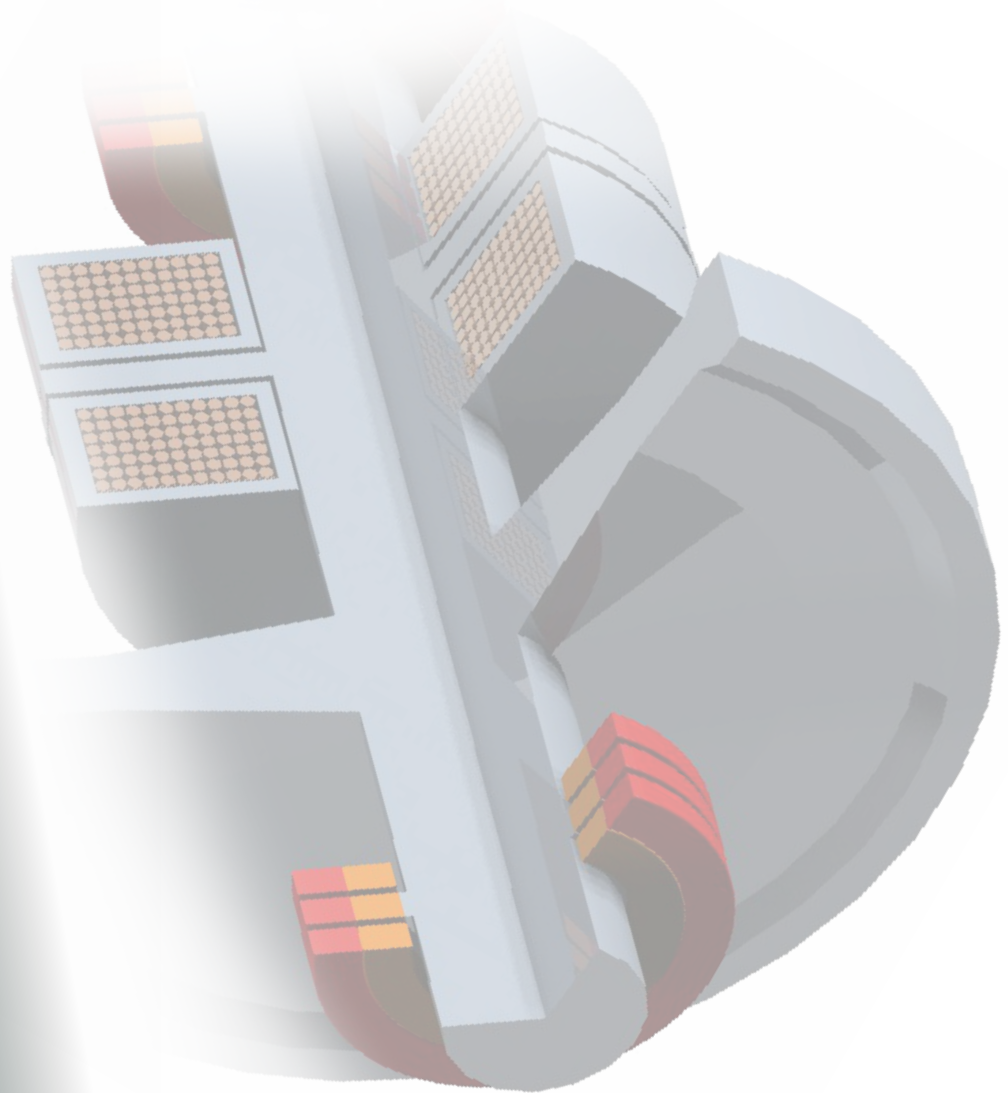




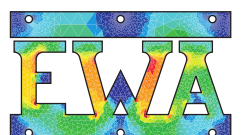
TECHNISCHE UNIVERSITÄT CHEMNITZ

9. Workshop Magnetlagertechnik Zittau-Chemnitz

Chemnitz
2. - 3. September 2013



Professur für
Elektrische Energie-
wandlungssysteme und Antriebe



Herausgeber Prof. Dr.-Ing. Ralf Werner

Technische Universität Chemnitz
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Professur Elektrische Energiewandlungssysteme und Antriebe
09 107 Chemnitz

Redaktion Dipl.-Ing. (FH) Johannes Rudolph
johannes.rudolph@etit.tu-chemnitz.de

Dipl.-Ing. Fabian Lorenz
fabian.lorenz@etit.tu-chemnitz.de

©2013 Technische Universität Chemnitz
Alle Rechte vorbehalten
Printed in Germany

Vorwort

Nach dem sehr erfolgreichen Verlauf des 8. Workshops Magnetlagertechnik Zittau-Chemnitz 2011, ist es eine besondere Freude, die Tradition im Jahr 2013 an der Technischen Universität Chemnitz fortzuführen. Auch in diesem Jahr soll der Workshop wieder eine Basis für den Austausch von Erfahrungen und die Vorstellung neuer Entwicklungen auf dem Gebiet der Magnetlagertechnik für Forscher und Anwender sein.

Die Organisatoren danken den Autoren für die zahlreichen, interessanten Beiträge und hoffen auf anregende Diskussionen.

Zu ihrem zehnten Jubiläum soll die Veranstaltung 2015 wieder an der Hochschule Zittau/Görlitz stattfinden.

Prof. Dr.-Ing. Ralf Werner

Inhalt

<i>Aufbau des digitalen Reglers am Beispiel PID-Regler, Regelung nach dem Prinzip Lokalisation</i>	5
Dipl.-Ing. F.Weidenmüller / Dipl.-Ing (FH) A.Nickel	
<i>Elektromagnetische Modellierung eines dreipoligen Kombilagers mittels des LAGRANGE- Formalismus</i>	12
Dipl.-Ing. E.Fleischer	
<i>Untersuchungen zu einer magnetgelagerten Industriedampfturbine</i>	21
Dipl.-Ing. C.Grund / Dipl.-Ing. T.Rottenbach	
<i>Lagerloser reluktanter Linearmotor mit gleicher Nutteilung in Ständer und Läufer</i>	28
A. Schleicher	
<i>Betrachtungen zum lagerlosen Flux-switching Scheibenläufer</i>	35
Ass. Prof. DI Dr. W.Gruber	
<i>Komplexe und integrierte Methoden zur Zuverlässigkeitsbewertung berührungsfreier Lager</i>	42
Dipl.-Ing.(FH) S.Düsterhaupt	
<i>Qualitätsplanung in der Entwurfsphase magnetgelagerter Systeme</i>	51
Dipl.-Ing.(FH) M.Gronek	
<i>Untersuchung und Erhöhung der Praxis-tauglichkeit sensorloser Magnetlager nach dem „Direct Digital Inductance Estimation“-Konzept</i>	59
M.Sc M.Richter / Dipl.-Ing. H.Schaede	
<i>Validierung eines Gleitfanglagermodells durch Abwurfversuche</i>	66
Dipl.-Ing.(FH) C.Vanek	
<i>MFLP – Magnet- und Fanglagerprüfstand des Zittauer Kraftwerkslabors</i>	72
Dipl.-Ing.(FH) H.Neumann / M.Eng. C.Panescu	
<i>Erfassung der Luftspaltinduktion aktiver Magnetlager auf Basis ultradünner, flexibler Hall-Sensoren</i>	78
Dipl.-Ing. F.Bahr	
<i>Alternative Abstandserfassung mit Wirbelstromsensoren</i>	85
Dipl.-Ing.(FH) R.Lehmann	
<i>Messung magnetischer Streuflüsse zur Bestimmung der Wellenposition im Magnetlager</i>	90
Dipl.-Ing.(FH) J.Rudolph	

DIGITALE MAGNETLAGERREGELUNG

AUFBAU DES DIGITALEN REGLERS AM BEISPIEL PID-REGLER

REGELUNG NACH DEM PRINZIP DER LOKALISATION

F. Weidenmüller, A. Nickel

Elektrische Automatisierungs- und Antriebstechnik

EAAT GmbH Chemnitz

Annaberger Str.231

09120 Chemnitz

Tel. +49 371 5301911, Fax: +49 3715301913

eaatgmbh@eaat.de

Prof. L. Zacharias, R. Lehmann

Westsächsische Hochschule Zwickau

Fakultät Elektrotechnik

Dr.-Friedrichs-Ring 2a

08056 Zwickau

Tel. +49 375 5361401, Fax: +49 3755361403

elektrotechnik@fh-zwickau.de

Kurzfassung

Magnetische Lager sind strukturinstabil. Sie benötigen in mindestens einer Achse eine aktive Lagerung. Zur Positionierung des Rotors werden schnelle Regelkreise benötigt, die auf analoger oder digitaler Basis arbeiten. Dieser Beitrag beschäftigt sich mit dem Aufbau eines schnellen digitalen Regelkreises bestehend aus Messsystemen, digitalen Reglern, Koordinatentransformation und Leistungsverstärkern. Basierend auf diesem Aufbau werden regelungstechnische Abläufe anhand von Blockschaltbildern dargestellt. Regler- und Filtergleichungen werden in Form von zeitdiskreten IIR-Filtern aufgestellt und in eine für eine Implementierung auf dem digitalen Regler notwendige Schreibweise überführt. Im ersten Teil des Beitrags liegt der Fokus auf der Stabilisierung der Lageregelkreise mit PID-Reglern. Vergleichend dazu wird im zweiten Teil die Stabilisierung mit PL-Reglern vorgestellt. Zum Schluss erfolgt eine Gegenüberstellung von Vor- und Nachteilen beider Reglerstrukturen anhand zahlreicher Kriterien. Es werden Inbetriebnahmehinweise und Erfahrungen im praktischen Aufbau einzelner Komponenten gegeben.

1 Einleitung

Aktive Magnetlager-Regelkreise haben den im Bild 1 dargestellten vereinfachten Aufbau. Ein Lagemesssystem erfasst die Ist-Position des Rotors. Der Regler vergleicht den Sollwert der Position mit dem Istwert und ermittelt aus deren Differenz die Stellgröße. Diese Stellgröße wird dem Stellglied zugeführt, das aus einem Leistungsverstärker und der elektromagnetischen Lagerung besteht. Die elektromagnetische Lagerung erzeugt dann die Kraft, die für das Lagern des Rotors notwendig ist.

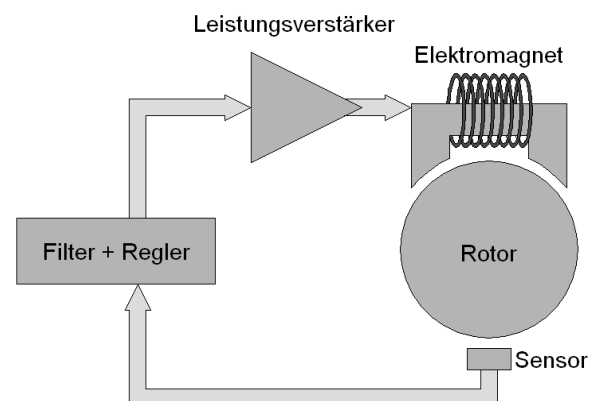


Bild 1: Regelkreis

2 Aufbau des digitalen Reglers

Der Einsatz von programmierbaren digitalen Schaltungen ermöglicht das Ausführen von mathematischen Beschreibungen als Regler- bzw. Streckenmodell. Der Vorteil beim Einsatz von frei programmierbarer Logik liegt in der Variabilität beim Ausführen verschiedenster Regler- und Streckenmodelle sowie in ihrer uneingeschränkten Parametrierbarkeit über einen PC oder ein anderes digitales Ein- bzw. Ausgabegerät. Bauelementetoleranzen und Drifterscheinungen entfallen ebenfalls in digitalen Regelsystemen. Mit der Digitalisierung spielen nun jedoch die Wert- und Zeitquantisierung, welche durch das Abtastverhalten der digitalen Schaltkreise hervorgerufen werden, eine wichtige Rolle. Dies ist ein großer Unterschied zur wert- und zeitkontinuierlichen analogen Regelung. Bei elektromagnetischen Lagern sind die zu regelnden Zeitkonstanten wesentlich kleiner als bei den in der Industrie häufig anzutreffenden rotierenden elektrischen Maschinen. Die kleinen Zeitkonstanten - sowie auch die Strukturinstabilität der Regelstrecke erfordern schnelle robuste Regler, die mit dem Einsatz von FPGAs möglich werden. FPGAs bestehen aus Gattermatrizen, die unabhängig voneinander gleichzeitig arbeiten können. Als zusätzlich integrierte Hardware stehen Multiplikationseinheiten, RAM, Flash-Speicher und vieles mehr zur Verfügung. Dies erlaubt die Realisierung sehr schneller Rechenschaltungen. Schnelle Analog- Digital-Wandler stellen die Sollwerte und die von den Sensoren erfassten Istwerte bereit. Durch das Oversamplingverfahren bei der Analog- Digital- Wandlung kann bei einer Reduzierung des Rauschpegels auf der Magnetlagerregelstrecke die Messwertauflösung erhöht werden. Zur Parametrierung über verschiedene Kommunikationsschnittstellen und Berechnung von Filterkoeffizienten kommt ein Mikrocontroller zum Einsatz. Dieser erlaubt auch durch das Bereitstellen von Diagnose-schnittstellen den Zugriff auf alle internen Rechengrößen in Echtzeit.

3 Leistungsteil

Nach der Berechnung der Stellgrößen erfolgt die Leistungsverstärkung der Reglerausgangssignale. Diese geschieht durch eine pulswidenmodulierte MOSFET Endstufe. Der pulswidenmodulierte Vierquadrantenbetrieb des Leistungsteiles ermöglicht ein energieeffizientes Arbeiten. Der Einsatz von Feldeffekttransistoren erlaubt im Vergleich zu IGBT-Endstufen höhere Pulsfrequenzen. Bei Pulsfrequenzen von ca. 100kHz kann die Endstufe regelungstechnisch als PT1-Glied mit einer Zeitkonstante von $5\mu\text{s}$ approximiert werden. Mit dieser Zeitkonstante im Leistungsteil sind auch sehr dynamische Regelstrecken beherrschbar.

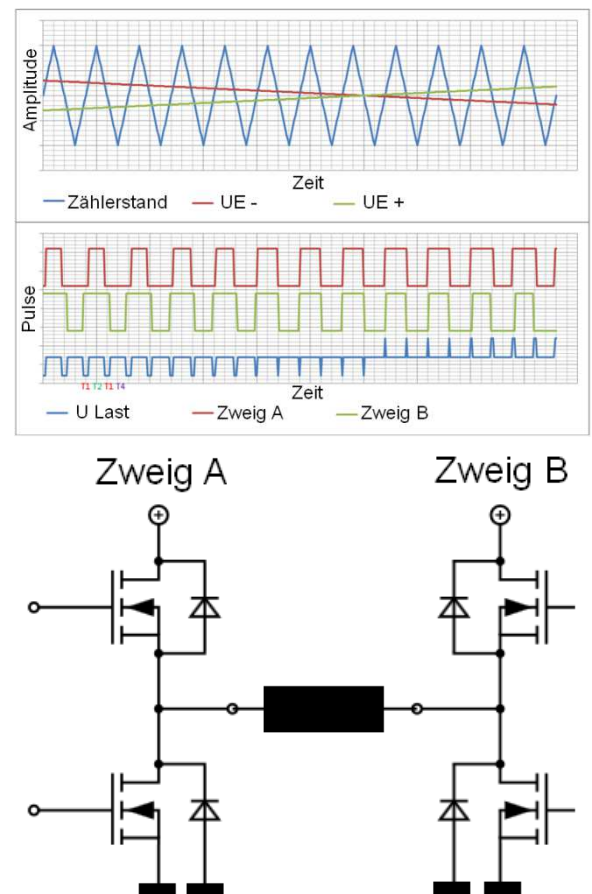


Bild 2: 4-Quadranten Pulsmuster H-Brücke

3 Filtergleichung im FPGA

Die Berechnung der Stellgrößen geschieht über die allgemeine Gleichung des IIR-Filters zweiter Ordnung. Die Realisierung des IIR-Filters wird durch Mehrfachnutzung einer Multiplikations-Additionskomponente erreicht. Diese Komponente organisiert die Multiplikation eines Eingangs- bzw. Ausgangssignales mit dem dazugehörigen Filterparameter und addiert das Ergebnis auf das vorhergehende auf. Nach 5 maliger Nutzung dieser Komponente ist ein IIR Filter berechnet und es erfolgt das Laden neuer Koeffizienten.

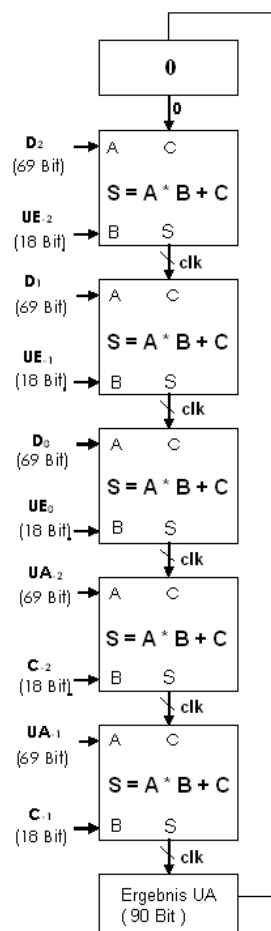


Bild 3: Ablaufschema IIR-Filter im FPGA

Die Finite State Machine ist so aufgebaut, dass der kaskadierte Stromregelkreis dreimal schneller ausgeführt wird als der Lageregelkreis.

Um die mathematische Beschreibung des Reglers auf dem allgemeinen IIR-Filter zu realisieren, findet die z-Transformation Anwendung. Die Gleichung des IIR-Filters lautet:

$$G_R(z) = \frac{d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}}{1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}} \quad (1)$$

$$U(k) = d_0 \cdot e_k + d_1 \cdot e_{(k-1)} + d_2 \cdot e_{(k-2)} - c_1 \cdot U_{(k-1)} - c_2 \cdot U_{(k-2)}$$

Diese Filtergleichung ermöglicht neben der Berechnung von PID Regler-Algorithmen auch andere Algorithmen (z.B. Bessel-Tiefpass oder Wien-Robinson-Bandsperre) zu behandeln, indem den IIR-Filterkoeffizienten andere Werte zugewiesen werden. Dies schafft eine Minimierung des benötigten Quellcodes.

4 Reglerentwurf

Für die Positionsregelung im magnetischen Lager kommt eine kaskadierte Reglerstruktur zum Einsatz. Dem Lageregelkreis ist ein Stromregelkreis unterlagert. Für den Stromregelkreis sind PI-Regler am weitesten verbreitet. Der Stromregelkreis wird betragsoptimal eingestellt. Dies garantiert bei geringem Überschwingen ein gutes Führungsverhalten. Ist der Stromregelkreis deutlich schneller als der Lageregelkreis, so kann dieser auch als Übertragungsglied erster Ordnung approximiert werden. Die meisten Optimierungs- und Einstellverfahren lassen sich für zeitunkritische stabile Systeme anwenden aber reichen für den Entwurf des Lagereglers nicht aus. Ein anwendbares Verfahren ist das Wurzelortskurvenverfahren. Mit diesem Verfahren lassen sich die Wurzelorte des geschlossenen Kreises in Abhängigkeit der Reglerkonfiguration darstellen. Es entstehen Kurven, die sich durch das Hinzufügen von Nullstellen oder Polstellen beeinflussen lassen. Stabilität besteht, wenn sich alle Wurzelorte auf der linken Halbebene des Pol-Nullstellendiagramms befinden. Wegen dem instabilen Pol der Strecke in der rechten Halbebene der Gausschen Zahlenebene ist es nicht möglich, das System allein mit einem Proportionalverstärker zu stabilisieren. Nach dem Schließen des Regelkreises erhält man den im Bild 4 dargestellten Kurvenverlauf.

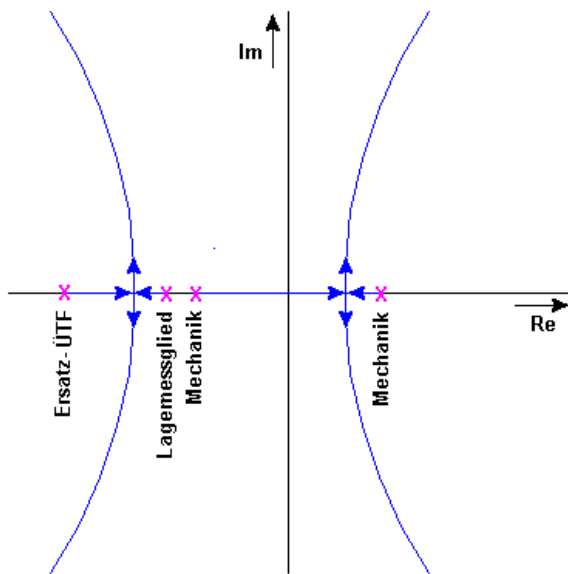


Bild 4: Qualitative Wurzelortskurve des geschlossenen P-Regelkreises

Der rechte Wurzelast verläuft für jede gewählte Verstärkung auf der rechten d.h. instabilen Halbebene der komplexen Ebene. Zur Stabilisierung sind Nullstellen erforderlich, die man durch das Hinzufügen eines Differentialanteiles erhält.

5 Prinzip der Lokalisation

Als Alternative zum klassischen PID-Regler kommt der Regler nach dem Prinzip der Lokalisation in Frage. Er gilt als sehr robust und soll für nichtlineare, zeitinvariante und nicht genau bekannte Regelstrecken besonders geeignet sein. Damit wäre dieser für die schwierig zu bestimmenden Streckenparameter des Magnetlagers von Vorteil. Die Regelung beim Prinzip der Lokalisation erfolgt nach der höchsten Ableitung der Regelgröße. Wenn diese ein stabiles Verhalten aufweist, dann gilt die Annahme, dass auch das Gesamtsystem stabil ist. Ausgangspunkt ist die Beschreibung der Regelstrecke und der Vorgabe eines Wunschverhaltens, beides aufgelöst nach der höchsten Ableitung. In Bezug auf das Magnetlager lässt sich die Regelstrecke auf ein Glied 2. Ordnung

vereinfachen. Die gewünschte Dynamik wird in derselben Ordnung definiert und ist entscheidend für die später Verhalten des Magnetlagers. So sollte die Dämpfung idealerweise 1 betragen damit ein Überschwingen des geschlossenen Regelkreises vermieden wird. Desweiteren sollte die gewünschte Dynamik schneller als die Dynamik der unregelte Strecke sein.

$$\ddot{x}_s = -a_1 \cdot \dot{x}_s - a_0 \cdot x_s + b \cdot u + \gamma(t) \quad (2)$$

$$\ddot{x}_g = -\frac{2 \cdot D_g}{T_g} \cdot \dot{x}_g - \frac{1}{T_g^2} \cdot x_g + \frac{K_g}{T_g^2} \cdot w \quad (3)$$

Die Bildung der Stellgröße u geschieht über die Kreisverstärkung K und die Differenzbildung von gewünschter und tatsächlicher höchster Ableitung. Um zu erreichen, dass nun beide höchsten Ableitungen \ddot{x}_s und \ddot{x}_g gleich groß sind, wird eine Verstärkung K gegen unendlich benötigt. Technisch wird dies mit einem Integrator umgesetzt.

$$u = \frac{K}{s} \cdot (\ddot{x}_g - \ddot{x}_s) \quad (4)$$

Auf das Magnetlager bezogen sind die gewünschte und die tatsächliche Beschleunigung gleich groß zu postulieren. Gleichzeitig gilt die Annahme, dass dies dann für Geschwindigkeit und Position ebenso zutrifft. Da die Messung der Beschleunigung und der Geschwindigkeit nur mit zusätzlichem Aufwand möglich ist, wird dem Magnetlager ein Filter nachgeschaltet, der die beiden Größen nachbildet. Damit Nachbildung und Realität in etwa gleich groß sind, muss die Zeitkonstante dieses Filters viel schneller als die gewünschte Zeitkonstante sein.

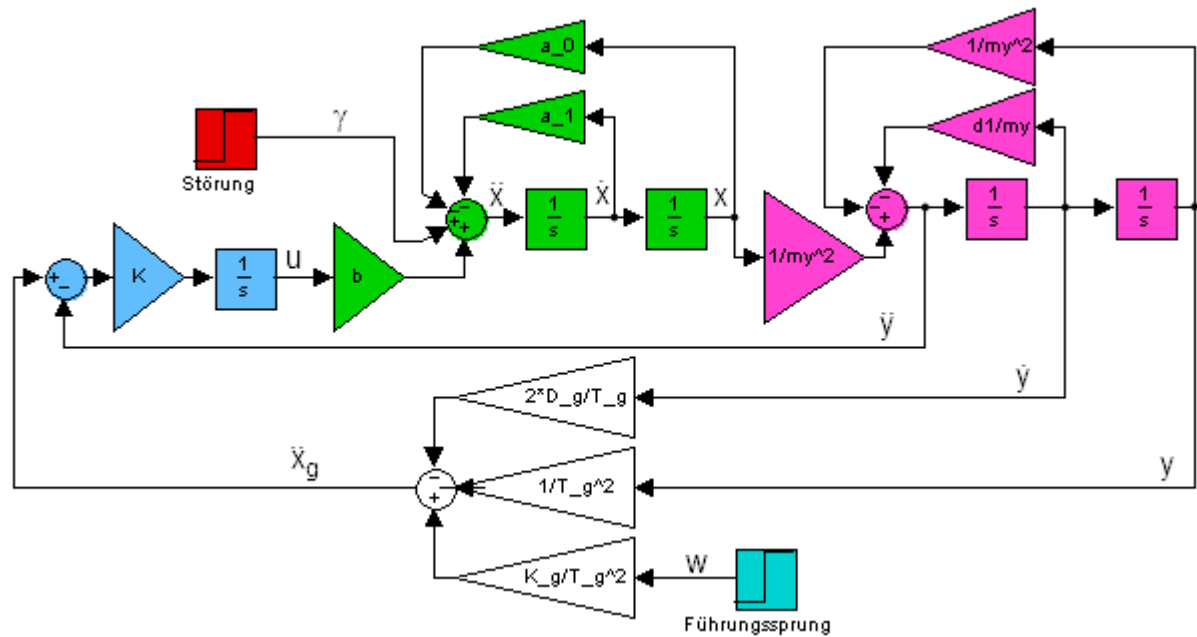


Bild 5: Modell des Regelkreises mit kontinuierlichem PL-Regler
(Regelstrecke - grün, Wunschverhalten - weiß, Bildung des Stellwertes - blau, Filter - magenta)

Am Modell ist ebenso erkennbar, dass den über einen inneren Kreis angreifenden Störungen schnell entgegengewirkt werden kann. Die Berechnung der Filterparameter geschieht über die charakteristische Gleichung des inneren Kreises und einen Koeffizientenvergleich mit einer Differenzialgleichung, welche ein günstiges Verhalten für den Filter widerspiegelt.

6 Zeitdiskreter PL-Regler

Für die digitale Umsetzung ist es wichtig, den PL-Regler zeitdiskret zu betrachten. Dazu erfolgt mittels z-Transformation die Umwandlung vom diskreten Zeitbereich in den diskreten Bildbereich.

$$G_S(z) = \frac{x_s(z)}{u(z)} = \frac{b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}} \quad (5)$$

$$G_g(z) = \frac{x_g(z)}{w(z)} = \frac{C_{w1} \cdot z^{-1} + C_{w2} \cdot z^{-2}}{1 + C_1 \cdot z^{-1} + C_2 \cdot z^{-2}} \quad (6)$$

Die Hinführung zur Struktur des zeitdiskreten PL-Reglers geschieht wie im Kontinuierlichen über das Steuergesetz mit I-Anteil, Einführung eines zusätzlichen schnellen Filters sowie die charakteristische Gleichung des inneren Kreises und den Koeffizientenvergleich durch die Vorgabe - im Fall einer Strecke 2. Ordnung - einer dreifachen Polstelle. Damit ergeben sich für die Filterparameter folgende Gleichungen:

$$K \cdot \beta = \frac{1 - 3 \cdot z_s + 3 \cdot z_s^2 - z_s^3}{b_1 + b_2} \quad (7)$$

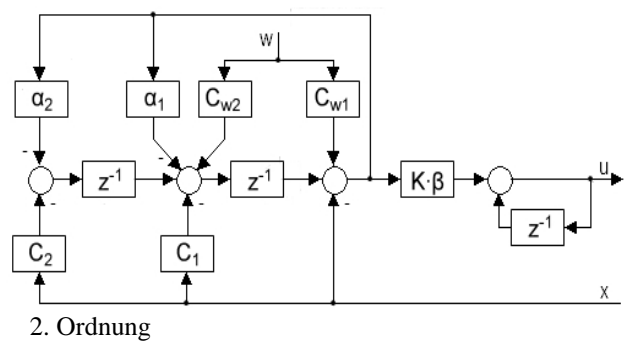
$$\alpha_1 = 1 - 3 \cdot z_s - \frac{1 - 3 \cdot z_s + 3 \cdot z_s^2 - z_s^3}{b_1 + b_2} \cdot b_1$$

$$\alpha_2 = z_s^3$$

Mit:

$$z_s = e^{-\frac{T_0}{T_i}}; T_i = 0,1 \cdot T_g \quad (8)$$

Bild 6: Blockschaltbild des zeitdiskreten PL-Reglers



7 Überführung des PL-Reglers in die IIR-Filterstruktur

Ausgehend vom Steuergesetz kann dies so umgeformt werden, dass sich der PL-Regler in 4 IIR-Filter umsetzen lässt. Für einen Regelkreis 2. Ordnung sieht dies wie folgt aus:

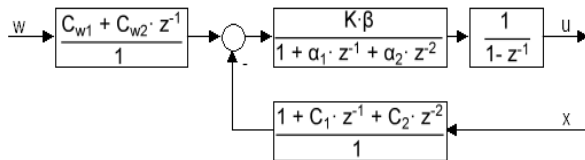


Bild 7: Filterstruktur des zeitdiskreten PL-Reglers 2. Ordnung

Die IIR-Filterstruktur kann aber nur funktionieren, wenn die verwendete Hardware große Bitbreiten erlaubt, da die höchsten Ableitungen des Ist- und Sollwertes, bedingt durch die schnellen Abtastzeiten, bereits sehr kleine Werte angenommen haben und die Differenzbildung dies noch einmal verschärft. Geringe Abhilfe verschafft bereits die Einführung von Skalierungsfaktoren. Jedoch ist eine modernere Hardware mit Bitbreiten von 32 Bit und höher die Vorzugslösung.

8 Einstellung der Reglerparameter

Für das Finden der optimalen Reglerkonfiguration stehen dem PL-Regler mehrere Parameter zur Verfügung. Hauptaugenmerk liegt auf der Einstellung der Wunschdynamik und der Kreisverstärkung. Den größten Einfluss hat die Festlegung der gewünschten Zeitkonstante des geschlossenen Regelkreises, die möglichst etwas kleiner als die tatsächliche gewählt werden sollte. Mit Erhöhung der gewünschten Dämpfung kann eventuell auftretendes Überschwingen unterdrückt werden. Zur Feinabstimmung dient die Kreisverstärkung. Vorteilhaft ist dabei, dass der PL-Regler auf die Vorgabe einer Wunschdynamik beruht und nicht wie der PID-Regler auf der Kompensation einer Polstelle der Strecke. Aus diesem Grund weist der PL-Regler auch deutlich höhere Stabilität bei Parameterabweichungen auf.

9 Verhalten im Vergleich zum PID-Regler

Versuche haben gezeigt, dass das Verhalten der magnetgelagerten Welle mit PL-Regler im Ruhezustand als genauso stabil wie mit PID-Regler erweist. Im Führungsverhalten erzielt der PL-Regler durch seine integrierte Wunschdynamik eine sehr gute Sprungantwort. Beim PID-Regler ist dies nur unter Verwendung einer zusätzlichen Führungsfunktion (Führungsgrößenfilter) möglich. Auch im Störverhalten waren eine kürzere Anregelzeit des PL-Reglers und damit eine geringere Auslenkung zu verzeichnen. Auch bei Variation der Abtastzeit schneidet der PL-Regler besser ab. Während der PID-Regler bei immer langsamer werdenden Abtastzeiten allmählich an Regelgenauigkeit verliert, so bleibt dieser konstant stabil.

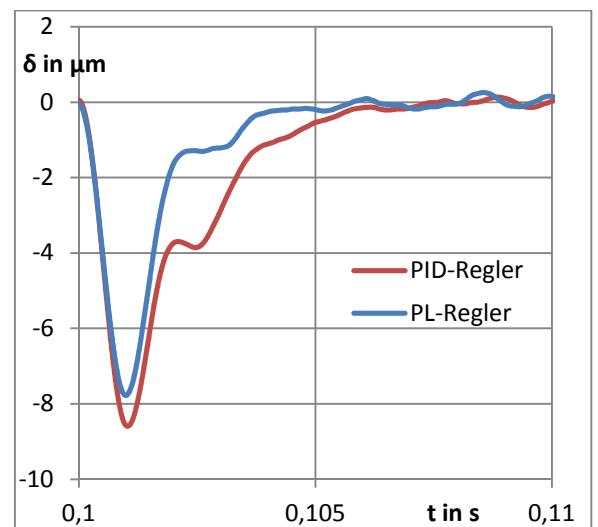


Bild 8: Vergleich des Störverhaltens

10 Fazit

Das Prinzip der Lokalisation ist sehr einfach im Vergleich zu anderen neuartigen digitalen Reglern in die IIR-Filterstruktur umzusetzen. Voraussetzung ist allerdings, dass die Hardware entsprechend leistungsfähig ist. Ansonsten kann der PL-Regler sich gegenüber dem PID-Regler besonders durch seine hohe Robustheit bei Regelstrecken-Parameterabweichungen, was gerade bei schwer zu bestimmenden Magnetlagerstrecken der Fall ist, hervorheben.

Literatur:

- [1] Unbehauen, Heinz: Regelungstechnik I: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme, 10.Auflage, Vieweg Verlag
- [2] Unbehauen, Heinz: Regelungstechnik II: Zustandsregelungen, digitale und nichtlineare Regelsysteme, 8.Auflage, Vieweg Verlag
- [3] Zacharias, Lutz: Vorlesungsskript „Zeitdiskrete Systeme“; Zwickau: Westsächsische Hochschule Zwickau (FH), Fakultät Elektrotechnik
- [4] Kenk, Christian: Reglerstrukturen für aktive Magnetlager, Stralsund, Fachhochschule Stralsund, Diplomarbeit, 2004
- [5] Lehmann, Ringo: Regelung magnetischer Lager; Zwickau, Westsächsischen Hochschule Zwickau (FH), Fachbereich Elektrotechnik, Diplomarbeit, 2008
- [6] Nickel, André: Regelung magnetischer Lager nach dem Prinzip der Lokalisation; Zwickau, Westsächsischen Hochschule Zwickau (FH), Fachbereich Elektrotechnik, Diplomarbeit, 2013

Elektromechanische Modellierung eines dreipoligen Kombilagers mittels des LAGRANGE-Formalismus

Erik Fleischer

Technische Universität Dresden
Email: erik.fleischer@tu-dresden.de

Wilfried Hofmann

Technische Universität Dresden
Email: wilfried.hofmann@tu-dresden.de

Zusammenfassung—Entwickelt wurde ein neuartiges dreipoliges Kombilager und erstmals Pulververbundwerkstoffe (SMC, Soft Magnetic Composite) eingesetzt. Vorgestellt wird ein elektromechanisches Simulationsmodell, das zur Verifikation des Regelsystems dient.

Die angewendete Methodik auf Basis des Lagrangeschen Formalismus erlaubt eine systematische Modellierung aktiver Magnetlager als elektromechanischer Energiewandler und berücksichtigt die Rückwirkung der Rotorbewegung auf die Wicklungsströme, Kreisel-effekte und die magnetische Kopplung der Lagerachsen und Wicklungen.

Nach einer Einführung in den Lagrangeschen Formalismus wird seine Anwendung auf die neue Lagerstruktur gezeigt und im Experiment nachgewiesen.

I. EINLEITUNG

Die Inbetriebnahme einer neuen Magnetlagerstruktur setzt eine Regelung voraus, welche bereits anhand eines Simulationsmodells validiert worden ist. Je genauer dieses Modell ausfällt, desto weniger muss nachjustiert werden und eine zuverlässigere Vorhersage über die Stabilität des Systems im gesamten Betriebsdrehzahlbereich ist möglich.

Für das Systemverhalten magnetisch gelagerter Rotoren spielen eine ganze Reihe mechanischer und elektromagnetischer Effekte eine Rolle, die zu zahlreichen Kopplungen zwischen den Systemzuständen führen. Ein Effekt der oftmals vernachlässigt wird, ist die Spannungsinduktion in den Wicklungen als Folge der Rotorbewegung, d.h. die Wandlereigenschaft aktiver Magnetlager. Der wichtigste mechanische Effekt ist die Kopplung paralleler Lagerachsen durch die Starrkörperbewegung. Das heißt, eine Kraft längs einer Achse bewirkt auch eine Bewegung längs einer anderen Achse, die je nach Rotorform gleich oder gegen gerichtet sein kann.

Zusätzlich bewirken Kreiseffekte drehzahlabhängig weitere Kopplungen zwischen den Lagerachsen.

Neben den mechanischen Effekten gibt es noch eine Reihe elektromagnetischer Effekte, die wesentlich das Systemverhalten beeinflussen. So hängt die Reluktanzkraft nichtlinear von den Wicklungsströmen ab und durch den gemeinsamen Eisenkreis entsteht eine Kopplung der Wicklungen untereinander. Bei genauer Betrachtung können folglich die Stromregelkreise nicht als unabhängig voneinander modelliert werden. Als Randeffect ist hier auch die Luftspaltabhängigkeit der Wicklungsinduktivität zu erwähnen.

Alle diese Effekte führen zu einem Modell mit sehr vielen Kopplungen zwischen den Systemzuständen, die nur

durch methodisches Vorgehen mit vertretbarem Aufwand modelliert werden können.

II. MODELLIERUNGSMETHODEN

Zentrales Element bei der Modellierung aktiver Magnetlager stellt die Berechnung der Kraft-Strom-Kennlinie dar. So wird in [1] ein Ansatz auf Basis KIRCHOFFSCHER Netzwerke vorgestellt, in dem Streuflüsse, Randeffecte am Luftspalt und die Feldverzögerung durch Wirbelströme in der Kraftberechnung beachtet werden. Die Methode erlaubt eine sehr anschauliche Darstellung des Modells.

Für einfachere Modelle reicht es oftmals, das Prinzip der virtuellen Arbeit anzuwenden. Somit kann aus der Energiewandlung zwischen mechanischer und magnetischer Energie im Luftspalt die Lagerkraft hergeleitet werden[2].

Für das Aufstellen mechanischer Bewegungsgleichungen stellt die NEWTON-EULER-Gleichung den grundlegenden Zusammenhang dar, welcher in [3] auf einen Hochdrehzahlrotor und in [4] auf einen magnetisch gelagerten Rundtisch angewandt wird. Die Methode liefert die Bewegungsgleichungen für einen starren Rotor direkt, solange keine Zwangsbedingungen vorliegen. In einem solchen Fall sollte das Prinzip der virtuellen Leistung nach JOURDAIN hinzugezogen werden um eine systematische Vorgehensweise zu erhalten[5]. Der wesentliche Vorteil dieser Methode ist, dass sich die Zwangskräfte mit wenig Aufwand bestimmen lassen.

Eine weitere Vorgehensweise stellt der LAGRANGESCHE Formalismus dar, der besonders für Fälle mit Zwangsbedingungen geeignet ist. Da die LAGRANGESCHEN Gleichungen zudem noch invariant gegenüber Koordinatentransformationen sind, können damit die Bewegungsgleichungen mit den Auslenkungen des Rotors in den Lagerebenen aufgestellt werden[6]. Der Formalismus ist zudem auf andere Domänen übertragbar, da er auf der universellen Größe Energie aufbaut[7].

