 2.1.7. Da bei den pneumatisch wirkenden, elektrochemischen Aktoren ein direkter Zusammenhang zwischen Elektrolysedruck und Ladungszustand SOC (*State of Charge*) besteht, wird diese Aktorklasse mit in die Untersuchung aufgenommen (Kap. 2.1.8).

In Tabelle 2.1 sind Ausführungen von Aktoren – geordnet nach dem Wirkprinzip – aufgezählt.

Tabelle 2.1 *Klassifizierung von Aktoren nach Wirkprinzip und Ausführungsformen*

| Aktorprinzip | Beispiele für Aktoren |
|--------------------|--|
| Elektrostatisch | Mikro-Kammantrieb |
| elektromagnetisch | Elektromagnet, Tauchspulantrieb, (bürstenloser) Gleichstrommotor |
| Piezoelektrisch | Wanderwellenmotor, Stoßantrieb |
| Elektrostriktiv | Sonarwandler |
| Magnetostraktiv | Terfenolstab-Aktor |
| Pneumatisch | pneumatischer Muskel |
| elektorrheologisch | elektorrheologische Ventile |
| magnetorheologisch | Schwingungsdämpfer |
| elektrochemisch | elektrochemischer Aktor |
| Thermisch | Aktoren mit Formgedächtnislegierungen (SMA) |

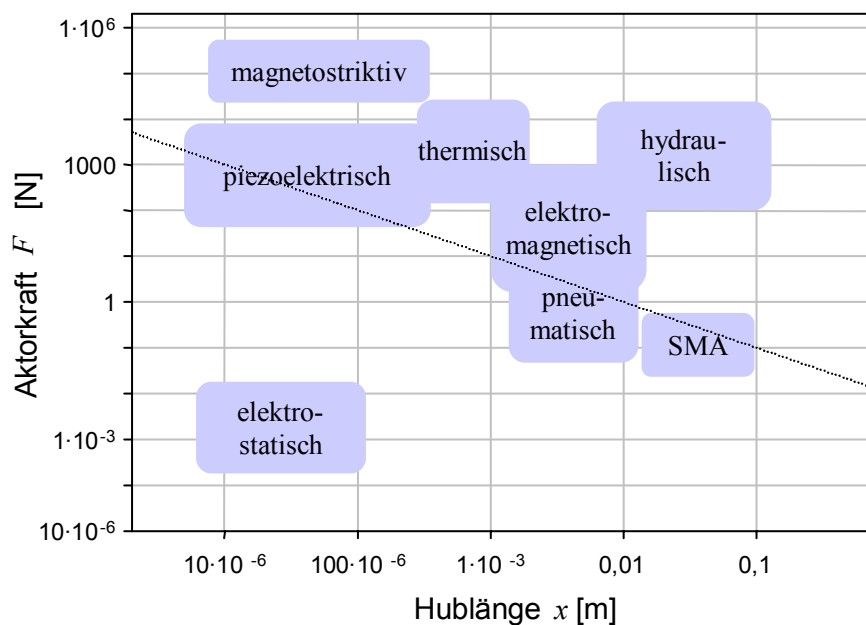


Abbildung 2.2 *Hublängen und Kräfte von Aktoren (nach [25])*

In Abbildung 2.2 sind mögliche Hublängen und Kräfte der verschiedenen Aktorprinzipien dargestellt, wobei aufgrund der Vielfalt von Bauformen die dargestellten Bereiche nur eine qualitative Aussage über typische Aktorparameter treffen können. Die gestrichelte Linie stellt dabei die Arbeit $W = 0,01 \text{ Nm}$ dar.

Für weitere Aktorprinzipien sei auf die Literatur verwiesen:

- Memory-Effekt: thermisch [26, 27], ferroelektrisch [28, 29], optisch [30],
- pneumatisch [31], pneumatischer Muskel [32],
- hydraulisch [33],
- chemomechanisch [34, 35, 36],
- thermisch: Bimetall [37], Dehnstoffaktoren [38].

2.1.2 Elektrostatische Aktoren

Die Kraftwirkung basiert auf der elektrostatischen Feldkraft F_{el} , welche zwischen zwei elektrisch geladenen Oberflächen wirkt. Die Feldkraft kann allgemein aus der im elektrischen Feld gespeicherten Energie E_{el} berechnet werden (2.1):

$$F_{el} = \frac{dE_{el}}{dx} = \frac{1}{2} \cdot U_0^2 \cdot \frac{dC}{dx} \quad (2.1)$$

Unter Annahme eines homogenen elektrischen Feldes kann die resultierende skalare elektrostatische Kraft zwischen zwei parallelen Platten mit Abstand x und einer Elektrodenfläche A_{el} aus der Kapazität C des Plattenkondensators berechnet werden:

$$F_{el} = \frac{\varepsilon \cdot A_{el} \cdot U_0^2}{2x^2} \quad (2.2)$$

Der elektrostatische Antrieb entfaltet für kleine Hübe die größte Kraftwirkung, da die elektrostatische Kraft proportional zu $1/x^2$ steigt. Begrenzt ist die Kraftwirkung durch die Durchbruchspannung, ab der eine statisch auftretende Ionisation zu einer Ionisationslawine zwischen den Elektroden führt. Die Durchbruchspannung kann mit dem Gesetz nach Paschen (Paschen-Kurve, [39]) beschrieben werden [40]. Die zunächst mit dem Abstand x abnehmende Durchbruchspannung weist bei Normaldruck für einen Abstand $x \approx 5 \mu\text{m}$ ein Minimum auf und steigt anschließend stark an [41]. Dies ermöglicht für kleiner werdende Strukturen eine höhere Aktorkraft und führt zusammen mit einfachen Herstellprozessen zu einer Vorherrschaft elektrostatischer Antriebe in der MEMS-Technik [42].

Prinzipiell werden zwei Bauformen elektrostatischer Aktoren unterschieden: Kammantriebe und Kontaktantriebe. Erstere weisen einen konstanten Abstand (typischerweise $x_0 < 5 \mu\text{m}$) zwischen Anker- und Statorelektrode auf, die kammförmig ineinander greifen. Die Kamm-

struktur realisiert große Elektrodenflächen. Gleichzeitig können aufgrund der geringen Abstände höhere Spannungen anliegen. Die elektrostatische Kraft hängt nicht von der Eintauchtiefe h ab, da sich die Kapazität C eines Kammfingers linear mit der Eintauchtiefe h ändert und in ihrer Ableitung nach h eine Konstante ergibt. Die elektrostatische Kraft eines Fingers mit Breite b lässt sich aus (2.1) herleiten zu (2.3) (vgl. [43]):

$$F_{el} = \frac{\varepsilon \cdot b \cdot U_0^2}{2x_0} \quad (2.3)$$

Bei Kontaktantrieben bewegen sich die Elektroden aufeinander zu. Diese erlauben hohe Haltekraft, da sich die Elektroden bis auf eine dünne Isolierschicht annähern, vgl. (2.2). Der Gesamthub kann bei Kontaktantrieben durch eine ein- oder gegenseitige Abrollbewegung der Elektroden vergrößert werden, da beim Abrollen auf die am Stator anliegenden Elektrodenabschnitte maximale Kräfte wirken. Kontaktantriebe erreichen einen Hub im μm -Bereich, der durch Kaskadierung bis zu einigen 100 μm vergrößert werden kann, und Haftkräfte $F_{el} \sim 1 \text{ mN}$, s. z.B. [44]. Bei Kammantrieben wird der maximale Hub durch die Länge der Finger bestimmt. Es werden Hübe um 150 μm realisiert, wobei Kräfte $F_{el} < 100 \mu\text{N}$ typisch sind [45].

Weitere Ausführungen elektrostatischer Antriebe sind Torsionsantriebe [46], rotatorische und lineare Mikroschrittmotoren [47, 48, 49] sowie Motoren nach dem Inchworm-Prinzip [50]. Typische Anwendungen von elektrostatischen Antrieben sind optische und mechanische Mikroschalter (z.B. [51, 52]), Mikroventile (z.B. [53, 54]) und mikromechanische Speicherzellen [55].

2.1.3 Elektromagnetische Aktoren

Zwei physikalische Prinzipien – die Kraft zwischen Grenzflächen unterschiedlicher Permeabilität (Reluktanzkraft) sowie die Kraft auf stromdurchflossene Leiter im Magnetfeld (Lorentzkraft) – bilden die Grundlage für elektromagnetische Aktoren.

a) Reluktanzkraft

Zwischen den Grenzflächen unterschiedlicher Permeabilität wirkt im Magnetfeld die Reluktanzkraft. Magnetische Systeme streben einen minimalen magnetischen Widerstand R_m an. Da Luft einen hohen magnetischen Widerstand aufweist, wirkt die Kraft in Richtung der kleiner werdenden Arbeitsluftspalte. Die Reluktanzkraft F_m berechnet sich aus der wegabhängigen Änderung der magnetischen Co-Energie, die sich aus dem Integral des Spulenflusses Ψ über den Spulenstrom I_0 berechnet (2.4) [56]:

$$F_m(I_0, x) = \frac{\partial}{\partial x} \int_{i=0}^{I_0} \Psi(x, i) di, \quad (2.4)$$

wobei x die Länge der Arbeitsluftspalte ist.

Bei Annahme eines idealen Magnetkreises und damit der Vernachlässigung von Hystereseeffekten, magnetischen Streuflüssen und Eisenverlusten vereinfacht sich (2.4) zu:

$$F_m(I_0, x) = \frac{I_0^2}{2} \frac{\partial L(x)}{\partial x} \quad (2.5)$$

Aufgrund der unidirektionalen Richtwirkung benötigen Reluktanzantriebe eine äußere Kraft für die Rückstellung. Diese kann über eine Feder, Membran oder einen weiteren Elektromagneten erfolgen [16].

Die Reluktanzkraft wird in einer Vielzahl von Aktorbauformen genutzt:

- *Hub-/Schaltmagnet*: Ein hochpermeabler Kern wird in den Arbeitsluftspalt einer Solenoid-Spule gezogen. Der hohe magnetische Widerstand der Luft in der Arbeitsluftspalte bestimmt vornehmlich die Induktivität L der Spule, so dass sich nach (2.5) eine Kraftwirkung ergibt, die umgekehrt proportional zur Länge x der Arbeitsluftspalte ist [11].
- *Proportionalmagnet*: Eine Weiterentwicklung des Hub-/Schaltmagnets mit über den Hub weitgehend linearer Strom-Kraft-Kennlinie. Dazu wird der magnetische Fluss im Arbeitsluftspalt konstant gehalten. Die gezielte Steuerung des magnetischen Flusses erfolgt konstruktiv durch Einbringen nicht-magnetischer Materialien in die Führung des Ankers.
- *Drehmagnet*: Der Arbeitsluftspalt wird über den Rotorwinkel variiert. Der Drehwinkel – konstruktiv über mechanische Anschläge begrenzt – liegt typischerweise bei 90° [57]. Proportionale Drehmagnete können auf Basis der Lorentzkraft realisiert werden [58].
- *Schrittmotor*: Die Pole eines hochpermeablen Läufers bewegen sich zwischen mehreren elektrisch aktivierbaren magnetischen Polen des Stators. Dabei wird der Luftspalt zum jeweils nächstgelegenen aktiven Pol minimiert. Ein abwechselndes Aktivieren der Pole bewirkt eine schrittweise Bewegung des Ankers. Diese kann rotatorisch oder translatorisch erfolgen. Neben den reinen Reluktanzmotoren werden Schrittmotoren auch mit vormagnetisierten Läuferpolen gefertigt [59].
- *Polarisierte Magnete*: Vormagnetisierte Anker ermöglichen im stromlosen Zustand eine Haltekraft. Meist weisen die polarisierten Magnete zwei Haltezustände auf [60]. Der Schaltvorgang erfolgt durch einen kurzen positiven oder negativen Stromimpuls, der ein magnetisches Gegenfeld aufbaut, welches das statische Magnetfeld übersteigt [61].

Linearhübe von Reluktanzantrieben für elektrische Kleinstmaschinen liegen im Bereich einiger Millimeter, wobei Haltekräfte bis zu einigen hundert Newton erzielt werden können [11].

b) Lorentz-Kraft

Auf stromdurchflossene Leiter wirkt im Magnetfeld die Lorentz-Kraft \mathbf{F}_l . Diese Kraftwirkung senkrecht zu Stromdichte \mathbf{J} und den Feldlinien der magnetischen Flussdichte \mathbf{B} kann mit (2.6) beschrieben werden. Die Wirkrichtung ist abhängig vom Vorzeichen der magnetischen Fluss- und Stromdichte.

$$\mathbf{F}_l = \int_V (d\mathbf{s} \times \mathbf{B})(\mathbf{J} \cdot d\mathbf{a}) \quad (2.6)$$

Die magnetische Flussdichte wird über Permanentmagnete oder Erregerwicklungen erzeugt. Bei rotatorischen Aktoren wird zwischen selbstkommutierenden oder elektrisch kommutierenden Aktoren unterschieden. Selbstkommutierende Aktoren weisen einen Kommutator auf, der typischerweise auf der Achse montiert und über Bürsten gespeist wird. Die alternierende Bestromung der Antriebswicklungen führt zu einer Rotationsbewegung aufgrund der Lorentzkräfte, die zwischen den Rotorwicklungen und dem magnetisierten Stator wirken. In elektrisch-kommutierten Aktoren werden die einzelnen Antriebswicklungen direkt gespeist [62]. Bei Asynchron- bzw. Synchronmaschinen werden die Wicklungen über die einzelnen Phasen eines Drehstromsystems gespeist, wohingegen bei sog. bürstenlosen Gleichstrommotoren die Phasen von einer Steuerelektronik erzeugt werden. Um verschleißbehaftete und in der Konstruktion aufwendige Bürstenkontakte zu vermeiden, werden bei elektrisch kommutierten Aktoren die Rotoren permanentmagnetisch ausgeführt. Die Statorwicklungen erfahren das elektrisch kommutierte Drehfeld. Bei Drehmomenten bis 1 Nm erreichen elektrische Kleinstmaschinen Drehzahlen im Bereich einiger 1000 min^{-1} [63].

Ein Linearaktor auf Basis der Lorentz-Kraft ist der Tauchspulantrieb. Eine Antriebsspule ist dabei in das Feld eines oder mehrerer Permanentmagnete getaucht. Da auf die Spule im Luftspalt des magnetischen Systems eine weitgehend homogene magnetische Flussdichte wirkt, weisen Tauchspulantriebe gemäß (2.6) eine lineare Kraft-Strom-Beziehung auf. Verglichen mit Reluktanzantrieben erreichen Tauchspulantriebe deutlich geringere Haltekräfte von wenigen Newton, weit höhere Betriebsfrequenzen $f_g > 20 \text{ KHz}$ und größere Stellwege bis in den Zentimeterbereich [64, 65].

2.1.4 Piezoelektrische Aktoren

Für die Kraftwirkung dieser Aktoren ist der reziproke piezoelektrische Effekt verantwortlich. Piezoelektrische Materialien weisen einen asymmetrischen Kristallaufbau auf. Das Anlegen eines elektrischen Feldes bewirkt eine Ausrichtung der positiven und negativen Ladungsschwerpunkte im Kristall. Die daraus resultierende longitudinale oder transversale De-

formation wird zur Kraftübertragung oder zum Stellen kleinster Wege eingesetzt. Da die Deformation unmittelbar dem angelegten elektrischen Feld folgt, sind hohe Grenzfrequenzen im Ultraschallbereich möglich. Die Bewegungsrichtung wird von dem Vorzeichen des elektrischen Potentials bestimmt [66]. Der direkte piezoelektrische Effekt entspricht dem Umkehr-effekt: Folglich erzeugt ein von außen aufgebrachter Druck auf ein piezoelektrisches Material eine Oberflächenladung, die über Elektroden abgegriffen werden kann, vgl. Kap. 2.2.2. Die Materialgleichungen für piezoelektrische Systeme können für den Sensor- und Aktorbetrieb gemäß (2.7) respektive (2.8) aufgestellt werden:

$$\mathbf{D} = \mathbf{d}_p \mathbf{T} + \boldsymbol{\varepsilon}_T \mathbf{E} + \boldsymbol{\alpha}_d \Delta \vartheta \quad (2.7)$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{s}_E \mathbf{T} + \mathbf{d}_p^T \mathbf{E} + \boldsymbol{\alpha}_r \Delta \vartheta, \quad (2.8)$$

wobei \mathbf{D} die dielektrische Verschiebungsdichte, \mathbf{T} und \mathbf{S} die Vektoren der mechanischen Spannung und Dehnung, \mathbf{d}_p bzw. \mathbf{d}_p^T die materialspezifische Matrix der piezoelektrischen Konstanten und deren Transponierten, $\boldsymbol{\varepsilon}_T$ die Permittivitäts-Matrix bei konstanter mechanischer Spannung $\mathbf{T} = \text{konst.}$ und \mathbf{s}_E die Elastizitäts-Matrix bei konstantem elektrischen Feld $\mathbf{E} = \text{konst.}$ bezeichnen [67]. Kommerzielle Mischkeramiken auf Basis von Blei-Zirkonat-Titanat erreichen piezoelektrische Konstanten d_{ij} von einigen 100 pm/V [68]. Die Vektoren der Temperaturkoeffizienten $\boldsymbol{\alpha}_d$ und $\boldsymbol{\alpha}_r$ beschreiben die Abhängigkeit des direkten respektive reziproken piezoelektrischen Effekts von einer Temperaturänderung $\Delta \vartheta$ [69].

Im Kleinsignalverhalten lässt sich die elastische Dehnung mit einer linearen Abhängigkeit des angelegten Potentials U_0 beschreiben, so folgt aus (2.8) für eine kleine Längenänderung die Beziehung: $\Delta x \sim U_0$ [70]. Polykristalline Piezokeramiken weisen im Großsignalverhalten eine deutliche Hysterese auf [71]. Einzelne Piezoelemente erreichen Hübe im μm -Bereich mit einer relativen Ausdehnung von 0,1 %. Als Stapel angeordnet, können bei Stellkräften von einigen tausend Newton Hübe bis 100 μm realisiert werden [72]. Eine alternative Aktor-Ausführung stellt der piezoelektrische Biegeumwandler dar, der eine Auslenkung von einigen Millimetern und typische Kräfte $F_{\text{piezo}} \approx 1 \text{ N}$ erreicht [73].

Um größere Stellwege oder Drehbewegungen zu ermöglichen, müssen die geringen Hübe mechanisch übersetzt werden. Typische Verfahren sind Stoßantriebe und Wanderwellenmotoren [74]. Bei einem Stoßantrieb wird der Anker durch einen oder mehrere Piezostapel stückweise verschoben [75]. Der Vorschub kann durch eine mechanische Vorzugsrichtung oder elektrisch durch eine sägezahnförmige Ansteuerung (Ausnutzung der mechanischen Trägheit) realisiert werden [76].

In Wanderwellenmotoren erfolgt die Umwandlung durch eine im Stator laufende Welle, welche durch Piezoelemente erzeugt wird. An den Kontaktzonen mit dem Rotor wird dieser in einer Rotations- oder Translationsbewegung vorangetrieben. Um Schallemissionen zu ver-

meiden, werden Wanderwellenmotoren so ausgelegt, dass ihre Betriebsfrequenzen im Ultraschallbereich liegen [77]. Aufgrund des stetigen Reibschlusses zwischen Aktor und Stator erreicht der Wanderwellenmotor hohe Haltemomente. Es lassen sich ohne mechanische Getriebe hohe Drehmomente bei geringen Drehraten erreichen. Der Nachteil des Wanderwellenmotors liegt in dem Reibschluss, der für Verschleiß und Reibungsverluste sorgt. Eine Reduktion der Reibung kann mit Hilfe einer Abrollbewegung erzielt werden, die von zwei orthogonal angeordneten Piezostapeln aufgrund ihrer um $\pi/4$ phasenverschobenen Anregung auf eine starre Welle induziert wird [78]. Eine weitere typische Bauform piezoelektrischer Antriebe ist das Inchworm-Prinzip, welches der Fortbewegung einer Raupe nachempfunden ist [79, 80, 81].

In den meisten piezoelektrischen Materialien wirkt bei angelegter Spannung simultan zum inversen piezoelektrischen Effekt die Elektrostriktion [69], siehe Kap. 2.1.5. Diese weist im Gegensatz zum reziproken piezoelektrischen Effekt keine Richtungswirkung auf und bewirkt bei piezoelektrischen Antrieben eine asymmetrische Auslenkung.

2.1.5 Elektrostriktive Aktoren

Die Elektrostriktion beschreibt die Deformation dielektrischer Materialien in Abhängigkeit eines angelegten elektrischen Feldes. Die Ausrichtung elektrischer Dipolbezirke entlang der Feldlinien führt zu einer mechanischen Dehnung \mathbf{S} , die unabhängig von der Richtung des Feldes \mathbf{E} und proportional zum Quadrat des Feldes ist, vgl. (2.9). Entgegen piezoelektrischer Materialien weisen elektrostriktive Medien im feldfreien Fall keine Polarisierung auf und sind isotrop [69]. Die maximale Dehnung elektrostriktiver Materialien liegt bei 0,1 %. Sofern Sättigung bei hohen Feldstärken und Temperaturabhängigkeit vernachlässigt werden, gelten die folgenden Grundgleichungen für elektrostriktive Systeme [82, 83]:

$$\mathbf{S} = \mathbf{s}_E \mathbf{T} + \mathbf{d}_e^T \begin{pmatrix} E_1^2 \\ E_2^2 \\ E_3^2 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{D} = 2\mathbf{d}_e \mathbf{E} \mathbf{T} + \boldsymbol{\epsilon}_T \mathbf{E} \quad (2.10)$$

mit der dielektrische Verschiebungsdichte \mathbf{D} , der mechanischen Dehnung \mathbf{S} , der Matrix der elektrostriktiven Konstanten \mathbf{d}_e , der Permittivitäts-Matrix $\boldsymbol{\epsilon}_T$ bei konstanter mechanischer Spannung $\mathbf{T} = \text{konst.}$ und der Elastizitäts-Matrix \mathbf{s}_E bei konstantem elektrischen Feld $\mathbf{E} = \text{konst.}$

Verglichen mit piezoelektrischen Wandlern weisen elektrostriktive Wandler eine stärkere Temperaturabhängigkeit und sehr hohe Permittivitätskonstanten $\epsilon_r > 3000$ auf [84]. Auf der anderen Seite sind elektrostriktive Wandler weniger hysteresebehaftet und weisen eine geringere Alterung auf, da keine Grundpolarisierung bei der Herstellung erfolgen muss. Ebenso ist

der Betrieb nicht durch die Curie-Temperatur beschränkt [69]. Es werden mit piezoelektrischen Aktoren vergleichbare Stellkräfte und Stellwege erzielt [66]. Aufgrund der konstruktiven Ähnlichkeit mit piezoelektrischen Aktoren lässt sich der Stellweg elektrostriktiver Aktoren mit den gleichen Bauformen, wie z.B. Stapelaktor [85] und Biegewandler [86], vergrößern.

Eine dem piezoelektrischen Effekt vergleichbare Umkehrung der Elektrostriktion existiert nicht: Eine aufgezwungene Formveränderung eines ausschließlich elektrostriktiven Dielektrikums kann keine Ladung induzieren [69]. Allerdings ändert sich unter mechanischer Spannung die Permittivität ϵ_r des Mediums, welche als Sensoreffekt genutzt werden kann [87]. Neben kristallinen elektrostriktiven Materialien gewinnen zunehmend polymer-basierte elektrostriktive und piezoelektrische Kunststoffe in der Aktorik und Sensorik an Bedeutung [88].

2.1.6 Magnetostruktive Aktoren

Die von Joule 1842 entdeckte Magnetostruktion (Joule-Effekt) in ferromagnetischen Materialien ist auf die spontane Ausrichtung zunächst zufällig verteilter magnetischer Dipole im Zuge der Magnetisierung zurückzuführen [89]. Die resultierende Längenänderung magnetostruktiver Materialien ist unabhängig von der Feldrichtung und erreicht bei Fe-Tb-Dy-Legierungen (Terfenol-D¹) im vorgespannten Zustand 0,13 % [90]. Wie bei piezoelektrischen und elektrostriktiven Medien führt der molekulare Prozess der Magnetostruktion zu einem schnellen mechanischen Übertragungsverhalten, welches Grenzfrequenzen $f_g > 30$ KHz erlaubt. Für eine bidirektionale Auslenkung wird ein dem magnetischen Erregerfeld überlagertes Gleichfeld H_0 elektrisch oder permanentmagnetisch aufgezwungen. Dies führt zu einer Verschiebung des Arbeitspunktes, vgl. Abbildung 2.3: Die im Großsignal gegebene quadratische Proportionalität der mechanischen Dehnung \mathbf{S} zur magnetischen Feldstärke \mathbf{H} kann im Arbeitspunkt linearisiert werden und führt zu der linearen Grundgleichung (2.11) [91]:

$$\mathbf{S} = \mathbf{s}_H \mathbf{T} + \mathbf{d}_m^T \mathbf{H}, \quad (2.11)$$

wobei \mathbf{T} den Vektor der mechanische Spannung, \mathbf{d}_m^T die transponierte Koeffizientenmatrix der magnetostruktiven Konstanten und \mathbf{s}_H die Elastizitäts-Matrix bei konstantem magnetischen Feld $\mathbf{H} = \text{konst.}$ bezeichnen.

Der Umkehreffekt der Magnetostruktion führt zum Villari-Effekt, vgl. Kap. 2.2.3. Folglich führt eine aufgebrachte mechanische Spannung zu einer Änderung der magnetischen Flussdichte \mathbf{B} . Im linearen Modell lässt sich diese Sensorgleichung (2.12):

¹ Terbium-Ferrous-Naval Ordnance Laboratory-Dysprosium

$$\mathbf{B} = \mathbf{d}_m \mathbf{T} + \mu_T \mathbf{H} \quad (2.12)$$

mit dem Tensor der Permeabilität μ_T bei konstanter mechanischer Spannung $\mathbf{T} = \text{konst.}$ beschreiben.

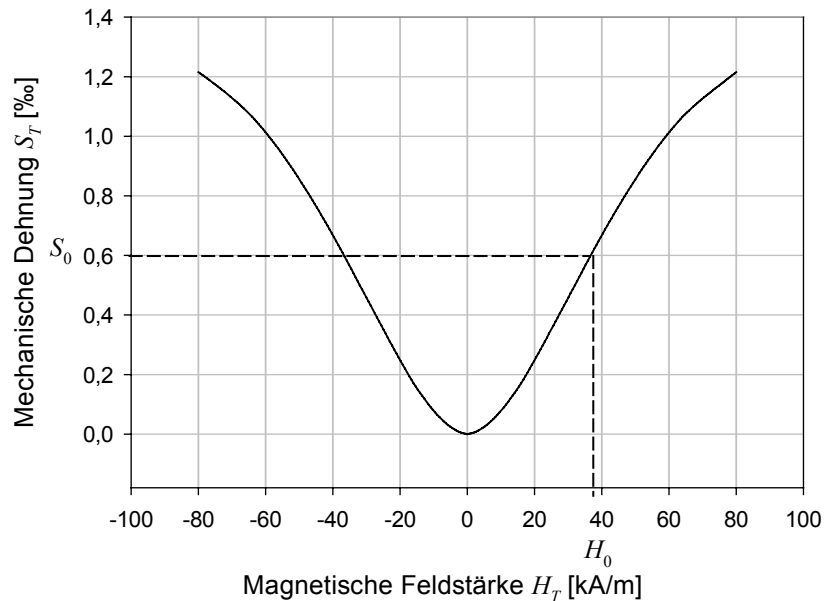


Abbildung 2.3 Arbeitspunkt (H_0, S_0) bei Terfenol-D Aktor, nach [69]

Im Vergleich zu den spannungsgesteuerten elektrostriktiven und piezoelektrischen Aktoren, welche aufgrund der großen relativen Permittivitätskonstanten ϵ_r hohe Kapazitäten C aufweisen, bilden die stromgesteuerten magnetostriktiven Aktoren induktive Lasten mit einer geringen relativen Permeabilität $\mu_r = 3 \dots 10$ (Terfenol-D). Bei gleicher Blindleistung lassen sich mit magnetostriktiven Aktoren so höhere Frequenzen erreichen [92]. Allerdings führt die geringe Permeabilität des Terfenol-D-Ankers auch zu einer aufwendigen Führung des magnetischen Feldes im Inneren des Aktors, um Streuflüsse zu vermeiden [93]. Ein weiterer Vorteil des magnetostriktiven Prinzips ist die kontaktlose Ansteuerung des Aktors über das magnetische Feld [94]. Magnetostriktive Aktoren ermöglichen die höchsten Stellkräfte verglichen mit anderen Festkörperaktoren [69]. Bei typischen Kräften $F_{ms} \approx 1000$ N werden Hübe von $x = 50 \mu\text{m}$ erreicht [90].

2.1.7 Elektro-/Magnetorheologische Aktoren

Der Winslow-Effekt beschreibt die Änderung der Viskosität elektrorheologischer Flüssigkeiten im elektrischen Feld: Einer nicht-leitfähigen Trägerflüssigkeit sind Partikel mit hoher

Permittivität zugefügt, welche sich im elektrischen Feld ausrichten und Ketten hoher mechanischer Stabilität bilden [95].

Analog zu elektrorheologischen Aktoren ändert sich die Fließeigenschaft magnetorheologischer Flüssigkeiten im Magnetfeld. Für den Effekt ist die Ausrichtung und Kettenbildung ferromagnetischer Partikel im Magnetfeld verantwortlich [96].

Im Unterschied zu elektrorheologischen Systemen kann mit dem Einsatz von Permanentmagneten eine hohe Viskosität leistungsfrei gehalten werden. Magnetorheologische Systeme sind erheblich aufwendiger in ihrer Konstruktion und erfordern größere Bauvolumen, da neben einer Erregerspule auch eine geeignete magnetische Flussführung eingesetzt werden muss. In elektrorheologischen Systemen sind nur die Elektroden zu berücksichtigen. Elektro- und magnetorheologische Systeme weisen eine Hysterese auf, die vergleichbar ausgeprägt ist [97].

Elektrisch steuerbare rheologische Flüssigkeiten finden ihren Einsatz in einstellbaren Dämpfern [98, 99, 100] und Ventilen [101, 102]. Da Ventile auf elektro-/magnetorheologischer Basis keine beweglichen Teile enthalten, gelten sie als wartungsfrei. In einer hydraulischen Vollbrückenschaltung angeordnet, kann mit vier Ventilen ein hydraulischer Linearaktor realisiert werden, vgl. z.B. [103].

2.1.8 Elektrochemische Aktoren

Das in einem reversiblen elektrochemischen Prozess durch Stromzufuhr erzeugte oder bei Stromentnahme abgebaute Gas treibt pneumatisch einen Faltenbalg oder eine Membran. Elektrochemische Aktoren werden auf Basis der Brennstoffzellen- und Festkörperreaktion eingesetzt [104].

Die Gasentwicklung nach der Brennstoffzellenreaktion basiert auf der Elektrolyse wasserhaltiger Elektrolyte, welche bei Anlegen einer Gleichspannung in Sauerstoff und Wasserstoff aufgespalten werden. Die Umkehrung führt zu der bekannten Brennstoffzellenreaktion, welche durch chemische Oxidation des vorhandenen Wasserstoffes zu einem Stromfluss führt. Der Elektrolysedruck wird beispielsweise in Mikrodosiereinrichtungen genutzt, um Flüssigkeiten mit kleinsten Raten ($\text{nl}\cdot\text{s}^{-1}$) zu transportieren [105]. Ein bidirektionaler Mikromembranaktor auf Basis der Elektrolysereaktion wird in [106] vorgestellt, der eine Kraft $F_{ECA} \approx 17 \text{ N}$ bei 2 mm Hub erzeugt.

Bei der Festkörperreaktion erfolgt die Bindung eines Reaktionsstoffes der Elektrolyse an die Anode. Als Anoden-Material wird Silber [107] oder Nickel [108] mit Wasserstoff als treibendes Gas bzw. Kupfer mit Sauerstoff [109] eingesetzt.

Die Vorteile elektrochemischer Aktoren liegen in der langen Selbsthaltung im Leerlaufbetrieb, dem lautlosen Stellbetrieb und den hohen Stellkräften im Bereich einiger hundert Newton bei geringen Abmessungen. Allerdings ist die Lebensdauer durch die Anzahl der

Lade- und Entladezyklen bestimmt. Optimierte Regelverfahren sind daher für den kommerziellen Einsatz dieser Aktoren erforderlich [110].

Der Elektrolysedruck ist proportional zu dem Ladezustand SOC (*State of Charge*) der elektrochemischen Zelle. Entsprechend könnte über den SOC ein Rückschluss auf die Aktorkraft erfolgen. Dies erfordert jedoch eine genaue Diagnose des SOC. Die geläufige Methode zur Bestimmung des SOC auf Basis der Ladungszählung weist eine starke Hysterese zwischen Lade- und Entladevorgang auf und kann folglich keine sichere Aussage über die Aktorkraft geben [111].

2.2 Messeffekte von Aktoren

Die Stellbewegung von Aktoren und die elektromechanische Energiewandlung wird in einer Vielzahl von Sensorprinzipien genutzt. Eine Auswahl sei hier kurz skizziert:

- *Elektromagnetische Kompensationswaage*: Die lineare Kraft-Strom-Beziehung eines Tauchspulantriebs wird für hochgenaue Kraftmessungen nach dem Kompensationsprinzip genutzt [112]. Diese Linearität ist bei keinem Sensorelement für Kraft gegeben: Piezoelemente sowie Dehnmessstreifen weisen Kriech- und Hystereseeffekte auf [113, 114]. Das Gleichgewicht der zu messenden Gewichtskraft und der Lorentz-Kraft des Aktors wird über einen Nullindikator mit einem geschlossenen Regelkreis eingestellt. Der kraftproportionale Strom kann direkt gemessen werden, ohne dass eine Werkstoffkennlinie (z.B. Feder) berücksichtigt werden muss oder eine mehrfache Messgrößenumwandlung erforderlich ist [112].
- *Mikroresonatoren*: Die Eigenfrequenz f_0 von Mikroresonatoren wird durch Umgebungseinflüsse (Temperatur, Kraft, Druck, Viskosität, Coriolis-Kraft, Feuchte und Gaskonzentrationen) beeinflusst [115]. Der reziproke piezoelektrische Effekt kann bei Quarzkristallen zur Erzeugung von mechanischen Schwingungen verwendet werden. Bereits eine hochfeine Ablagerung von Stoffen führt zu einer Änderung der Eigenfrequenz, welche als Messsignal dienen kann [116].
- *Schwingsaite*: Die Eigenfrequenz f_0 einer Schwingsaite wird durch ihre Länge l , Masse m und die Spannkraft F bestimmt. Wird die Saite – beispielsweise mit einem magnetischen Aktor – in Resonanz gebracht, so lässt sich der nicht-lineare Zusammenhang zwischen Spannkraft und Eigenfrequenz beschreiben und zur Messung kleiner Kräfte nutzen [117]. In Differentialanordnung weist die gemischte Ausgangsfrequenz eine hohe Linearität auf [118].

Neben der systemtechnischen Nutzung von Aktoren als Teil eines Sensorsystems treten bei Aktoren inhärente Messeffekte auf. Diese Effekte sind auf die Konstruktion und das Wandlerprinzip zurückzuführen.

2.2.1 Generatoreffekt

Für die induzierte Spannung U_s einer im Magnetfeld bewegten Leiterschleife gilt nach dem Induktionsgesetz in integraler Form [119]:

$$U_s = \oint_C (\mathbf{V} \times \mathbf{B}) d\mathbf{s} - \iint_A \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} d\mathbf{a} \quad (2.13)$$

mit der magnetischen Flussdichte \mathbf{B} und dem Geschwindigkeitsvektor \mathbf{V} der Leiterschleife. Beide Terme aus (2.13) bewirken eine zeitliche Änderung des magnetischen Flusses, so dass (2.13) zusammengefasst werden kann zu:

$$U_s = -\frac{\partial \Psi}{\partial t}, \quad (2.14)$$

wobei Ψ den Spulenfluss darstellt, welcher den magnetischen Fluss ϕ über alle N Windungen der Spule berücksichtigt. Im homogenen Feld gilt folglich $\Psi = N\phi$.

Die induzierte Spannung U_s kann bei elektromagnetischen Aktoren genutzt werden, um auf die rotatorische oder translatorische Bewegung des Aktors oder auf den magnetischen Fluss ϕ und damit indirekt auf die Aktorposition x schließen zu können, vgl. Kap. 3.

2.2.2 Piezoelektrischer Effekt

In Festkörpern mit asymmetrischem Kristallaufbau führt eine mechanische Deformation zu einer Verschiebung der positiven und negativen Ladungsschwerpunkte. Das aus der Ladungsverschiebung resultierende elektrische Potential kann mit Hilfe zweier Elektroden gemessen werden [120]. Auf dem direkten piezoelektrischen Effekt beruhen typischerweise Sensoren für Kraft, Druck, Beschleunigung [121] sowie Schall- und Ultraschallwandler [88] [122]. Ein Piezoaktor lässt sich vereinfacht als Serienschaltung einer Kapazität C_{pz} und einer Spannungsquelle U_{pz} modellieren. Die Spannung entspricht dem aus der mechanischen Deformierung resultierenden elektrischen Potential. Der Messeffekt lässt sich mit einer Messbrücke auswerten, vgl. Abbildung 2.4.

Je nach Wahl der Elemente Z_3 , Z_4 lässt sich der Hub x oder die Geschwindigkeit \dot{x} bestimmen. In einer rein kapazitiven Brücke ($Z_3 = C_3$, $Z_4 = C_4$) folgt die Brückenspannung U_d proportional der Spannung U_{pz} , gemäß (2.15). Für eine abgeglichene Brücke wird der Term in

Klammern von (2.15) zu Null. Folglich kann die Brückenspannung zur Messung des Hubs x dienen [123].

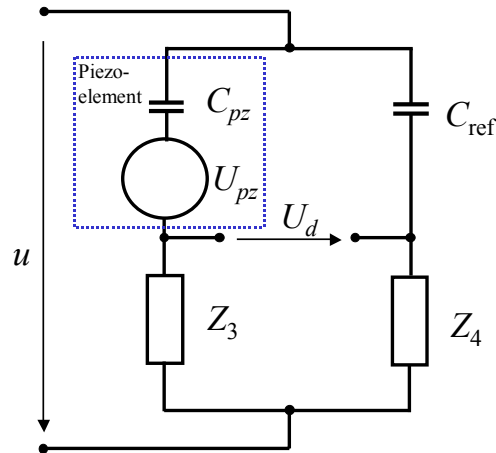


Abbildung 2.4 Messbrücke zur Auswertung des Sensoreffekts eines Piezoelements im Aktorbetrieb (nach [124])

$$U_d = \frac{C_p}{C_3 + C_p} U_{pz} + \left[\frac{C_p}{C_3 + C_p} - \frac{C_{ref}}{C_4 + C_{ref}} \right] \cdot u \quad (2.15)$$

Der Einsatz zweier resistiver Elemente ($Z_3 = R_3$, $Z_4 = R_4$) führt zu einem differentiellen Verhalten der Messbrücke, gemäß (2.16). Bei abgeglichener Brücke folgt die Brückenspannung der Geschwindigkeit \dot{x} .

$$U_d = \frac{j\omega R_3 C_p}{1 + j\omega R_3 C_p} U_{pz} + \left[\frac{j\omega R_3 C_p}{1 + j\omega R_3 C_p} - \frac{j\omega R_4 C_{ref}}{1 + j\omega R_4 C_{ref}} \right] \cdot u \quad (2.16)$$

Da ein idealer Abgleich nicht möglich ist, wächst mit divergierendem C_p und C_{ref} der Einfluss der Aktorspannung u auf das Messsignal U_d (vgl. Kap 4.1). Der in Gleichung (2.7) dargestellte lineare Zusammenhang zwischen mechanischer Spannung \mathbf{T} und dielektrischer Verschiebungsdichte \mathbf{D} (vgl. Kap. 2.1.4) gilt nicht im Großsignalbetrieb. Die auf das Messsignal wirkenden Hysterese-, Kriech- und Sättigungseffekte können mit operatorbasierter Modellbildung reduziert werden [125].

2.2.3 Villari-Effekt

Mechanische Spannung bewirkt in ferroelektrischen Medien eine Abnahme der Permeabilität unter Druckbelastung sowie eine Zunahme der Permeabilität unter Zugbelastung. Unter Einfluss eines Magnetfeldes bewirkt der 1865 von E. Villari entdeckte Effekt [126] eine Zu- bzw. Abnahme der magnetischen Flussdichte \mathbf{B} gemäß Gleichung (2.12). Herrscht eine Magnetisierung vor, so kann die Flussänderung direkt mit Hilfe eines Hall-Sensors gemessen werden [127]. Über die Auswertung der Permeabilität (Magnetisierungskurve) kann folglich ein Rückschluss auf die mechanische Spannung gezogen werden. Am Beispiel eines Drehmomentsensors ist dieses Verfahren demonstriert worden [128]. Gleichermaßen kann ein Hall-Sensor in einem magnetostriktiven Aktor integriert werden, um die Positionsänderung des Aktors zu bestimmen. Die Positionserfassung weist zwar hohe Abweichungen auf, dennoch lässt sich durch eine Rückführung des Positionssignals in eine Aktor-Regelung das Übertragungsverhalten des magnetostriktiven Aktors verbessern [129]. Mit Hilfe einer Brückenschaltung kann die effektive Induktivitätsänderung eines magnetostriktiven Aktors erfasst und zur Überwachung der Aktorbewegung genutzt werden [130]. Die Brücke muss für verschiedene Lastbereiche des Aktors angepasst werden, da eine Fehlanpassung die Dynamik der sensorlosen Regelung beeinträchtigt. Das über die Last divergierende Verhalten der Induktivität wird auch in [131] dargestellt.

2.2.4 Wirbelstromverluste

Das magnetische Wechselfeld $\mathbf{H}(t) = \mu^{-1}\mathbf{B}(t)$ einer Spule induziert ein elektrisches Wirbelfeld $\mathbf{E}(t)$, das im Falle eines gut leitfähigen Mediums ($\kappa \gg 0$) gemäß dem Maxwell'schen Induktivitätsgesetz (2.17) und der Materialgleichung (2.18) zu einer Wirbelstromdichte \mathbf{J} führt:

$$\nabla \times \mathbf{E}(t) = -\frac{\partial \mathbf{B}(t)}{\partial t} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{J}(t) = \kappa \mathbf{E}(t) \quad (2.18)$$

In der Folge bewirken die Wirbelströme ein Magnetfeld, das dem ursächlichen Magnetfeld entsprechend der Lenz'schen Regel entgegenwirkt. Das resultierende Magnetfeld $\mathbf{H}(t)$ lässt sich mit dem Durchflutungsgesetz unter Vernachlässigung der Verschiebungsstromdichte beschreiben (2.19).

$$\nabla \times \mathbf{H}(t) = \mathbf{J}(t) \quad (2.19)$$

Die magnetischen Feldlinien des ursächlichen Feldes werden verdrängt, was eine geringere magnetische Flussdichte und damit eine geringere effektive Induktivität L der Erregerspule

zur Folge hat. Gleichmaßen führen die Wirbelströme zu ohmschen Verlusten, die zu einem Anstieg des Realteils der Spulenimpedanz führen. Wirbelstromverluste treten immer dort auf, wo magnetische Wechselfelder und elektrisch leitende Materialien zum Einsatz kommen. Dazu gehören Aktoren auf elektromagnetischer und magnetostriktiver Basis. Die Wahl geeigneter Werkstoffe und konstruktive Maßnahmen sorgen für möglichst geringe Wirbelstromverluste und verbessern den elektromechanischen Wirkungsgrad. Insbesondere bei Elektromagneten können Wirbelstromverluste zur Positionsbestimmung ausgewertet werden, sofern der Anker leitfähiges Material aufweist. Die Wirbelstromverluste steigen mit dem Eintauchen des gut leitfähigen Kerns in die Spule, vgl. Kap 4.1.

Die Gleichungen (2.17) bis (2.19) lassen sich nur mit erheblichen Einschränkungen analytisch lösen, vgl. z.B. [11]. Zur Analyse von Wirbelstromverlusten werden vornehmlich numerische Verfahren wie die Finite-Elemente-Methode (FEM) [132], die Finite-Differenzen-Methode (FDM) [133] oder die Randelemente-Methode (BEM, engl. *Boundary Element Method*) [134] eingesetzt. Eine ausführliche Beschreibung zur numerischen Lösung von Wirbelstromproblemen ist in [135] zu finden. Alternativ können Wirbelstromverluste näherungsweise über ein Transformatormodell berechnet werden: Ein Transformatorsystem wird beschrieben, das auf der Primärseite die Spulenwicklung und auf der Sekundärseite den Eisenkern als kurzgeschlossene Wicklung aufweist. Der Abstand des Kerns bestimmt dabei den Kopplungsfaktor des Transformators [136]. Die resultierende Impedanz der Spule kann mit einem Gleichungssystem auf Basis des elektrischen Ersatzschaltbildes bestimmt werden [137, 138].

2.2.5 Kapazitätsänderung

Zwischen den Elektroden elektrostatischer, piezoelektrischer, elektrostriktiver und elektroreologischer Aktoren wirkt eine Kapazität. Werden die Aktoren verallgemeinert als Plattenkondensatoren modelliert, so wird die Abhängigkeit zwischen der Kapazität C und dem Elektrodenabstand x deutlich (2.20).

$$C = \frac{\varepsilon \cdot A_{el}}{x} \quad (2.20)$$

Bei elektrostatischen Kontaktantrieben folgt nach (2.20) die Kapazität C umgekehrt proportional dem Abstand x . Die Abhängigkeit der Permittivität ε von dem elektrischen Erregungsfeld \mathbf{E} kann dabei für kleine elektrische Felder $|\mathbf{E}| < 2 \text{ MV/cm}$ vernachlässigt werden. Allerdings wirkt sich die Luftfeuchtigkeit auf die dielektrischen Eigenschaften der Isolierschicht aus [139]. Folglich bietet sich für die Auswertung der Kapazitätsänderung eine Brückenschaltung an, welche mit einer Referenzkapazität ausgestattet wird [140]. Da elektrostriktive und piezoelektrische Aktoren eine Abstandsänderung im Promillebereich aufweisen, kann die Kapazitätsänderung aufgrund einer Positionsänderung Δx näherungsweise als konstant über den Arbeitsbereich angenommen werden. Die Änderung der effektiven Permittivität ε auf-

grund von mechanischer Spannung, vgl. (2.7), (2.10), sowie die Abhängigkeit der Permittivität ε von der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} und der Umgebungstemperatur ϑ [69] müssen bei der Auswertung der Kapazität C bezüglich der Aktorposition berücksichtigt werden und führen zu Modellen, die eine Hysterese aufweisen [66]. In Analogie zum elektrostatischen Aktor bietet sich für die Messung der Kapazität eine Brückenschaltung an [141].

Die Kapazität zwischen den Elektroden eines elektrorheologischen Aktors kann zur Abstandsbestimmung eingesetzt werden. Auf diese Weise lassen sich haptische Sensor-Aktor-Systeme entwickeln, die beispielsweise in Greifern von Robotern eingesetzt werden können [142]: Anhand der Kapazitätsänderung der elektrorheologisch ausgeführten Greiferspitzen kann Kontakt mit einem Objekt detektiert werden. Durch die Viskositätsänderung kann der Kontakt für den Transport fixiert werden. Auf gleiche Weise können sog. „haptische Displays“ realisiert werden, die in Telepräsenz-Systemen [143] eingesetzt werden. Da die Permittivität neben der Position von den oben genannten Einflussgrößen (Temperatur, Feldstärke, mech. Spannung) abhängt, können nur relative Positionsänderungen erkannt werden [144].

2.2.6 Induktivitätsänderung

Die Änderung der Induktivität eines magnetischen Systems basiert auf einer Änderung des magnetischen Flusses ϕ im Wirkungsbereich einer stromdurchflossenen Leiterschleife oder Wicklung. Der Fluss wird maßgeblich von der wirksamen Permeabilität μ_{eff} geprägt. Dabei kann es sich um eine Änderung der Arbeitsluftspalte, der Materialeigenschaften oder der Geometrien im magnetischen Kreis handeln. Neben der Permeabilität können überlagerte magnetische Felder den Fluss beeinflussen, welche z.B. durch Wirbelströme erzeugt werden, vgl. Kap. 2.2.4.

Die Selbstinduktivität L einer Spule ist definiert als das Verhältnis des Spulenflusses Ψ zum Spulenstrom i . Für einen idealen verlustfreien Magnetkreis mit N Wicklungen ergibt sich eine Induktivität L gemäß

$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N\phi}{i} = \frac{N^2}{R_m} = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot A_m}{l}, \quad (2.21)$$

wobei l die mittlere Länge des Eisenkerns, A_m die wirksame Fläche und R_m den magnetischen Widerstand bezeichnen. Ist der Magnetkreis durch einen Luftspalt der Größe x unterbrochen, so kann Gleichung (2.21) erweitert werden:

$$L = \frac{N^2}{R_m + R_{m\text{Luft}}} = \frac{N^2}{\frac{l}{\mu \cdot A_m} + \frac{x}{\mu_0 \cdot A_m}} \quad (2.22)$$

Dabei wird für $x \ll l$ im Luftspalt ein homogenes Feld angenommen. Der erste Term im Nenner von (2.22) kann bei Annahme einer sehr hohen Permeabilität des Kerns μ verglichen mit der Permeabilität der Luft $\mu_{\text{Luft}} \approx \mu_0$ vernachlässigt werden, so dass sich für die Selbstinduktivität der Spule bezogen auf die Luftspaltbreite x eine Näherungslösung gemäß (2.23) ergibt:

$$L(x) \approx \frac{N^2}{R_{m\text{Luft}}} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_m}{x} \quad (2.23)$$

In Analogie zum Kondensator gilt die umgekehrte Proportionalität zum Abstand x (Länge der Arbeitsluftspalte). Da die Permeabilität μ des Kerns und des für die magnetische Rückführung verantwortlichen Gehäuses eine Hysterese und eine Sättigungsmagnetisierung aufweist, kann die Näherung nach Gleichung (2.23) nur bei niedrigen Strömen angewandt werden. Mit steigenden Strömen nimmt der magnetische Widerstand des Kerns und Gehäuses zu, was zu einer Reduktion der Induktivität L führt. Diese Abhängigkeit der Induktivität vom Spulenstrom ist bei einer Positionsbestimmung zu berücksichtigen.