Die bisher aufgezählten Methoden liefern nur Modelle für jeweils einen Teil eines Magnetlagersystems, die häufig mit Signalfussplänen [8], [9] zu einem Systemmodell zusammengestellt werden. Dabei werden oftmals eventuelle Rückwirkungen vernachlässigt. Diese müssen mit zusätzlichen Pfeilen abgebildet werden und führen recht schnell zu unübersichtlichen Modellen.

Abhilfe bieten hier Methoden, die explizit eine elektromechanische, domänenübergreifende Modellierung erlauben. Wichtige Grundlagen dazu wurden [10] und [11] zusammengestellt. Es wurde festgestellt, dass in allen Domänen

als gemeinsame Größen Energie und Leistung auftauchen, die mit den Energie- bzw. Leistungsvariablen des Systems beschrieben werden können. Wählt man nun aus diesen Variablen geschickt einige als generalisierte Koordinaten aus und stellt mit diesen die Bewegungsgleichungen auf, so führt das unabhängig von der jeweiligen Domäne immer zum sehr ähnlichen Ergebnissen. Die resultierenden Gleichungen unterscheiden sich im Allgemeinen nur in den Parametern.

Darauf aufbauend können die Netzwerkmethoden, wie KIRCHHOFFsche Netzwerke oder Bondgraphen auch auf elektromechanische System angewendet werden. So wird in [12] ein magnetgelagertes Schwungrad mit Bondgraphen modelliert. Das Beispiel zeigt jedoch auch deutlich die Grenzen der Netzwerkmethoden. Aufgrund der Vielzahl an Kopplungen, die alle explizit mit Pfeilen im Schaltbild dargestellt sind, werden die Graphen unübersichtlich und damit fehleranfällig.

Der energiebasierte Ansatz des LAGRANGESchen Formalismus eignet sich ebenso für ein domänenübergreifendes Modell [7]. Es fehlt zwar die graphische Darstellung der Netzwerkmethoden, dafür können die Kopplungen im System als Zwangsbedingungen systematisch erfasst werden. Eine Anwendung im Bereich der Magnetlagertechnik findet sich nur in [13] für ein einachsiges Magnetlager.

In diesem Beitrag wird daher gezeigt, wie mit Hilfe des LAGRANGESchen Formalismus ein Modell im Zustandsraum in der Form $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ hergeleitet werden kann, dass die wichtigsten Effekte abbildet und in den gängigen Simulationstools verwendet werden kann. Die zahlreichen Kopplungen werden dabei in Form von Zwangsbedingungen in die Energiefunktionen eingesetzt.

Als Beispiel für die Vorgehensweise dient ein neuartiges dreipoliges Kombilager, an dem auch die experimentelle Validierung erfolgt.

III. DREIPOLIGES KOMBILAGER

In der Frontansicht aus Bild 1 wirkt das Lager zunächst wie ein dreipoliges Lager. In einem solchem Lager gilt für die radialen Flüsse Φ_i :

$$\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = 0. \quad (1)$$

Es können daher nur zwei Flüsse unabhängig voneinander eingestellt werden. Für einen Betrieb mit minimaler Flussdichte für die gerade benötigte Lagerkraft müssen alle radialen Flüsse unabhängig voneinander eingestellt werden können. Dies erlaubt der zusätzliche axiale Rückschluss, der rechts in Bild 1 als Schnittansicht dargestellt ist. Es entsteht so eine homopolare Anordnung und ein Betrieb mit minimaler Vorspannung sowie eine axiale Krafterzeugung wird möglich. Mit zwei Kombilagern kann folglich eine vollständige fünfachsigige Lagerung mit einer minimalen Anzahl an Wicklungen realisiert werden.

Jedoch entsteht sowohl im Stator als auch im Rotor eine dreidimensionale Flussverteilung. Eine teilweise Blechung ist zwar denkbar, jedoch muss zumindest der axiale Fluss entweder über massives Eisen oder quer zur Blechung geführt werden. In beiden Fällen verzögern Wirbelströme den Feldaufbau und bewirken eine zeitliche Verzögerung

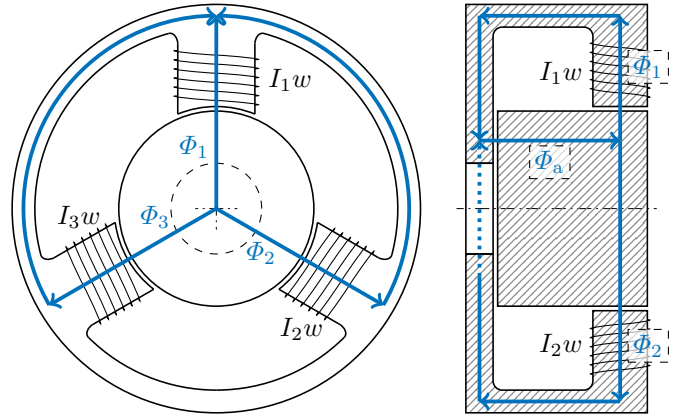


Bild 1. Struktur des Kombilagere

zwischen dem Spulenstrom und dem magnetischen Fluss. Bei einem Betrieb mit minimaler Vorspannung wird der axiale Fluss Φ_a zu einem wesentlichen Bestandteil des radialen Lageregelkreises und darf daher nicht zusätzlich verzögert werden. Folglich ist es sinnvoll den gesamten Stator und den Rotor aus SMC zu fertigen.

Da die Zugfestigkeit von SMC (max. 10 MPa...50 MPa, [14]) meist deutlich geringer ausfällt als die von üblichen Elektroblechsorten (typ. 200 MPa...800 MPa, [15], [16]), muss ein spezieller Aufbau im Rotor gewählt werden. Es wird auf eine Axiallagerscheibe verzichtet und stattdessen die Stirnfläche des Rotor für den axialen Luftspalt genutzt, wie in Bild 1 angedeutet ist. Somit werden der maximale Durchmesser und die mechanischen Spannungen infolge der Fliehkraft verringert. Zudem wird das SMC-Teil ohne Bohrungen als massiver Zylinder ausgeführt, um die Fliehkraftbelastung weiter zu reduzieren.

Weitere Details insbesondere hinsichtlich der Regelung sind in [17] zu finden.

IV. MATHEMATISCHER ANSATZ

Die Basis für den LAGRANGE-Formalismus bildet das Axiom über diejenige virtuelle Arbeit, die aus allen Zwangskräften¹ \mathbf{Z}_i

$$\delta W_{Z, \text{mech}} = \sum_i \mathbf{Z}_i \cdot \delta \mathbf{r}_i = 0. \quad (2)$$

im Modell resultiert und null sein muss, sonst wäre die Konstruktion eines Perpetuum Mobile möglich[18]. Da es sich hier um eine Energiegleichung handelt, kann das Axiom auf magnetische und elektrische Probleme erweitert werden, wenn die ausgewählten Größen für „Kraft“ und „Weg“ als Produkt eine Energie ergeben. So könnte die Gleichung (2) für magnetische oder elektrische Größen in

$$\begin{aligned} \delta W_{Z, \text{mag}} &= \mathbf{i} \cdot \delta \boldsymbol{\psi} = 0 \\ \delta W_{Z, \text{ele}} &= \mathbf{u} \cdot \delta \mathbf{q} = 0 \end{aligned} \quad (3)$$

¹Zwangskräfte sind diejenigen Kräfte, welche aus Beziehungen zwischen den einzelnen Koordinaten, den Zwangsbedingungen, resultieren. Mit diesen wird der innere Aufbau eines Mechanismus oder einer Schaltung beschrieben.

umformuliert werden. Die Zwangsbedingungen resultieren hier beispielsweise aus den Knoten- und Maschengleichungen für magnetische oder elektrische Netzwerke.

Mit dem LAGRANGE-Formalismus können folglich Multidomänenmodelle hergeleitet werden.

A. Wahl der Koordinaten

Vor Beginn der eigentlichen Modellierung müssen die Koordinaten gewählt werden, mit denen das Modell beschrieben werden soll. Für viele Probleme kann mit einer geschickten Wahl das Problem erheblich vereinfacht werden[11].

Die grundlegenden mechanischen Größen sind in der oberen Hälfte des Bildes 2 mit ihren Beziehungen untereinander dargestellt. In der Anordnung stellen der Impuls und die Auslenkung die Energievariablen dar. Mit beiden können die im System gespeicherten Energien in Form der kinetischen und potentiellen beschrieben werden. Kraft und Geschwindigkeit ergeben zusammen die umgesetzte Leistung und werden daher als Leistungsvariablen bezeichnet. Werden diese zur Formulierung der entsprechenden Energie herangezogen, so nennt man diese Koenergie.

Für das mechanische Modell wurde hier die übliche Formulierung auf Basis von Auslenkung und Geschwindigkeit gewählt. Bild 2 (oben) zeigt, dass beide Größen durch Impuls und Kraft ersetzt werden können, die wiederum auch durch eine zeitliche Ableitung miteinander verknüpft sind. Die mechanischen Bewegungsgleichungen können daher äquivalent auch mit Impuls und Kraft als generalisierte Koordinaten formuliert werden.

Ein Vergleich des oberen mit dem unteren Kreis in 2 zeigt, dass die elektrischen Größen Spannung, Ladung, Strom und Flussverkettung genauso ein Grundgerüst bilden wie die mechanischen Größen Kraft, Auslenkung, Geschwindigkeit und Impuls.

Es stehen folglich auch für elektromagnetische Modelle zwei Tupel als generalisierte Koordinaten zur Auswahl: einmal Ladung und Strom (Q -Koordinaten) oder alternativ Flussverkettung und Spannung (Ψ -Koordinaten)[7].

Es liegt zunächst nahe, Ladung und Strom als Koordinaten zu verwenden, da der Strom eine wichtige Größe ist und für die Regelung benötigt wird. Betrachtet man jedoch die Verbindung zu den mechanischen Größen, so sind die Kräfte auf den Rotor entscheidend und die Reluktanzkraft am Luftspalt ist eine Funktion des Stromes und der Auslenkung.

Dagegen ist die Kraft als Funktion der Flussverkettung Ψ unabhängig von der Auslenkung. Wählt man zudem die Spannung als Eingangsgröße, so ergibt sich daraus eine Beschreibung für Ψ , die unabhängig von mechanischen Größen ist.

Eine Formulierung der elektromechanischen Bewegungsgleichungen ist folglich mit Ψ -Koordinaten für Magnetlager wesentlich einfacher² und wird auch im Weiteren ange-

²Der Versuch die elektromechanischen Bewegungsgleichungen für das SMC-Magnetlager in Q -Koordinaten zu formulieren, führte zu sehr langen Ausdrücken, die auch mit Computer-Algebra-Programmen nicht mehr zu beherrschen waren. Ein Umformung in ein Zustandsraummodell nach (36) gelang nicht.

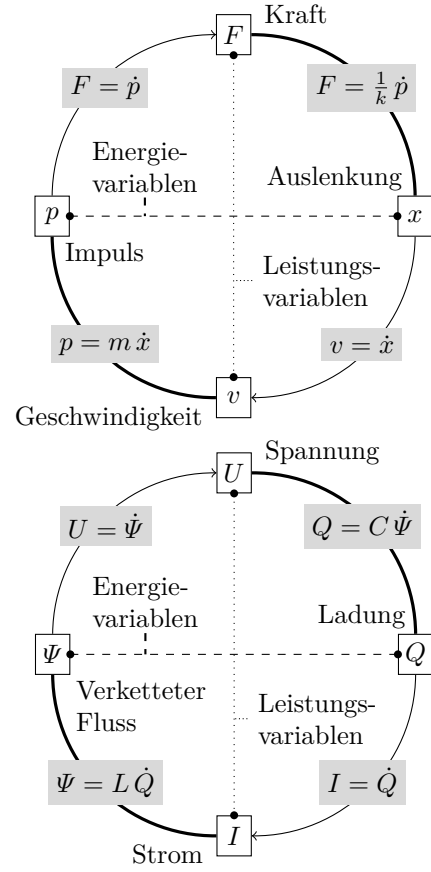


Bild 2. Analogie zwischen mechanischen und elektromagnetischen Größen nach [7]

wendet. Die Wicklungsströme werden zu Ausgangsgrößen des Modells und als Funktion der Auslenkungen und der Flussverkettungen formuliert.

Wird im Modell zudem von einer Speisung mit idealen Spannungsquellen ausgegangen, so hängen die Flussverkettungen nur von diesen ab. Folglich können diese als Eingangsgrößen betrachtet werden und stellen keine generalisierten Koordinaten dar, für die eine Bewegungsgleichung aufgestellt werden muss.

Mit der Festlegung auf Ψ -Koordinaten kann nun die LAGRANGE-Funktion für den elektromechanischen Energiewandler

$$\mathcal{L}(\psi, v, x) = V_{\text{ELM}}^*(u, x) - T_{\text{ELM}}(\psi, x) + T_{\text{mech}}^*(v, x) - V_{\text{mech}}(x) \quad (4)$$

nach [7] mit der elektrischen Koenergie $V_{\text{ELM}}^*(u, x)$, der magnetischen Energie $T_{\text{ELM}}(\psi, x)$, der kinetischen Koenergie $T_{\text{mech}}^*(v, x)$ und der potentiellen Energie $V_{\text{mech}}(x)$ angegeben werden.

Da keine Kapazitäten berücksichtigt werden sollen, kann die elektrische Energie $V_{\text{ELM}}^*(u, x) = 0$ gesetzt werden.

Aus der LAGRANGE-Funktion \mathcal{L} können die Bewegungsgleichungen als EULER-LAGRANGE-Gleichungen 2. Art mit

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial \mathcal{L}(\dot{q}, q)}{\partial \dot{q}_i} - \frac{\partial \mathcal{L}(\dot{q}, q)}{\partial q_i} = f_i - D_i \quad (5)$$

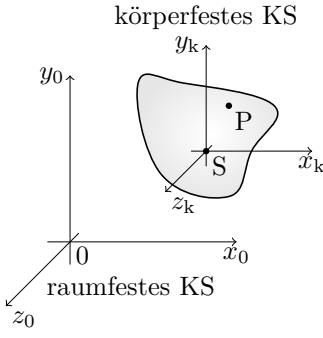


Bild 3. Koordinatensysteme

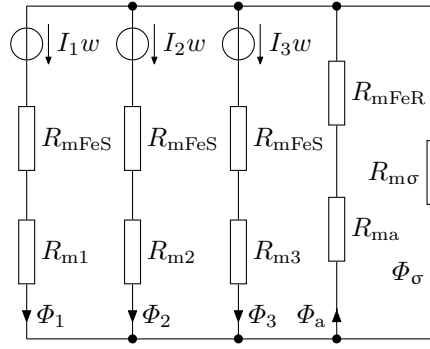


Bild 4. Erweitertes Ersatzschaltbild

Magnetische Widerstände:	
R_{mi}	Radialer Luftspalt i
R_{ma}	Axialer Luftspalt
R_{mFeS}	Statorzahn und ein Teil des Rückens
R_{mFeR}	Eisen im Rotor in axialer Richtung
$R_{m\sigma}$	Ersatzwiderstand für den Streufluss

abgeleitet werden mit den eingprägten generalisierten Kräften f_i und den dissipativen Kräften D_i . Mit f_i können hier die magnetischen Lagerkräfte bzw. das Antriebsmoment einbezogen werden und mit D_i beispielsweise die Luftdämpfung oder die Kupferwiderstände der Wicklungen. Der Vektor \mathbf{q} umfasst hier alle generalisierten Koordinaten, in denen das Modell formuliert wird.

B. Kinetische Koenergie

Der nächste Schritt der Modellbildung ist die Aufstellung der drei benötigten Energiefunktionen. Als erste soll die kinetische Koenergie des starren Rotors betrachtet werden.

Ein starrer Körper kann als Menge von Massepunkten mit konstantem Abstand untereinander aufgefasst werden. Folglich ist die gesamte kinetische Koenergie des starren Körpers nach [19] als Summe über alle Massepunkte

$$T_{\text{mech}}^* = \frac{1}{2} \sum_i m_i v_i^2 \quad (6)$$

definiert. Nach [20] kann diese in einen translatorischen und einen rotatorischen Teil

$$T_{\text{mech}}^* = \frac{1}{2} m v_{0S,0}^2 + J_1 \omega_{1,k}^2 + J_2 \omega_{2,k}^2 + J_3 \omega_{3,k}^2 \quad (7)$$

zerlegt werden.

Es wird hier die Notation nach [20] verwendet: $\mathbf{v}_{0S,0}$ ist die zeitliche Ableitung des Vektors $\mathbf{r}_{0S,0}$ zwischen den Punkten 0 und S. Die Komponenten des Vektors sind im raumfesten Koordinatensystem 0 nach Bild 3 dargestellt. Die Winkelgeschwindigkeiten $\omega_{i,k}$ stellen analog dazu die Drehung um die Achse i im körperfesten Koordinatensystem k dar. Folglich sind diese in einem mitbewegtem Bezugssystem definiert und eignen sich nicht als generalisierte Koordinaten, da das System von außen betrachtet werden soll und später die Luftspalte im raumfesten Koordinatensystem definiert sind.

Mit den Kardanwinkeln können die Winkelgeschwindigkeiten ω_{ki} als Funktionen derer im raumfesten Koordinatensystem definierten Drehgeschwindigkeiten $\dot{\alpha}$, $\dot{\beta}$ und $\dot{\gamma}$ mit

$$\begin{aligned} \omega_{1,k} &= \cos(\beta) \cos(\gamma) \dot{\alpha} + \sin(\gamma) \dot{\beta} \\ \omega_{2,k} &= -\cos(\beta) \sin(\gamma) \dot{\alpha} + \cos(\gamma) \dot{\beta} \\ \omega_{3,k} &= \sin(\beta) \dot{\alpha} + \dot{\gamma} \end{aligned} \quad (8)$$

angegeben werden[20]. Betrachtet man die Gleichungen für $\omega_{1,k}$ und $\omega_{2,k}$ genauer, so stellt man fest, dass durch den Antriebswinkel γ die Achsenzuordnung zwischen den raumfesten Achsen X bzw. Y und den körperfesten Achsen x_k bzw. y_k zyklisch getauscht wird und somit die daraus resultierende kinetische Koenergie vom Drehwinkel γ abhängt.

Setzt man nun (8) in (7) ein, so erhält man die kinetische Koenergie im raumfesten Koordinatensystem

$$\begin{aligned} T_{\text{mech}}^* &= \frac{1}{2} \left[m v_{0S,0}^2 \right. \\ &\quad + (J_1 - J_2) (\cos(\beta) \cos(\gamma) \dot{\alpha} + \sin(\gamma) \dot{\beta})^2 \\ &\quad + J_2 (\cos^2(\beta) \dot{\alpha}^2 + \dot{\beta}^2) \\ &\quad \left. + J_3 (\sin(\beta) \dot{\alpha} + \dot{\gamma})^2 \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Typische magnetgelagerte Rotoren sind meist rotations-symmetrisch aufgebaut. Es gilt somit $J_1 = J_2$ und (9) kann wesentlich vereinfacht werden.

C. Potentielle Energie

Den zweiten mechanischen Teil der LAGRANGE-Funktion \mathcal{L} bildet die potentielle Energie V_{mech} . Für magnetgelagerte Rotoren wird diese nur durch die Gewichtskraft

$$V_{\text{mech}} = m \mathbf{g}_0 \cdot \mathbf{r}_{0S,0} \quad (10)$$

mit dem Vektor der Erdbeschleunigung \mathbf{g}_0 im raumfesten Koordinatensystem bestimmt. Daraus ergibt sich die potentielle Energie

$$V_{\text{mech}} = m (g_{x,0} x_{S,0} + g_{y,0} y_{S,0} + g_{z,0} z_{S,0}) \quad (11)$$

als Funktion der Schwerpunktkoordinaten $x_{S,0}$, $y_{S,0}$ und $z_{S,0}$.

D. Magnetische Energie

Der dritte und letzte Teil der LAGRANGE-Funktion \mathcal{L} beschreibt die im System gespeicherte magnetische Energie. Wird als Modell eine Ersatzschaltung wie in Bild 4 gewählt, so muss man die in allen Widerständen gespeicherte Energie bestimmen. Im Folgenden soll gezeigt werden, wie man mit der Maschenstromanalyse diese Energie beschreiben kann.

Die Maschenstromanalyse liefert die Gleichung

$$\mathbf{R}_m \boldsymbol{\varphi}_M = \boldsymbol{\theta}_M \quad (12)$$

in Matrixschreibweise mit der Widerstandsmatrix \mathbf{R}_m und den Vektoren der Maschenflüsse $\boldsymbol{\varphi}_M$ bzw. der Quellen in den Maschen $\boldsymbol{\theta}_M$ [18].

Die Widerstandsmatrix \mathbf{R}_m enthält alle Informationen über die Widerstände und deren Verschaltung, um aus den Durchflutungen in $\boldsymbol{\theta}_M$ die Maschenflüsse $\boldsymbol{\varphi}_M$ zu berechnen. Somit kann vermutet werden, dass mit der Matrix \mathbf{R}_m auch die gesamte magnetische Energie durch

$$T_{\text{ELM}} = \frac{1}{2} \boldsymbol{\varphi}_M^T \mathbf{R}_m \boldsymbol{\varphi}_M \quad (13)$$

beschrieben werden kann. Im Weiteren wird gezeigt, dass die Matrizen \mathbf{R}_m in beiden vorangegangenen Gleichungen (12) und (13) tatsächlich identisch sind.

Ausgangspunkt ist der Maschensatz für alle möglichen Maschen im Netzwerk mit

$$\mathbf{B}_0 \boldsymbol{\theta}_Z = \mathbf{0} \quad (14)$$

in Matrizenschreibweise [11]. Dabei enthält der Vektor $\boldsymbol{\theta}_Z$ die Durchflutungen über allen Zweigen und die Matrix \mathbf{B}_0 beschreibt den Aufbau der Maschen. Mögliche Werte in \mathbf{B}_0 sind -1, 0 und 1. Jedoch sind viele Gleichungen, die aus (14) resultieren, linear voneinander abhängig.

Mit der Festlegung geeigneter Maschenflüsse wird das Gleichungssystem mit

$$\mathbf{B}_b \boldsymbol{\theta}_Z = \mathbf{0} \quad (15)$$

auf einen Satz linear unabhängiger Gleichung reduziert, die trotzdem noch eine vollständige Beschreibung des Netzwerkes darstellen. Die Auswahl der Maschen kann beispielsweise nach der Fenstermaschenmethode oder mit Hilfe eines vollständigen Baumes erfolgen. Diese Maschen werden von gedachten Maschenflüssen in $\boldsymbol{\varphi}_M$ durchflossen, aus denen alle Zweigflüsse nach [11] mit

$$\boldsymbol{\varphi}_Z = \mathbf{B}_b^T \boldsymbol{\varphi}_M \quad (16)$$

bestimmt werden können. Es ist bemerkenswert, dass die Matrix \mathbf{B}_b in den obigen beiden Gleichungen äquivalent ist. In (15) ordnet \mathbf{B}_b alle Zweige den Maschenflüssen zu. Daher erfolgt durch die transponierte Matrix \mathbf{B}_b^T in (16) eine Zuordnung der Maschen zu den Zweigen.

Das letzte benötigte Grundgesetz stellt das ohmsche Gesetz

$$\mathbf{R}_{mZ} \boldsymbol{\varphi}_Z = \boldsymbol{\theta}_Z \quad (17)$$

dar. Mit diesen Grundgesetzen kann nun die Gleichung (12) hergeleitet werden. Dazu wird (15) in einen passiven und einen aktiven Teil

$$\mathbf{B}_b \boldsymbol{\theta}_{PZ} = \mathbf{B}_b \boldsymbol{\theta}_{QZ} \quad (18)$$

zerlegt. Setzt man nun (17) bzw. (16) in (18) ein und schreibt für den Vektor der Quellen $\boldsymbol{\theta}_M = \mathbf{B}_b \boldsymbol{\theta}_{QZ}$, so erhält man

$$\mathbf{B}_b \mathbf{R}_{mZ} \mathbf{B}_b^T \boldsymbol{\varphi}_M = \boldsymbol{\theta}_M. \quad (19)$$

Ein Vergleich mit (12) liefert für die Widerstandsmatrix

$$\mathbf{R}_m = \mathbf{B}_b \mathbf{R}_{mZ} \mathbf{B}_b^T. \quad (20)$$

Die magnetische Energie im Netzwerk ist nun die Summe

$$T_{\text{ELM}} = \frac{1}{2} \sum_i \Phi_{Zi} \theta_{Zi} \quad (21)$$

aller Energien in den einzelnen Widerständen. In Matrixschreibweise

$$T_{\text{ELM}} = \frac{1}{2} \boldsymbol{\varphi}_Z^T \boldsymbol{\theta}_Z \quad (22)$$

umgeformt, können die Gleichungen (16) und (17) eingesetzt werden. So erhält man den Ausdruck

$$T_{\text{ELM}} = \frac{1}{2} \boldsymbol{\varphi}_M^T \mathbf{B}_b \mathbf{R}_{mZ} \mathbf{B}_b^T \boldsymbol{\varphi}_M \quad (23)$$

mit dem Term $\mathbf{B}_b \mathbf{R}_{mZ} \mathbf{B}_b^T$, welcher identisch mit der Widerstandsmatrix \mathbf{R}_m in (20) aus der Maschenstromanalyse ist.

Es folgt daraus, dass die magnetische Energie aus einem Ersatzschaltbild mit Hilfe des Verfahrens der Maschenstromanalyse und der daraus resultierenden Widerstandsmatrix mit der Gleichung (13) ermittelt werden kann.

V. ANWENDUNG AUF EIN DREIPOLIGES KOMBILAGER

A. Bewegungsgleichungen

Mit der Gleichung für die magnetische Energie (13), der Ersatzschaltung in Bild 4 und den mechanischen Energien aus den Gleichungen (9) bzw. (11) kann die LAGRANGE-Funktion gemäß (4) für einen magnetgelagerten Rotor als elektromagnetischer Wandler formuliert werden. Aus dieser können anschließend mit den EULER-LAGRANGE-Gleichungen (5) die Bewegungsgleichungen aufgestellt werden.

Ersetzt man die Maschenflüsse Φ_{Mi} durch die jeweiligen Flussverkettungen, so erhält man die LAGRANGE-Funktion in den Koordinaten

$$\mathbf{q} = [x_{S,0}; y_{S,0}; z_{S,0}; \alpha; \beta; \gamma; \Psi_1; \Psi_2; \Psi_3; \Psi_4; \Psi_5; \Psi_6]^T, \quad (24)$$

wobei nur die mechanischen tatsächlich generalisierte Koordinaten darstellen. Die Flussverkettungen werden nur von der angelegten Spannung bestimmt und sind somit Eingangsgrößen [7].

Die Funktion für die magnetische Energie in (13) enthält noch die magnetischen Widerstände der Luftspalte, für die

$$R_{mi} = \frac{\delta_i}{\mu_0 A} \quad (25)$$

eingesetzt werden kann. Die Luftspaltbreiten δ_i sind Funktionen der Rotorlage und können mit

$$\delta_i = \delta_0 - \mathbf{e}_{\delta i,0} \cdot (\mathbf{r}_{0S,0} + \mathbf{A}_{0k} \mathbf{r}_{Li,k})$$

und $\mathbf{r}_{Li,k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & z_{Li,k} \end{bmatrix}^T$ (26)

aus der Schwerpunktlage $\mathbf{r}_{0S,0}$ und den Kardanwinkeln berechnet werden. Die Parameter $z_{Li,k}$ sind die z-Koordinaten der Lagerebenen im körperfesten Koordinatensystem.

Die Matrix \mathbf{A}_{0k}

$$\mathbf{A}_{0k} = \begin{bmatrix} c_\beta c_\gamma & -c_\beta s_\gamma & s_\beta \\ c_\alpha s_\gamma + s_\alpha s_\beta c_\gamma & c_\alpha c_\gamma - s_\alpha s_\beta s_\gamma & -s_\alpha c_\beta \\ s_\alpha s_\gamma - c_\alpha s_\beta c_\gamma & s_\alpha c_\gamma + c_\alpha s_\beta s_\gamma & c_\alpha c_\beta \end{bmatrix} \quad (27)$$

wird hier als Transformationsmatrix vom körperfesten Koordinatensystem k in das raumfeste 0 genutzt. In der Darstellung werden die Sinus- und Kosinusfunktion abgekürzt verwendet, d.h. $c_\beta = \cos(\beta)$ u.s.w.

Die Einheitsvektoren $\mathbf{e}_{\delta i,0}$ stehen senkrecht auf den Luftspalten und zeigen vom Rotor zum Stator. Daraus folgt auch, dass die in der vorangegangenen Gleichung berechnete Änderung des Luftspaltes vom Ruheluftspalt δ_0 abgezogen werden muss. Der Vorteil dieser Definition ist, dass die Einheitsvektoren intuitiver angegeben werden können.

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{\delta 1} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T & \mathbf{e}_{\delta 4} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{e}_{\delta 2} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix}^T & \mathbf{e}_{\delta 5} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{e}_{\delta 3} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix}^T & \mathbf{e}_{\delta 6} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (28)$$

Die linke Spalte enthält die Einheitsvektoren für das linke Lager. Da das rechte Lager eine gespiegelte Anordnung darstellt, ändert sich das Vorzeichen der x-Komponenten.

Somit können die Bewegungsgleichungen für den Schwerpunkt

$$\frac{4\mu_0 m w^2 A}{\sqrt{3}} (\ddot{x}_{S,0} + g_x) - \Psi_6^2 + \Psi_5^2 + \Psi_3^2 - \Psi_2^2 = 0 \quad (29)$$

$$4\mu_0 m w^2 A (\ddot{y}_{S,0} + g_y) + \Psi_6^2 + \Psi_5^2 - 2\Psi_4^2 + \Psi_3^2 + \Psi_2^2 - 2\Psi_1^2 = 0 \quad (30)$$

$$\begin{aligned} 2\mu_0 c_{ax} m w^2 A (\ddot{z}_{S,0} + g_z) \\ - \Psi_6^2 + (-2\Psi_5 - 2\Psi_4) \Psi_6 - \Psi_5^2 - 2\Psi_4 \Psi_5 - \Psi_4^2 + \Psi_3^2 \\ + (2\Psi_2 + 2\Psi_1) \Psi_3 + \Psi_2^2 + 2\Psi_1 \Psi_2 + \Psi_1^2 = 0 \end{aligned} \quad (31)$$

und die Winkellage

$$\begin{aligned} 4\mu_0 w^2 A \left(J_3 \sin(\beta) \ddot{\gamma} + J_3 \cos(\beta) \dot{\beta} \dot{\gamma} \right. \\ \left. + 2(J_3 - J_1) \cos(\beta) \sin(\beta) \dot{\alpha} \dot{\beta} \right. \\ \left. + (J_3 \sin^2(\beta) + J_1 \cos^2(\beta)) \ddot{\alpha} \right) \\ - (\Psi_3^2 + \Psi_2^2 - 2\Psi_1^2) z_{L1} - (\Psi_6^2 + \Psi_5^2 - 2\Psi_4^2) z_{L2} = 0 \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} 4\mu_0 w^2 A \left(J_3 \cos(\beta) \dot{\gamma} \dot{\alpha} \right. \\ \left. + (J_3 - J_1) \cos(\beta) \sin(\beta) \dot{\alpha}^2 - J_1 \dot{\beta}^2 \right) \\ + \sqrt{3}(\Psi_2^2 - \Psi_3^2) z_{L1} + \sqrt{3}(\Psi_6^2 - \Psi_5^2) z_{L2} = 0 \end{aligned} \quad (33)$$

$$J_3 (\ddot{\gamma} + \sin(\beta) \ddot{\alpha} + \cos(\beta) \dot{\beta} \dot{\alpha}) = M_z \quad (34)$$

angegeben werden. Um die Ausdrücke noch überschaubar zu halten, wurden an dieser Stelle Eisenwiderstände und Streuflüsse vernachlässigt. Das Antriebsmoment M_z , das auf den Rotor wirkt, ist als eingeprägte generalisierte Kraft f_6 berücksichtigt worden.

Die ersten drei Gleichungen (29) bis (31) beschreiben die Bewegung des Schwerpunktes in drei unabhängigen Gleichungen, wenn man die Flussverkettungen als Eingangsgrößen betrachtet.

Die Drehbewegung wird dagegen von drei stark gekoppelten Gleichungen (32) bis (34) beschrieben. Hier wird auch die Kreiselwirkung deutlich: Die Beschleunigung eines Winkels hängt von den Drehgeschwindigkeiten in den beiden anderen Winkeln ab: So ist beispielsweise in (32) $\ddot{\alpha}$ eine Funktion von $\dot{\beta}$ und $\dot{\gamma}$.

Die Bewegungsgleichungen bilden ein System von sechs Gleichungen für die sechs generalisierten Koordinaten in \mathbf{q} nach (24). Das System kann nach den 2. Ableitungen umgestellt und mit der Zustandsdefinition

$$\begin{aligned} x_{2i-1} &= q_i & i &= 1 \dots 6 \\ x_{2i} &= \dot{q}_i \\ x_{12+j} &= \Psi_j & j &= 1 \dots 6 \\ u_{6+j} &= U_{qi} \\ u_i &= f_i \end{aligned} \quad (35)$$

in ein Zustandsraummodell der Form

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (36)$$

überführt werden. Ein solches Modell kann in vielen Simulationstools, beispielsweise MATLAB / SIMULINK oder SCILAB, direkt verwendet werden.

Da im hier betrachteten Lager jede Wicklung einzeln angesteuert wird, können die Flussverkettungen direkt aus den Speisespannungen U_{qi} mit

$$\frac{d\psi_i}{dt} = U_{qi} - R I_i \quad i = 1 \dots 6 \quad (37)$$

berechnet werden, wobei R den ohmschen Widerstand der Wicklungen und I_i die Ströme darin darstellen. Die Gleichungen können jedoch nur unter der Bedingung angewendet werden, dass jede Wicklung nur von einem Maschenfluss durchströmt wird.

In Fällen mit einer komplexeren Verschaltung muss die notwendige Zahl an Maschengleichungen mit Hilfe der Netzwerkmethoden bestimmt und aus dem resultierenden Gleichungssystem die Gleichungen für die Flussverkettungen abgeleitet werden.

B. Berechnung der Wicklungsströme

Unter der Annahme, dass jede Wicklung von einem Maschenfluss durchsetzt wird, gilt für die Maschenflüsse $\boldsymbol{\varphi}_M = w^{-1} \boldsymbol{\psi}_M$ und die Durchflutung $\boldsymbol{\theta}_M = w \mathbf{i}$. Setzt man diese in (12) aus der Maschenstromanalyse ein, resultieren die Wicklungsströme

$$\mathbf{i} = \frac{1}{w^2} \mathbf{R}_m \boldsymbol{\psi}_M \quad (38)$$

aus den Flussverkettungen und der Widerstandsmatrix \mathbf{R}_m . Mit den Gleichungen (25) und (26) können die Ströme als Funktionen der Systemkoordinaten formuliert werden. Dies führt exemplarisch für den Strom I_1 zu

$$I_1 = \frac{1}{c_{ax}\mu_0 w^2 A} \left((c_{ax}z_{L1} \sin(\alpha) \cos(\beta) + c_{ax}(\delta_0 - y) + z + \delta_0) \Psi_1 + (z + \delta_0) \Psi_2 + (z + \delta_0) \Psi_3 \right) \quad (39)$$

einer Funktion der drei Flussverkettungen des jeweiligen Lagers und der Rotorlage.

Mithin bewirkt die Auslenkung des Rotors andere Ströme in den Wicklungen; der Effekt induzierter Ströme wird im Modell abgebildet.

C. Unwucht und Lagemessung

Unter einer Unwucht eines Rotors versteht man eine Abweichung der geometrisch festgelegten Drehachse von der nächsten Hauptträgheitsachse. Diese kann aus einer Parallelverschiebung (statische Unwucht) oder einer Verdrehung (dynamische Unwucht) resultieren. Da das körperfeste Koordinatensystem in den Hauptträgheitsachsen liegt und die Drehung durch den Antrieb immer um die körperfeste z-Achse erfolgt, kann in den hier abgeleiteten Bewegungsgleichungen keine Unwucht modelliert werden. Es wird daher ein anderer Weg vorgeschlagen.

Die Festlegung der Drehachse erfolgt bei einem aktiv magnetisch gelagerten Rotor über die gemessene Rotorposition. Es handelt sich bei einer Unwucht folglich um eine Exzentrizität der Messspuren gegenüber der körperfesten z-Achse.

Die Messsysteme erfassen folglich die x- und y-Positionen im raumfesten Koordinatensystem der Punkte M_i ,

$$\mathbf{r}_{0M_i,0} = \mathbf{r}_{0S,0} + \mathbf{A}_{0k} \mathbf{r}_{SM_i,k} \quad (40)$$

mit $\mathbf{r}_{SM_i,k} = \begin{bmatrix} e_{Mi} & 0 & z_{Mi} \end{bmatrix}^T$

welche die Lage der Messspuren auf dem Rotor beschreiben. Dabei stehen die Werte in e_{Mi} für die Abweichung der Drehachse von der Hauptträgheitsachse in der Messebene und z_{Mi} für deren Lage in Bezug zum Schwerpunkt.

Betrachtet man den realen Rotor, so bilden die Parameter e_{Mi} die Exzentrizität der Messspuren bezogen auf die Hauptträgheitsachse ab.

Wird die Matrix \mathbf{A}_{0k} in (40) durch (27) ersetzt, so erhält man für die vom radialen Messsystem erfassten Komponenten

$$\begin{aligned} x_{Mi,0} &= x_{S,0} + c_\beta c_\gamma e_{Mi} + s_\beta z_{Mi} \\ y_{Mi,0} &= y_{S,0} + (c_\alpha s_\gamma + s_\alpha s_\beta s_\gamma) e_{Mi} - s_\alpha c_\beta z_{Mi}. \end{aligned} \quad (41)$$

Die Unwucht wird folglich im Systemausgang

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \quad (42)$$

als Teil der Funktion \mathbf{h} modelliert.

Zusätzlich kann mit den Parametern z_{Mi} die Messebene verschieden von der Krafteinleitungsebene definiert

und somit Dislokationseffekte zumindest für die Starrkörperbewegungen im Modell erfasst werden.

VI. RECHENTECHNISCHE UMSETZUNG

Die Modellbildung basiert auf sehr übersichtlichen Ausdrücken wie der kinetischen Koenergie (7), der potentiellen Energie (11) und der Widerstandsmatrix \mathbf{R}_m . Das Aufstellen dieser ist manuell problemlos möglich. Bei der weiteren Verarbeitung entstehen jedoch sehr schnell große Ausdrücke, die manuell kaum noch überblickt werden können; ein Einsatz von Computer-Algebra-Systemen wird daher als notwendig erachtet. Konkret wurde hier wxMAXIMA[21] verwendet.

Aus dem Modell im Zustandsraum wurde C-Code generiert und als S-Function in Simulink integriert. Die Ableitung des Modells erfolgt somit automatisch und kann so mit geringem Aufwand auch auf andere Magnetlager übertragen werden.

VII. ERGEBNISSE

Es wurde ein Simulationsmodell für das komplette Magnetlagersystem erstellt und anhand der Sprungantworten und der Frequenzgänge der Lage- bzw. Stromregelung mit Messergebnissen verglichen.

Ein erster Abgleich des Simulationsmodells wurde anhand der Sprungantworten von Strom- und Lageregelung vorgenommen. Diese liefern Hinweise, ob die Totzeiten im System korrekt umgesetzt sind. Im Ansprechverhalten wird sichtbar, ob wichtige Zeitkonstanten fehlen.

So zeigt ein Vergleich der Sprungantworten von Simulation und Messung für die X1-Achse in Bild 5 zwar eine recht gute Übereinstimmung hinsichtlich des Abklingverhaltens, die Überschwingweite des realen Systems ist jedoch noch immer deutlich größer.

Zudem reagiert das reale System mit einer zusätzlichen Verzögerung, die auf eine Zeitkonstante in der Größenordnung von 20 μs . . 30 μs hindeutet. Eine mögliche Erklärung dafür könnte die Verzögerung des Feldaufbaus durch Wirbelströme sein. Eine nach [9] und [22] abgeschätzte Zeitkonstante dafür liegt in diesem Bereich.

Im unteren Diagramm in Bild 5 ist die Reaktion des gegenüberliegenden Lagers mit der X2-Achse zu sehen. Die beiden Achsen X1 und X2 sind durch die Starrkörperbewegung gekoppelt und eine Anregung der X1-Achse führt daher auch zu einer Auslenkung der X2-Achse. Die Verhältnisse von Massenträgheitsmoment und Rotormasse deuten auf eine anfänglich negative Auslenkung der X2 Achse hin. Zumindest das ist sowohl in der Messung als auch in der Simulation zu sehen. In letzterer sind die Auslenkungen jedoch wesentlich größer und die Drehung des Rotors um die Querachse ist gut zu erkennen. In der Messung geht dieser Effekt in den durch das Messrauschen verursachten Auslenkungen fast unter.

Eine mögliche Erklärung könnte eine zusätzliche Dämpfung der Rotorbewegung durch die Luft sein. Zudem ist der reale Rotor elastisch, wodurch die Kopplung zwischen X1- und X2-Achse vermindert wird.

Hinsichtlich der Stabilität liefern die Frequenzgänge von Lage- und Stromregelung wichtige Informationen. Es

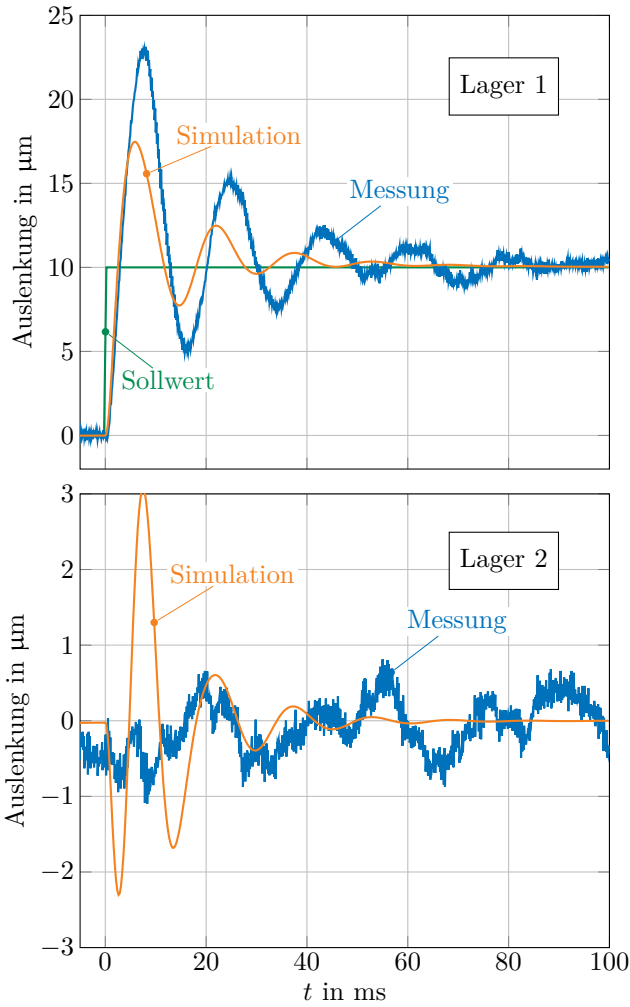


Bild 5. Sprungantwort bei Anregung der X1-Achse

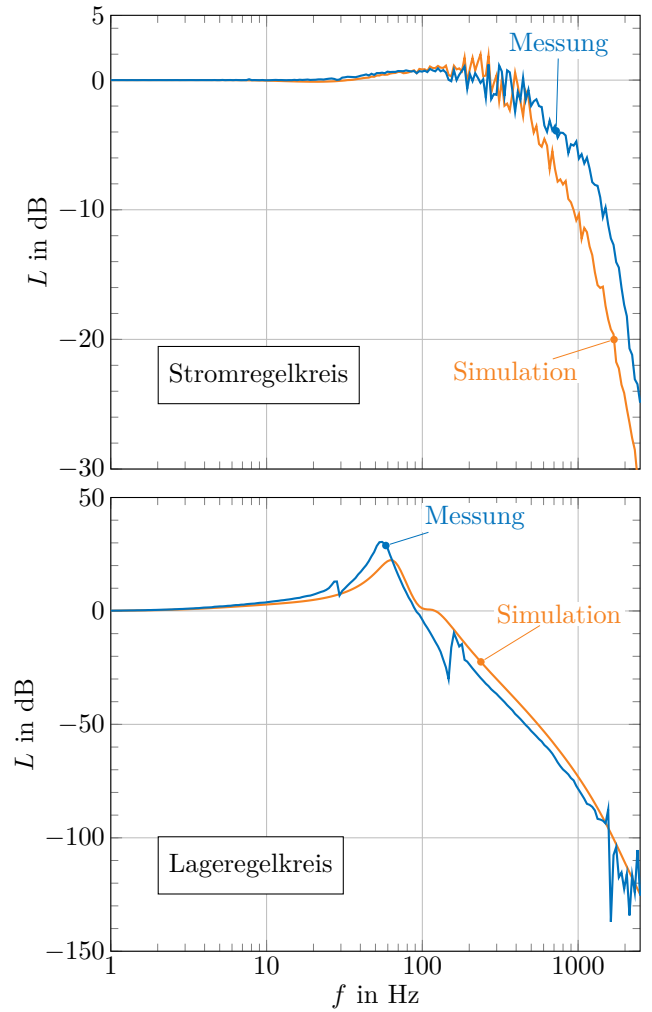


Bild 6. Frequenzgänge der Achse X1 und des Stromes I_1

wurden daher die Frequenzgänge der X1-Achse bzw. des Stromes I_1 für die geschlossenen Regelkreise am realen System und am Simulationsmodell ermittelt. Die Ergebnisse sind in Bild 6 dargestellt. Grundsätzlich zeigt sich eine gute Übereinstimmung. Die Ergebnisse für den Stromregelkreis sind bis 500 Hz fast deckungsgleich. Darüber fällt die Verstärkung in der Simulation stärker ab.

Ähnlich gut ist die Übereinstimmung im Frequenzgang für den Lageregelkreis. Nur die Resonanzüberhöhung bei 50 Hz ist in der Messung um etwa 8 dB höher, womit auch die höhere Überschwingweite in der Sprungantwort erklärt werden kann.

VIII. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Es wurde ein systematisches Vorgehen gezeigt, mit dem ein elektromechanisches Modell eines magnetgelagerten Rotors im Zustandsraum formuliert werden kann. Es umfasst alle wichtigen Effekte für einen starren Rotor, die Abhängigkeit der Wicklungsinduktivität vom Luftspalt und induzierte Ströme.

Anhand von Sprungantworten und Frequenzgängen konnte das Modell validiert und gleichzeitig die Grenzen

des Modellierung aufgezeigt werden. Die Ergebnisse lassen darauf schließen, dass eine Regelung, die in der Simulation bis hin zur Nenndrehzahl stabil bleibt, auch das reale System stabilisieren kann.

Als großer Vorteil der gewählten Implementierung haben sich die kurzen Rechenzeiten erwiesen, da das Modell als C-Code implementiert und auf die Inversion der Widerstandsmatrix verzichtet wurde. Auf einem normalen Büro-PC ist eine Simulation des Systems fast in Echtzeit möglich.

Kritisch zu anmerken ist jedoch, dass am Ende immer ein zusammenhängendes Modell entsteht. Es besteht aus langen, schwer zu überblickenden Ausdrücken. Die Fehlersuche ist entsprechend schwierig, da die Bestandteile kaum einzeln getestet werden können.

Dafür sind eine Reihe von Erweiterungen problemlos möglich: so können weitere Streuflüsse, nichtlineare BH-Kennlinien, die Feldverzögerung durch Wirbelströme oder elastische Rotoren hinzugefügt werden.

Die Funktion für die magnetische Energie muss zudem nicht aus einem analytischen Modell gewonnen werden. Es ist auch denkbar eine Näherungsfunktion auf Basis der aus

einem FEM-Modell berechneten magnetischen Energie zu verwenden.

In der weiteren Arbeit soll die Methode auf weitere Lagertypen angewandt und so die Übertragbarkeit auf weitere Anordnungen bewiesen werden.

DANKSAGUNG

Die Autoren danken der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die finanzielle Unterstützung des Forschungsvorhabens.

LITERATUR

- [1] D. Meeker, E. Maslen und M. Noh. „An augmented circuit model for magnetic bearings including eddy currents, fringing, and leakage“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 32.4 (Juli 1996), S. 3219–3227.
- [2] H. F. Steffani. „Modellbildung und Regelung eines spannungsgesteuerten Magnetlagers“. Dissertation. TU Chemnitz, 2002.
- [3] F. Lösch. „Identification and Automated Controller Design for Active Magnetic Bearing Systems“. Dissertation. ETH Zürich, 2002.
- [4] O. Petzold. „Modellbildung und Untersuchung eines magnetisch gelagerten Rundtisches“. Dissertation. Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Okt. 2006.
- [5] F. Pfeiffer. *Einführung in die Dynamik*. 2., überarb. Aufl. Stuttgart: Teubner, 1992.
- [6] E. Fleischer. „Integration von kapazitiven Abstandssensoren in ein vollständig magnetisch gelagertes Turbogebälde sowie Implementierung von Regelstrategien basierend auf stochastischer Zustandsschätzung“. Diplomarbeit. TU Chemnitz, 2007.
- [7] K. Janschek. *Systementwurf mechatronischer Systeme: Methoden–Modelle–Konzepte*. Springer, 2010.
- [8] H. Bleuler. „Decentralized control of magnetic rotor bearing systems“. Dissertation. ETH Zürich, 1984.
- [9] T. Schuhmann. „Optimale Zustandsschätzung und -regelung an Magnetlagern mit integrierten kapazitiven Lagesensoren“. Dissertation. TU Dresden, 2011.
- [10] H. M. Paynter. *Analysis and design of engineering systems*. Cambridge, Mass.: M.I.T. Press, 1961.
- [11] P. E. Wellstead. *Introduction to Physical System Modelling*. Academic Press Ltd, 1979.
- [12] P. McDonald und M. Hubbard. „An Active Controlled Pendulous Flwheel with Magnetic Bearings“. In: *Proceedings of the 20th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*. Bd. 1. 1985, S. 2525–2530.
- [13] H. Yu u. a. „Modelling and control of magnetic suspension systems“. In: *Control Applications, 2002. Proceedings of the 2002 International Conference on*. Bd. 2. 2002, 944–949 Vol.2.
- [14] Höganäs. *Somaloy Metal Powders for SMC Components*. 2007.
- [15] J. Barros u. a. „The effect of Si and Al concentration gradients on the mechanical and magnetic properties of electrical steel“. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 290 – 291 (2005). Proceedings of the Joint European Magnetic Symposia (JEMS’ 04), S. 1457–1460.
- [16] F. Dorninger. „High strength electrical steel from voestalpine“. In: *Proceedings of the 5th International Conference on Magnetism and Metallurgy*. Ghent University, 2012, S. 56–59.
- [17] E. Fleischer, S. Tröger und W. Hofmann. „Control of a Novel Integrated Radial-Axial Magnetic Bearing“. In: *13th Intern. Symp. on Mag. Bear.* 2012.
- [18] F. Kuypers. *Klassische Mechanik*. 3., korr. Aufl. Weinheim ; VCH, 1990.
- [19] L. D. Landau. *Mechanik*. Hrsg. von E. M. Lifšic. 10., unveränd. Aufl. Berlin: Akademie-Verl., 1981.
- [20] G. Rill und T. Schaeffer. *Grundlagen und Methodik der Mehrkörpersimulation*. 1. Aufl. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2010.
- [21] Maxima.sourceforge.net. *Maxima, a Computer Algebra System*. Version 5.30.0 (2013).
- [22] R. Rüdenberg, H. Dorsch und W. Böning, Hrsg. *Elektrische Schaltvorgänge*. 5., neubearb. Aufl. Berlin: Springer, 1974.

UNTERSUCHUNGEN ZU EINER MAGNETGELAGERTEN INDUSTRIEDAMPFTURBINE

Christoph Grund

Turbinenwerk Görlitz

Siemens AG

Lutherstraße 54

02826 Görlitz, Germany

Tel.: +493581682577, Fax: +493581682258

Email: christoph.grund@siemens.com

Torsten Rottenbach, Frank Worlitz

Institut für Prozeßtechnik, Prozeßautomatisierung und Meßtechnik

Hochschule Zittau/Görlitz

Theodor-Körner-Allee 16

02763 Zittau, Germany

Tel.: +493583611383, Fax: +493583611288

Email: t.rottenbach@hszg.de, f.worlitz@hszg.de

Kurzfassung

Der Einsatz aktiver Magnetlager an Turbomaschinen in Kraftwerken reduziert die Brandmasse durch den Wegfall des Ölkreislaufes zur Lagerschmierung gegenüber konventionell gelagerten Turbomaschinen erheblich und verringert folglich das Gefährdungspotential. Die magnetlagerspezifisch geringe Lagerreibung führt zudem zu einer Erhöhung des Wirkungsgrades und zu einer Senkung des Wartungs- und Instandhaltungsaufwandes. Die Auswertung der inhärenten Signale der Magnetlagerung – Wellenlagen und Lagerströme – bietet zusätzliche Möglichkeiten der Überwachung und Diagnose der Magnetlager als auch des Gesamtsystems.

Zur Qualifizierung des Einsatzes aktiver Magnetlager an einer Speisepumpenantriebsturbine (SPAT) im Kraftwerk wurde in einem gemeinsamen Projekt zwischen der Siemens AG, der EAAT GmbH Chemnitz und dem IPM der Hochschule Zittau/Görlitz ein Großversuchsstand konzipiert und aufgebaut. Nach der Inbetriebnahme der komplexen Anlage wurden Versuche unter praxisrelevanten Bedingungen durchgeführt.

Der Beitrag gibt einen Überblick über die Versuchsanlage und stellt die Möglichkeiten der experimentellen Untersuchungen und erste Ergebnisse vor.

1 Zielstellung

Ziel der experimentellen Untersuchungen am Großversuchsstand ist die Erprobung und Erächtigung der Magnetlagertechnologie für den Einsatz an einer Speisepumpenantriebsturbine als Prototyp im Braunkohlekraftwerk Jänschwalde der Vattenfall Europe Generation AG. Der aufgebaute Versuchsstand hatte die geplante Prototypsturbine zum Vorbild. Rotorlänge, Lagerabstand und Rotormasse des Versuchsstandes entsprechen weitestgehend den Werten der Turbine.

Zum Nachweis der Eignung der Magnetlager für die Dampfturbine wurden für die experimentellen Untersuchungen am Versuchsstand drei Schwerpunkte festgelegt:

- Erprobung geeigneter Kühlsysteme
- Beherrschung der durch den Dampf verursachten Prozesskräfte am Rotor
- Nachweis der Funktion der Fanglager

Die Erprobung erfolgt unter möglichst kraftwerksnahen Bedingungen nach einem qualitätsgesicherten Entwicklungsprozess.

2 Großversuchsstand SFDT

2.1 Übersicht zur Versuchsanlage

Die Versuchsanlage wurde in einer Halle der Hochschule Zittau/Görlitz am Standort Zittau errichtet und umfasst den in einem 8 m x 4 m großen Schutzbunker untergebrachten Prüfstand mit Antrieb und Bremse und die zum Betrieb der Anlage notwendigen peripheren Geräte und Teilanlagen. Abb. 1 gibt eine Übersicht über die Versuchshalle.

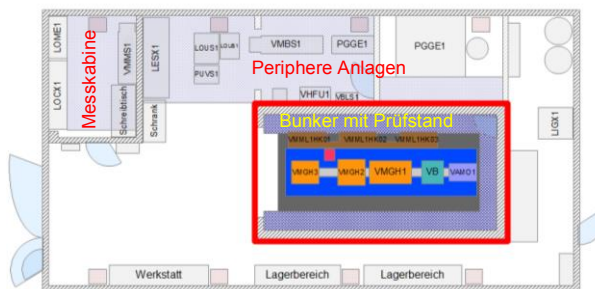


Abb. 1: Versuchshalle mit Bunker und Versuchsstand

Der Schutzbunker ist Bestandteil des Barriersystems der Versuchsanlage und schützt vor Gefährdungen, die von der rotierenden Welle und der darin gespeicherten Energie ausgehen. Abb. 2 zeigt den Versuchsstand während der Inbetriebsetzung im geöffneten Schutzbunker.



Abb. 2: Versuchsstand im Schutzbunker

2.2 Aufbau des Versuchsstandes

Abb. 3 zeigt schematisch den Aufbau des Versuchsstandes. Er besteht aus dem eigentlichen Prüfstand mit einer horizontal angeordneten, vollständig magnetgelagerten Welle und der Antriebseinheit mit frequenzgesteuertem Antriebsmotor und einer mechanischen Doppelscheibenbremse, die auf zwei separaten Grundrahmen auf einem 7 m x 2 m großen Maschinentisch montiert sind.

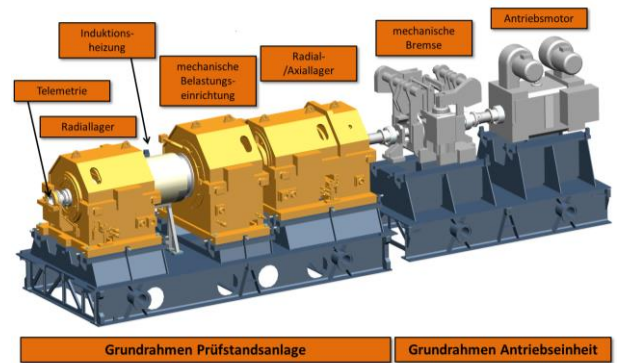


Abb. 3: Schematische Darstellung des Versuchsstandes

Mit dem Antriebsmotor wird die Welle auf eine Maximaldrehzahl von 5800 U/min beschleunigt und kann innerhalb von max. 30 s elektrisch oder über die mechanische Bremse abgebremst werden.

Zur Simulation der an einer SPAT vorherrschenden Bedingungen ist der Prüfstand mit einer thermischen und einer elektromagnetisch wirkenden mechanischen Belastungseinrichtung ausgestattet.

Die thermischen Lasten werden mit einer Induktionsheizvorrichtung iHzv aufgeprägt. Damit kann ein Wellenabschnitt auf im Bereich der Beschauelfung turbinenübliche Temperaturen von ca. 520 °C aufgeheizt werden.

Die auf den Rotor wirkenden mechanischen Prozesslasten werden über eine berührungslos arbeitende elektromagnetische Magnetlagerbelastungseinrichtung MLBE simuliert. Damit können statische und dynamische Belastungen von 35 kN in radialer Richtung auf den Rotor aufgeprägt werden.

Zur Aufnahme des Läufers bei Stillstand oder im Fehlerfall sind in die Radialmagnetlagergehäuse Fanglager der Firma Schaeffler integriert.

Tab. 1 gibt einen Überblick über die Hauptparameter des Versuchsstandes.

Nenndrehzahl	5760	U/min
El. Antriebsleistung	280	kW
El. Bremsleistung	640	
Tragkräfte RML	25	kN
AML	25/50	
MLBE	35	
Läufer Masse	2350	kg
Läufer Länge	3746	mm
Heizleistung iHzv	40	kW

Tab. 1: Hauptparameter Großversuchsstand SFDT

2.3 Magnetlagerkühlung

Ein wesentlicher Untersuchungsgegenstand zum Nachweis der Eignung der Magnetlagertechnologie für den Einsatz in Dampfturbinen ist die sichere Beherrschung der Abfuhr der Wärme, die durch den Prozessdampf über die Welle in die Bereiche der Magnetlager eingetragen wird. Zu diesem Zweck wurden die Radialmagnetlager und die MLBE des Prüfstandes mit drei Kühlsystemen zur Lagerkühlung ausgestattet:

- Rotorkühlung
Zur Vermeidung unzulässig hoher Temperaturen im Bereich der Blechung der Rotoren der RML und MLBE wurden die Bleche auf axial durchbohrten Wellenhülsen aufgebracht, die mit Gebläseluft beaufschlagt werden.
- Luftspaltkühlung
Die Luftspalte der RML und der MLBE werden über einen Kompressor mit Druckluft gekühlt, d. h. die Luftspalte zwischen dem Rotor und den Statoren als auch der verbliebene Raum zwischen den Lagerspulen in den Nuten der Statoren werden mit Druckluft durchströmt.
- Statorkühlung
Die Statorgehäuse der RML und der MLBE sind wassergekühlt.

Abb. 4 zeigt die realisierte Magnetlagerkühlung eines Radialmagnetlagers im Viertelschnitt des 3D-Modells.

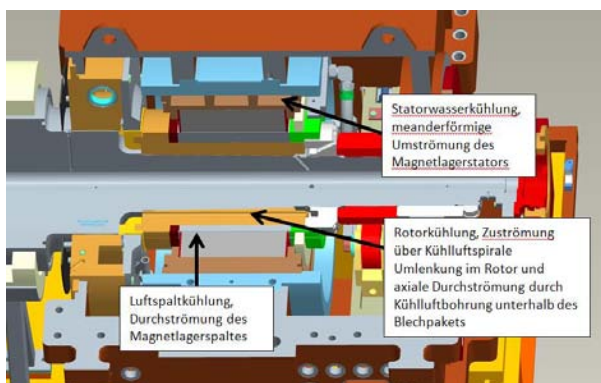


Abb. 4: Kühlsysteme eines Radialmagnetlagers

Ziel der Untersuchungen war der Funktionsnachweis der Lagerkühlung, speziell der Hülsenkühlung, unter praxisrelevanten Bedingun-

gen und die Optimierung des Kühlmitteldurchsatzes der Luft- und Wasserkühlung der aktiven Magnetlager.

2.4 Instrumentierung

Neben der für den Betrieb und den Anlagenschutz notwendigen Messtechnik wurde der Prüfstand mit umfangreicher Versuchsmesstechnik ausgestattet:

Zur Ermittlung der radialen und axialen Temperaturverteilung im Rotor wurden in diesem im Bereich des nicht antriebsseitigen Radialmagnetlagers (B-Seite), der iHzv und der MLBE 80 Thermoelemente montiert. Dazu wurde vom B-seitigen Wellenende eine Wellenbohrung von 51 mm Durchmesser bis an das A-seitige Ende der MLBE eingebracht, in diese je 40 Thermoelemente in zwei unterschiedlichen Profilen (Wellenschnitten) verbaut und die Wellenbohrung zu mechanischen Arretierung der Thermoelemente mit Sauereien ausgefüllt. Zur berührungslosen Übertragung der Temperaturwerte ist am B-seitigen Wellenende eine Telemetrieinheit mit Send- und Empfangsteil angebracht, mit der bis zu 40 Temperaturwerte übertragen werden können. Abb. 5 zeigt die Anordnung der 40 Thermoelemente des Profils A im Rotor.

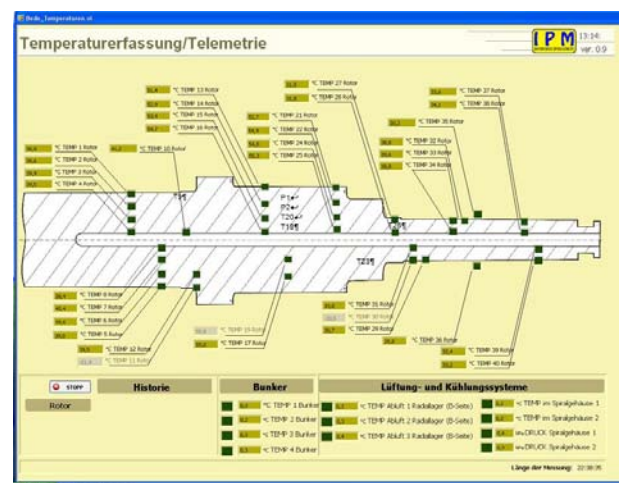


Abb. 5: Übersicht der Temperaturmessstellen (Profil A)

Die Messung der Oberflächentemperatur im Bereich der iHzv wird durch zwei Pyrometer realisiert.

Für Fanglageruntersuchungen ist der Versuchsstand an den Fanglagern mit je einer

Drehzahlmessung an den Innenringen, je sechs Temperaturmessstellen an den Außenringen und zur Zustandsüberwachung der aus Wälzlager bestehenden Fanglagerung je eine Stoßimpulsmessung installiert. Zusätzlich wird an beiden Radialfanglagern die Umlaufgeschwindigkeit der Kugeln gemessen. Zur Ermittlung der beim Fanglagereingriff auftretenden Kräfte wurde das B-seitige Fanglager mit einer Kraftmesseinrichtungen im Bereich der Fanglageraufnahme am Lagergehäuse ausgerüstet.

Zur Bilanzierung der Kühlmittelströme erfolgt eine Temperaturmessung der Ein- und Austrittstemperaturen und eine Volumenstrommessung in allen Kühlkreisen. Zudem wird in allen Kühlluftkreisen der Druck am Eintritt gemessen. Zur Erreichung gleichbleibender Versuchsbedingungen werden die Temperaturen und die Volumenströme der Kühlmitteln geregelt.

Für die Maschinenüberwachung erfolgt an den Lagergehäusen eine Schwingungsmessung. Diese wird auch für Fanglageruntersuchungen genutzt.

Zur determinierten Kraftaufprägung auf den Rotor ist die MLBE beidseitig in jeder Achse mit Positionssensoren zur Ermittlung der Wellenlage ausgerüstet. Anhand der Strom- und Wellenlagemesswerte ist jederzeit eine Bestimmung der auf den Rotor aufgeprägten Belastungskräfte möglich.

3 Versuchsdurchführung

Der Aufbau und die Inbetriebsetzung des Versuchsstandes erfolgten von April 2011 bis September 2012. Direkt im Anschluss daran wurde der Versuchsbetrieb aufgenommen. Dieser gliederte sich in zwei Phasen:

In der ersten Phase wurde die Funktion aller Teilsysteme und des Gesamtsystems getestet und nachgewiesen. In ersten Heißversuchen erfolgten der Test und die Verifikation der Funktion der ausgelegten und patentierten Hülsenkühlung.

In der zweiten Phase wurde in Langzeitversuchen die Magnetlagerkühlung optimiert und die erforderlichen Minstdurchsätze der

Kühlmedien für verschiedene Arbeitspunkte der SPAT ermittelt. Daran anschließend wurden gemeinsam mit Schaeffler die Fanglager getestet. In ersten Versuchen wurden nach der Inbetriebnahme der MLBE-Ansteuerung statische Kräfte bei verschiedenen Drehzahlen auf den Rotor aufgeprägt.

Nachfolgend werden erste Versuchsergebnisse vorgestellt.

3.1 Test der Hülsenkühlung

In einem Vorversuch wurde getestet, ob die Kühlluft auch bei hohen Drehzahlen durch die Axialbohrungen der Lagerhülsen befördert wird. Dazu wurden der Volumenstrom, der Staudruck und die Stromaufnahme des Gebläse-Frequenzumrichters für verschiedene diskrete Drehzahlen bei konstanter Stellung der Regelventile und konstanter Vorgabe des Druckes der Gebläsezufluft aufgezeichnet.

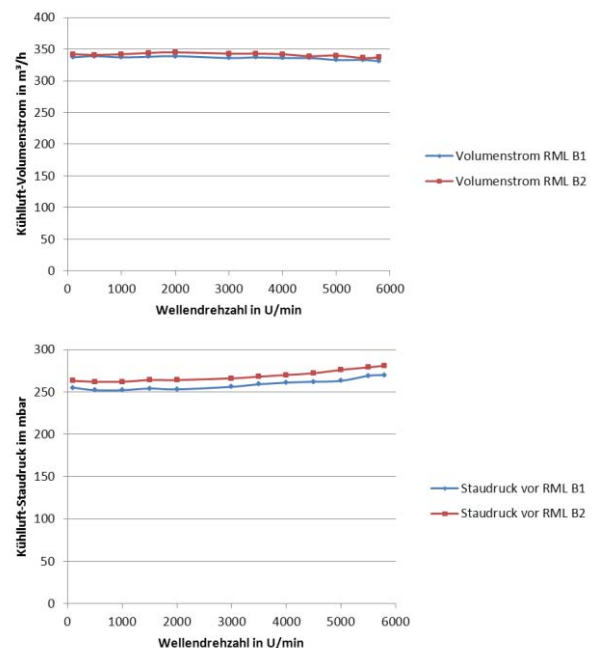


Abb. 6: Gebläsevolumenstrom- und Kühlluftstaudruck-Drehzahlkennlinien für das B-seitige Radialmagnetlager der Halbspiralen 1 und 2

Mit steigender Drehzahl der sinkt Durchsatz an der Magnetlagerhülse um 6 m³/h bzw. 5 m³/h an den Halbspiralen 1 und 2, dementsprechend steigt der Staudruck um 15 bzw. 18 mbar. Dabei steigt der vom Gebläseumrichter aufgenommene Strom um 2,1 A. Das ist auf einen erhöhten Strömungswiderstand am Eintritt in die Bohrungen der Rotorhülse zurückzuführen.

3.2 Heißversuche

In einem ersten Heißversuch wurde getestet, ob der Rotor im aufgeheizten Zustand mit Nenndrehzahl betrieben werden kann. Dazu wurde der Rotor bei 500 U/min mit der iHvz auf 510 °C aufgeheizt. Abb. 7 zeigt die Temperaturverläufe an den Messstellen (vgl. Abb. 5) und der Pyrometer, die Heizleistung und das Drehzahlsignal. Nach Erreichen eines stabilen Zustandes wurde die Rotordrehzahl auf 3000 U/min erhöht, wodurch sich der Rotor infolge der veränderten Wärmeübergangsbedingungen abkühlte. Durch Anpassung der Heizleistung wurde der Rotor wieder auf 510 °C aufgeheizt. Danach wurden die Wellendrehzahlen 5000 U/min, 5500 U/min, 5760 U/min und 5460 U/min angefahren und der Rotor wieder aufgeheizt.

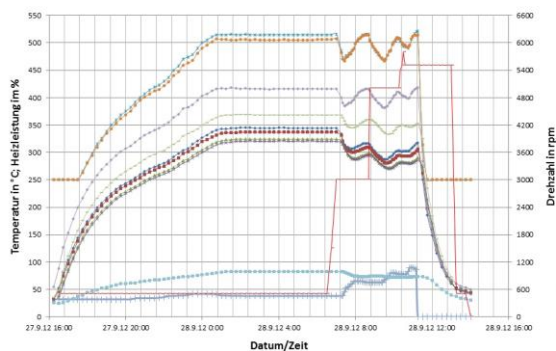


Abb. 7: Drehzahltest mit aufgeheizter Welle

Es konnte nachgewiesen werden, dass der bis auf nahezu Frischdampf Temperatur aufgeheizte Rotor bis zur Maximaldrehzahl stabil in den Magnetlagern gelagert werden kann. Zudem wurde die Funktion der Hülse Kühlung im Betrieb mit heißem Rotor nachgewiesen.

Die weiteren Untersuchungen wurden zur Optimierung der Lagerkühlung durchgeführt. Ziel war es, die Kühlmittelströme für die Arbeitspunkte der Turbine auf ein zum sicheren Betrieb der Magnetlager erforderliches Minimum zu reduzieren. Dazu wurden in Langzeitheißversuchen die Kühlmittelströme der verschiedenen Kühlsysteme, beginnend mit der Statorkühlung, reduziert und die Rotor- sowie Spulentemperaturen der Magnetlager gemessen und aufgezeichnet. Dabei wurden auch die Umgebungstemperaturen im Bunker zwischen 20° C und 40 °C variiert. Die Untersuchungen erfolgten ohne zusätzliche mechanische Belas-

tung des Rotors. Als Grenzwerte wurden 95 °C für die Spulentemperaturen und 180 °C für die Temperaturmessstelle T26 (vgl. Abb. 5) am Wärmeeintritt unterhalb der Rotorbüchse des B-seitigen RML festgelegt.

Im Ergebnis der Untersuchungen konnte nachgewiesen werden, dass unter den o. g. Bedingungen auf die Stator- und auf die Luftspaltkühlung verzichtet werden kann. Es wurden für alle Betriebsdrehzahlen stationäre Arbeitspunkte ermittelt, bei denen die Spulen- und Hülse Temperaturen in unkritischen Bereichen unterhalb der festgelegten Grenztemperaturen lagen. Für diese Arbeitspunkte wurden die Minima der Luftströme für die Hülse Kühlung ermittelt und liegen zwischen 75 m³/h und 150 m³/h für das B-seitige Radialmagnetlager.

3.3 Fanglagerversuche

Ziel der Fanglagerversuche war der Nachweis der Funktion der Schaeffler-Fanglager. Dazu wurden Abwurfversuche bei sieben verschiedenen Drehzahlen bis zur Maximaldrehzahl von 5760 U/min durchgeführt. Vor bzw. nach jedem Abwurf wurde durch Schaeffler ein Condition-Monitoring der Fanglager bei den drei Drehzahlen 150 U/min, 300 U/min und 540 U/min durchgeführt, um den Zustand der Fanglager zu überprüfen. Abb. 8 zeigt beispielhaft den Wellenlage- und Drehzahlverlauf in der geometrischen X-Achse des antriebsseitigen Radialmagnetlager (DE – Drive End) des Abwurfversuchs von 5760 U/min. Der Rotor wird nach dem Abwurf aus der Null-Lage

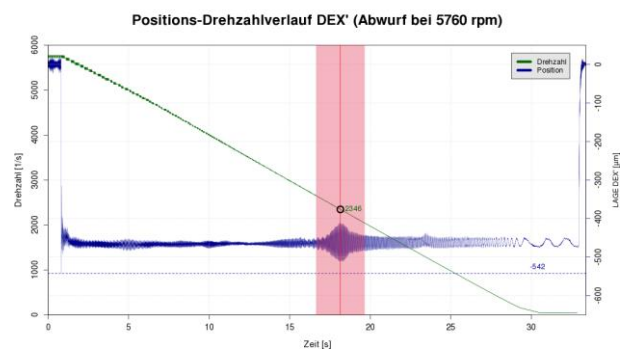


Abb. 8: Wellenlage- und Drehzahlverlauf Achse DEX

durch den Motor in ca. 29 s auf 50 U/min abgebremst, danach erfolgte wieder die Zuschaltung der Magnetlagerung. Die maximale Rotorauslenkung beträgt beim Einschlag -542 µm, eine Eigenfrequenz kann bei 2346 U/min (entspricht 39,1 Hz) beobachtet werden. Abb. 9

zeigt den dazugehörigen x-y-Plot der Wellenlagesignale. Die grüne und rote Strichlinie gibt die theoretischen Grenzen der Fang- und Magnetlagerung an. Der Signalverlauf zeigt, dass der Rotor im DE-seitigen Fanglager ca. 100 μm außermittig liegt. Ursachen dafür sind ggf. die Einbaulage des Fanglagers oder eine Verschiebung der magnetischen Mitte des Magnetlagers

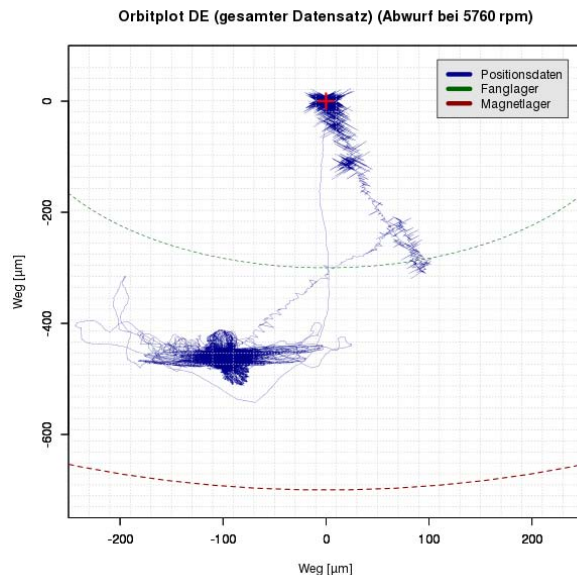


Abb. 9: x-y-Plot des Abwurfversuches von 5760 U/min

Es konnte nachgewiesen werden, dass die ausgelegte Fanglagerung den Anforderungen entspricht. Der Rotor zeigte bei allen Abwurfversuchen ein gutmütiges Verhalten beim Auslauf in den Fanglagern. Ein Backward-Whirl trat nicht auf.

Die Ergebnisse des Condition-Monitoring der Fanglager zeigten, dass die Fanglager nach den Abwurfversuchen nur sehr geringe Schädigungen aufweisen und für weitere Versuche verwendet werden können.

3.4 Simulation prozessspezifischer mechanischer Belastungen des Rotors

Nach der Implementierung des Regelalgorithmus zur Ansteuerung der mechanischen Belastungseinrichtung MLBE wurde diese in Betrieb genommen und getestet. Mit der MLBE ist es möglich, radiale Belastungskräfte unterschiedlicher Beträge und Angriffswinkel statisch oder dynamisch berührungsfrei auf den Rotor aufzuprägen. Die Ansteuerung erfolgt PC-gestützt über ein eigens dafür entwickeltes Ansteuerungsprogramm.

Ziel der Untersuchungen war zunächst der Funktionsnachweis der MLBE einschließlich der Ansteuerung und Regelung. In weiteren Versuchen wurden Belastungen unterschiedlicher Beträge und Angriffswinkel auf die stehende und mit verschiedenen Betriebsdrehzahlen rotierende Welle aufgebracht. Ziel dabei war es, die Auswirkungen dieser zusätzlichen Belastungen auf die Magnetlagerung zu testen und ein stabiles Schweben des Rotors beizubehalten. Der Betrag dieser Belastungen wurde auf maximal das Doppelte der bei einer SPAT wirkenden Regelradkraft von 7 kN festgelegt. Abb. 10 zeigt eine umlaufende Belastungskraft von 2 kN in 5°-Schritten bei stehender Welle. Dabei wurde je eine Rampe von 1 s zum Auf- und Abbau des Kraftbetrages und 5 s Haltezeit eingestellt.

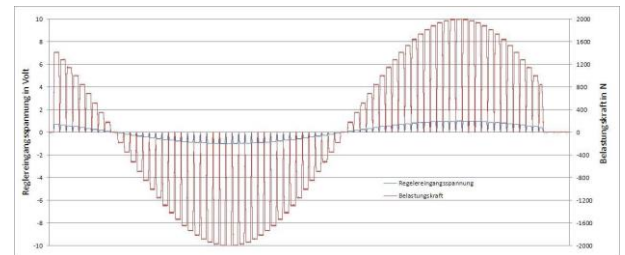


Abb. 10: Belastungskraft umlaufend

In einer zweiten Versuchsreihe sollten die Auswirkungen der Belastungen auf die Magnetlagertemperaturen in Langzeitversuchen getestet werden. Diese Versuchsreihe wurde bis dato noch nicht realisiert.

4 Zusammenfassung und Ausblick

Schwerpunkte der Untersuchungen am Großversuchsstand SFDT waren

- der Nachweis der Eignung der Magnetlagertechnologie für den Einsatz an Industriedampfturbinen mit den dafür vorgesehenen Kühlsystemen
- die Beherrschung der an einer SPAT wirkenden mechanischen Prozesskräfte
- und der Funktionsnachweis der Fanglager.