Änderungen der Materialeigenschaften, wie sie z.B. bei magnetostriktiven Aktoren auftreten, wirken sich auf die effektive Induktivität aus, vgl. 2.2.3. Allerdings entsteht eine Überlagerung der oben genannten Effekte, weshalb die Auswertung materialspezifischer Induktivitätsänderungen, wie sie beispielsweise in [131] untersucht worden sind, keine eindeutige Positionsbestimmung erlaubt.

2.2.7 Änderung der elektrischen Leitfähigkeit

Die elektrische Leitfähigkeit κ eines Stoffes hängt von der Anzahl n frei beweglicher Ladungsträger (mit Elementarladung e) und deren Beweglichkeit μ_e ab:

$$\kappa = n \cdot e \cdot \mu_e \quad (2.24)$$

Die Beweglichkeit μ_e wird durch Verunreinigungen im Gitteraufbau und durch thermische Gitterschwingungen der Atome (Phononenstreuung) gestört und lässt sich mit einer Relaxationszeit τ – der mittleren Transportlebensdauer – und der effektiven Ladungsträgermasse m_e beschreiben:

$$\mu_e = \frac{e \cdot \tau}{m_e} \quad (2.25)$$

Bei metallischen Leitern setzt sich die Relaxationszeit τ näherungsweise aus dem konstanten Anteil τ_1 aufgrund der Verunreinigungen und dem temperaturabhängigen Anteil τ_2 aufgrund der Phononenstreuung durch Addition der Reziproken gemäß (2.26) zusammen:

$$\frac{1}{\tau(\vartheta)} = \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2(\vartheta)} \quad (2.26)$$

Die elektrische Leitfähigkeit von Metallen wird folglich von dem Restwiderstand bei Ausbleiben der Phononenstreuung $\tau_2(\vartheta = 0\text{K}) = \infty$ bestimmt und fällt mit der Temperatur.

Mit diesem Effekt kann bei Thermo-Bimetall-Aktoren die Aktor-Temperatur ermittelt und indirekt auf die Auslenkung geschlossen werden, wie beispielsweise in [145] ersichtlich wird. Der gleiche Effekt kann in Drähten aus Formgedächtnislegierungen genutzt werden [146].

Generell stellt jedoch die thermisch bedingte Änderung der Leitfähigkeit eine Störgröße für die sensorlose Messung von Aktorparametern dar: Der Arbeitspunkt des Aktors verschiebt sich aufgrund der Widerstandsänderung und die Abgleichbedingungen der Messschaltung (z.B. Brückenschaltungen, s. Kap. 2.2.2) sind nicht mehr erfüllt. Die temperaturbedingte Änderung der Leitfähigkeit kann andererseits zur Bestimmung der Aktortemperatur und folglich zur Temperaturkorrektur der sensorlosen Messung verwendet werden [147].

Bei elektrorheologischen Flüssigkeiten wird die Leitfähigkeit durch die Anzahl der freien Ladungsträger bestimmt, welche mit der Temperatur zunimmt. Die Zunahme der Leitfähigkeit kann in diesem Fall zur Überwachung der Aktortemperatur verwendet werden [146].

2.3 Systematisierung nutzbarer Effekte

Die interessierenden Messgrößen in der Aktorik umfassen Position x , Geschwindigkeit \dot{x} und Moment M bzw. Kraft F . Diese können aus einer Änderung der elektrischen Impedanz Z , folglich dem Verhältnis zwischen Spannung und Strom am elektrischen Eingang des elektromechanischen Zweitors gewonnen werden. Die Anforderungen an die nutzbaren Messeffekte sind Eindeutigkeit im Messbereich und weitgehende Unabhängigkeit von dem angekoppelten mechanischen System. Sofern die geforderte Messgröße nur über eine Zwischengröße bestimmt werden kann und die Umrechnung eine genaue Kenntnis der Systemdynamik erfordert, ist der Einsatz eines sensorlosen Prinzips nur in geschlossenen Systemen mit bekannten Zustandsgrößen möglich.

2.3.1 Elektromechanisches Ersatzschaltbild

Elektrisch aktivierte Wandlerprinzipien lassen sich als elektromechanisches Zweitor darstellen (siehe Abbildung 2.5). Der Zusammenhang zwischen den elektrischen Eingangsgrößen (u, i) und mechanischen Ausgangsgrößen (F, \dot{x}) kann unter Vernachlässigung von Verlusten aus der Energie- bzw. Leistungsbilanz gewonnen werden [2]:

$$P_{el} = u \cdot i = P_{mech} = F \cdot \dot{x} \quad (2.27)$$

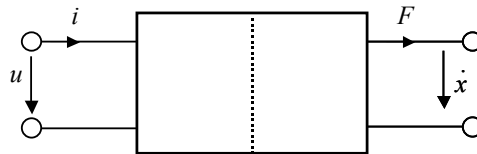


Abbildung 2.5 Aktor als elektromechanisches Zweitor

Das Übertragungsverhalten kann in Analogie zu der elektrischen Zweipoltheorie mit einer Kettenmatrix beschrieben werden [148]:

$$\begin{bmatrix} u \\ i \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ F \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Auf der elektrischen Seite folgt nach (2.28) die elektrische Impedanz Z :

$$Z = \frac{u}{i} = \frac{a_{11}\dot{x} + a_{12}F}{a_{21}\dot{x} + a_{22}F}, \quad (2.29)$$

welche in einem verlustlosen System nur durch die mechanischen Größen bestimmt wird. Wird ein idealer Übertrager mit Übertragungsfaktor \ddot{u} angenommen, so kann (2.29) noch weiter vereinfacht werden:

$$Z = \frac{\dot{x}}{\ddot{u}^2 \cdot F} \quad \text{mit} \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1/\ddot{u} & 0 \\ 0 & \ddot{u} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Berücksichtigt man auf der elektrischen und mechanischen Seite Verluste (z.B. durch Erwärmung, Reibung), so geht der direkte Zusammenhang zwischen mechanischen und elektrischen Größen verloren. Zur Veranschaulichung sei nur auf der elektrischen Seite ein ohmscher Verlustwiderstand R_v eingeführt, vgl. Abbildung 2.6.

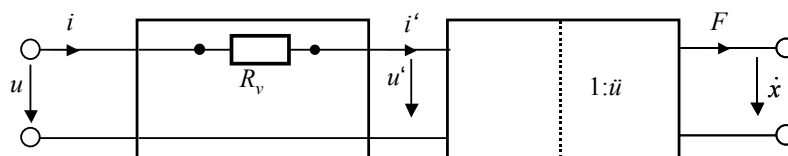


Abbildung 2.6 Verlustbehaftetes elektromechanisches Ersatzschaltbild

Aufgrund der Reihenschaltung ergibt sich die elektrische Impedanz Z des verlustbehafteten Systems:

$$Z = \frac{\dot{x}}{\ddot{u}^2 \cdot F} + R_v \quad (2.31)$$

Das Verlustelement R_v und der Übertragungsfaktor \ddot{u} können dabei nicht als konstant angenommen werden, sondern weisen physikalisch bedingte Abhängigkeiten der elektrischen Eingangsgrößen und der mechanischen Ausgangsgrößen auf.

Aus diesem einfachen Beispiel geht hervor, dass der mechanische Arbeitspunkt des Aktors (hier: Geschwindigkeit \dot{x} und Kraft F) zusammen mit dem Übertragungsverhalten \ddot{u} und den Verlusten die elektrische Impedanz bestimmt. Betrachtet man den Aktor nicht als Energiewandler sondern als einen Sensor, so lässt sich der Einfluss der mechanischen Größen auf ein rein elektrisches Ersatzschaltbild mit variablen Modellparametern abbilden.

2.3.2 Elektrisches Ersatzschaltbild

Die elektrische Seite des elektromechanischen Ersatzschaltbildes gemäß Abbildung 2.5 kann für alle diskutierten Wirkprinzipien durch ein verallgemeinertes elektrisches Ersatzschaltbild dargestellt werden. Die Systemgrößen L , C , R_s bilden Änderungen der Materialeigenschaften (Permeabilität, Permittivität, elektrische Leitfähigkeit) sowie Änderungen aufgrund der Aktorgeometrie (magnetischer Fluss, elektrische Feldstärke) ab. Mit R_p können Verlusteffekte, wie Wirbelstromverluste und Leckströme, modelliert werden. Die Serienspannungsquelle U_s stellt eine induzierte, durch den piezoelektrischen Effekt oder einen elektrochemischen Prozess erzeugte Spannung dar.

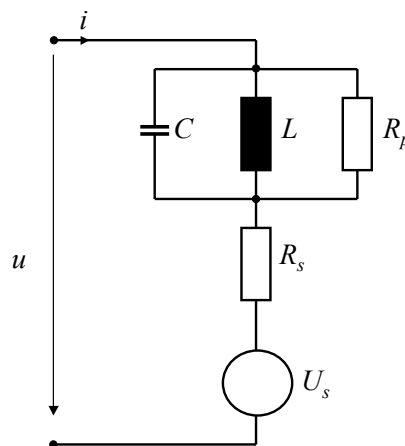


Abbildung 2.7 Verallgemeinertes elektrisches Aktorersatzschaltbild

Für die verschiedenen Aktortypen ergibt sich – aufgrund der vorangegangenen Diskussion über inhärente Messeffekte sowie der elektrischen Eigenschaften des jeweiligen Aktortyps – folgende quasistatische Abhängigkeit der Parameter im Ersatzschaltbild (eine Frequenzab-

hängigkeit der Modellparameter sei als gegeben angenommen und ist nicht explizit dargestellt), vgl. Tabelle 2.2.

Tabelle 2.2 Parametrisierung des Ersatzschaltbildes

| Aktor | L | C | R_p | R_s | U_s |
|--------------------|-----------------|-----------------|--------------|-----------------|----------------|
| elektrostatisch | $\rightarrow 0$ | $C(x)$ | const. | $\rightarrow 0$ | 0 |
| elektromagnetisch | $L(x,i)$ | $\rightarrow 0$ | $R_p(x,i)^1$ | const. | $U_s(\dot{x})$ |
| piezoelektrisch | $\rightarrow 0$ | $C(x,u)$ | const. | const. | $U_s(F)$ |
| elektrostriktiv | $\rightarrow 0$ | $C(x,u)$ | const. | const. | 0 |
| magnetostraktiv | $L(F,i)$ | $\rightarrow 0$ | $R_p(F,i)^1$ | const. | $U_s(\dot{x})$ |
| elektorrheologisch | $\rightarrow 0$ | $C(x,u)$ | $R_p(F,u)$ | $\rightarrow 0$ | 0 |
| magnetorheologisch | $L(F,i)$ | $\rightarrow 0$ | const. | const. | 0 |
| elektrochemisch | $\rightarrow 0$ | $C(F)$ | $R_p(F)$ | const. | $U_s(F)$ |

¹ Wirbelstromverluste bei zeitabhängiger Strom-/Spannungsversorgung, bei Gleichstrom konstant.

Nach erfolgter Selektion einzelner beobachtbarer Änderungen der Modellparameter kann eine Wertung der zu erwartenden Empfindlichkeit dieser Parameter erfolgen.

Für die Messgrößen Position x , Geschwindigkeit \dot{x} und Moment M bzw. Kraft F ist der Einfluss auf die Modellparameter in den nachfolgenden Tabellen 2.3, 2.4 und 2.5 bewertet worden. Da die Geschwindigkeit \dot{x} direkt aus der Positionsänderung abgeleitet werden kann, können auf die Position bezogene Messeffekte direkt in Tabelle 2.4 einfließen. In Tabelle 2.5 sind zusätzlich die Eingangsgrößen (u,i) aufgeführt, um den Zusammenhang der Kraftwirkung, wie in den Kapiteln 2.1.2-2.1.8 gezeigt, darzustellen.

Tabelle 2.3 Positionsbestimmung und mögliche Messsignale

| Messgröße | Aktor | $\frac{\partial L}{\partial x}$ | $\frac{\partial C}{\partial x}$ | $\frac{\partial R_p}{\partial x}$ | $\frac{\partial R_s}{\partial x}$ | $\frac{\partial U_s}{\partial x}$ |
|--------------|---------------------|---------------------------------|---------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| Position x | elektrostatisch | | +++ | | | |
| | elektromagnetisch | ++ | | +++ ¹ | | |
| | piezoelektrisch | | + | | | * ² |
| | elektrostriktiv | | + | | | |
| | magnetostraktiv | * | | | | * ² |
| | elektorrheologisch | | ++ | * | | |
| | magnetorrheologisch | * | | | | |
| | elektrochemisch | | * | * | | * |

¹ Bei zeitabhängiger Strom-/Spannungsversorgung

² Im periodischen Betrieb

Empfindlichkeit: +++ hoch, ++ mittel, + gegeben, - nicht ausreichend gegeben

* Bei genauer Kenntnis des mech. Systems (Beobachtersysteme)

Tabelle 2.4 Geschwindigkeitsbestimmung und mögliche Messsignale

| Messgröße | Aktor | $\frac{\partial L}{\partial \dot{x}}$ | $\frac{\partial C}{\partial \dot{x}}$ | $\frac{\partial R_p}{\partial \dot{x}}$ | $\frac{\partial R_s}{\partial \dot{x}}$ | $\frac{\partial U_s}{\partial \dot{x}}$ |
|------------------------------|---------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|---|---|---|
| Geschwindigkeit \dot{x} | elektrostatisch | | +++ | | | |
| | elektromagnetisch | ++ | | +++ ¹ | | + |
| | piezoelektrisch | | + | | | * ² |
| | elektrostriktiv | | + | | | |
| | magnetostraktiv | + | | | | - ² |
| | elektorrheologisch | | + | * | | |
| | magnetorrheologisch | * | | | | |
| | elektrochemisch | | | | | |

¹ Bei zeitabhängiger Strom-/Spannungsversorgung

² Im periodischen Betrieb

Tabelle 2.5 Kraftbestimmung und mögliche Messsignale

| Messgröße | Aktor | $\frac{\partial L}{\partial F}$ | $\frac{\partial C}{\partial F}$ | $\frac{\partial R_p}{\partial F}$ | $\frac{\partial R_s}{\partial F}$ | $\frac{\partial U_s}{\partial F}$ | $\frac{\partial u}{\partial F}$ | $\frac{\partial i}{\partial F}$ |
|-------------------------|--------------------|---------------------------------|---------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| Kraft/ Moment F | elektrostatisch | | * | | | | * | |
| | elektromagnetisch | | | | | | | * |
| | piezoelektrisch | | * | | | +++ | * | |
| | elektrostriktiv | | | | | | * | |
| | magnetostraktiv | + | | - | | | | * |
| | elektorrheologisch | | * | + | | | * | |
| | magnetorheologisch | + | | | | | | * |
| | elektrochemisch | | + | + | | + | | |

2.3.3 Zusammenfassende Diskussion

Es sind Wirkprinzipien und mechanisch bedingte Messeffekte elektromechanischer Aktoren vorgestellt worden. Mechanische Bewegungen bewirken Änderungen der Aktorimpedanz (z.B. durch Volumen-/Flächenänderungen). Diese inhärenten Messeffekte können auf Modellparameter eines verallgemeinerten elektrischen Ersatzschaltbildes abgebildet werden. Der Einfluss, wie in den Tabellen 2.3, 2.4 und 2.5 gezeigt, kann für die verschiedenen Wirkprinzipien zusammengefasst werden:

- *Elektrostatisch:* Ein eindeutiger Zusammenhang zwischen Kapazität C und Position x besteht, sofern die Permittivität ε der Isolierschicht nicht von der elektrischen Feldstärke abhängt. Dies ist insbesondere für kleine Eingangsspannungen u gegeben. Ebenso kann über die Eingangsspannung u bei Kontaktantrieben positionsspezifisch und bei Kammantrieben unabhängig von der Position die Aktorkraft F bestimmt werden.
- *Elektromagnetisch:* Die Induktivität $L(x,i)$ wird durch den Luftspalt und die Permeabilität μ des Kern- und Gehäusematerials bestimmt. Neben der Positionsabhängigkeit besteht ein starker Einfluss des Aktorstroms i auf die Induktivität L , der bei einer Positionsbestimmung berücksichtigt werden muss. Bei einer zeitabhängigen Änderung des Spulenstroms ergeben sich Wirbelströme,

die den Realteil der Spulenimpedanz beeinträchtigen, vgl. Kap 2.2.4. Dieser Einfluss auf R_s kann zusätzlich zur Änderung der Induktivität L für eine Positionsbestimmung herangezogen werden. Über den Eingangsstrom i kann bei Reluktanzaktoren positionsspezifisch eine Aussage über die Aktorkraft erfolgen. Das Motormoment – bei Tauchspulantrieben die Aktorkraft – folgt dagegen unabhängig von der Position in nahezu linearer Beziehung dem Eingangsstrom i . Eine schnelle Positionsänderung induziert zusätzlich eine Spannung U_s in der Spule, welche zur Auswertung der Geschwindigkeit genutzt werden kann.

- *Piezoelektrisch*: Die Deformierung des Kristalls führt zu einer Oberflächenladung und zu einer Kapazitätsänderung. Da die Deformierung nur 1 ‰ beträgt und die Kapazität von dem anliegenden elektrischen Feld abhängt, kann aus der Kapazitätsänderung keine Aussage über die Position x gemacht werden, vgl. 2.1.4. Die durch den piezoelektrischen Effekt bei Verformung erzeugte Oberflächenladung kann als Aussage für die anliegende Kraft, Position und Geschwindigkeit genutzt werden. Hierfür sind Methoden zur Korrektur von Hysterese-, Kriech- und Sättigungseinflüssen zu berücksichtigen.
- *Elektrostriktiv*: Ähnlich wie bei den piezoelektrischen Aktoren weisen elektrostriktive Aktoren nur eine geringe Kapazitätsänderung über den Hub auf. Neben der Elektrodenposition wirkt sich auch die mechanische Spannung auf die Permittivität ε und folglich auf die Kapazität C aus. Diese Abhängigkeit weist jedoch zusätzlich einen starken Einfluss der Temperatur ϑ und der anliegenden elektrischen Feldstärke \mathbf{E} auf, was eine sinnvolle Nutzung erschwert [69].
- *Magnetostraktiv*: Die Kraft auf ein ferromagnetisches Material bewirkt eine Änderung der Permeabilität und führt zu einer Änderung der Induktivität, vgl. 2.2.3. Allerdings wird die Induktivität auch durch die Erregerspule und den gesamten magnetischen Kreis geprägt. Die direkte Messung des magnetischen Flusses am Aktor scheint gegenüber der Induktivitätsmessung die bessere Wahl zur Kraftbestimmung.
- *Elektrorheologisch*: Eine Änderung des Elektrodenabstands x führt zu einer Kapazitätsänderung ΔC . Gleichzeitig wirkt sich der Druck der Flüssigkeit auf die Leitfähigkeit aus, welche mit R_p modelliert ist. Während der Einfluss auf R_p weitgehend unabhängig von der elektrischen Feldstärke ist, wirkt sich die elektrische Feldstärke auf die Kapazität C aus.
- *Magnetorheologisch*: Prinzipbedingt erfolgt bei magnetorheologischen Aktoren keine Änderung der Arbeitsluftspalte, was zu einer nutzbaren Induktivitätsänderung führen würde. Da kein direkter elektrischer Kontakt zu der Flüssigkeit besteht, ist auch keine direkte Messung der elektrischen Eigenschaften der rheologischen Flüssigkeit möglich. Da sich die Permeabilität μ der Flüssigkeit mit zunehmender Viskosität ändert, könnte diese über die Erregerspule bestimmt werden.

- *Elektrochemisch*: Doppelschicht-Kapazität C , Durchtrittswiderstand R_p und Batteriespannung U_s werden vom Ladezustand SOC beeinflusst [149]. Da sich die Aktorkraft proportional zu dem Elektrolysedruck und damit proportional zu dem Ladezustand verhält, kann diese mit geeigneten Verfahren aus C , R_p , U_s ermittelt werden. Eine Positionsbestimmung ist nur bei Kenntnis des angeschlossenen mechanischen Systems möglich, welches die Kraft F und den Weg x statisch und dynamisch in Beziehung stellt [111].

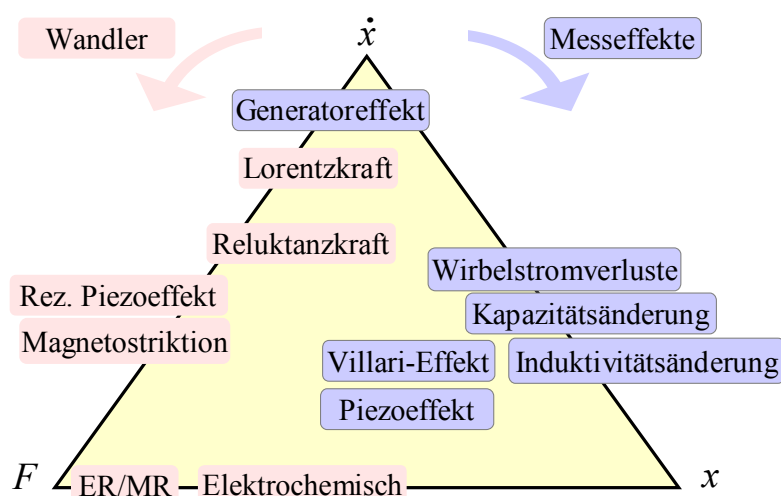


Abbildung 2.8 Wandler und Messeffekte

In Abbildung 2.8 sind die elektromechanischen Wandler sowie die diskutierten Messeffekte dargestellt, wobei die geometrische Anordnung der Messeffekte die Gewichtung nach den Tabellen 2.3-2.5 darstellt: Die Kraft F wird primär vom Übertragungsverhalten des Aktors (Wirkprinzip) bestimmt, wohingegen die Größen Geschwindigkeit \dot{x} und Position x sich erkennbar in den Messeffekten widerspiegeln.

3 Stand der Technik

Aufbauend auf die in Kap. 2.2 beschriebenen Messeffekte der verschiedenen Aktorprinzipien gibt Kapitel 3 einen Überblick zum Stand der Technik sensorloser Messgrößenerfassung bei induktiven Aktoren mit dem Schwerpunkt auf linearen elektromagnetischen Aktoren.

3.1 Klassifizierung sensorloser Verfahren

Eine allgemeine Klassifizierung sensorloser Verfahren kann nach der Art der Messsignale erfolgen [150]:

- *Aktive Messung*: Dedizierte Stimulussignale werden neben der normalen Aktorversorgung erzeugt und ausgewertet. Diese können zeit- oder frequenzmultiplex erfolgen.
- *Passive Messung*: Messsignale wie z.B. Ströme oder Spannungen werden aus dem normalen Aktorbetrieb heraus abgegriffen und bewertet.

Eine ähnliche Klassifizierung ergibt sich bei der Einteilung bezüglich Hardware- bzw. Softwareanforderungen [151]: Die Verfahren mit aktiver Messung erfordern einen hohen Aufwand in der Schaltungstechnik, während bei der passiven Messung die Auswertung Rechenleistung benötigt. Verfahren mit passiver Messung lassen sich weiter unterteilen in modellbasierte Verfahren mit statischen, dynamischen oder adaptiven Modellen und Beobachtersystemen.

3.2 Sensorlose magnetische Rotationsantriebe

Sensorlose Verfahren zur Positions- und Geschwindigkeitsbestimmung sind bei elektromagnetischen Rotationsmotoren in einer Vielzahl von Veröffentlichungen behandelt worden und sind teilweise schon in kommerzielle Produkte eingeflossen. Literaturübersichten zu sensorlosen Verfahren für Asynchronmotoren findet man in [152] und für bürstenlose Gleichstrommotoren in [153]. Für eine kommerzielle Umsetzung ist das INFORM²-Verfahren zu nennen. Es wertet mit Hilfe aktiver Messimpulse die komplexe Reaktanz der Motorwicklungen aus. Die Reaktanz wird dabei von den magnetischen Eigenschaften des Motors bestimmt, welche

² Indirect Flux detection by Online Reactance Measurement

aufgrund der geometrischen Konstruktion und der Sättigungseffekte eine Abhängigkeit von der Rotorlage aufweisen. [154].

Generell werden bei Rotationsantrieben in Abhängigkeit der Rotorgeschwindigkeit mindestens zwei unterschiedliche Verfahren eingesetzt [155]: für geringe Geschwindigkeiten und Stillstand werden aktive Messimpulse verwendet, während bei hohen Drehzahlen passive Messsignale mit modellbasierten Verfahren ausgewertet werden [151, 154, 155]. Bei hohen Drehzahlen eignet sich dabei die Auswertung der aus der Bewegung induzierten Generatorspannung. So werden für bürstenlose Gleichstrommotoren bereits integrierte Schaltungen angeboten, welche auf Basis der Generatorspannung eine Geschwindigkeitsregelung implementieren, vgl. z.B. [156, 157]. Auf die zur Bestimmung der Rotorlage notwendigen Hallensoren kann daher verzichtet werden.

3.3 Sensorlose lineare elektromagnetische Antriebe

Für Magnetantriebe gibt es weit weniger Untersuchungen als für Rotationsantriebe. Dabei sind zwei Schwerpunkte zu unterscheiden: Die Positionsbestimmung, welche in Stellanrichtungen, Ventilen und Magnetlagern zur Anwendung kommt, und die Geschwindigkeitsbestimmung. Letztere wird zur Optimierung von schnell schaltenden Ventilen und Druckeinrichtungen eingesetzt.

3.3.1 Geschwindigkeitsbestimmung

Aufgrund der nicht-linearen Hub-Kraft-Kennlinie, welche mit kleiner werdender Arbeitsluftspalte x durch die Kraft $F \sim 1/x$ geprägt ist, weisen Schaltmagnete für $x \rightarrow 0$ eine hohe Aufprallgeschwindigkeit \dot{x} auf. Dies führt zu Geräuschbildung und zu hoher Materialbeanspruchung. Die hohe Aufprallgeschwindigkeit von Schaltmagneten ist traditionell durch konstruktive Maßnahmen reduziert worden. Beispielsweise führt der Einsatz eines Kurzschlussrings im Ankergegenstück eines Wechselstrommagneten zu einem durch Wirbelströme induzierten magnetischen Gegenfeld, was der Ankergeschwindigkeit entgegenwirkt [11]. Zunehmende Kostenreduktion in der Herstellung führt zu rein elektronischen Lösungen über die Ansteuerung der Magnete. Diese erzielen zudem einen höheren Wirkungsgrad, da die mit der Konstruktion verbundenen Wirbelstromverluste wegfallen. Beispielsweise wird bei Nadeldruckern zur Erhöhung der Druckgeschwindigkeit der optimale Zeitpunkt der erneuten Bestromung des Aktors gewählt, was durch Ausnutzung mechanischer Resonanz gleichzeitig den Energieverbrauch senkt, s. z.B. [158].

Der Einsatz elektromagnetischer Ventilantriebe im Verbrennungsmotor anstelle der starren durch die Nockenwelle vorgegebenen Kopplung ermöglicht eine bedarfsgerechte variable

Ventilsteuerung. Diese führt zu einer Reduktion des Kraftstoffverbrauchs, erlaubt eine Optimierung der Motorkennlinie (insbesondere ein höheres Motormoment bei niedriger Drehzahl) und reduziert die Schadstoffemission [159]. Ein sensorloser Regelalgorithmus elektromagnetischer Ventilantriebe zur Reduktion der Aufprallgeschwindigkeit wird in [160] vorgestellt. Die Regelung beruht auf der Beobachtung der zeitlichen Ableitung des Spulenstroms gegenüber festen Grenzwerten bei vordefinierten Bestromungsphasen. Die Parameter für die Regelung müssen zunächst an vereinfachten Spulenmodellen ermittelt werden. Um die Regelung stabil gegen Störeinflüsse zu machen, ist eine adaptive Anpassung der Parameter im Betrieb vorgesehen. Der Temperatureinfluss der Leistungselektronik wird in [161] betrachtet. Auf den Temperatureinfluss bezüglich der Aktorparameter wird jedoch nicht näher eingegangen. In [162] wird eine sensorlose Regelung des variablen Ventilantriebs mit Hilfe eines Beobachtermodells durchgeführt. Die Regelung ist auf Robustheit gegenüber temperaturbedingten Änderungen der Aktorparameter untersucht worden.

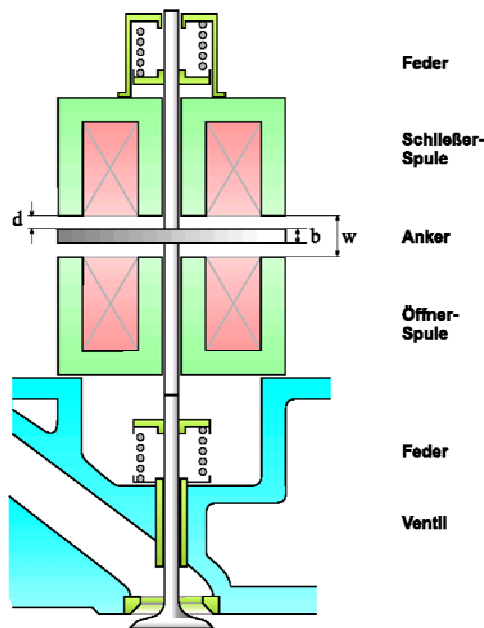


Abbildung 3.1 *Elektromagnetischer Ventilantrieb nach [160]*

Wie aus Abbildung 3.1 hervorgeht, besteht ein elektromagnetischer Ventilantrieb aus zwei gegenläufigen Elektromagneten, welche die Rückstellbewegung des Antriebs garantieren. Obwohl immer nur ein Magnet aktiv ist und der zweite folglich als Sensor für die Geschwindigkeit benutzt werden könnte, werden die sensorlosen Verfahren zur variablen Ventilsteuerung nur den aktiven Magneten aus. Stattdessen wird beispielsweise in [6] vorgeschlagen, die Erregerspulen mit Sekundärwicklungen auszustatten, um diese als Sensoren einzusetzen.

3.3.2 Positionsbestimmung

In der Literatur finden sich verschiedene Ansätze zur Bestimmung der Ankerposition eines elektromagnetischen Systems. Diese verfolgen eine Auswertung

- des Spulenflusses Ψ ,
- der Induktivität L ,
- der Stromantwort im Zeit- und Frequenzbereich sowie
- der Frequenz f eines Leistungoszillators.

Die Position x des Ankers spiegelt sich im Spulenfluss Ψ wieder; dieser kann unter der in Kap. 2.2.6. getroffenen Annahme eines verlustfreien magnetischen Systems gemäß (2.21, 2.23) wie folgt beschrieben werden

$$\Psi(x, i) = \frac{N^2 \mu_0 A_m i}{x}, \quad (3.1)$$

wobei A_m die Querschnittsfläche des Luftspaltes und N die Anzahl der Windungen beschreiben.

Die Spannung an der Spule kann als Folge des ohmschen Spannungsabfalls der Kupferwicklung R sowie aus der Induktion (vgl. 2.13) gewonnen werden. Für den Spulenfluss ergibt sich nach Vaughan und Gamble der folgende Zusammenhang [163]:

$$u = iR + \frac{\partial \Psi(x, i)}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi(x, i)}{\partial x} \frac{dx}{dt} \quad (3.2)$$

Das US-Patent 6,300,733 [164] nutzt die Abhängigkeit des Spulenflusses von der Position. Der Spulenfluss kann mittels Integration von (3.2) gewonnen und mit Umkehrung von (3.1) kann die Position bestimmt werden. Unter Annahme einer geringen Ankergeschwindigkeit wird der dritte Summand von (3.2) vernachlässigt. Das Patent stellt ein Verfahren vor, um die Drift, der aus den Fluss bestimmenden Integralgleichungen entsteht, auszugleichen. Auf den realen Zusammenhang zwischen Spulenfluss Ψ , Strom i und Position x , welcher durch Sättigung der magnetischen Flussdichte und ein inhomogenes Magnetfeld in den Randzonen geprägt ist, wird nicht näher eingegangen.

Ein anderer Ansatz wird in den Arbeiten von Rahman et al. [165, 166] zur sensorlosen Regelung eines Magnetventils gewählt: Gleichung (3.2) lässt sich mit der Induktivität L ausdrücken; sie vereinfacht sich zu:

$$u = iR + L(x,i) \frac{di}{dt} + E(x,i) \frac{dx}{dt}, \quad (3.3)$$

wobei $E(x,i)$ die elektromotorische Kraft beschreibt. Die Induktivität L kann nach Umformung von (3.3) durch Messung des Spulenstroms i , der Spannung u und der differentiellen Änderung di/dt bestimmt werden:

$$L(x,i) = (u - iR) \left(\frac{di}{dt} \right)^{-1} \quad (3.4)$$

Die elektromotorische Kraft $E(x,i)$ wird in (3.4) vernachlässigt, da der Einfluss von $E(x,i)$ auf die Induktivität $L(x,i)$ experimentell als $< 2\%$ nachgewiesen wurde. Die differentielle Änderung di/dt ergibt sich bei einer pulsweiten modulierten (PWM) Erregung aus der Stromänderung über die Dauer der aktiven Phase der Pulsweitenmodulation. Das Hochpassverhalten dieses differentiellen Ansatzes führt zu einem hochfrequenten Rauschen, welches mit einer nachgeschalteten Filterung reduziert wird. Eine entsprechende analoge Schaltung wird in [166] vorgestellt. Das Kennlinienfeld $L(x,i)$ wird durch Messungen bestimmt und ist nur für 50 % des gesamten Hubs umkehrbar. Die relativen Abweichungen der Positionsbestimmung bezogen auf den reduzierten Hubbereich liegen durchschnittlich bei 13 % und erreichen in den Umschaltpunkten bis zu 40 %, da starke Stromänderungen in der Spule nicht bei der Positionsbestimmung berücksichtigt werden (vgl. Kap 6.2). Ohne geeignete Filterung führt die Methode nach Rahman zu erheblich größeren Fehlern in der Positionsbestimmung, wie beispielhaft in [167] zu sehen ist. Eine weitere Vereinfachung von (3.4) kann erreicht werden, indem nur der funktionale Zusammenhang $f(x,i)$ zwischen der differentiellen Änderung di/dt und der Position x bestimmt wird:

$$f(x,i) = \left(\frac{di}{dt} \right) \quad (3.5)$$

Erwartungsgemäß bleiben jedoch die Einschränkungen bezogen auf den nutzbaren Hub und die resultierenden hohen Abweichungen der Methode nach Rahman erhalten [168].

Ohne auf die Größen Spulenfluss und Induktivität einzugehen, beruht eine Reihe von Arbeiten auf der Auswertung der Stromantwort der Spule auf eine bekannte Eingangsspannung. Das US-Patent 6,322,166 [10] nutzt die Stromantwort des Freilaufstroms aus, um die binäre Zustandsinformation eines Magnetventils „Ventil offen/geschlossen“ zu bestimmen. Das System wird mit einer PWM-Spannung bei festem Tastverhältnis erregt. Fällt der Freilaufstrom i_2 im betrachteten Zeitraum unter eine vordefinierte Schwelle, so kann der Zustand „Ventil offen“ erkannt werden, vgl. Abbildung 3.2.

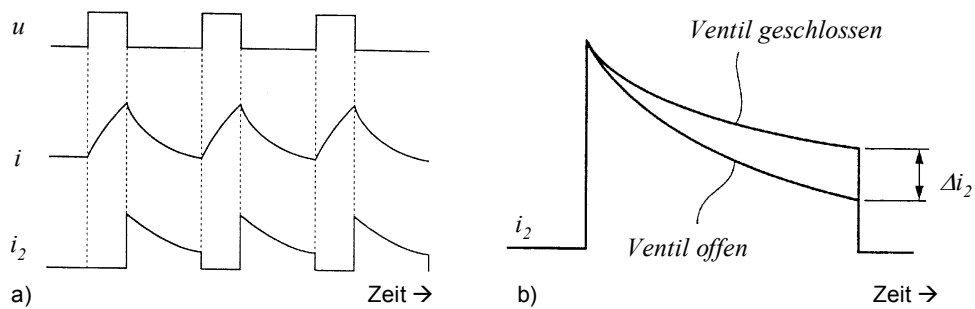


Abbildung 3.2 a) Stromantwort eines Magnetventils
b) Freilaufstrom in den Ventilstellungen (nach [10])

In [169] wird ein Verfahren zur Positionsbestimmung aktiver Magnetlager vorgestellt. Die Stromantwort wird im Frequenzbereich bei PWM-Erregung analysiert und spiegelt prinzipiell das Verhalten gemäß [10] im Zeitbereich wider: Die Amplitudenzunahme der Grundharmonischen bei zunehmendem Rotorabstand ist auf eine geringere Dämpfung der Stromantwort zurückzuführen. Die Spektrallinien der höheren Harmonischen ergeben in der Untersuchung jedoch keine zusätzliche Information. Der hohe Aufwand der Signalerfassung und Fourier-Analyse ist folglich nicht gerechtfertigt.

Ein ebenfalls in [169] vorgestelltes Verfahren zur Positionsbestimmung im Zeitbereich wird ausführlich in [170] diskutiert. Neben dem Lastbetrieb werden hohe Testspannungen in speziellen Messzyklen an die beiden Spulen angelegt und die Zeitdauer (T_1 , T_2) des Stromanstiegs bis zum Überschreiten einer Referenzschwelle i_{ref} gemessen, vgl. Abbildung 3.3. Da das Magnetlager aus gegenüberliegenden Elektromagneten besteht, ergibt sich für beide Spulen eine unterschiedliche Zeitdauer, deren Differenz $\Delta T = T_2 - T_1$ um den Arbeitspunkt (Mittellage) einen zu der Position x näherungsweise linearen Zusammenhang darstellt.

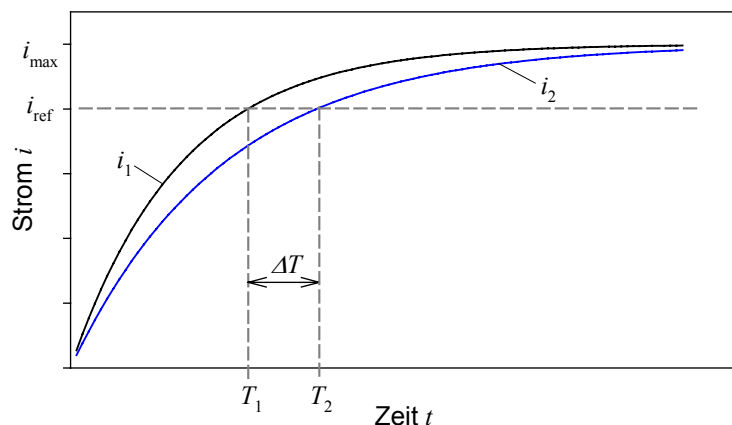


Abbildung 3.3 Zeitbestimmung mit Referenzschwelle bei Stromanstieg gegenüberliegender Elektromagnete nach [170]

Anstelle eines Messimpulses wird in [171] ein Hystereseverstärker vorgestellt. Das mit einem Komparator und einem Schaltverstärker geregelte Stromsignal führt zu einer variablen Schaltfrequenz des Verstärkers. Diese hängt von der Induktivität des Elektromagneten ab. Um den Arbeitspunkt ergibt sich ein lineares Verhalten der Frequenz mit dem Abstand. Das vorgestellte Verfahren eignet sich bis zu einer oberen Grenzfrequenz von 100 Hz für die sensorfreie Regelung des untersuchten Magnetlagers. Angaben zum Temperatureinfluss und zu Abweichungen bei der Positionsbestimmung erfolgen nicht.

Der in [172] vorgestellte Aktor mit sensorfreier Positionsbestimmung ist mit einem Differentialdrossel-System vergleichbar [173], da die Auswertung auf dem Differenzsignal beruht: Ein Linearmotor wird auf Basis der Lorentz-Kraft als Doppelspulantrieb ausgeführt. Ein permanenterregter magnetischer Kern wird zwischen zwei Spulen bewegt. Zur Bestimmung der Position werden zwei Verfahren vorgestellt. Das erste arbeitet mit einem aktiven hochfrequenten Messsignal, das dem Laststrom in analoger Verstärkertechnik überlagert ist. Die Teilspannungen der Spulen werden in einer digital ausgeführten Brückenschaltung verarbeitet. Nach geeigneter Filterung ergibt sich ein Wegesignal, das bis auf den Randbereich über den Arbeitshub linear ist. Im geregelten Betrieb werden relative Abweichungen um 9 %, im statischen Betrieb um 0,5 % erzielt. Das zweite Verfahren arbeitet mit einer kostengünstigeren getakteten Verstärkerstufe. Der Anstieg der an der Halbbrücke anfallenden Teilspannungen wird mittels digitaler Differenzierung ermittelt und durch Ausnutzung der Differentialanordnung in ein näherungsweise lineares Wegesignal umgewandelt. Die Positionsbestimmung ist auf ein Tastverhältnis von 50 % beschränkt. Um Einflüsse des Laststroms zu minimieren ist bereits vor der Messung eine Serie von Takten mit 50 % Tastverhältnis erforderlich, was zu einem alternierenden Stell- und Messbetrieb führt. Genauere Angaben zu Messunsicherheit und Abweichungen dieses Verfahrens erfolgen nicht. In beiden Verfahren ist der Störeinfluss des Laststroms als Ursache für Messabweichungen erkannt, aber nicht weiter behandelt worden. Ebenso fehlt eine Untersuchung des Temperatureinflusses.

3.4 Fazit

Haben sich im Bereich der Rotationssysteme sensorlose Prinzipien zwischenzeitlich auf dem Markt etabliert (vgl. [156, 157, 174]), so sind Verfahren für elektromagnetische lineare Antriebe noch nicht über den Laborbetrieb hinaus einsetzbar [175]. Dies ist auf eine Reihe von Faktoren zurückzuführen, wie

- aufwendige aktorspezifische Auswerteverfahren,
- unzureichende Untersuchungen bezüglich des Temperatureinflusses,
- Vernachlässigung dynamischer Effekte des Aktors.

Für die Umsetzung in ein industrietaugliches Verfahren sind folglich neben der Realisierung einfacherer Methoden auch Maßnahmen zur Korrektur der Temperaturabhängigkeit und zur Reduktion des Einflusses dynamischer Laständerungen notwendig.

Veröffentlichte sensorlose Prinzipien beschränken sich bei der Auswertung im Allgemeinen auf die Auswertung eines Effekts. Der Einfluss von Wirbelströmen geht dabei nur implizit – in Form einer Störgröße – in die Verfahren mit ein, vgl. (3.4). Zwar werden beim Entwurf zur Optimierung elektromagnetischer Aktoren Wirbelstromverluste berücksichtigt (vgl. z.B. [133, 176]), sie sind bisher jedoch nicht als expliziter Parameter für eine sensorlose Positionsbestimmung herangezogen worden.

Im folgenden Kapitel wird eine Modellierung des elektromagnetischen Aktors durchgeführt, welche als Grundlage für die Entwicklung sensorloser Verfahren dient. Insbesondere wird dabei der Einfluss der Wirbelströme berücksichtigt.

4 Modell des elektromagnetischen Aktors

Ausgehend von dem verallgemeinerten Ersatzschaltbild nach Abbildung 2.7 (Kap. 2.3.2) wird für den in den Untersuchungen eingesetzten induktiven Aktor eine mathematische Modellierung durchgeführt. Elektromagnetische Aktoren weisen aufgrund von Materialeigenschaften nicht-lineares Verhalten auf. Die dem Aktor zugeführte Energie wirkt auf den Arbeitsbereich des Sensor-Aktor-Elements und führt zu einer Verschiebung, Skalierung der Sensor-kennlinie bis hin zu einer Modifikation des charakteristischen Verlaufs.

Unter der Annahme einer geringen Ankergeschwindigkeit kann die Generatorspannung vernachlässigt werden. Zudem verschwindet bei niedrigen Arbeitsfrequenzen der Einfluss parasitärer Kapazitäten [177]. So kann das verallgemeinerte Ersatzschaltbild nach Kap. 2.3.2 zu einer Serienschaltung bzw. Parallelschaltung vereinfacht werden.

4.1 Serienschaltung

Das Serienerersatzschaltbild, bestehend aus der Reihenschaltung eines Widerstandes R_s und einer Induktivität L , wird in der Literatur häufig eingesetzt [163]. Schematisch ist der Aktor und das entsprechende Ersatzschaltbild in Abbildung 4.1 dargestellt.

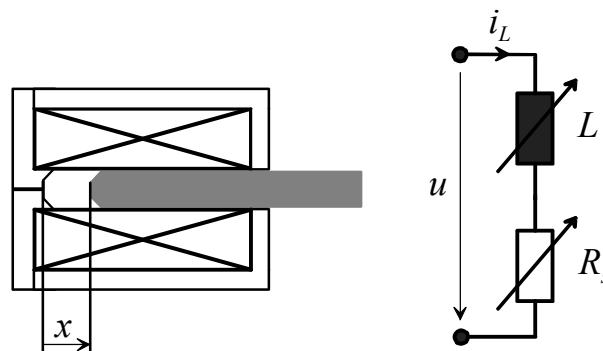


Abbildung 4.1 Elektrisches Serienerersatzschaltbild

Diese Darstellung lässt sich direkt in eine Impedanz Z bei gegebener sinusförmiger Erregung mit Kreisfrequenz ω umrechnen (4.1):

$$Z = R_s + j\omega L \quad (4.1)$$

Für die Untersuchungen wird der Hubmagnet H6246 der Fa. Kuhnke in Stoßausführung mit Konusanker eingesetzt [178]. Die technischen Daten sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Tabelle 4.1 Technische Daten des elektromagnetischen Aktors

| Parameter | Wert |
|---|-------------|
| Nennhub $x_0 - x_{\max}$ | 0 - 15 mm |
| Kupferwiderstand R_{Cu} | 57 Ω |
| Gleichstrominduktivität L_0 (ohne Kern) nach [179] | 0,1 H |
| Windungen N_w | 3000 |
| Nennspannung U_0 | 24 V |

Anhand einer FEM-Simulation lässt sich der positionsspezifische Verlauf des Real- und Imaginärteils der Impedanz bestimmen (s. Anhang). Da Hystereseverluste und die magnetische Sättigung des Kern- und Gehäusematerials in der Simulation vernachlässigt werden, entspricht das Ergebnis den Erwartungen gemäß den in Kap. 2.2 beschriebenen Effekten (Wirbelstromverluste und Induktivitätsänderung): Real- und Imaginärteil steigen mit dem Eintauchen des Kerns in die Spule.

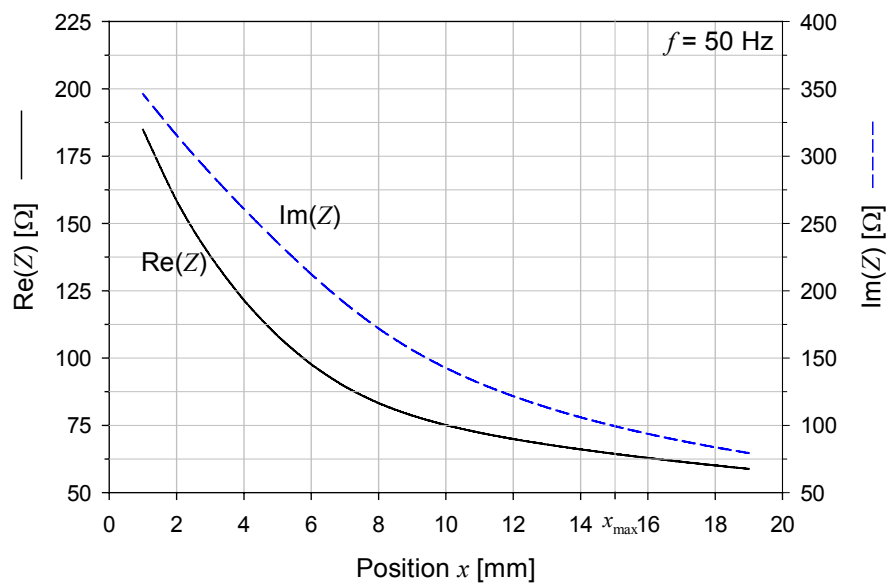


Abbildung 4.2 Positionsabhängiger Verlauf des Real- und Imaginärteils der Impedanz Z (FEM-Simulation)

Im realen Aktor führt die Sättigung der magnetischen Flussdichte \mathbf{B} im Kern- und Gehäusematerial zu einer Abnahme des Imaginärteils mit steigendem Strom, was sich aus der Definition der Induktivität L ableiten lässt [119], vgl. (2.2.1):

$$L = \frac{\Psi}{i_L} = \frac{\sum_{j=1}^N \phi_j}{i_L} = \frac{\sum_{j=1}^N \iint_{A_j} \mathbf{B} da}{i_L} \quad (4.2)$$

Die Flächenintegrale folgen dabei der magnetische Flussdichte \mathbf{B} über die Wicklungsflächen A_j aufgrund der Sättigung nicht mehr im linearen Verhältnis der magnetischen Feldstärke \mathbf{H} , reduzieren bei gleichbleibendem Spulenstrom i_L die magnetischen Teilflüsse ϕ_j sowie den Spulenfluss Ψ . Die Hystereseverluste während der Ummagnetisierung führen zu einer zusätzlichen Steigerung des Realteils. Die gemessene positionsspezifische Abhängigkeit des Real- und Imaginärteils ist in Abbildung 4.3 dargestellt.

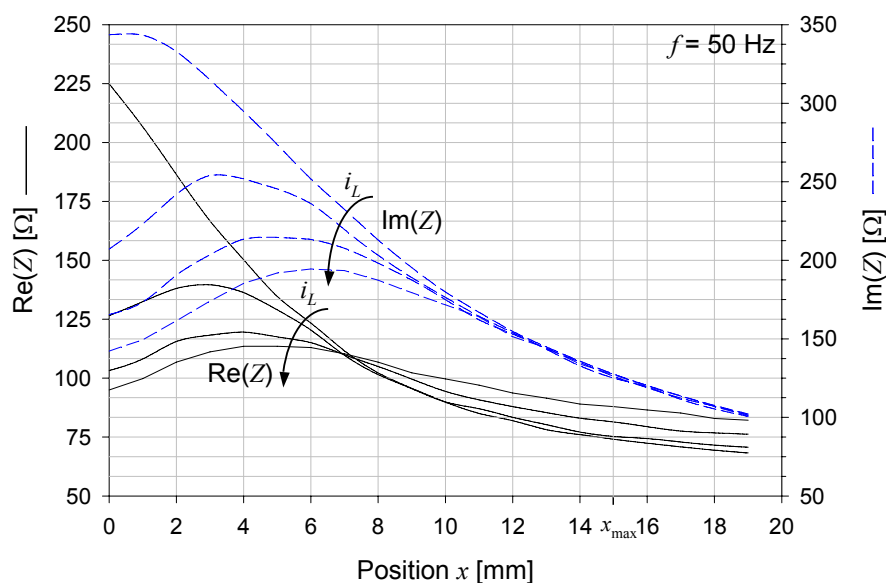


Abbildung 4.3 Positions- und stromabhängiger Verlauf des Real- und Imaginärteils der Impedanz Z
(Messung bei 20 %, 50 %, 75 % und 100 % des max. Stroms)

Der steigende Aktorstrom führt zu einer Änderung des charakteristischen Verlaufs der Kennlinien. Entgegen dem idealisierten Verhalten der FEM-Simulation zeigt sich, dass bereits bei 20 % des maximalen Aktorstroms der Imaginärteil $\text{Im}(Z)$ mit der Position x nicht-monoton stetig abfällt. Der Realteil $\text{Re}(Z)$ erscheint bei geringen Aktorstromen die bessere Wahl für die Positionsbestimmung zu sein. Mit steigenden Strömen reduziert sich zumindest für große Arbeitsluftspalten $x > x_{\text{max}}/2$ der Einfluss des Aktorstroms auf den Verlauf des Imaginärteils $\text{Im}(Z)$, wohingegen der Realteil $\text{Re}(Z)$ eine starke strombedingte Spreizung aufweist.