Nach dem Aufbau und der Inbetriebnahme der Versuchsanlage und der zu ihrem Betrieb erforderlichen peripheren Geräte und Anlagen wurden durch Siemens Görlitz und dem IPM Versuche zur Erfüllung obiger Zielstellung in

zwei Phasen durchgeführt. In der ersten Phase wurde die Funktion des Versuchsstandes nachgewiesen und in ersten Heißversuchen die Kühlsysteme, speziell die patentierte Hülsenkühlung, erfolgreich getestet. In der zweiten Phase wurde die Lagerkühlung optimiert und die Funktion der Fanglagerung nachgewiesen. Zusätzlich wurden erste Untersuchungen mit der mechanischen Belastungseinrichtung durchgeführt.

Die erzielten Ergebnisse können wie folgt zusammengefasst werden:

- Der Versuchsstand kann mit aufgeheizter Welle bis zur Maximaldrehzahl von 5760 U/min betrieben werden.
- Die Wirksamkeit der Lagerkühlung, speziell der Hülsenkühlung, wurde nachgewiesen.
- Auf die Stator- und Luftspaltkühlung der Radialmagnetlager konnte bei einer Umgebungstemperatur bis max. 40 °C verzichtet werden.
- Für alle Betriebsdrehzahlen wurden stationäre Arbeitspunkte ermittelt, bei denen die Spulen- und Hülsentemperaturen in unkritischen Bereichen lagen, und dafür die minimalen Kühlluftströme der Hülsenkühlung ermittelt.
- Die Funktion der Fanglager wurde nachgewiesen, die Fanglager sind für weitere Versuche geeignet.
- Die MLBE wurde in Betrieb genommen und erste Belastungsversuche durchgeführt.

Auf Grund des komplizierten Aufbaus der Hülsenkühlung ist zu untersuchen, ob nicht auch die Kühlung dahingehend optimiert werden kann, dass die Luftspaltkühlung eine ausreichend gute Kühlwirkung erzielt und die Hülsenkühlung entfallen kann. Dadurch wäre eine wesentlich einfachere konstruktive und fertigungstechnische Gestaltung der Luftkühlung möglich.

Die durchgeführten Heißversuche erfolgten ohne zusätzliche mechanische Belastungen. Deren Kompensation führt zu erhöhten Lagerbelastungen und einer erhöhten Eigenerwärmung der Magnetlager. Mit Hilfe der MLBE lassen sich derartige Belastungen in radialer

Richtung berührungsfrei auf die Welle aufprägen. Für weitere Untersuchungen sollten praxisrelevante statische Belastungen berücksichtigt und simuliert werden. In Langzeitversuchen sind die Auswirkungen dieser Belastungen auf die Eigenerwärmung der RML und auf die Lagerkühlung zu untersuchen.

Neben statischen Belastungen können mit der MLBE auch dynamische Belastungen simuliert werden. Dazu sind für das System MLBE, Regler und Leistungselektronik die Systemzeitkonstanten und erreichbaren Grenzfrequenzen experimentell zu ermitteln.

Ausgehend von den Ergebnissen dieser Versuche sind Untersuchungen zur Wirkung statischer/dynamischer mechanischer Belastungen in Verbindung mit der aufgeheizten Welle auf die Magnetlagerung und deren Kühlung erforderlich.

Zur Optimierung der Kühlung ist es möglich, höhere Spulentemperaturen entsprechend der Isolationsklasse H (max. 180 °C) zuzulassen. In Absprache mit dem Magnetlagerhersteller sind die Reserven diesbezüglich auszuloten und zu testen.

Für den Einsatz im Kraftwerk sind die thermischen Zeitkonstanten der magnetgelagerten SPAT im Fall eines Ausfalls der Kühlung von Interesse. An der Versuchsanlage lassen sich derartige Untersuchungen auf Grund der umfangreichen Instrumentierung und Kühlmöglichkeiten sehr gut durchführen.

Ein weiterer Untersuchungsgegenstand ist die Möglichkeit der Regelung der Kühlung. Hier ist z. B. eine Temperaturregelung denkbar.

Mit den durchgeführten Versuchen konnte die Eignung der Magnetlager für die Anwendung an Industriedampfturbinen nachgewiesen werden. Die dabei gesammelten Erfahrungen fließen in die Entwicklung der Prototypurbine ein, deren Installation und Einsatz im Kraftwerk Jänschwalde der Vattenfall Europe Generation AG geplant ist. Dies ist ein erster Schritt, den gesamten Strang, bestehend aus Antriebsturbine, Getriebe, Vorpumpe und Hauptpumpe, ölfrei zu gestalten.

Lagerloser reluktanter Linearmotor mit gleicher Nutteilung in Ständer und Läufer

André Schleicher, Ralf Werner

Technische Universität Chemnitz
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Reichenhainer Str. 70, 09126 Chemnitz

1 Einleitung

Aktiv geregelte Magnetlagerungen in Motoren bieten gegenüber klassischen Lagerungsarten Vorteile wie nahezu vollständige Reibungs-, Wartungs- und Verschleißfreiheit, hohe Lagersteifigkeit und hohe Präzision [1]. Bei konventionellen Systemen sind Magnetlagerung und Elektromotor als separate Komponenten ausgeführt. Wie üblich erzeugt der Motor neben tangentialen Vorschubkräften auch Normalkräfte, die um ein Vielfaches stärker sein können.

Bei sogenannten lagerlosen Motoren sind Magnetlager und Motor vereint in einem gemeinsamen Magnetkreissystem, sodass die großen Normalkräfte des Motors zur Lagerung genutzt werden. Bei Reluktanzmaschinen sind rotierende lagerlose Motoren mit unterschiedlicher Nutteilung in Ständer und Läufer Stand der Technik [2]. Vorteile gegenüber konventionellen Systemen mit getrennter Ausführung von Motor und Lager sind u.a. weniger Konstruktions- und Fertigungsaufwand, höhere Volumenausnutzung sowie geringere Biegemomente durch kürzere Hebelarme zwischen den Angriffspunkten der Kräfte.

Ziel der hier beschriebenen Erfindung ist es, die Normal- und Tangentialkräfte eines reluktanten Motors, insbesondere eines Linearmotors, durch gezielte Ansteuerung so zu nutzen, dass diese gleichzeitig Lagerung und Nutzbewegung ermöglichen. Der Motor soll dabei jedoch eine möglichst einfache Bauform aufweisen und in allen

genutzten Magnetkreisen die gleiche Nutteilung besitzen. Dies kann eine weitere Reduktion des Konstruktions- und Fertigungsaufwands und eine Erhöhung des Anteils der Vorschubkraft bzw. des Drehmoments ermöglichen. Dazu wurden ein Motormodell und ein Regelungsverfahren entwickelt und an einem dafür entworfenen reluktanten lagerlosen Linearmotor mit einheitlicher Nutteilung getestet.

2 Entwicklung eines Prototypen

Mit Hilfe eines Modells der Motordynamik wurde zunächst untersucht, ob bestimmte Motorbauformen überhaupt steuerbar sind, d.h. ob es physikalisch prinzipiell möglich ist, Schweben und Translation gleichzeitig zu ermöglichen. Dabei wurden folgende Annahmen und Vereinfachungen zugrunde gelegt:

1. Der Motor verhält sich wie ein Starrkörper
2. Es gilt das Trägheitsgesetz für Translation und analog auch für Rotation (keine Kreismomente)
3. Die Oberflächenkraftdichte jedes Läufer- bzw. Ständerteils auf den Ständer bzw. den Läufer kann jeweils durch eine Einzelkraft im Schwerpunkt der Kraftdichte ersetzt werden
4. Verdrehungen des Läufers relativ zum Ständer sind vernachlässigbar klein für die Momentenbilanzen

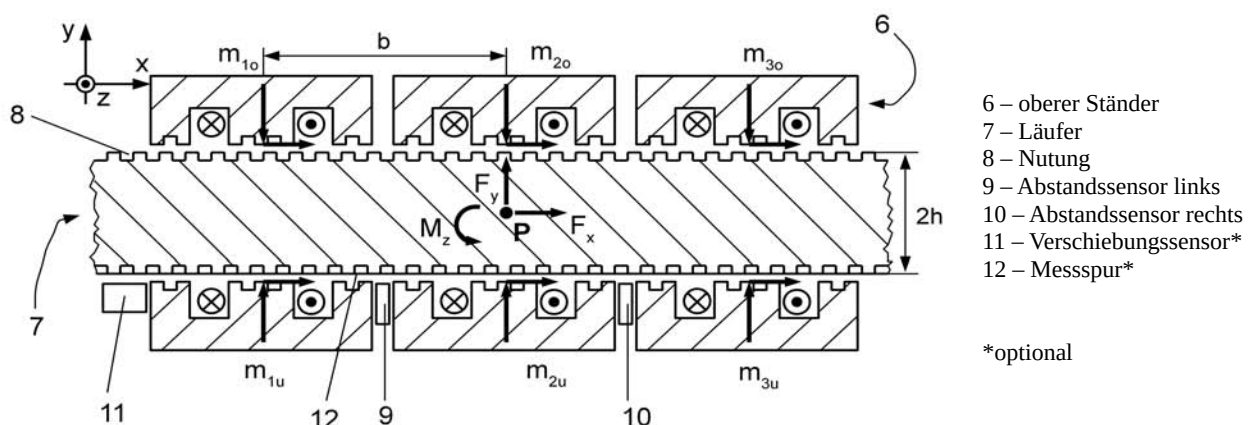


Abbildung 1: Reluktanz-Linearmotor in Doppelständerbauform

Der entwickelte Prototyp weist eine symmetrische Doppelständerbauform auf mit je drei Ständerkreisen, deren Nutung um jeweils ein Drittel der Nutteilung zueinander verschoben ist (siehe Abbildung 1).

Drei Freiheitsgrade (die Drehungen um die x- und y-Achse sowie die Verschiebung um z-Achse) sollen dabei durch die Reluktanzkräfte passiv eingeschränkt werden, die übrigen drei werden hingegen aktiv geregelt über die Kräfte F_x und F_y sowie das Moment M_z . Durch diese Einschränkung des Prototypen wird der Test des Regelverfahrens vereinfacht.

Da sich nach Annahme 1 der Motor seine Form nicht ändern kann, wird das dynamische Verhalten bereits durch die resultierenden Kräfte und Momente f_k vollständig bestimmt:

$$\ddot{x}_k = J_k^{-1} f_k \quad (1)$$

Dabei sind x_k die zu f_k gehörigen Koordinaten und J_k die zugehörigen Trägheiten. Die Resultierenden können zweckmäßig durch eine Zerlegung aller Einzelkräfte der sechs Ständerteile in jeweils normale und tangentielle Komponenten bestimmt werden. Diese beiden Einzelkraftkomponenten jeden Ständerkreises wiederum hängen ab von den sechs Motorströmen, der Größe des Luftspalts und von der horizontalen Verschiebung x der Zähne zueinander:

$$F_j = F_j(I, r) \quad (2)$$

Der Vektor r kennzeichnet dabei die Raumlage des Läufers relativ zum Ständer, d.h. er enthält aller relativen Raumwinkel und Verschiebungen, die relevant sind. Daraus lassen sich wegen Annahme 1 die Verschiebungen und der Luftspalt für jeden einzelnen Ständerkreis berechnen. Der Vektor I ist der Spaltenvektor aller Motorströme. Zur Beschreibung einer Einzelkraft eines Ständerkreises wurde folgender Ansatz gewählt:

$$F_{ik} = g_{ijk} m_j \quad (3)$$

$$\text{mit } g_{ijk} = g_{ijk}(r), \quad m_j = m_j(|I_j|)$$

Eine Einzelkraftkomponente F_{ik} des Ständerkreises i , welche in Richtung k zeigt, ist das verjüngende Tensorprodukt aus einer Tensorfunktion g_{ijk} , welche nur von der Raumlage r des Läufers relativ zum Ständer abhängt und aus einer Tensorfunktion m_j , welche nur vom Betrag des Stroms I_j durch den j-ten Ständerkreis abhängt. Im Falle linearen Magnetkreismaterials gilt dieser Ansatz exakt, wie folgendes Beispiel zeigt, bei dem die Kraft in x-Richtung berechnet wird unter der Annahme, dass nur der Strom I_j durch den j-ten Ständerkreis zur magnetischen Energie beiträgt:

$$W_{mag} = \frac{L_j}{2} I_j^2, \quad F_{ix} = -\frac{\partial W_{mag}}{\partial x} \quad (4)$$

$$\Rightarrow F_{ix} = -\frac{1}{2} \frac{\partial L_j}{\partial x} \cdot I_j^2 = g_{ijx}(r) \cdot m_j(|I_j|)$$

Im Fall einer Flussverkopplung hängt die Energie von mehreren Motorströmen ab, sodass gemäß dem verjüngendem Produkt alle Beiträge aller m_j aufsummiert werden müssen. Für nichtlineare Magnetkreismaterialien gilt der Ansatz (3) noch in guter Näherung. Wichtige Eigenschaften, die auch im nichtlinearen Fall gelten, sind:

1. Stromrichtungsinvarianz: Jede Kraft hängt stets nur vom Betrag des Stroms ab, nicht von der Stromrichtung
2. Die Kraft nimmt immer zu mit steigendem Strombetrag
3. Das Vorzeichen jeder Komponente m_j der Vektorfunktion m , welches sich niemals ändert, wird als positiv festgelegt

1. $m(I) = m(|I|)$
2. $m_j(|I_{jb}|) > m_j(|I_{ja}|) \quad \forall |I_{jb}| > |I_{ja}|$
3. $m_j > 0 \quad \forall j$

(5)

Die erste Eigenschaft ist eine Besonderheit des Reluktanzmotors, da dieser stets nur anziehende Kräfte erzeugt.

Wird nun die Geometrie des Motors berücksichtigt, können aus den Einzelkraftkomponenten und ihren Hebelparmen auch Einzelmomente bezüglich eines beliebigen Punktes bestimmt werden. Aus den Einzelkräften und -momenten können die Resultierenden, die allein über die Motordynamik entscheiden, berechnet werden. Dies führt auf ein bezüglich m lineares Gleichungssystem.

$$G(r) \cdot m(I) = f$$

$$\begin{pmatrix} G_{11} & \dots & G_{1n} \\ \dots & \dots & \dots \\ G_{m1} & \dots & G_{mn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_1 \\ m_2 \\ \dots \\ m_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \\ \dots \\ M_y \\ \dots \end{pmatrix} \quad (6)$$

Dabei sind die G_{ij} die Koeffizientenfunktionen der Matrix G , welche sich aus den g_{ijk} aus (3) und der Motorgeometrie ergeben und f die Resultierenden. Die G_{ij} hängen daher nur von der Raumlage r ab. Nachfolgend wird stets von einem System ohne verkoppelte magnetische Flüsse ausgegangen. Im Falle des Prototypen nach Abbildung 1 hat das LGS die nachfolgende Gestalt.

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} x_{1o} & x_{2o} & \dots & x_{3u} \\ -y_{1o} & -y_{2o} & \dots & y_{3u} \\ -x_{1o}h + y_{1o}b & -x_{2o}h & \dots & x_{3u}h + y_{3u}b \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{m} = \begin{pmatrix} m_{1o} \\ m_{2o} \\ m_{3o} \\ m_{1u} \\ m_{2u} \\ m_{3u} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{f} = \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \\ M_z \end{pmatrix}, \quad \mathbf{r} = \begin{pmatrix} x \\ y \\ \varphi_z \end{pmatrix} \quad (7)$$

Der Koeffizient x_{1o} gibt dann z.B. an, wie groß die Kraft des oberen Ständerkreises 1 in x-Richtung ist bei vorgegebenem Stromrepräsentanten m_{1o} . Die y_{io} und die y_{iu} jeweils stets positiv, da der Reluktanzmotor Normalkräfte nur in einer Richtung erzeugen kann. In der dritten Zeile werden zur Momentenbilanzierung die Einzelkraftkomponenten mit ihrem vertikalem Hebelarm h bzw. ihrem horizontalen Hebelarm b bezüglich des Punktes \mathbf{P} multipliziert. Bei magnetischer Verkopplung der einzelnen Magnetkreise wäre diese Zuordnung der Koeffizienten von \mathbf{G} nicht mehr möglich. Die Modellierung des Motors in einer nur lageabhängigen Matrix $\mathbf{G}(\mathbf{r})$ bleibt dennoch möglich, denn \mathbf{G} bildet alle Stromrepräsentanten $m_j(I_j)$ auf alle Resultierenden f_i ab.

Wird für die horizontalen Kräfte eine sinusförmige Abhängigkeit von der auf die Nutteilung normierten Verschiebung x angenommen (Grundwellenmodell), ergibt sich:

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \sin(x - \frac{2\pi}{3}) & \sin(x) & \sin(x + \frac{2\pi}{3}) & \dots \\ -y_{1o} & -y_{2o} & -y_{3o} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \quad (8)$$

Die Funktionen $m_j(I_j)$ und $G_{ij}(\mathbf{r})$ können durch Messungen und/oder durch numerische Berechnungen des Motors bestimmt werden.

Das LGS (6) muss nun für jede Raumlage \mathbf{r} und alle möglichen Resultierenden \mathbf{f} lösbar sein, da der Motor stets steuerbar sein muss. Diese Bedingung ist gleichwertig mit folgender Aussage:

$$\text{Rg}(\mathbf{G}) \geq n_f \quad (9)$$

n_f ist die Anzahl der Resultierenden.

Ein Negativbeispiel wäre ein Motor ähnlich zu Abbildung 1, welcher aber nur aus drei unteren Läuferteilen besteht, siehe Abbildung 2.

Mit dem Grundwellenmodell und der Momentenbilanz um den neuen Punkt \mathbf{P} ergäbe sich:

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \sin(x - \frac{2\pi}{3}) & \sin(x) & \sin(x + \frac{2\pi}{3}) \\ y_u & y_u & y_u \\ -y_u b & 0 & y_u b \end{pmatrix} \quad (10)$$

Dieses LGS erfüllt die Bedingung (9) nicht für alle Fälle von \mathbf{f} und \mathbf{r} . Bei der Verschiebung von $x = 0$ sowie allen Vielfachen der halben Nutteilung treten Singularitäten auf:

$$\mathbf{G}(x = k\pi) = \begin{pmatrix} \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ y_u & y_u & y_u \\ -y_u b & 0 & y_u b \end{pmatrix}, \quad k \in \mathbb{Z} \quad (11)$$

$$\Rightarrow \det(\mathbf{G}(x = k\pi)) = 0$$

Dies äußert sich, in dem sich beispielsweise bei verschwindendem Moment ein Widerspruch ergibt:

$$\begin{aligned} M_z = 0 &\Leftrightarrow -m_1 + m_3 = 0 \Leftrightarrow \underline{m_1 = m_3} \\ F_x \neq 0 &\Leftrightarrow m_1 - m_3 \neq 0 \Leftrightarrow \underline{m_1 \neq m_3} \end{aligned} \quad (12)$$

Auf Grund der Motorbauform kann also der Motor bei $x = 0$ nicht mehr gesteuert werden und somit auch nicht mehr geregelt werden - bei Erzeugen einer Vorschubkraft F_x würde er zwangsläufig verkippen. Solchen singulären Punkte dürfen in der Praxis auch nicht näherungsweise erreicht werden.

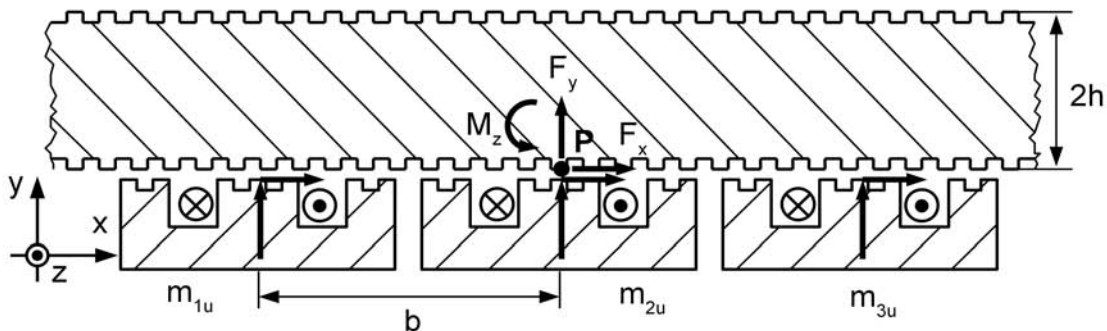


Abbildung 2: Negativbeispiel: Reluktanz-Linearmotor, nur untere Läufer

Dieses Problem lässt sich durch eine andere Bauform lösen, insbesondere mit mehr unabhängigen Magnetkreisen als Resultierenden. Die Matrix \mathbf{G} erhält dadurch mehr Spalten als Zeilen und die Wahrscheinlichkeit einer linearen Unabhängigkeit aller Zeilen voneinander steigt an. Der Prototyp mit Doppelständer nach Abbildung 1 erfüllt diese Anforderung und weist im Grundwellenmodell lineare Unabhängigkeit auf für die Bedingung

$$b|y_i| \neq h|x_i| \quad (13)$$

wie durch algebraische Untersuchungen gezeigt werden kann. Diese Bedingung mit ausreichender Sicherheit zu erfüllen, ist in der Praxis leicht zu erreichen durch entsprechende Konstruktion von z.B. langen schlanken Motoren. Damit ist für den Prototypen die prinzipielle Lösbarkeit des LGS für \mathbf{m} sichergestellt.

Weiterhin muss aber nach Bedingung 3 für \mathbf{m} auch die Positivität aller Komponenten m_j erfüllt sein. Das LGS liefert jedoch prinzipiell beliebige Lösungen \mathbf{m} , unter denen auch jene sind, die z.B. gemischte Vorzeichen in ihren Komponenten aufweisen. Außerdem ist das LGS unterbestimmt, wenn die Zahl der Spalten größer ist, als die Zahl der Zeilen, sodass keine Eindeutigkeit der Lösung besteht.

Als Lösung für diese Probleme wurden mit Hilfe einer orthogonalen Projektion genau jene Lösung extrahiert, welche Lösung des LGS sind und gleichzeitig die geforderte Positivität aufweisen. Es wurde dazu ein Zielvektor \mathbf{z} definiert, der die geforderte Positivität bereits aufweist. \mathbf{z} liegt im Vektorraum V aller Vektoren mit n_w Komponenten, wobei n_w die Zahl der Wicklungen oder der Magnetkreise des Motors bzw. die Anzahl der Komponenten von \mathbf{m} ist. Die gesuchte Lösung \mathbf{m}_z liegt in einem Untervektorraum U von V , der durch das LGS

$$\mathbf{G} \mathbf{m}_z = \mathbf{f} \quad (14)$$

aufgespannt wird. Der euklidische Abstand zwischen \mathbf{z} und \mathbf{m}_z wird nun genau dann minimal, wenn gilt:

$$(\mathbf{z} - \mathbf{m}_z) \cdot \mathbf{b}_i = 0 \quad \forall i = 1 \dots n_w - n_f \quad (15)$$

wobei \mathbf{b}_i die Basisvektoren von (14) sind. Diese Bedingung wurde mit algebraischen Umformungen auf folgendes Ergebnis gebracht:

$$\mathbf{m}_z = \mathbf{A} \mathbf{z} + (\mathbf{E} - \mathbf{A}) \mathbf{m}_0 \quad (16)$$

Dabei sind \mathbf{E} die Einheitsmatrix und \mathbf{A} und \mathbf{m}_0 folgende Abkürzungen:

$$\mathbf{A} = \mathbf{B} (\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T \quad \text{mit } \mathbf{B} = (\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_{n_w - n_f}) \quad (17)$$

$$\mathbf{G} \mathbf{m}_0 = \mathbf{f}$$

Das Ergebnis (16) kann durch eine Betrachtung mit Hilfe weiterer algebraischer Methoden mit folgendem Ausdruck identifiziert werden:

$$\mathbf{m}_z(\mathbf{f}, \mathbf{r}, \mathbf{z}) = \mathbf{m}_{AP}(\mathbf{r}, \mathbf{z}) + \mathbf{C}(\mathbf{r}) \mathbf{f} \quad (18)$$

Das bedeutet, die gewonnene Lösung \mathbf{m}_z setzt sich aus einem Arbeitspunkt \mathbf{m}_{AP} zusammen, der nur vom gewählten Zielvektor \mathbf{z} und der Motorlage \mathbf{r} abhängt, sowie aus einem Matrizenprodukt zwischen der Resultierenden \mathbf{f} und einer Matrix \mathbf{C} , welche nur von der Motorlage \mathbf{r} abhängt.

Diese gewonnene Lösung \mathbf{m}_z besitzt schließlich folgende Eigenschaften:

1. Sie erfüllt das LGS $\mathbf{G} \mathbf{m}_z = \mathbf{f}$
2. Sie besitzt minimalen euklidischen Abstand zu \mathbf{z}
3. Sie hängt stetig ab von den Resultierenden \mathbf{f}
4. Bei einer Änderung einer Komponente von \mathbf{f} ändern sich i.d.R. alle Komponenten von \mathbf{m}_z
5. Sie hängt stetig ab von der Raumlage \mathbf{r}
6. Sie ist eindeutig

Wegen 1. ist \mathbf{m}_z eine Lösung, die genau die gewünschten Resultierenden \mathbf{f} erzeugt. Wegen 2. ist die Summe ihrer Abstandsquadrate zu den Komponenten von \mathbf{z} minimal – \mathbf{m}_z liegt „komponentenmäßig“ nahe bei \mathbf{z} . Das hat zur Folge, dass wenn \mathbf{z} so gewählt wird, dass alle seine Komponenten positiv und betragsmäßig hinreichend groß sind, auch alle Komponenten von \mathbf{m}_z positiv sind und \mathbf{m}_z somit eine physikalisch sinnvolle Lösung ist. Eigenschaft 3 ist notwendig, damit der Motor nicht nur steuerbar, sondern auch regelbar ist. Dabei führt Eigenschaft 4 außerdem dazu, dass i.d.R. sämtliche Wicklungen gleichzeitig auf Sollgrößenänderungen mit geringfügigen Stromänderungen reagieren. Dieses Verhalten ist regelungstechnisch günstiger, da somit die effektive Zeitkonstante sehr klein wird, anders als wenn beispielsweise nur einige der Wicklungen mit dafür umso größeren Stromänderungen reagieren müssten. Eigenschaft 5 gilt wegen der Stetigkeit von \mathbf{G} . Darüber hinaus gilt Eigenschaft 6, weil das LGS (14) n_f unabhängige Gleichungen liefert und (15) weitere $n_w - n_f$ Gleichungen. Wegen dieser Eindeutigkeit kann die Lösung \mathbf{m}_z als direkte Lösung verwendet werden.

Abbildung 3 veranschaulicht den Verlauf der Motormagnetisierungen m_i für den Prototypen nach Abbildung 1 unter Annahme des Grundwellenmodells mit $\max\{x_i\} = 1$, sowie mit $b = h = 1$ und $y_i = 3$. Dabei zeigen die roten Punkte die Magnetisierungen m_{io} der oberen drei Ständerkreise, die blauen Punkte die m_{iu} der unteren drei Ständerkreise. Dargestellt ist der Verlauf in Abhängigkeit der Verschiebung $x = 0 \dots 6,2$ für einen festen Zielvektor $\mathbf{z} = (3, 3, 3, 3, 3)^T$ und einer konstanten Resultierenden $\mathbf{f} = (2, 2, 5)^T$.

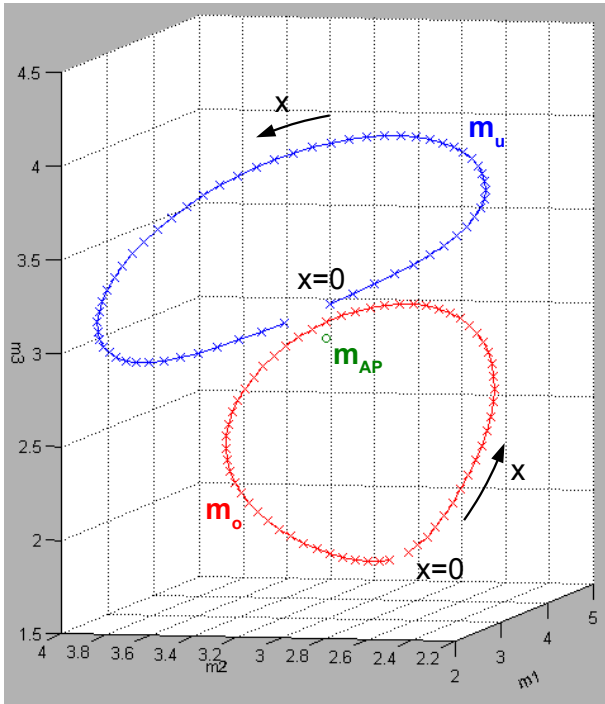


Abbildung 3: Motorströme in Abhängigkeit der Verschiebung

Es ergeben sich kreisähnliche Kurven, die in zueinander parallelen Ebenen liegen. Erkennbar ist, dass der Abstand eines Punktes, der zu einer gewissen Verschiebung x gehört, zu seinem Nachfolger, welcher zu $x + dx$ gehört, nur wenig variiert, was Eigenschaft 5 verifiziert.

Die Rücktransformation von $\mathbf{m}(\mathbf{I})$ zu \mathbf{I} liefert schließlich die gesuchten Ströme. Diese Transformation ist existiert und ist bijektiv, da jede Komponente von \mathbf{m} streng monoton steigend abhängig ist von den Komponenten von \mathbf{I} . Kann von einer Sättigung abgesehen werden, vereinfacht sich die Transformationsvorschrift zwischen \mathbf{m} und \mathbf{I} zusätzlich wie folgt:

$$m_j(|I_j|) = k I_j^2 \Leftrightarrow I_j(m_j) = \sqrt{\frac{m_j}{k}} \quad (19)$$

Die Transformation zwischen \mathbf{m} und \mathbf{I} und die Vorschrift (18) liefern zusammen einen eindeutigen Zusammenhang zwischen \mathbf{f} und \mathbf{I} , sodass bei Vorgabe einer zu erzeugenden Konstellation aus Resultierenden f_i alle dafür nötigen Motorströme I_j ermittelt werden können.

Abbildung 5 zeigt das Blockschaltbild des allgemeinen Regelverfahrens für den lagerlosen Reluktanzmotor.

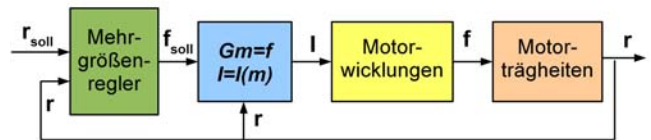


Abbildung 5: Regelverfahren allgemein

Ein Mehrgrößenregler gibt Sollwerte vor für den entwickelten Steueralgorithmus. Dieser benötigt, wie auch der Regler, ebenso die Motorlage \mathbf{r} und erzeugt die benötigten Sollströme für die Motorwicklungen. Die Steuerung stellt näherungsweise eine Inverse zum magnetischen und geometrischen Teil des Motorübertragungsgliedes dar. Weiterhin sind die Komponenten von \mathbf{f} bzw. von \mathbf{r} zweckmäßig so gewählt, dass diese paarweise orthogonal zueinander sind. Daher wirken Steuerung und Motorstrecke zusammen wie mehrere näherungsweise entkoppelte Eingrößenstrecken, sodass der Mehrgrößenregler i.d.R. in Form mehrerer unabhängiger Eingrößenregler aufgebaut werden kann. Das Blockschaltbild der Regelung des Prototypen ist in Abbildung 4 dargestellt. Der Regler ist in Form dreier linearer Eingrößenregler mit PID-Verhalten ausgeführt. Die grau gezeichneten Zweige sind nicht zwingend erforderlich für die Funktion.

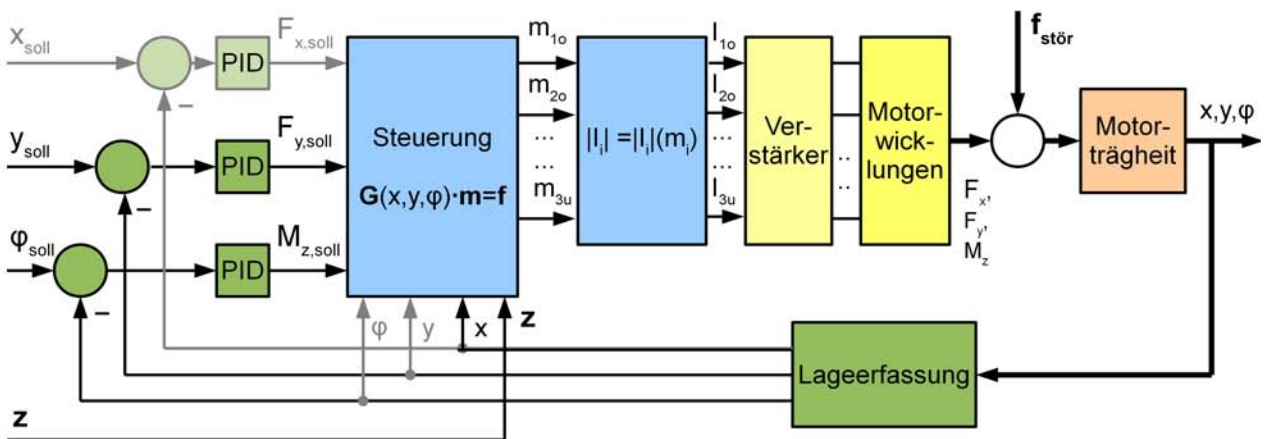


Abbildung 4: Regelverfahren Prototyp

So ist auch der Regler für den Vorschub nicht nötig, da der Motor auch im ungeregelten „Schrittmotorbetrieb“ verfahren werden kann.

Die bisherigen Tests des Prototypen hatten das Ziel, das Regelungsverfahren in Verbindung mit der Motorbauform zu untersuchen und haben bewiesen, dass die Regelung in ihrer derzeitigen Beschaffenheit funktioniert.

Der Prototyp besteht in seiner getesteten Konfiguration aus Ständerspulen mit Kernen aus 0,5mm dickem Elektrolech und einem Läufer aus massivem, ca. 1mm dicken Blech mit eingefrästen Nuten. Zur Messung der Abstände wurden zwei eigens entwickelte kapazitive Abstandssensoren eingesetzt, welche je an einem Längsende des oberen Statorteils angebracht sind (vgl. Abbildung 1). Die Regelung wurde mit einem digitalen Signalprozessor realisiert, der mit C und Assembler programmiert wurde. Dieser berechnet aus dem arithmetischen Mittel der beiden Abstandssignale der Sensoren die vertikale Verschiebung y und aus ihrer Differenz den linearisierten Verdrehwinkel φ um die z-Achse. Für das zugrunde liegende lineare Gleichungssystem nach (7) wurden für alle x_i das Grundwellenmodell angenommen sowie alle y_i konstant und gleichgroß gewählt. Da in diesem Fall nur das Verhältnis der y_i zu den x_i von Bedeutung ist, wurde dieses geschätzt. Die Absolutwerte der Koeffizienten müssen nicht bestimmt werden, da dies nur auf einen Verstärkungsfaktor führen würde, der alternativ auch in $m_j(I_j)$ oder in der Reglerverstärkung berücksichtigt werden könnte. Aus (16) und (17) wurde mit Hilfe eines Computerprogramms die Matrix C aus (18) berechnet, welche in diesem Fall nur noch von der Verschiebung x abhängt. x wurde dazu für eine Periode in 120 Stufen eingeteilt und für jedes dieser x die zugehörige 6x3-Matrix $C(x)$ berechnet. Diese Matrizenliste wurde im FLASH des DSP abgelegt. Weiterhin wurden für den Zielvektor z in der Berechnungsvorschrift (16) alle Komponenten konstant und gleichgroß gewählt. Die Höhe der z_j ist dabei so gewählt, dass sich aus $m_{AP}(I_{AP})$ ein Stromarbeitspunkt I_{AP} so ergibt, dass dieser im Bereich der Hälfte des Maximalstroms liegt. Die Rücktransformation von m_j zu I_j erfolgte über eine Tabelle im FLASH des DSP, wobei bisher zur Vereinfachung zunächst nur eine Proportionalität $kI_j = m_j$ als Funktion angesetzt wurde. Der Vektor m_{AP} ist durch die spezielle Wahl von z und G für alle x konstant und musste daher nicht wie C als Liste abgespeichert werden.

Die Berechnung des DSP besteht folglich im Wesentlichen aus einem einfachen Matrizenprodukt Cf mit einer im FLASH abgelegten Matrix C . Es wurde bei 70MIPS für die gesamte Regelung bereits ohne Compiler-Optimierungen eine Zykluszeit von

etwa 6µs erreicht, was eine stabile Regelung ermöglichte. Geregelt wurden die Koordinaten y und φ , die Reglerparameter wurden in der Reihenfolge P-, D- und I-Anteil sukzessiv experimentell am geschlossenen Kreis festgelegt. Der Vorschub in x-Richtung wurde ungeregelt realisiert durch eine Modifikation von G . Es wird dabei ein x als Sollwert in einer Auflösung von 120 Stufen pro Nutteilung vorgegeben, welches zur Folge hat, dass die Motorströme so gewählt werden, dass sich bei diesem x eine stabile Lage des Läufers im Ständerfeld einstellt. Der Motor verfuhr somit im Mikroschrittbetrieb ohne Oberwellenkompensation.

3 Fazit und Ausblick

Der Test des Prototyps hat gezeigt, dass Motor und Regelungsverfahren funktionieren, trotz der stark vereinfachten Ausführung der Regelung. Durch den Test wurden außerdem qualitative Ergebnisse bezüglich des Motorverhaltens gewonnen, welche die für Motor und Regelung entwickelte Theorie nicht widerlegen konnten. Weitere Versuche sind nötig, um die Realitätsnähe der Theorie, deren Einsatzmöglichkeit sich nicht nur auf lineare Reluktanzmotoren beschränkt, weiter zu bestätigen. Im Falle des Prototyps bedeutet dies insbesondere, dass die genannten Vereinfachungen schrittweise aufgehoben werden. Dabei ist zu anmerken, dass auch die bisherigen Tests mit ungeregeltem Vorschub bereits ein Schweben ermöglicht hatten, welches durch das zugrunde liegende instabile I2-Grundverhalten regelungstechnisch deutlich kritischer ist, als etwa die Regelung eines Vorschubs, welcher ein stabiles PT2-Grundverhalten aufweist, wäre.

Weiterhin kann die Matrix G mit detaillierteren Funktionen für x_i und y_i ausgestattet werden als bessere Berechnungsgrundlage für m_{AP} und C durch das Computerprogramm. Die Transformation zwischen I und m könnte ebenso detaillierter hinterlegt werden. Auch der Einfluss eines situationsangepassten Zielvektors z auf die Regelung und den Motor könnte untersucht werden. Der Vektor z beeinflusst u.a. die Steuerleistung, die Verluste und die Biegemomente. Für diese Zwecke und zur besseren Charakterisierung von Motor und Regelung sind quantitative Untersuchungen nötig.

Weiterhin kann die Theorie erweitert werden, z.B. um Wirbelströme im Magnetkreis zu berücksichtigen, welche verhindern, dass der magnetische Fluss sofort den Strömen folgt. Einfache Ansätze wären z.B. die Annahme, dass zwar die Flüsse verkoppelt sind, aber die Wirbelstromzeitkonstanten alle gleichgroß sind, oder dass die Zeitkonstanten zwar unterschiedlich groß sind, aber die Flüsse

entkoppelt sind. Ziel dieser Ansätze wäre, die Wirbelstromzeitkonstanten z.B. in einem oder mehreren skalaren PT1-Gliedern in \mathbf{m} oder \mathbf{G} zu berücksichtigen, womit das Regelungsverfahren leicht zu modifizieren wäre.