Der positionsspezifische Anstieg der ohmschen Verluste geht auch aus Abbildung 4.4 hervor, welche die Ortskurve in Abhängigkeit des Spulenstroms i_L und der Ankerpositionen $x = \{x_0, x_{\text{max}}\}$ darstellt.

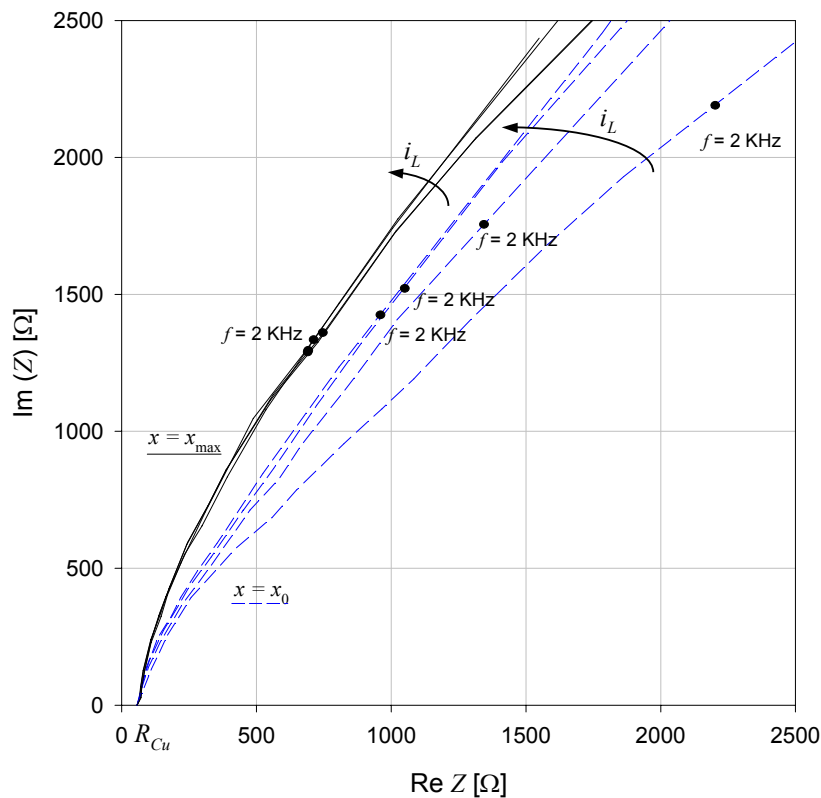


Abbildung 4.4 Gemessene Ortskurve bei den Positionen $x = \{x_0, x_{\max}\}$ und 20 %, 50 %, 75 % 100 % Stromlast

Der Einfluss des Spulenstroms steigt mit der Frequenz f , wobei für eine große Arbeitsluftspalte $x = x_{\max}$ dieser deutlich geringer ausfällt als für den vollständig eingetauchten Kern ($x = x_0$).

Die Anregung induktiver Aktoren erfolgt üblicherweise im pulswerten-modulierten (PWM) Betrieb, da sowohl die Generierung der Steuersignale als auch die Leistungsverstärkung sehr einfach realisiert werden können. Die Impedanz Z kann dabei aus dem Stromanstieg bestimmt werden. Bei konstanter Arbeitsfrequenz lassen sich die Modellparameter R_s und L ableiten.

Über die Kirchhoff'sche Maschengleichung lässt sich die inhomogene Differentialgleichung erster Ordnung des Stroms im Ersatzschaltbild aufstellen (4.3):

$$u(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + R_s i_L(t) \quad (4.3)$$

Bei PWM-Spannungsversorgung kann $u(t)$ mit Hilfe einer periodischen Rechteckfunktion $Rect(t)$ (4.4) mit der Periodendauer T definiert werden (4.5):

$$\begin{aligned}
 \text{Rect}(t+T) &= \text{Rect}(t) \\
 \text{Rect}(t) &= \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq t_{pw} \\ 0, & t_{pw} < t < T \end{cases} \quad (4.4)
 \end{aligned}$$

$$u(t) = U_0 \cdot \text{Rect}(t) \quad , \quad (4.5)$$

wobei t_{pw} die Dauer der aktiven Phase darstellt und folglich zur Definition der Pulsweite p führt:

$$p = \frac{t_{pw}}{T} \text{ bzw. } p_{\%} = \frac{t_{pw}}{T} \cdot 100\% \quad (4.6)$$

Als allgemeine Lösung für den Strom $i_L(t)$ ergibt sich mit der Anfangsbedingung $i_L(0) = 0$ A die Gleichung (4.7):

$$i_L(t) = \frac{U_0}{L} \cdot \left(e^{-\frac{R_s \cdot t}{L}} \right) \cdot \left(\int_0^t \text{Rect}(\tau) \cdot e^{\frac{R_s \cdot \tau}{L}} d\tau \right) \quad (4.7)$$

Betrachtet man Abbildung 4.1 als Spannungsteiler, so bestimmt in der aktiven Phase $k \cdot T \leq t \leq t_{pw} + k \cdot T$ einer beliebigen Periode k die Spannung an der Spule u_L den Stromanstieg. Gleichermäßen fällt zum Zeitpunkt $t = k \cdot T$ am Widerstand R_s eine Spannung ab, die über den Mittelwert des Stroms \bar{i}_L näherungsweise bestimmt werden kann. Der Mittelwert des Stroms $\bar{i}_L(t)$ berechnet sich aus der Pulsweite p (4.8):

$$\bar{i}_L(t) = \frac{t_{pw}}{T} \cdot \frac{U_0}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s \cdot t}{L}} \right) = p \cdot \frac{U_0}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s \cdot t}{L}} \right) \quad (4.8)$$

Der mit (4.8) dargestellte Zusammenhang zwischen Pulsweite p und mittlerem Strom \bar{i}_L weist im eingeschwungenen Zustand ein proportionales Verhältnis $\bar{i}_L \sim p$ auf. Da die Pulsweite p als Eingangsparameter den Leistungsbereich des Aktors vorgibt, wird in den Darstellungen die Pulsweite p bevorzugt verwendet.

In Abbildung 4.5 a) ist für eine beispielhafte Parametrisierung ($p_{\%} = 25\%$, $T = 0.01$ s) mit konstanten Parametern (L , R_s) der zeitliche Verlauf des Stroms $i_L(t)$ gemäß (4.7) und des Mittelwerts $\bar{i}_L(t)$ nach (4.8) dargestellt.

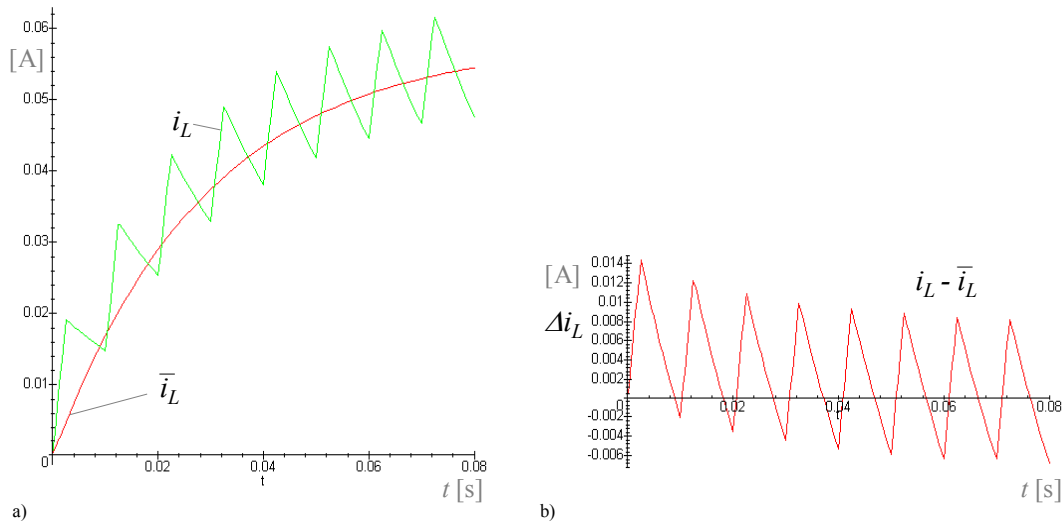


Abbildung 4.5 Verlauf des Spulenstroms und Mittelwert bei PWM-Erregung
a) Verlauf, b) Differenz

Nach dem Einschwingvorgang $t \gg \tau = L/R_s$ kann der Stromverlauf $i_L(t)$ als Superposition des Gleichanteils I_0 und eines zeitlich veränderlichen Kleinsignals $\Delta i_L(t)$ beschrieben werden, vgl. Abbildung 4.5 b).

$$i_L(t) = I_0 + \Delta i_L(t), \text{ für } t \gg \tau \quad (4.9)$$

Für das vom Gleichanteil befreite Stromsignal folgt die Kleinsignaldarstellung $\Delta i_L(t)$ innerhalb einer Periode T :

$$\Delta i_L(t) = \begin{cases} \frac{\Delta u_{L1}}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L}t} \right), & 0 \leq t \leq t_{pw} \\ \Delta i_L(t) + \frac{\Delta u_{L2}}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L}(t-t_{pw})} \right), & t_{pw} < t < T \end{cases} \quad (4.10)$$

mit den Teilspannungen Δu_{L1} und Δu_{L2} an der Spule:

$$\Delta u_{L1} = U_0 - \bar{i}_L(t) \cdot R_s \quad (4.11)$$

$$\Delta u_{L2} = -\bar{i}_L(t) \cdot R_s \quad (4.12)$$

Im eingeschwungenen Zustand kann für den Stromanstieg $\Delta i(t)$ in der aktiven Phase einer beliebigen Periode die obere Teilgleichung von (4.10) zur Bestimmung der Parameter R_s und L im Kleinsignalersatzschaltbild verwendet werden. Dazu erfolgt eine Ausgleichsrechnung nach der Gauß'schen Fehlerquadrat-Methode [121]. Die Fehlerfunktion S als Summe der

quadratischen Abweichungen der Messwerte y_i und der berechneten Werte $f_i(x_1, \dots, x_n)$ soll für die Parameter x_1 bis x_n minimiert werden:

$$S(x_1, \dots, x_n) := \sum_{i=1}^m (y_i - f_i(x_1, \dots, x_n))^2 \stackrel{!}{=} \text{Min.} \quad (4.13)$$

Diese Bedingung lässt sich in Matrixschreibweise (4.14) auf die Gauß-Normalgleichung bringen (4.15):

$$\mathbf{Ax}=\mathbf{y} \quad \text{mit } \mathbf{x}=[x_1, \dots, x_n]^T, \mathbf{y}=[y_1, \dots, y_m]^T \quad (4.14)$$

$$\mathbf{A}^T \mathbf{Ax}=\mathbf{A}^T \mathbf{y} \quad (4.15)$$

Da es sich bei (4.10) um eine nicht-lineare Funktion handelt, wird die Fehlerfunktion S' der linearisierten Näherungslösung $\bar{\mathbf{x}}$ bestimmt (4.16):

$$S' = |\mathbf{y} - \mathbf{f}(\bar{\mathbf{x}}) - \mathbf{J}(\bar{\mathbf{x}})(\bar{\mathbf{x}} - \mathbf{x})|^2 \stackrel{!}{=} \text{Min.} \quad (4.16)$$

$$\text{mit } \mathbf{J} = \begin{bmatrix} (\nabla f_1(\bar{\mathbf{x}}))^T \\ \dots \\ (\nabla f_m(\bar{\mathbf{x}}))^T \end{bmatrix}, \quad (4.17)$$

wobei \mathbf{J} der Jakobi-Matrix entspricht [180].

Der Ausgleichrechnung für die beiden Parameter R_s und L liegt die obere Teilgleichung von (4.10) in verallgemeinerter Form zu Grunde, aus welcher sich die Parameter L und R_s leicht berechnen lassen:

$$f(a, b) = a(1 - e^{-bt}) \quad (4.18)$$

Der Gradient $\nabla f(a, b)$ ergibt sich nach partieller Ableitung zu:

$$\nabla f(a, b) = [1 - e^{-bt}, ate^{-bt}]^T \quad (4.19)$$

Die Abhängigkeit von L und R_s bezüglich der Ankerposition x kann somit im pulsweitenmodulierten Betrieb bestimmt werden. Für die Positionierung steht eine hochgenaue Linearbühne der Fa. Physik Instrumente zur Verfügung, welche eine theoretische minimale Auflösung von $0,1 \mu\text{m}$ aufweist [181]. Diese ist mechanisch mit dem Anker des Elektromagneten verbunden. Eine dem PWM-Signal synchrone, 11-bit tiefe Messung des Spulenstroms mit 200-facher Überabtastung hat sich bei der Parameterextraktion als geeignetes Mittel herausgestellt: Die aufsummierte, absolute quadratische Abweichung zwischen Modell und Messung (Fehlerfunktion) beläuft sich im Mittel auf $S' = 4,12 \cdot 10^{-5}$. In Abbildung 4.6 ist die Fehlerfunktion S' bezogen auf die Anzahl der Stützpunkte $N = p \cdot 200$ dargestellt.

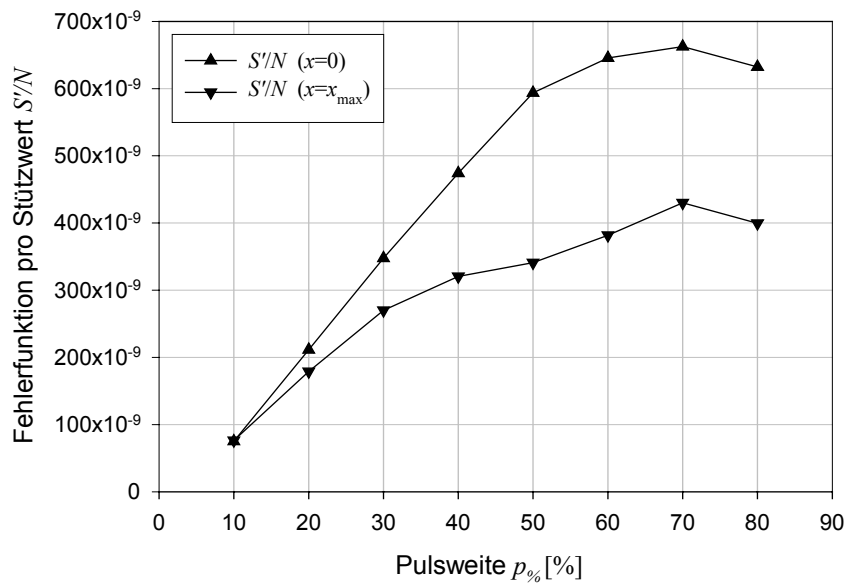


Abbildung 4.6 Fehlerfunktion pro Stützpunkt S'/N in Abhängigkeit der Pulsweite p (Seriensatzschaltbild) für zwei unterschiedliche Positionen ($x=0$, $x=x_{max}$)

Die Mittelwerte der Parameter (\bar{R}_s, \bar{L}) werden aus $N=20$ aufeinander folgenden Perioden gewonnen. Zur Beurteilung der Parameter werden die Standardabweichungen (σ_L, σ_{R_s}) der Parameter $P \in [R_s, L]$ gemäß (4.20) bestimmt:

$$\sigma_P = \left(\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (P_i - \bar{P})^2 \right)^{1/2} \quad (4.20)$$

Die mittlere quadratische Abweichung des Serienwiderstands liegt bei $\sigma_{R_s}/\bar{R}_s < 0,1 \%$. Für die Bestimmung der Induktivität L ergibt sich $\sigma_L/\bar{L} < 0,18 \%$.

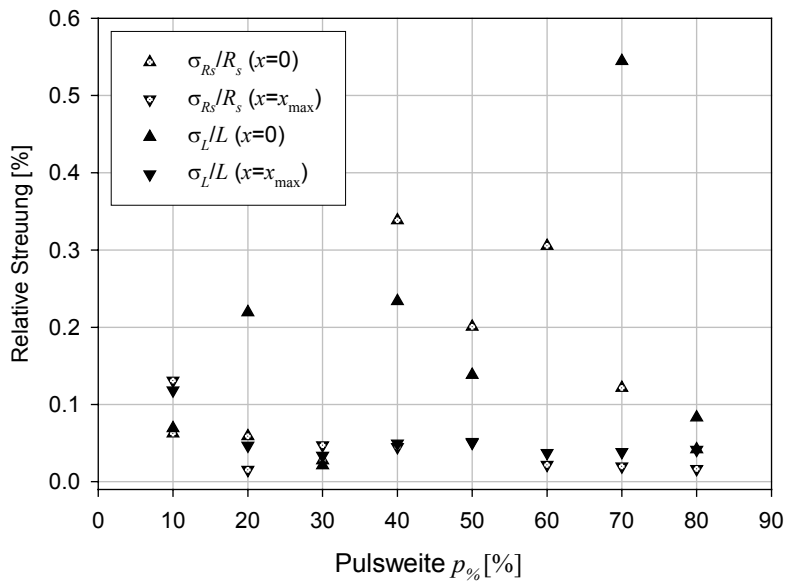


Abbildung 4.7 Relative Standardabweichung der Parameter (R_s , L) über die Pulsweite p (Serienersatzschaltbild)

Der Verlauf der Parameter L und R_s bei Umgebungstemperatur ($\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$) und einer Periodendauer $T = 20 \text{ ms}$ ist in den Abbildungen 4.8 und 4.9 dargestellt.

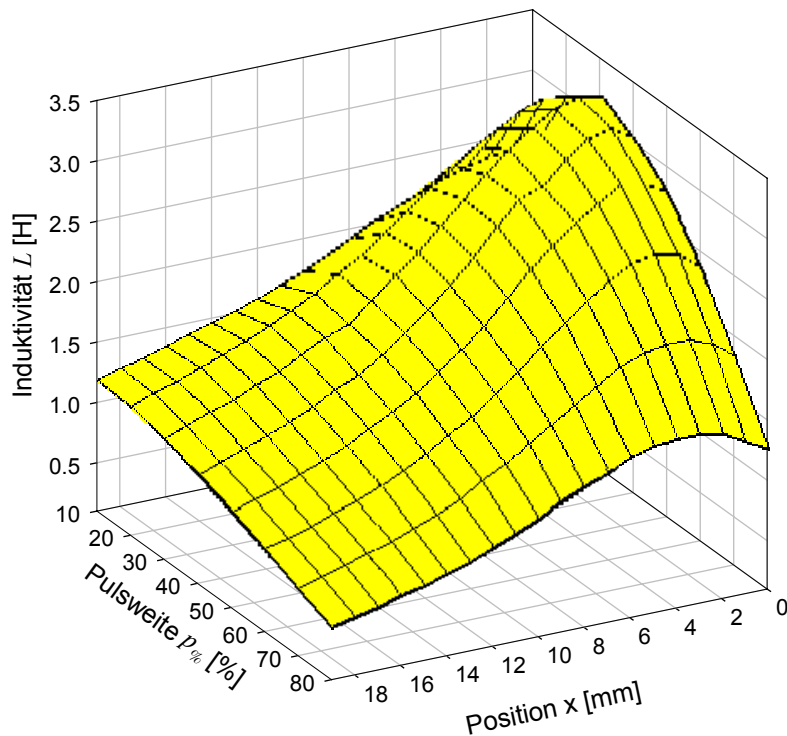


Abbildung 4.8 Induktivität L in Abhängigkeit der Position x und der Pulsweite p (Serienersatzschaltbild)

Der Verlauf der Induktivität L folgt der zeitharmonischen Messung des Imaginärteils nach Abbildung 4.3: Es ergibt sich ein Maximum, das abhängig vom Spulenstrom im Bereich $x = 0,5 \text{ mm}$ bis $x = 3 \text{ mm}$ auftritt. Dies ist auf die magnetische Sättigung des Kerns und die konusförmige Ankerspitze zurückzuführen.

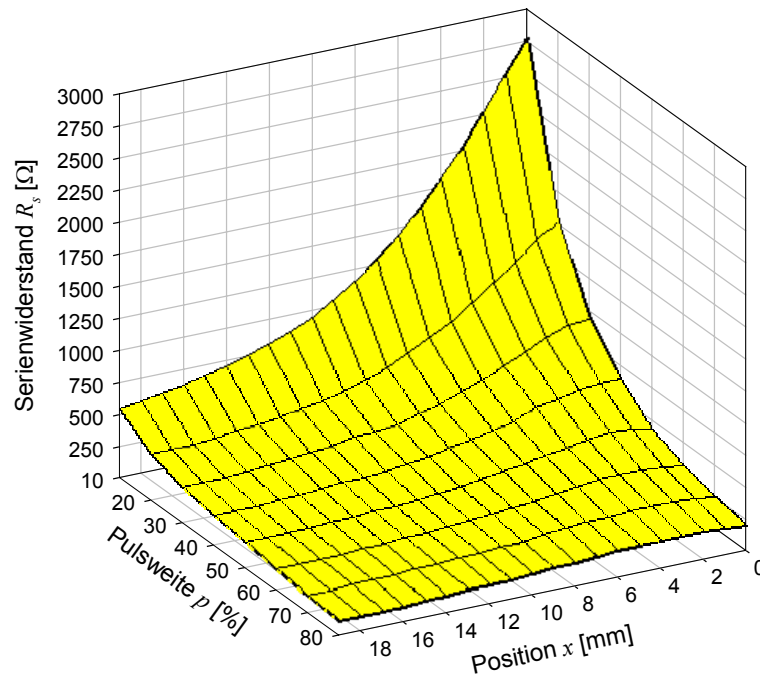


Abbildung 4.9 *Serienwiderstand R_s in Abhängigkeit der Position x und der Pulsweite p (Seriensatzschaltbild)*

Ein ähnlicher Verlauf wie bei der Induktivität findet sich beim Serienwiderstand. Auch wenn sich für Pulsweiten $p\% < 37\%$ eine monoton steigende Kurve für $x \rightarrow 0$ ergibt, wirkt sich bei größeren Strömen der Einfluss der Induktivität auf die Wirbelstromverluste und folglich auf den Parameter R_s aus.

4.2 Parallelschaltung

Zur Modellierung von Wirbelstromverlusten wird zusätzlich ein Widerstand parallel zur Induktivität eingesetzt [11], vgl. Abbildung 4.10. Der Widerstand R_p fasst dabei die Wirbelstrom- und Eisenverluste zusammen. Der Serienwiderstand R_s stellt den Kupferwiderstand R_{Cu} der Spulenwicklung dar.

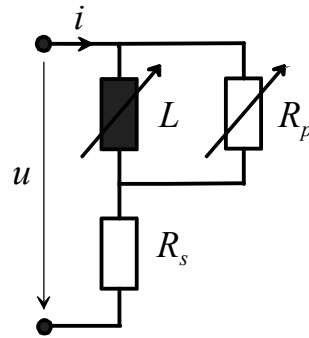


Abbildung 4.10 Ersatzschaltbild mit Parallelschaltung

Die Impedanz Z dieser Parallelschaltung berechnet sich zu:

$$Z = R_s + \frac{\omega^2 L^2 R_p}{R_p^2 + \omega^2 L^2} + j \cdot \frac{\omega L R_p^2}{R_p^2 + \omega^2 L^2} \quad (4.21)$$

Der Spulenstrom $i_L(t)$ kann nach der Kirchhoff'schen Maschengleichung durch die folgende Differentialgleichung beschrieben werden (4.22):

$$i_L(t) + \frac{di_L(t)}{dt} \left(\frac{L}{R_p} + \frac{L}{R_s} \right) - \frac{u(t)}{R_s} = 0 \quad (4.22)$$

Da der Spulenstrom $i_L(t)$ selbst jedoch nicht direkt messbar ist, sondern nur der Gesamtstrom $i(t)$ erfasst werden kann, muss dieser gemäß (4.23) aus (4.22) berechnet werden.

$$i(t) = i_L(t) + \frac{di_L(t)}{dt} \frac{L}{R_p} \quad (4.23)$$

Es ergibt sich nach Vereinfachung die folgende Lösung für den Gesamtstrom $i(t)$:

$$i(t) = \frac{u(t)}{R_s(R_s + R_p)} \left(R_s + R_p - R_p e^{\frac{-R_s R_p}{L(R_s + R_p)} t} \right) \quad (4.24)$$

Die Gleichung (4.24) beschreibt den Stromanstieg ausgehend von der Anfangsbedingung $i(0) = 0$. In Analogie zum Serienersatzschaltbild kann (4.24) zur Berechnung der Parameter des elektrischen Kleinsignalersatzschaltbildes verwendet werden, sofern mit $u(t)$ nur die Spannungsänderung an der Spule berücksichtigt wird.

Für die Ausgleichsrechnung werden zwei unterschiedliche Szenarien untersucht: Serienwiderstand R_s konstant und variabel.

4.2.2 Konstanter Serienwiderstand

Für den ersten Fall ergibt sich aus der Gleichung (4.24) für die Ausgleichsrechnung die folgende Form:

$$f(a, b) = C \cdot (1 - ae^{-bt}) \quad (4.25)$$

$$\nabla f(a, b) = [-Ce^{-bt}, Cate^{-bt}]^T, \quad (4.26)$$

wobei C eine Konstante darstellt. Der Serienwiderstand R_s ist dabei aus dem Kupferwiderstand R_{Cu} und dem ohmschen Widerstand der Zuleitungen bestimmt worden. Verglichen mit der reinen Serienschaltung nach Kap. 4.1 ergeben sich deutlich höhere Abweichungen:

- Die quadratische Abweichung zu den Messwerten beträgt $S' = 2 \cdot 10^{-4}$. Es ergibt sich ein Verhältnis der Abweichung zwischen Serien- und Parallelschaltung $S'_{Parallel} / S'_{Serie} \approx 5$.
- Die mittleren quadratischen Abweichungen der bestimmten Parameter sind für $\sigma_{R_p} / \bar{R}_p \approx 1 \%$ und für $\sigma_L / \bar{L} < 0,2 \%$.

In den Abbildungen 4.11 und 4.12 ist der Verlauf der Induktivität L und des Parallelwiderstandes R_p in Abhängigkeit der Position x und der Pulsweite p dargestellt.

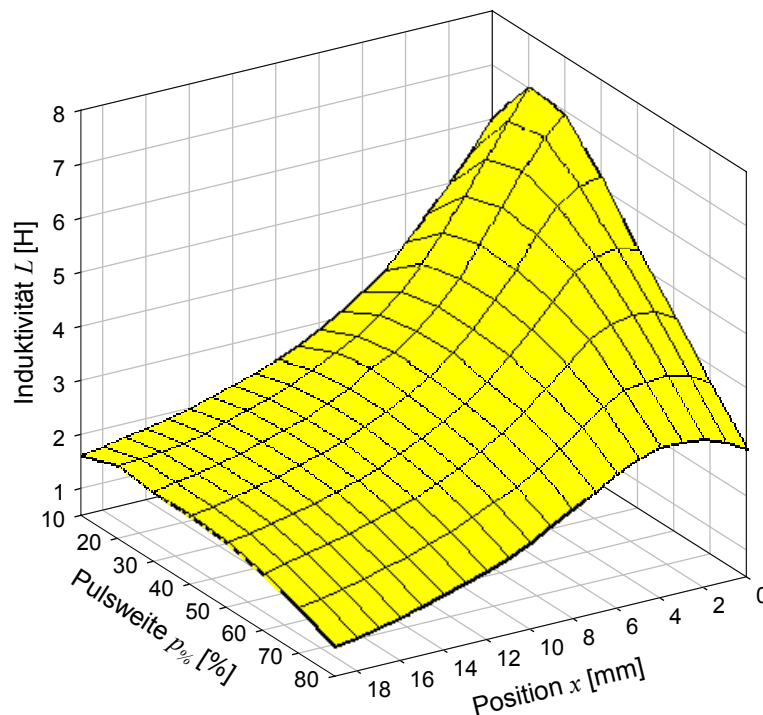


Abbildung 4.11 Induktivität L in Abhängigkeit der Position x und der Pulsweite p (Parallelersatzschaltbild)

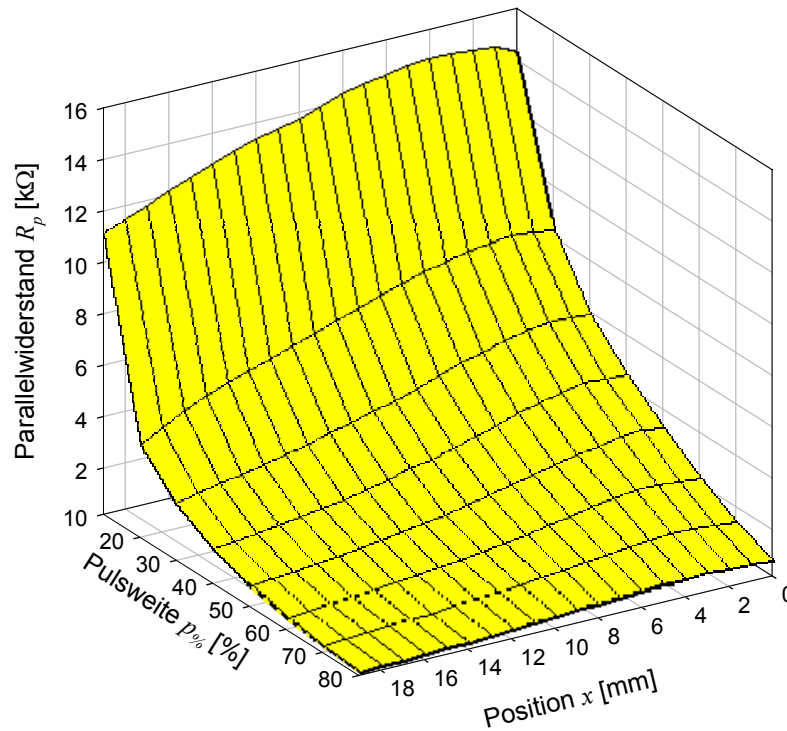


Abbildung 4.12 Parallelwiderstand R_p in Abhängigkeit der Position x und der Pulsweite p (Parallelersatzschaltbild)

Bezüglich einer Positionsbestimmung ergibt sich für die Induktivität L eine umkehrbare Kennlinie bis zu einer Pulsweite $p\% < 40\%$. Das Kennlinienfeld von R_p ist für keine Pulsweite streng monoton stetig und damit nicht umkehrbar.

4.2.3 Variabler Serienwiderstand

Im zweiten Fall werden sowohl R_p als auch R_s als variabel angenommen und die entsprechende Parametrisierung der Ausgleichsrechnung durchgeführt:

$$f(a, b, c) = a \cdot (1 - be^{-ct}) \quad (4.27)$$

$$\nabla f(a, b, c) = [1 - be^{-ct}, -ae^{-ct}, abte^{-ct}]^T \quad (4.28)$$

Erwartungsgemäß erfolgt eine deutlich geringere quadratische Abweichung $S' = 4,09 \cdot 10^{-5}$. Allerdings ergibt sich eine hohe relative Standardabweichung für den Parallelwiderstand $\sigma_{R_p}/R_p < 1\%$. Für den Serienwiderstand R_s und die Induktivität L ergeben sich relative Streuungen von $\sigma_{R_s}/R_s < 0,18\%$ und $\sigma_L/L < 0,16\%$ respektive.

Für das Parallelersatzschaltbild mit drei variablen Parametern sind die Abhängigkeiten von Position und Pulsweite in den Abbildungen 4.13 bis 4.15 dargestellt.

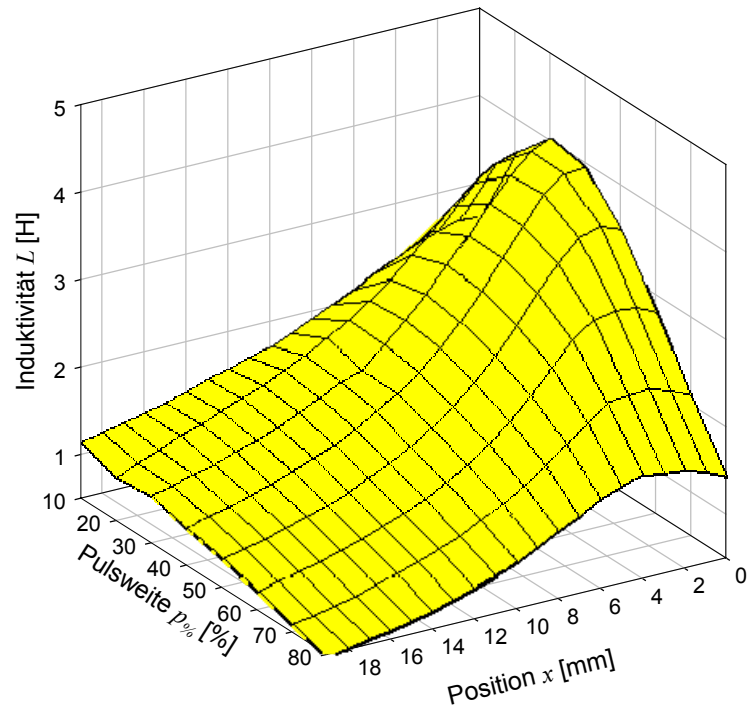


Abbildung 4.13 Induktivität L in Abhängigkeit der Position x und der Pulsweite p (Parallelersatzschaltbild)

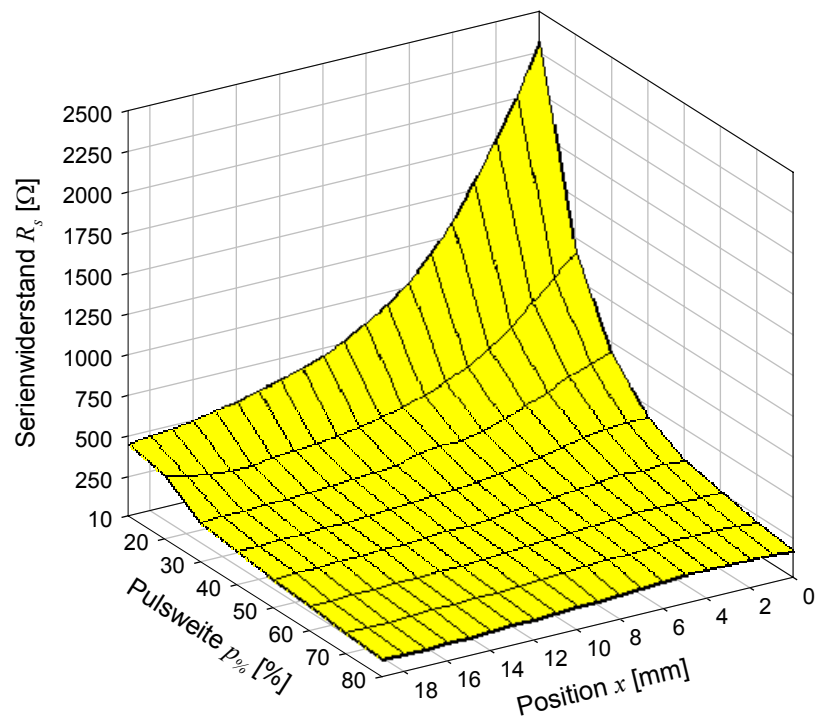


Abbildung 4.14 Serienwiderstand R_s in Abhängigkeit der Position x und der Pulsweite p (Parallelersatzschaltbild)

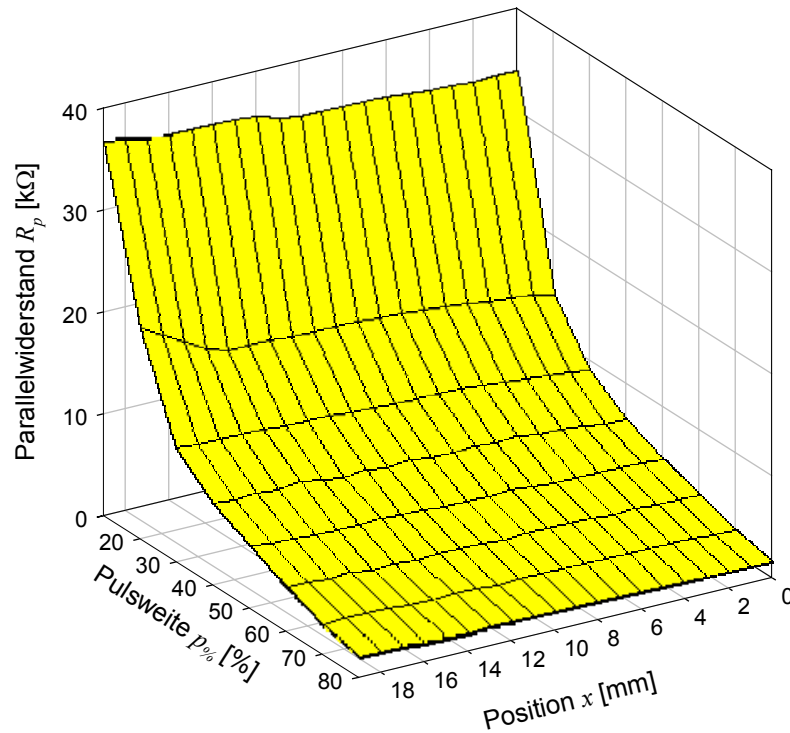


Abbildung 4.15 Parallelwiderstand R_p in Abhängigkeit der Position x und der Pulsweite p (Parallelersatzschaltbild)

Die Kennlinien der Modellparameter R_s und L sind für Pulsweiten $p\% < 40\%$ umkehrbar. Die Kennlinie des Parallelwiderstands R_p verläuft für alle Pulsweiten streng monoton und ist damit uneingeschränkt umkehrbar.

4.3 Vergleich der Ersatzschaltbilder

Der Parameterextraktion für die drei unterschiedlichen Modelle (Serienschaltung, Parallelschaltung mit konstantem und variablem Serienwiderstand) wurden die gleichen Messwerte sowie die gleiche Anzahl an Stützpunkten zugrunde gelegt, um eine konsistente Vergleichsgrundlage für alle drei Modelle zu gewährleisten.

Die aufsummierte quadratische Abweichung (Fehlerfunktion) S' wird für das elektrische Parallelersatzschaltbild mit drei variablen Parametern minimal. Dieses Modell liefert jedoch eine deutlich höhere Streuung der einzelnen Parameter verglichen mit dem Serienersatzschaltbild. Dieses weist die geringste Streuung auf und erlaubt somit bei der Parameterbestimmung eine deutlich bessere Wiederholgenauigkeit. Das Parallelersatzschaltbild mit konstantem Serienwiderstand R_s erreicht sowohl die höchste quadratische Abweichung als auch die höchsten Streuungen der Parameter. Das elektromagnetische System wird folglich nur un-

zureichend von diesem Modell beschrieben. Eine weitere Betrachtung dieses Modells erscheint daher nicht sinnvoll.

Das auf drei Variablen basierende Parallelersatzschaltbild weist als einziges Modell eine auf die Position x bezogene uneingeschränkt umkehrbare Kennlinie auf: die Kennlinie des Parallelwiderstands R_p . Die Kennlinien der anderen Parameter dieses sowie der anderen Modelle zeigen alle Extremstellen auf und enthalten damit Bereiche, in denen die Empfindlichkeit bezüglich der Ankerposition zu Null wird.

Tabelle 4.2 *Vergleich der unterschiedlichen Modelle*

| Modell | σ_L/L | σ_{R_s}/R_s | σ_{R_p}/R_p | S' | streng monoton für x |
|--|--------------|--------------------|--------------------|----------------------|---------------------------|
| Serienschaltung | < 0,18 % | < 0,1 % | - | $4,12 \cdot 10^{-5}$ | - |
| Parallelschaltung ($R_s = \text{konst.}$) | < 0,2 % | - | < 1 % | $2 \cdot 10^{-4}$ | - |
| Parallelschaltung | < 0,16 % | < 0,18 % | < 1 % | $4,09 \cdot 10^{-5}$ | $R_p(x,p)$ |

5 Methoden für die sensorlose Positionsbestimmung

Zunächst wird die Problematik der elektrischen Kopplung zwischen Aktor und Sensor im statischen und dynamischen Betrieb aufgezeigt, welche den Einsatz neuer Verfahren zur Positionsbestimmung erfordert. Im Anschluss werden drei unterschiedliche Methoden der sensorlosen Positionsbestimmung vorgestellt und hinsichtlich ihres statischen, dynamischen und thermischen Verhaltens verglichen.

5.1 Kopplung von Aktor- und Sensorsignal

Der Vorteil einer unmittelbaren mechanischen Kopplung zwischen Stell- und Messeinrichtung bei sensorlosen Systemen bringt den Nachteil einer engen elektrischen Kopplung von Stell- und Messsignal mit sich. Im Gegensatz zu einem Sensorelement, das innerhalb eines weitgehend linearen Arbeitsbereiches betrieben wird, muss bei einem kombinierten Sensor-Aktor-System das Großsignalverhalten betrachtet werden.

5.1.1 Mechanische Kopplung

In Abbildung 5.1 ist die klassische Kombination von Sensor und Aktor dargestellt. Sensor- und Aktorelement sind ausschließlich mechanisch miteinander gekoppelt. Mess- und Aktorschaltung sind getrennt ausgeführt. Eine Regelung kann über den Systembus und eine nachgeschaltete Regeleinheit erfolgen. Alternativ kann die Regeleinheit bereits auf der Ebene des Stellglieds erfolgen, d.h. die in Abbildung 5.1 für Aktor und Sensor getrennt dargestellten Mikrocontroller können als eine Einheit realisiert werden.

Für Sensoren und Aktoren werden üblicherweise Mess- und Stellprinzipien verwendet, die sich gegenseitig nicht beeinflussen: Im elektromagnetischen Streufeld eines Gleichstrommotors bieten sich beispielsweise optische Enkoder für die Positions- und Geschwindigkeitsmessung an [182].

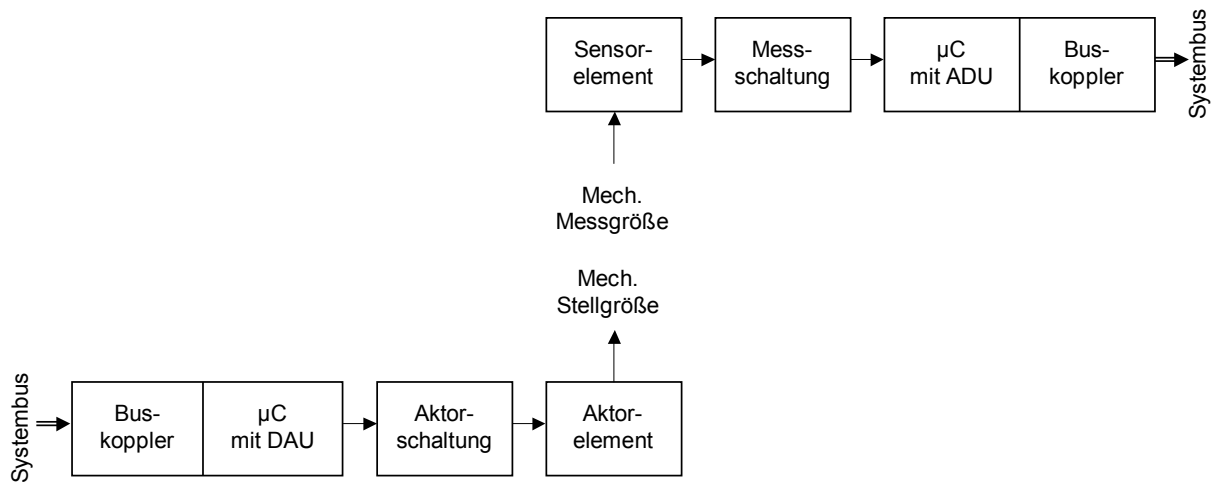


Abbildung 5.1 *Klassische Kombination von Sensor und Aktor*

5.1.2 Elektrische Kopplung

Für den simultanen Betrieb eines Aktors als Sensor wird neben der Aktoransteuerung auch eine entsprechende Messsignalerfassung erforderlich. In Abbildung 5.2 wird der Einfluss der Aktorschaltung auf die Messschaltung deutlich: Da es sich bei dem dargestellten Sensor-Aktor-Element nicht um einen idealen Zirkulator handelt, wirkt das Stellsignal direkt auf das Messsignal.

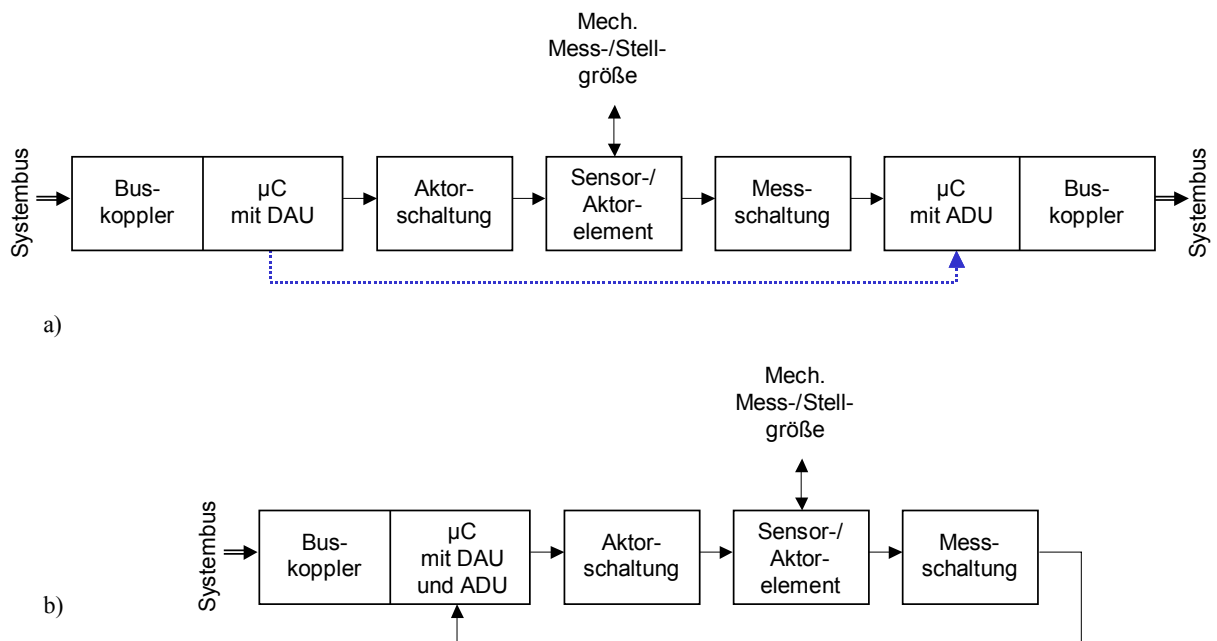


Abbildung 5.2 *Kopplung von Sensor- und Aktorschaltung*
a) getrennte, b) kombinierte Steuereinheit

Folglich ist bei der Auswertung des Messsignals der Einfluss des Stellsignals zu berücksichtigen. Dies ist in Abbildung 5.2 mit einer gestrichelten Linie zwischen Aktorsteuerung und Signalauswertung dargestellt. Bei der Kombination von Aktorsteuerung und Sensorsignalauswertung in einer Einheit kann der Informationsaustausch zwischen Stell- und Messeinheit auf Controllerebene erfolgen.

Die Ankopplung der Messschaltung kann mit Hilfe einer schaltungstechnischen Trennung erfolgen und ermöglicht so eine Reduktion des schaltungstechnischen Einflusses auf das Messsignal:

- *Zeitmultiplex*: Eine zeitmultiplexe Trennung zwischen Aktor- und Sensorbetrieb führt im Idealfall zu zwei getrennten Systemen. Die dynamischen Vorgänge im Sensor-Aktor-Element bewirken jedoch eine Kopplung beider Systeme. Für den alternierenden Betrieb ist dabei eine untere Grenzfrequenz gegeben, bis zu dieser die mechanische Trägheit des Systems überwiegt und eine Unterbrechung des Stellbetriebs noch keine Auswirkung auf die mechanischen Ausgangsgrößen des Aktors hat. Die elektrischen Zeitkonstanten müssen daher um ein Vielfaches kleiner sein als die mechanischen, um eine möglichst gute Signaltrennung zu erreichen. Da elektromagnetische Systeme aufgrund ihrer hohen Induktivitäten und geringen Leitungswiderständen große Zeitkonstanten aufweisen, ist diese Trennung nicht immer gegeben.
- *Frequenzmultiplex*: Einem niederfrequenten Stellsignal wird ein hochfrequentes Messsignal überlagert. Das für die Auswertung erforderliche Hochpassfilter bringt eine zusätzliche Zeitkonstante in das System ein. Sprunghafte Änderungen des Stellsignals wirken dennoch auf das Messsignal.
- *Kapazitiv/induktiv*: Es lassen sich Gleichanteile im Aktorsignal unterdrücken. Wie bei frequenzmultiplexen Systemen werden zusätzliche Zeitkonstanten eingeführt. Änderungen des Aktorsignals, wie sie im Falle eines geregelten Systems auftreten, wirken folglich auf die Messkette.

Neben dem Einfluss der Aktorschaltung auf die Messschaltung wirkt der Lastbetrieb des Aktors auf die Messung, wie in Kap. 4 dargestellt wurde.

Die folgenden Verfahren zur Positionsbestimmung arbeiten mit einer pulsweiten-modulierten Anregung. Die Phasen des Stromanstiegs bzw. -abfalls werden messtechnisch genutzt, so dass die Verfahren als zeitmultiplexer Betrieb betrachtet werden können. Da es jedoch keine getrennten Stell- und Messphasen gibt, erfolgt die Zuführung der Aktorenergie und die Messung simultan.

5.2 Modellbasierte Positionsbestimmung

Analog zu den in Kapitel 4 eingeführten elektrischen Ersatzschaltbildern kann eine Positionsbestimmung auf Basis eines parametrisierten Ersatzschaltbildes erfolgen. Hierzu werden Referenzkennlinienfelder der einzelnen Parameter $P \in [R_s, R_p, L]$ aufgenommen und für die Positionsbestimmung als 2D-Lookup-Table mit linearer Interpolation eingesetzt. Im Betrieb können mit Hilfe der Methode der kleinsten Quadrate die Parameter aus dem Stromsignal extrahiert werden. Diese Ausgleichsrechnung ist allerdings für eine Positionsbestimmung sehr aufwendig, da der Rechenaufwand proportional zur Anzahl der Messpunkte steigt [183]. Für eine Auswertung in Echtzeit ist daher eine Reduktion der Messpunkte auf eine in der Praxis typischen Größe von 3-5 Stützpunkten pro Parameter sinnvoll [121].

5.2.1 Statische Positionsbestimmung

Mit diskreten Werten für die Pulsweite \mathbf{p} und die Position \mathbf{x} (5.1) lassen sich die Kennlinienfelder in Matrixnotation darstellen. Anstelle der Parameter sei die Positionsbestimmung hier an einem Platzhalter $P \in [R_s, R_p, L]$ durchgeführt (5.2):

$$\mathbf{p} = [p_{\min}, \dots, p_{\max}]^T \text{ und } \mathbf{x} = [0, \dots, x_{\max}]^T \quad (5.1)$$

Gegeben sei die Matrix \mathbf{P} mit den Elementen $P_{ij} = f(x_i, p_j)$:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P(x=0, p=p_{\min}) & \dots & P(x=0, p=p_{\max}) \\ \dots & \dots & \dots \\ P(x=x_{\max}, p=p_{\min}) & \dots & P(x=x_{\max}, p=p_{\max}) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Bei bekannter Pulsweite $p = \mathbf{p} \cdot \mathbf{e}_j$ reduziert sich die Matrix \mathbf{P} auf den zur Pulsweite zugehörigen Spaltenvektor \mathbf{s}_j :

$$\mathbf{s}_j = \mathbf{P} \cdot \mathbf{e}_j \quad (5.3)$$

Die zwei dem ermittelten Wert P' am nächsten liegenden Werte des Spaltenvektors s_{ji} und $s_{j(i+1)}$ werden unter der folgenden Randbedingung (5.4) gewählt:

$$\begin{aligned} s_{ji} &\geq P' \\ s_{j(i+1)} &\leq P' \end{aligned} \quad (5.4)$$

Schließlich lässt sich die Position aus der linearen Interpolation der benachbarten Werte s_{ji} und $s_{j(i+1)}$ bestimmen:

$$x = \mathbf{x} \cdot \mathbf{e}_i + (\mathbf{x} \cdot \mathbf{e}_{i+1} - \mathbf{x} \cdot \mathbf{e}_i) \cdot \frac{P' - s_{ji}}{s_{j(i+1)} - s_{ji}} \quad (5.5)$$

Die Positionsbestimmung gemäß (5.2) - (5.5) erfordert ein Kennlinienfeld \mathbf{P} , das monoton stetig für x ist. Sofern dies nicht gegeben ist, können nach (5.4) pro Extremstelle in P jeweils bis zu zwei Wertepaare auftreten, welche die geforderte Bedingung erfüllen. Folglich muss zu jedem Wertepaar nach (5.4) die Positionsbestimmung nach (5.5) ausgeführt werden und die errechneten Positionen x_1, \dots, x_n müssen einer anschließenden Plausibilitätsprüfung unterzogen werden. Die Plausibilitätsprüfung kann auf Basis der letzten Position (bei Annahme einer hohen Abtaste verglichen mit der mechanischen Bewegung) oder zusätzlich unter Einbeziehung der aktuellen Geschwindigkeit erfolgen. Eine rein statische Positionsbestimmung ohne Vorkenntnisse kann im mehrdeutigen Bereich des Kennlinienfeldes nicht erfolgen.

5.2.2 Relative Abweichung

Die relative Abweichung F_{rel} bestimmt sich dabei aus der Differenz zur Ist-Position x_{ist} bezogen auf den Gesamthub x_{max} :

$$F_{rel} = \frac{x - x_{ist}}{x_{max} - x_0} \cdot 100\% \quad (5.6)$$

Die Ist-Position x_{ist} wird mit Hilfe der Linearbühne [181] vorgegeben. Aus der Analyse des Stromsignals wird gemäß dem in Kap. 5.2.1 beschriebenen Verfahren die Position x bestimmt. Als geeignete Wahl erscheint hier zunächst das Ersatzschaltbild mit drei variablen Parametern, da dieses zumindest für den Parallelwiderstand R_p unabhängig von der Pulsweite eindeutig umkehrbar ist. Nachteilig an diesem Modell ist jedoch die hohe relative Streuung σ_{Rp}/R_p , die bei der Berechnung von R_p im Bereich von 1 % liegt.

Bei einer Reduktion der Stützpunkte $N \in \{20, 25, 34, 50\}$ sind für die Ist-Positionen $x_{ist} \in \{0, 5, 10, 15 \text{ mm}\}$ bei einer festen Pulsweite $p\% = 50\%$ die relativen Abweichungen F_{rel} ermittelt worden, vgl. Tabelle 5.1.

Tabelle 5.1 Modellbasierte Positionsbestimmung:*Relative Positionsabweichung F_{rel} bei Parallelersatzschaltbild*

| Position x [mm] | 0 | | | | 5 | | | | 10 | | | | 15 | | | |
|--------------------------|----|----|----|----|-----|-----|----|----|-----|-----|-----|----|-----|-----|-----|-----|
| Anzahl Messpunkte N | 50 | 33 | 25 | 20 | 50 | 33 | 25 | 20 | 50 | 33 | 25 | 20 | 50 | 33 | 25 | 20 |
| $ F_{rel,Rp} $ [%] | 9 | 16 | 32 | 41 | 11 | 22 | 37 | 59 | 9 | 20 | 34 | 45 | 36 | 63 | 118 | 165 |
| $ F_{rel,Rs} $ [%] | 7 | 10 | 22 | 25 | 4 | 6 | 10 | 14 | 2 | 3 | 6 | 7 | 1,7 | 2 | 4 | 5 |
| $ F_{rel,L} $ [%] | 6 | 8 | 16 | 18 | 0,8 | 1,5 | 2 | 3 | 0,6 | 1,0 | 1,7 | 2 | 0,4 | 0,5 | 1,3 | 1,3 |

Die hohen relativen Abweichungen zeigen deutlich, dass der Einsatz des Parallelersatzschaltbildes für die Positionsbestimmung ungeeignet ist.

Für das Serienschaltbild ergibt sich eine deutlich bessere Korrelation der Parameter bei einer reduzierten Anzahl von Messpunkten, weshalb die Anzahl der Messpunkte auch noch weiter reduziert werden konnte: $N \in \{10, 15, 25, 50\}$. Wie aus Tabelle 5.2 hervorgeht, liegt die relative Abweichung $|F_{rel,Rs}|$ der Positionsbestimmung auf Basis des Serienwiderstands bei 1 %; für die Induktivität $|F_{rel,L}|$ ergeben sich Abweichungen, die zum Teil deutlich unter 1 % liegen. Allerdings liegt der Rechenaufwand bei dem eingesetzten Algorithmus mit Householder-Spiegelungen [180] für $N = 10$ Messpunkten bei ca. 260 Multiplikationen, ca. 130 Additionen und ca. 65 zu berechnenden E-Funktionen, die per Iteration durchgeführt werden müssen. Die Anzahl der Iterationen beläuft sich dabei bei Wahl globaler Startwerte im Schnitt auf $N_I = 24$. Diese lässt sich durch Wahl eines lokalen Startparametersatzes noch erheblich reduzieren: Die ohnehin für die Positionsbestimmung notwendigen Kennlinienfelder der Modellparameter (L, R_s) erlauben eine gezielte Wahl der Startparameter. Die Anzahl der Iterationen kann auf durchschnittlich $N_I = 7,1$ Iterationen gesenkt werden, was ein Drittel der Rechenleistung bedeutet.

Tabelle 5.2 Modellbasierte Positionsbestimmung:
Relative Positionsabweichung F_{rel} bei Serienersatzschaltbild

| Position x [mm] | 0 | | | | 5 | | | | 10 | | | | 15 | | | |
|--------------------------|-----|-----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| Anzahl Messpunkte N | 50 | 25 | 15 | 10 | 50 | 25 | 15 | 10 | 50 | 25 | 15 | 10 | 50 | 25 | 15 | 10 |
| $ F_{rel,Rs} $ [%] | 0,6 | 3 | 4 | 6 | 0,2 | 0,6 | 0,8 | 1,5 | 0,1 | 0,4 | 0,8 | 1,2 | 0,3 | 0,7 | 0,7 | 1,0 |
| $ F_{rel,L} $ [%] | 0,2 | 1,2 | 2 | 2,0 | 0,1 | 0,3 | 0,3 | 0,5 | 0,1 | 0,1 | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,4 | 0,4 | 0,5 |

Da die Kennlinien des Serienersatzschaltbildes bei der verwendeten Pulsweite $p\% = 50\%$ für x nicht umkehrbar sind, ist für die Positionsbestimmung eine Plausibilitätsprüfung auf Basis der letzten Position erfolgt. Die Kennlinienfelder $P \in [R_s, L]$ weisen eine Extremstelle bei x_s auf, für die gilt:

$$\frac{\partial P(x_s, p)}{\partial x} = 0 \quad (5.7)$$

Im Bereich der Extremstelle x_s (5.7) sind folglich hohe Abweichungen bei der Positionsbestimmung zu erwarten, da die Empfindlichkeit zu Null wird. Betrachtet man jedoch den Verlauf der Extremstelle x_s , so wird deutlich, dass sich dieser für die Kennlinien $L(x, p)$ und $R_s(x, p)$ unterscheidet: Für Abbildung 5.3 sind im Bereich der Extremstelle die Modellparameter mit einer Schrittweite $\Delta x = 0,1$ mm erfasst worden. Bei Fusion der gewonnenen Daten kann die Empfindlichkeit in diesem Bereich erhöht werden.

Die Positionsbestimmung im eingeschwungenen Zustand kann mit dem mathematischen Modell des Serienersatzschaltbildes mit wenigen Stützstellen ($N = 10$) erfolgen. Es ergeben sich bei konstanter Temperatur im umkehrbaren Bereich der Kennlinie relative Positionsabweichungen, die typischerweise unter 1 % liegen. Zur Behandlung der Extremstellen in den Kennlinien sind weitere Maßnahmen erforderlich, da hier Positionsabweichungen um 5 % auftreten. Die Modellierung bezieht sich im Folgenden auf das Serienersatzschaltbild.

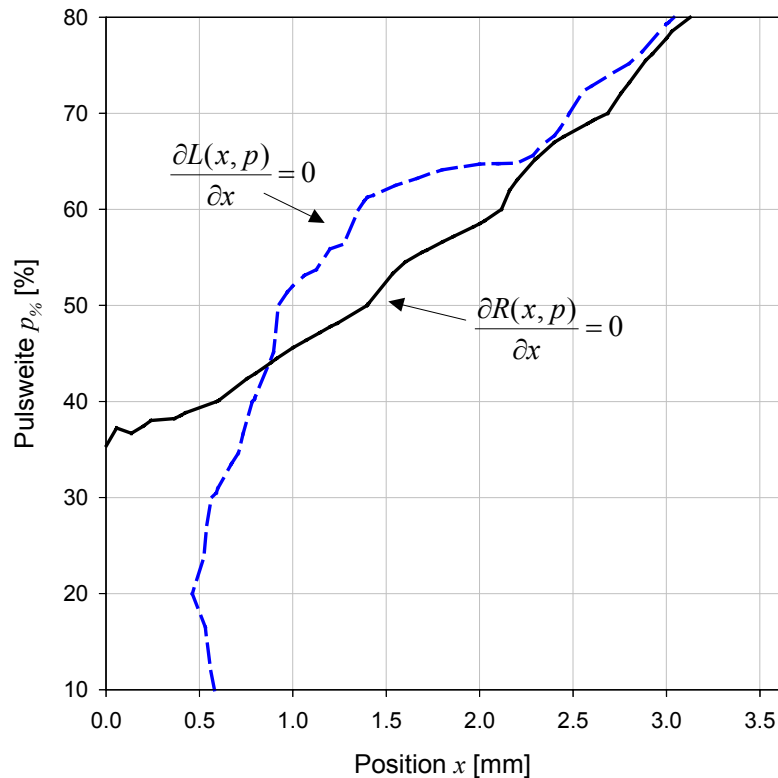


Abbildung 5.3 Verlauf der Maximalstelle bei Serienwiderstand R_s und Induktivität L bezogen auf Pulsweite p und Position x

5.2.3 Dynamisches Verhalten

Bei einer Änderung des Leistungsbereichs verschiebt sich der Arbeitspunkt im Kennlinienfeld der Modellparameter. Dies erfolgt in einem Einschwingvorgang, der von den elektrischen Zeitkonstanten im System abhängt. Abbildung 5.4 zeigt die Übergangsfunktion der Positionsbestimmung bei der festen Position $x = 10$ mm und bei einer Sprungfunktion der Pulsweite auf $p_{\%} = 50$ % ($N = 100$ Stützpunkte, $T = 20$ ms). Auf Basis der in den aufeinander folgenden Perioden berechneten Modellparameter L und R_s ist die Position x bestimmt und die zugehörige relative Positionsabweichung F_{rel} dargestellt. Wie aus Abbildung 5.4 hervorgeht, erfolgt für den Modellparameter L ein sehr schneller Einschwingvorgang; der Endwert des Parameters L erreicht bereits nach der dritten Periode eine Abweichung $F_{\text{rel}} < 0,2$ %. Für den Serienwiderstand R_s liegt, wie in Kap. 4.1 beschrieben, die relative Abweichung ohnehin auf einem höheren Niveau. Gleichzeitig benötigt der Einschwingvorgang bis zu einer Abweichung $|F_{\text{rel}}| < 0,3$ % fünf PWM-Perioden.

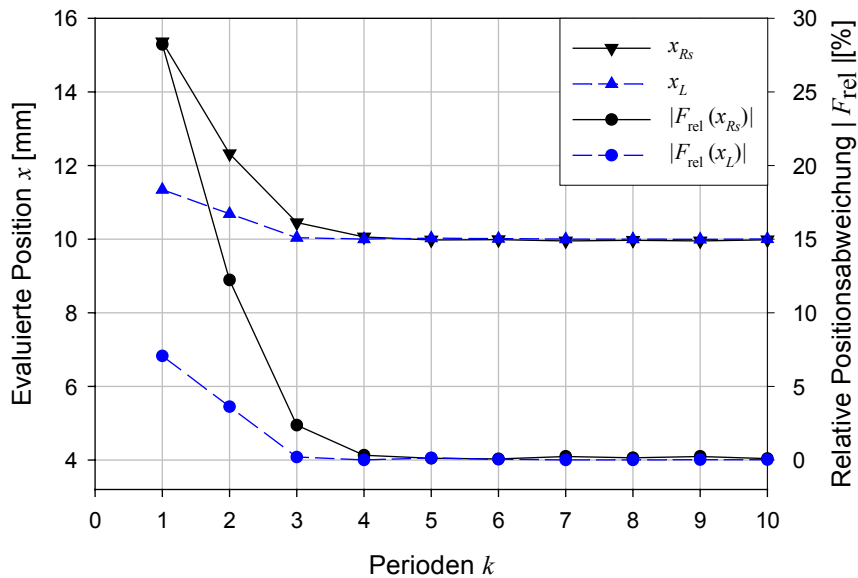


Abbildung 5.4 Sprungantwort der Positionsbestimmung x und dazugehörige relative Positionsabweichung F_{rel}

Das unterschiedliche Einschwingverhalten ist auf die Ausgleichsrechnung und im Besonderen auf die Implementierung der Gleichung (4.11) zurückzuführen. Die sehr gute Näherung von (4.11) im statischen Fall:

$$\Delta u_{L1} = U_0 - \bar{i}_L(t) \cdot R_s \approx U_0(1 - p) \quad (5.8)$$

kann auf den dynamischen Fall nicht angewandt werden, da $\bar{i}_L(t)$ selbst mit PT₁-Verhalten einschwingt. Ein verkürztes Einschwingen bei der dynamischen Positionsbestimmung kann erreicht werden, sofern der Mittelwert des Stroms $\bar{i}_L(t)$ nach (4.8) modelliert oder gemessen wird. Die Abhängigkeit der Parameter L und R_s vom Spulenstrom $i(t)$ führt zu einer nicht-linearen Differentialgleichung:

$$u(t) = L(i) \frac{di(t)}{dt} + R_s(i)i(t) \quad (5.9)$$

Folglich kann (4.8) nur als Näherungslösung angesehen werden, welche fehlerbehaftet ist. Gleichmaßen entsteht durch eine Messung von $\bar{i}_L(t)$ eine zusätzliche Messunsicherheit in der Messkette. In Abbildung 5.5 ist die dynamische Positionsbestimmung mit zusätzlicher Messung und Mittelwertbildung des Stroms dargestellt. Komplementär zu der Lösung nach (5.8) ergibt sich für R_s ein besseres Einschwingverhalten und eine geringere Abweichung $|F_{rel}| < 0,2 \%$. Der Parameter L weist dagegen eine deutlich höhere Abweichung $|F_{rel}| < 0,6 \%$ auf.

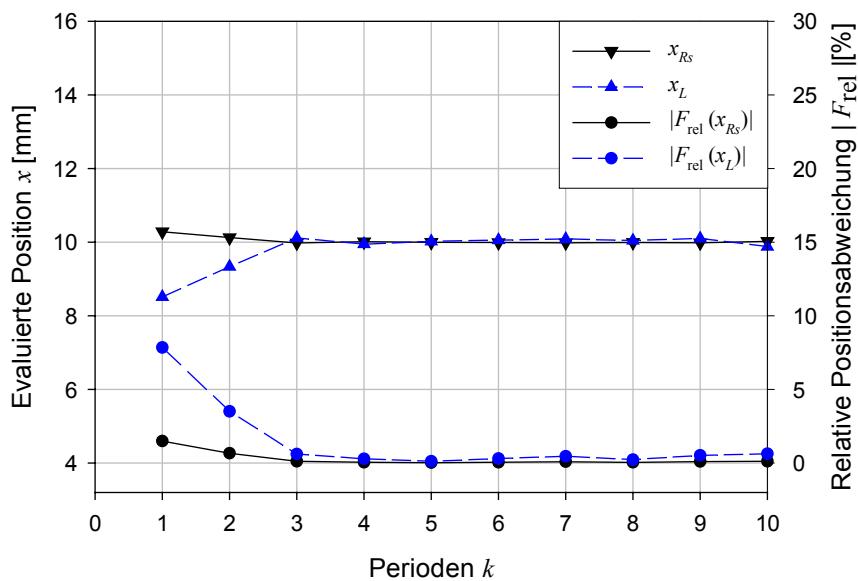


Abbildung 5.5 Sprungantwort der Positionsbestimmung x bei zusätzlicher Strommessung und resultierende Abweichung F_{rel}

Eine Kombination beider Verfahren nach Abbildung 5.4 und Abbildung 5.5 liefert optimale Ergebnisse: Das Einschwingverhalten entspricht näherungsweise der durch das induktive System vorgegebenen elektrischen Zeitkonstante $\tau = L/R_s$. Allerdings ist der zweifache Rechenaufwand notwendig, da die Ausgleichsrechnung jeweils für L und R_s durchgeführt werden muss.

5.2.4 Temperaturverhalten

Die Temperaturabhängigkeit der Gleichstrominduktivität L_0 wird vom Kern- und Gehäusematerial sowie von den thermisch bedingten geometrischen Änderungen bestimmt [184]. Der Temperaturbeiwert der Permeabilität α_F des Kern- und Gehäusematerials liegt im ppm/K-Bereich und damit in vergleichbarer Größenordnung zum Wärmeausdehnungskoeffizienten α des Ankers und Gehäuses. Folglich wird ein geringer Einfluss der Temperatur auf die Gleichstrominduktivität der Spule erwartet. Der Gleichstromwiderstand R_{Cu} unterliegt der temperaturbedingten Änderung des spezifischen Widerstandes der Kupferwicklung, welche mit einem Temperaturbeiwert $\alpha_{R_{Cu}} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ den stärksten Einfluss hat.

Der vergleichsweise hohe Temperaturbeiwert des elektrischen Widerstandes des Kernmaterials wirkt sich auf die Wirbelstromverluste und folglich auf den Serienwiderstand R_s und die Induktivität L bei einem zeitlich veränderlichen Erregerstrom aus.

Letztendlich bewirkt die thermisch bedingte Ausdehnung des Ankers eine Verschiebung des mechanischen Nullpunktes, was zu einer zusätzlichen temperaturbedingten Abweichung

führt. Für die Messung der Temperaturabhängigkeit gilt als Referenzpunkt das Anschlussgewinde des Ankers. Die Ausdehnung der Linearbühne wird dabei vernachlässigt.

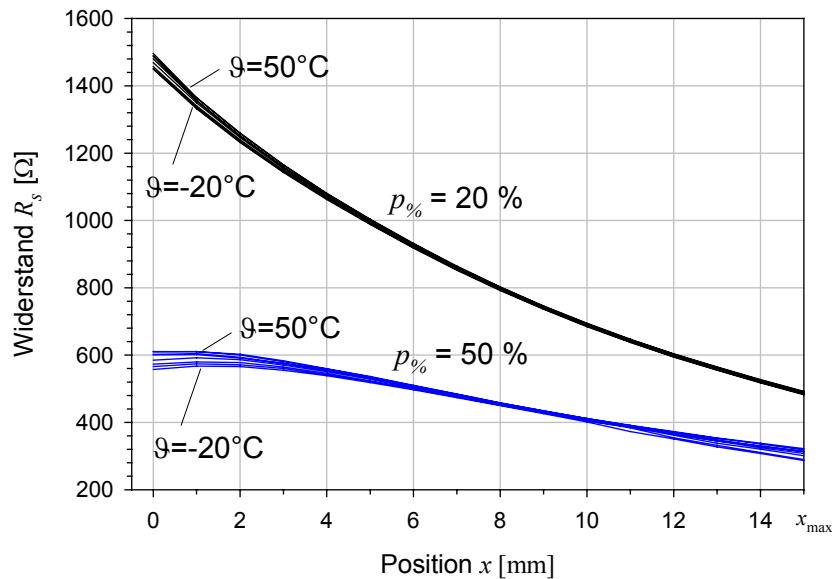


Abbildung 5.6 *Abhängigkeit des Modellparameters R_s von der Umgebungstemperatur ϑ bei Pulsweiten $p_{\%} = \{20\%, 50\%\}$*

In Abbildung 5.6 ist die Temperaturabhängigkeit des Serienwiderstandes R_s im Arbeitsbereich $x = x_0 \dots x_{\max}$ bei den Pulsweiten $p_{\%} = \{20\%, 50\%\}$ dargestellt. Für kleine Pulsweiten wird der Serienwiderstand maßgeblich durch die Temperaturabhängigkeit des Kupferdrahtes bestimmt. Tatsächlich liegt die gemessene Widerstandsänderung $\Delta R_s(x)$ für $x > 4$ mm unterhalb der temperaturbedingten Änderung des Wicklungswiderstands $\Delta R_{Cu} \approx 16 \Omega$. Im Bereich $x \leq 4$ mm überwiegt der Einfluss der Wirbelstromverluste; die Widerstandsänderung steigt auf $\Delta R_s(0) \approx 50 \Omega$. Für größere Pulsweiten streut der Modellparameter jeweils für $x \rightarrow 0$ und $x \rightarrow x_{\max}$ stark über die Temperatur $\Delta R_s(0) \approx 50 \Omega$ respektive $\Delta R_s(x_{\max}) \approx 40 \Omega$ mit einem Minimum $\Delta R_s(x_{\max}/2) \approx 8 \Omega$.

Die Abbildungen 5.7 und 5.8 zeigen den Temperatureinfluss auf die Induktivität L des Aktors. Der Modellparameter L weist für $x > 5$ mm eine starke temperaturabhängige Spreizung auf, die etwa 10 % des Grundwertes bei den Pulsweiten $p_{\%} = \{20\%, 50\%\}$ entspricht. Dieser Einfluss ist von den Wirbelstromverlusten geprägt: der höhere Stromfluss bei niedrigen Temperaturen führt zu einem stärkeren magnetischen Gegenfeld, was den Spulenfluss der Erregerspule reduziert und zu einer geringeren Selbstinduktivität der Spule führt. Für $x > 4$ mm liegt die temperaturbedingte Änderung zwischen 3 % ($p_{\%} = 20\%$) und 5 % ($p_{\%} = 50\%$).

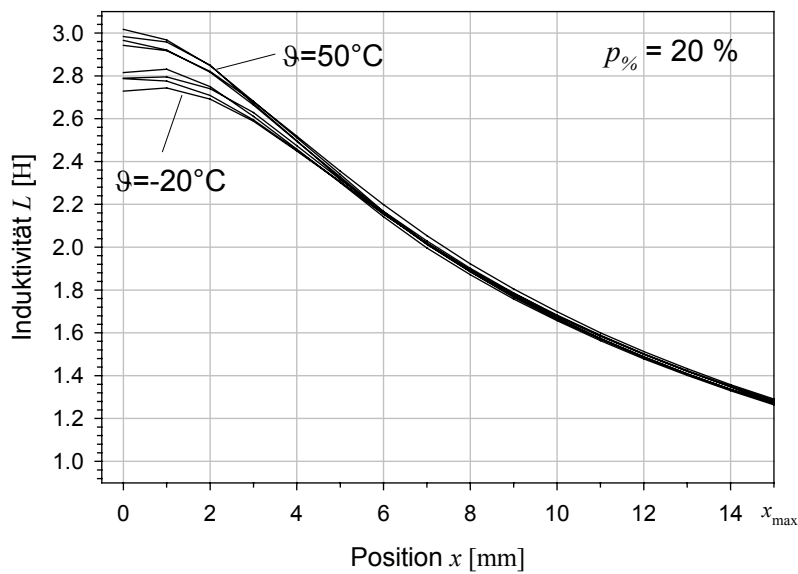


Abbildung 5.7 *Abhängigkeit des Modellparameters L von der Umgebungstemperatur ϑ bei der Pulsweite $p\% = 20\%$*

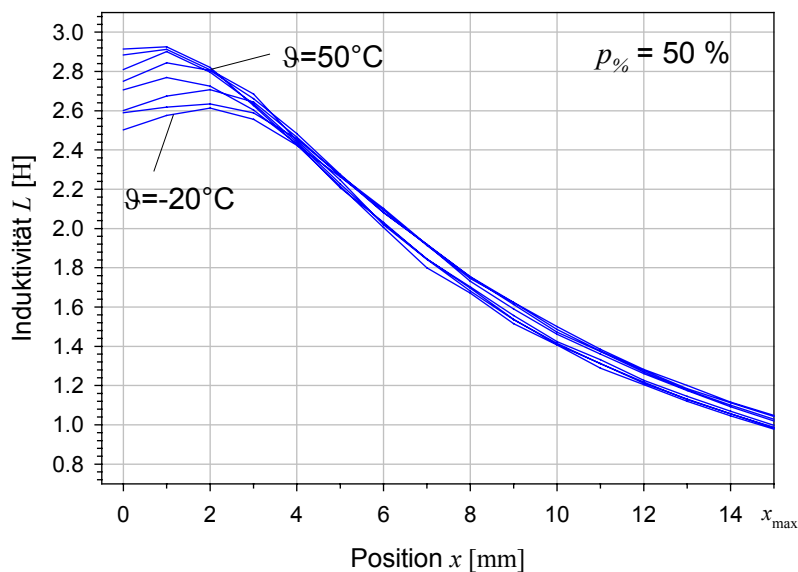


Abbildung 5.8 *Abhängigkeit des Modellparameters L von der Umgebungstemperatur ϑ bei der Pulsweite $p\% = 50\%$*

Auch wenn der temperaturbedingte Einfluss insbesondere bei kleinen Pulsweiten über den Temperaturbereich $-20^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}$ äußerst gering erscheint, lässt sich bei großen Pulsweiten für $x < 2$ mm ohne Korrekturmaßnahmen die Position nicht anhand einer Referenzkennlinie bestimmen. Dies ist zum einen auf die starke Streuung der Induktivität L und zum anderen auf die geringe positionsabhängige Empfindlichkeit des Serienwiderstands R_s in diesem Bereich

zurückzuführen. In den Abbildungen 5.9 und 5.10 sind die temperaturbedingten relativen Abweichungen der Positionsbestimmung nach (5.6) auf der Basis der Modellparameter R_s und L aufgeführt. Als Referenz dient jeweils die Kennlinie bei $\vartheta = 20^\circ\text{C}$.

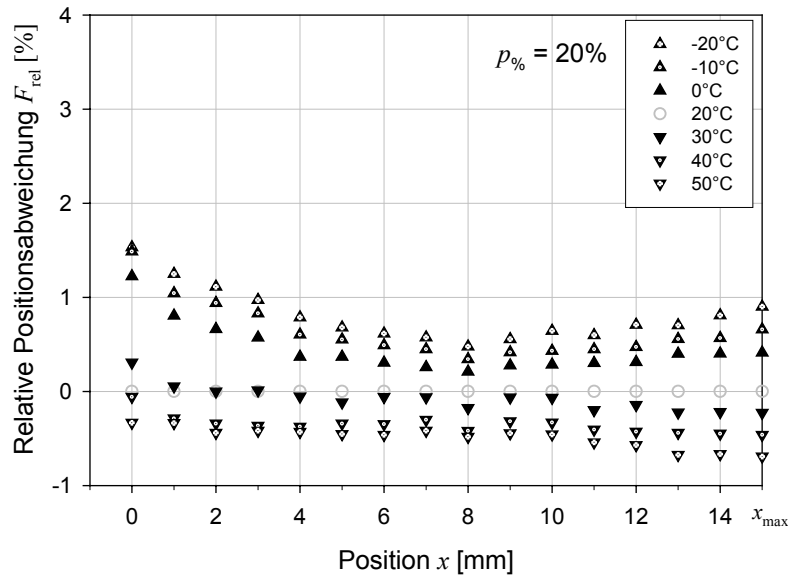


Abbildung 5.9 Temperaturbedingte relative Abweichungen der modellbasierten Positionsbestimmung bezogen auf die Referenztemperatur $\vartheta_{\text{ref}}=20^\circ\text{C}$, Pulsweite $p_\% = 20\%$, Modellparameter R_s

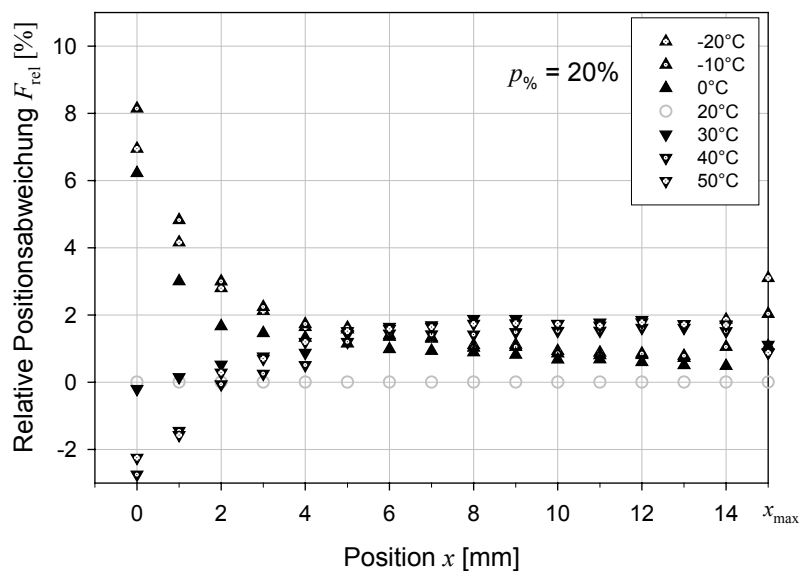


Abbildung 5.10 Temperaturbedingte relative Abweichungen der modellbasierten Positionsbestimmung bezogen auf die Referenztemperatur $\vartheta_{\text{ref}}=20^\circ\text{C}$, Pulsweite $p_\% = 20\%$, Modellparameter L

5.2.5 Verbesserung der Empfindlichkeit

Für die Abtastung des Stromsignals ist ein großer Eingangsbereich des Analog-Digital-Umsetzers erforderlich, da der Mittelwert des Stroms von dem geforderten Laststrom des Aktors abhängt und in weiten Bereichen geregelt werden kann. Das für die Bestimmung der Ankerposition zu untersuchende Kleinsignal $\Delta i_L(t)$ weist jedoch im Vergleich nur sehr kleine Änderungen auf. Dies führt zu einer Reduzierung der „effektiven Bits“ (vgl. [185]) des Analog-Digital-Umsetzers (ADU).

Da für die Parameterbestimmung nur das Kleinsignal $\Delta i_L(t)$ relevant ist, kann der Gleichanteil I_0 schaltungstechnisch eliminiert werden. Eine mögliche Realisierung ist in Abbildung 5.11 dargestellt: Der Startwert $i_0 = i(k \cdot T)$ wird zu Beginn der Periode k in einem analogen Halteglied (S&H) gespeichert und zusammen mit dem Stromsignal $i(t)$ einem Differenzverstärker zugeführt. Das Signal am Ausgang des Verstärkers kann entsprechend konditioniert werden, so dass die gesamte Bitbreite des ADUs genutzt werden kann.

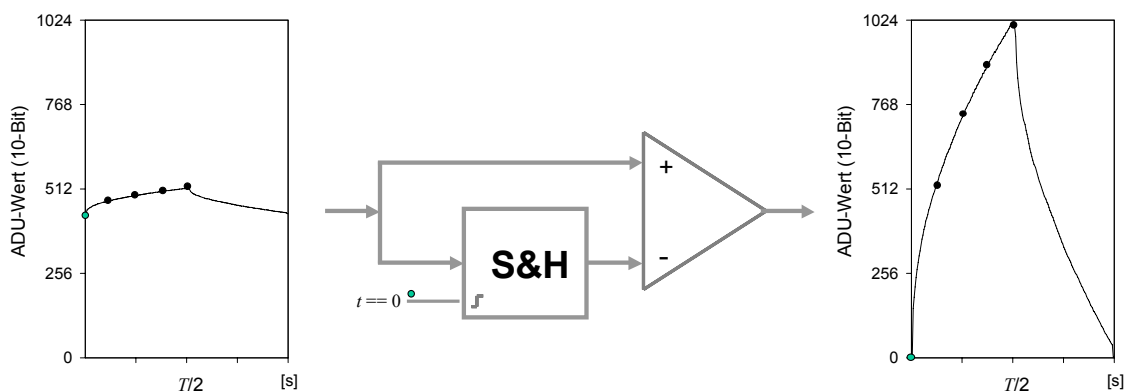


Abbildung 5.11 Unterdrückung des Gleichanteils im Stromsignal

Erfolgt eine weitere Reduktion der Messpunkte auf $N = 1$, so führt diese Implementierung der modellgestützten Positionsbestimmung zur Differenzstrommessung.

5.3 Differenzstrommessung

5.3.1 Funktionsprinzip

Die Differenzstrommessung beruht auf der Messung des Spulenstroms in den Umschaltpunkten der PWM-Erregung und einer anschließenden Differenzbildung der Messwerte. Der Stromanstieg wird beim Eintauchen des Kerns in die Spule aufgrund von Wirbelstrom- und

Eisenverlusten und wegen der Änderung der Induktivität L stärker gedämpft, vgl. Abbildung 5.12.

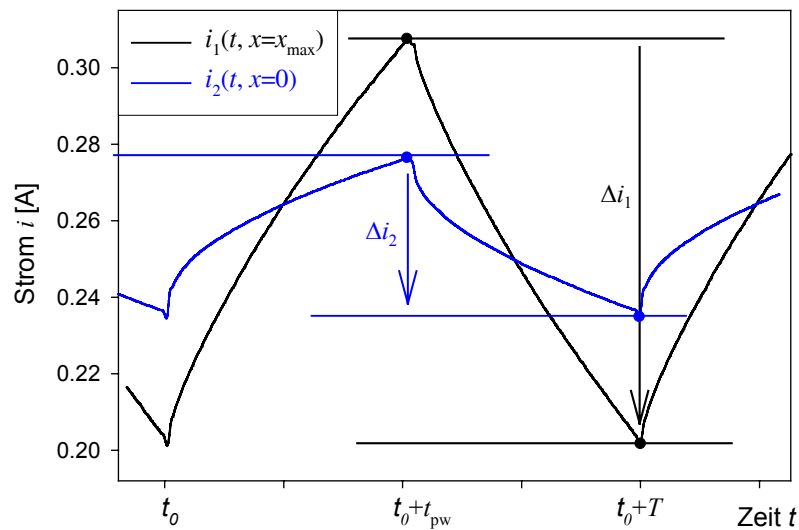


Abbildung 5.12 Differenzstrommessung bei zwei unterschiedlichen Ankerpositionen

Wird das Serienschaltbild aus Kapitel 4.1 der Modellierung zugrunde gelegt, so lässt sich der zeitliche Stromverlauf in der Spule über eine Periode $t = t_0 \dots t_0+T$ durch eine inhomogene Differentialgleichung erster Ordnung beschreiben (vgl. (4.3)):

$$L \cdot \dot{i}_L + R_s \cdot i_L = u(t) \quad \text{mit} \quad u(t) = U_0 \text{Rect}(t) \quad (5.10)$$

Die Lösung der Differentialgleichung über eine Periode mit Startwert $i(0) = 0$ A kann rekursiv geschrieben werden (5.11):

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{U_0}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L}t} \right), & 0 \leq t \leq t_{pw} \\ i_L(t_{pw}) \cdot e^{-\frac{R_s}{L}(t-t_{pw})}, & t_{pw} < t < T \end{cases} \quad (5.11)$$

Für die Differenzstrommethode interessiert nur die Differenz des Stroms zwischen den Umschaltpunkten der PWM-Erregung. Folglich interessiert die Lösung von (5.11) zu den Zeitpunkten $t = t_{pw}$ und $t = T$. Diese lässt sich zu (5.12) zusammenfassen.

$$\Delta i_d = \frac{U_0}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L}t_{pw}} \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{R_s}{L}(T-t_{pw})} \right) \quad (5.12)$$

Mit Hilfe der Pulsweite p lässt sich der Parameter t_{pw} eliminieren. Die vollständige Abhängigkeit des Differenzstroms Δi_d ist mit (5.13) beschrieben:

$$\Delta i_d(x, p) = \frac{U_0}{R_s(x, p)} \left(1 - e^{-\frac{R_s(x, p)}{L(x, p)} \cdot p \cdot T} \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{R_s(x, p)}{L(x, p)} (1-p) \cdot T} \right) \quad (5.13)$$

Da für jede Periode k immer ein Wert ermittelt wird, bietet sich eine normierte, zeitdiskrete Schreibweise an:

$$\Delta I_k(x, p) = \frac{\Delta i_d(x, p) \Big|_{(\text{Periode } k)}}{\Delta i_{\max}} \quad (5.14)$$

Um einen Zusammenhang zwischen der Ankerposition x und des normierten Differenzstroms ΔI_k nach Gleichung (5.14) aufzustellen, ist die Kenntnis der positionsabhängigen Parameter R_s und L erforderlich. Beide Parameter werden zusätzlich durch den mittleren Spulenstrom \bar{i}_L bzw. die Pulsweite p bestimmt. Dieser in den Abbildungen 4.8 und 4.9 messtechnisch erfasste Zusammenhang zwischen L bzw. R_s und (x, p) lässt sich i. Allg. analytisch nicht lösen, sondern bedarf einer numerischen Näherungslösung, vgl. Kap 2.2.4. Sofern eine Sättigung der magnetischen Flussdichte im Kern- und Gehäusematerial vernachlässigt werden kann, lässt sich ein einfacher mathematischer Ansatz finden, der eine gute Näherung zwischen Modell und Messung darstellt [186].

Anstelle einer aufwendigen Schaltung zur Eliminierung des Gleichanteils im Stromsignal, wie sie bei der differentiellen Strommessung nach Rahman [166] eingesetzt wird, genügen der Differenzstrommessung zwei Halteglieder.

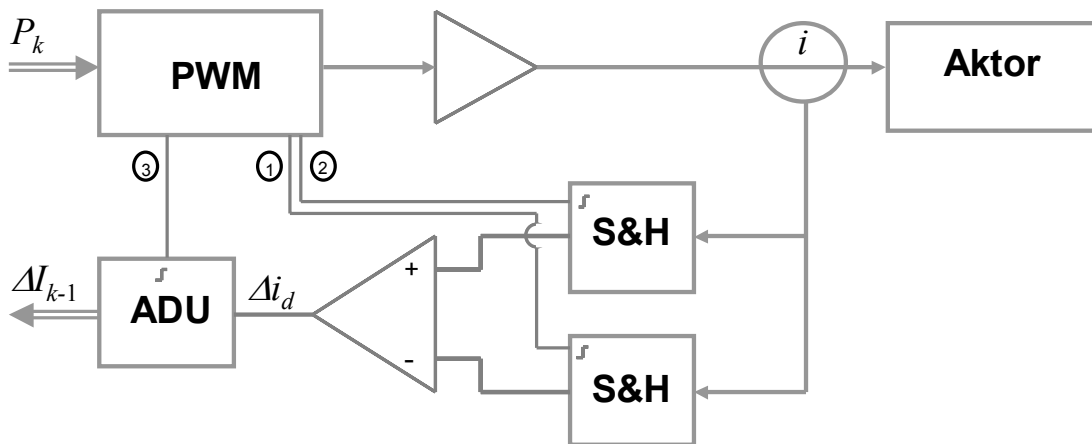


Abbildung 5.13 Schemaplan der Differenzstrommessung

Abbildung 5.13 zeigt die Realisierung eines PWM-Verstärkersystems mit integrierter Differenzstrommessung: Ausgehend von einer diskreten Pulsweite P_k in Periode k erzeugt der PWM-Signalgenerator (PWM) neben dem PWM-Signal zusätzlich die Triggersignale (1)-(3) für zwei Halteglieder (S&H) und den Analog-Digital-Umsetzer (ADU). Der an den Halte-

gliedern anliegende Strom wird zu den Triggerpunkten $t = t_0 + t_{pw}$ und $t = t_0 + T$ abgegriffen (vgl. Abbildung 5.12), so dass an dem Eingang des Differenzverstärkers der Differenzstrom $\Delta i_d = i(t_0 + T) - i(t_0 + t_{pw})$ anliegt, welcher in das diskrete und normierte Differenzstromsignal ΔI_{k-1} umgesetzt wird. Da die Analog-Digital-Umsetzung erst zu Beginn der nächsten Periode erfolgen kann, liegt am Ausgang des ADUs zu den periodendiskreten Abtastpunkten k der Differenzstrom ΔI_{k-1} der vorangegangenen Periode $k-1$ an.

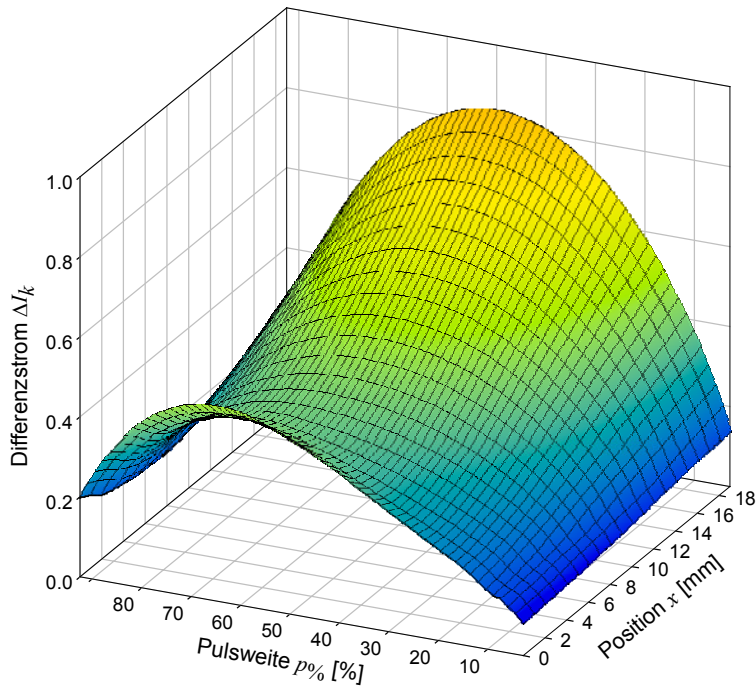


Abbildung 5.14 Kennlinienfeld des normierten Differenzstroms ΔI_k in Abhängigkeit der Position x und der Pulsweite $p\%$

Der positions- und pulsweitenabhängige Verlauf des Differenzstroms $\Delta I_k(x, p)$ ist in Abbildung 5.14 dargestellt. Wie aus Gleichung (5.12) hervorgeht, wird der Differenzstrom ΔI_k für $p \rightarrow 0$ und $p \rightarrow 1$ zu Null. Der Differenzstrom weist weitgehend eine lineare Abhängigkeit von der Position auf. Im Bereich des Ankergegenstücks ($x < 6$ mm) wird die Kennlinie insbesondere bei großen Pulsweiten mehrdeutig. Eine rein statische Bestimmung der Position ist bei diesem Kennlinienfeld nur im eindeutigen Bereich möglich. Unter Berücksichtigung der letzten Position x_{k-1} und Geschwindigkeit $v_k = (x_{k-1} - x_{k-2})/T$ kann auch im mehrdeutigen Kennlinienfeld die Position sicher erfasst werden, da sich bei Annahme einer hohen Messrate nur kleine Positionsänderungen einstellen.

Die Position wird nach Erfassen des Differenzstroms in Analogie zu dem modellbasierten Verfahren über ein Referenzkennlinienfeld $\mathbf{P} = (P_{ij} = \Delta I_k(x_i, p_j))$ mit einer anschließenden Interpolation berechnet, vgl. Kap. 5.2.1.

In Abbildung 5.15 ist die Position x bei verschiedenen Pulsweiten mit dem Kennlinienfeld nach Abbildung 5.14 und dem beschriebenen Verfahren zur Positionsbestimmung ermittelt worden. Die Bewegung und resultierende Position ist dabei mit einer Linearbühne erzwungen worden. Die Rückstellbewegung ist nicht dargestellt; für die Plausibilitätsprüfung dient jedem Durchgang der Startwert $x_{k-1} = 0$ mm. Aufgrund der geringen Geschwindigkeit, welche mit der Linearbühne realisiert werden kann, ist die Geschwindigkeit nicht zur Plausibilitätsprüfung herangezogen worden.

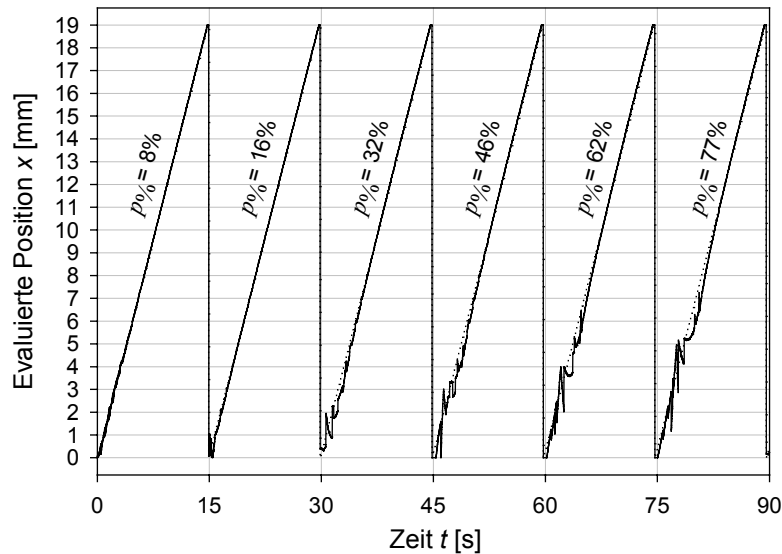


Abbildung 5.15 Positionsbestimmung bei verschiedenen Pulsweiten $p\%$

Die resultierenden relativen Abweichungen $|F_{rel}|$ nach (5.6) sind in Abbildung 5.16 dargestellt. Die Positionsabweichung steigt im Sattelpunkt des Kennlinienfeldes, da hier die Empfindlichkeit zu Null wird. Im eindeutigen Bereich des Kennlinienfeldes liegt die Abweichung für kleine Pulsweiten bei $|F_{rel}| < 0,5\%$ und insgesamt bei $|F_{rel}| < 1\%$.

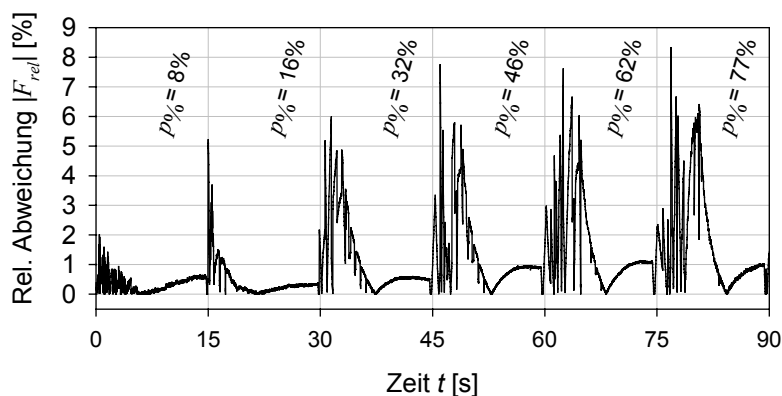


Abbildung 5.16 Relative Abweichung bei der Positionsbestimmung (Differenzstrommessung)

5.3.2 Dynamisches Verhalten

Bereits in Abbildung 4.5 wird deutlich, dass eine sprunghafte Änderung der Pulsweite sich auf das Differenzsignal auswirken muss: Dem Differenzsignal ist der Lade- bzw. Entladevorgang des Spulenstroms überlagert. Eine Simulation dieses Vorgangs zeigt Abbildung 5.17 bezogen auf den Differenzstrom.