Für den praktischen Einsatz des Motors könnten sowohl eine andere Motorbauform gewählt werden, als auch mehrere Motoren gleicher Art kombiniert werden, um mehr oder ggf. alle Freiheitsgrade aktiv geregelt einzuschränken. Durch die gleiche Nutteilung in Ständer und Läufer sind höhere Vorschubkräfte zu erwarten, als bei stark unterschiedlicher Teilung, da gewissermaßen jeder Zahn zum Vorschub beiträgt.

Denkbare Anwendungen von derartigen lagerlosen reluktanten (Linear-) Motoren mit gleicher Nutteilung fänden sich in der Bearbeitungs- und Messtechnik oder als Sonderausführungen, etwa als Drehschubmotoren, in speziellen Einsatzgebieten.

Literatur

- [1] G.Schweitzer, A.Taxler, H.Beuler,
Magnetlager: Grundlagen, Eigenschaften und Anwendungen
berührungsfreier, elektromagnetischer Lager,
Springer-Verlag, 1993
- [2] L.Hertel, W.Hofmann,
Modell des lagerlosen Reluktanzmotors unter dem Einfluß einer
großen Rotorexzentrizität,
Technische Universität Chemnitz

Betrachtungen zum lagerlosen Flux-Switching Scheibenläufermotor

Wolfgang Gruber¹, W. Bauer¹, W. Amrhein¹ and Reto T. Schöb²

¹ Institut für Elektrische Antriebe und Leistungselektronik, Johannes Kepler Universität Linz,
Altenberger Straße 69, 4040 Linz, Österreich

² Levitronix GmbH, Technopark Straße 1, 8005 Zürich, Schweiz

Korrespondenz: Mail: wolfgang.gruber@jku.at; Tel: +43/732/2468/6435; Fax +43/732/2468/6423

Kurzfassung

Der lagerlose Flux-Switching Scheibenläufermotor ist ein sehr kompakt aufgebauter magnetisch gelagerter Antrieb, der gänzlich ohne Permanentmagnete im Rotor auskommt. Die Funktionsweise dieser neuartigen lagerlosen Motortopologie wird in diesem Aufsatz untersucht und die Eignung für einen Betrieb als lagerloser Motor mittels Gütefunktionalen bewertet. Dreidimensionale Finite-Elemente-Simulationen für eine vielversprechende Motorvariante liefern gute Ergebnisse, die in Zukunft auch mit einem Prototyp verifiziert werden sollen.

1 Einleitung

Das Konzept des lagerlosen Motors wurde in den frühen 1990er Jahren entwickelt. Federführend dabei waren die ETH Zürich in der Schweiz [1] und die Universität Tokyo in Japan [2]. Der Begriff des lagerlosen Motors wird für integrierte Antriebe verwendet, mit denen neben dem Drehmoment gleichzeitig auch radiale oder axiale Tragkräfte erzeugt werden können. Dagegen spricht man von magnetisch gelagerten Antrieben, wenn die mechanischen Lager durch eigene Magnetlagersysteme ersetzt werden und die direkte Integration der Magnetlagertechnik in den Motor nicht vorhanden ist. Die Vorteile der magnetischen Lagerung liegen in der Berührungsfreiheit von Rotor und Stator. Es entstehen kein Abrieb, kein Verschleiß und keine Verunreinigungen. Weiterhin sind hermetisch gekapselte Systeme ohne Schmiermittel und Dichtungen einfach realisierbar. Die erreichbaren Drehzahlen werden durch die Lagerung nicht beschränkt.

Zusätzlich ermöglichen lagerlose Motoren im Vergleich zu magnetisch gelagerten Antrieben eine aktive Stabilisierung bzw. Regelung von mehreren Freiheitsgraden in sehr kompakter Bauweise. Aus diesem Grund hat sich die Forschung in diesem Bereich stark intensiviert und auch zu einigen industriellen Produkten geführt [3].

2 Lagerloser Scheibenläufer

Wird der Luftspalt magnetisch vorgespannt und besitzt der Rotor Scheibenform, gelingt es drei Freiheitsgrade (die beiden Verkippen sowie die axiale Bewegung) passiv durch Reluktanzkräfte zu stabilisieren. Dieses Prinzip ist in Abb. 1 schematisch dargestellt. Werden die drei verbleibenden Freiheitsgrade (die Rotation

und die radiale Auslenkung des Rotors) aktiv durch Statorspulen stabilisiert bzw. geregelt, wird die vollständige magnetische Lagerung des Rotors möglich. Derartige Systeme werden als lagerlose Scheibenläufermotoren bezeichnet und wurden erstmals 1995 vorgestellt [4]. Industrielle Verbreitung haben diese Antriebe hauptsächlich in der Medizintechnik und der Halbleiterindustrie als Pumpen gefunden [5], [6].

Die Permanentmagnete zur Erzeugung der magnetischen Luftspaltvorspannung sind dabei durchwegs im Rotor zu finden [7]. So weist der Querschnitt lagerloser Scheibenläufermotoren eine starke Ähnlichkeit zu permanentmagneterregten Synchronmaschinen auf. Die verwendeten Wicklungssysteme sind oftmals getrennt, das heißt, es gibt ein Wicklungssystem zur Tragkrafterzeugung und davon getrennt ein weiteres zur Drehmomentenbildung. Alternativ ist es auch möglich mit einem Wicklungssystem sowohl Tragkräfte als auch Drehmomente zu erzeugen. Die Entkoppelung der Stellgrößen erfolgt über die etwas aufwendigere Regelung, dafür ist aber die mechanische Fertigung des Wicklungssystems in der Regel einfacher und die Kupferverluste reduzieren sich um bis zu 30% [8].

Besonders bei Hochtemperatur- und Hochge-

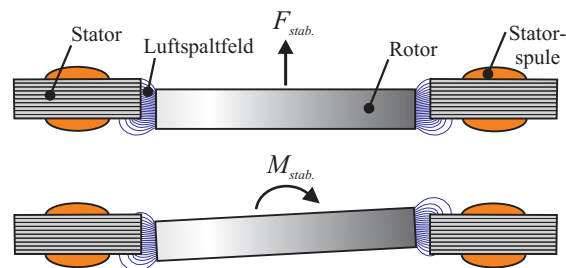


Abbildung 1 Prinzip der passiven Stabilisierung durch permanentmagnetische Reluktanzkräfte: Axiale Auslenkung (oben) und Verkippen (unten).

schwindigkeitsanwendungen bzw. bei Systemen, deren Läufer häufig ersetzt werden müssen, wären permanentmagnetfreie Rotoren von Vorteil. Neben dem geringeren Herstellungspreis (die verwendeten Magnetmaterialien haben sich in letzter Zeit deutlich verteuert) erhält man auch noch einen thermisch und mechanisch wesentlich robusteren Rotor. Erste Untersuchungen zu Scheibenläufermotoren ohne Permanentmagnete im Rotor wurden erst kürzlich veröffentlicht [9], [10]. Die in dieser Arbeit vorgestellte Variante des lagerlosen Flux-Switching Scheibenläufermotors stellt eine weitere vielversprechende Möglichkeit dar, einen solchen Motor zu realisieren.

3 Flux-Switching Motor

Beim Flux-Switching Motor [11], der in Abb. 2 schematisch dargestellt ist, sind die Permanentmagnete zwischen den Statorzähnen eingebracht und teilen diese in elektromagnetischer Hinsicht. Die Feldlinien eines Permanentmagneten schließen sich über die angrenzenden Statorelemente und wirken daher nicht im gesamten Luftspalt, sondern nur im Nahbereich des Magneten. Ein Teil des magnetischen Flusses schließt sich auch als Streufluss und zwar nicht über den inneren Luftspalt zwischen Stator und Rotor, sondern auf der Außenseite des Stators. Um diesen Streufluss möglichst klein zu halten, ist ein im Vergleich zur Magnetbreite geringer Luftspalt notwendig. Die Luftspaltflussdichten in Flux-Switching Maschinen können viel höher als jene in anderen elektrischen Maschinen werden, was zu einer höheren Drehmomentendichte führt [12]. Dies liegt in der dieser Konstruktion zugrundeliegenden Flusskonzentration begründet. Wie in Abb. 3 angedeutet, sammeln die Flächen normal zur Magnetisierungsrichtung den Permanentmagnetfluss und konzentrieren ihn auf die viel kleineren Stirnflächen der Statorzähne, aus denen dann der Luftspaltfluss austritt und sich dann über den

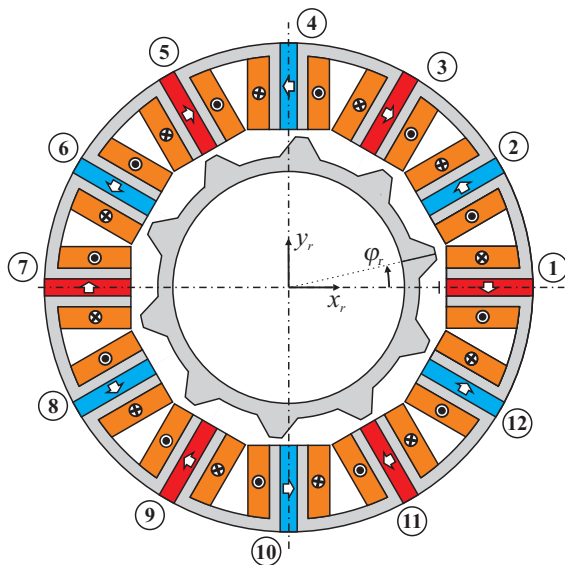


Abbildung 2 Schnitt eines Flux-Switching Motors mit zwölf Stator- und zehn Rotorzähnen. Die Pfeile in den Magneten kennzeichnen die Magnetisierungsrichtung.

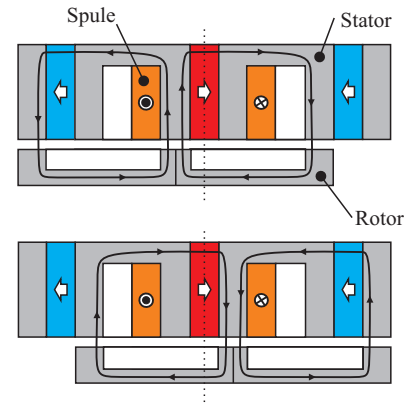


Abbildung 3 Funktionsprinzip der Drehmomentenbildung beim Flux-Switching Motor: Erzeugung eines Wechselfluss in den Statorspulen durch die Rotordrehung.

Rotor rückschließt. Durch die Reluktanz im Rotor ändert der mit den Spulen verkettete Permanentmagnetfluss über dem Drehwinkel sein Vorzeichen, was die Voraussetzung für die Erzeugung des Synchrondrehmoments darstellt. Dieses Prinzip ist in Abb. 3 veranschaulicht. Gemeinsam mit dem permanentmagnetischen Feld ist das elektromagnetische Feld der Statorspulen aber auch dazu geeignet, Tragkräfte zu erzeugen.

4 Modellbildung

4.1 Kraft- und Momentenbildung

Die durch Bestromung erzeugbaren Tragkräfte F_x und F_y sowie das Drehmoment M_z lassen sich - lineares Materialverhalten und daher keine Sättigungserscheinungen vorausgesetzt - durch die um die Ruhelage linearisierte Beziehung

$$\mathbf{F}(\varphi_r) = \begin{pmatrix} F_x(\varphi_r) \\ F_y(\varphi_r) \\ M_z(\varphi_r) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s^T & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{i}_s^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{i}_s^T \end{pmatrix} \mathbf{T}_Q(\varphi_r) \mathbf{i}_s + \mathbf{T}_L(\varphi_r) \mathbf{i}_s + \mathbf{T}_C(\varphi_r) \quad (1)$$

beschreiben [13]. Im Statorstromvektor \mathbf{i}_s sind die einzelnen Phasenströme zusammengefasst und φ_r repräsentiert die Winkellage des Rotors. In (1) sind drei Terme erkennbar, die zur Kraft- und Momentenbildung beitragen. Der Vektor $\mathbf{T}_C(\varphi_r)$ ist stromunabhängig und beschreibt durch Permanentmagneterregung hervorgerufene Reluktanzkräfte, sowie das Nutrastmoment. Der linear vom Strom abhängige Term mit $\mathbf{T}_L(\varphi_r)$ beschreibt Kräfte und Drehmomente, die durch die Wechselwirkung von Permanentmagnetfeld und Bestromung wirken. Bei permanentmagneterregten Maschinen ist dieser Term in der Regel dominierend. Abschließend gibt es noch einen Anteil, der Kräfte- und Drehmomentenbildung ohne das Vorhandensein von Permanentmagneten beschreibt, wie das bei herkömmlichen Magnetlagern oder Reluktanzmaschinen der Fall ist. Dieser Term ist nichtlinear von den Phasenströmen abhängig.

4.2 Entkoppelung

Die für die Regelung notwendige Phasenstromvorgabe für bestimmte Tragkräfte in x_r - und y_r -Richtung sowie für das gewünschte Drehmoment ist im Allgemeinen rotorwinkelabhängig und lässt sich über die Pseudo-Inverse

$$\mathbf{K}_L(\varphi_r) = \mathbf{T}_L(\varphi_r)^T \left(\mathbf{T}_L(\varphi_r) \mathbf{T}_L(\varphi_r)^T \right)^{-1} \quad (2)$$

allgemein berechnen [14]. Der resultierende Phasenstromvektor $\mathbf{i}_s = \mathbf{K}_L(\varphi_r) \cdot (F_x F_y M_z)^T$ weist für die gewünschten Tragkräfte und das gewünschte Drehmoment die minimalen Kupferverluste auf.

Diese Berechnungsvorschrift setzt allerdings einen dominierenden linear vom Strom abhängigen Term in (1) voraus. Die Wirkung der Reluktanzkräfte muss daher gering sein. Dies ist aber in einem Motor mit ausgeprägtem Reluktanzschnitt normalerweise nicht der Fall und kann auch für den Flux-Switching Motor nicht vorausgesetzt werden. Der für die Regelung störende Reluktanzterm ist vom Rotorwinkel abhängig, allerdings kann angenommen werden, dass dieser lediglich normal zur bestromten Spule stark ausgeprägt ist. In tangentialer Richtung und im Drehmoment sind die quadratischen Reluktanzterme in der Regel gering.

Es ist nun möglich, den beschriebenen Reluktanzterm durch entsprechendes Verschalten zweier gegenüberliegender Spulen zu kompensieren. Abbildung 4 soll dies verdeutlichen. Werden zwei gegenüberliegende Spulen (bei gerader Zähnezahl im Rotor) gleichsinnig in Serie geschaltet, so ergeben sich gegenüberliegend symmetriebedingt exakt gleiche, nur um 180° gedrehte Kraftvektoren, wie Abb. 4a) dargestellt. Bei der Superposition erhält man keinen resultierenden Kraftvektor mehr, lediglich Drehmomente werden gebildet. Alternativ führt die gegensinnige Verschaltung zweier gegenüberliegender Spulen, wie in Abb. 4b) gezeigt, zu einer Verdoppelung der linearen Kraftanteile \mathbf{F}_L und einer Auslöschung der Reluktanzkraftanteile \mathbf{F}_Q . Jedenfalls ist für diese Vorgangsweise eine gerade Anzahl von Stator- und Rotorzähnen notwendig, um gegenüberliegende Spulen entsprechend miteinander

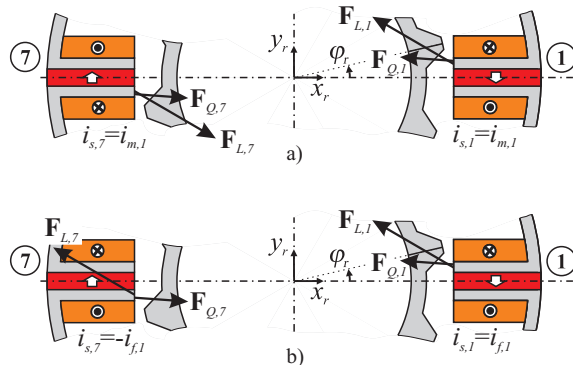


Abbildung 4 Entkoppelung von Tragkraft und Drehmoment, sowie Eliminierung von nichtlinearen Reluktanztermen durch Verschaltung gegenüberliegender Spulen zu einem gemeinsamen Strang: (a) Gleichsinnige Durchflutung führt zu reiner Drehmomentenbildung; (b) Gegensinnige Durchflutung resultiert ausschließlich in linearer Tragkraft.

verschalten zu können. Geht man von zweiphasigen Wicklungssystemen für Tragkraft- und Drehmomentenbildung aus, so benötigt man mindestens 8 Statorzähne. Für zwei dreiphasige Wicklungssysteme sind zumindest 12 Statorzähne notwendig.

5 Topologiebewertung

5.1 Performance Faktoren

In [15] wurde diskutiert, welche Flux-Switching Motortopologien sich hinsichtlich der Rotor- zu Statorzähnezahl besonders gut zur Drehmomentenbildung (für konventionell gelagerte Motoren) eignen. In diesem Kapitel soll nun in ähnlicher Weise untersucht werden, welche Konfigurationen einen Betrieb als lagerlosen Motor zulassen und wie gut die prinzipielle Eignung dafür jeweils ist. Zur Bewertung werden in einem ersten Schritt Gütefunktionale definiert.

Wie bereits beschrieben, gibt die $\mathbf{K}_L(\varphi_r)$ -Matrix den für eine bestimmte Tragkraft und ein bestimmtes Drehmoment notwendigen Bestromungsvektor

$$\mathbf{i}_s(\varphi_r) = \mathbf{K}_L(\varphi_r) \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \\ M_z \end{pmatrix} \quad (3)$$

für jeden Rotorwinkel an. Je kleiner der notwendige Maximalstrom, desto besser ist der Motor für Kraft- bzw. Momentenbildung geeignet. Die Einträge in der ersten Spalte beschreiben die notwendigen Ströme für die Bildung einer Kraft in x_r -Richtung.

Als Bewertungsmaß für die Tragkraftbildung kann somit die Inverse des Maximalwerts aller Einträge in den ersten beiden Spalten (für die Bildung von F_x und F_y) verwendet werden. Da mehrere Spulenpaare naturgemäß auch höhere Tragkräfte erzeugen, wird durch die Anzahl der verschalteten Spulenpaare dividiert um zu normieren, und es ergibt sich somit die Vorschrift für den Kraftfaktor

$$k_f = \frac{F_{\text{gesamt,min}}}{F_{\text{Phase,max}}} \frac{4}{N_{s,f}} = \min_{i=1,2} \left(\frac{1}{\max_{j,\varphi_r} |k_{L,ij}(\varphi_r)|} \right) \frac{4}{N_{s,f}}, \quad (4)$$

wobei $k_{L,ij}(\varphi_r)$ den Eintrag der i . Spalte und der j . Zeile in der $\mathbf{K}_L(\varphi_r)$ -Matrix beschreibt. $N_{s,f}$ beschreibt die Anzahl der Statorzähne die von Spulen zur Kraftbildung besetzt sind. Analog kann man für den Drehmomentenfaktor

$$k_m = \frac{M_{\text{gesamt,min}}}{M_{\text{Phase,max}}} \frac{4}{N_{s,m}} = \frac{1}{\max_{j,\varphi_r} |k_{L,3j}(\varphi_r)|} \frac{4}{N_{s,m}} \quad (5)$$

definieren. $N_{s,m}$ beschreibt die Anzahl der Statorzähne, die von den Spulen zur Drehmomentenbildung besetzt sind. Diese Faktoren sind für normierte Einträge in der $\mathbf{K}_L(\varphi_r)$ -Matrix ebenfalls normiert.

Kleine Werte in (4) und (5) weisen auf schlechte Tragkraft- bzw. Drehmomentenwerte des Motors an

(zumindest) gewissen Rotorwinkelstellungen hin. Im Gegensatz zu Drehmomentenschwankungen sind lokale Tragkrafteinbrüche sehr problematisch und schließen einen Betrieb als lagerloser Motor weitestgehend aus.

5.2 Phasen-Charakteristik

Wie schon in Kapitel 3 erläutert, führt die Drehung des Rotors durch die Reluktanz zur Bildung eines Wechselflusses in den Statorspulen. Dieser Wechselfluss verdoppelt sich bei Spulenpaaren, die entsprechend Abb. 4a) verschaltet sind und kompensiert sich bei einer Tragkraftverschaltung nach Abb. 4b). Da sich der lineare Anteil der Drehmomentenbildung aus der Ableitung des verketteten Flusses $\Psi_{PM,s}$ eines Spulenpaares zu

$$M_L(\varphi_r) = \frac{\partial \Psi_{PM,s}}{\partial \varphi_r} i_s \quad (6)$$

ergibt, erhält man bei konstanter Bestromung eines Drehmomentenspulenpaares einen annähernd sinusförmigen Momentenverlauf, wie in Abb. 5 dargestellt. Die Kraftbildung eines Tragkraftspulenpaares des Flux-Switching-Scheibenläufermotors wird in die beiden Komponenten normal und tangential zur Achse des betrachteten Spulenpaares zerlegt. Im Gegensatz zu herkömmlichen Magnetlagern wechselt die Normalkraft ihre Vorzeichen, weil bei konstanter Bestromung je nach Rotorwinkellage auf einer Spulenseite zwischen Feldverstärkung und Feldschwächung gewechselt wird. Dieser Effekt verdoppelt sich wiederum durch die gegengleiche Verschaltung der gegenüberliegenden Spulen, wird als sinusförmig angenommen und ist schematisch in Abb. 6 dargestellt. Die entstehenden Tangentialkräfte variieren ebenfalls aufgrund der Reluktanz sinusförmig über den Rotorwinkel. Bemerkenswert ist bei der Tangentialkraft in y_r -Richtung in Abb. 4b) ein deutlicher Gleichanteil, der daraus resultiert, dass es bei Kraftbestromung auf beiden Spulenseiten zu einer Felderhöhung ober- bzw. unterhalb der x_r -Achse kommt. Dadurch wird das Luftspaltfeld symmetrisch

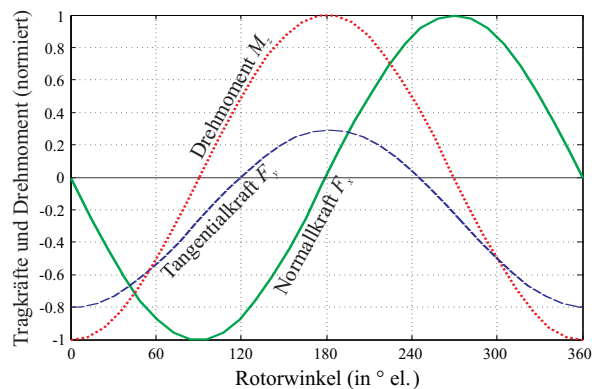


Abbildung 5 Auf den Rotor wirkender Kräfte- bzw. Momentenverlauf bei entsprechender Verschaltung zweier gegenüberliegender Spulen mit konstanter Durchflutung über dem Rotorwinkel (Grundwellenbetrachtung, jeweils auf den Maximalwert normiert).

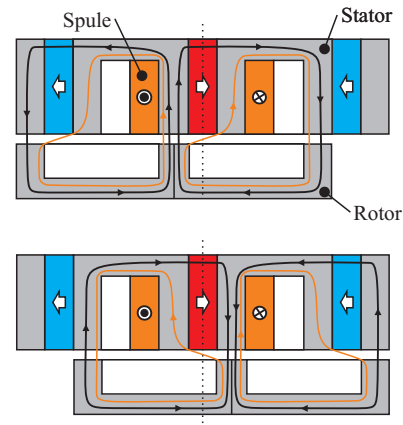


Abbildung 6 Funktionsprinzip der Kraftbildung beim Flux-Switching Motor: Überlagerung von Spulenfluss und Permanentmagnetfluss bei verschiedenen Rotorwinkelstellungen: Feldverstärkung (oben), Feldschwächung (unten).

in y_r -Richtung gleichsam magnetisch vorgespannt.

Die in Abb. 5 dargestellten Verläufe gelten für den Wicklungssinn und die Magnetisierungsrichtung der Permanentmagnete in den Zähnen nach Abb. 4. Wird entweder die Wicklungs- oder aber die Magnetisierungsrichtung vertauscht, so sind alle drei Verläufe mit negativem Vorzeichen zu versehen.

5.3 Motor-Charakteristik

Sowohl für Tragkraft als auch für die Drehmomentenbildung sind jeweils zumindest zwei Stränge nötig. Für die in Abb. 4 dargestellte Verschaltung benötigt man pro Strang mindestens zwei Zähne bzw. Spulen. So ergibt sich eine Mindeststatorzähnezahl von 8 (für ein doppeltes 2-Phasen-System) bzw. 12 (für ein doppeltes 3-Phasen-System). Diese beiden Statoren werden in der Folge näher untersucht. Gemischte Systeme, etwa ein 2-Phasen-Tragkraft- und 3-Phasen-Drehmomentenwicklungssystem, würden mindestens 10 Zähne benötigen, werden aber an dieser Stelle nicht näher betrachtet.

Bezüglich des Rotors sind jedenfalls nur gerade Zähnezahlen N_r sinnvoll. Weiterhin sollten diese (ähnlich wie bei herkömmlichen Reluktanzmaschinen) nicht zu weit von der Statorzähnezahl N_s abweichen.

Wicklungstopologien

Die an dieser Stelle untersuchten Wicklungstopologien sind in Abb. 6 dargestellt und weisen stets doppelt-symmetrische Einzelstränge auf. Verlangt man nur Symmetrie um eine Achse, ergeben sich noch einige weitere Wicklungsvarianten, die aber normalerweise nur eine untergeordnete Rolle spielen. Das doppelte 2- bzw. 3-Phasensystem aus Abb. 7 a) und b) sind naheliegende Wicklungsschemen, etwas näher erläutert werden sollen noch die Wicklungsvarianten c) und d). In Abb. 6 c) sind zwei 2-Phasen-Wicklungssysteme erkennbar. Deren Stränge unterscheiden sich jedoch in der Anzahl der Spulen pro Strang, nämlich zwei in den Strängen U_1 und V_1 bzw. vier in den Strängen U_2 und V_2 . Zu bemerken ist, dass es für die Motor-

Charakteristik einen Unterschied macht, welches Wicklungssystem (U_1V_1 oder U_2V_2) für Tragkraftbildung bzw. für die Drehmomentenbildung verwendet wird. Je nachdem ergeben sich die entsprechenden Durchflutungsrichtungen der gegenüberliegenden Spulen mit den zugehörigen Indizes a und b. Außerdem ist es nicht egal, wie im Strang 2 die Durchflutungsrichtung der Teilspulensysteme $U_{2,1}$ und $U_{2,2}$ zueinander (gleich oder gegensinnig orientiert) gewählt werden. Somit lassen sich aus den gezeichneten Wicklungssystemen in Abb. 6 c) und d) jeweils vier verschiedene Motorvarianten ableiten.

Kennwerte

Mit Hilfe der normierten Phasen-Charakteristika für Tragkraft- und Drehmomentenverschaltung der gegenüberliegenden Spulen können in Abhängigkeit von der Wicklungstopologie und der Rotorzähnezahl für jeden Motor die Performance-Faktoren ermittelt werden. Die Auswertung dieser Faktoren spiegelt das zu erwartende Betriebsverhalten der lagerlosen Flux-Switching-Scheibenläufermotoren wieder. Somit können die Eigenschaften der einzelnen Topologien auch untereinander verglichen und bewertet werden. Wie aus der

TABELLE I BETRIEBSVERHALTEN DER FLUX-SCHWITCHING-SCHEIBENLÄUFERMOTOREN

Wicklung (Abb. 7)	Rotorzähne ($N_s=8$)				
	$N_r=4$	$N_r=6$	$N_r=8$	$N_r=10$	$N_r=12$
a)	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$
	Rotorzähne ($N_s=12$)				
	$N_r=8$	$N_r=10$	$N_r=12$	$N_r=14$	$N_r=16$
b)	$k_f=0.0$ $k_m=1.0$	$k_f=0.57$ $k_m=1.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.0$ $k_m=1.0$	$k_f=0.57$ $k_m=1.0$
c) $U_1=U_m$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2a}$	$k_f=0.35$ $k_m=0.0$	$k_f=0.0$ $k_m=0.0$	$k_f=0.1$ $k_m=0.0$	$k_f=0.5$ $k_m=0.0$	$k_f=0.6$ $k_m=0.0$
c) $U_1=U_m$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2b}$	$k_f=0.27$ $k_m=0.0$	$k_f=0.38$ $k_m=0.0$	$k_f=0.32$ $k_m=0.0$	$k_f=0.12$ $k_m=0.0$	$k_f=0.18$ $k_m=0.0$
c) $U_1=U_f$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2a}$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$
c) $U_1=U_f$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2b}$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$
d) $U_1=U_m$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2a}$	$k_f=0.0$ $k_m=0.0$	$k_f=0.48$ $k_m=0.0$	$k_f=0.3$ $k_m=0.0$	$k_f=0.0$ $k_m=0.0$	$k_f=0.48$ $k_m=0.0$
d) $U_1=U_m$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2b}$	$k_f=0.67$ $k_m=0.0$	$k_f=0.08$ $k_m=0.0$	$k_f=0.17$ $k_m=0.0$	$k_f=0.63$ $k_m=0.0$	$k_f=0.18$ $k_m=0.0$
d) $U_1=U_f$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2a}$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$
d) $U_1=U_f$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2b}$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$

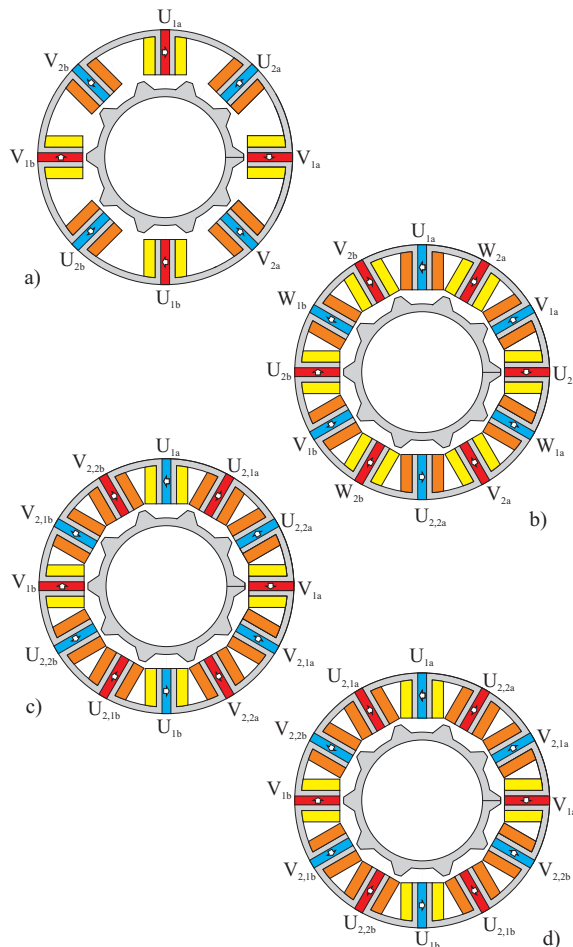


Abbildung 7 Untersuchte Wicklungssysteme für getrennte Tragkraft- und Drehmomentenbildung: a) zeigt ein doppeltes 2-Phasen-System (U_1V_1 und U_2V_2) für $N_s=8$; b) ein doppeltes 3-Phasen-System ($U_1V_1W_1$ und $U_2V_2W_2$) für $N_s=12$; c) und d) sind wiederum doppelte 2-Phasen-Systeme für $N_s=12$, wobei die Stränge im 2. Strang für c) und d) unterschiedlich angeordnet sind.

in Abb. 5 dargestellten, normierten Phasen-Charakteristik die gesamte $T_L(\varphi_r)$ -Matrix aufgebaut werden kann, um sich daraus über $K_L(\varphi_r)$ die Performance-Faktoren zu berechnen, ist in [9] erläutert. Tabelle I fasst die berechneten Ergebnisse für alle beschriebenen Wicklungstopologien zusammen. Erkennbar ist, dass in allen 2-Phasensystemen der Drehmomentenfaktor k_m verschwindet. Das bedeutet, dass es Rotorwinkelstellungen gibt, in denen kein Drehmoment erzeugt werden kann. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von Einphasen-Charakteristik im Drehmoment. Insbesondere für einen sicheren Anlauf und in Anwendungen, die keine Drehmomentenschwankungen erlauben, ist dieses Verhalten problematisch. In vielen Fällen, wie etwa bei Lüftern, Gebläsen oder Pumpen, stellt dies aber kein Problem dar. Im Gegensatz zu Motoren mit Einphasen-Charakteristik, die mit $k_m=0.0$ gekennzeichnet wurden, können zwei Motoren in Tabelle I mit $N_r=8$ überhaupt keine Drehmomente erzeugen. Diese wurden zur alternativ mit $k_m=0$ bewertet.

Im Gegensatz zu Motoren mit Drehmomenteneinbrüchen sind Topologien mit geringen k_f als sehr problematisch zu betrachten, weil es Winkelstellungen gibt, bei denen kaum Tragkräfte erzeugt werden können. Diese sind daher für Betrieb als lagerlose Motoren nicht geeignet. Solche ungeeigneten Varianten wurden in Tabelle I rot hinterlegt. Motoren, die jedoch auf gutes Betriebsverhalten schließen lassen, sind dagegen mit grün markiert. Aufgrund dieser Ergebnisse wurde entschieden, einen doppelt 3-phasigen Flux-Switching-Motor mit 12 Statorzähnen und 10 Rotorzähnen auszulegen und aufzubauen. Diese Variante besitzt eine homogene Drehmomentenbildung und ein sehr gutes Tragkraftverhalten.

6 Mustermotor

Vor den Finite-Elemente-Simulationen zur Optimierung der Geometrie wurden Parameter festgelegt, nämlich die Luftspaltlänge δ mit 3mm und der Rotoraussendurchmesser d_{ra} mit 150mm. Die wählbaren Parameter des Motors sind in Abb. 8 dargestellt.

6.1 3D-FE-Simulationen

Die Finite Elemente Optimierung wurde mit dem Programm Maxwell 3D der Firma Ansoft durchgeführt. Aus früheren Arbeiten [16], [17], in denen Flux-Switching Motoren hinsichtlich Drehmomentenbildung optimiert wurden, sind einige günstige Geometriewerte bekannt. So wird ein Durchmesser-verhältnis des Rotors zum Stator im Bereich von 0.55-0.6 empfohlen, die Zahn-, Magnet- und Nutbreiten im Stator sollten alle in etwa gleich groß sein und der Rotorzahn sollte rund 1.4-fache Breite des Statorzahns besitzen.

Ziel der Optimierung war, die stabilisierenden passiven Steifigkeiten, die Tragkräfte und das Drehmoment zu maximieren. Bei den Simulationen stellte sich heraus, dass das Eisen in den Statorzähnen (bei maximalem Strombelag) teilweise schon starke Sättigung aufweist. Daher wurden die Verhältnisse in der Zahngeometrie durch Verbreitern der Zahnhälsen und Reduzierung des Statoraußendurchmessers entsprechend angepasst.

Die Abb. 9 zeigt, dass sich das Statoreisen bei Maximalbestromung auch mit den gesetzten Maßnahmen an der Sättigungsgrenze von 1.5T befindet.

Schlussendlich ergaben sich für die Geometrie des Prototyps die in Tabelle II zusammengefassten Werte. Die simulierten Kraft- und Drehmomentenverläufe liefern die Einträge der ersten Spalte der $\mathbf{T}_L(\varphi_r)$ -Matrix. Mit der ausgewählten Wicklung kann daraus die vollständige $\mathbf{T}_L(\varphi_r)$ -Matrix berechnet werden [9]. Mittels (2) können daraus die $\mathbf{K}_L(\varphi_r)$ -Matrix und somit

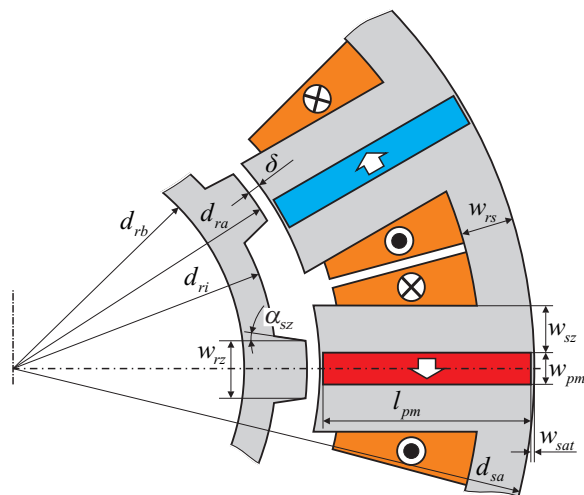


Abbildung 8 Bezeichnung der Geometrieparameter des Flux-Switching-Scheibenläufermotors mit 12 Statorzähnen und 10 Rotorzähnen.

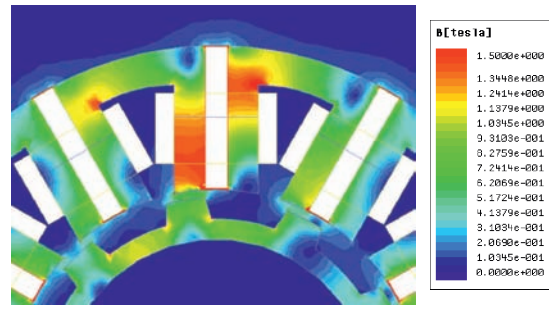


Abbildung 9 Magnetisches Flussdichtebild in den Statorzähnen bei maximalem Ankerstrombelag.

TABLE II GEWÄHLTE GEOMETRIE

Param.	Beschreibung	Wert	Einheit
d_{sa}	Statoraußendurchmesser	266	mm
d_{ri}	Rotorinnendurchmesser	134	mm
d_{ri}	Rotorbohrungsdurchmesser	118	mm
w_{rs}	Rückschlussweite	13	mm
w_{sz}	Statorzahnweite	11,75	mm
w_{pm}	Magnetweite	8,5	mm
w_{sat}	Sättigungsstegweite	0,5	mm
w_{rz}	Rotorzahnweite	19,7	mm
α_{rz}	Rotorzahnwinkel	8	°
l_{pm}	Magnetlänge	54	mm
Material Blech		M330-35A	
Material Magnete		NdFeB N38	

die entsprechenden Ströme für eine gewünschte Kraft- und Drehmomentenbildung ermittelt werden. Diese berechneten Stromverläufe wurden den entsprechenden Spulen im Simulations-Modell in Abhängigkeit des Rotorwinkels eingeprägt. Die resultierenden Simulationsergebnisse sind in Abb. 10 dargestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass die gewählte Verschaltung der Spulenpaare zur Entkoppelung von Drehmoment und Tragkräften führt, und die Berechnung der Phasenströme mittels $\mathbf{K}_L(\varphi_r)$ -Matrix auch in der Simulation sehr gut funktioniert. Eine Ausnahme stellt die volle Bestromung aller Stränge zur gemeinsamen Erzeugung von maximalem Drehmoment und maximaler Trag-

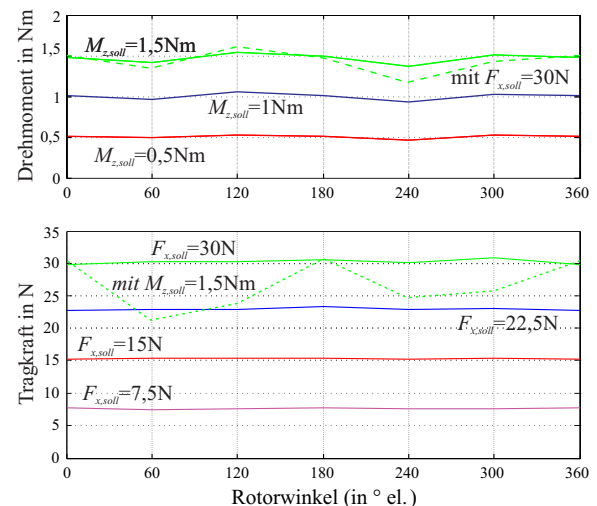


Abbildung 10 Kraft und Drehmoment über dem Rotorwinkel bei entsprechend eingeprägten Phasenströmen aus der $\mathbf{K}_L(\varphi_r)$ -Matrix.

kraft dar. In diesem Fall macht sich durch die Flussüberlagerungen der quadratische Term aus (1) bemerkbar und führt zu Verfälschungen. Bei geringerer gemeinsamer Momenten- und Tragkraftbildung bleibt dieser Effekt vernachlässigbar.