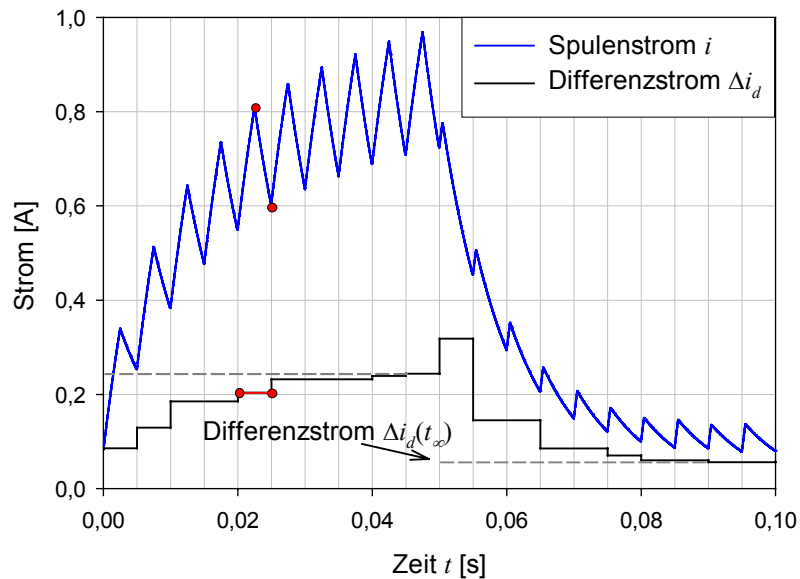


Abbildung 5.17 Sprungantwort der Differenzstrommessung bei Änderung der Pulsweite (Simulation)

Folglich ergibt sich bei der Differenzstrommessung ein vergleichbares dynamisches Verhalten wie bei der modellbasierten Methode. Das resultierende Einschwingen der Positionsbestimmung ist zusammen mit der relativen Abweichung nach (5.6) in Abbildung 5.18 gezeigt. Die Parameter entsprechen mit Ausnahme der Periodendauer denen aus Kap. 5.2.3. Die Periodendauer beträgt verglichen mit den Darstellungen in Abbildung 5.4 und 5.5 ein Viertel ($T = 5$ ms), was zu deutlich höheren Abweichungen in den ersten Perioden führt.

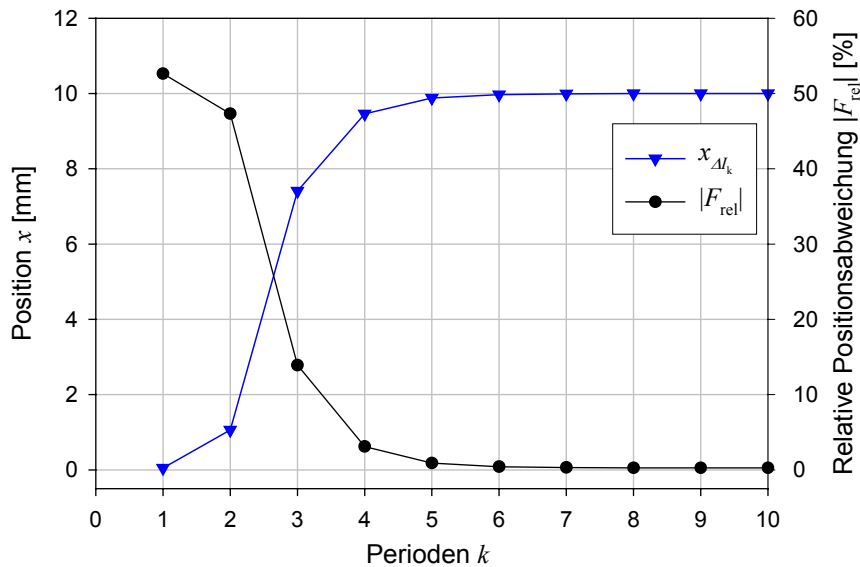


Abbildung 5.18 Sprungantwort der Positionsbestimmung x und dazugehörige relative Positionsabweichung F_{rel}

Es wird deutlich, dass der Einschwingvorgang mit der Zeitkonstanten $\tau=L/R_s$ des elektromagnetischen Aktors erfolgt und für eine sinnvolle Positionsbestimmung berücksichtigt werden muss.

5.3.3 Temperaturverhalten

Die physikalische Beschreibung der Differenzstrommessung wird nach (5.10) auf das Serienschaltbild zurückgeführt. Der Temperatureinfluss wird folglich aus der temperaturbedingten Änderung der elektrischen Parameter R_s und L bestimmt. Wie in 5.2.4 festgestellt, erfolgt diese Änderung gleichsinnig. Die Zeitkonstante als Verhältnisgröße von L zu R_s unterliegt demnach einer geringeren Änderung als die einzelnen Parameter. Die Messung der Temperaturabhängigkeit des Differenzstroms $\Delta I_k(x,p)$ ist in Abbildung 5.19 dargestellt. Der charakteristische Verlauf ist auf die umgekehrte Proportionalität des Differenzstroms $\Delta I_k \sim 1/R_s$ zurückzuführen. Entsprechend werden auch vergleichbare temperaturbedingte Abweichungen erreicht.

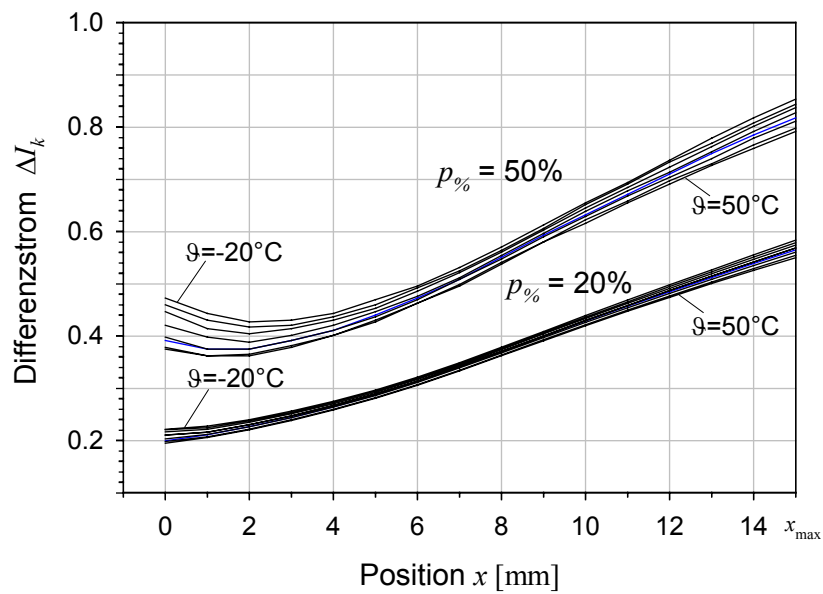


Abbildung 5.19 Temperaturabhängigkeit des normierten Differenzstroms $\Delta I_k(x,p)$

Für die Positionsbestimmung wird auf eine Referenzkennlinie zurückgegriffen. Ohne Korrekturmaßnahmen ergibt sich für $p_{\%} = 20\%$ eine relative Abweichung gemäß Abbildung 5.20.

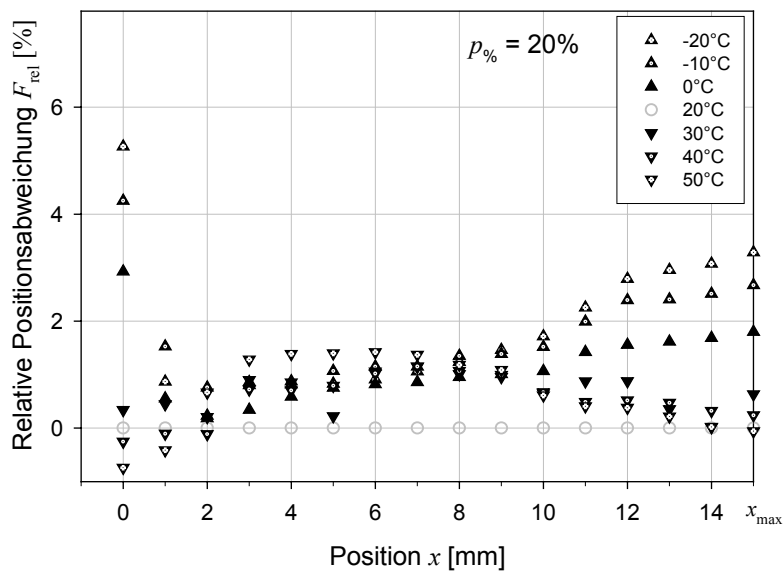


Abbildung 5.20 Temperaturbedingte relative Abweichungen bezogen auf die Referenztemperatur $\vartheta_{\text{ref}} = 20^{\circ}\text{C}$ (Differenzstrommessung)

Führt die Verschiebung der Extremstelle bei niedrigen Temperaturen für $x \rightarrow 0$ zu hohen Abweichungen, so liegt die relative Abweichung bei hohen Arbeitstemperaturen unter 2 %.

5.4 Hystereseverstärker

Ein Leistungsverstärker mit Hysterese vereint die Funktionalität der Leistungsverstärkung mit integrierter Stromregelung und einem Messoszillator [187]. Das frequenzanaloge Ausgangssignal des Verstärkers kann zur Positionsbestimmung benutzt werden. Aufbauend auf den Ergebnissen von [171], welche ein lineares Verhalten der Positionsbestimmung um einen Arbeitspunkt demonstrieren, vgl. Kap. 3.2, wird das Verhalten im Großsignalbereich untersucht.

5.4.1 Funktionsprinzip

Ein Komparator mit Hysterese eignet sich zum Aufbau eines einfachen Relaxationsoszillators. Ein induktives oder kapazitives Element dient als Energiespeicher und wird als Rückkopplung eingebracht. Das System wechselt zwischen den Zuständen „Laden“ und „Entladen“ des Energiespeichers. Die resultierende Frequenz bestimmt sich aus der Breite der Hysterese, der Schaltzeit des Komparators und der Zeitkonstante, die aus der effektiven Impedanz der Mitkopplung hervorgeht. Abbildung 5.21 zeigt einen Oszillator mit dem Aktor – dargestellt als Serienschaltbild mit variabler Induktivität L und Serienwiderstand R_s – als frequenzgebendes Element. Der über einen Shuntwiderstand R_k gemessene Strom wird als Vergleichsspannung dem Komparator zugeführt. Ein nachgeschalteter Leistungsverstärker sorgt für den notwendigen Aktorstrom. Anstelle des Shuntwiderstands kann alternativ ein Stromsensor eingesetzt werden, der die notwendige Komparatorspannung erzeugt.

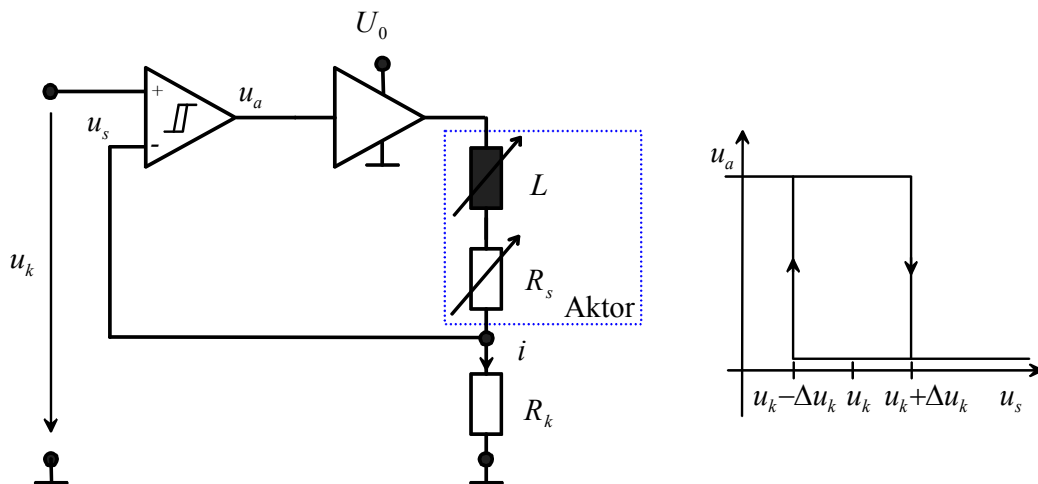


Abbildung 5.21 Astabile Kippschaltung mit Hysterese-Komperator und Kennlinie des Komparators

Die Komparatorreferenzspannung u_k bestimmt dabei den Arbeitspunkt des Komparators und regelt in näherungsweise linearem Verhältnis den Mittelwert des Stroms \bar{i}_L in der Spule:

$$\bar{i}_L \sim \frac{u_k}{R_k} \quad (5.15)$$

Nach dem Kirchhoff'schen Gesetz ergibt sich für die Spannungen nach Abbildung 5.21 folgende Maschengleichung (5.16):

$$L \frac{di}{dt} = U_0 - i \cdot (R_s + R_k) \quad (5.16)$$

Die Frequenz kann im Kleinsignalersatzschaltbild ermittelt werden. Vom eingeschwungenen Zustand ausgehend wird die Kleinsignalschaltung in zwei Phasen unterteilt, die symmetrisch um den Arbeitspunkt u_k arbeiten. Die Spannungsänderung am Komparator Δu_s ist durch die Breite der Hysterese $2 \cdot \Delta u_k$ vorgegeben. Für die Änderung des Spulenstroms in den beiden Phasen ergibt sich nach Linearisierung:

$$\Delta i_1 = \Delta i_2 = \frac{2 \Delta u_k}{R_k} = \Delta u_{L1} \frac{T_1}{L} = \Delta u_{L2} \frac{T_1}{L} \quad (5.17)$$

In Phase 1 liegt an der Spule die Versorgungsspannung U_0 an. Für die Kleinsignalspannung an der Spule Δu_{L1} gilt:

$$\Delta u_{L1} = U_0 - i(R_s + R_k) = U_0 - \frac{u_k}{R_k}(R_s + R_k) \quad (5.18)$$

In Phase 2 ändert sich die Polung an der Spule, da anstelle der Versorgungsspannung die Spule mit Masse verbunden ist (5.19):

$$\Delta u_{L2} = -i(R_s + R_k) = -\frac{u_k}{R_k}(R_s + R_k) \quad (5.19)$$

Mit Gleichung (5.17) lassen sich die Zeiten T_1 und T_2 der Phasen ermitteln:

$$T_1 = L \cdot \frac{\Delta i_1}{\Delta u_{L1}} = \frac{L}{R_k} \cdot \frac{2 \cdot \Delta u_k}{U_0 - \frac{u_k}{R_k}(R_s + R_k)} \quad (5.20)$$

$$T_2 = L \cdot \frac{\Delta i_2}{-i(R_s + R_k)} = \frac{L}{R_k} \cdot \frac{2 \cdot \Delta u_k}{\frac{u_k}{R_k}(R_s + R_k)} \quad (5.21)$$

Die Periodendauer T ergibt sich bei Vernachlässigung von Laufzeiten im Komparator und Verstärker aus der Gesamtdauer der Phasen zu:

$$\begin{aligned}
T = T_1 + T_2 &= \frac{2 \cdot \Delta u_k \cdot L}{R_k} \cdot \left(\frac{1}{U_0 - \frac{u_k}{R_k} (R_s + R_k)} + \frac{1}{\frac{u_k}{R_k} (R_s + R_k)} \right) \\
&= \frac{2L \cdot \Delta u_k \cdot R_k \cdot U_0}{u_k (R_s + R_k) (R_k (U_0 - u_k) - u_k R_s)}
\end{aligned} \tag{5.22}$$

Aus dem Nenner von (5.22) können für die Eingangsspannung u_k die Schwingbedingungen abgeleitet werden (5.23):

$$0 < u_k < U_0 \frac{R_k}{R_s + R_k} = u_{k,\max} \tag{5.23}$$

Die Schaltzeiten T_1 und T_2 ergeben am Ausgang des Verstärkers eine pulsweiten-modulierte Ausgangsspannung, die mit der Pulsweite p beschrieben werden kann:

$$p = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{u_k}{U_0} \frac{(R_s + R_k)}{R_k} \tag{5.24}$$

Das gleiche Ergebnis erhält man durch Normierung der Komparatorspannung u_k auf den nach (5.23) zulässigen Bereich:

$$U_k = \frac{u_k}{u_{k,\max}} = \frac{u_k}{U_0} \frac{(R_s + R_k)}{R_k} \tag{5.25}$$

Mit (5.24) bzw. (5.25) lässt sich die Frequenz f in Abhängigkeit von der Pulsweite p bzw. der normierten Komparatorspannung U_k bestimmen:

$$\begin{aligned}
f(p) &= \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{R_k}{L} \cdot \frac{U_0}{2\Delta u_k} \cdot (p \cdot (1 - p)) \\
f(U_k) &= \frac{R_k}{L} \cdot \frac{U_0}{2\Delta u_k} \cdot (U_k \cdot (1 - U_k))
\end{aligned} \tag{5.26}$$

Gleichung (5.26) beschreibt die resultierende Frequenz f mit einer nach unten geöffneten Parabel in Abhängigkeit der Pulsweite p , was dem gleichen charakteristischen Verlauf der Differenzstrommessung entspricht. Diese Ähnlichkeit spiegelt sich auch in dem gemessenen Kennlinienfeld $f(x, U_k)$ wider, vgl. Abbildung 5.22.

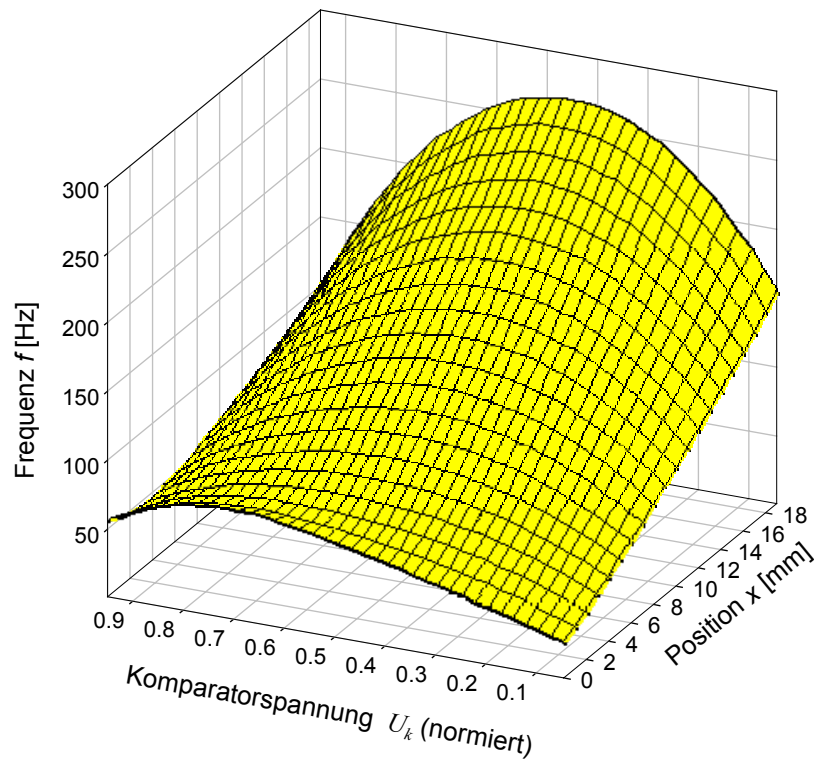


Abbildung 5.22 *Frequenzsignal des Leistungsverstärkers in Abhängigkeit der Position x und der normierten Komparatorspannung U_k*

Bei konstanter Eingangsspannung U_k ergibt sich eine weitgehend lineare Abhängigkeit der Frequenz von der Position – ausgenommen ist wiederum der Bereich des Ankergegenstücks. Im Gegensatz zu dem Kennlinienfeld der Differenzstrommessung (vgl. Abbildung 5.14) ist der Sattelpunkt weniger ausgeprägt und der mehrdeutige Bereich des Kennlinienfeldes kleiner.

Da R_s eine von der Position x abhängige Größe darstellt, kann die Normierung von U_k nach (5.25) nur näherungsweise durchgeführt werden. Es wird ersichtlich, dass dies eine Einschränkung im Betrieb darstellt. Erfolgt die Normierung auf Basis einer zu kleinen Maximalspannung $u_{k,\max}$, wird der maximale Strom in der Spule nicht erreicht. Wird $u_{k,\max}$ zu groß festgelegt, wird die Schwingbedingung verletzt.

5.4.2 Statische und dynamische Positionsbestimmung

Die statische Positionsbestimmung kann mit der gleichen Vorgehensweise erfolgen wie bei den vorangegangenen Methoden, vgl. 5.2.1. Als Kennlinienfeld dient die Frequenz $\mathbf{P} = (P_{ij} = f(x_i, U_{kj}))$. Wird für die Auswertung der Frequenz die Periodendauer herangezogen, so kann die Positionsbestimmung mit jeder Periode erfolgen. Die Messzeit der Positionsbestimmung variiert bei der im Experiment eingesetzten Parametrisierung des Hystereseverstärkers aufgrund der Bandbreite der Messfrequenz zwischen 4 ms und 40 ms.

Für einen direkten Vergleich zu der Positionsbestimmung nach der Differenzstrommessung ist das gleiche Experiment nach Abbildung 5.15 durchgeführt worden. Die Auswirkung der Extremstelle erfolgt erst bei einer größeren Komparatorspannung, wie aus Abbildung 5.23 hervorgeht. Die relativen Abweichungen erreichen – verglichen mit den anderen Verfahren – deutlich höhere Werte, vgl. Abbildung 5.24.

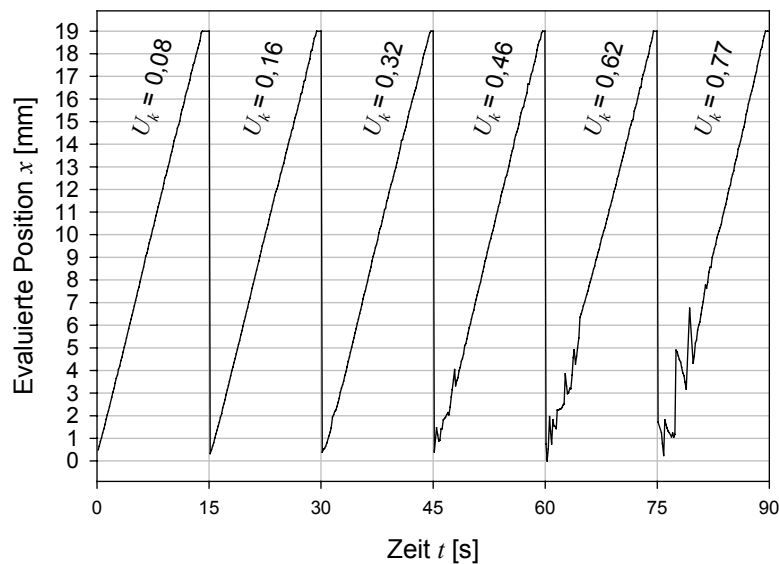


Abbildung 5.23 *Statische Positionsbestimmung bei verschiedenen Komparatorspannungen U_k*

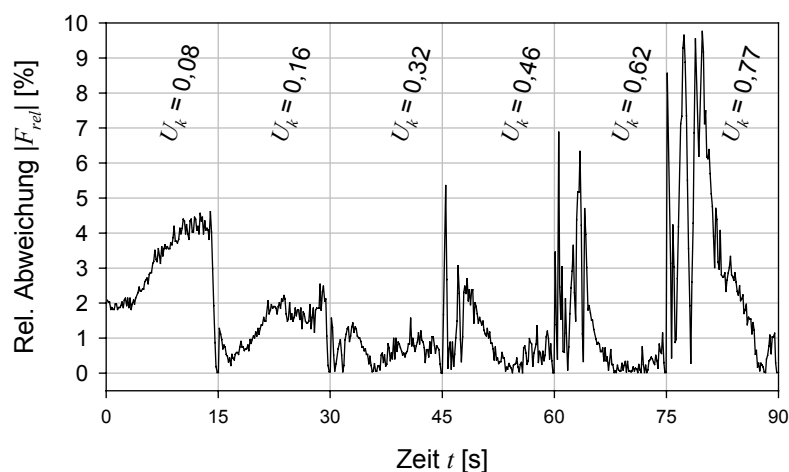


Abbildung 5.24 *Relative Abweichungen bei der Positionsbestimmung (Hystereseverstärker)*

Bei einer sprunghaften Änderung der Komparatorspannung u_k verschiebt sich der Arbeitspunkt des Oszillators und die Schwingung setzt für die Dauer des Umladevorgangs aus. Folglich steht in diesem Zeitraum kein Signal zur Verfügung, das für eine Positionsbestimmung herangezogen werden kann. Die Aussetzzeit berechnet sich aus der Zeitkonstanten des Systems:

$$\tau = \frac{L}{R_k + R_s} \quad (5.27)$$

Eine durch Bewegung induzierte Spannung wirkt ebenfalls auf den Arbeitspunkt und führt zu einer Frequenzänderung oder dem Aussetzen der Schwingung. Für das Erfassen schneller Bewegungen und sprunghafter Änderungen der Komparatorspannung ist die Methode folglich nicht geeignet.

5.4.3 Temperaturverhalten

Das Temperaturverhalten ist wie bei der Differenzstrommessung durch die gleichsinnige Änderung von L und R_s geprägt. Zusätzlich wirkt eine Frequenzabhängigkeit der Parameter. Die Gleichung (5.22) kann in von der Temperatur unabhängige und abhängige Teile aufgeteilt werden (5.28). Aufgelöst nach der Ausgangsgröße f wird deutlich, dass eine umgekehrte Proportionalität $f \sim 1/L$ wirkt. Beim Differenzstromverfahren ist eine umgekehrte Proportionalität der Ausgangsgröße zu R_s gegeben.

$$f(u_k, R_s, L) = \frac{u_k^2}{2\Delta u_k \cdot U_0} \cdot \frac{R_s \frac{U_0}{u_k} - 2R_s - \frac{R_s^2}{R_k} + R_k \left(\frac{U_0}{u_k} - 1 \right)}{L} \quad (5.28)$$

Bezogen auf das Eingangssignal – die Komparatorspannung U_k – ergeben sich für kleine Aktorströme über den gesamten Temperaturbereich ($\vartheta = -20 \text{ °C} \dots 50 \text{ °C}$) sehr geringe Abweichungen in der Ausgangsfrequenz f . Dies gilt insbesondere für den Anfangsbereich des Hubs ($x < 5 \text{ mm}$), vgl. Abbildung 5.25. Dabei führt der Einfluss von R_s zu einer temperaturbedingten Steigerung der Frequenz f .

Bei größeren Eingangsspannungen überwiegt der quadratische Term von R_s . In der Folge fällt die Ausgangsfrequenz stark mit der Temperatur ab, was zu einer hohen Abweichung der Kennlinie führt, vgl. Abbildung 5.26.

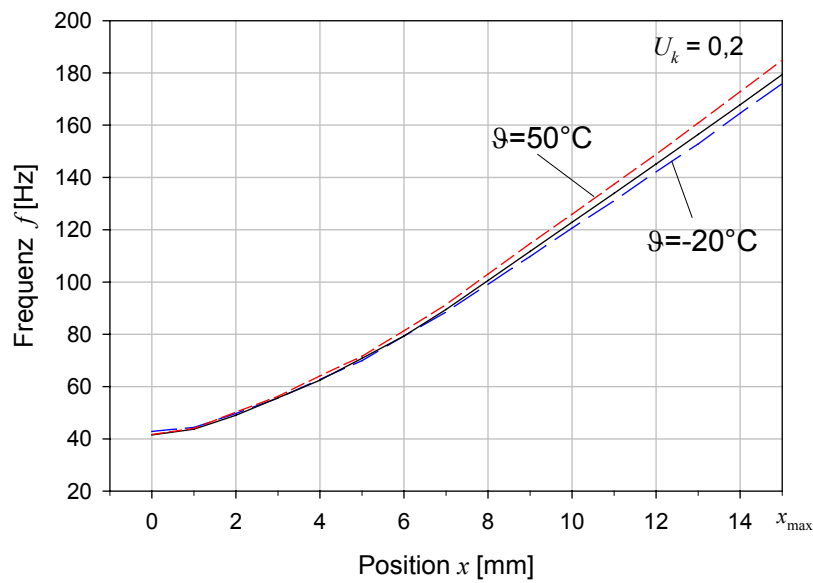


Abbildung 5.25 Temperaturabhängigkeit des Hystereseverstärkers bei der normierten Eingangsspannung $U_k=0,2$

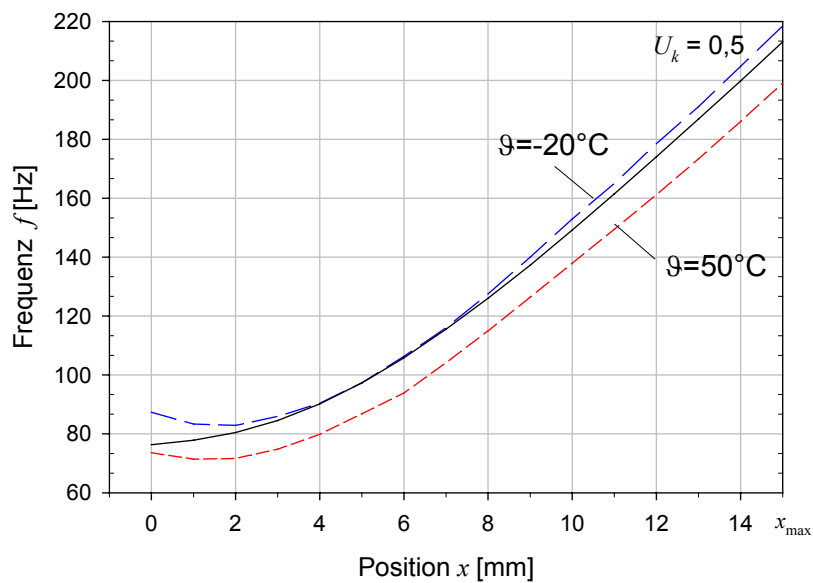


Abbildung 5.26 Temperaturabhängigkeit des Hystereseverstärkers bei der normierten Eingangsspannung $U_k=0,5$

Auffällig ist die Umkehrung des Temperatureinflusses von einer bei geringem Aktorstrom auftretenden temperaturbedingten Steigerung der Frequenz zu einer Absenkung der Frequenz.

5.5 Bewertung der untersuchten Methoden

Die drei in diesem Kapitel vorgestellten Methoden (modellbasiertes Verfahren, Differenzstrommessung, Hystereseverstärker) zur sensorlosen Positionsbestimmung weisen alle eine nicht-lineare Temperaturabhängigkeit auf und können prinzipbedingt nicht über den vollen Leistungsbereich des Aktors betrieben werden: Voraussetzung für den Betrieb ist eine zeitliche Änderung des Stromsignals. Mit der zeitlichen Änderung ist die Empfindlichkeit der Verfahren gekoppelt. Die maximale Empfindlichkeit wird so bei 50 % des Maximalstroms erreicht.

Tabelle 5.3 Vergleich der Methoden zur Positionsbestimmung

| Methode | Modellbasiertes Verfahren | Differenzstrommessung | Hystereseverstärker |
|--------------------------------|---------------------------|-----------------------|---------------------|
| Statische Positionsbestimmung | +++ | ++ | ++ |
| Dynamische Positionsbestimmung | ++ | ++ | --- |
| Temperaturverhalten | ++ | + | + ¹ /- |
| Schaltungsaufwand | - | + | ++ |
| Rechenaufwand | -- | ++ | ++ |
| Wiederholgenauigkeit | + | ++ | + |

Bewertung: +++ sehr gut, --- unzureichend

¹ Bei geringen Strömen

Die in Tabelle 5.3 dargestellte Kurzbewertung lässt sich für die untersuchten Verfahren zusammenfassen:

- *Modellbasiertes Verfahren*: Sieht man von dem hohen Aufwand für die Schaltung (AD-Umsetzer mit hoher Tastrate und Bitbreite) und der notwendigen Rechenleistung für die nicht-lineare Ausgleichsrechnung ab, so stellt das modellbasierte Verfahren die beste Lösung dar: Für die statische Positionsbestimmung kann die Information zweier Modellparameter (L , R_s) genutzt

werden. Es erfolgen insbesondere für den Modellparameter R_s geringe temperaturbedingte Abweichungen bei der Positionsbestimmung ($\sim 1\%$). Bei Änderungen des Aktorstroms kann die Positionsbestimmung, wie in Kap. 5.2.3 beschrieben, mit unterschiedlicher Modellierung von L und R_s innerhalb der physikalisch vorgegebenen Zeitkonstante einschwingen. Aufgrund der variablen Anzahl von Iterationen während der Ausgleichsrechnung ist der Algorithmus nicht deterministisch und folglich nicht echtzeitfähig.

- *Differenzstrommessung*: Bei einer erheblich einfacheren Realisierung steht dem Algorithmus für die Positionsbestimmung nur ein Wert zur Verfügung, welcher in Echtzeit ausgewertet werden kann. Die Kennlinie erreicht bei hohen Aktorstromen ein Minimum im Bereich des Ankergegenstückes, was für die statische Positionsbestimmung A-priori-Wissen erfordert. Der Einfluss der Temperatur kompensiert sich teilweise prinzipbedingt und führt in Bereichen kleiner Ströme zu Änderungen, die deutlich unter der thermischen Änderung des Wicklungswiderstands liegen. Eine sprunghafte Änderung der Pulsweite führt aufgrund des Lade-/Entladevorgangs in der Spule zu Fehlern in der Positionsbestimmung.
- *Hystereseverstärker*: Der Leistungsverstärker mit integrierter Stromregelung liefert ein von der Position abhängiges Frequenzsignal. Aufgrund der analogen Realisierung wirken die aktiven und passiven Bauelemente neben dem Aktorelement auf die Ausgangsfrequenz. Insbesondere bei hohen Ausgangsströmen kommt es zur Erwärmung der Bauelemente und damit zu einer Änderung der Ausgangsfrequenz. Ein besonderer Vorteil der Schaltung ist die einfache Realisierung sowohl der Hardware als auch des erforderlichen Programms zur Auswertung. Kann bei der modellbasierten Positionsbestimmung und der Differenzstrommessung eine nachfolgende dynamische Korrektur eingesetzt werden, um die Position während einer sprunghaften Änderung des Leistungsbereichs zu erfassen, so wird beim Hystereseverstärker zeitweise die Schwingbedingung des Oszillators verletzt, was zu einem Informationsverlust führt.

Es ergeben sich unterschiedliche Einsatzmöglichkeiten für die vorgestellten Verfahren. Das modellbasierte Verfahren kann für die Selbstüberwachung eingesetzt werden. Im Zusammenspiel mit einem Positionssensor kann die aufwendige Parameterberechnung *offline* erfolgen. Dabei lassen sich zusätzliche Aussagen extrahieren, wie z.B. die Detektion kurzgeschlossener Windungen oder die Überwachung der Wicklungstemperatur. Zum Überwachen von Schaltvorgängen mit einer binären Auswertung eignet sich die Anwendung des analogen Hystereseverstärkers. Die Auswertung kann dabei durch eine einfache Logikschaltung erfolgen, welche bei Unterschreiten einer Grenzfrequenz reagiert. Die Differenzstrommessung stellt einen guten Kompromiss zwischen Aufwand und erzielbarer Genauigkeit dar. Die relativen Abweichungen bei der Positionsbestimmung liegen typischerweise bei $F_{rel} < 2\%$, was im Vergleich zu anderen publizierten Verfahren (vgl. Kap. 3) eine deutliche Verbesserung darstellt.

6 Optimierung der Differenzstrommessung

Die Untersuchungen zur Differenzstrommessung aus Kap. 5.3 sollen hier mit der Zielsetzung, die Genauigkeit dieses Verfahrens zu verbessern, weiter vertieft werden. Zunächst wird dazu die Empfindlichkeit untersucht, eine Korrektur der Messwerte bei betriebsbedingten sprunghaften Änderungen der Pulsweite entwickelt und schließlich werden unterschiedliche Verfahren zur Reduktion des Temperatureinflusses auf Basis eines Einzelaktors mit sensorloser Temperaturbestimmung und einer Differentialanordnung vorgestellt.

6.1 Empfindlichkeit

Die Empfindlichkeit des Messsystems wird zum einen durch das Messprinzip und zum anderen durch den elektromechanischen Wandler in der Funktion eines Sensorelements bestimmt.

6.1.1 Empfindlichkeit des Messprinzips

Für die Parametrisierung der Differenzstrommessung stellt die Periodendauer T einen scheinbar frei wählbaren Parameter dar. Zur Optimierung des Parameters wird die Empfindlichkeit der Differenzstrommessung bezüglich dieses Parameters untersucht. Aus dem Stromverlauf in Abbildung 5.12 wird deutlich, dass die Periodendauer entsprechend der durch die Spule vorgegebenen elektrischen Zeitkonstante bestimmt werden muss: Eine Periodendauer, die klein im Vergleich zu der Zeitkonstante gewählt wird, ermöglicht nur einen geringen Anstieg während der Bestromung und reduziert folglich die Empfindlichkeit der Messung.

Für die Differenzstrommessung wird die mathematische Beschreibung nach (5.12) herangezogen. Sie lässt sich mit der Zeitkonstante τ und Pulsweite p umformen zu (6.1)

$$\Delta i_d = C\tau \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}p}\right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}(1-p)}\right), \quad (6.1)$$

wobei – unter Annahme einer konstanten Induktivität L – diese zusammen mit der Versorgungsspannung U_0 als Konstante $C = U_0/L$ vorangestellt werden kann. Die Ableitung nach der Zeitkonstante τ führt zu der Empfindlichkeit bezüglich einer Änderung von τ .

$$E(\tau, T, p) = \frac{\partial \Delta i_d}{\partial \tau} = C \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}(1-p)} \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}p} - \frac{T}{\tau} \cdot p \cdot e^{-\frac{T}{\tau}p} \right) - C \cdot e^{-\frac{T}{\tau}(1-p)} \cdot (1-p) \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}p} \right) \quad (6.2)$$

Die Gleichung (6.2) kann mit einer Division durch C normiert werden. Zusammen mit der Substitution $r = T/\tau$ ergibt sich für die normierte Empfindlichkeit E_n die Gleichung (6.3):

$$E_n(r, p) = \left(1 - e^{-r(1-p)} \right) \cdot \left(1 - e^{-r \cdot p} - r \cdot p \cdot e^{-r \cdot p} \right) - e^{-r(1-p)} \cdot (1-p) \cdot \left(1 - e^{-r \cdot p} \right) \quad (6.3)$$

Diese lässt sich unabhängig von allen Systemparametern nur mit dem Verhältnis $r = T/\tau$ beschreiben. Der charakteristische Verlauf der normierten Empfindlichkeit E_n ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Folglich sollte für die Periodendauer die Bedingung $T > 2,5 \cdot \tau$ erfüllt werden, da die Gleichung (6.3) für $r < 2,5$ Nullstellen aufweist.

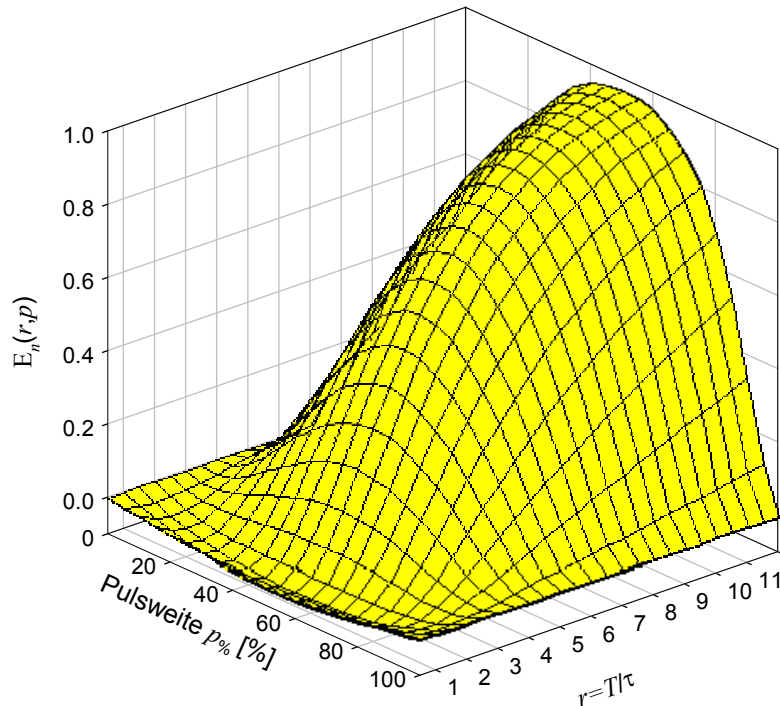


Abbildung 6.1 Normierte Empfindlichkeit in Abhängigkeit von der Pulsweite p und dem Verhältnis $r = T/\tau$

Die Zeitkonstanten elektromagnetischer Aktoren sind aufgrund niedriger Wicklungswiderstände und hoher Induktivitäten i . Allg. sehr groß. Folglich können für das Verhältnis r keine beliebig großen Werte verwendet werden, da die Obergrenze durch die mechanische Trägheit des Systems bestimmt wird. Dabei kann die Empfindlichkeit bezüglich einer Änderung der Zeitkonstante als Anhaltspunkt dienen. Entscheidend ist letztendlich die Empfindlichkeit bezogen auf die Positionsänderung. Diese hängt zusätzlich von der Funktion $\tau(x)$ ab.

6.1.2 Empfindlichkeit des elektromechanischen Wandlers

Die physikalischen Vorgänge im elektromechanischen Wandler bestimmen – abhängig von der Geometrie, der eingesetzten Materialien und der Spulenwicklung – eine optimale Arbeitsfrequenz f für die Differenzstrommethode. Ausgehend von der oben festgestellten Forderung nach einer möglichst tiefen Frequenz wird die Impedanz Z des Aktors im unteren Frequenzbereich (50 Hz – 500 Hz) untersucht.

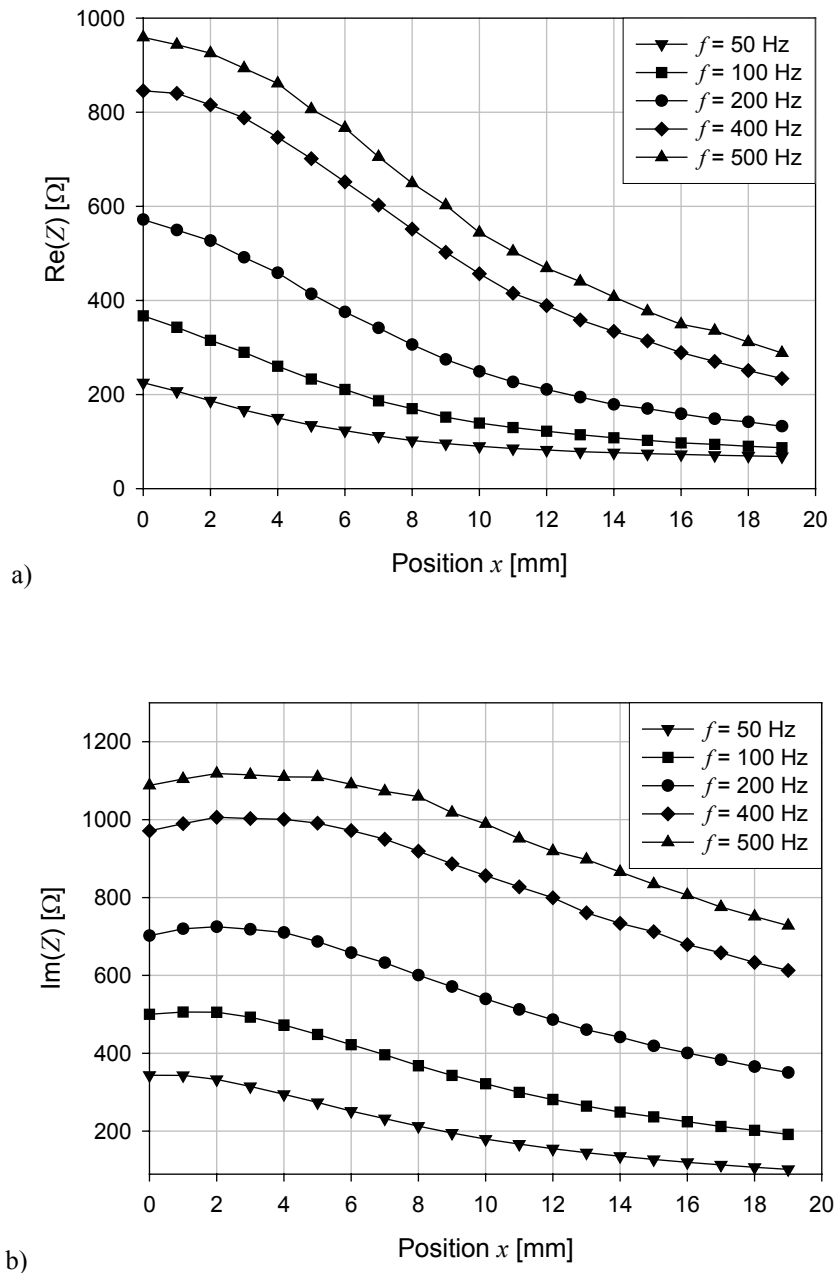


Abbildung 6.2 a) Realteil und b) Imaginärteil der Aktorimpedanz Z in Abhängigkeit der Position x (20 % max. Last)

Aus Abbildung 6.2 wird deutlich, dass die positionsspezifische Änderung von Real- und Imaginärteil zunächst mit der Frequenz ansteigt. Dabei wandert der Bereich größter Empfindlichkeit in Richtung x_{\max} . Zusätzlich kommt es zu einer Extremstellenbildung.

Das Zusammenspiel zwischen der Empfindlichkeit des Messprinzips und dem elektromechanischen Wandler ist in der nachfolgenden Messung dargestellt.

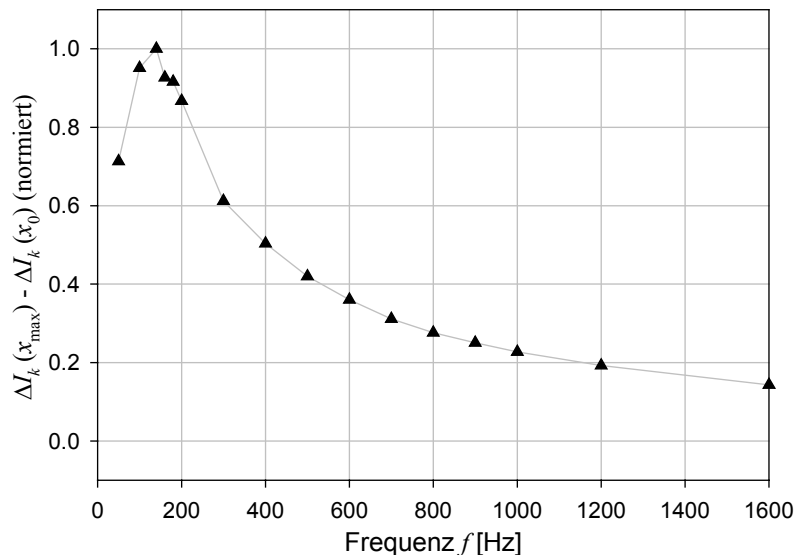


Abbildung 6.3 Gemessene Empfindlichkeit in Abhängigkeit der PWM-Frequenz f mit Pulsweite $p = 50\%$

Der Maximalwert der Empfindlichkeit ist auf einen mit der Frequenz zunächst steigenden Einfluss der Wirbelströme zurückzuführen (vgl. auch [132]), wohingegen die starke Abnahme der Empfindlichkeit durch das Messprinzip vorgegeben ist. Da für Abbildung 6.3 nur die maximale Änderung zwischen den Randpositionen $x = x_0$ und $x = x_{\max}$ betrachtet worden ist, geht daraus nicht hervor, dass bei Frequenzen unter 100 Hz die Empfindlichkeit der Differenzstrommethode im Bereich $x \rightarrow x_{\max}$ gegen Null strebt. Dies ist auf den Einfluss von R_s auf den Differenzstrom zurückzuführen, welcher in guter Näherung dem Verlauf des Realteils der Impedanzmessung folgt. Bei niedrigen Frequenzen weist dieser nach Abbildung 6.2a) nahezu keine positionsabhängigen Änderungen im Bereich $x \rightarrow x_{\max}$ auf.

6.2 Dynamische Korrektur

Unter dem Begriff „dynamische Korrektur“ wird hier die Korrektur der Messabweichung verstanden, welche aufgrund des Einschwingverhaltens der Positionsbestimmung bei einer sprunghaften Änderung der Pulsweite entsteht, vgl. Kap. 5.3.2. Eine durch Bewegung indu-

zierte Generatorspannung U_s wirkt sich dagegen nur geringfügig auf die Messung aus. Sie führt zu einer Störspannung, die eine Verschiebung des in Abbildung 5.12 dargestellten Stromverlaufs nach unten bzw. oben bewirkt. Aufgrund der Differenzbildung hat diese Verschiebung bei ausreichend hoher Abtastrate keinen Einfluss auf die Messung des Differenzstroms ΔI_k .

Bei sprunghaften Änderungen der Pulsweite kommt es zu Lade-/Entladevorgängen in der Spule, die sich auf das Messsignal auswirken, vgl. Abbildung 5.17. Der Differenzstrom führt bei Anwendung des rein statischen Modells während der Einschwingzeit zu erheblichen Fehlern bei der Positionsbestimmung. Dieser Einschwingvorgang kann mit PT₁-Verhalten modelliert werden und bezieht sich auf den mittleren Spulenstrom $\bar{i}_L(t)$. Die Übergangsfunktion mit Anfangswert $\bar{i}_L(t=0) = 0$ und einer Sprungfunktion der Pulsweite $p(t > 0) = p_1$ lässt sich nach (4.8) berechnen:

$$\bar{i}_L(t) = p(t) \cdot \frac{U_0}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (6.4)$$

Es wird deutlich, dass die resultierende Zeitkonstante $\tau = L/R_s$ in (6.4) identisch mit der Zeitkonstante in (5.12) ist, und damit eine dynamische Korrektur des Differenzstroms ΔI_k durchgeführt werden kann. Der korrigierte Differenzstrom $\Delta I'_k$ lässt sich mit dem Korrekturterm nach (6.4) diskret darstellen (6.5):

$$\Delta I'_k = \Delta I_k + \left(\bar{i}_L([k+1] \cdot T) - \bar{i}_L(k \cdot T + t_{pw}) \right) = \Delta I_k + \Delta I_{Lk} \quad (6.5)$$

Im realen Betrieb gelten andere Voraussetzungen als für (6.4) angenommen: Die Anfangswerte des mittleren Stroms $\bar{i}_L(t_0)$ zum Zeitpunkt t_0 der Pulsweitenänderung können beliebig sein. Für die Korrekturfunktion bietet sich an, das Superpositionsprinzip einzusetzen. Die erwartete maximale Stromänderung $\Delta \bar{i}_{L,\max}$ lässt sich aus der Änderung der Pulsweite Δp berechnen:

$$\Delta \bar{i}_{L,\max} = \frac{U_0}{R_s} (p_1 - p_0) = \frac{U_0}{R_s} \Delta p \quad (6.6)$$

Der Korrekturterm ΔI_{Lk} enthält anteilig die Differenz des mittleren Spulenstroms in der aktiven Phase und lässt sich daher anhand der Lösung der Differenzstrommessung (5.12) herleiten:

$$\Delta I_{Lk} = \Delta \bar{i}_{L,\max} \left(1 - e^{-\frac{(k+p)T}{\tau}} \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{(k+1)T}{\tau}} \right) \quad (6.7)$$

Da der Zeitpunkt der Umschaltung bei $k = 0$ bekannt ist, kann für diese und die folgenden Perioden die jeweilige Änderung des mittleren Spulenstroms ΔI_{Lk} berechnet und nach (6.5) korrigiert werden, sofern die maximale Änderung des mittleren Spulenstroms $\Delta \bar{i}_{L,\max}$ bekannt ist. Unter der Annahme $T \gg \tau$, lässt sich $\Delta \bar{i}_{L,\max}$ aus dem Kennlinienfeld $\Delta I_k(x, p)$ berechnen. Für gleiches Tastverhältnis $p = 0,5$ gilt nach (5.12)

$$\Delta I_k \Big|_{p=0,5} = \frac{U_0}{R_s} \left(1 - e^{-0,5 \frac{T}{\tau}} \right) \cdot \left(1 - e^{-0,5 \frac{T}{\tau}} \right) = \frac{U_0}{R_s} \left(1 - 2e^{-0,5r} + e^{-r} \right) \quad (6.8)$$

mit der Substitution $r = T/\tau$. Mit steigendem r lassen sich die Exponentialterme vernachlässigen, so dass aus dem Kennlinienfeld $\Delta I_k(x, p)$ die Änderung des mittleren Spulenstroms $\Delta \bar{i}_{L,\max}$ gemäß (6.9) folgt:

$$\Delta \bar{i}_{L,\max} \approx \Delta p \cdot \Delta I_k \Big|_{p=0,5} \quad (6.9)$$

Die Superposition des gemessenen Differenzstroms ΔI_k und des PT₁-Modells gleicht die dynamische Abweichung bei der Positionsbestimmung weitgehend aus. Folglich ist diese auch bei sich schnell ändernden Pulsweiten möglich. Der Einfluss auf die Positionsbestimmung sowie das Ergebnis der dynamischen Korrektur sind in Abbildung 6.4 dargestellt.

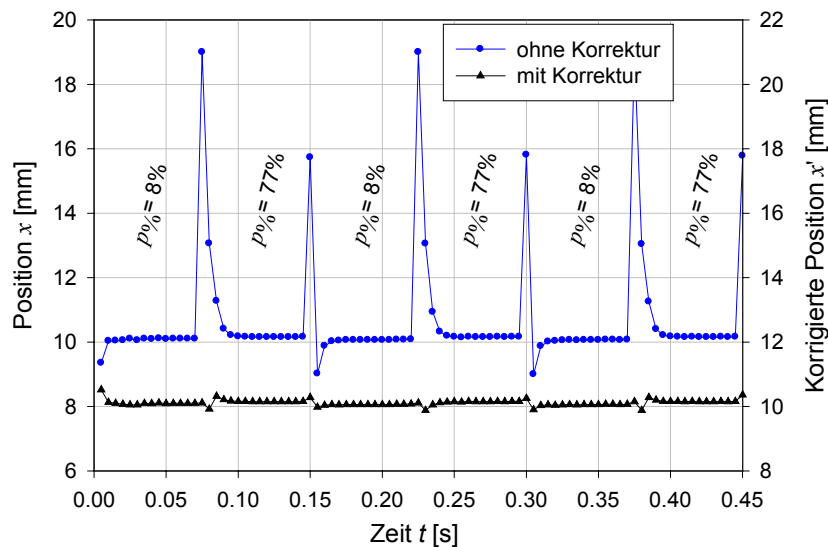


Abbildung 6.4 Korrektur des dynamischen Verhaltens der Differenzstrommessung

Der verbleibende Fehler ist auf eine unzureichende Kenntnis der zur Korrektur eingesetzten Zeitkonstante sowie den Einsatz der Näherungslösung (6.4) zurückzuführen. Die Zeitkonstante selbst wird durch den mittleren Spulenstrom bestimmt. Diese Abhängigkeit ist in (6.4) nicht berücksichtigt worden, da diese zu einer nicht-linearen Differentialgleichung führen würde. Zur Korrektur kann daher nur ein Erwartungswert der Zeitkonstante herangezogen werden.

In der Simulation, siehe Abbildung 6.5, kann das Verhalten der Korrektur bei einer nicht konstanten Zeitkonstante und dem Einsatz der Näherungslösung (6.9) für die Stromänderung des mittleren Stroms dargestellt werden: Die Signaländerung zum Zeitpunkt des Umschaltens fällt deutlich geringer aus und es erfolgt ein schnelleres Einschwingen auf den Endwert. Wird die Zeitkonstante für die Korrektur zu groß gewählt ($\tau' > \tau$), so führt dies zu einem Überschwingen, vgl. [188]. Unter Annahme einer geringen Positionsänderung verglichen mit den Abtastpunkten kennt die Korrekturrechnung den zu erwartenden Endwert aus dem Kennlinienfeld. Das Überschwingen kann folglich erkannt und zur adaptiven Anpassung der für die Korrektur eingesetzten Zeitkonstante τ' verwendet werden.

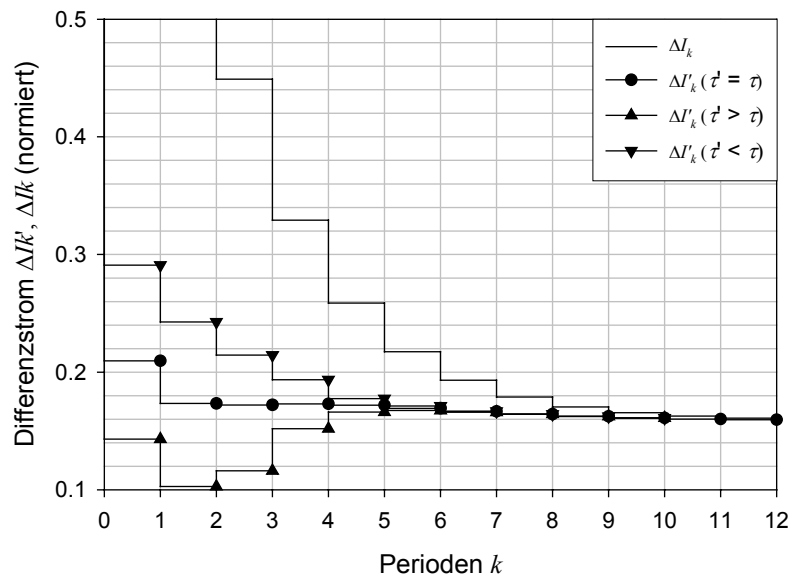


Abbildung 6.5 Ergebnis der dynamischen Korrektur bei abweichenden Zeitkonstanten und Näherungslösung nach (6.9) (Simulation)

6.3 Dedizierte Messimpulse

Die dynamische Korrektur ermöglicht die Positionsbestimmung mit der Differenzstrommessung auch bei sprunghaften Änderungen der Pulsweite. Folglich lassen sich dedizierte Messimpulse realisieren, um bei mehrdeutigen Kennlinien in eindeutige Bereiche der Kennlinie wechseln zu können. Wie unter Kap. 5.3.1 dargestellt, ergibt sich ohne Messimpulse eine deutliche Abweichung der Positionsbestimmung im Bereich des Sattelpunktes, vgl. Abbildung 5.16. Für die Messimpulse bietet sich eine Pulsweite $p\% = 20\%$ an, da diese Kennlinie uneingeschränkt umkehrbar ist. Das Umschalten auf die Messimpulse darf jedoch das mechanische System nicht beeinflussen. Folglich muss die Trägheit des mechanischen Systems die vorübergehende Reduktion der Aktorkraft ausgleichen können. In Kombination mit der dynamischen Korrektur lassen sich die Umschaltvorgänge bereits in die Messung integrieren und damit die Dauer der Messimpulse reduzieren. Wird das Experiment nach Abbildung 5.15 wiederholt, so können im Mittel die gleichen Stromstärken erreicht werden. In Abbildung 6.6 ist der Vergleich zwischen den relativen Abweichungen ohne (F_{rel1}) und mit dedizierten Messimpulsen (F_{rel2}) gemäß der Versuchsdurchführung nach Abbildung 5.15 dargestellt. Die maximale relative Abweichung $F_{\text{rel1}} = 8,5\%$ im Bereich des Sattelpunktes kann auf $F_{\text{rel2}} < 2\%$ reduziert werden.

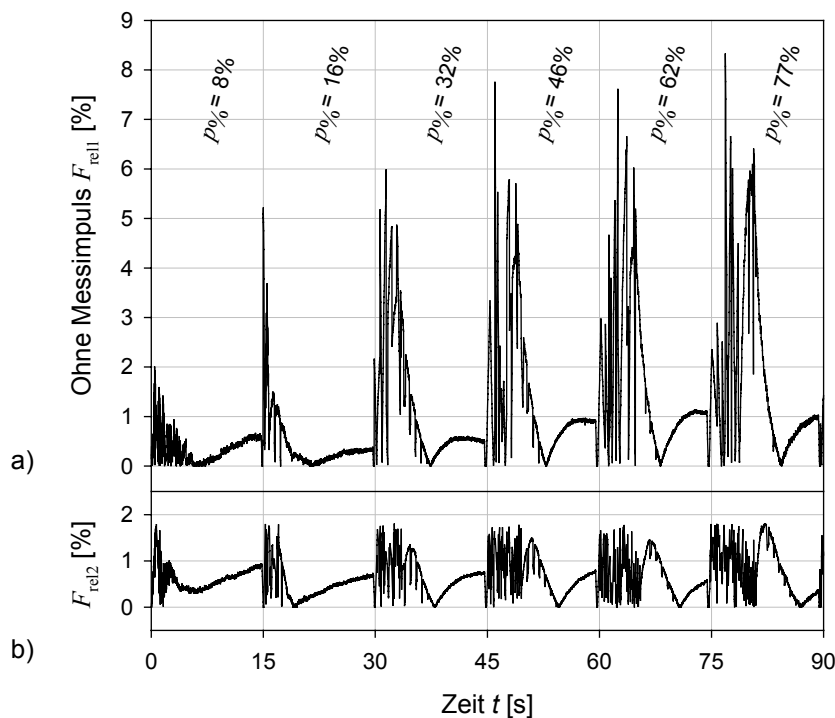


Abbildung 6.6 Relative Abweichung bei der Positionsbestimmung ohne (a) und mit (b) dedizierten Messimpulsen

Allerdings entsteht im Bereich des Sattelpunktes – dort, wo die dynamische Korrektur zum Einsatz kommt – ein verrauschtes Signal, dessen Ursache in der veränderlichen Zeitkonstante und der geringen Empfindlichkeit des Messsignals bei $p\% = 20\%$ liegt.

6.4 Korrektur des Temperatureinflusses

6.4.1 Bedarf der Temperaturkorrektur

Die Differenzbildung sowie das gleichsinnige Verhalten von R_s und L führen zu einer Reduktion des Temperatureinflusses, wie in Kap. 5.3.3 beschrieben ist. Folglich ist anzunehmen, dass für eine nahezu konstante Umgebungstemperatur der Temperatureinfluss zu vernachlässigen ist. In einem Langzeitversuch unter Laborbedingungen ist dieser Nachweis erbracht worden: Bei einer Umgebungstemperatur von $23 \pm 2\text{ °C}$ ist bei einer durchschnittlichen Einschaltdauer von 20 % über mehrere Wochen eine Positionsbestimmung über den Arbeitsbereich durchgeführt worden. Abbildung 6.7 zeigt das Ergebnis bei den eingepprägten Positionen x_{ist} . Die resultierenden relativen Abweichungen sind in Abbildung 6.8 dargestellt und liegen deutlich unter 1,5 %.

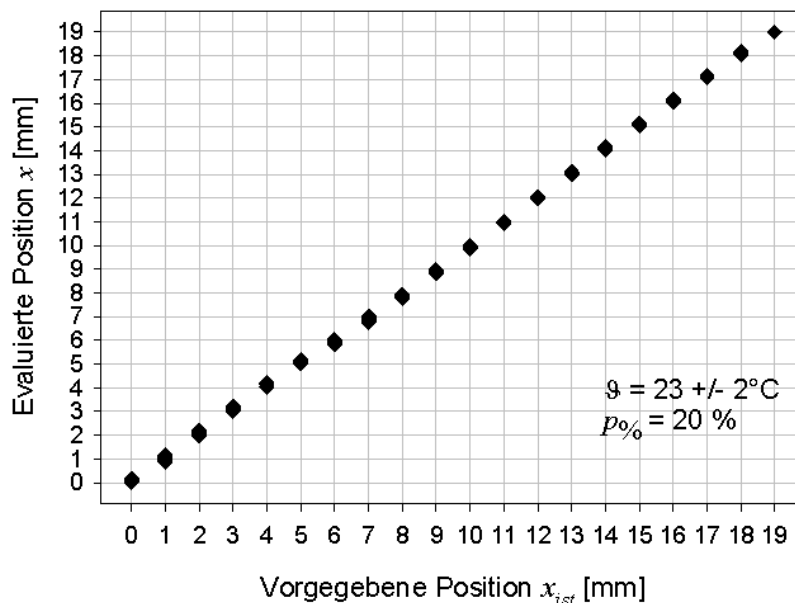


Abbildung 6.7 Laboruntersuchung – Vergleich der eingepprägten Positionen x_{ist} mit den evaluierten Positionen x

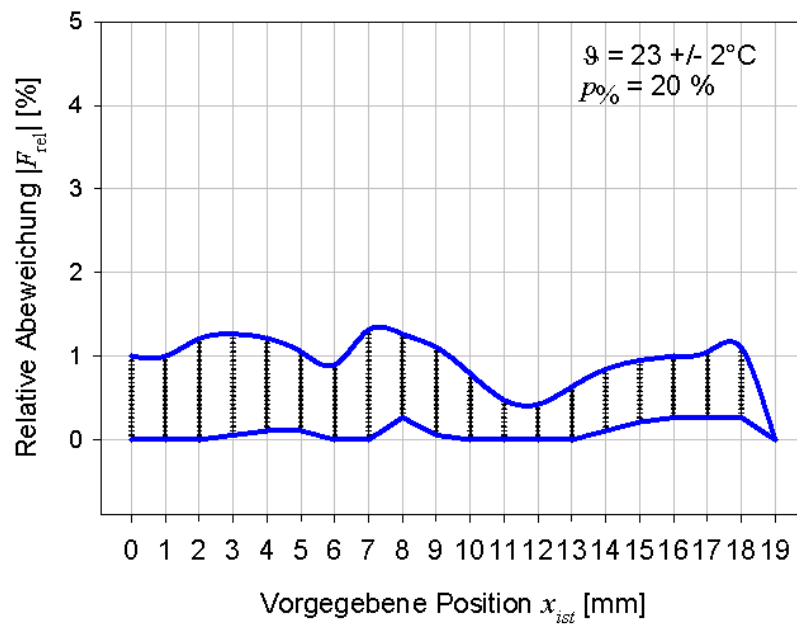


Abbildung 6.8 Relative Abweichungen der Positionsbestimmung bei Schwankungen der Umgebungstemperatur
 $p\% = 20\%$

Der Einfluss der Umgebungstemperatur ϑ kann aufgezeigt werden, wenn man den Zusammenhang zwischen der Umgebungstemperatur ϑ und der evaluierten Position x betrachtet. Die Korrelation dieser Größen geht aus Abbildung 6.9 hervor.

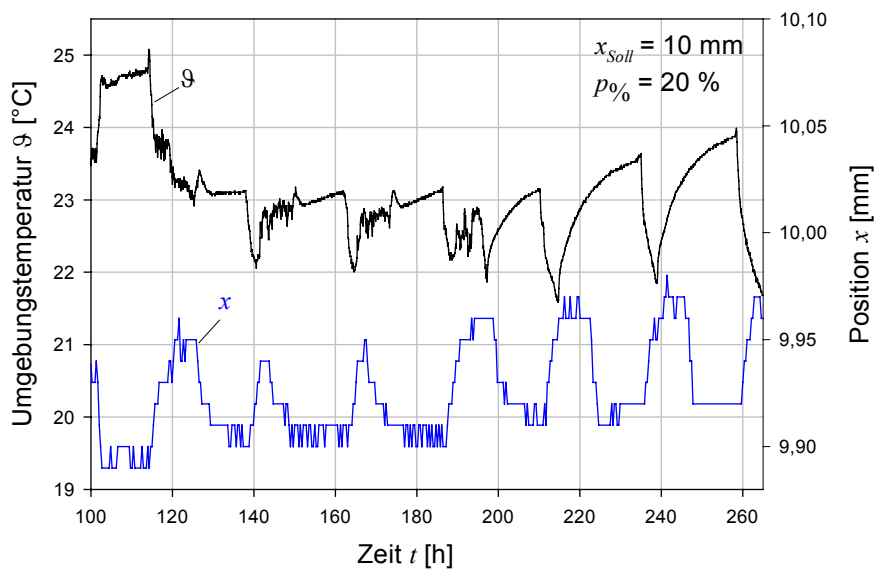


Abbildung 6.9 Zeitliche Änderung der Umgebungstemperatur und der evaluierten Position

Abhängig von den Anforderungen an die Positioniergenauigkeit kann für den Einsatz über größere Temperaturbereiche eine Korrektur erforderlich werden.

6.4.2 Mathematischer Lösungsansatz zur Temperaturkorrektur

Die Berechnung der Position erfolgt gemäß Kap. 5.3.1 in zwei Schritten: Nach Messung des Differenzstroms erfolgt die Umrechnung auf die Position mit Hilfe eines 2D-Lookup-Table. Für die Korrektur des Temperatureinflusses ist es erforderlich, bereits das Messergebnis des Differenzstroms zu korrigieren, da das Kennlinienfeld nur bereichsweise umkehrbar ist. Der Temperatureinfluss wirkt sich auf die Bereichsgrenzen aus und kann folglich zu einer fehlerhaften Umrechnung der Messgröße Position führen.

Da eine analytische Berechnung der Temperaturabhängigkeit von ΔI_k nur mit großen Einschränkungen erfolgen kann, wird ein mathematisches Modell zur Einflusskorrektur auf Basis der gewonnenen Messdaten gewählt. In Abbildung 6.10 sind die temperaturbedingten relativen Abweichungen $F_{\Delta I_k}$ des Differenzstroms ΔI_k bezogen auf die Kennlinie bei Referenztemperatur $\vartheta_{\text{ref}} = 20 \text{ °C}$ dargestellt, vgl. (6.10).

$$F_{\Delta I_k}(x, p, \vartheta) = \frac{\Delta I_k(x, p, \vartheta) - \Delta I_k(x, p, \vartheta_{\text{ref}})}{\Delta I_k(x, p, \vartheta_{\text{ref}})} \cdot 100 \% \quad (6.10)$$

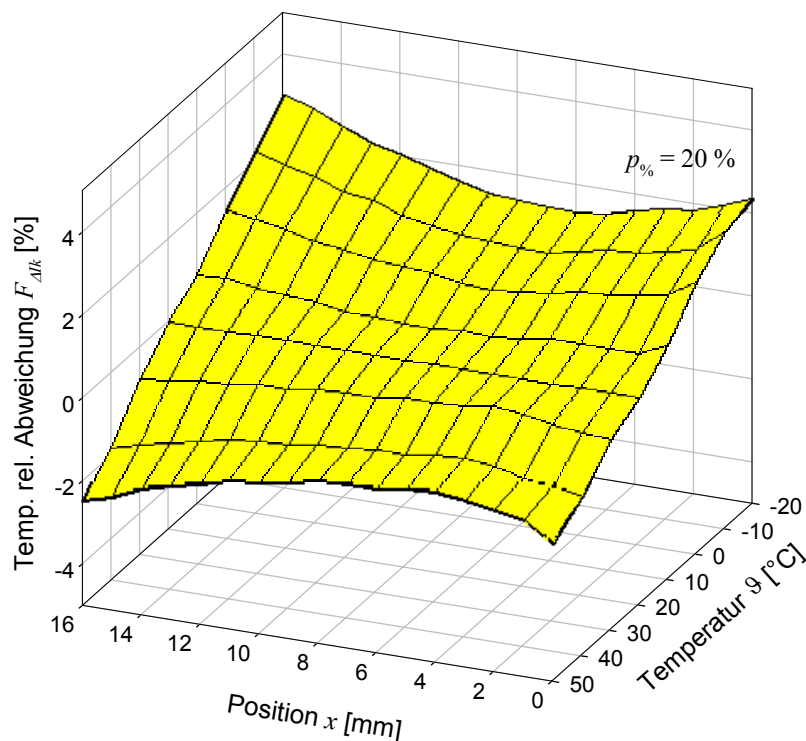


Abbildung 6.10 Temperaturbedingte relative Abweichung $F_{\Delta I_k}$ des Differenzstroms ΔI_k ($\vartheta_{\text{ref}} = 20 \text{ °C}$)

Aus der Grafik wird ersichtlich, dass neben einer direkten, näherungsweise linearen Temperaturabhängigkeit zwei positionsabhängige quadratische Terme wirken: eine nach oben geöffnete Parabel für niedrige Temperaturen und eine nach unten geöffnete Parabel für hohe Temperaturen. Entsprechend kann eine Funktion zur Temperaturkorrektur aufgestellt werden:

$$f_{\vartheta}(x, p, \vartheta) = c_1 + c_2 \cdot (x - x_1)^2 \cdot e^{\left(\frac{\vartheta}{\vartheta_1}\right)} + c_3 \cdot (x - x_2)^2 e^{\left(\frac{\vartheta}{\vartheta_2}\right)}, \quad (6.11)$$

wobei die Koeffizienten c_1 , c_2 , c_3 sowie die Nullstellen x_1 , x_2 der Parabeln jeweils von der Pulsweite p abhängen und die Temperaturen ϑ_1 , ϑ_2 , welche den Wirkungsbereich der Korrekturterme bestimmen, konstant bleiben.

Der gemessene Differenzstrom ΔI_k kann mit der Korrekturfunktion $f_{\vartheta}(x, p, \vartheta)$ auf den Referenzwert $\Delta I'_k$ abgebildet werden:

$$\Delta I'_k = \Delta I_k (1 - f_{\vartheta}(x, p, \vartheta)) \quad (6.12)$$

Für eine Messreihe mit konstanter Pulsweite lassen sich die Unbekannten (c_1 , c_2 , c_3 , x_1 , x_2) mit Hilfe der Ausgleichsrechnung, vgl. Kap 4.1 ermitteln. Die Temperaturen ϑ_1 , ϑ_2 können als Grenzwerte des untersuchten Temperaturbereichs $\vartheta_1 = -20 \text{ °C}$, $\vartheta_2 = 50 \text{ °C}$ festgelegt werden. Beispielhaft sind die Parameter berechnet und die absoluten Werte der Messung und des Modells in Abbildung 6.11 dargestellt.

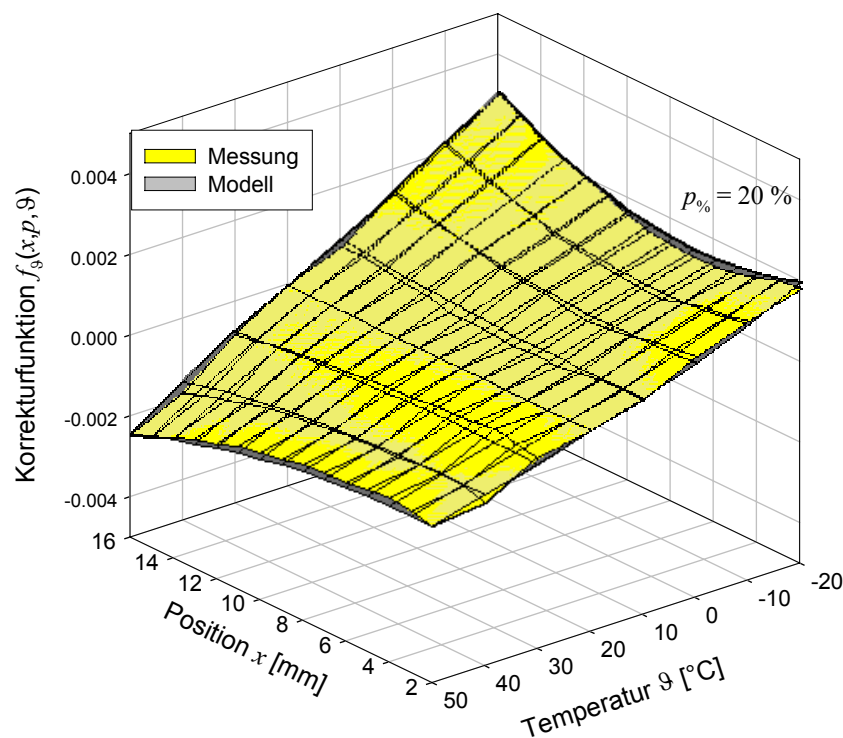


Abbildung 6.11 Korrekturfunktion (Messung und Modell)

Bei Anwendung der Korrekturfunktion $f_{\vartheta}(x, p, \vartheta)$ ergibt sich eine relative Abweichung F_{rel} der Positionsbestimmung, die für Positionen $x > 1$ mm deutlich unter 0,5 % liegt, vgl. Abbildung 6.12. Bildet man die Standardabweichung der relativen Abweichung für den Gesamthub ($x = x_0 \dots x_{\text{max}}$) und den untersuchten Temperaturbereich ($\vartheta = -20 \dots 50$ °C), so ist diese kleiner als 0,26 %.

Für $x \leq 1$ mm erfolgen relative Abweichungen zwischen 0,5 % und 1 % mit zwei Ausnahmen bei $x = x_0$: Bei 0 °C und -10 °C erreicht die relative Abweichung bis zu 2,75 %. Der Anstieg der Fehler für $x \rightarrow x_0$ ist auf eine zusätzliche quadratische Temperaturabhängigkeit zurückzuführen, die in diesem Bereich wirkt, aber nicht durch (6.11) berücksichtigt ist.

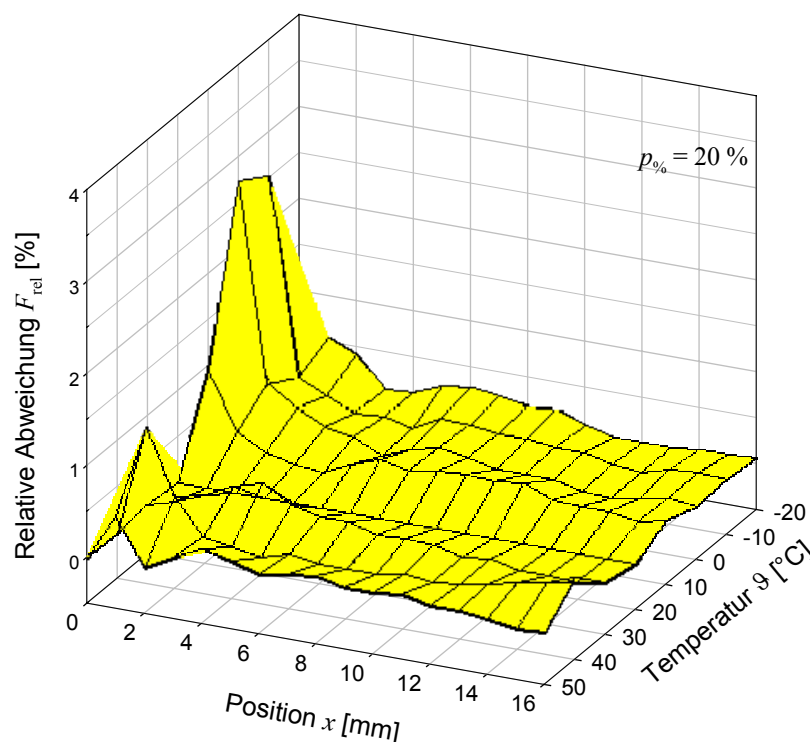


Abbildung 6.12 Temperaturbedingte relative Abweichung F_{rel} der Positionsbestimmung ($\vartheta_{\text{ref}} = 20$ °C)

Für alle Pulsweiten lassen sich geeignete Parameter für Gleichung (6.11) finden und führen zu vergleichbaren Ergebnissen. Allerdings ergeben sich aufgrund der hohen Anzahl an Variablen starke Streuungen der Parameter bei unterschiedlichen Pulsweiten. Mit Ausnahme der Extremstellen (x_1, x_2), welche eine näherungsweise lineare Abhängigkeit von der Pulsweite aufweisen, ergeben sich für die Koeffizienten nicht-lineare Zusammenhänge. Folglich müssen für eine vollständige Temperaturkorrektur alle Koeffizienten in Abhängigkeit von der Pulsweite berechnet werden.

6.4.3 Temperaturbestimmung

Zur Bestimmung der Temperatur im Betrieb kann der mittlere Spulenstrom \bar{i}_L bei vorgegebener Pulsweite herangezogen werden. Eine einfache Realisierung kann mit der Messung des Momentanstroms in den Umschaltpunkten der PWM-Erregung mit anschließender Mittelwertbildung der beiden Messwerte erfolgen. Die Temperaturabhängigkeit des mittleren Spulenstroms \bar{i}_L ist in Abbildung 6.13 dargestellt und verläuft erwartungsgemäß nahezu linear. Nur im Bereich kleiner Arbeitsluftspalten weist der Spulenstroms \bar{i}_L zusätzlich eine Abhängigkeit von der Ankerposition x auf.

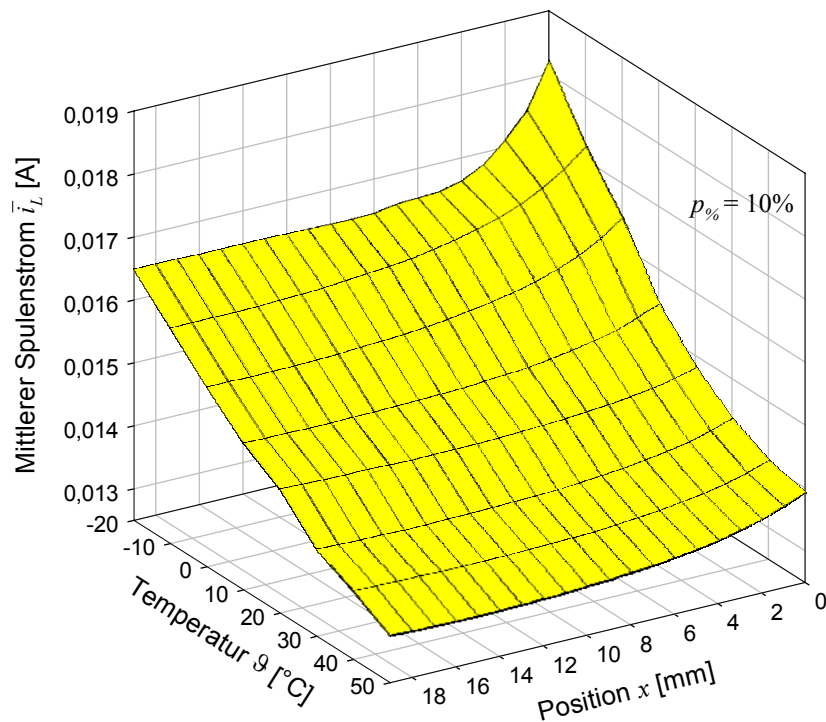


Abbildung 6.13 *Abhängigkeit des mittleren Spulenstroms von der Umgebungstemperatur ϑ und der Position x*

Die Umgebungstemperatur kann folglich bei Ankerpositionen $x > x_{\max}/2$ sensorlos ermittelt und für die Temperaturkorrektur eingesetzt werden.

6.5 Differentialanordnung

Ziel eines industrietauglichen Verfahrens ist die Minimierung des Aufwandes bei Herstellung und Inbetriebnahme. Eine Einflussgrößenkorrektur, die auf einer individuellen Einzelstück-Kalibrierung beruht, erfordert hohe Kosten bei der Inbetriebnahme. Sind beispielsweise Kali-

briervorgänge bei unterschiedlichen Umgebungstemperaturen erforderlich, so führt das zu erheblichem Mehraufwand. Erstrebenswert ist daher eine Kalibrierung, die exemplarisch für eine ganze Produktserie erfolgen kann und nur bei einer Referenztemperatur erfolgen muss.

Für die Einflussgrößenkorrektur kann eine Differentialanordnung gewählt werden, die aus zwei gegensinnig angeordneten, gleichen Sensoren besteht. Aus dieser symmetrischen Anordnung ergeben sich zwei Ausgangssignale, die auch von den Einflussgrößen idealerweise gegensinnig beeinflusst werden [189].

Sinnvoll lässt sich eine solche Anordnung auf ein sensorloses System übertragen, wenn für den Aktorbetrieb ohnehin zwei gegensinnig angeordnete Aktoren benötigt werden. In elektromagnetisch betätigten Ventilen werden häufig zwei Elektromagnete genutzt, da die Rückstellfedern alleine nicht genügend Kraft aufbringen, um die Reibungskräfte im Ventil und den hydraulischen Druck der Flüssigkeiten zu überwinden. Somit kommt die Differentialanordnung bereits in einer Vielzahl von Ventilen zum Einsatz, vgl. z.B. [190], und könnte mit der Differenzstrommessung für die sensorlose Erfassung der Stößelposition verwendet werden.

6.5.1 Wechselwirkung der Aktoren

Der Einsatz zweier Elektromagnete führt zu einer gegenseitigen Beeinflussung, die mit einem Transformatorsystem vergleichbar ist.

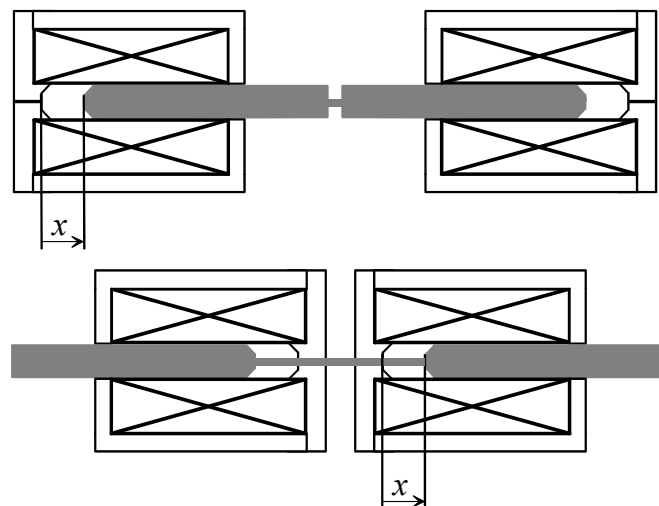


Abbildung 6.14 *Unterschiedliche Differentialanordnungen*

Auch wenn der Kopplungsfaktor zwischen den Spulen gering ist, wird die Auswirkung des zweiten Aktors insbesondere im Betrieb mit kleinen Pulsweiten erkennbar. Entscheidend dabei ist weniger die geometrische Anordnung, vgl. Abbildung 6.14, wie im Experiment nachgewiesen wurde, als vielmehr der synchronisierte Betrieb beider Aktoren.

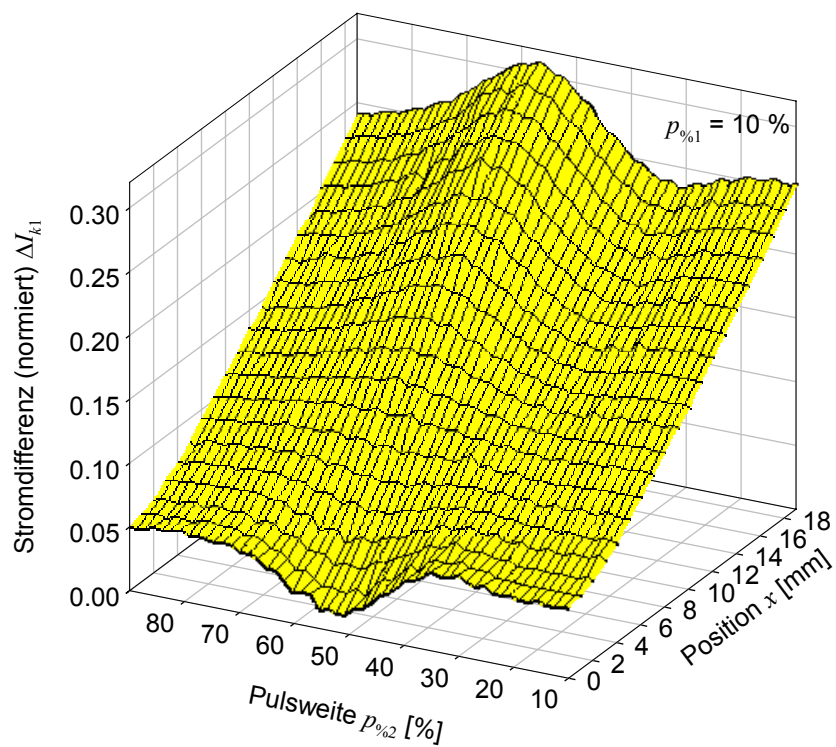


Abbildung 6.15 Einfluss des Aktors 2 auf den Differenzstrom des Aktors 1 (asynchroner Betrieb)

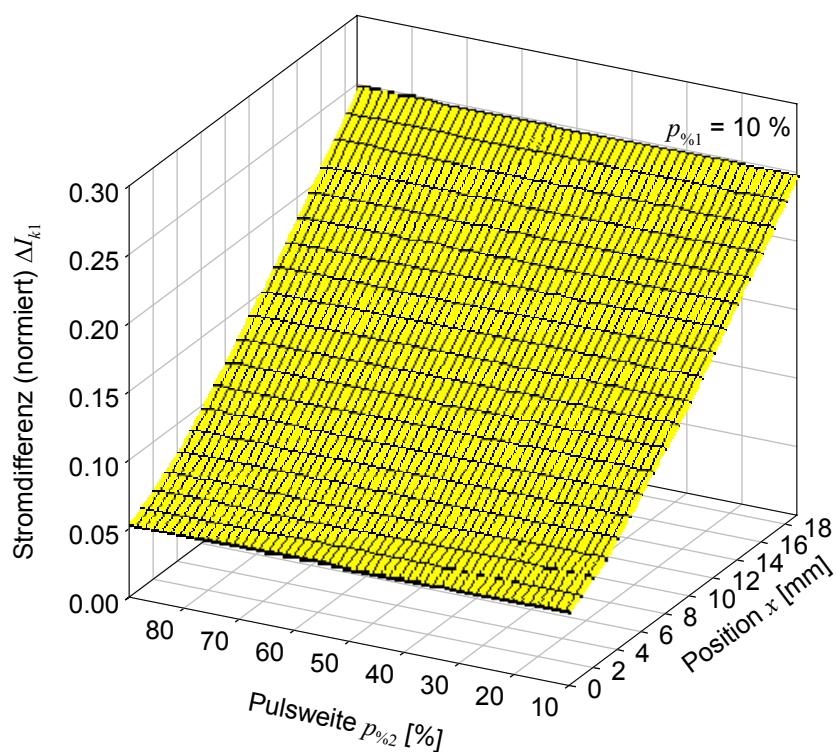


Abbildung 6.16 Einfluss des Aktors 2 auf den Differenzstrom des Aktors 1 (synchroner Betrieb)

In Abbildung 6.15 ist der Einfluss des zweiten Aktors auf die Differenzstrommessung des ersten Aktors mit einer konstanten Pulsweite von $p_{\%1} = 10\%$ dargestellt. Die Pulsweite des zweiten Aktors variiert dabei zwischen 10% und 90% . Die Positionsbestimmung in dieser Betriebsart würde zu erheblichen Fehlern führen. Zum Vergleich zeigt Abbildung 6.16 die gleiche Messung im synchronisierten Betrieb. Da in dieser Betriebsart der gegenseitige Einfluss auf die Differenzstrommessung vernachlässigbar ist, können die Aktoren alternierend im Aktor- bzw. Sensorbetrieb arbeiten. Für den Sensorbetrieb bietet sich eine geringe Pulsweite an, um die Kraftwirkung möglichst gering zu halten. Wird das Experiment nach Abbildung 5.15 mit Differentialanordnung wiederholt, so ergibt sich eine relative Abweichung bei der Positionsbestimmung gemäß Abbildung 6.17.

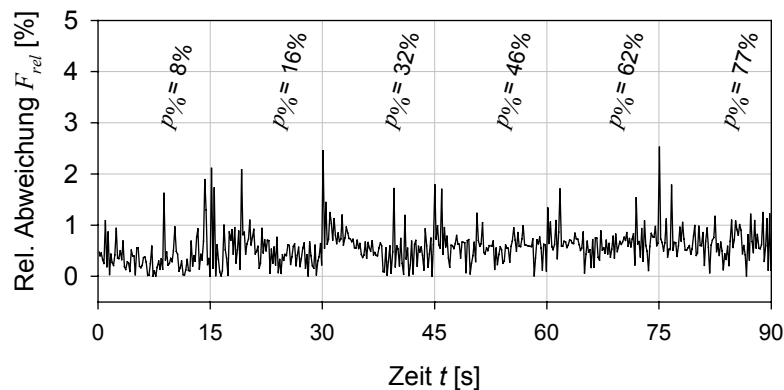


Abbildung 6.17 *Relative Abweichung bei der Positionsbestimmung im Differentialbetrieb*

Das stärkere Rauschen des Positionssignals verglichen mit Abbildung 5.17 ist auf den verbleibenden Einfluss der Wechselwirkung zwischen den Aktoren zurückzuführen.

6.5.2 Temperaturverhalten

a) Symmetrischer Betrieb

Bei kleinen Pulsweiten bietet sich im symmetrischen Betrieb die Quotientenbildung an. Anstelle der einzelnen Differenzstromwerte wird der Quotient $Q_{\Delta Ik}$ gebildet und als Kennlinie abgespeichert.

$$Q_{\Delta k} = \frac{\Delta I_{k1}}{\Delta I_{k2}} \quad (6.13)$$

Da für kleine Pulsweiten in erster Linie eine Nullpunktverschiebung der Kennlinie erfolgt, weist die Kennlinie $Q_{\Delta k}$ eine Temperaturabhängigkeit auf, welche über den Gesamthub unter 0,35 % liegt und in Mittellage sogar 0,1 % nicht überschreitet, vgl. Abbildung 6.18. Allerdings kommt es im Normalbetrieb des Aktors nicht zu einer symmetrischen Ansteuerung, da die Kräfte der Aktoren in entgegengesetzter Richtung wirken. Dennoch eignet sich eine Temperaturkorrektur nach (6.13), wenn die Ruheposition mit hoher Genauigkeit bestimmt werden soll.

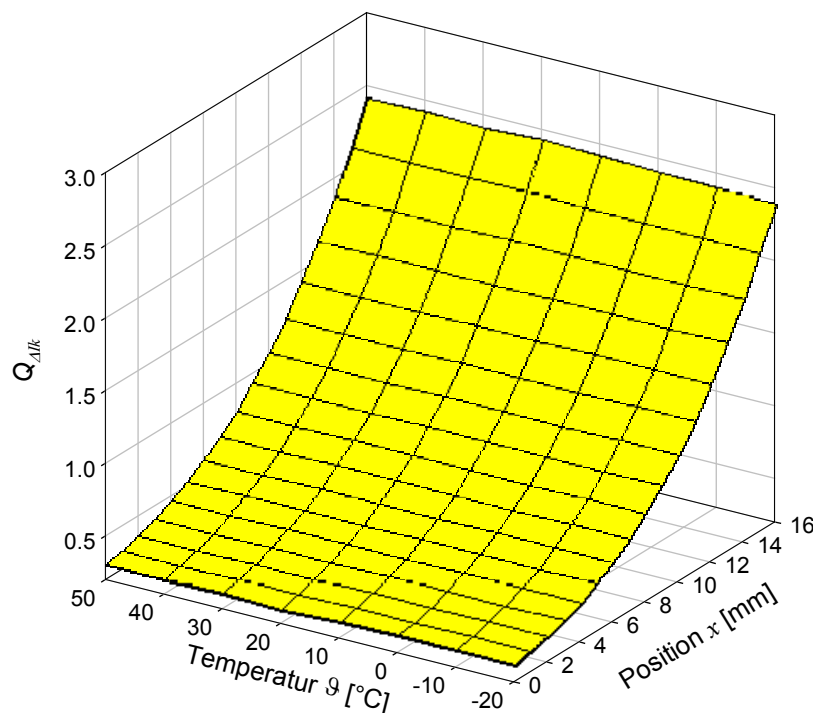


Abbildung 6.18 Positions- und temperaturabhängiger Verlauf des Quotienten ($p_{\%1} = 20\%$, $p_{\%2} = 20\%$)

Theoretisch lässt sich die Quotientenbildung auch im asymmetrischen Betrieb nutzen, wenn entsprechende Kennlinien für jedes Dupel (p_1, p_2) abgelegt werden. Die Extremstellen im Verlauf des Differenzstroms bei größeren Pulsweiten sowie die damit verbundenen nicht-linearen Temperaturfehler reduzieren den Nutzen dieser Vorgehensweise jedoch erheblich.

b) Asymmetrischer Betrieb

Der Einfluss der Temperatur auf die Positionsbestimmung ist beispielhaft in Abbildung 6.19 gezeigt. Für die Position $x_0 = 4$ mm und eine von der Referenztemperatur ϑ_1 abweichende Temperatur ϑ_2 ist der resultierende Fehler dargestellt: Da die Positionsbestimmung mit der Umkehrfunktion $x_n = f_n^{-1}(\Delta I_k, p)$ arbeitet, ergibt sich für Aktor 1 ein größerer und für Aktor 2 ein kleinerer Wert für die evaluierte Position. Wie aus Abbildung 6.19 hervorgeht, hängt diese Verschiebung von der temperaturabhängigen Nullpunktverschiebung und der jeweiligen Steigung der Kennlinie an diesem Arbeitspunkt ab.

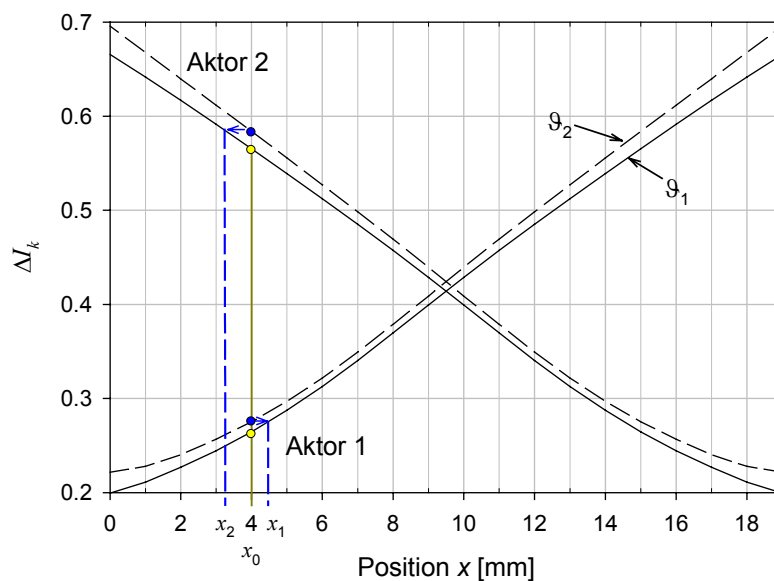


Abbildung 6.19 Temperaturfehler bei Differentialanordnung

Die Kennlinien der beiden Aktoren $j = 1 \dots 2$ können abschnittsweise linearisiert werden. Innerhalb eines Abschnittes gilt die Geradengleichung (6.14):

$$\Delta I_{kj} = m_j x + c_j \quad (6.14)$$

Für die resultierenden Positionen x_j gilt bei einer temperaturbedingten Nullpunktverschiebung des Differenzstroms $\Delta I_{k,g}$ unter Berücksichtigung der Differentialanordnung:

$$x_1 = x_0 + \frac{\Delta I_{k,g}}{m_1} \quad (6.15)$$

$$x_2 = x_0 - \frac{\Delta I_{k,g}}{m_2} \quad (6.16)$$

Da die Steigungen m_j der Kennlinien bekannt sind, kann eine gewichtete Mittelwertbildung der Positionen x_j erfolgen, welche im Falle zweier identischer linearer Kennlinien auf die exakte Position x_0 führt.

$$x = \frac{m_1 x_1 + m_2 x_2}{m_1 + m_2} = x_0 \quad (6.17)$$

Bei der Untersuchung der realen Differenzstromkennlinien ergeben sich mit (6.17) nur Näherungswerte. Im symmetrischen Betrieb bei $p_{\%1} = p_{\%2} = 20\%$ liegt die verbleibende relative Abweichung F_{rel} nach der Korrektur unter $0,5\%$ mit Ausnahmen für $x < 2\text{ mm}$, siehe Abbildung 6.20. Der Mittelwert vom Betrag der relativen Abweichungen über den Temperatur- und Hubbereich ist $\bar{F}_{rel} = 0,26\%$. Im asymmetrischen Betrieb steigen die Abweichungen an, da die Kennlinien der Aktoren unterschiedliche Nullpunktverschiebungen aufweisen und wie in Kap. 6.4.2 festgestellt, eine positionsspezifische Skalierung vorliegt. Im Bereich der Extremstelle x_{sj} wird die Wirkung der Differentialanordnung aufgrund der nicht vorhandenen Steigung $m_j = 0$ aufgehoben und aus Gleichung (6.17) folgt die temperaturbedingte Positionsabweichung des Einzelaktors. Abbildung 6.21 zeigt die relative Abweichung für $p_{\%1} = 50\%$, $p_{\%2} = 20\%$. In diesem Betrieb ergibt sich ein entsprechender Mittelwert $\bar{F}_{rel} = 0,44\%$. An den Hubgrenzen $x \rightarrow x_0$ und $x \rightarrow x_{max}$ steigen die relativen Abweichungen auf ca. 5% an.