6.2 Kenndaten

Die zu erwartenden elektromechanischen Kennwerte des Motors sind der Tabelle III zu entnehmen. Bei maximal dauerhaft zulässiger Stromdichte kann eine Tragkraft von bis zu 30N bzw. ein Drehmoment von 1.5Nm erzeugt werden, kurzzeitig können diese Werte auch überschritten werden. Die aus der Simulation ermittelten Kennwerte liegen durchaus in einem Wertebereich, den auch herkömmliche lagerlose Scheibenläufermotoren mit Permanentmagnetenerregung im Rotor aufweisen [18].

7 Fazit und Ausblick

Die prinzipielle Eignung lagerloser Flux-Switching-Scheibenläufermotoren konnte theoretisch gezeigt und mittels FE-Simulationen auch untermauert werden. Allerdings weisen nur wenige Varianten ein sehr gutes Betriebsverhalten auf. Lässt man Einphasen-Charakteristik im Drehmoment zu, steigt die Auswahl beträchtlich. Weiterhin haben die FE-Simulationen gezeigt, dass der Luftspalt zwischen Rotor und Stator (im Vergleich zur Magnetbreite) nicht zu groß werden darf, da sich ansonsten sehr viel Streufluss außerhalb und nicht über den Rotor schließt. Dieser kleine Luftspalt ist bei herkömmlichen Motoren normalerweise gegeben, kann bei lagerlosen Motoren mit Spaltrohr im Luftspalt allerdings konstruktiv problematisch sein. Durch die typische Flusskonzentration im Statoreisen bildet sich relativ schnell Sättigung aus, die rasch zum Verlust der Linearität von Drehmoment- und Tragkraftbildung führt und den lagerlosen Scheibenläufermotor durch die vorgestellte Methode zur Entkoppelung von Tragkräften und Drehmomenten nicht mehr funktioniert.

Die mechanische Konstruktion des Mustermotors mit den angegebenen Geometrie- und Betriebsdaten ist abgeschlossen. Die Komponenten sind bestellt bzw. gerade in der Fertigung. Nach dem Zusammenbau werden Messungen der Kraft- und Drehmomentenverläufe am Prüfstand erfolgen. Wenn diese das erwartete Verhalten aufweisen, erfolgt die Inbetriebnahme des lagerlosen Flux-Switching-Scheibenläufermotors.

TABLE III ELKTROMAGNETISCHE KENNWERTE

Variable	Beschreibung	Wert	Einheit
k_r	Radiale Steifigkeit	-41.6	N/mm
k_z	Axial Steifigkeit	7.3	N/mm
k_ϕ	Kippsteifigkeit	21.4	Nm/rad
J_{max}	Max. Stromdichte	6	A/mm ²
F_{max}	Max. Tragkraft	30	N
M_{max}	Max. Drehmoment	1.5	Nm

Danksagung

Teile dieser Arbeit wurden durch die ACCM (Austrian Center of Competence in Mechatronics) GmbH, einem K2-Zentrum des COMET-Programms der Österreichischen Bundesregierung, durchgeführt. Die Autoren bedanken sich bei allen Fördergebern sehr herzlich für die Unterstützung.

Referenzen

- [1] J. Bichsel, "Beiträge zum lagerlosen Elektromotor" Dissertation Nr. 9303, ETH Zürich, 1990
- [2] A. Chiba, D. T. Power, M. A. Rahman, "No load characteristics of a bearingless induction motor", Conf. Rec. IEEE IAS Annual Meeting, pp. 126-132, 1991
- [3] A. O. Salazar, A. Chiba, T. Fukao, "A Review of developments in bearingless motors", Proc. 7th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB), pp. 335-340, 2000
- [4] R. Schöb, N. Barletta, "Principle and application of a bearingless slice motor", Proc. 5th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB), pp. 333-338, 1996
- [5] J. Asama, T. Fukao, A. Chiba, M. A. Rahman, T. Oiw, "A design consideration of a novel bearingless disk motor for artificial hearts", Proc. 1st IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1693-1699, 2009
- [6] T. Nussbaumer, K. Raggl, P. Boesch, J. W. Kolar, "Trends in integration for magnetically levitated pump systems", Proc. Power Conversion Conf. (PCC), pp. 1551-1558, 2007
- [7] T. Nussbaumer, P. Karutz, F. Zürcher, J. W. Kolar, "Magnetically levitated slice motors—an overview", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 47, no. 2, pp. 754-766, 2011
- [8] K. Raggl, J. W. Kolar, T. Nussbaumer, "Comparison of winding concepts for bearingless pumps", Proc. 7th Int. Conf. on Power Electronics (ICPE), pp. 1013-1020, 2007
- [9] W. Gruber, W. Briewasser, M. Rothböck, R. Schöb, "Bearingless slice motor concepts without permanent magnets in the rotor", Proc. IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT), pp. 259-265, 2013
- [10] W. Gruber, M. Rothböck, R. Schöb, "Design of a novel homopolar bearingless slice motor with reluctance rotor", Proc. 5th IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013, accepted for publication
- [11] S. Rauch, L. Johnson, "Design principles of flux-switch alternators", Power Apparatus and Systems, Trans. of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 74, no. 3, Part III, pp. 1261-1268, 1955
- [12] E. Hoang, A. H. Ben-Ahmed, J. Lucidarme, "Switching flux permanent magnet poly-phase synchronous machines", Proc. 7th European Conf. on Power Electronics and Applications, vol.3, pp. 903-908, 1997
- [13] S. Silber, W. Amrhein, "Force and Torque Model for Bearingless PM Motors", Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC), vol. 1, pp. 407-411, 2000.
- [14] S. Silber, W. Amrhein, "Power Optimal Current Control Scheme for Bearingless PM Motors", Proc. 7th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB), pp. 401-406, 2000
- [15] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, A. S. Thomas, D. Howe, "Optimal combination of stator and rotor pole numbers in flux-switching pm brushless ac machines", Proc. Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 2905-2910, 2008
- [16] Z. Q. Zhu, Y. Pang, D. Howe; S. Iwasaki, R. Deodhar, A. Pride, "Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent-magnet machines by nonlinear adaptive lumped parameter magnetic circuit model", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 41, no. 11, pp. 4277-4287, 2005
- [17] Z. Q. Zhu, Y. Pang, J. Chen, Z. P. Xia, D. Howe, "Influence of design parameters on output torque of flux-switching permanent magnet machines", Proc. 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp. 1-6, 2008
- [18] W. Gruber, S. Silber, W. Amrhein, T. Nussbaumer, "Design variants of the bearingless segment motor", Proc. Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pp. 1448-1453, 2010

KOMPLEXE UND INTEGRIERTE METHODEN ZUR ZUVERLÄSSIGKEITSBEWERTUNG BERÜHRUNGSFREIER LAGER

Stephan DÜSTERHAUPT, Frank WORLITZ

Institut für Prozeßtechnik, Prozeßautomatisierung und Meßtechnik

Hochschule Zittau/Görlitz

Theodor-Körner-Allee 16

02763 Zittau, Germany

Tel.: +493583 611383, Fax: +493583 611288

Email: s.duesterhaupt@hszg.de, f.worlitz@hszg.de

Kurzfassung

Für den Einsatz aktiver Magnetlager in der Energietechnik muss die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems nachgewiesen werden.

Der Einsatz von Magnetlagerungen in Turbomaschinen, wie sie bspw. Turbinen, Pumpen und Verdichter darstellen, ist durch extreme Prozess- und Umgebungsbedingungen charakterisiert. Fertigungstoleranzen in den Lagerkomponenten und die Beeinflussung durch spezifische Betriebs- und Störszenarien führen zu Parameterdriften, die um die Erwartungswerte einer Nennwertauslegung streuen. Die Folge ist eine arbeitspunkt- und lastabhängige Zuverlässigkeit der Lagerkomponenten. Ein unter Nominalbedingungen funktionsfähiges aktives Magnetlager versagt ggf. aufgrund mechanischer, elektrischer oder magnetischer Parameterdriften.

Die Auslegung aktiver Magnetlager soll um die Zuverlässigkeitsanalyse unter Berücksichtigung von Nichtlinearitäten erweitert werden. Dabei werden mit Hilfe geeigneter Methoden im Gegensatz zur diskreten Herangehensweise die spezifischen Lagerparameter unscharf betrachtet. Mit Hilfe der Monte-Carlo-Simulation werden im Rahmen von Simulationen Teilversagenswahrscheinlichkeiten der Komponenten ermittelt und mit Hilfe der Fehlerbaumanalyse zu einer Versagenswahrscheinlichkeit des Gesamtsystems zusammengefasst. Es wird im Auslegungsprozess ermittelt, welche Komponenten des Regelkreises redundant/diversitär ausgeführt werden müssen.

1 Motivation

Aktive Magnetlagerungen (AML) stellen eine Schlüsseltechnologie in modernen Kraftwerks-

konzepten [1, 2] dar. Aufgrund ihrer Vorteile wie

- Schmiermittelfreiheit,
- geringer Verschleiß,
- Variation von Lagersteifigkeit und Lagerdämpfung während des Betriebes und
- hoher Wirkungsgrad

werden sie zunehmend in sicherheitsrelevanten Systemen integriert. Dabei stehen insbesondere Turbomaschinen in Kernkraftwerken im Fokus.

Praktische Erfahrungen während der Inbetriebnahme einer magnetgelagerten Kühlmittelpumpe zeigen, dass ein prinzipiell funktionierendes Lager ggf. unter realen Kraftwerksbedingungen versagen kann. Trotz einer sorgfältigen Anwendung der Auslegungsalgorithmen führten im Wesentlichen Temperatureinflüsse zu unzulässigen Parameterdriften und damit zu einem Lagerausfall.

Im beschriebenen Fall waren die an der (analogen) Regelelektronik und den Pulsstellern gemessenen mittleren Temperaturen deutlich größer als die bei der Magnetlagerauslegung berücksichtigten Werte. Der Temperatureinfluss führte zu veränderten Sollströmen an den Ausgängen der Lageregler und zu einer Abschaltung von Endstufen durch den thermischen Schutz. Weiterhin war der Axialschub am Pumpenlaufzeug in ausgewählten Betriebsfällen (Anfahren gegen geschlossenen Schieber) ca. 5 bis 6 mal größer als der Wert, der durch den Pumpenhersteller

in der Anforderungsspezifikation genannt wurde.

Die qualitative und quantitative Beurteilung der Zuverlässigkeit ist Voraussetzung für die Zulassung und Verwendung aktiver Magnetlager in sicherheitsrelevanten Systemen. Bereits innerhalb des Design-Prozesses ist zu prüfen, inwieweit das AML-System seinen Systemzweck unter Berücksichtigung von Nichtlinearitäten und Unsicherheiten seiner Komponenten und der Prozessumgebung erfüllt.

Aktive Magnetlager in der Kraftwerkstechnik

Ein AML ist ein Produkt der Mechatronik. Es besteht aus mechanischen, elektrischen, elektronischen Komponenten und ggf. Software. Der Einsatz berührungsfreier Lager in Turbomaschinen der Kraftwerkstechnik (Abb. 1) ist durch hohe Prozess-/Umgebungstemperaturen und durch hohe mechanische Belastungen gekennzeichnet. Dabei besitzen die Lagerkomponenten unterschiedliche Ausfallmechanismen, deren charakteristische Restriktionsgrenzen zu einer arbeitspunktabhängigen Zuverlässigkeit der Teilkomponente und damit des Magnetlagersystems führen.

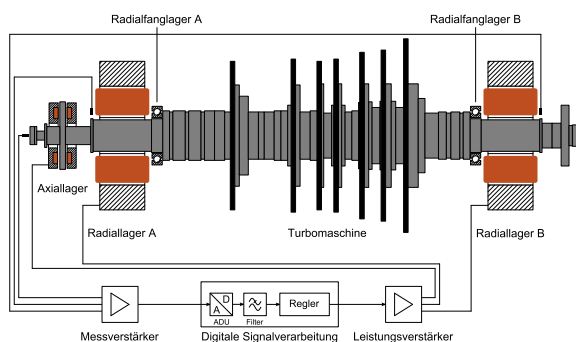


Abb. 1: Vollständig magnetgelagerte Maschine

Nennwertauslegung von AML für Kraftwerksmaschinen

Die Auslegung von AML erfolgt gegenwärtig auf Basis von Nennwerten. Mit der Nennwertauslegung wird ein AML parametrisiert, das unter der Annahme eines weitestgehend idealen Komponenten-/Bauelementeverhaltens eine notwendige Tragkraft gewährleisten soll. Die hierzu

notwendigen Eingangsparameter und Belastungen können in der Praxis allerdings häufig nur abgeschätzt werden. Wesentliche Ursache dafür ist ein Informationsdefizit durch fehlende Messdaten oder aufgrund einer ungenügenden Wissensbasis über den Prozess. Vor allem bei Strömungsmaschinen in der Kraftwerkstechnik existieren entsprechende Unsicherheiten. Das strömende Medium – Fluid oder Gas – kann grundsätzlich von einer laminaren in eine turbulente Strömung mit schwer oder nicht vorhersagbaren mechanischen Belastungen für die Arbeitsmaschine übergehen.

Die Unsicherheiten bei der Auslegung von AML, die aus Toleranzen und Driften infolge des Herstellungsprozesses oder aus mechanischen und thermischen Einflüssen resultieren, werden mit Sicherheitsfaktoren diskretisiert.

Hauptziel

Nachfolgend werden Methoden und Verfahren für die Modellierung und Simulation der Zuverlässigkeit magnetgelagerter Maschinen beschrieben. Mit Hilfe qualitativer und quantitativer Untersuchungen soll das Ergebnis einer Magnetlagerauslegung (mit Nominalwerten parametrierter Regelkreis) in Bezug auf seine Funktionsfähigkeit bei Parameterschwankungen analysiert werden.

Langfristig wird das Ziel verfolgt, die Zuverlässigkeit berührungsfreier Lager während des Betriebes innerhalb einer Online-Zustandsdiagnose einzuschätzen. Damit soll an Hochleistungsmaschinen mit berührungsfreien Lagern eine Schadens Eskalation frühzeitig verhindert und eine zustandsorientierte Wartung und Instandhaltung ermöglicht werden.

2 Modellbildung und Nennwertsimulation

Basis für die Simulation der Zuverlässigkeit bilden physikalische Modelle, welche die komponentenspezifischen Nichtlinearitäten berücksichtigen.

Der Einfluss von Nichtlinearitäten elektromagnetischer Aktoren wird durch elektrische, thermische und magnetische Teilmodelle berücksichtigt, die entsprechend der Magnetgeometrie in

Netzwerken verschaltet werden. Die im Betrieb auftretenden Leistungs- und Energieflüsse werden unter Berücksichtigung des Einflusses von Umgebung und Prozess bilanziert. Die lastabhängige Eigenerwärmung der Wicklungen und des Blechpaketes führen zu einer thermischen Belastung. Der Elektromagnet versagt, wenn bspw. die Isolationstemperatur einen Grenzwert überschreitet.

Am Beispiel eines 8-poligen Radiallagers in UI-Anordnung (Abb. 2) wird der prinzipielle Modellbildungsprozess des elektrischen und thermischen Verhaltens dargestellt. Zur Vereinfachung

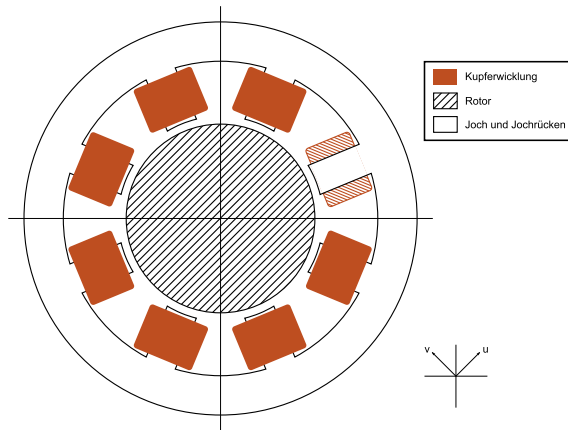


Abb. 2: Radialer elektromagnetischer Aktor

der Modellierung wird die Grobstruktur (Radialmagnet) in n-fach auftretende Feinstrukturen (Wicklung, Joch) zerlegt. Dabei werden systematische und geometrische Symmetrien ausgenutzt.

Elektrisches Verhalten

Für die Modellierung des elektrischen Verhaltens wird eine Spule als Reihenschaltung (Abb. 3) eines ohmschen Widerstandes R und einer Induktivität L idealisiert betrachtet. Der

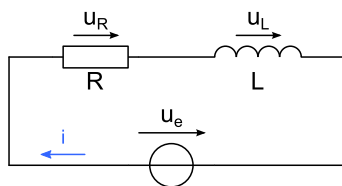


Abb. 3: Spule – Elektrische Ersatzschaltung

Spulenstrom i berechnet sich unter Anwendung

des Maschensatzes zu:

$$i = \frac{1}{L} \cdot \int_0^T (u_e - i \cdot R) dt \quad (1)$$

Induktivität L :

$$L = \frac{N^2 \cdot A_{Fe} \cdot \mu_0}{\frac{l_{Fe}}{\mu_r} + 2 \cdot s_0} \quad (2)$$

Temperaturabhängiger Widerstand R der Kupferwicklung:

$$R = R_{20} \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot \Delta T) \quad (3)$$

mit

$$\Delta T = \vartheta_{Cu} - 20^\circ\text{C} \quad (4)$$

Tab. 1 fasst für das Teilmodell eines Elektromagneten ausgewählte Schnittstellenparameter zusammen.

Parameter	Bedeutung
u_e	Eingangsspannung
N	Windungszahl
A_{Fe}	Eisenfläche
μ_0	magnetische Feldkonstante
l_{Fe}	Feldlinienlänge im Eisen
μ_r	relative Permeabilität
s_0	Luftspalt
R_{20}	Wicklungswiderstand bei 20°C
α_{Cu}	Temperaturkoeffizient von Kupfer

Tab. 1: Elektromagnetische Schnittstellenparameter (Aktor)

In Abb. 4 ist beispielhaft eine Kurvenschar des temperaturabhängigen Spulenstromes im Bereich von 20°C bis 120°C dargestellt.

Thermisches Verhalten

Für die Entwicklung der thermischen Modellgleichungen werden die thermischen Ersatzschaltungen [3] für eine Spulenwicklung und ein Joch aus dem elektromechanischen Aufbau des Radialmagneten abgeleitet. Die Ersatzschaltung (Abb. 5) besteht aus einer thermischen Quelle ($p_{V,Cu}$), einer Senke, einem Speicher ($C_{th,Cu}$) und einem thermischen Widerstand ($R_{th,Cu}$), die in einem Netzwerk verschaltet sind.

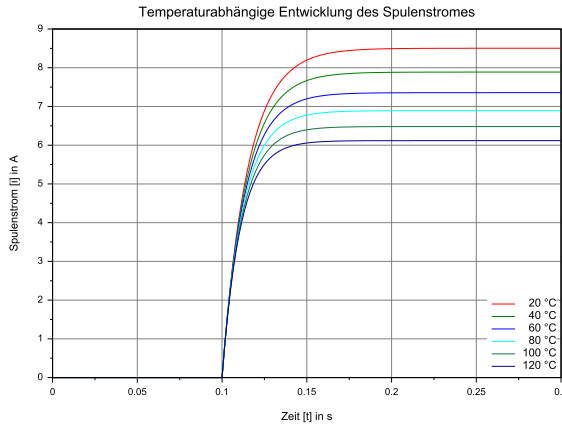


Abb. 4: Spulenstrom als Funktion der Temperatur

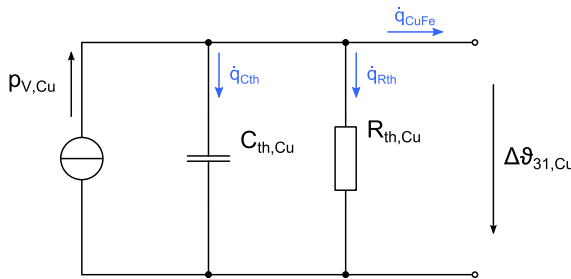


Abb. 5: Thermisches Ersatzschaltbild einer Kupferwicklung

Thermische Kapazität:

$$C_{th,Cu} = m_{Cu} \cdot c_{Cu} \quad (5)$$

Der Wärmestrom ergibt sich allgemein zu:

$$\dot{Q} = \frac{\Delta \vartheta_{31}}{R_{th}} \quad (6)$$

Mit Hilfe der Kirchhoffschen Regeln wird folgende Leistungsbilanz für die Kupferwicklung aufgestellt:

$$p_{V,Cu} = \dot{q}_{Cth} + \dot{q}_{Rth} + \dot{q}_{CuFe} \quad (7)$$

Die numerische Simulation der Differentialgleichung 1. Ordnung ergibt einen funktionellen Verlauf für die Übertemperatur $\Delta \vartheta_{31,Cu}$ der Kupferwicklung. Unter Berücksichtigung der Prozess-/Umgebungstemperatur ϑ_A im Bereich des elektromagnetischen Aktors ergibt sich seine Absoluttemperatur ϑ_{Cu} .

$$\vartheta_{Cu} = \Delta \vartheta_{31,Cu} + \vartheta_A \quad (8)$$

Die Betrachtungen für die Kupferwicklung werden auf das Joch sinngemäß übertragen. Tab. 2

Parameter	Bedeutung
m_{Cu}	Kupfermasse
c_{Cu}	spezifische thermische Kapazität
$R_{th,Cu}$	thermischer Widerstand
$\Delta \vartheta_{31,Cu}$	Übertemperatur
ϑ_A	Prozess-/Umgebungstemperatur

Tab. 2: Thermische Schnittstellenparameter (Aktor)

fasst die thermischen Schnittstellenparameter zusammen.

Kupferwicklung und Joch bilden bezüglich des resultierenden Wärmestromes \dot{q}_{CuFe} eine Parallelschaltung. Zwischen ihnen findet ein Wärmeübergang statt. Der Potenzialunterschied, d. h. die Differenz zwischen den Übertemperaturen $\Delta \vartheta_{31}$ bestimmt die Richtung des Wärmeüberganges.

Die Parallelschaltung von acht Elektromagneten (Abb. 6), bestehend aus je einem Joch und einer Kupferwicklung, ergeben das thermische Ersatzschaltbild des Radiallagersmagneten. Über

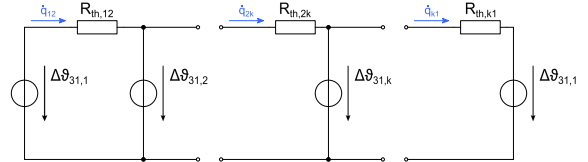


Abb. 6: Thermisches Ersatzschaltbild des Jochrückens

den Jochrücken fließen zwischen i Polen $i^2 - i$ Wärmeströme von Orten hoher Temperatur (Quellen) zu Orten niedriger Temperatur (Senken).

Es gilt für die Teilwärmeströme \dot{q}_{12} und \dot{q}_{21} :

$$\dot{q}_{12} = \frac{\Delta \vartheta_{31,1} - \Delta \vartheta_{31,2}}{R_{th,12}} \quad (9)$$

$$\dot{q}_{21} = \frac{\Delta \vartheta_{31,2} - \Delta \vartheta_{31,1}}{R_{th,21}} \quad (10)$$

Die Ermittlung der Wärmestrombilanz im Joch \dot{q} erfolgt mit:

$$\dot{q} = (\vartheta^T - \vartheta) \cdot \underline{G}_{th}^T - (\vartheta - \vartheta^T) \cdot \underline{G}_{th} \quad (11)$$

Abb. 7 zeigt beispielhaft die Temperaturverläufe für zwei Kupferwicklungen. Über die Wicklung 1 wurde eine Verlustleistung in das System eingeprägt. Durch die Wärmeleitung im Joch fließt der Wärmestrom zur Wicklung 2, deren Eigentemperatur steigt. Sie zeigt PT_2 -Verhalten.

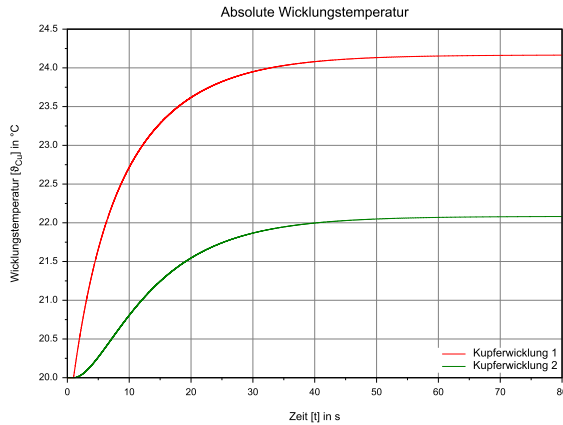


Abb. 7: Absolute Wicklungstemperatur

Fazit

Unter Ausnutzung von Symmetrien wurden Teilmodelle für die Simulation des elektrischen und thermischen Verhaltens eines elektromagnetischen Aktors entwickelt. Durch Verschaltung zu entsprechenden Netzwerken und der Kopplung dieser können die Leistungs- und Energieströme bilanziert werden. Dabei werden die last- und temperaturabhängigen Verlustleistungen in den Kupferwicklungen berücksichtigt.

Das so erstellte komplexe physikalische Modell eines Elektromagneten bildet die Grundlage für die Simulation der Zuverlässigkeit. Es werden die Temperaturwerte aus der Simulation des thermischen Verhaltens in temperaturabhängigen Spulenparametern berücksichtigt. Darüber hinaus werden die Wicklungs- und Jochtemperaturen als Restriktionsgröße (Grenzwert durch Isolationsklasse vorgegeben) im Rahmen der Zuverlässigkeitsanalyse ausgewertet. Die Eingangsvektoren der komplexen Teilmodelle werden im Rahmen der probabilistischen Simulation (vgl. Abschnitt 3) über spezifische Schnittstellen parametrisiert.

Ähnliche Betrachtungen und Herangehensweisen werden für alle weiteren Teilkomponenten eines Magnetlagerregelkreises (Sensor, Regler, Leistungsverstärker, Rotor, Energieversorgung, elektrische Leitungen) durchgeführt.

3 Probabilistische Simulation

Das beschriebene teilweise Informationsdefizit verhindert eine umfassende Parametrierung der physikalischen Teilmodelle. Im Gegensatz zur Nennwertsimulation (vgl. Abschnitt 2), die mit scharfen Werten arbeitet, werden zur Beseitigung des Informationsdefizits im Rahmen probabilistischer Simulationen mathematische Modelle eingesetzt.

Berücksichtigung von Unschärfen in den Eingangsvektoren

Ausgewählte physikalische Parameter können in einem ersten Ansatz als normal- oder gleichverteilte Zufallszahl interpretiert werden. Weiteres Potenzial bietet die Fuzzy-Logik. Die Unschärfe eines Parameters wird durch ein spezifisches Vertrauensintervall um seinen Erwartungswert (Nenn-/Nominalwert) dargestellt.

Dabei sind der Erwartungswert \bar{x}

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i, \quad (12)$$

die Varianz σ^2

$$\sigma^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \quad (13)$$

und die empirische Standardabweichung σ wichtige Kenngrößen, die unmittelbar als Simulationsparameter vorgegeben werden. Dabei gibt N den Stichprobenumfang an.

Tab. 3 zeigt beispielhaft die Betrachtung technischer Parameterwerte mit Unschärfe im Vergleich zur Nennwertdarstellung.

Die Parametrierung der Schnittstellenparameter mit unscharfen Werten, d. h. die Streuung in den Eingangsvektoren, führt zu einer Streuung in den Systemantworten.

Parameter		\bar{x}	σ
Umgebungstemperatur	ϑ_A	100 °C	± 30 °C
Luftspalt	s	500 μm	± 300 μm
Wicklungswiderstand	R_{20}	1,5 Ω	$\pm 0,2$ Ω

Tab. 3: Modellparameter mit Unschärfe

Generierung der Stichproben mittels Monte-Carlo-Simulation

Die Ermittlung der Systemantworten erfolgt unter Anwendung der *Monte-Carlo-Simulation*, bei der eine Stichprobe des entsprechenden Parameters oder einer Kombination aus mehreren Parametern generiert wird. Es wird der Zustandsraum des dynamischen AML-Systems abgetastet. Dabei definiert sich der *Systemzustand* als zeitabhängige Kombination aller Variablen der Systemstruktur.

Innerhalb der *Monte-Carlo-Simulation* werden folgende Phasen durchlaufen:

- Ermittlung spezifischer Parameterwerte durch Anwendung mathematischer Modelle (Präprozessor)
- Zuweisung der Werte auf den Eingangsvektor der diskreten Teilmodelle (Parametrierung)
- Aufruf des physikalischen Komplexmodells (Simulation)
- Empfang der Systemantwort
- statistische Auswertung im Rahmen der Zuverlässigkeitsanalyse (Postprozessor)

Abb. 8 zeigt den Ablauf der probabilistischen Simulation, welche die Methoden in der dargestellten Weise aufruft.

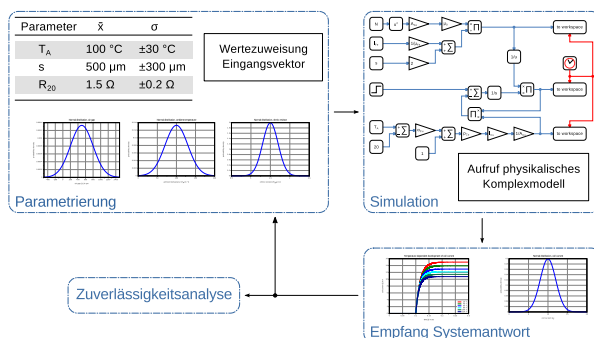


Abb. 8: Ablauf der probabilistischen Simulation

4 Zuverlässigkeitsanalyse

Die Ergebniswerte der probabilistischen Simulation werden im Rahmen der Zuverlässigkeitsanalyse statistisch ausgewertet.

Zuverlässigkeit nach DIN 40041

Entsprechend der Definition der Zuverlässigkeit nach DIN 40041 [4] wird mit Hilfe der gewonnenen Datenreihen der Grad der Funktionsfähigkeit der Teilkomponenten und des Gesamtsystems unter Berücksichtigung des zu Grunde gelegten Betriebs-/Störszenarios eingeschätzt.

Dazu werden die zuverlässigkeitsrelevanten Restriktionsgrößen, wie der Spulenstrom i , die Magnetkraft F_m oder die Wicklungs-/Jochtemperatur ϑ , aus der Systemantwort bestimmt. Parallel dazu müssen mit Hilfe von Datenblattangaben, Normen und Vorschriften die spezifischen Restriktionsgrenzen für die Parameter festgelegt werden. In diesem Zusammenhang sei bspw. auf die maximal zulässige Temperatur der Wicklungs- und Blechisolation hingewiesen. Sie beträgt bei der Isolationsklasse H 180 °C. Eine weitere für den elektromagnetischen Aktor wesentliche Restriktionsgrenze ist der maximal zulässige Spulenstrom. Beide Grenzwerte stellen bezüglich der Übertemperatur- und Überstromsicherung zuverlässigkeitsrelevante Angaben dar. Mit Hilfe der Magnetkraft wird die Leistungsfähigkeit des AML bezüglich der mechanischen Belastungen bewertet.

Nach der Auswahl der Restriktionsgrößen werden die zugehörigen Datenreihen auf die Verletzung ihrer Grenzwerte untersucht. Es werden die Grenzverletzungsereignisse innerhalb der Stichprobe gezählt. Gilt für ein spezifisches Grenzverletzungsereignis

$$n_{Fehler} > 0, \quad (14)$$

so kann bezüglich der Restriktionsgröße eine Teilversagenswahrscheinlichkeit

$$P_A = \frac{n_{Fehler}}{N} \quad (15)$$

unter Berücksichtigung des Stichprobenumfanges ermittelt werden.

Mit

$$R_A = 1 - P_A \quad (16)$$

wird eine zugehörige Überlebenswahrscheinlichkeit ermittelt.

Die Teilversagenswahrscheinlichkeiten der Regelkreiskomponenten werden in Fehlerbäumen (vgl. Abschnitt 5) mit Hilfe der booleschen Algebra zu einer Versagenswahrscheinlichkeit des AML-Gesamtsystems zusammengefasst.

Verifikation am Beispiel einer Lagerspule

Die Verifikation der entwickelten Methoden und der notwendigen Algorithmen erfolgte an einem physikalischen Teilmodell. Für das Beispiel der Lagerspule wurden die Teilversagenswahrscheinlichkeiten bezüglich der Restriktionsgröße *Magnetkraft* an zwei ausgewählten Arbeitspunkten berechnet. Im Ergebnis lagen die Versagenswerte im Bereich des Übergangsvorganges (40 ms nach Spannungssprung) und des stationären Zustandes (300 ms nach Spannungssprung) vor.

Tab. 4 fasst die Erwartungswerte, die den nominalen Arbeitspunkt der Lagerspule im mehrdimensionalen Zustandsraum festlegen, zusammen.

Parameter	Wert	Einheit
Induktivität der Spule	100	mH
Wicklungswiderstand	1,5	Ω
Tragkraft am Arbeitspunkt	6361,5	N
Klemmspannung an der Spule	9	V
Spulenstrom	6	A
Luftspalt am Arbeitspunkt	500	μm

Tab. 4: Erwartungswerte der Magnetkreisparameter

Die Standardabweichungen des Aktorluftspaltes und der Klemmspannung betrugen $\pm 5 \mu\text{m}$ bzw. $\pm 25 \text{ mV}$ normalverteilt.

Die nominelle Tragkraft am Arbeitspunkt diente als Bewertungskriterium für das Versagen oder Nichtversagen des Aktors. Werte für die simulierte Tragkraft, welche ein Toleranzband von $\pm 5 \%$ verlassen haben, wurden als Versagen

gewertet. Die Magnetkraftgrenzwerte betrugen 6680 N (obere Grenze) und 6043 N (untere Grenze).

Die Streuungen im Eingangsvektor verursachten Streuungen in der Magnetkraft. Abb. 9 und Abb. 10 zeigen die Magnetkraftwerke als Funktion der Stichprobe (Umfang 1000 Werte).

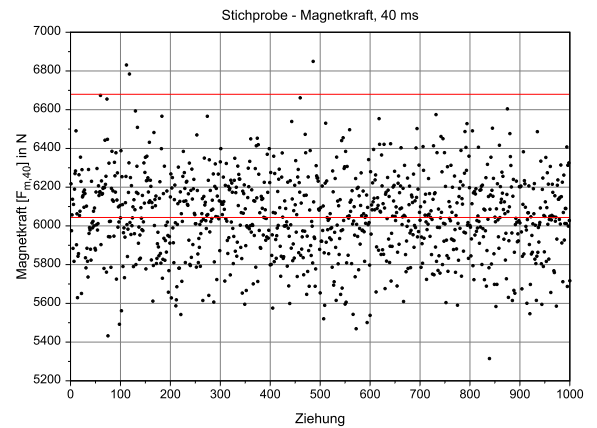


Abb. 9: Streuung der Magnetkraftwerte nach 40 ms

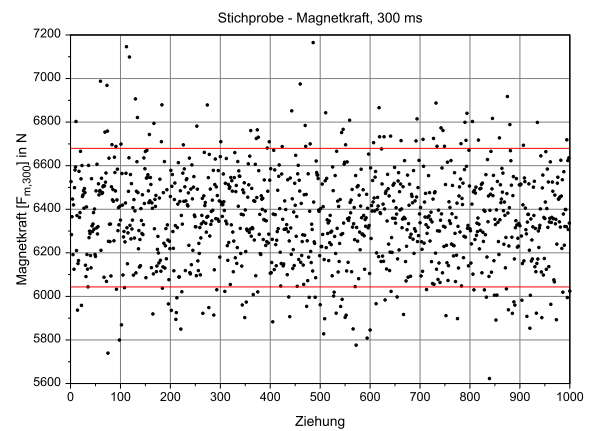


Abb. 10: Streuung der Magnetkraftwerte nach 300 ms

Für den Übergangsvorgang wurden innerhalb der Systemantworten drei Verletzungen des oberen Magnetkraftgrenzwertes und 485 Verletzungen des unteren Grenzwertes gezählt. Dies entspricht in Bezug auf den Stichprobenumfang einer Teilversagenswahrscheinlichkeit von 0,003 bzw. 0,485.

Für den eingeschwungenen Zustand ergaben sich in der Stichprobe 66 Verletzungen der oberen Magnetkraftgrenze und 77 Verletzungseignisse an der unteren Grenze. Damit betragen die

Teilversagenswahrscheinlichkeiten 0,066 bzw. 0,077.

Während des Übergangsvorganges war die Versagenswahrscheinlichkeit signifikant höher als im eingeschwungenen Zustand. Die erzielten Ergebnisse zeigen, dass mit der Zeitabhängigkeit der probabilistischen Simulation Übergangsvorgänge in Bezug auf Teilversagenswahrscheinlichkeiten physikalisch plausibel dargestellt werden können.

5 Fehlerbaumanalyse

Die Ergebnisse der Zuverlässigkeitsanalyse, Teilversagens- oder Teilüberlebenswahrscheinlichkeiten, werden in Fehlerbäumen zu einer Versagens- oder Überlebenswahrscheinlichkeit des Gesamtsystems zusammengefasst.

Die Voraussetzung für die Anwendung von Fehlerbäumen – eine hinreichend genaue Kenntnis über die Systemstruktur – ist beim AML erfüllt. Dabei handelt es sich um ein deduktives Verfahren nach DIN 25424 [5], welches ausgehend von einem Fehlerereignis (Versagen des AML) alle Fehlerpfade bis zu den auslösenden Primärereignissen zusammenfasst.

Für eine Konjunktion (UND) von n Teilversagenswahrscheinlichkeiten $P_{A,k}$ berechnet sich die resultierende Versagenswahrscheinlichkeit zu:

$$P_A = \prod_{k=1}^n P_{A,k} \quad (17)$$

Für eine disjunktive Verknüpfung (ODER) von n Teilversagenswahrscheinlichkeiten gilt:

$$P_A = 1 - \prod_{k=1}^n (1 - P_{A,k}) \quad (18)$$

Praxiserfahrungen zeigen, dass grundsätzlich von einem Versagen der AML gesprochen werden kann, wenn mindestens ein Magnetlagerregelkreis an der Maschine versagt. Die serielle Anordnung der Teilkomponenten eines Regelkreises ergibt ausschließlich disjunktive Verknüpfungen der Teilkomponenten innerhalb des Fehlerbaumes (Abb. 11), wenn keine

Redundanzen/Diversitäten vorgesehen werden.

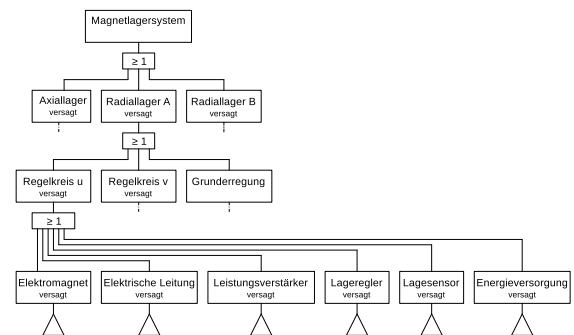


Abb. 11: Ausschnitt aus dem Fehlerbaum eines AML

Abb. 12 zeigt den Teilfehlerbaum eines elektromagnetischen Aktors.

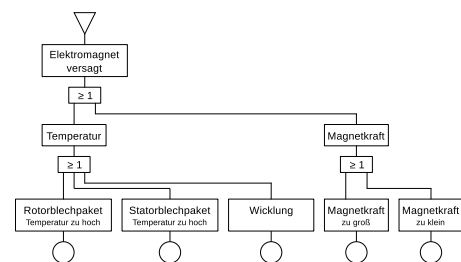


Abb. 12: Fehlerbaum eines Elektromagneten

Fazit

Für die Teilkomponenten (Elektromagnet, Leitung, Leistungsverstärker, ...) werden Funktionsprototypen erstellt, die die Gesamtheit ihrer spezifischen Ausfallmechanismen und deren Teilversagenswahrscheinlichkeiten unter Anwendung der booleschen Algebra zusammenfassen. Für die geplante Topologie der Regel-/Leistungskreise werden die Funktionsprototypen logisch verknüpft. Es ergeben sich topologiespezifische Fehlerbäume.

Redundanzen werden konjunktiv verknüpft.

6 Zusammenfassung

Der Beitrag beschreibt eine Prozedur zur qualitativen und quantitativen Zuverlässigkeitsbewertung aktiver Magnetlager. Dazu werden bereits

während der Auslegung spezifische Nichtlinearitäten von Lagerkomponenten stärker berücksichtigt, ebenso Unsicherheiten von Prozess und Umgebung.

Die diskreten Teilmodelle zur dynamischen Simulation des Systemverhaltens werden durch mathematische Modelle zur Beschreibung der Parameter als unscharfe Werte erweitert.

Für jede Teilkomponente wird im Rahmen der Modellierung der Eingangsvektor spezifiziert, werden Versagensmechanismen definiert und Restriktionsgrößen daraus abgeleitet.

Die Methodik sieht vor, die Eingangsvektoren der diskreten Teilmodelle im Rahmen der *Monte-Carlo*-Simulation mit unscharfen Werten zu parametrieren und das Gesamtsystem zu simulieren. Die Streuung im Eingangsvektor verursacht eine Streuung technischer Parameter in der Systemantwort.

Die gewonnene Systemantwort – bestehend aus Datenreihen von Restriktionsgrößen – wird im Rahmen der Zuverlässigkeitsanalyse statistisch ausgewertet. Es wird geprüft, wie oft festgelegte Grenzwerte der physikalischen Parameter verletzt worden sind. Unter Berücksichtigung des Stichprobenumfanges ist dies ein Maß für eine Teilversagenswahrscheinlichkeit.

Mit Hilfe von Fehlerbäumen werden die Teilversagenswahrscheinlichkeiten zu einer Versagenswahrscheinlichkeit des AML zusammengefasst.

Die vorgestellte Herangehensweise ermöglicht zukünftig die Bewertung der Zuverlässigkeit für eine gewählte Magnetlagertopologie während des Auslegungsprozesses. Es werden die Unsicherheiten in technischen Parametern, die auf ein grundsätzliches Informationsdefizit zurückzuführen sind, während der Auslegung berücksichtigt. Mit Hilfe der Ergebnisse findet eine Ableitung von Aussagen zu notwendigen Redundanzen statt.

Die Schnittstellen der physikalischen Modelle können mit Messwerten gespeist werden. Die

Algorithmen, in ein Magnetlagerdiagnosesystem implementiert, ermöglichen eine Bewertung der Systemzuverlässigkeit im Rahmen der Online-Zustandsdiagnose.

Quellenverzeichnis

- [1] WORLITZ, F. u. a.: *The Usage of Simulation for the Development of Active Magnetic Bearings for the GT-MHR-Type Reactor*. Proceedings HTR 2006, 3rd International Topical Meeting on High Temperature Reactor Technology. Johannesburg, South Africa, 2006
- [2] WORLITZ, F. ; GRONEK, M. ; ROTTENBACH, T.: *A Contribution on the Investigation of the Dynamic Behaviour of Rotating Shafts with a Hybrid Magnetic Bearing Concept (HMBC) for Blower Application*. Proceedings HTR 2008, 4th International Topical Meeting on High Temperature Reactor Technology. Washington D. C., USA, 2008
- [3] KALLENBACH, E. u. a.: *Elektromagnete. Grundlagen, Berechnung, Entwurf und Anwendung*. 2008
- [4] *Zuverlässigkeit; Begriffe*. Norm. 1990–12
- [5] *Fehlerbaumanalyse; Methode und Bildzeichen*. Norm. 1981–09

Qualitätsplanung in der Entwurfsphase magnetgelagerter Systeme

Martin Gronek, Waldrebenweg 4, 04319 Leipzig

Email: M.Gronek@web.de

Kurzfassung

Die Markteinführung neuer Technologien und Produkte bedarf einer umfangreichen Vorarbeit. Diese beinhaltet einerseits die Entwicklung des Produktes selbst, aber gleichsam bedeutend sind die Maßnahmen zur Absicherung der Produkteigenschaften hinsichtlich der Anforderungen, die es zu erfüllen gilt.

Sonder- und Einzelfertigung machen den wesentlichen Anteil in der Magnetlagertechnik aus, was dem Entwicklungsaufwand und den erforderlichen Komponenten geschuldet ist. Erreicht eine Magnetlagerentwicklung die Serienreife, so muss in den überwiegenden Fällen von einer anwendungsspezifischen Kleinserie gesprochen werden. Eine tatsächliche Standardisierung, die mit konventionellen Lagerungsarten vergleichbar wäre, gibt es nicht.

Der Beitrag widmet sich dem Thema der Anforderungsanalyse einerseits aus systemtechnischer Sicht und weiter gefasst auf Anforderungen vom Anwender an das Produkt Magnetlager. Es werden die Aspekte der Qualitätsplanung und Risikominimierung für sicherheitsrelevante Maschinenbaugruppen erörtert.

1 Einführung

Das Qualitätsmanagement ist seit vielen Jahren fester Bestandteil industrieller Unternehmen und immer stärker auch auf dem Dienstleistungssektor für erfolgreiche Geschäftsbeziehungen ausschlaggebend. Eine Zertifizierung nach DIN EN ISO 9001 durch eine akkreditierte Zertifizierungsstelle ist zum einen als marketingtaugliche Firmenauszeichnung zu verstehen, jedoch noch wichtiger ist das hierdurch empfundene Vertrauen, welches der Kunde dem Lieferanten entgegenbringt. Die ISO 9001 in der aktuellen Ausgabe von 2008 (eine neue Ausgabe ist derzeit in Begutachtung) definiert die Anforderungen an ein Qualitätsmanagementsystem. Sie geht über mehrere aktualisierte Ausgaben aus der DIN ISO 9001:1987-05: „Qualitätssicherungssysteme; Qualitätssicherungsnachweisstufe für Entwicklung und Konstruktion, Produktion, Montage und Kundendienst“ hervor [Beuth 2013].

Das Qualitätsmanagement selbst erfasst alle Prozesse eines Unternehmens zur Produktentwicklung, Materialbeschaffung, Fertigung und zum Vertrieb der Produkte. Voranstehend fordert die ISO 9001:2008, dass das Unternehmen die Anforderungen

des Kunden an das Produkt ermittelt. Weiter werden in Bezug auf Entwicklungen deren Planung und folgende Festlegungen gefordert, nach [ISO 9001:2008]:

- Definition der Entwicklungsphasen
- Bewertung, Verifizierung und Analyse jeder Entwicklungsphase (bzw. deren Ergebnisse)

Nach [ISO 9000:2005] ist Qualität der „Grad, in dem ein Satz inhärenter Merkmale [...] Anforderungen [...] erfüllt“, Anforderungen wiederum sind Erwartungen an das Produkt und gehen als Eingabe in den Entwicklungsprozess ein.

Zusammenfassend sei hier zunächst festgehalten, dass Qualität planbar ist. Anforderungen an ein Produkt, sowie potentielle Risiken sind bereits in der Entwurfsphase zu analysieren. In der Branche der Automobilindustrie, welche ein Vorreiter bzgl. des Vorbildcharakters ist, sind bereits zahlreiche Methoden für verschiedenste Funktionsbereiche definiert, siehe [VDA 4:2010]. Mit Blick auf ein mechatronisches Produkt, wie es eine aktive Magnetlagerung im klassischen Sinne ist, wird dies nachfolgend weiter betrachtet.

2 Entwurf aktiver magnetischer Lagerungen

Das Grundprinzip einer aktiven magnetischen Lagerung ist für einen einzelnen Freiheitsgrad am Modell einer schwebenden Kugel der Abbildung 1 nachzuempfinden, vgl. auch [Gronek 2011].

Charakterisierend, und damit auch wissenschaftlich anspruchsvoll, sind u.a. die Abhängigkeiten zwischen geometrischen,

elektrischen und mechanischen Eigenschaften der Aktoren. Regelungstechnisch stellen Nichtlinearitäten im System besondere Herausforderungen dar. Die hier aufgeführten Gründe sind auch bisher noch die Hemmnis eines breiten Einsatzfeldes dieser besonderen Technologie, da sie einer wälzlagerähnlichen Katalogisierung und Serientauglichkeit entgegenstehen.

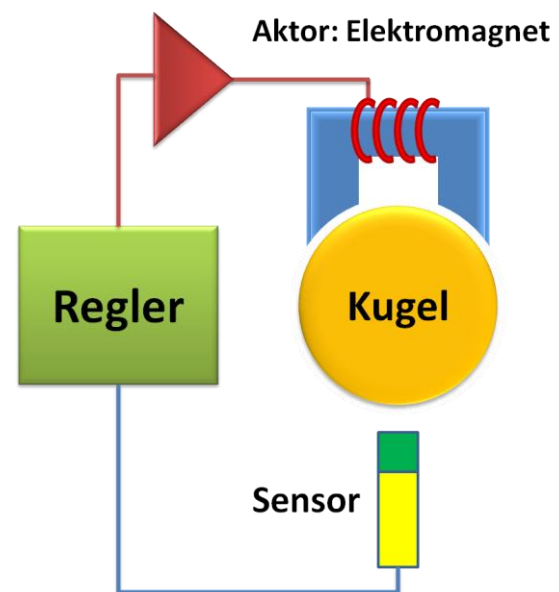


Abbildung 1: Magnetlagermodell „schwebende Kugel“

Der Entwurfsprozess von aktiven Magnetlagern sollte sich, wie der von anderen mechatronischen Systemen auch, unbedingt nach der in [VDI 2206:2004] beschriebenen Methodik richten. Das Vorgehen wird dort nach dem V-Modell entsprechend der Abbildung 2 vollzogen.

Ausgangspunkt für die Entwicklungsaufgabe sind die **Anforderungen** an das spätere Produkt, die aktive magnetische Lagerung, welche ein Teilsystem eines spezifischen Gesamtsystems ist. Auf die Klassifizierung und Analyse von Anforderungen wird im Abschnitt 3 weiter eingegangen.

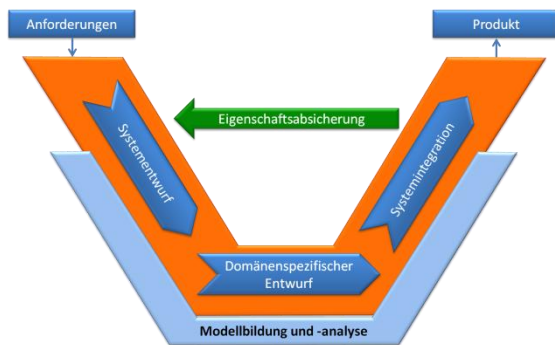


Abbildung 2: V-Modell nach [VDI 2206:2004]

Im Ablauf des methodischen Vorgehens nach dem V-Modell folgt der **Systementwurf**. In diesem Entwicklungsschritt wird ein domänenübergreifendes Lösungskonzept festgelegt, welches bereits die wesentlichen physikalischen und logischen Wirkungsweisen des zu entwickelnden Produktes beschreibt. Als Domäne bezeichnet die [VDI 2206:2004] eine der drei wissenschaftlichen Disziplinen des Maschinenbaus, der Elektrotechnik und der Informationstechnik. Die Hauptaufgabe des Systementwurfes ist es jedoch, die Gesamtfunktion des zu entwickelnden Produktes in einzelne Teilfunktionen zu untergliedern. Für diese Aufgabe ist eine Funktionsanalyse durchzuführen, welche auch Schnittstelle zur Risikoanalyse ist, vgl. Abschnitt 5.2 Die FMEA.

Am bereits verwendeten Beispiel der aktiven Magnetlagerung sei die Teilfunktion „Bestimmung des Luftspaltes im Lagerbereich“ genannt. Zur Erfüllung dieser Teilfunktion sind diverse messtechnische Lösungen möglich. Die Auswahl und Dimensionierung erfolgt im nächsten Schritt des V-Modells, dem **domänenspezifischen Entwurf**.

Die **Systemintegration** fasst die Ergebnisse der fachspezifischen Entwürfe zu einem Gesamtsystem zusammen. Hiernach gilt

es, das Zusammenwirken der einzelnen Bausteine im Gesamtsystem zu untersuchen.

Die **Eigenschaftsabsicherung** bedient sich diverser Methoden zur Verifikation und Validierung über den gesamten Entwurfsfortschritt hinweg. Es wird als qualitätssichernde Maßnahme – wenn auch entwicklerseitig nicht so benannt – dahingehend zur Überprüfung genutzt, dass die tatsächlichen Systemeigenschaften mit den gewünschten übereinstimmen.

Im Qualitätsmanagement wird das Ergebnis eines Prozesses, welcher in einer Abfolge von Tätigkeiten seine Eingaben verarbeitet, als **Produkt** bezeichnet, vgl. [ISO 9000:2005]. Dies ist im V-Modell formal identisch, da der Durchlauf der oben genannten Abfolge von Entwicklungstätigkeiten als Entwurfs- respektive Entwicklungsprozess dargestellt ist.

Das Vorgehensmodell ist mit diesen einzelnen Teilschrittbeschreibungen hinreichend festgelegt. Weitergehend weist die [VDI 2206:2004] auf die CAE-Werkzeuge hin, die beginnend beim Systementwurf, über die domänenspezifischen Entwicklungstätigkeiten bis hin zur Systemintegration den Entwickler bei seinen Aufgaben unterstützen. Dies ist in der **Modellbildung und Modellanalyse** zusammengefasst. Die Modellbildung im Entwurfsprozess aktiver Magnetlager wird entsprechend [Gronek 2011] und [VDI 2206:2004] neben anderen eingesetzt um:

- Geometrische Modelle des Rotorsystems und der Rotorkomponenten der Magnetlagerung zu generieren,

- Topologische Modelle (Anordnung der mechanischen Komponenten) der Lagereinheiten gemäß einsatzspezifischer Restriktionen der Maschine/Anwendung zu erstellen
- Prozessmodelle der Betriebs- und Belastungsfälle aufzustellen, und
- FE-Modelle der Statoren für
 - Magnetfeldsimulationen und
 - Festigkeitsnachweise zu erzeugen.

All diese Modelle erzeugen wiederum die Eingangsdaten für Simulationsberechnungen des dynamischen Verhaltens der magnetgelagerten Rotorsysteme.

3 Anforderungsanalyse

3.1 Systemtechnische Anforderungsanalyse

In der Entwurfsphase von mechatronischen Systemen werden die Anforderungen an das zu entwickelnde mechatronische Produkt zusammengetragen, klassifiziert und analysiert. Eine mögliche Klassifikation kann sein:

- mechanische Anforderungen,
- elektrische- /elektronische Anforderungen,
- informationstechnische Anforderungen.

Die Klassifikation kann aber auch viel stärker in den Detaillierungsgrad hinein stattfinden. Die Anforderungsanalyse hat unter systemtechnischer Betrachtung als Ergebnis eine funktionale Beschreibung des Systems [Masing 2007]. Das heißt, die Funktionen welche das System ausführen soll

sind festgelegt, ebenso die Wirkstrukturen, Abhängigkeiten und Verbindungen, vgl. auch [VDI 2206:2004].

3.2 Anforderungen vom Anwender, der eigenen Organisation und Dritter

Der allgemeinere Ansatz der Anforderungsanalyse geht über den Aspekt der technischen Parameter hinaus. Wie einführend erwähnt, wird in der [ISO 9001:2008] explizit die Ermittlung der Kundenanforderungen an das Produkt gefordert.

Grundlegend sind Anforderungen von drei Anforderungsquellen zu berücksichtigen, was die Abbildung 3 sinnbildlich verdeutlicht.

Die **Anforderungen vom Kunden**, bzw. Anwender, sind zunächst die ausschlaggebenden. Im realen Geschäftsleben stellt sich jedoch die Anforderungsanalyse an dieser Stelle meist problematisch dar, was auch in [Linß 2005] bestätigt wird. In vielen Fällen sind die Anforderungen an das Produkt unbekannt oder unpräzise spezifiziert. Mit als Gründe sind hierfür speziell in Bezug auf hochkomplexe technische Systeme die fehlende Fachkenntnis der vertragsverhandelnden Beteiligten aufzuführen, jedoch nicht vorzuwerfen.

Externe Anforderungen Dritter können durch Gesetzgebung und Gesellschaft gestellt sein. Es liegt in der Verantwortung der mit der Entwicklung beauftragten Organisation, diese Anforderungen zu berücksichtigen und ggf. zunächst zu recherchieren, sofern der Auftraggeber auf solche Anforderungen nicht verwiesen hat.

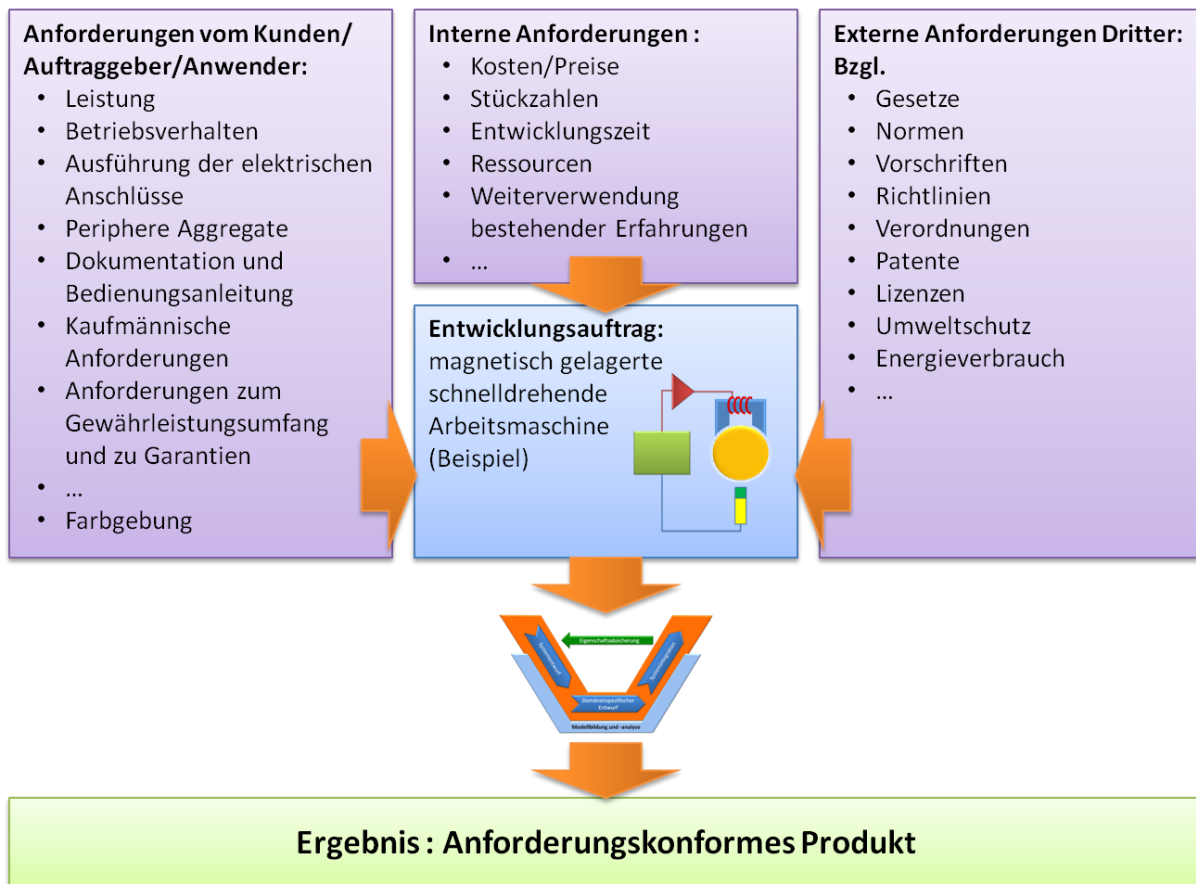


Abbildung 3: Anforderungen als Eingabe in den Entwicklungsprozess

Die **internen Anforderungen** der produktentwickelnden Organisation selbst sind meist vorrangig ökonomischer Natur. Entsprechend dem Stand der Technik und den eigenen Erfahrungen sollten die Ergebnisse früherer Entwicklungen, soweit möglich, in den neuen Entwurfsprozess mit einfließen, vgl. [VDI 2206:2004].

Entwickelt ein Unternehmen ein neues Produkt aus eigenem Engagement heraus, so erfolgt die Ermittlung der Anforderungen zusätzlich durch Marktbeobachtungen, Trendanalysen und Benchmarking [Linß 2005].

Die Summe aller Anforderungen wird im Lastenheft festgehalten. Voraussetzung für dessen Erstellung sind bei der Anforderungs-

ungsanalyse zum Einsatz kommende qualitätssichernde Maßnahmen [Linß 2005].

4 Qualitätsplanung

Die Qualitätsplanung ist ein wesentliches Element des Qualitätsmanagements. Sie dient der strategischen Vermeidung von Fehlern in der Entwicklung, und damit am späteren Produkt, aber auch in der Planung der Produktionsprozesse [Masing 2007]. Zeitlich ist der Beginn der Qualitätsplanung mit Start des Entwurfsprozesses anzusetzen. In Ihrem Umfang stehen zahlreiche Methoden und Werkzeuge mit diversen Zielen zur Verfügung. Diese sind beispielsweise zur strukturierten Analyse der Anforderungen an das zu entwickelnde

de Produkt, vgl. Abschnitt 3, wie es mit der **Quality Function Deployment** (QFD) Methodik der Fall ist. Diese vier Phasen umfassende Methodik ist u.a. in [Linß 2005] und auch in [Kaminske 2008] ausführlich beschrieben. Die Phasen sind:

- Phase I: Produktplanung
- Phase II: Komponentenplanung
- Phase III: Prozessplanung
- Phase IV: Produktionsplanung

Abgrenzend auf die Entwurfsphase magnetgelagerter Systeme sei nur zur Produktplanung erwähnt, dass hierin die kritischen Qualitätsmerkmale (Critical To Quality, CTQ) identifiziert werden (WIE-Kriterien), sowie die dazugehörigen Werte (Zielgrößen) definiert. Die oben erwähnten Herausforderungen zur Bereitstellung der konkretisierten Anforderungen werden mit Verweis auf weitere Literatur in [Linß 2005] als Phase 0 der QFD bezeichnet.

Weitere Methoden der Qualitätsplanung sind beispielsweise die **Advanced Product Quality Planning and Control Plan** (APQP) und die **Prüfplanung**, welche mit Verweis auf die Fachliteratur bzw. DIN-Norm hier nur der Vollständigkeit halber erwähnt seien. Eine weitere Vertiefung soll hingegen den Methoden zur Risikoreduzierung gelten, da diese wiederum einen rückführenden Einfluss auf die zuvor genannten Methoden haben.

5 Methoden zur Risikoreduzierung

5.1 Übersicht

Die Fehlerbaumanalyse (**Fault Tree Analysis**, FTA) ist eine der gebräuchlichsten Risi-

koanalysen. Sie ist in der DIN 25424-1 in der Ausgabe von 1981 [Beuth 2013] aktuell. Zweck der FTA ist die Ermittlung unerwünschter Ereignisse auf Grund von Komponenten- oder Baugruppenausfällen. Grundlage sind die logischen Verknüpfungen der Systemelemente, die graphisch in einer Baumstruktur abgebildet werden, vgl. u.a. [VDA 4:2010].

Die **SWOT-Analyse** (Strengths-Weaknesses-Opportunities-Threats) betrachtet die eigenen Stärken und Schwächen, sowie die Chancen und Risiken einer Unternehmung bzw. eines zu entwickelnden Produktes. Im Ergebnis wird der Handlungsbedarf und die strategische Ausrichtung festgehalten, vgl. u.a. [VDA 4:2010].

Die in der Automobilbranche am weitesten verbreitete Methodik ist heutzutage die **Fehler- Möglichkeits- und Einfluss-Analyse** (FMEA). Sie wird gemäß VDA nach Arten unterschieden in [Werdich 2013]:

- Produkt-FMEA – Konzept, System, Design, Maschinen
- Prozess-FMEA – Montage, Fertigung, Logistik

Die FMEA verfolgt das Ziel, das Risiko durch Fehler am Produkt oder im Produktionsprozess auf ein Minimum respektive unter ein definiertes Grenzkrisiko zu senken. Die FMEA folgt hierbei fünf Schritten, die am Beispiel der magnetischen Lagerung angedeutet werden sollen.

5.2 Die FMEA im Entwurfsprozess magnetgelagerter Systeme

Im 1. Schritt wird eine **Strukturanalyse** durchgeführt. Hierzu eignet sich im Falle der Produkt-FMEA die Darstellung in Form

von Blockdiagrammen oder Strukturbäumen. Die Werkzeuge der Entwurfsmethodik, vgl. [VDI 2206:2004] sind also ähnlich oder direkt anwendbar. Dem Beispiel wird hier das Modell aus Abbildung 1 dieses Beitrages zugrundegelegt.

Der 2. Schritt ist die **Funktionsanalyse**, welche Funktionen und Merkmale aller betrachteten Elemente erfasst. Die Funktion des Magnetlagers kann aus [Gronek 2011] beschrieben werden:

Positionierung des Rotors an einer geforderten Stelle innerhalb eines vorgegebenen Bereiches unter Beherrschung äußerer und innerer Belastungen (bis zu einer geforderten Grenze) für den spezifizierten Einsatzfall (Betriebsbedingungen).

Teilfunktionen der Magnetlagerung

- Bestimmung des Luftspaltes im Lagerbereich/der Rotorposition
- Bestimmung äußerer und innerer Lasten
- Erzeugung der erforderlichen Kräfte zur Positionierung (Aktuator)
- Ansteuerung des Aktuators
- Bereitstellung der erforderlichen Hilfsenergie
- Mechanische Grundstruktur
- Vorgabe der Sollposition
- Regelung der Position

Im 3. Schritt werden die möglichen **Fehler analysiert**. Diese ergeben sich beispielsweise aus der Nichterfüllung oder nur teilweisen Erfüllung der zuvor erarbeiteten Funktionen. Zum Beispiel kann der mögliche Fehler *„Messwert Luftspalt um Betrag X abweichend gegenüber realem Luftspalt“* die Fehlerursache *„Sensor falsch*

justiert“ haben. Als Folgefehler kann *„Kugel schwebt nicht“* eintreten.

Daher ist es wichtig, dass im 4. Schritt, der **Maßnahmenanalyse**, das Risiko durch drei voneinander unabhängige Faktoren bewertet wird:

- Bedeutung
- Auftretenswahrscheinlichkeit
- Entdeckungswahrscheinlichkeit

Die Bewertung erfolgt dabei gemeinsam durch das an der FMEA beteiligte Team.

Der 5. und letzte Schritt ist die **Optimierung**, bei der je nach Risikoeinstufung über weitere Maßnahmen entschieden werden muss [Werdich 2013].

Misst man dem Fehler *„Messwert Luftspalt um Betrag X abweichend gegenüber realem Luftspalt“* eine hohe Bedeutung bei, so ist dieser Faktor je nach Bewertungskatalog bspw. mit $B=8$ anzusetzen. Schätzt man des Weiteren die Auftretenswahrscheinlichkeit als sehr Wahrscheinlich ($A=7$) ein, bei einer günstigen Entdeckungswahrscheinlichkeit ($E=3$), dann erhält man eine Risikoprioritätszahl von $RPZ=168$. Diese allein ist jedoch nicht als Grundlage für weitere Gegenmaßnahmen geeignet [VDA 4:2010]. Eine sich derzeit etablierende Gesamtbewertungsmethode ist der Ampelfaktor nach [Werdich 2013], auf den an dieser Stelle hingewiesen sei. Im Ergebnis der FMEA für den betrachteten potentiellen Fehler ist als Maßnahme eine Kalibrierung und Justierung der Luftspaltsensoren vor Inbetriebnahme des magnetgelagerten Systems vorzusehen.

Für die definierten Aufgaben und Maßnahmen aus der FMEA heraus sind im Weiteren Verantwortlichkeiten und Abschlussstermin verbindlich festzulegen.

6 Zusammenfassung

Mit der Qualitätsplanung als Element des Qualitätsmanagements ist bereits in der Entwurfsphase technischer Produkte zu beginnen. Mit ihren zahlreichen Methoden unterstützt sie den technologischen Entwicklungsablauf gemäß der Methodik zur Entwicklung mechatronischer Systeme. Mögliche Risiken können somit früh erkannt und Gegenmaßnahmen definiert werden, die schon in der Produktentwicklung, aber auch in der Entwicklung des späteren Fertigungsablaufes mit einfließen.

Durch eine systematische Nutzung der hier vorgestellten Methoden können Fehler schon frühzeitig erkannt und vermieden werden. Gerade in Bezug auf Sonderentwicklungen wie dem Magnetlager und den für den Einsatzfall geltenden Bedingungen sind die Risiken unter sicherheitsrelevanten Aspekten sehr detailliert zu untersuchen.

Quellen:

[Beuth 2013]: Beuth Verlag GmbH: <http://www.beuth.de/de/>, Internetauftritt der Beuth Verlag GmbH, Berlin 2013, Recherchezeitstand: 09.07.2013

[Gronek 2011]: Gronek, M.: Entwicklung der Methodik zur Auslegung aktiver Magnetlager, Fachvortrag, Institut für Prozeßtechnik, Prozeßautomatisierung und Meß-

technik der Hochschule Zittau/Görlitz, Zittau 2011

[ISO 9000:2005]: Deutsches Institut für Normung e.V.: DIN EN ISO 9000, Qualitätsmanagementsysteme - Grundlagen und Begriffe, Deutsche Norm, Berlin 2005

[ISO 9001:2008]: Deutsches Institut für Normung e.V.: DIN EN ISO 9001, Qualitätsmanagementsysteme – Anforderungen, Deutsche Norm, Berlin 2008

[Kaminske 2008]: Kaminske, G. F.; Brauer, J.-P.: Qualitätsmanagement von A bis Z, 6. Auflage, Carl Hanser Verlag, München, 2008

[Linß 2005]: Linß, G.: Qualitätsmanagement für Ingenieure, 2. Auflage, Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, München Wien, 2005

[Masing 2007]: Pfeifer, T. (Hrsg.); Schmitt, R. (Hrsg.): Masing – Handbuch Qualitätsmanagement, 5. Auflage, Carl Hanser Verlag, München 2007

[VDA 4:2010]: Verband der Automobilindustrie e.V. (VDA); Qualitätsmanagement Center (QMC): VDA-Band 4, Sicherung der Qualität in der Prozesslandschaft, Ringbuch Auflage 2009, Berlin 2010

[VDI 2206:2004]: Verein Deutscher Ingenieure: VDI 2206, Entwicklungsmethodik für mechatronische Systeme, VDI-Richtlinie, Düsseldorf 2004

[Werdich 2013]: Werdich, M.: Effizientes Risiko-Management mittels der modernen FMEA, Fachvortrag, Babtec-Q.Fokus: FMEA / Chemnitz, 10.07.2013

Untersuchung und Erhöhung der Praxistauglichkeit sensorloser Magnetlager nach dem „Direct Digital Inductance Estimation“ - Konzept

Michael Richter^{#1}, Hendrik Schaede^{#2}, Lukas Quurck^{#3}, Stephan Rinderknecht^{#4}

[#] *Institut für Mechatronische Systeme im Maschinenbau
Technische Universität Darmstadt*

¹richter@ims.tu-darmstadt.de

²schaede@ims.tu-darmstadt.de

³quurck@ims.tu-darmstadt.de

⁴rinderknecht@ims.tu-darmstadt.de

Kurzfassung - In diesem Beitrag wird die Praxistauglichkeit sensorloser aktiver Magnetlager nach dem Prinzip der direkten Induktivitätsbestimmung theoretisch und praktisch untersucht. Anders als die Modulationsverfahren verwendet das Verfahren die Form des Stromripples des Spulenstroms zur Bestimmung der Induktivität des Aktors und darüber zur Positionsbestimmung. Der Einsatz von Regelplattformen mit hoher Abtastrate und großer Rechenleistung ermöglicht eine hohe Bandbreite der Positionsbestimmung, Antialiasingfilter werden nicht benötigt. Die Untersuchungen werden an einem einachsigen Prüfstand in Differenzanordnung mit praxisnaher Aktorik durchgeführt. Die Ergebnisse zeigen, dass durch den kleinen Luftspalt und Sättigungseffekte im Eisen des Aktors die Positionsbestimmung erschwert wird. Beide Beschränkungen können allerdings durch softwareseitige Erweiterungen kompensiert werden. Weiterhin resultiert aus induzierten Wirbelströmen eine von der Frequenz der Kraftstellung abhängige Beeinflussung der Induktivität und damit der Positionsbestimmung.

I. EINFÜHRUNG

Grundlegende Idee hinter allen Konzepten sensorloser aktiver Magnetlager ist die Nutzung der Luftspaltabhängigkeit der Induktivität L des Elektromagneten zur Positionsbestimmung. Publierte Konzepte können in Anlehnung an [1] in drei Untergruppen eingeteilt werden (vgl. Abbildung 1). Die erste Untergruppe („Linear Time Invariant Estimation“) nutzt die Eigenschaft des Magnetlagers, allein über die Messung des Stromes und Steuerung der Spannung steuer- und beobachtbar zu sein. Nachteilig hierbei ist die geringe Robustheit des geregelten Systems gegen kleine Parameteränderungen [2]. Die zweite Untergruppe, die der Modulationsverfahren („Linear Periodic Estimation“), überlagert dem Stellsignal des Elektromagneten ein hochfrequentes Trägersignal. Die Größe des Luftspaltes kann dann in Form des Nutzsignals aus dem sich einstellenden Spulenstrom demoduliert werden. [1] beispielsweise nutzt als Trägersignal direkt die Schaltfrequenz des Magnetlagerverstärkers, allerdings führen die für die Demodulation eingesetzten Bandpass- und Tiefpassfilter zu einem Phasenabfall der Positionsbestimmung. Die Bandbreite des Magnetgelagerten Sys-

tems wird deutlich reduziert. Ein Vergleich der beiden Verfahrensgruppen gibt [3]. Die dritte Untergruppe sind die relativ neuen Verfahren der direkten Induktivitätsschätzung basierend auf dem zeitlich hochabgetasteten Verlauf des Spulenstromes, in diesem Beitrag als „Direct Digital Inductance Estimation“ (DDIE) bezeichnet. Im Unterschied zu den Amplitudenmodulationsverfahren mit Schaltverstärker wird hier jedoch nicht die Amplitude des Stromripples erfasst, sondern direkt aus dem Stromverlauf die Induktivität auf digitalem Wege geschätzt. Die rechteckförmige Spulenspannung des schaltenden Magnetlagerverstärkers kann dabei als Testsignal verstanden werden, mit dem das System angeregt wird. Der gemessene Spulenstrom stellt die Antwort des zu identifizierenden Systems dar. Die Zuordnung der identifizierten Induktivität zum Luftspalt erfolgt schließlich über ein Ersatzmodell des Aktors.

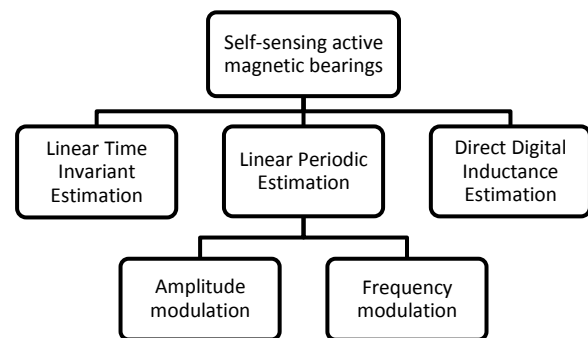


Abbildung 1 - Konzepte aktiver Magnetlager nach [1], erweitert um das Direct Digital Inductance Estimation-Verfahren

Abbildung 2 zeigt beispielhaft einen gemessenen Verlauf des Spulenstroms eines PWM-Intervalls für eine feste Pulsweite von 51% in Abhängigkeit der Größe des Luftspaltes. Die luftspaltabhängige Änderung der Induktivität L ist an der Steigungsänderung des Stroms di/dt zu erkennen, der Form des sich einstellenden Stromripples. Besonders vielversprechend sind die DDIE-Verfahren, da sie ohne zusätzliche Filter auskommen und konventionell eingesetzte

Stromsensoren eine Bandbreite im dreistelligen kHz-Bereich aufweisen. Der Phasenabfall der Positionsbestimmung ist damit reduziert auf den Anteil der Rechentotzeit und liegt damit von Seiten der Sensorhardware theoretisch im Bereich eines idealen externen Positionssensors.

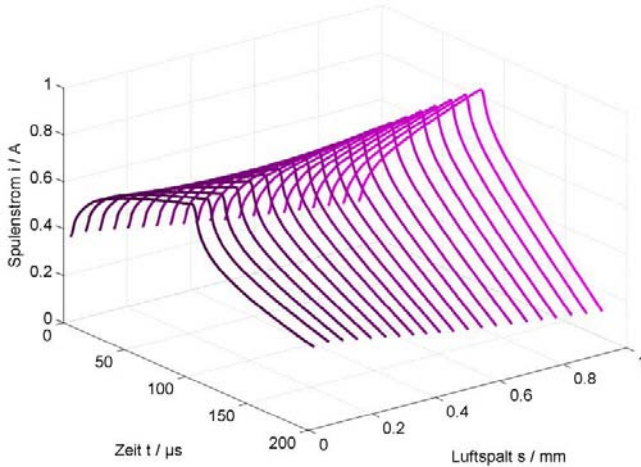


Abbildung 2 – zeitlicher Stromverlauf bei fester Pulsweite und unterschiedlichen Luftspalten

Die Methode wird in der Ausführung von [4] an dem in Abbildung 3 gezeigten einachsigen Prüfstand mit innenliegenden Aktoren untersucht. Tabelle I fasst dessen Eigenschaften zusammen.

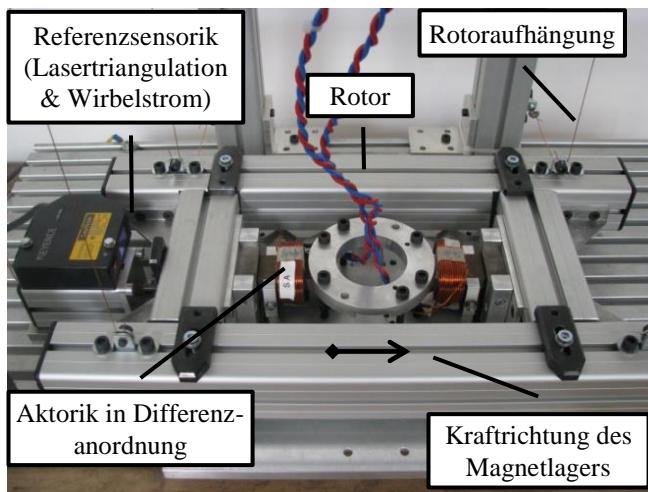


Abbildung 3 - Foto des einachsigen Prüfstandes mit innenliegenden Aktoren

TABELLE I
EIGENSCHAFTEN DES PRÜFSTANDES

Windungsanzahl	145
Ruheluftspalt	0,5 mm
Polfläche	13 mm x 26 mm
Weichmagnetisches Material	M165-35S
Verstärkerausgangsspannung	48 V
Maximalstrom	+/- 8A
Masse Rotor	4 kg

Zur Datenerfassung und Regelung wird ein PXI-System mit einer Taktfrequenz von 2,1 GHz eingesetzt, die maximale Abtastrate der Strommessung beträgt 1 MS/s, die Auflö-

sung 16 bit. Diese Auflistung lässt auf ein, im Vergleich zu üblicherweise bei Magnetlagern verwendeten Regelplattformen, überdimensioniertes System schließen. Tatsächlich kann mit dem System keine ausreichend hohe Taktfrequenz der Regelung erreicht werden. Der Datenaustausch zwischen Messkarte und Prozessor benötigt ca. 30 µs, der Austausch zwischen Prozessor und PWM-Modul noch einmal 40 µs. Um die Abarbeitung der benötigten Rechenschritte in der verbleibenden Zeit zu gewährleisten, muss die PWM-Frequenz auf 5 kHz begrenzt werden.