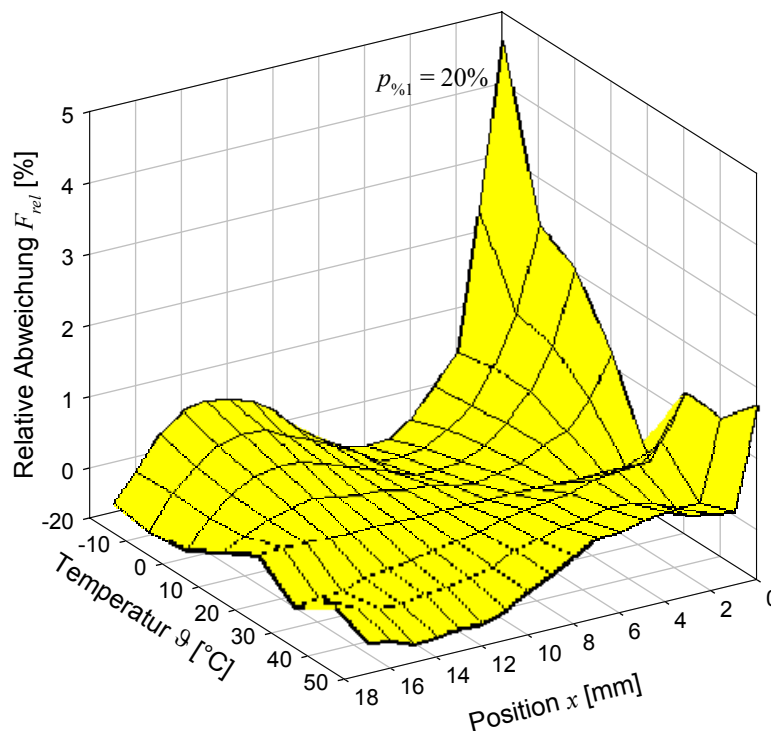


Abbildung 6.20 Relative Abweichung F_{rel} der Differentialanordnung
(Referenztemperatur $\vartheta_{ref} = 20\text{ °C}$, $p_{\%1} = 20\%$)

Bei extrem asymmetrischem Betrieb $p_{\%1} = 75\%$, $p_{\%2} = 20\%$ bringt die gewichtete Mittelwertbildung Vorteile für die Korrektur von temperaturbedingten Abweichungen im Bereich der Mittellage. Hier werden relative Abweichungen unter 1,5 % erreicht, vgl. Abbildung 6.22. Aufgrund der strombedingten Änderung des charakteristischen Verlaufs der Differenzstromkennlinie und der damit verbundenen Verletzung der Symmetriebedingung, welche die Basis der Korrekturfunktion (6.17) darstellt, werden im Bereich des Ankergegenstücks des bestromten Aktors deutlich höhere Abweichungen erreicht als ohne entsprechende Korrektur.

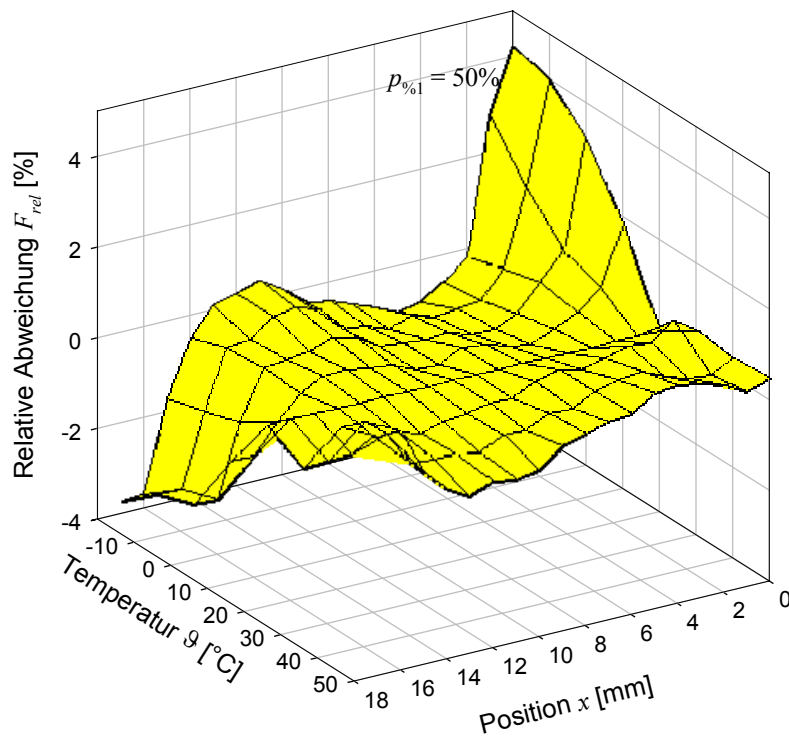


Abbildung 6.21 Relative Abweichung F_{rel} der Differentialanordnung
(Referenztemperatur $\vartheta_{ref} = 20$ °C, $p_{\%1} = 50$ %)

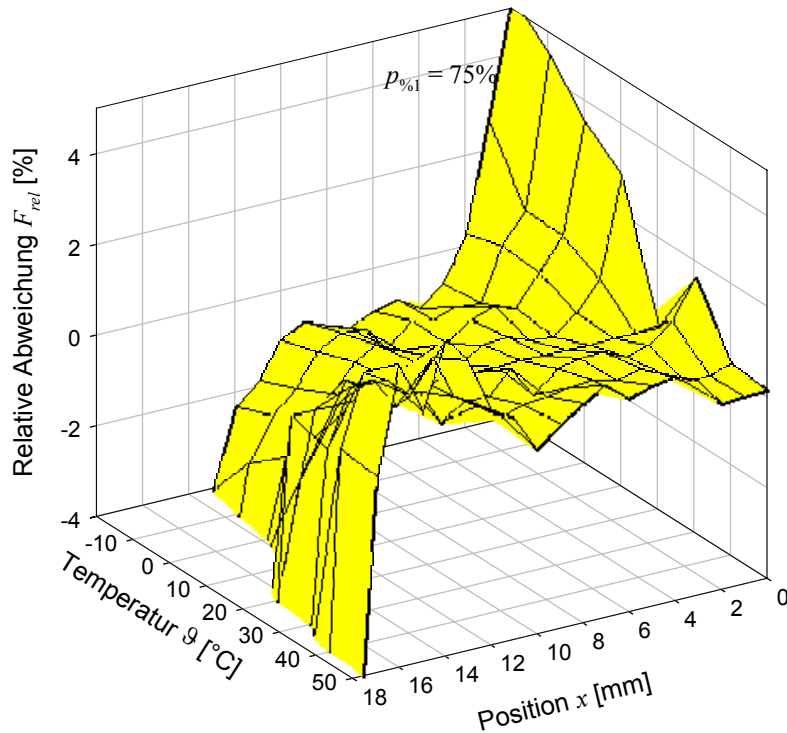


Abbildung 6.22 Relative Abweichung F_{rel} der Differentialanordnung
(Referenztemperatur $\vartheta_{ref} = 20 \text{ }^\circ\text{C}$, $p_{01} = 75 \%$)

6.5.3 Eigenschaften der Differentialanordnung

Der alternierende Betrieb – ein Aktor dient der Krafterzeugung, während der zweite Aktor als Sensor genutzt wird – erlaubt eine optimale Nutzung der Differenzstromkennlinie im eindeutigen Bereich, was eine Verbesserung zum Einzelaktorbetrieb darstellt.

Im symmetrischen Betrieb kann die Differentialanordnung genutzt werden, um Temperaturfehler weitgehend ($< 0,5 \%$) auszugleichen. Die Korrektur erfolgt dabei aufgrund der Differentialstruktur und benötigt keine Speicherung von Kalibrierwerten oder Koeffizienten, wie dies bei der Temperaturkorrektur eines Einzelaktors erforderlich ist. Der symmetrische Betrieb kann insbesondere genutzt werden, um die Mittellage zu bestimmen.

Für einen Ventilantrieb mit elektromagnetischem Differentialantrieb bedeutet dies, dass die Ruhelage des Stößels über einen weiten Temperaturbereich mit hoher Genauigkeit sensorlos erfasst werden kann. Im asymmetrischen Betrieb erfolgt ein Ausgleich der temperaturbedingten Abweichungen über weite Bereiche des Aktorhubs und des Laststroms.

7 Sensorlose Positionsregelung

Die Differenzstrommessung zur sensorlosen Positionsbestimmung ist in den vorangegangenen Kapiteln mit eingepägten Ankerpositionen untersucht worden. Zur Evaluierung der Methode wird die Positionsbestimmung in einem Regelkreis eingesetzt und ersetzt damit den in geregelten Stelleinrichtungen vorhandenen Positionssensor.

7.1 Sensorloser Regelkreis

Die Kreisstruktur eines sensorlosen Regelkreises ist im Unterschied zum klassischen Regelkreis durch eine vorzeitige Rückführung geprägt. Anstelle der Regelgröße x_m wird bereits das Messsignal am Eingang des Energiewandlers zurückgeführt. Dies ist schematisch in Abbildung 7.1 dargestellt.

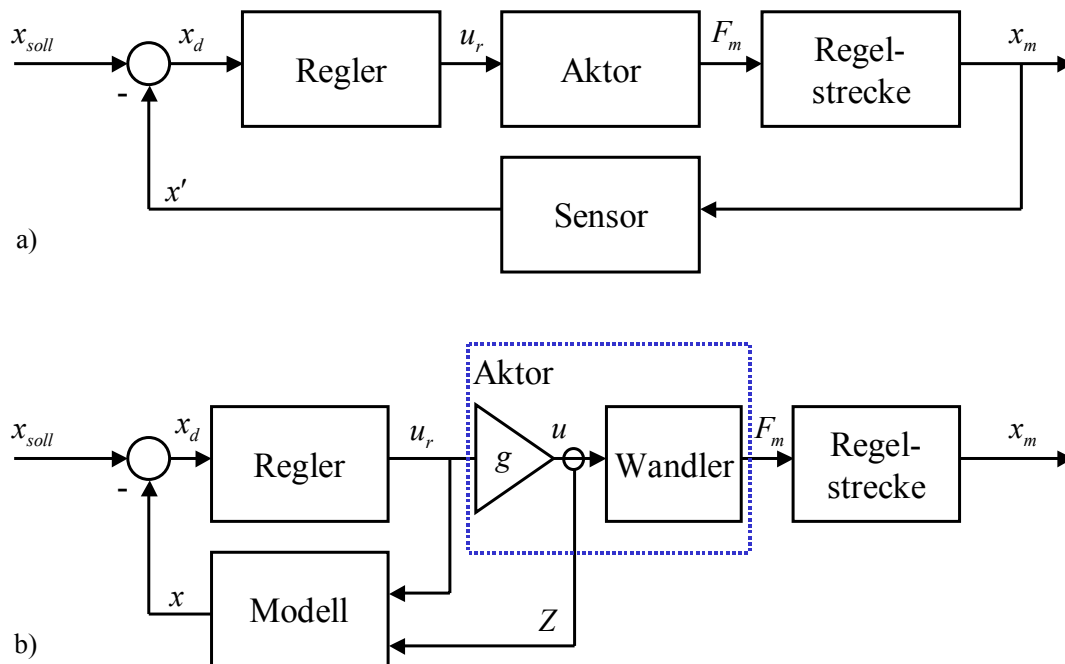


Abbildung 7.1 a) Klassischer und b) sensorloser Regelkreis

Der Aktor ist dabei in die Komponenten „Energiewandler“ und „Leistungsverstärker“ unterteilt, da für die sensorlose Erfassung die Eingangsimpedanz Z am Energiewandler ausgewertet wird. Zusätzlich ist für die Positionsbestimmung die Ausgangsgröße u_r des Reglers erforderlich, da die Impedanz vom Leistungsbereich des Aktors bestimmt wird. Die Verkleinerung der Kreisstruktur bei dem sensorlosen Regelkreis setzt neben dem sicheren Erfassen der Re-

gelgröße auch das Vorhandensein einer hinreichenden Rückkopplung der Regelstrecke auf den Eingang des elektromechanischen Wandlers voraus. Dies ist beispielsweise bei elektromagnetischen Direktantrieben gegeben.

Für die Auslegung des Reglers kann ein klassischer Regelkreis zugrunde gelegt werden, da für die Regeldifferenz x_d das gleiche Verhalten wie bei einem sensorbetriebenen System erwartet wird. Totzeiten, die durch den Sensor oder das sensorlose Verfahren auftreten, sind gleichermaßen zu berücksichtigen.

7.2 Dynamisches Modell des elektromagnetischen Aktors

Die Regelstrecke ist durch das mechanische Teilsystem vorgegeben. Der Aktor wird mit einer Rückstellfeder ausgestattet, die der elektromagnetischen Kraft F_m entgegenwirkt. Aus der zugrunde liegenden Dynamik des mechanischen Systems resultiert die Regelgröße x_m . Unter Annahme einer konstanten Federkonstante K_F kann das mechanische System vereinfacht gemäß Abbildung 7.2 dargestellt werden.

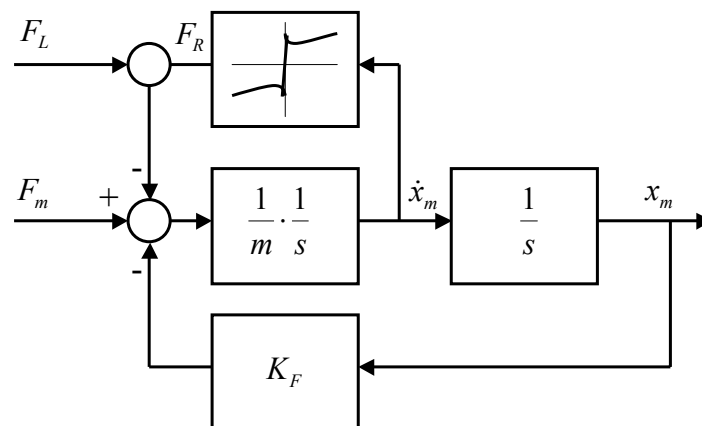


Abbildung 7.2 Blockschaltbild des mechanischen Teilsystems in Laplace-Darstellung nach [21]

Daraus lässt sich die Differentialgleichung des mechanischen Systems im Zeitbereich ableiten:

$$m\ddot{x}_m = F_m(x, i) - F_R(\dot{x}_m) - K_F x_m - F_L \quad (7.1)$$

Beschränkt man die Reibung auf einen Dämpfungsfaktor d [163], so lässt sich in Laplace-Darstellung eine lineare Übertragungsfunktion $H_m(s)$ bei Vernachlässigung einer Nutzlast F_L aufstellen (7.2).

$$H_m(s) = \frac{x_m(s)}{F_m(s)} = \frac{1}{s(ms + d) + K_F} \quad (7.2)$$

Im stationären Zustand ($\dot{x} = 0$, $\ddot{x} = 0$) resultiert aus der Aktorkraft F_m und der Federkraft $K_F \cdot x_m$ die Nutzlast F_L :

$$F_L(x_m, i) = F_m(x_m, i) - K_F \cdot x_m \quad (7.3)$$

Die elektromagnetische Kraft F_m weist nach Gleichung (2.5) eine Abhängigkeit von Strom und Ankerposition auf. In Abbildung 7.3 ist dieser Zusammenhang dargestellt.

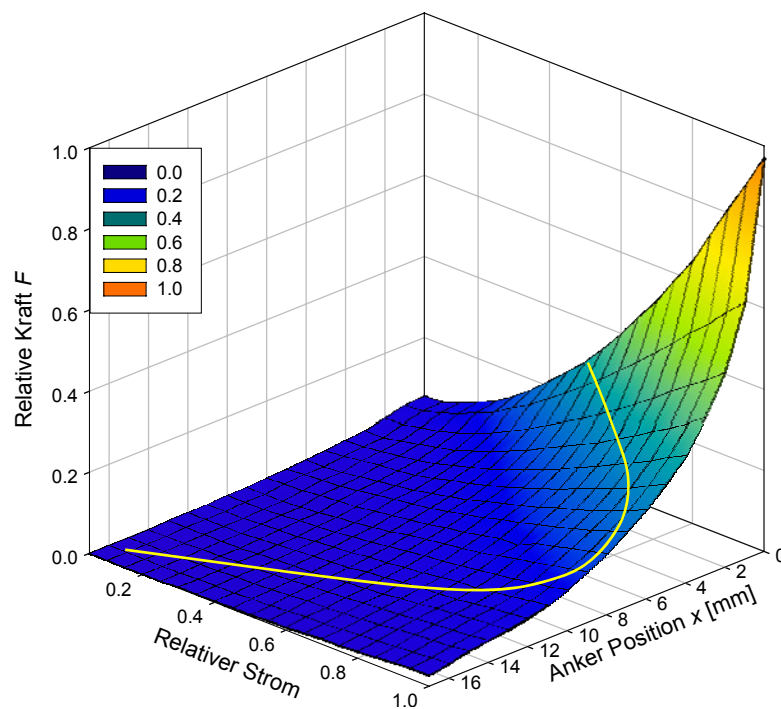


Abbildung 7.3 Gemessene nicht-lineare Kraft-Strom-Hub-Kennlinie (normiert) und Schnitt mit idealisierter Federkennlinie

Dabei ist beispielhaft die Schnittkurve mit einer Federkennlinie eingezeichnet. Die Kennlinie des Aktors lässt sich in guter Näherung mathematisch beschreiben:

$$F_{m0}(x_m, i) = \frac{i^2}{c_1} \cdot \frac{c_2}{c_2 + x_m}, \quad (7.4)$$

wobei mit dem Koeffizienten c_1 die maximale Kraft festgelegt wird und c_2 den positionsspezifischen Anstieg begrenzt.

Neben dem statischen Zusammenhang zwischen Kraft und Strom kann das dynamische Verhalten vereinfacht mit einem PT_1 -Glied simuliert werden. Unter Vernachlässigung von Eisen- und Wirbelstromverlusten ergibt sich die elektrische Übertragungsfunktion $H_e(s)$

$$H_e(s) = \frac{i(s)}{u(s)} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + T_e s}, \quad (7.5)$$

wobei T_e der elektrischen Zeitkonstante und R dem ohmschen Widerstand der Wicklung entsprechen. Es folgt daraus die nicht-lineare Lösung der Aktorkraft F_m auf die Regleranregung u_r in Laplace-Darstellung

$$\begin{aligned} F_m(s) &= F_{m0} \cdot \left(x_m, \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + T_e s} \cdot u_r \right) \\ &= \frac{1}{c_1} \left(\frac{1}{1 + T_e s} \cdot \frac{u_r}{R} \right)^2 \frac{c_2}{c_2 + x_m}, \end{aligned} \quad (7.6)$$

wobei eine Verstärkung $g = 1$ zugrunde gelegt ist.

Das resultierende elektrische und mechanische System weisen sowohl integrierendes als auch verzögerndes Verhalten auf. Folglich wird für den Regler neben einem Proportionalglied auch ein Integralglied benötigt, um die Regeldifferenzen $x_d(t \rightarrow \infty)$ sowohl für Sprunganregung als auch für Störgrößen (z.B. Laständerung) ausgleichen zu können [191].

7.3 Positionsregelung

Wird ein proportionaler und integraler Standardregler (PI-Regler) zusammen mit dem Aktor nach (7.6) und der Regelstrecke nach (7.2) eingesetzt, so führt das nicht-lineare Übertragungsverhalten des Aktors zu Instabilität oder zu einem extrem trägen Regelverhalten. Zur Kompensation der Nichtlinearität elektromagnetischer Aktoren sind verschiedene Ansätze in der Literatur zu finden. Im Folgenden sind einige aufgezählt:

- *Inverse Kennlinie*: Der nicht-lineare Verlauf der Kraft-Hub-Kennlinie wird durch Multiplikation mit der inversen Kennlinie angepasst [21].
- *Unterlagerte Kraftregelung*: Eine Kraftmessung erfolgt im Verbindungsstück des Ankerwindes. Eine kaskadierte Regelung wird realisiert, deren innerer Regelkreis die Kraft gemäß der Anforderung des übergeordneten Positionsreglers einstellt [192].
- *Unterlagerte Pseudokraftregelung*: Anstelle einer realen Kraftmessung wird die Kraft über einen Look-Up-Table bestimmt und in einem unterlagerten Regelkreis angepasst [168, 192].

- *Unterlagerte Regelung des magnetischen Flusses:* Im Bereich der Arbeitsluftspalte wird ein Hallsensor eingebracht. Die resultierende Kraft lässt sich aus der magnetischen Flussdichte im Luftspalt unabhängig von der Ankerposition bestimmen. Eine unterlagerte Regelung des magnetischen Flusses führt somit zu einer deutlichen Linearisierung der Kraftübertragung [193].
- *Abschnittsweise linearisierte Regelung:* Der zu regelnde Hub wird in Teilstrecken zerlegt. In den einzelnen Abschnitten können die optimalen Regelparameter bestimmt werden [194].

Im Sinne eines sensorlosen Ansatzes kommen zur Evaluierung der sensorlosen Regelung eine abschnittsweise linearisierte Regelung sowie eine Regelung mit inverser Kennlinie zum Einsatz.

7.3.1 Abschnittsweise linearisierte Regelung

Der nicht-lineare Regelkreis wird abschnittsweise über den Hub als linear betrachtet. In den einzelnen Teilabschnitten j kann das Übertragungsverhalten mit einem variablen Verstärkungsfaktor g_j ausgedrückt werden. Es ergibt sich für den Aktor die Übertragungsfunktion $H_A(s)$:

$$H_A(s) = \frac{F_m(s)}{u_r(s)} = g_j \cdot \frac{1}{1 + T_e s} \quad (7.7)$$

Als Regler kommt ein PI-Regler mit Proportionalanteil K_{Pj} und Integralanteil K_{Ij} zum Einsatz, welche für jeden Teilabschnitt bestimmt werden. Die Übertragungsfunktion des Reglers $H_R(s)$ lautet:

$$H_R(s) = \frac{u_r(s)}{x_d(s)} = K_{Pj} + \frac{K_{Ij}}{s}$$

Bei Vernachlässigung der Mess- und Rechenzeit des sensorlosen Verfahrens, da diese klein gegenüber den mechanischen Zeitkonstanten sind, kann die Rückführung als Einheitsrückführung betrachtet werden. Es ergibt sich für den geschlossenen Regelkreis die Übertragungsfunktion $H(s)$:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{x_m(s)}{x_{soll}(s)} = \frac{H_R(s)H_A(s)H_m(s)}{1 + H_R(s)H_A(s)H_m(s)} \\ &= \frac{g_j(sK_{Pj} + K_{Ij})}{T_e m s^4 + (T_e d + m)s^3 + (T_e K_F + d)s^2 + (K_F + g_j K_{Pj})s + g_j K_{Ij}} \end{aligned} \quad (7.8)$$

Aufgrund der hohen Ordnung des Nennerpolynoms lassen sich die Regelparameter nur numerisch oder experimentell bestimmen. Verfahren zur Ordnungsreduktion, z.B. die Vernach-

lässigung der elektrischen Zeitkonstante, können dabei als Ausgangspunkt für die Wahl der Parameter dienen. Dabei hat sich herausgestellt, dass das Integralglied über den gesamten Hub konstant bleiben kann, wohingegen der P-Anteil für $x \rightarrow x_0$ stark abnimmt. Eine entsprechende parametrisierte Regelung auf Basis der Differenzstrommethode ist in [195] vorgestellt. Die resultierende Position x bei vorgegebener Trajektorie x_{soll} ist in Abbildung 7.4 dargestellt. Der reale Wert x_m ist dabei mit einem Linear-Variable-Differential-Transformer (LVDT) gemessen worden. Die relative Abweichung zwischen gemessener und berechneter Position liegt typischerweise unter 2 %.

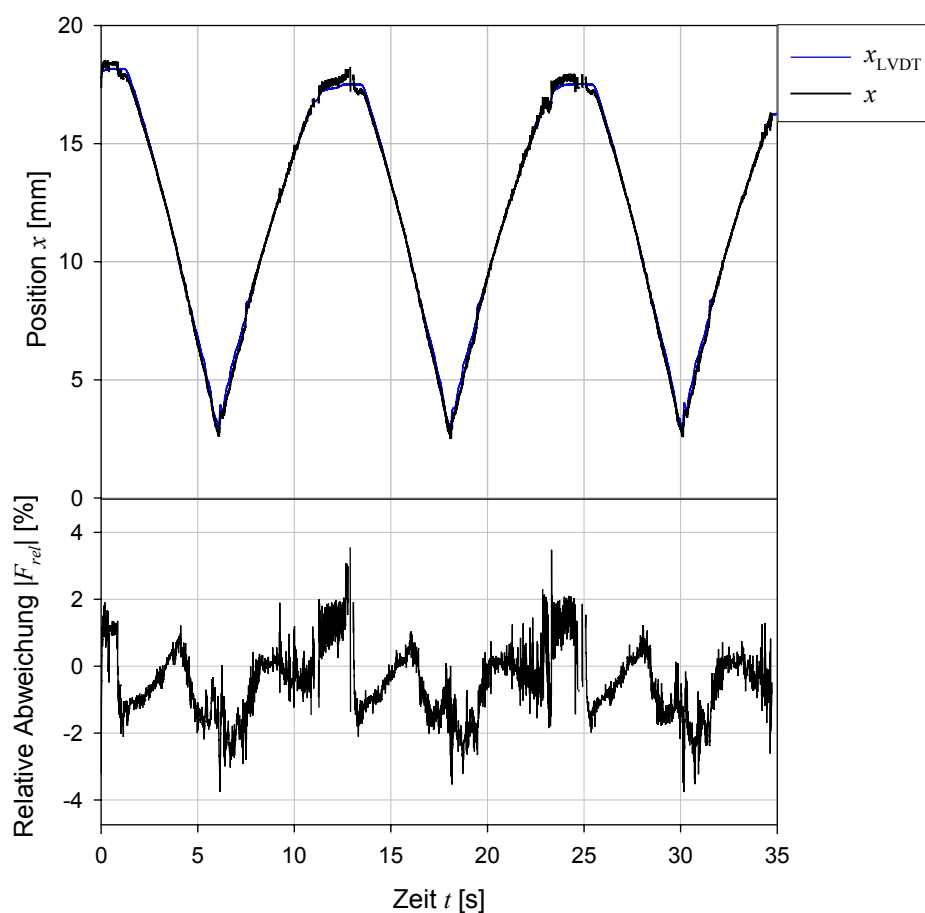


Abbildung 7.4 *Positionsregelung nach vorgegebener Trajektorie (abschnittsweise linearisierte Regelung)*

Als Nachteil der abschnittswisen linearisierten Regelung erweisen sich die sprunghaften Übergänge an den Abschnittsgrenzen. Da insbesondere im Bereich kleiner Arbeitsluftspalte die Änderungen groß sind, ist eine Regelung bis $x \rightarrow x_0$ nicht möglich. Zur Unterdrückung der an den Abschnittsgrenzen insbesondere bei $x \rightarrow x_0$ auftretenden Oszillation sind weitere Maßnahmen erforderlich. Ein besseres Verhalten bezüglich der Stabilität wird von der nachfolgenden Regelung mit inverser Kennlinie erwartet.

7.3.2 PI-Regler mit inverser Kennlinie

Der nicht-lineare Verlauf der Kraft-Hub-Kennlinie $F_m = F(x, i)$ kann mit einer inversen Kennlinie angepasst werden. Aus Sicht des Reglers ergibt sich damit ein näherungsweise lineares Übertragungsverhalten. Die Ausgangsgröße des Reglers u_r wird somit dem Kraftverhalten des Aktors in der aktuellen Position angepasst. Der entsprechende Regelkreis ist in Abbildung 7.5 gezeigt.

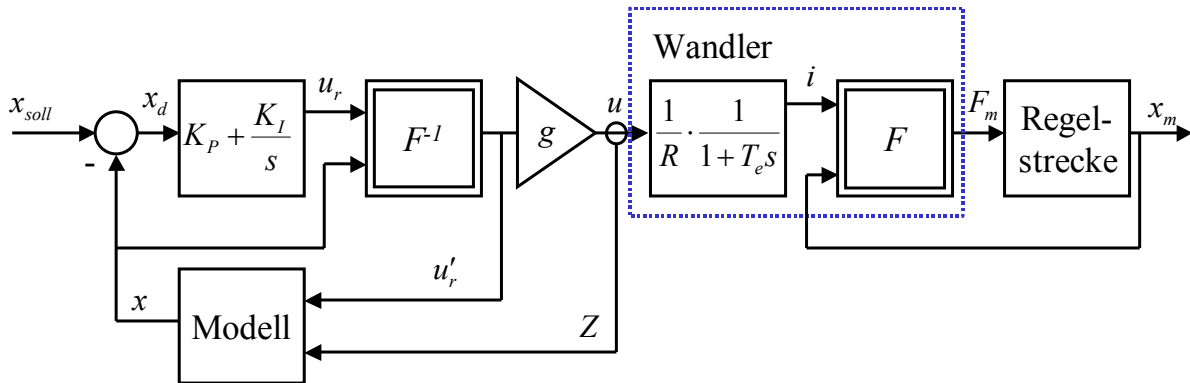


Abbildung 7.5 Sensorloser Regelkreis mit inverser Kennlinie

Für die Umkehrung der Aktorkennlinie wird die Näherung der statischen Kennlinie nach (7.4) herangezogen. Der nicht-lineare Übertragungsblock F^{-1} kann damit parametrisiert werden

$$u'_r = F^{-1}(x, u_r) = \sqrt{\frac{u_r \cdot c'_1 (x_m + c_2)}{c_2}}, \quad (7.9)$$

wobei der Koeffizient c'_1 aufgrund der Lage des Übertragungsblocks im Regelkreis auf u_r bezogen werden muss. Da der rechnergestützte Regelkreis mit normierten Werten arbeitet, weisen c'_1 und c_1 den gleichen Wert auf.

Die Implementierung des Übertragungsblocks kann als Funktion oder Kennlinienfeld erfolgen. Aufgrund des steilen Anstiegs der Aktorkraft für $x \rightarrow x_0$ erweist es sich als sinnvoll, für die Umkehrfunktion der Kraft-Strom-Hub-Kennlinie nicht die Maximalkraft heranzuziehen, da die Umkehrung bereits bei geringen Kraftanforderungen für $x \neq x_0$ Werte oberhalb des zulässigen Bereichs ergeben würde. Ebenso ergibt sich für die Digital-Analog-Umsetzung (PWM-Ausgangssignal) eine starke Quantisierung der Kennlinie. Folglich ist die Wahl eines niedrigeren Wertes, wie z.B. 30-40 % der Maximalkraft, notwendig³.

³ Dies bedeutet nicht zwangsläufig eine Reduktion der maximal möglichen Aktorkraft. Vielmehr kann das Kennlinienfeld über den Normbereich hinaus erweitert werden und das Ausgangssignal u_r des Reglers nicht auf den Normbereich beschränkt werden, solange der Arbeitspunkt unter Normalbedingungen im Normbereich liegt und der Ausgangswert u'_r des Kennlinienfeldes den Normbereich nicht verlässt.

Ausgehend von einer idealen Korrektur des nicht-linearen Verhaltens der Aktorkraft kann der Regelkreis mit rein linearen Komponenten aufgestellt werden. Das Übertragungsverhalten des Aktors kann als Konstante K_A zusammengefasst werden, vgl. Abbildung 7.6.

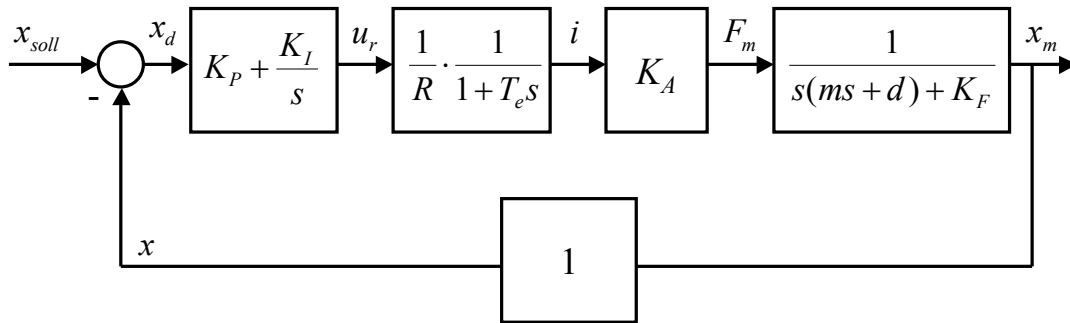


Abbildung 7.6 Vereinfachter linearer Regelkreis

Die Übertragungsfunktion $H(s)$ weist – ausgenommen der abschnittswisen Parametrisierung und der Konstante K_A – die gleiche Charakteristik auf, wie die Übertragungsfunktion des abschnittsweise linearisierten Regelkreises, vgl. (7.8). Sie lässt sich durch Einschluss von R in die Konstante $K'_A = R \cdot K_A$ noch weiter vereinfachen zu:

$$H(s) = \frac{x_m(s)}{x_{soll}(s)} = \frac{(sK_P + K_I)K'_A}{T_e m s^4 + (T_e d + m)s^3 + (T_e K_F + d)s^2 + (K_F + K_P K'_A)s + K'_A K_I} \quad (7.10)$$

Zur Bestimmung der Reglerparameter kommt eine numerische Simulation mit MATLAB/Simulink [196] zum Einsatz. Diese unterstützt auch die nicht-linearen Eigenschaften des Aktors und der Regelstrecke, vgl. Abbildung 7.7.

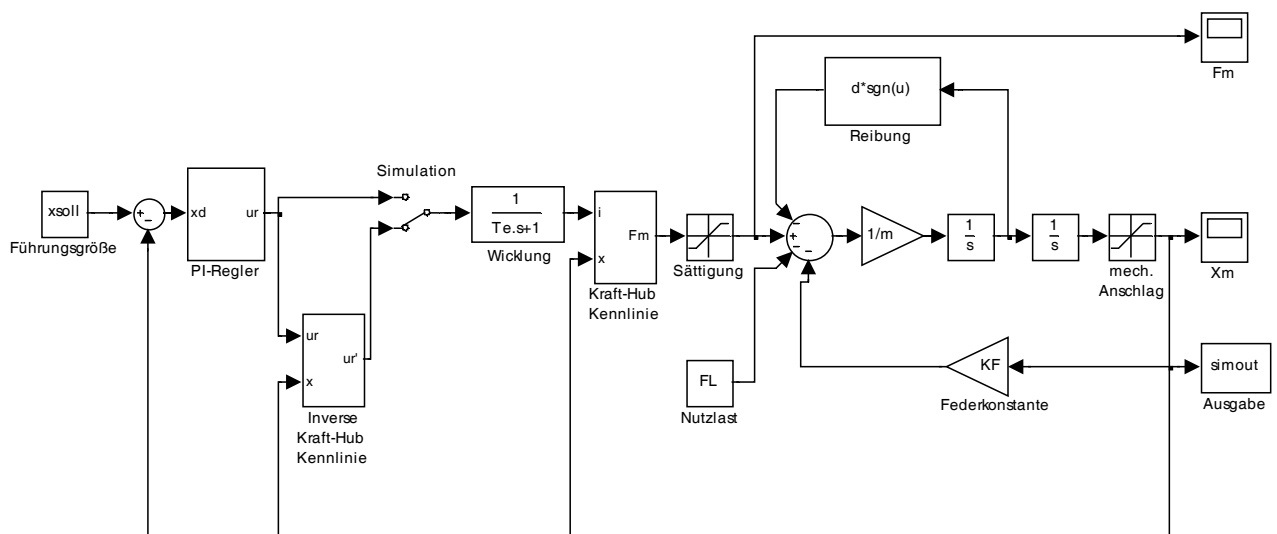


Abbildung 7.7 MATLAB/Simulink-Modell des Regelkreises mit inverser Kennlinie

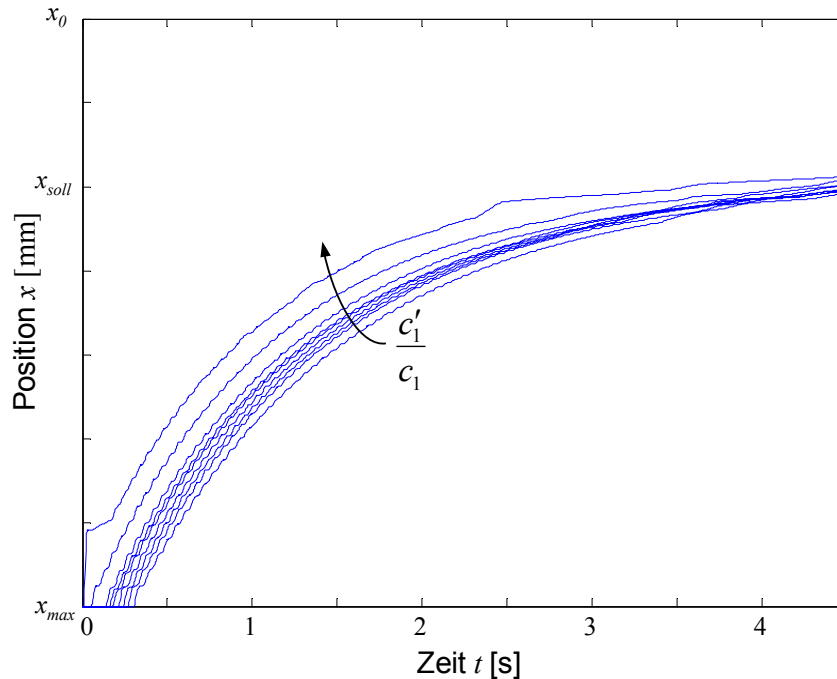


Abbildung 7.8 *Sprungantwort der Regelung bei Abweichungen der inversen Kennlinie (Simulation)*

Dabei ist insbesondere der Einfluss einer fehlerhaften Kennlinienkorrektur auf die Stabilität der Regelung interessant: Gleichung (7.4) stellt nur eine Näherung der realen Kraft-Strom-Hub-Kennlinie dar. Darüber hinaus wird eine stabile Regelung auch bei thermisch bedingten Änderungen des Übertragungsverhaltens oder nach Austauschen des Aktors durch einen gleichwertigen Typen erwartet. In Abbildung 7.8 ist die Sprungantwort des Regelkreises bei einem variierenden Koeffizienten $c_1' = 0,8 \cdot c_1 \dots 1,5 \cdot c_1$ der Korrekturfunktion dargestellt. Eine Änderung um 20 % wirkt sich dabei nicht auf die Stabilität aus. Für den Koeffizienten c_2 ergibt sich bei den gewählten Reglerparametern $K_P = 3$, $K_I = 0,25$ eine Toleranz von 10 %.

Im Experiment stellt die sprunghafte Positionsänderung aufgrund der Haftreibung eine weitere stabilitätsgefährdende Komponente dar: Die Reglerparameter lassen sich nicht bis auf die in der Simulation berechneten oberen Grenzwerte einsetzen. Wird die Haftreibung klein gehalten, was durch eine vertikale Versuchsanordnung erreicht werden kann, so kann die Einschwingzeit der Regelung durch Wahl großer K_P - und K_I -Werte erheblich reduziert werden. Es kann, wie in Abbildung 7.9 gezeigt ist, eine Einschwingzeit $T_{ein} < 0,3$ s erreicht werden. Im reibbehafteten Betrieb liegt die Einschwingzeit ohne Überschwingen bei $T_{ein} \approx 3$ s, vgl. Abbildung 7.10.

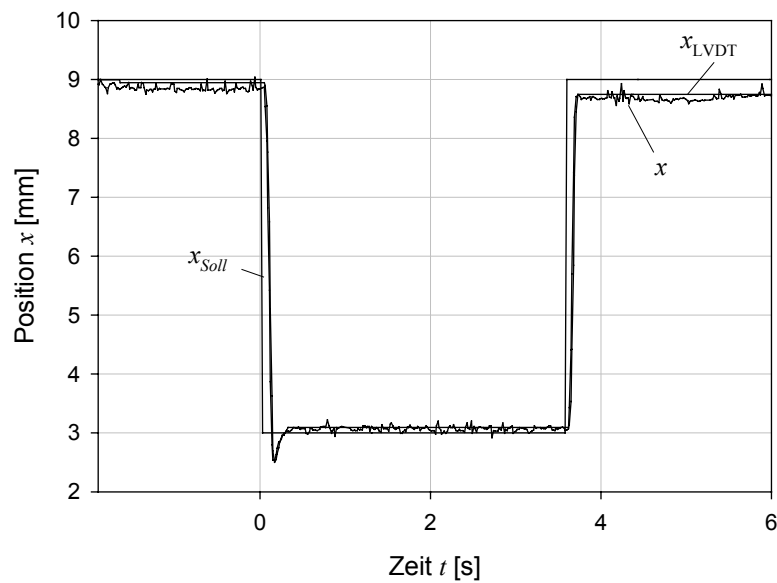


Abbildung 7.9 Sprungantwort der Regelung bei geringer Reibung

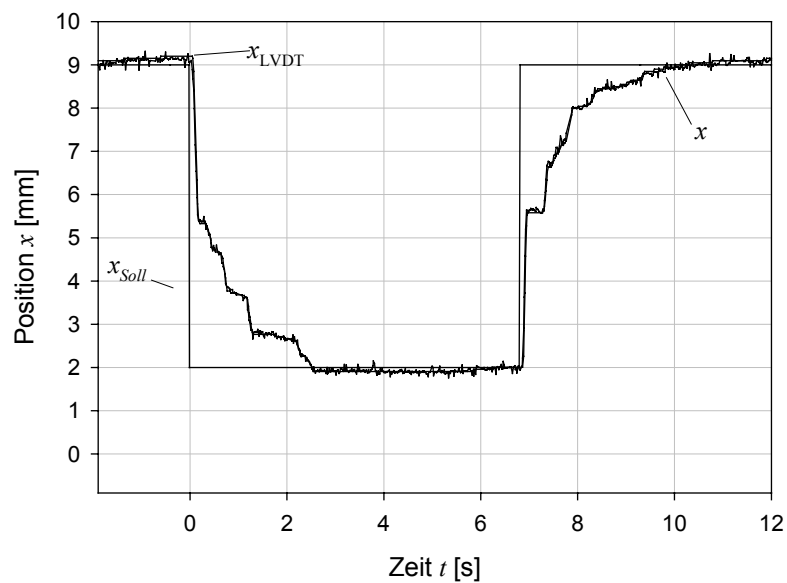


Abbildung 7.10 Sprungantwort der Regelung bei Reibung

In der nachfolgenden Abbildung 7.11 ist ein Auszug aus einer kontinuierlichen Regelung nach vorgegebener Treppenfunktion dargestellt. Neben der Führungsgröße x_{soll} ist die nach der Differenzstrommethode bestimmte Position x sowie die mit dem LVDT gemessene Referenzposition x_{LVDT} dargestellt.

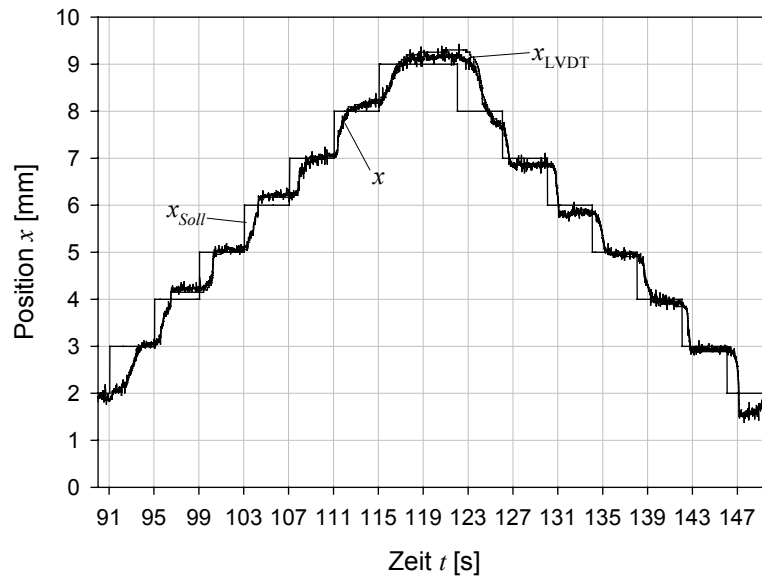


Abbildung 7.11 Regelung nach Treppenfunktion

Die resultierenden relativen Abweichungen gehen aus Abbildung 7.12 hervor. Die mittlere relative Abweichung vom Betrag der evaluierten Position zu der gemessenen Position liegt unter 0,4 %. Die verbleibende Regeldifferenz x'_d , welche nach dem Einschwingen der Regelung i. Allg. deutlich unter 1 % liegt, ist auf die gemessene Position x_{LVDT} bezogen und folglich maßgeblich von der Abweichung der Positionsbestimmung bestimmt.

$$x'_d = \frac{x_{soll} - x_{LVDT}}{x_{\max} - x_0} \quad (7.11)$$

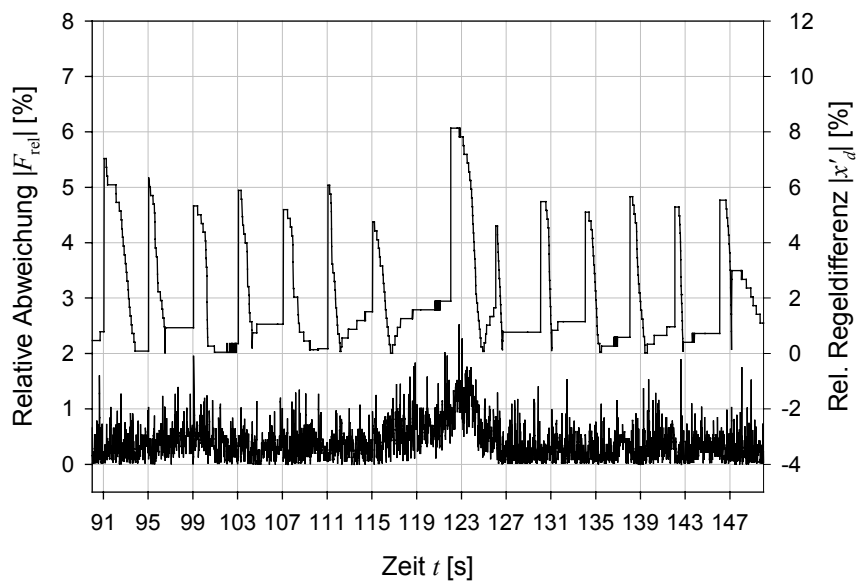


Abbildung 7.12 Relative Abweichung der Positionsbestimmung $|F_{rel}|$ und resultierende Regeldifferenz $|x'_d|$

8 Zusammenfassung und Ausblick

8.1 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit gibt einen Überblick über inhärente Messeffekte bei elektromechanischen Wandlern und stellt Verfahren vor, diese Effekte anstelle herkömmlicher Sensoren zu nutzen. Für die Positionsbestimmung eignen sich dabei primär geometrisch bedingte Änderungen der elektrischen Eigenschaften (Induktivität, Kapazität, Leitfähigkeit), während für die Erfassung der Messgrößen Kraft und Moment Festkörpereffekte (piezoelektrischer Effekt, Villari-Effekt) herangezogen werden können. Die Geschwindigkeit lässt sich aus der Änderung der Position ableiten; bei elektromagnetischen Aktoren kann zusätzlich der Generatoreffekt genutzt werden. Es zeigt sich, dass unabhängig vom Wandlertyp für die sensorlose Nutzung höhere technische Anforderungen an die Signalauswertung gestellt werden als bei reinen Sensorelementen, da der Einfluss des Aktorsignals und die daraus resultierenden Nichtlinearitäten der Messsignale zu berücksichtigen sind.

Am Beispiel eines Elektromagneten, der in einer Vielzahl von Stellanrichtungen eingesetzt wird, werden drei Methoden zur sensorlosen Positionsbestimmung entwickelt: das modellbasierte Verfahren, der Hystereseverstärker und die Differenzstrommessung. Die Positionsbestimmung erfolgt dabei aus einem Referenzkennlinienfeld mit linearer Interpolation. Die positionsspezifischen Parameter werden aus dem Betrieb abgegriffen. Dabei führen Sättigungseffekte des Aktors bei hohen Strömen zu mehrdeutigen Kennlinienfeldern, was eine zusätzliche Plausibilitätsprüfung erfordert. Der Aktor wird mit einer pulsweitenmodulierten Anregung betrieben. Die Verfahren sind über einen für die Prozesstechnik üblichen Temperaturbereich von -20 °C – 50 °C untersucht worden, vgl. z.B. [190].

- *Modellbasiertes Verfahren:* Dem Aktor wird ein Serienschaltbild zugrunde gelegt, dessen Parameter auf Basis des abgetasteten Stromsignals im Betrieb bestimmt werden. Die beiden Modellparameter (ohmscher Widerstand und Induktivität) weisen einen positionsspezifischen Verlauf auf. Dabei kann eine Fusion der Daten erfolgen. Es ergeben sich Messabweichung aufgrund der Ausgleichsrechnung im Promillebereich und temperaturbedingte Abweichungen bei der Positionsbestimmung um 1 %. Aufgrund der hohen Rechenleistung eignet sich das Verfahren nicht für den Echtzeitbetrieb. Es kann für Referenzmessungen oder für die Selbstüberwachung eingesetzt werden.
- *Hystereseverstärker:* Diese einfache analoge Implementierung basiert auf einem Leistungsverstärker mit integrierter Stromregelung. Der Verstärker liefert ein

von der Position abhängiges Frequenzsignal, da die Induktivität des Aktors als frequenzgebendes Element eingebracht ist. Da eine Änderung des Leistungsreichs des Aktors die Schwingbedingung des Oszillators verletzt, kann im dynamischen Betrieb keine Positionsbestimmung erfolgen. Die Abweichungen liegen deutlich höher verglichen mit den anderen Verfahren. Dennoch lässt sich bei geeigneter Parametrisierung und Festlegung einer Grenzfrequenz das Verfahren zur Überwachung von Schaltvorgängen mit einer binären Auswertung über einen großen Temperaturbereich nutzen.

- *Differenzstrommessung*: Die Messung der positionsspezifischen Dämpfung des Stromsignals kann mit Hilfe zweier Halteglieder einfach realisiert werden. Der Einfluss der Temperatur kompensiert sich teilweise prinzipbedingt und führt in Bereichen kleiner Ströme zu Änderungen, die deutlich unter der thermischen Änderung des Wicklungswiderstands liegen. Ohne Korrekturmaßnahmen ergeben sich temperaturbedingte Abweichungen unter 5 %, die mit geeigneten Methoden auf unter 0,5 % reduziert werden können. Die für die Korrektur notwendige Messung der Temperatur kann dabei sensorlos erfolgen.

Die Differenzstrommessung stellt einen guten Kompromiss bezüglich Aufwand und erzielbarer Genauigkeit dar. Aufgrund der einfachen Implementierung auf ein Mikrocontrollersystem ergibt sich für die Differenzstrommessung ein weites Anwendungsgebiet. Durch Änderung des Aktorstroms bedingte dynamische Fehler werden mit Hilfe eines dynamischen Modells ausgeglichen und erlauben so eine sichere Positionsbestimmung auch während des Umschaltens auf einen anderen Lastbereich des Aktors. Die Messzeit kann dadurch erheblich kürzer ausgelegt werden als durch die elektrische Zeitkonstante des Aktors vorgegeben ist. Die Empfindlichkeit des Messverfahrens kann in Teilbereichen des Hubs durch die Einführung dedizierter Messimpulse erhöht werden.

Eine interessante Optimierung zur Kompensation von Störeinflüssen der Differenzstrommessung stellt die Differentialanordnung dar. Dieses aus der Sensortechnik bekannte Prinzip lässt sich auf elektromagnetische Aktoren mit sensorloser Auswertung übertragen. Die bereits in der Aktorik zur Anwendung kommende Anordnung erlaubt, auf die Differenzstrommethode angewandt, im symmetrischen Betrieb die Ruheposition in Mittellage mit einer relativen Abweichung unter 0,1 % bezogen auf den Aktorhub zu bestimmen. Auch im asymmetrischen Betrieb liegen die relativen Abweichungen der Positionsbestimmung bei 50 % des Aktorstroms im betrachteten Temperaturbereich i. Allg. unter 1,5 %.

Die Positionsbestimmung im geregelten Betrieb ist am Beispiel einer sensorlosen Positionsregelung evaluiert worden. Dazu ist ein proportionaler und integraler Regler mit inverser Kennlinie zur Kompensation der nicht-linearen Kraft-Hub-Kennlinie des Aktors eingesetzt worden. Die Abweichung zu der mit einem herkömmlichen induktiven Sensor gemessenen Position und die daraus resultierende Regeldifferenz liegt unter 1 %.

8.2 Ausblick

Aufgrund der Kosten-, Integrations- und Funktionsvorteile zeichnet sich ein zunehmender Trend in der Automatisierungstechnik ab, inhärente Messeffekte bei Aktoren für den sensorlosen oder selbstüberwachenden Betrieb zu nutzen.

Die in dieser Arbeit untersuchten sensorlosen Verfahren lassen sich auf weitere Aktorprinzipien, wie z.B. den magnetostriktiven Aktor übertragen. Der Aktorstrom sowie der dynamische Betrieb haben den größten Einfluss auf das Messsignal. Dies führt zu Einschränkungen in Bezug auf den nutzbaren Hub, die erreichbare Genauigkeit und die maximale Messfrequenz. Die Einflüsse können zwar mit geeigneten Modellen und entsprechender Signalverarbeitung reduziert werden, dennoch prägt die Dynamik und Empfindlichkeit des nutzbaren Messsignals letztendlich das Gesamtsystem.

Folglich muss für eine Verbesserung sensorloser Systeme bereits der Entwurfprozess des Aktors im Hinblick auf eine sensorlose Nutzung mit einbezogen werden. Es könnte so eine Optimierung bezüglich des Wirkungsgrades und der nutzbaren Messeffekte erfolgen.

9 Anhang

FEM-Simulation

Die in Kap 4.1 vorgestellten Ergebnisse basieren auf der Finiten-Elemente-Methode des Programmwerkzeugs FEMLAB[197]. Der Vorteil dieses Werkzeugs ist die Schnittstelle zu Matlab/Simulink [196], welche eine einfache Parametrisierung der Simulation und Stapelverarbeitung mit automatisierter Nachbearbeitung ermöglicht.

Aufgrund des symmetrischen Aufbaus des Aktors kann der dreidimensionale geometrische Aufbau des Aktors auf die zweidimensionale r,z -Ebene abgebildet werden, vgl. Abbildung 9.1. Kunststoffkörper sind dabei wie Luft behandelt. Als Grundlage für die Simulation dient die quasistatische Gleichung des magnetischen Vektorpotentials in der komplexen Wechselstromformulierung [198]

$$(j\omega\kappa - \omega^2\varepsilon)A_\varphi + \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \times A_\varphi \right) = \kappa E_\varphi, \quad (9.1)$$

wobei sich das magnetische Potential auf die φ -Komponente A_φ beschränkt und E_φ das eingeprägte elektrische Feld (Erregerfeld) beschreibt. Das Erregerfeld E_φ lässt sich mit dem elektrischen Potential U_φ , das über eine Windungen wirkt, ausdrücken:

$$E_\varphi = \frac{U_\varphi}{2\pi r} \quad (9.2)$$

Der gesamte Wicklungsbereich wird als eine Windung aufgefasst. Der Strom I_φ , welcher durch diese Wicklung fließt, entspricht dem Flächenintegral der resultierenden Stromdichte J_φ über die Querschnittsfläche A_W der Wicklung.

$$I_\varphi = \iint_{A_W} J_\varphi d\mathbf{a} \quad (9.3)$$

Der ohmsche Widerstand R_φ dieser Wicklung resultiert aus der eingepprägten Spannung U_φ und dem Strom I_φ :

$$R_\varphi = \operatorname{Re} \left(\frac{U_\varphi}{I_\varphi} \right) \quad (9.4)$$

Der reale Aktor weist nach Tabelle 4.1 $N = 3000$ Wicklungen auf. Dies entspricht einer Reihenschaltung. Allerdings ist dem Widerstand R_φ aufgrund von (9.3) eine viel größere Fläche zugrunde gelegt. Für einen guten Näherungswert des realen Widerstand R_s muss folglich die reale Wicklungsfläche A_{Cu} der einzelnen Wicklung abzüglich der Kupferlackisolation berücksichtigt werden:

$$R_s = N \cdot R_\varphi \cdot \frac{A_W}{A_{Cu}} \quad (9.5)$$

Die Induktivität L_φ der Wicklung lässt sich alternativ über die im Magnetfeld gespeicherte Energie W_m oder über den Imaginärteil der Impedanz berechnen:

$$L_\varphi = \frac{4 \cdot W_m}{|I_\varphi|^2} = \text{Im} \left(\frac{U_\varphi}{I_\varphi} \right) \frac{1}{\omega} \quad (9.6)$$

Die Berechnung nach (9.6) ist jedoch nur für diese eine Wicklung gültig. Um näherungsweise die Induktivität L aller N Wicklungen zu erfassen, kann die Induktivität L aus der Summe der magnetischen Teilflüsse ϕ_j berechnet werden [199]:

$$L = \frac{\sum_{j=1}^N \phi_j}{i} \quad (9.7)$$

Der Teilfluss ϕ_j berechnet sich gemäß dem Stokes'schen Satz aus dem Linienintegral über den Rand C_j der einzelnen Wicklungen [119]. Aufgrund der Symmetrie genügt diesem Integral der Randwert des Vektorpotentials $A_\varphi(r_j)$:

$$\phi_j = \oint_{C_j} A_\varphi d\mathbf{s} = 2\pi r_j A_\varphi(r_j) \quad (9.8)$$

Da für (9.7) der einfließende Strom herangezogen wird, berechnet sich dieser als N -ter Teil des Gesamtstroms I_φ :

$$i = \frac{I_\varphi}{N} \quad (9.9)$$

Die Bewegung des Ankers lässt sich idealerweise mit einer alternierenden Zuweisung der Materialeigenschaften (Luft, Eisen) an vordefinierte Teilsegmente des Ankers simulieren, vgl. Abbildung 9.1. Somit reduzieren sich die numerischen Fehler, welche die Folge einer Geometrieänderung wären: Die Netzbildung sowie die Anzahl der Knoten der FEM-Simulation bleiben konstant [200].

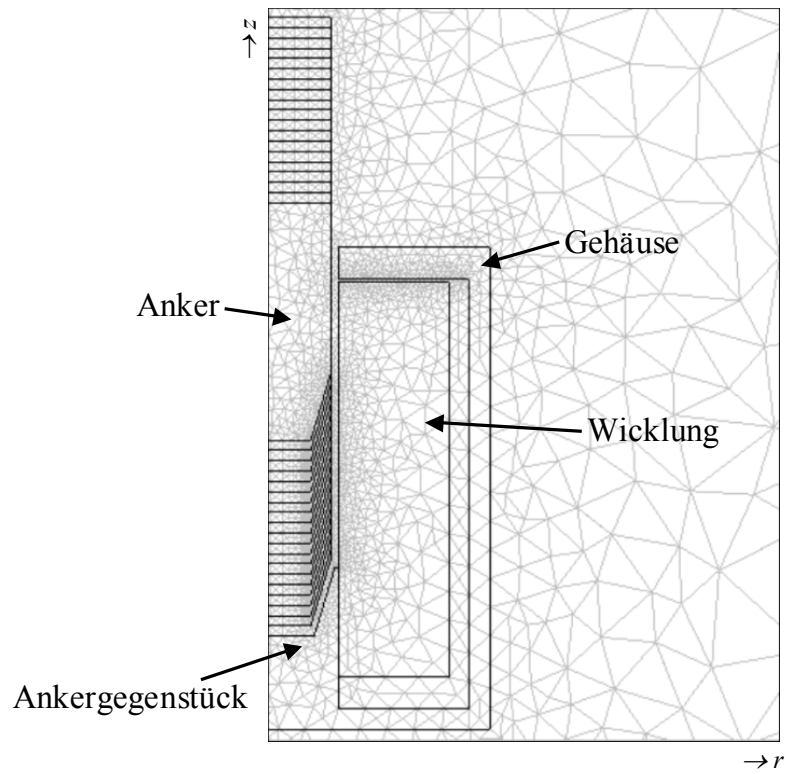


Abbildung 9.1 Ausschnitt aus dem FEM-Netz mit Einteilung des Ankers in positionsabhängige Teilabschnitte

Literaturverzeichnis

- [1] D. Pawelczak, H.-R. Tränkler: *Sensoreigenschaften von Aktoren*, XVIII. Messtechnisches Symposium, 04.-06.10.2004, Freiburg, Shaker Verlag, Aachen, 2004, S. 44-53
- [2] D. Vischer: *Sensorlose und spannungsgesteuerte Magnetlager*, Diss., ETH-Zürich, Prof. G. Schweitzer, ETH-Diss 8665, 1988
- [3] O. Kanoun, H.-R. Tränkler: *Sensor technology advances and future trends*, IEEE Trans. Instr. Meas. 53 (2004) Nr. 6, S.1497-1501
- [4] D. Laier: *Nichtlinearitäten magnetlagernder Rotorsysteme*, Fortschritt-Berichte VDI Reihe 11 Nr. 273, VDI-Verlag, Düsseldorf, 1999, S.16
- [5] *Sensorlose Regelung: INFORM – Ein Tacho ohne Tachowelle*, Forschungstelegramm 2002/3, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, TU-Wien, 2002
- [6] F. Ronchi, C. Rossi, A. Tilli: *Sensing device for camless engine electromagnetic actuators*, Proc. IEEE Conf. Industrial Electronics Society, IECON 02, Sevilla, 5.-8. Nov. 2002, S. 1669-1674
- [7] F. Pourboghrat, H. Pongpaiboj, B. Aazhang: *Vibration control of flexible beams using self-sensing actuators*, Proc. World Automation Congress, Orlando, 9.-13. Juni 2002, S. 133-139
- [8] Y. Kurita: *Displacement-Sensorless Control Using Electromagnets*, JSME Int. J. Series C 38 (1995) Nr. 2, S. 233-239
- [9] Richtlinie VDI/VDE 2650 Blatt 7 (Entwurf): *Anforderungen an Selbstüberwachung und Diagnose in der Feldinstrumentierung – Stellgeräte*, Beuth Verlag, Berlin, 02/2005
- [10] T. Furuya, et al.: *Solenoid Valve Control Apparatus and Brake Control Apparatus*, U.S. Patent Nummer 6,322,166, November 2001
- [11] E. Kallenbach, R. Eick, P. Quendt: *Elektromagnete*, 2. Auflage, B. G. Teubner, Stuttgart, 2003
- [12] W. Backé, A. Klein: *Fluidpower Actuators*, in: H. Janocha (Hrsg.): *Actuators*, Springer-Verlag, Berlin, 2004, S. 155-232
- [13] K. Kuhnen, H. Janocha: *Inverse Steuerung für den Großsignalbetrieb von Piezoaktoren*, at –Automatisierungstechnik 50 (2002) Nr. 9, S. 439-450
- [14] R. Hartrampf, W. Schinköthe, C. Welk: *Elektrodynamische Direktantriebe mit integriertem Wegemesssystem*, 44th Int. Scientific Colloquium, TU-Ilmenau, Ilmenau, 20.-23. Sept. 1999, S. 63-68
- [15] R. Isermann: *Mechatronische Systeme*, Springer-Verlag, Berlin- Heidelberg, 1999
- [16] E. Kallenbach, G. Bögelsack: *Gerätetechnische Antriebe*, Carl Hanser Verlag, München-Wien, 1991
- [17] D. J. Jendritza: *Neue Aktoren und andere Wirkprinzipien*, in: D. J. Jendritza, et al.: *Technischer Einsatz neuer Aktoren: Grundlagen, Werkstoffe, Designregeln und Anwendungsbeispiele*, expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1995, S. 35-52
- [18] J. E. Huber, N. A. Fleck, M. F. Ashby: *The selection of mechanical actuators based on performance indices*, Proc. R. Soc. London, Ser. A 453 (1997) Nr. 10, S. 2185-2205
- [19] H. Janocha: *What is an actuator*, in: H. Janocha (Hrsg.): *Actuators*, Springer-Verlag, Berlin, 2004, S. 1ff
- [20] J. Böttcher, H.-R. Tränkler: *Trends in intelligent instrumentation*, in: A. de Carli (Hrsg.): *Low Cost Automation Techniques, Components and Instruments Applications – Selected Papers from the IFAC Symposium*, Pergamon, Oxford, 1991, S. 241-248

- [21] R. Isermann, H. Keller: *Intelligente Aktoren*, atp - Automatisierungstechnische Praxis 35 (1993) Nr. 11, S. 593-602
- [22] *Busfähige Antriebssysteme*, SPS Magazin 16 (2003) Nr. 9, S. 54-59
- [23] D. J. Jendritza: *Smarte Aktoren und adaptive Strukturen*, in: D. J. Jendritza, et al.: Technischer Einsatz neuer Aktoren: Grundlagen, Werkstoffe, Designregeln und Anwendungsbeispiele, expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1995, S. 449-476
- [24] H.-S. Tzou, H.-J. Lee, S. M. Arnold: *Smart Materials, precision sensors/actuators, smart structures, and structronic systems*, Mech. Adv. Mater. Struct. 11 (2004), S. 367-393
- [25] M. Zupan, M. F. Ashby, N. A. Fleck: *Actuator Classification and Selection – The Development of a Database*, Adv. Eng. Mater. 12 (2002) Nr. 4, S. 933-939
- [26] H. Prahald, I. Chopra: *Comparative Evaluation of Shape Memory Alloy Constitutive Models with Experimental Data*, J. Intelligent Mater. Syst. Struct. 12 (2001) Nr. 6, S. 383-395
- [27] P. L. Potapov, E. P. da Silva: *Time Response of Shape Memory Alloy Actuators*, J. Intelligent Mater. Syst. Struct. 11 (2000) Nr. 2, S. 125-134
- [28] E. Kallenbach: *Magnetische Formgedächtniselemente für die Mechatronik*, 4th Pol.-Ger. Mechatronic Workshop, Illmenau, 30.6.-1.7.2003, S. 144-149
- [29] E. Quandt, M. Wuttig: *Comparison of Joule and Twin induced Magnetostriction*, Proc. Actuator 2004, Bremen, 14.-16. Juni 2004, S. 359-362
- [30] G. K. Knopf: *Optically driven shape memory alloy microactuators*, Proc. Intelligent Manufacturing, Providence, 29.-30. Okt. 2003, S. 22-29
- [31] P. Moore, J. S. Pu: *Pneumatic servo actuator technology*, IEE Col. Actuator Technol.: Current Practice and New Developments, Band 110, 10. Mai 1996, S. 3/1-3/6.
- [32] *Fluidic Muscle MAS*, Firmenschrift der Festo AG & Co. KG, Info 501, Esslingen, März 2004
- [33] B. K. Au: *Trends in hydraulic positioning systems*, IEEE Conf. Electrical Engineering Problems in the Rubber and Plastics Industries, 27.-28. April 1993, S.14-23
- [34] H. Wurmus, M. Kallenbach: *Chemomechanical Actuators*, in: H. Janocha (Hrsg.): Adaptronics and Smart Structures, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg, 1999
- [35] E. Garcia: *Smart structures and actuators: past, present, and future*, Proc. Smart Structures and Materials, San Diego, 18.-21. März 2002, S.1-12
- [36] H. Okuzaki, Y. Osada: *A chemomechanical polymer gel with electrically driven mobility*, J. Intelligent Mater. Syst. Struct. 4 (1993) Nr. 1, S. 50-53
- [37] P. Khadkikar: *The principles and properties of thermostat metals*, J. Minerals Metals Mater. Soc. 45 (1993) Nr. 6, S. 39-42
- [38] W. Haertling: *Elektronisch gesteuerter Stellantrieb*, Messen, Steuern, Regeln – msr 28 (1985) Nr. 12, S. 556-557
- [39] F. Paschen: *Über die zum Funkenübergang in Luft, Wasserstoff und Kohlensäure bei verschiedenen Drucken erforderliche Potentialdifferenz*, Annalen der Physik und Chemie (Neue Folge) 37 (1889) Nr. 5, S. 69-96
- [40] J. Branebjerg, P. Gravesen: *A New Electrostatic Actuator Providing Improved Stroke Length and Force*, Micro Electro Mechanical Systems, MEMS'92, Travemünde, 4.-7. Februar 1992, S. 6-11
- [41] B. Schmidt: *Mikromechanische Aktoren*, in: D. J. Jendritza, et al.: Technischer Einsatz neuer Aktoren: Grundlagen, Werkstoffe, Designregeln und Anwendungsbeispiele, expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1995, S. 417-448

- [42] E. Thielicke, E. Obermeier: *Microactuators and their technology*, Mechatronics 10 (2000) Nr. 4/5, S. 431-455
- [43] W. A. Johnson, L. K. Warne: *Electrophysics of micromechanical comb actuators*, J. Microelectromech. Syst. 4 (1995) Nr. 1, S. 49-59
- [44] T. Yasuda, I. Shimoyama, H. Miura: *CMOS drivable electrostatic microactuator with large deflection*, Proc. Micro Electro Mechanical Systems, MEMS '97, Nagoya, Japan, 26.-30. Jan. 1997, S. 90-95
- [45] J. D. Grade, H. Jerman, T. W. Kenny: *Design of large deflection electrostatic actuators*, IEEE J. Microelectromech. Syst. 12 (2003) Nr. 3, S. 335-343
- [46] H. Schenk: *Ein neuartiger Mikroaktor zur ein- und zweidimensionalen Ablenkung von Licht*, Diss., FB Elektrotechnik, Gerhard-Mercator-Universität-Gesamthochschule-Duisburg, 2000
- [47] W. C. Tang: *Microengineered Actuators: A Review*, Electro International, New York, 16.-18. April 1991, S. 104-109
- [48] H. Kalb, B. Kowanz, W. Bacher, J. Mohr, R. Ruprecht: *Electrostatically driven linear stepping motor in LIGA technique*, Proc. Actuator '94, Bremen, 15.-17. Juni 1994, S. 83-85
- [49] M. Baltzer, Th. Kraus, E. Obermeier: *A linear stepping actuator in surface micromachining technology for low voltages and large displacements*, Transducers' 97, 9th Int. Conf. Solid-State Sensors Actuators, Chicago, 16.-19. Juni 1997, S. 781-784
- [50] R. Yeh, S. Hollar, K. S. J. Pister: *Single mask, large force, and large displacement electrostatic linear inchworm motors*, IEEE J. Microelectromech. Syst. 11 (2002) Nr. 4, S. 330-336
- [51] P. de Dobbelaere, K. Falta, S. Gloeckner, S. Patra: *Digital MEMS for optical switching*, IEEE Commun. Mag. 40 (2002) Nr. 3, S. 88-95
- [52] H. F. Schlaak: *Mikrorelais in Silizium-Mikromechanik*, Fachtagung optische und elektronische Verbindungstechnik, München, 5. März 1999, S. 91-99
- [53] S. Messner: *Elektrostatisch angetriebenes 3/2-Wege-Mikroventil für pneumatische Anwendungen*, Diss., Fakultät für Angewandte Wissenschaften, Albert-Ludwigs-Universität Freiburg, 2000
- [54] M. Arnold, W. Eberhardt, M. Giousouf, H. Kück, G. Munz, M. Münch, M. Opera, D. Warkentin: *Fabrication of an Electrostatic Miniature Valve from Metallized Microinjection in Polymer*, Proc. MICRO.tec, München, 13.-15. Oktober 2003, S. 319-322
- [55] G. Stelzer: *Mikromechanisches Gedächtnis*, Elektronik (2004) Nr. 15, S. 30-31
- [56] Feindt, K.; Kallenbach, E.: *Simulation schnellschaltender Elektromagnete*, SIM2000 Dresdner Tagung „Simulation im Maschinenbau“, Dresden, 24.-25. Februar 2000, S. 575-590
- [57] S. Biwersi, L. Guillaume: *A Novel Rotary Bi-Stable Actuator*, Proc. Actuator 2004, Bremen, 14.-16. Juni 2004, S. 645-648
- [58] H. Murrenhoff, W. Wilburger: *Proportional-Drehmagnet mit integrierbarem Drehsensor*, Ölhydraulik und Pneumatik 37 (1993) Nr. 4, S. 268-276
- [59] L. Neubauer: *Theoretische und experimentelle Untersuchungen an einem linearen, permanenterregten Schrittmotor*, Diss., FB Elektrotechnik, TU-Berlin, 1987
- [60] E. Kallenbach, H. Kube, K. Feindt, V. Zoepfig, R. Hermann, F. Beyer: *New polarized electromagnetic actuators as integrated mechatronic components – design and application*, The 6th UK Mechatronics Forum Int. Conf., Skövde, Schweden, 9. -11. September 1998
- [61] V. Laible, H. D. Ngo: *Bistabiler elektromagnetischer Antrieb für Mikroventile*, in: Jahresbericht 2000 des Instituts für Meß- und Automatisierungstechnik, TU-Berlin, 2000, S.40-43
- [62] O. Stemme, P. Wolf: *Wirkungsweise und Eigenschaften hochdynamischer Gleichstrom-Kleinstmotoren*, Firmenschrift der Maxon Motor AG Sachseln, 1994

- [63] H.-D. Stölting: *Electromagnetic Actuators*, in: H. Janocha (Hrsg.): *Actuators*, Springer-Verlag, Berlin, 2004, S. 85-153
- [64] A. C. Morcos: *Latest developments in voice coil actuators*, *Power Transmission Des.* 37 (1995) Nr. 10, S. 67-71
- [65] M. Godkin: *New developments in the linear voice coil actuator technology*, *Proc. Actuator 2002*, Bremen, 10.-12. Juni 2002, S. 188-191
- [66] D. J. Jendritza: *Piezoaktoren für den Großsignalbetrieb*, Diss., Technische Fakultät der Universität des Saarlandes, Saarbrücken, 1995
- [67] *IEEE Standard on Piezoelectricity*, ANSI/IEEE Standard 176-1987, 1987
- [68] A. Steckenborn: *Materialien*, in: H.-R. Tränkler, E. Obermeier (Hrsg.): *Sensortechnik*, Springer-Verlag, Berlin, 1998, S. 125-164
- [69] I. Chopra: *Review of state of art of smart structures and integrated systems*, *AIAA Journal* 40 (2002) Nr. 11, S. 2145-2187
- [70] H. J. M. T. S. Adriaens, W. L. de Koning, R. Banning: *Modeling piezoelectric actuators*, *IEEE/ASME Trans. Mechatronics* 5 (2000) Nr. 4, S. 331-341
- [71] J. Wehr: *Temperaturabhängige Untersuchungen zum mikroskopischen und makroskopischen Dehnungsverhalten von akzeptor- und donator-dotierten PZT-Keramiken*, Diss., Fakultät für Maschinenbau, Universität Karlsruhe, 2003
- [72] D. J. Jendritza: *Design und Anwendung von Piezoaktoren*, in: D. J. Jendritza, et al.: *Technischer Einsatz neuer Aktoren: Grundlagen, Werkstoffe, Designregeln und Anwendungsbeispiele*, expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1995, S. 148-253
- [73] C. J. Taylor, G. N. Washington: *Comprehensive piezoceramic actuator review*, *Proc. Smart Structures and Materials 2002*, San Diego, 18.3.2002, S. 443-454
- [74] M. Fleischer: *Piezoelektrische Antriebe und Motoren*, in: D. J. Jendritza, et al.: *Technischer Einsatz neuer Aktoren: Grundlagen, Werkstoffe, Designregeln und Anwendungsbeispiele*, expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1995, S. 254-266
- [75] E. Wehrsdorfer, G. Borchhardt, P. Pertsch, W. Karthe: *Piezoelektrischer Mikrostoßantrieb*, in: *Innovative Kleinantriebe*, VDI Berichte 1269, VDI Verlag, 1996, S. 315-326
- [76] T. Morita, R. Yoshida, Y. Okamoto, M. K. Kurosawa, T. Higuchi: *A smooth impact rotation motor using a multi-layered torsional piezoelectric actuator*, *IEEE Trans. Ultrasonics Ferroelectr. Freq. Control* 46 (1999) Nr. 6, S.1439-1445
- [77] M. Berg: *Ein Wanderwellenmotor mit zylindrischem Stator*, Reihe Forschen u. Wissen, Mechatronik, GCA-Verlag, Herdecke, 2002
- [78] A. Kappel, B. Gottlieb: *Elektromechanischer Motor*, Offenlegungsschrift DE 199 52 946 A1, vom 3.11.1999
- [79] H. Liess, T. Hegewald, J. Heinzl, R. Lerch, A. Kappel, T. Schwebel, B. Gottlieb, R. Kraul: *Piezo Inchworm Actuator for Heavy Loads*, *Proc. Actuator 2004*, Bremen, 14.-16. Juni 2004, S. 144-147
- [80] P. E. Tenzer, R. B. Mrad: *A systematic procedure for the design of piezoelectric inchworm precision positioners*, *IEEE/ASME Trans. Mechatronics* 9 (2004) Nr. 2, S. 427-435
- [81] T. Galante, J. Frank-, J. Bernard, C. Weiching; G. A. Lesieutre, G. H. Koopmann: *Design, modeling, and performance of a high force piezoelectric inchworm motor*, *J. Intelligent Mater. Syst. Struct.* 10 (2000) Nr. 12, S. 962-972

- [82] C. L. Hom, S. M. Pilgrim, N. Shankar, K. Bridger, M. Massuda, S. R. Winzer: *Calculation of quasi-static electromechanical coupling coefficients for electrostrictive ceramic materials*, IEEE Trans. Ultrasonics Ferroelectr. Freq. Control 41 (1994), Nr. 4, S. 542-551
- [83] M. Fripp, N. Hagood: *Distributed Structural Actuation with Electrostrictives*, J. Sound Vibration 203 (1997) Nr. 1, S. 11-40
- [84] L. Pickelmann: *Piezoaktoren und Elektrostriktoren: ein Vergleich*, Laser Magazin (1990) Nr. 6, S. 28-29
- [85] F.-S. Lee: *Modeling of actuator systems using multilayer electrostrictive materials*, Proc. Conf. Control App., 22.-27. Aug. 1999, S.1406-1411
- [86] P. Gaucher: *Piezoelectric and electrostrictive bimorph actuators and sensors for smart microsystems*, Conf. Smart Structures and Materials, Proc. SPIE, Lyon, 3.-5. Juni 1996, S. 610-615
- [87] T. R. Filanc-Bowen, K. G. Hyung, A. M. Shkel: *Novel sensor technology for shear and normal strain detection with generalized electrostriction*, IEEE Sensors '02, Orlando, 12.-14. Juni 2002, S. 1648-1653
- [88] E. Fukada: *History and recent progress in piezoelectric polymers*, Trans. Ultrasonics Ferroelectr. Freq. Control 47 (2000) Nr. 6, S. 1277-1290
- [89] R. Hornreich, H. Rubinstein, R. Spain: *Magnetostrictive phenomena in metallic materials and some of their device applications*, IEEE Trans. Magn. 7 (1971) Nr. 1, S. 29-48
- [90] *Manufacturing of Terfenol-D – Current State-of-the-Art*, Firmenschrift der ETREMA Products, Inc. (EPI), Ames (Iowa, US.), online: <http://etrema-usa.com>, 11/2004
- [91] *IEEE Standard on Magnetostrictive Materials: Piezomagnetic Nomenclature*, ANSI/IEEE Standard 319-1990, 1990
- [92] R. Pomirleanu, V. Giurgiutiu: *High-Field Characterization of Piezoelectric and Magnetostrictive Actuators*, J. Intelligent Mater. Syst. Struct. 15 (2004) Nr. 3, S. 161-180
- [93] J. Schäfer: *Magnetostruktive Aktoren*, in: D. J. Jendryza, et al.: *Technischer Einsatz neuer Aktoren: Grundlagen, Werkstoffe, Designregeln und Anwendungsbeispiele*, expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1995, S. 320-347
- [94] H. Holleck, E. Quandt: *Funktions- und Schutzschichten für Anwendungen in der Mikrosystemtechnik*, Nachrichten Forschungszentrum Karlsruhe 30 (1998) Nr. 3-4, S. 191-198.
- [95] B. Rech: *Aktoren mit elektrorheologischen Flüssigkeiten*, Diss., Technische Fakultät der Universität des Saarlandes, Verlag Mainz, Aachen, 1996
- [96] R. Bölter: *Design von Aktoren mit magnetorheologischen Flüssigkeiten*, Diss., Technische Fakultät der Universität des Saarlandes, Shaker-Verlag, Aachen, 1999
- [97] A. A. Alexandridis, J. P. Goldasz: *High-Frequency Dynamics of Magneto-Rheological Dampers*, Proc. Actuator 2004, Bremen, 14.-16. Juni 2004, S. 292-295
- [98] S. Sadok, K. Cherif, M. Thomas: *On the Design and testing of a smart car damper on electro-rheological technology*, Smart Mater. Struct. 12 (2003) Nr. 6, S. 873-880
- [99] M. Sjoerdsma, N. Verma, M. Parameswaran: *A Semi-Active Bushing Using Magnetorheological Fluid*, Proc. Actuator 2004, Bremen, 14-16. Juni 2004, S. 296-299
- [100] N. D. Sims, N. J. Holmes, R. A. Stanway: *A unified modelling and model updating procedure for electrorheological and magnetorheological vibration dampers*, Smart Mater. Struct. 13 (2004) Nr. 1, S. 100-121
- [101] G. Georgiades, S. O. Oyadiji: *Voltage control characteristics of electrorheological fluid valves*, Int. J. Veh. Des. 33 (2003) Nr. 1-3, S. 218-238

- [102] A. Steck: *Ventile und Kleinantriebe auf Basis magnetorheologischer Flüssigkeiten*, In: Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik, ETG-Fachbericht Band 96, VDE-Verlag, Berlin, Offenbach, 2004, S. 183-188
- [103] A. Berg-Pollak, R. Adenstedt: *High Performance ER-Actuator for testing machines*, Proc. Actuator 2004, Bremen, 14.-16. Juni 2004, S. 289-291
- [104] W. Kempe: *Elektrochemische Aktoren*, in: D. J. Jendriza, et al.: Technischer Einsatz neuer Aktoren: Grundlagen, Werkstoffe, Designregeln und Anwendungsbeispiele, expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1995, S. 368-382
- [105] S. Böhm, W. Olthuis, P. Bergveld: *An Integrated Micromachined Electrochemical Pump and Dosing System*, Biomed. Microdevices 2 (1999) Nr. 1, S. 121-130
- [106] T. Stanczyk, B. Ilic, P. J. Hesketh, J. G. Boyd: *A microfabricated electrochemical actuator for large displacements*, J. Micromech. Syst. 9 (2000) Nr. 3, S. 314-320
- [107] W. Kempe and W. Schapper: *Electrochemical actuators*, Proc. Actuator '90, Bremen, 1990, S. 162-168
- [108] R. Gehrmann: *The Electrochemical Actuator – Functions and Properties*, Sensor '97, Tagungsband IV, B9.4, Nürnberg, 13.-15. Mai 1997, S. 105-108
- [109] C. Neagu: *A medical actuator based on an electrochemical principle*, Diss., Elektrotechnische Fakultät, Universität Twente, Enschede, 1998
- [110] D. Jelondz, M. Horn, H.-R. Tränkler: *Selbstüberwachter Stellantrieb mit elektrochemischem Aktor*, Technisches Messen - tm 71 (2004) Nr. 4, S. 249-258
- [111] D. Zhelondz: *Untersuchungen zur Selbstüberwachung eines linearen Stellantriebs mit elektrochemischen Aktor*, Diss., Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität der Bundeswehr München, Shaker Verlag, Aachen, 2004
- [112] M. Kochsiek, B. Meißner: *Wägezellen - Prinzipien, Genauigkeit, praktischer Einsatz für eichfähige Waagen - Teil 1*, wdm 28 (1997) Nr. 6, S. 6-16
- [113] O. Mack: *The non-linearity of piezoelectric force transducers and their analytical modelling*, Proc. Metrology in the 3rd Millennium, Dubrovnik, 22.-27. Juni 2003, S. 352-357
- [114] R. Ullmann: *Methoden der Signalverarbeitung zur Kriech- und Hysteresefehlerkorrektur an Dehnungsmeßstreifen-Wägezellen*, Proc. Sensor 97, Nürnberg, 13.-15. Mai 1997, S. 247-252
- [115] S. Büttgenbach: *Resonante Mikrosensoren*, Vortrag anlässlich des Elektrotechnischen Kolloquiums, Fakultät für Elektrotechnik, Universität der Bundeswehr München, 15. November 1995
- [116] G. Sauerbrey: *Verwendung von Schwingquarzen zur Wägung dünner Schichten und zur Mikrowägung*, Z. Phys. 155 (1959), S. 206-222
- [117] B. Thomson, Th. Gast: *Messwertgeber zur Präzisionskraftmessung nach dem Prinzip der schwingenden Saite*, Che. Ing. Tech. 43 (1971) Nr. 19, S. 1072-1074
- [118] H.-R. Tränkler: *Die Technik des digitalen Messens*, R. Oldenbourg Verlag, München, 1976, S. 205ff
- [119] M. Börner, H.-G. Stäblein: *Elektrodynamik I*, Skriptum zur Vorlesung, 4. Auflage WS 1993/1994, Fachschaft Elektrotechnik, TU-München, 1993
- [120] C. Scheibe: *Physikalische Sensoreffekte*, in H.-R. Tränkler, E. Obermeier (Hrsg.): Sensortechnik, Springer-Verlag, Berlin, 1998, S. 35-81
- [121] H.-R. Tränkler: *Taschenbuch der Meßtechnik*, 4. Auflage, R. Oldenbourg Verlag, München – Wien, 1996
- [122] V. Magori: *Ultraschallsensoren zur Abstandsmessung und Präsenzdetection*, in: H.-R. Tränkler, E. Obermeier (Hrsg.): Sensortechnik, Springer-Verlag, Berlin, 1998, S. 511-552

- [123] V. Babuska, R. P. O'Donnell: *Self-sensing actuators for precision structures*, Proc. IEEE Aerospace Conference, 21.-28. März 1998, S. 179-187
- [124] J. J. Dosch, D. J. Inman, E. Garcia: *A self-sensing piezoelectric actuator for collocated control*, J. Intelligent Mater. Syst. Struct. 3 (1992) Nr. 1, S. 166-185
- [125] K. Kuhnen: *Inverse Steuerung piezoelektrischer Aktoren mit Hysterese-, Kriech- und Superpositionsoperationen*, Diss., Technische Fakultät der Universität des Saarlandes, Verlag Mainz, Aachen, 2001
- [126] K. J. Overshott: *Physical Principles*, in: R. Boll, K. J. Overshott (Hrsg.): *Sensors – Volume 5 – Magnetic Sensors*, VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim, 1989, S. 33-42
- [127] I. J. Garshelis: *A torque transducer utilizing a circularly polarized ring*, IEEE Trans. Magn. 28 (1992) Nr. 5, S. 2202-2204
- [128] H. Ruser, U. Tröltzsch, M. Horn: *Low-cost magnetic torque sensor principle*, IEEE Int. Conf. Sensors, Orlando, 12.-14. Juni 2002, S. 901-904
- [129] M. Schommer, K. Kuhnen, H. Janocha: *Design of a smart magnetostrictive actuator by sensing the variation of the magnetic flux*, Proc. 11th Int. Conf. Sensor 2003, Nürnberg, 13.-15. Mai 2003, S. 267-272
- [130] J. Pratt, A. B. Flatau: *Development and analysis of a self-sensing magnetostrictive actuator design*, J. Intelligent Mater. Syst. Struct. 6 (1995) Nr. 5, S. 639-648
- [131] K. Kuhnen, M. Schommer, H. Janocha: *Exploitation of Inherent Sensor Effects in Magnetostrictive Actuators*, Proc. Actuator '04, Bremen, 14.-16. Juni 2004, S. 367-370
- [132] L. Nowak, K. Radziuk: *Transient analysis of PWM-excited electromagnetic actuators*, IEE Proc. Sci. Meas. Technol. 149 (2002) Nr. 5, S. 199-202
- [133] B. Lequesne: *Dynamic model of solenoids under impact excitation, including motion and eddy currents*, IEEE Transactions on Magnetics, Volume 26, März 1990, S. 1107-1116
- [134] A. Kost: *Calculation of Three-Dimensional Nonlinear Eddy Currents in an Electrical Machine by the Boundary Element Method*, Proc. IV. Int. Conf. on Boundary Element Tehnology, Windsor, Canada, 1989, S. 227-238
- [135] E. E. Kriezis, T. D. Tsiboukis, S. M. Panas, J. A. Tegopoulos: *Eddy currents: theory and applications*, Proc. IEEE 80 (1992) Nr. 10, S. 1559-1589
- [136] P. Reghem, E. Destobbeleer, T. Derrey, L. Protin: *Precision of an eddy current sensor with magnetic circuit losses*, Proc. Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, 1994, S. 915-919
- [137] H. R. Loos: *Systemtechnik induktiver Weg- und Kraftaufnehmer*, expert-Verlag, Ehningen, 1992, S. 46-88
- [138] D. Kohn: *Untersuchung eines induktiven Spiralsensors als Wegaufnehmer und Anwendung des Sensorelementes in Mikroelektroniksystemen*, Diss., Fakultät für Elektrotechnik, Universität der Bundeswehr München, Fortschritt-Berichte VDI Reihe 8 Nr. 120, VDI-Verlag, Düsseldorf, 1986
- [139] C. Cabuz: *Dielectric Related Effects In Micromachined Electrostatic Actuators*, Annual Report Conf. Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Austin, Texas, 17.-20. Okt. 1999, S. 327-332
- [140] D. A. Horsley, N. Wongkomet, R. Horowitz, A. P. Pisano: *Precision Positioning Using a Micro-fabricated Electrostatic Actuator*, IEEE Trans. Magn. 35 (1999), Nr. 2, S. 993-999
- [141] J. H. Han, Y.-H. Chang, D.-H. Kim, I. Lee: *Patch-Type Self-Sensing Actuator Using PZT And EFPI For Vibration Control*, Proc. Actuator '04, Bremen, 14.-16. Juni 2004, S. 263-266

- [142] G. L. Kenaley, M. R. Cutkosky: *Electrorheological fluid-based robotic fingers with tactile sensing*, IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation, 1989, Scottsdale, Arizona, USA, 14.-19. Mai 1989, S. 132-136
- [143] H. Brandtstädter, J. Schneider, F. Freyberger: *Hardware and Software Components For a New Internet-based Multimodal Tele-control Experiment with Haptic Sensation*, Proc. EuroHaptics 2004, München, 05.-07.06.2004, S. 426-427
- [144] H. Böse, G. J. Monkman, H. Freimuth, A. Tunayar, W. Khaled, M. Baumann, S. Egersdörfer, H. Ermert: *A New Haptic Sensor-Actuator System Based on Electrorheological Fluids*, Proc. Actuator '04, Bremen, 14.-16. Juni 2004
- [145] D. O. Popa, B. H. Kang, J. T. Wen, H. E. Stephanou, G. Skidmore, A. Geisberger: *Dynamic modeling and input shaping of thermal bimorph MEMS actuators*, Proc. Robotics and Automation, ICRA '03, Taipei, 14.-19. Sept. 2003, S. 1470-1475
- [146] H. Janocha: *Unconventional Actuators*, in: H. Janocha (Hrsg.): *Actuators*, Springer-Verlag, Berlin, 2004, S. 85-153
- [147] P. P. Acarnley, J. K. Al-Tayie: *Estimation of speed and armature temperature in a brushed DC drive using the extended Kalman filter*, IEE Proc. Electr. Power Appl. 144 (1997) Nr. 1, S.13-20
- [148] L. Chua, C. A. Desoer, E. S. Kuh: *Linear and Nonlinear Circuits*, McGraw-Hill, 1987, Singapore
- [149] U. Tröltzsch, O. Kanoun, H.-R. Tränkle: *Impedance Spectroscopy for Characterization of Aging Effects of Portable Secondary Batteries*, 6th Int. Symp. on Electrochemical Impedance Spectroscopy, Cocoa Beach, Florida, 16.-21. Mai 2004
- [150] G. H. Holling: *The sensorless control of variable switched reluctance motors*, Proc. American Control Conference, ACC'98, Philadelphia, 24.-26. Juni 1998, Vol. 2, S. 1330 - 1338
- [151] B. Fahimi, G. Suresh, M. Ehsani: *Review of sensorless control methods in switched reluctance motor drives*, Proc. IAS Annual Meeting, 2000, S. 1850-1857
- [152] J. Holtz: *Sensorless Control of Induction Motor Drives*, Proc. IEEE 90 (2002), Nr.8, S. 1359-1394
- [153] J. P. Johnson, M. Ehsani, Y. Güzelgünler: *Review of sensorless methods for brushless DC*, Proc. IAS Annual Meeting, Phoenix, 3.-7. Okt. 1999, S. 143-150
- [154] M. Schrödl: *Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method*, Proc. IAS Annual Meeting, Pittsburgh, 30. Sept.-4. Okt. 1996, S. 270-277
- [155] J. Hildinger, M. Hiller, R. Marquardt: *Sensorless Position Measurement of Switched Reluctance Drives at lower speed*, 10th Euro. Conf. on Power Electronics and Applications, EPE 2003, Toulouse, 2.-4. September 2003
- [156] Datasheet TDA5341: *Brushless DC motor and VCM drive circuit with speed control*, Firmenschrift der Philips Semiconductors, 1997
- [157] *An Introduction to Sensorless Brushless DC Motor Drive Applications with the ST72141*, Application Note AN1130, Firmenschrift der STMicroelectronics, 2000
- [158] E. Waßmuth: *Modelling and control of fast, nonlinear electromechanical actuators for impact printing*, 5th Int. Conf. Electrical Machines and Drives, London, 11.-13. Sep 1991, S. 175-179
- [159] M. Montanari, F. Ronchi, C. Rossi, A. Tonielli: *Control of a camless engine electromechanical actuator: position reconstruction and dynamic performance analysis*, IEEE Trans. Ind. Electron. 51 (2004) Nr. 2, S. 299-311
- [160] S. Butzmann, J. Melbert, A. Koch: *Sensorlose Regelung elektromagnetischer Aktuatoren für den variablen Ventiltrieb*, Elektronik im Kraftfahrzeug, Band 1547, VDI-Verlag, Düsseldorf, 2000, S. 1203-1209

- [161] R. Uhlenbrock, J. Melbert, G. Lugert: *Smart Actuator für die sensorlose elektromagnetische Ventilbetätigung*, Mechatronik im Automobil, Haus der Technik, München, 14.-15. November 2001
- [162] P. B. Eyabi: *Modeling and Sensorless Control of Solenoidal Actuators*, Diss., Ohio State University, 2003
- [163] N. D. Vaughan, J. B. Gamble: *The Modelling and Simulation of a Proportional Solenoid Valve*, J. Dyn. Syst. Meas. Control 118 (1996), S. 120-124
- [164] G. E. Bergstrom: *System to Determine Solenoid Position and Flux without Drift*, U.S. Patent 6,300,733, 2001
- [165] K. W. Lim, N.C. Cheung, M. F. Rahman: *Proportional control of a solenoid actuator*, Proc. IEEE Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, Bologna, 5.-7. September 1994, S. 2045-2050
- [166] M. F. Rahman, N.C. Cheung, K. W. Lim: *Position estimation in solenoid actuators*, IEEE Trans. Ind. Appl. 32 (1996) Nr. 3, S. 552-559
- [167] J.-C. Renn, J.S. Liu: *Sensorless Position Control of a Proportional Solenoid*, 2. Intern. Fluidtechnisches Kolloquium, 2. IFK, Dresden 16.-17. März 2000, S. 453-466
- [168] J.-C. Renn, Y.S. Chou: *Sensorless plunger position control for a switching solenoid*, JSME - Series C 47 (2004), Nr. 2, S. 637-645
- [169] D. Laier, R. Markert : *Ein Beitrag zu sensorlosen Magnetlagern*, ZAMM, 78 (1998) Nr. 2, S. 489-490
- [170] D. Meyer: *Sensorlose Identifikation der Position elektromagnetisch gehaltener Körper*, Diplomarbeit, TU-Darmstadt, Institut für Mechanik, Prof. Markert, 1995
- [171] T. Mizuno, Y. Hirasawa: *Self-sensing magnetic suspension using an H-bridge type hysteresis amplifier operating in two quadrants*, 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON'02, Sevilla, 5.-8. Nov. 2002, S. 1818-1823
- [172] R. Hartrampf: *Integrierte Wegmessung in feinwerktechnischen elektrodynamischen Lineardirektantrieben*, Diss., Fakultät Konstruktions- und Fertigungstechnik, Univ. Stuttgart, 2001
- [173] F. Hruběš: *Länge und Winkel – R-, L-, C-, magnetische Aufnehmer*, in: H.-R. Tränkler, E. Obermeier (Hrsg.): *Sensortechnik*, Springer-Verlag, Berlin, 1998, S. 479-510
- [174] E. Robeischl, M. Schrödl: *Optimized INFORM measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion*, IEEE Trans. Ind. Appl. 40 (2004) Nr. 2, S. 591-598
- [175] F. Malaguti, E. Pregolato: *Proportional control of on/off solenoid operated hydraulic valve by non-linear robust controller*, Proc. Industrial Electronics, ISIE 2002, L'Aquila, 8.-11. Juli 2002, S. 415-419
- [176] M. Piron, P. Sangha, G. Reid; T. J. H. Miller, D. Ionel, J. Coles: *Rapid computer-aided design method for fast-acting solenoid actuators*, Proc. Industry Applications Conference, IAS 98, St. Louis, 12.-15.10.1998, S. 197-204
- [177] E. Fraga, C. Prados, D.-X. Chen: *Practical model and calculation of AC resistance of long solenoids*, IEEE Trans. Magn. 34 (1998) Nr. 1, S. 205 –212
- [178] *Magnetkatalog 04*, Firmenschrift der Firma Kuhnke, Malente, 2004, S.82f
- [179] H. Meinke, F. W. Gundlach: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, 3. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1968, S.20
- [180] K. Meyberger, P. Vachenaer: *Höhere Mathematik 1*, 2. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1993
- [181] *M-100 Series – Linear Positioning Stages*, Handbuch MP32E, Firmenschrift der Fa. Physik Instrumente (PI) GmbH & Co., Waldbronn, 10/1997

- [182] M. Dimmler, C. Dayer: *Optical encoders for small drives*, IEEE/ASME Trans. Mechatronics 1 (1996) Nr. 4, S. 278-283
- [183] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W.T. Vetterling: *Numerical Recipes in C*, 2. Auflage, Cambridge University Press, 1993
- [184] T. Wendt, W.-J. Becker: *Induktiver Näherungssensor mit Wirkleistungsmessung der magnetischen Verluste*, Messen, Prüfen, Automatisieren – mpa 29 (1993) Nr. 1/2, S. 25-27
- [185] W. Drahm, E. Schrüfer: *Wieviele effektive Bits hat ein analoges Signal?* Technisches Messen – tm 61 (1994) Nr. 12, S. 492-495
- [186] D. Pawelczak: *Modellgestützte sensorfreie Positionsbestimmung bei elektromagnetischen Linearaktoren*, 12. GMA/ITG Fachtagung Sensoren und Messsysteme, 15.-16. März 2004, Ludwigsburg, S. 791-795
- [187] P. P. Acarnley, C. W. Hooper, R. J. Hill: *Detection of rotor position in stepping and switched reluctance motor*, IEEE Trans. Ind. Electron. 32 (1985) Nr. 3, S. 215-222
- [188] M. Krauß, E.-G. Woschni: *Meßinformationssysteme*, Verlag Technik, Berlin, 1975, S. 226ff
- [189] H. Richter: *Statische Meßeigenschaften von Differentialsensoren und deren Verbesserung durch spezifische Korrekturalgorithmen*, Diss., Fakultät für Elektrotechnik, Universität der Bundeswehr München, 1991
- [190] *Regelventile*, Datenblatt 1 987 761 323/09.02, Firmenschrift der Fa. Bosch Rexroth AG, Industrial Hydraulics, Lohr am Main, 09/2002, S. 20ff
- [191] G. Schmidt: *Regelungs- und Steuerungstechnik 1*, Skriptum zur Vorlesung, Lehrstuhl für Steuerungs- und Regelungstechnik, TU-München, 1999
- [192] *Entwicklung eines hochdynamischen Proportionalventils mit intelligenter Regelung*, Abschlussbericht des bmbf-Verbundprojekts PropVentil, Förderkennzeichen 16SV290, IFAS, Aachen, 2000
- [193] H. Gerth, C. Markgraf, H. Haase: *An Electromagnetic Actuator for Active Vibration Control Without Permanent Magnets*, Proc. Actuator 2004, Bremen, 14.-16. Juni 2004, S. 271-274
- [194] M. Durali, H. Bateni: *Nonlinear behaviour and control of active electromagnetic bearings*, Int. J. Modell. Simul. 19 (1999) Nr. 4, S. 397-404
- [195] D. Pawelczak, H.-R. Tränkler: *Sensorless position control of electromagnetic linear actuator*, Proc. of the 21th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC'04, Como, 18.-20.5.2004, Vol. 1, S. 372-376
- [196] *MATLAB – Release 14*, Software der Fa. The MathWorks Inc., USA, Vertrieb durch The MathWorks GmbH, Aachen, Juni 2004
- [197] *FEMLAB 3.1 – Multiphysics Modeling*, Software der Fa. COMSOL AB, Schweden, Vertrieb durch die FEMLAB GmbH, Göttingen, Okt. 2004
- [198] *FEMLAB 3.1 – Electromagnetics Module, Model Library*, Benutzerhandbuch, Firmenschrift der Fa. COMSOL AB, Schweden, Okt. 2004
- [199] S.-M. Wang, T. Miyanao, M. Hubbard: *Electromagnetic field analysis and dynamic simulation of a two-valve solenoid actuator*, IEEE Trans. Magn. 29 (1993) Nr. 2, S. 1741-1746
- [200] Y. Mitsutake, K. Hirata, Y. Ishihara: *Dynamic Response Analysis of a Linear Solenoid Actuator*, IEEE Trans. Magn. 33 (1997) Nr. 2, S. 1634-1637