In [4] wird die Umsetzung des Verfahrens an einem Prüfstand mit einem Luftspalt von 4 - 6 mm beschrieben. Der Aktor verfügt dabei über 452 Wicklungen, eine effektive Polfläche von 832 mm², und die PWM-Frequenz beträgt etwa 1 kHz. Insbesondere infolge des geringer gewählten Ruheluftspalts von 0,5 mm und der höheren PWM-Frequenz von 5 kHz ist das hier verwendete Prüfstandlager als praxisnäher einzustufen.

II. GRUNDIDEE DER INDUKTIVITÄTSSCHÄTZUNG

Ausgangspunkt des in [4] beschriebenen und am Prüfstand implementierten Verfahrens für die Schätzung der Induktivität ist Gleichung (1):

$$-Ri(t) + u(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} \quad (1)$$

Sie verknüpft den elektrischen Teil des Magnetlagers mit Spulenwiderstand R , Spulenstrom $i(t)$ und Spulenspannung $u(t)$ mit dem magnetischen Teil, repräsentiert durch die zeitliche Änderung des verketteten magnetischen Flusses $\Psi(t)$. Mit der Definition der Induktivität $L(t)$

$$L(t) = \frac{\Psi(t)}{i(t)} \quad (2)$$

kann sie weiter konkretisiert werden zu:

$$-Ri(t) + u(t) = i(t) \frac{dL(t)}{dt} + L(t) \frac{di(t)}{dt} \quad (3)$$

Nimmt man vereinfachend an, dass sich die Induktivität zeitlich nicht ändert ($\dot{L} = \frac{dL(t)}{dt} = 0$), der Spulenwiderstand R dem geschätzten Widerstand \hat{R} entspricht und integriert über die Zeitspanne $t \in [t_s, t_e]$ eines Intervalls des Stromrippe, so erhält man:

$$i(t_e) = i(t_s) + \frac{1}{\hat{L}} \int_{t_s}^{t_e} (-\hat{R}i(t) + u(t)) dt \quad (4)$$

Hierin ist \hat{L} die geschätzte Induktivität im betrachteten Zeitintervall. Ist die Abtastperiodendauer T_A klein gegenüber der Periodendauer einer PWM Periode, kann das Zeitintegral hinreichend genau durch eine Summe approximiert werden und das digital verwertbare Äquivalent der Gleichung (4) kann wie folgt geschrieben werden:

$$i_k = i_{m_s} + (\hat{L})^{-1} \Delta \psi_k \text{ mit } k = m_s, \dots, m_e \quad (5)$$

Hierin gilt für $\Delta \Psi_k$:

$$\begin{aligned} \Delta \Psi_{m_s} &= 0 \\ \Delta \Psi_k &= T_A \sum_{j=m_s}^{k-1} (-\hat{R} i_j + u_j) \text{ mit } k = m_s + 1, \dots, m_e \end{aligned} \quad (6)$$

Die Indizes m_s und m_e kennzeichnen Start- und Endsampel des aufgenommenen Spulenstroms und der Spulenspannung im betrachteten Intervall. Eine Spannungsmessung ist nicht zwingend erforderlich, da im betrachteten Intervall die Spulenspannung der geschalteten Verstärkerausgangsspannung entspricht und diese bekannt ist. Grundsätzlich kann alleine über die Messung zweier Stromwerte die Induktivität bestimmt werden. Die Messung des Stromes ist jedoch mit Messunsicherheiten verbunden. Wird jene Minimalanzahl von Messwerten zur Induktivitätsbestimmung verwendet, so ist der Einfluss der Messunsicherheit auf den resultierenden Fehler der Induktivitätsschätzung vergleichsweise groß. Um den Fehler klein zu halten werden in [4] alle im entsprechenden Intervall zur Verfügung stehenden Messwerte zur Induktivitätsschätzung herangezogen und das sich ergebende überbestimmte Gleichungssystem über die Summe der kleinsten Fehlerquadrate gelöst.

Gleichung (4) liegen zwei Annahmen zugrunde. Die Erste ist die, dass sich die Induktivität zeitlich nicht ändert, also $\frac{dL(t)}{dt} = 0$ ist. Eine weitaus allgemeinere Formulierung von (4) ergibt sich mit der Annahme, dass die zeitliche Änderung der Induktivität konstant über der Zeitspanne $t \in [t_s, t_e]$ ist ($\dot{L} = \text{konst.}$). Die zweite Annahme geht davon aus, dass der Widerstand der Spule immer exakt bekannt ist. Ist dies nicht der Fall, so muss angenommen werden, dass der reale Widerstand R sich aus dem geschätzten Widerstand \hat{R} und einen Fehlerterm ΔR

$$R = \hat{R} + \Delta R \quad (7)$$

zusammensetzt. Zusammen mit der geschätzten Induktivität \hat{L} über Gleichung (5) kann damit unter der Voraussetzung eines konstanten Stromanstiegs über dem betrachteten Zeitintervall

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(t_e) - i(t_s)}{t_e - t_s} = \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (8)$$

Gleichung (3) wie folgt ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} \bar{L} &= \hat{L} - (\Delta R + \dot{L}) \frac{\bar{i}}{\Delta i} \Delta t \\ \bar{L} &= \frac{1}{\Delta t} \int_{t_s}^{t_e} L dt \\ \bar{i} &= \frac{1}{\Delta t} \int_{t_s}^{t_e} i dt \end{aligned} \quad (9)$$

\bar{L} bezeichnet damit die mittlere, geschätzte Induktivität. Sowohl die nicht zwingend bekannte Induktivitätsänderung \dot{L} als auch ein um den Fehlerterm ΔR falsch geschätzter Spulenwiderstand tragen somit in gleicher Weise zu einem Schätzfehler $\bar{L} - \hat{L}$ der Induktivität bei.

Stellt man Gleichung (9) für zwei Intervalle $t' \in [t_s', t_e']$ und $t'' \in [t_s'', t_e'']$ des Stromripple auf (etwa für die steigende und fallende Flanke des Stromripple) und kombiniert beide

$$\bar{L} = \frac{\hat{L}' \Delta i'' \bar{i}' \Delta t'' - \hat{L}'' \Delta i' \bar{i}'' \Delta t'}{\Delta i' \bar{i}'' \Delta t'' - \Delta i'' \bar{i}' \Delta t'} \quad (10)$$

so kann der Einfluss von ΔR und \dot{L} auf die Induktivitätsschätzung eliminiert werden. Die bislang noch nicht berechneten Werte $\Delta i'$, $\Delta i''$, \bar{i}' und \bar{i}'' können aus der Messung des Stromes berechnet werden. [4] schlägt aufgrund des Messrauschens des Stromes auch hier eine Approximation über die Methode der kleinsten Fehlerquadrate vor.

III. UMSETZUNG DER METHODE AM PRÜFSTAND

Für kleine Luftspalte spielt das Werkstoffverhalten infolge der geringeren Scherung der Magnetisierungskurve eine zunehmende Rolle und die Permeabilität des Werkstoffes kann nicht vereinfachend als konstant angesehen werden. Als Folge ist der verkettete magnetische Fluss nicht mehr linear vom Spulenstrom abhängig und die Induktivität des Lagers wird Spulenstromabhängig:

$$L(s, i) = \frac{\Psi(s, i)}{i} \quad (11)$$

Abbildung 4 zeigt den gemessenen, linear interpolierten Induktivitätsverlauf des Prüfstandlagers, wobei die Induktivität bei unterschiedlichen Spulenströmen jeweils für verschiedene bekannte Luftspalte über Gleichung (10) geschätzt ist. Er zeigt insbesondere für kleine Luftspalte und hohe Spulenströme einen nicht erwarteten Induktivitätsabfall mit sinkendem Luftspalt. Eine hohe Schätzgüte der Lagerinduktivität über den in [4] beschriebenen Algorithmus ist in diesem Bereich offensichtlich nicht mehr möglich. Die dort getätigten Annahmen, insbesondere die der über eine PWM-Periode zeitlich konstante Induktivitätsänderung, sind hier nicht mehr zutreffend.

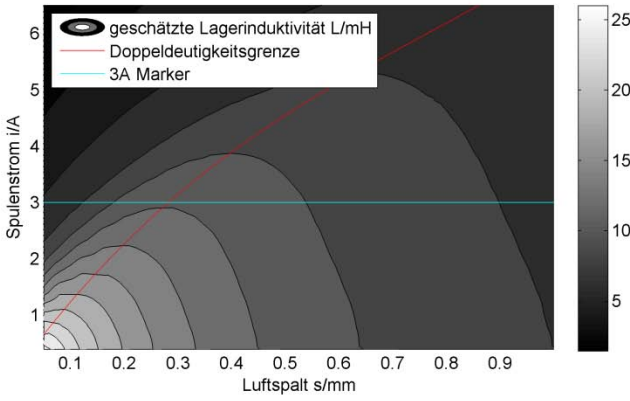
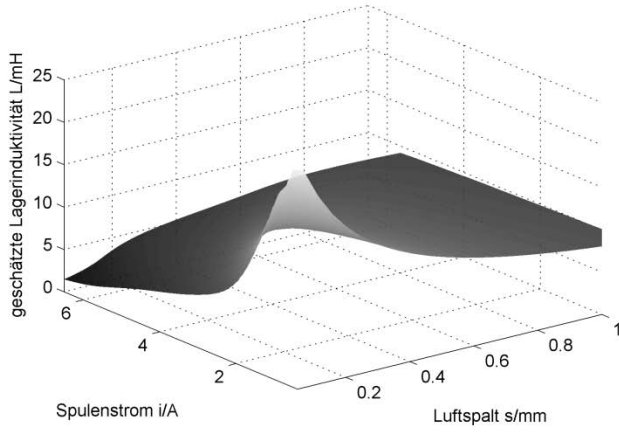


Abbildung 4 - Induktivitätskennfeld

A. Umformulierung der Induktivitätsschätzung

Betrachtet man nochmals Abbildung 4, so ähnelt der Verlauf der geschätzten Induktivität dem der differentiellen Induktivität $L_d(s, i)$.

$$L_d(s, i) = \frac{\partial \Psi(s, i)}{\partial i} \quad (12)$$

Demnach kann eine Umformulierung des Algorithmus hin zur Schätzung der differentiellen Induktivität die Güte der Schätzung für kleine Luftspalte und große Spulenströme verbessern. Die einzelnen Rechenschritte bleiben unangetastet.

Gleichung (1) kann mit Gleichung (12) umgeformt werden zu:

$$\begin{aligned} -Ri(t) + u(t) &= \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial i} \frac{di(t)}{dt} + \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \\ &= L_d(i, s) \frac{di(t)}{dt} + \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \end{aligned} \quad (13)$$

Wird angenommen, dass sich die differentielle Induktivität zeitlich nicht ändert und der Spulenwiderstand R dem geschätzten Widerstand \hat{R} entspricht, so behalten Gleichungen (4) bis (6) ihre Gültigkeit, die geschätzte differentielle Induktivität \hat{L}_d kann in gleicher Weise wie \hat{L} über sie berechnet werden.

Mit Hilfe eines Koeffizientenvergleichs von Gleichung (13) mit (3)

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} &= \frac{i(t)}{i(t)} \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \\ &\triangleq i(t) \frac{\partial L}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \end{aligned} \quad (14)$$

kann Gleichung (9) umgeschrieben werden zu:

$$\bar{L}_d = \hat{L}_d - \left(\Delta R + \frac{1}{i(t)} \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \right) \frac{\bar{i}}{\Delta i} \Delta t \quad (15)$$

Ihr liegen die gleichen Annahmen wie Gleichung (9) zugrunde mit dem Unterschied, dass anstelle der Forderung nach einer zeitlich konstanten Änderung der Induktivität der Term

$$\frac{1}{i(t)} \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \quad (16)$$

im betrachteten Zeitintervall konstant sein muss. Trifft diese Annahme zu, kann der Einfluss von ΔR und (16) bzw. die infolge der Rotorgeschwindigkeit induzierten Spannung wieder über die Kombination zweier differentieller Induktivitätsschätzwerte \hat{L}'_d und \hat{L}''_d über Gleichung (10) eliminiert werden.

Für das Induktivitätskennfeld aus Abbildung 4 wurde Gleichung (10) jeweils für feste Luftspalte s ausgewertet. Der Term (16) ist damit gleich null ($\frac{ds(t)}{dt} = 0$) und das gezeigte Induktivitätskennfeld stellt wie vermutet den differentiellen Induktivitätsverlauf dar.

Um die Benennung und Notation kurz und lesbar zu halten, wird nachfolgenden unter der Induktivität L immer die differentielle Induktivität L_d verstanden.

B. Zuordnung der geschätzten Induktivität zum Luftspalt

Für die Bestimmung des Luftspaltes muss eine Zuordnung der geschätzten mittleren Induktivität \bar{L}_d zum Luftspalt vorgenommen werden. Prinzipiell bestehen hier zwei verschiedene Ansätze: einmal die Möglichkeit auf ein elektromechanisches Ersatzmodell oder Black-Box-Modell des Aktors zurückzugreifen und einmal die Verwendung eines messtechnisch erfassten Kennfeldes. Der Abgleich oder äquivalent die Approximation des tatsächlichen Induktivitätsverlaufs durch das Ersatzmodell gelingt nur dann, wenn das Modell das relevante Verhalten des Magnetlagers ausreichend genau beschreiben kann. Abhängig von der Qualität und Komplexität des Modells resultiert ein Approximationsfehler, dessen Größe direkt die Genauigkeit der Positionsbestimmung beeinflusst. Die Forderung nach einer hohen Positionsgenauigkeit führt entsprechend zu einem großen Modellierungsaufwand und einem höheren Bedarf an Rechenleistung. Deutlich weniger Rechenleistung bei einer höheren Genauigkeit der Positionsbestimmung benötigt die Verwendung des messtechnisch erfassten Induktivitätskennfeldes aus Abbildung 4 als Lookup-Table, weshalb diese Methode am Prüfstand eingesetzt wird.

C. Doppeldeutigkeit der Positionsschätzung

Das in Abbildung 4 dargestellte Kennfeld zeigt eine Doppeldeutigkeit der Induktivität in der Zuordnung zum Luftspalt. Abbildung 5 verdeutlicht dies anhand eines Ausschnitts aus dem Kennfeld für einen Spulenstrom von 3 A. Die Zuordnung der geschätzten Induktivität zum Luftspalt ist bei kleinem Luftspalt nicht mehr eindeutig, bei gleichem Spulenstrom können einer bestimmten Induktivität zwei unterschiedliche Luftspalte zugeordnet werden. Diese Doppeldeutigkeit resultiert aus der feldstärkeabhängigen Permeabilität des Werkstoffes. Bezogen auf den Aktor ist sie vom Luftspalt und vom Spulenstrom abhängig $\mu_r = f(s, i)$. In Abbildung 4 ist ebenfalls eine Doppeldeutigkeitsgrenze eingezeichnet. Sie unterteilt den Arbeitsbereich des Magnetlagers in zwei bezüglich der Positionsschätzung eindeutige Arbeitsbereiche. Die Doppeldeutigkeitsgrenze fällt dabei in die Nähe des Beginns der magnetischen Sättigung, da ab hier die Permeabilität zunehmend von einer Konstanten abweicht und stark sinkt.

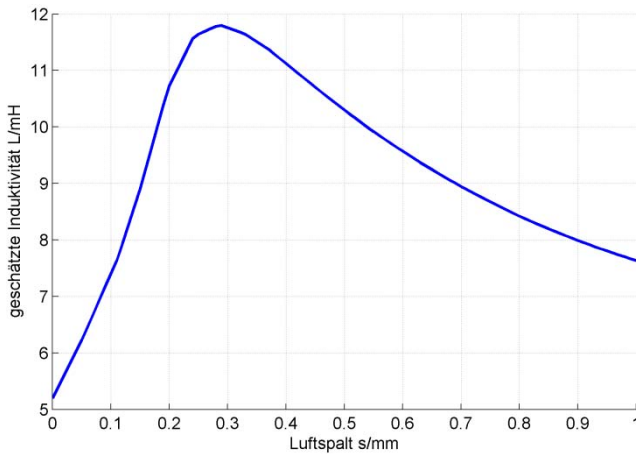


Abbildung 5 – Lagerinduktivität in Abhängigkeit vom Luftspalt s (Spulenstrom: 3 A)

Um die Doppeldeutigkeit der Positionsschätzung zu umgehen muss demzufolge sichergestellt werden, dass das Magnetlager im Betrieb den eindeutigen Arbeitsbereich bis zur Doppeldeutigkeitsgrenze nicht überschreitet – also nicht bis in die Sättigung des Materials angesteuert wird. Dies gelingt für den untersuchten Aktor wenn der Arbeitspunkt, beschrieben durch den Anfangsluftspalt und die maximale Aussteuerung des Aktors (abhängig von der Vormagnetisierung), hinreichend weit von der Grenzlinie entfernt ist – also entsprechend für einen großen Anfangsluftspalt s_0 und/oder für einen kleinen Vormagnetisierungsstrom i_{bias} . Andernfalls muss in Abhängigkeit des vorherrschenden Luftspaltes eine Stellgrößenbeschränkung des Spulenstromes vorgesehen werden. Beide aufgeführten Maßnahmen beschränken jedoch stark die Performance des Magnetlagers, Dynamik und Maximalkraft nehmen mit kleiner werdendem Luftspalt und größer werdendem Vormagnetisierungs- bzw. Spulenstrom zu.

Im Fall der Differenzanordnung der Aktoren kann diese zur Auflösung der Doppeldeutigkeit genutzt werden, wie es in [5] vorgestellt wird. Hierzu wird zur Positionsschätzung nicht nur die geschätzte Induktivität eines Elektromagneten, sondern die beider Elektromagnete verwendet. Für den bei-

spielhaften Betriebspunkt (Rotorposition $x = -0.2$ mm, Steuerstrom $i_s = 0.5$ A) des Lagers zeigt Abbildung 6 die gemessenen Induktivitätsverläufe des Elektromagneten A und B des jeweiligen Spulenstroms

$$i_A = i_{bias} + i_s \quad (17)$$

$$i_B = i_{bias} - i_s$$

aufgetragen über der Rotorposition. Aus der Induktivitätsschätzung mittels Gleichung (10) für den Elektromagneten A und B erhält man \bar{L}_A und \bar{L}_B (hier: 8,8 mH und 12,8 mH). Über die zugehörigen Induktivitätsverläufe $L_{Ai=3.5A}(x)$ und $L_{Bi=2.5A}(x)$ können nun die geschätzten Rotorpositionen x_{A1}, x_{A2} sowie x_{B1}, x_{B2} ermittelt werden. Wie aus Abbildung 6 ersichtlich, ist die von der Doppeldeutigkeit befreite Rotorposition x diejenige, bei der x_A und x_B den gleichen Wert annehmen (hier: $x = x_{A1} = x_{B2} = -0,2$ mm). Im Fall von rauschbehafteten, geschätzten Induktivitätswerten ist sie diejenige Rotorposition x , zu der x_A und x_B den betragsmäßig kleinsten Abstand haben.

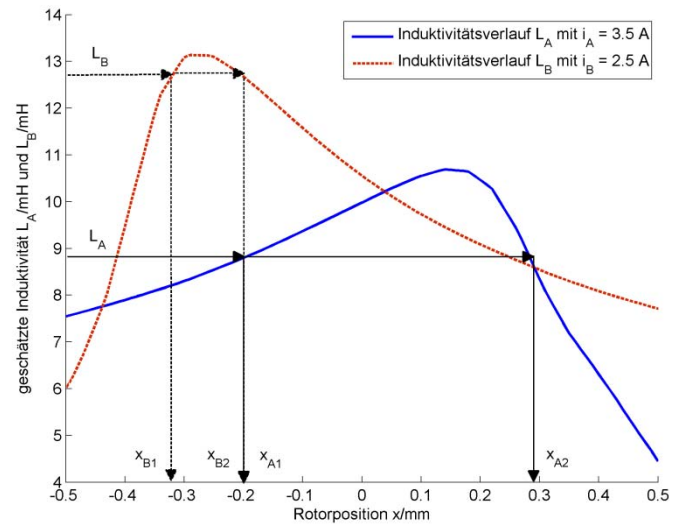


Abbildung 6 – Induktivitätsverlauf der Elektromagneten des Magnetlagers in Differenzanordnung über der Rotorposition x

D. Einfluss der Wirbelströme und der Hysterese des Werkstoffes

Abbildung 7 zeigt beispielhaft den gemessenen Verlauf des Spulenstroms über ein PWM-Intervall. Der markierte Bereich großen Stromanstiegs im Stromverlauf ist auf die sich im Aktor aufbauenden Wirbelströme zurückzuführen und wird von diesen dominiert [2]. Infolge der in diesem Bereich nicht zutreffenden Annahme eines konstanten Stromanstiegs wird das Ergebnis der Induktivitätsschätzung nach Gleichung (15) bzw. (10) verfälscht. Um die Genauigkeit der Positionsbestimmung zu erhöhen, wird der Bereich der sich ausprägenden Wirbelströme bei der Positionsbestimmung ausgelassen.

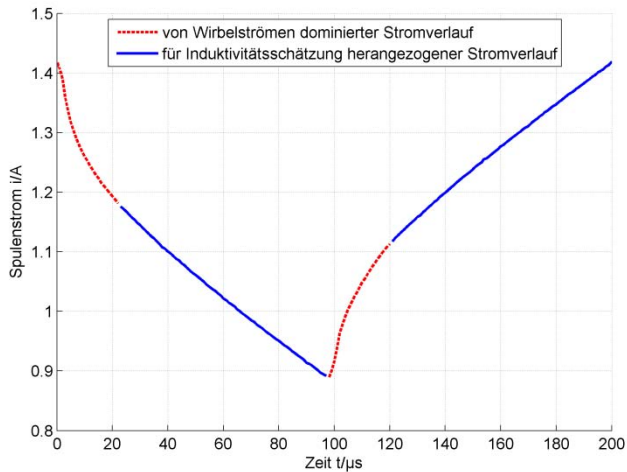


Abbildung 7 – Stromverlauf eines Elektromagneten des Prüfstandlagers (Luftspalt $s=0,35$ mm)

E. Abhängigkeit der Positionsbestimmung von der Stellfrequenz

Bei der Ansteuerung des Magnetlagers mit einem pulsweitenmodulierten Schaltverstärker muss zwischen zwei Signalbereichen unterschiedlich hoher Aussteuerung und Frequenz unterschieden werden. Dies sind die Schaltfrequenz (20-80 kHz) des Verstärkers mit verhältnismäßig kleiner Aussteuerung ($<0,5$ A für das untersuchte System) und die Stellfrequenz des Magnetlagers (<500 Hz) mit einer Aussteuerung über dessen gesamten Arbeitsbereich (0 A bis ~ 8 A im Fall des untersuchten Systems). Abhängig von der Stellaktivität des Lagers werden folglich globale Hystereseschleifen durchlaufen. Auf jedem Punkt der globalen Hystereseschleifen liegt - vereinfachend betrachtet - wiederum eine kleine Hystereseschleife, die mit Schaltfrequenz durchlaufen wird. Tatsächlich können beide Hystereseschleifen nicht gesondert durchlaufen werden, da sich die zur Betriebsfrequenz gehörende globale Hystereseschleife aus den zur Schaltfrequenz gehörenden, unvollständig durchlaufenen „kleinen“ Hystereseschleifen zusammensetzt.

Die Induktivitätsbestimmung erfolgt bei dem hier untersuchten Konzept anhand der „kleinen“ Hystereseschleifen über jeweils ein PWM-Intervall. Abhängig vom Punkt auf der globalen Hystereseschleife ändert sich somit die Steigung der „kleinen“ Hystereseschleife, die der Induktivität des Aktors ($L = \partial \Psi / \partial i$) entspricht. Abbildung 8 stellt dieses Verhalten qualitativ für eine Stellfrequenz dar. Es wird deutlich, dass es hier auf der Hysteresekurve zu einer weiteren Doppeldeutigkeit kommt.

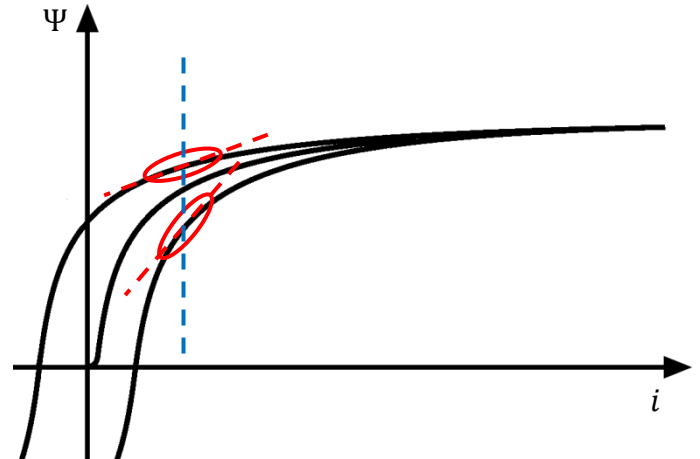


Abbildung 8 – Doppeldeutigkeit der Induktivität für einen Spulenstrom infolge der Hysterese des Werkstoffes

Weiterhin resultiert über die induzierten Wirbelströme die Breite der Hystereseschleife aus der Stellfrequenz des Aktors [6]. Entsprechend gehören zu jeder Stellfrequenz des Lagers je Spulenstrom zwei Induktivitätswerte. Wie groß dieser Einfluss der Stellfrequenz ist, hängt entsprechend von den Eigenschaften des Materials, der Größe der Hysterese und der über die Wirbelströme hervorgerufenen Frequenzabhängigkeit ab. Sind beide gering, fallen alle Hysteresekurven näherungsweise zu der so genannten Kommutierungskurve zusammen. Die Doppeldeutigkeit infolge der Hysterese ist somit nicht mehr vorhanden. Der Einfluss der Hysterese und Wirbelströme auf die Induktivität wird aber auch durch die Scherung der Hysteresekurven, also der Größe des Luftspaltes abgemildert. Auch mit zunehmendem Luftspalt fallen die Hysteresekurven wieder zu einer gemeinsamen Kurve zusammen [6]. Abhängig von dem daraus resultierenden, noch nicht quantifizierten, Positionsschätzfehler kann bei kleinen Luftspalten die Werkstoffauswahl entscheidend sein. Der weichmagnetische Kern des Aktors besteht aus gestapelten Elektrobellen des Typs M165-35S. Eine mit Hinblick auf die Frequenzabhängigkeit des Werkstoffverhaltens vielversprechendere Werkstoffklasse ist die der Soft-Magnetic-Composites (SMC). Sie zeichnen sich durch einen um mehrere Größenordnungen höheren spezifischen Widerstand und damit geringeren Wirbelströmen aus.

IV. DISKUSSION UND AUSBLICK

Die Umsetzung eines sensorlosen Magnetlagers nach dem Konzept der direkten Induktionsschätzung (DDIE) auf einem praxisnahen Prüfstand gelingt, allerdings werden Einschränkungen des nutzbaren Arbeitsbereichs des Lagers hinsichtlich Position und maximalem Strom deutlich. Aufgrund des geringen Luftspaltes des Aktors hat das Materialverhalten des Weicheisens einen nicht vernachlässigbaren Einfluss auf die Induktivität, die Permeabilität des Eisens kann nicht vernachlässigt werden. Sättigungseffekte des Magnetmaterials führen einerseits zu einer zusätzlichen Abhängigkeit der Induktivität vom Spulenstrom. Andererseits kommt es durch die Sättigungserscheinungen zu einer Doppeldeutigkeit zwischen Induktivität und Luftspalt, d.h. einer bestimmten Lagerinduktivität können zwei Luftspalte zugeordnet werden. Während die Spulenstromabhängigkeit

über eine Erweiterung des Aktormodells berücksichtigt werden kann, beispielsweise durch einen messtechnisch erfassten Lookup-Table, bietet es sich an, die Doppeldeutigkeit der Positionsbestimmung durch die Ausnutzung der differentiell angeordneten Aktoren aufzulösen. Der Arbeitsbereich des Lagers wird hin zu hohen Strömen und kleinen Luftspalten erweitert. Aufgrund fehlender Rechenleistung der eingesetzten Regelplattform konnte dieser Ansatz bisher nicht praktisch untersucht werden.

Die konkrete Implementierung des DDIE-Konzeptes zeigt hohe Anforderungen an die Datenerfassung und Regelplattform. Um eine zu Wirbelstromsensoren vergleichbare Positionsgenauigkeit zu erhalten, müssen Abtastraten im MHz-Bereich vorliegen und das abzutastende Signal einen hohen Rauschabstand aufweisen. Des Weiteren gilt es bei praxisnahen Betriebsbedingungen die komplexen Zusammenhänge zwischen Induktivität, Strom, Position und Materialverhalten bei der Auslegung zu berücksichtigen. Durch den Verzicht auf Anti-Aliasing-Filter niedriger Eckfrequenz ist ein im Vergleich zu externen Positionssensoren geringerer Phasenabfall der Positionsschätzung zu erwarten, wodurch eine Steigerung der Bandbreite des Magnetlagers möglich wird. Ziel der weiteren Untersuchungen ist es diese Erwartung zu belegen.

Weiterhin führt die infolge der Wirbelströme stellfrequenzabhängige Hysterese des Werkstoffes zu einer zusätzlichen Doppeldeutigkeit der Positionsschätzung. Abhängig von der Geschichte der Ansteuerung gehören zu jeder Stellfrequenz, Rotorposition und Spulenstrom zwei Induktivitätswerte. Wird dies bei der Zuordnung der Induktivität zum Luftspalt nicht berücksichtigt, ergeben sich fälschlicherweise mehrere Rotorposition. Wie hoch die Fehlschätzung der Rotorposition ist, soll in weiteren Untersuchungen ermittelt werden. Dies kann einerseits mit Hilfe noch nicht

vorliegender, frequenzabhängiger Hystereseschleifen rechnerisch ermittelt werden. Sie sind in ein bestehendes Berechnungsmodell des Aktors einzuarbeiten. Andererseits kann die Fehlschätzung der Rotorposition auch experimentell ermittelt werden. Hierzu kann bei fester, bekannter Rotorposition der Spulenstrom mit unterschiedlichen Stellfrequenzen im Großsignalbereich moduliert werden. Die Streuung der so zu einem Spulenstrom geschätzten Induktivitätswerte gibt Aufschluss über die resultierende Fehlschätzung der Rotorposition.

LITERATUR

- [1] A. Schammass, R. Herzog, P. Buhler, und H. Bleuler, „New results for self-sensing active magnetic bearings using modulation approach“, *Control Syst. Technol. IEEE Trans.*, Bd. 13, Nr. 4, S. 509–516, Juli 2005.
- [2] G. Schweitzer und E. H. Maslen, *Magnetic Bearings*. Heidelberg: Springer, 2013.
- [3] E. H. Maslen, D. T. Montie, und T. Iwasaki, „Robustness Limitations in Self-Sensing Magnetic Bearings“, *J. Dyn. Syst. Meas. Control*, Bd. 128, Nr. 2, S. 197–203, Apr. 2005.
- [4] T. Glück, W. Kemmetmüller, C. Tump, und A. Kugi, „A novel robust position estimator for self-sensing magnetic levitation systems based on least squares identification“, *Control Eng. Pr.*, Bd. 19, Nr. 2, S. 146–157, Feb. 2011.
- [5] N. Skricka und R. Markert, „Improvements of the integration of active magnetic bearings“, *Mechatronics*, Bd. 12, Nr. 8, S. 1059–1068, Okt. 2002.
- [6] R. Boll, *Weichmagnetische Werkstoffe*, 4. Aufl. Berlin: Siemens Aktiengesellschaft, 1990.

VALIDIERUNG EINES GLEITFANGLAGERMODELLS DURCH ABWURFVERSUCHE

C. Vanek, F. Worlitz, N. Hecht

*Institut für Prozeßtechnik, Prozeßautomatisierung und Meßtechnik
Hochschule Zittau/Görlitz
Theodor-Körner-Allee 16
02763 Zittau*

Tel.: 0358361383, Fax: 03583611288

Email: c.vanek@hszg.de, f.worlitz@hszg.de

J. Janse van Rensburg, G. van Schoor

*School of Electrical, Electronic and Computer Engineering
North-West University
Potchefstroom
2520, South-Africa*

Tel.: +27 18299 1962, Fax: +27 18299 1977

George.vanSchoor@nwu.ac.za, Jan.JanseVanRensburg@nwu.ac.za

1 Abstract

Der Betrieb magnetgelagerter Maschinen erfordert grundsätzlich den Einsatz von Fanglagern. Diese nehmen den Rotor bei Maschinenstillstand, bei abgeschalteter Magnetlagerung oder bei Magnetlagerversagen auf. Es wird zwischen Wälz- und Gleitfanglagerungen unterschieden.

Der Rotor-Fanglagerkontakt bei hohen Drehzahlen und großen mechanischen Belastungen ist durch enorme Kontaktkräfte und Relativgeschwindigkeiten zwischen Rotor und Stator gekennzeichnet. Das Fanglager muss den Rotor bis zum Stillstand sicher aufnehmen.

Gegenwärtig werden bei schweren Rotoren, wie sie z. B. in Verdichtern, Pumpen und Turbinen zu finden sind, vorwiegend Wälzfanglager eingesetzt. Der komplexe Aufbau von Wälzlagern (Innenring, Außenring sowie Wälzelemente) gegenüber Gleitlagern (rotor- und statorseitige Laufbuchsen) führt, vor dem Hintergrund hoher mechanischer und thermischer Belastungen während des Eingriffes, zu erhöhten Aufwendungen bei der Konstruktion und Fertigung und damit zu hohen Kosten.

Gleitfanglagerungen können eine sichere und kostengünstigere Alternative darstellen.

Eine wichtige Voraussetzung dafür ist es, Gleitfanglager für solche extremen mechanischen und thermischen Belastungen an Turbomaschinen konstruktiv und werkstofftechnisch zu ertüchtigen.

Für den erfolgreichen Einsatz von Gleitfanglagerlösungen ist die Beherrschung aller Abwurfszenarien durch das Fanglager nachzuweisen. Besonderes Augenmerk gilt hierbei den Steifigkeits- und Dämpfungswerten der Lagerung. Diese sind so zu wählen, dass der Rotor beim Durchfahren kritischer Drehzahlen im Fanglager keine unzulässig hohen Schwingungen auf die Maschine überträgt.

Zur Sicherstellung dieser Eigenschaften sind im Vorfeld der Konstruktion für alle relevanten Fälle Simulationsrechnungen durchzuführen. Dazu wurde das Gleitlager modelliert und Simulationsrechnungen unter Berücksichtigung der Rotordynamik durchgeführt.

Die Validierung der Modelle erfolgte auf der Grundlage von Experimenten an einem Kleinversuchsstand mit verschiedenen Gleitfanglagern. Die Ergebnisse dieser Versuche wurden zudem den Ergebnissen von Versuchen mit Wälzfanglagern am selben Versuchsstand gegenübergestellt und mit diesen verglichen.

Im Beitrag werden das Gleitlagermodell und erste Simulationsergebnisse sowie die Ergebnisse der Experimente am Kleinversuchsstand vorgestellt.

2 Einleitung

Eine einfache, wartungsarme und kostengünstige Fanglagerung ist eine Voraussetzung zur weiteren Verbreitung von Magnetlagern in der Technik, Gleitlager bieten dazu die Möglich-

keit. Zum Nachweis der Eignung von Gleitlagern als Fanglager für magnetgelagerte Maschinen ist es notwendig, das Rotorverhalten während des Abwurfs zu kennen. Aus diesen Daten lassen sich die Belastungen der mechanischen Struktur während des Rotorabwurfes ableiten. Es ist daher notwendig, schon im Auslegungsprozess der Maschine über diese Daten zu verfügen. Aus diesem Grund bietet sich die dynamische Simulation des Gesamtsystems an. Um belastbare Ergebnisse zu erhalten muss eine Vielzahl von Parametern wie Steifigkeit und Dämpfung der Lager, die Eigenfrequenzen des Rotors, das Reibverhalten im Lager sowie die Veränderung dieser Werte während des Abwurfvorgangs in der Simulation berücksichtigt werden. Um die Simulationsergebnisse für eine Auslegung verwenden zu können müssen diese validiert und das Simulationsmodell verifiziert werden.

3 Einsatz von Gleitlagern als Fanglager für magnetgelagerte Maschinen

Gleitlager sind als Maschinenelemente weit verbreitet. Diese sind durch unterschiedliche Materialkombinationen für unterschiedliche Anwendungsfälle geeignet. Auf Grund dieser unterschiedlichen Ausführungen kommt es zu verschiedenen Reibverhältnissen, Steifigkeiten und Dämpfungen in den Lagern. Unterschieden wird dabei die Flüssigkeits-, Grenz-, Misch- und Festkörperreibung [1]. Flüssigkeitsreibung herrscht bei ölgeschmierten Lagern vor und erfordert eine kontinuierliche Ölversorgung dieser Lager. Diese Art der Gleitlager wird bei Turbomaschinen im Kraftwerksbereich eingesetzt. Um eine einwandfreie Funktion dieser Lager zu gewährleisten, ist eine umfangreiche Ölversorgung notwendig. Diese Art der Gleitlager eignet sich unter dem Gesichtspunkt einer möglichst wartungsfreien und einfach aufgebauten Fanglagerung nicht für den Einsatz in magnetgelagerten Maschinen. Geeigneter sind Gleitlager, bei denen Grenzreibung vorherrschen. Diese Lager werden als wartungsfrei bzw. selbstschmierend bezeichnet. Lager mit Grenzreibung bestehen meist aus einem porösen Trägerstoff (z. B. Sinterbronze, Kunststoffe), bei

welchem sich in den Poren Schmierstoff befindet, der durch Mikroverschleiß oder Erwärmung freigesetzt wird und einen Schmierfilm bildet.

3.1 Validierungsversuche an einem Kleinversuchsstand

Die Versuche an der North-West-University wurden an einem Kleinversuchsstand durchgeführt, welcher mit verschiedenen Fanglagerkombinationen ausgestattet werden kann. Der Versuchsstand besteht aus einem symmetrisch aufgebauten Rotor mit einem Peltonrad in der Mitte. Rechts und links befinden sich die radialen Magnetlager und an den Außenseiten jeweils die Laufflächen für die Fanglager. Axiallager sind nicht vorhanden. Die radialen Magnetlagerstatoren befinden sich in Gehäusen, an welchen die Fanglagergehäuse ohne zusätzliche Abstützung auf der Grundplatte angeschraubt sind. Der Versuchsstand ist in Abbildung 1 dargestellt. Die Regelung der Lager sowie die Aufzeichnung der Messwerte und die Versuchssteuerung wird durch ein HiL-System realisiert. Dieses System kann auf Grund der Rechnerleistungsfähigkeit max. 7 s Messwerte mit einer Frequenz von 10 kHz aufzeichnen.

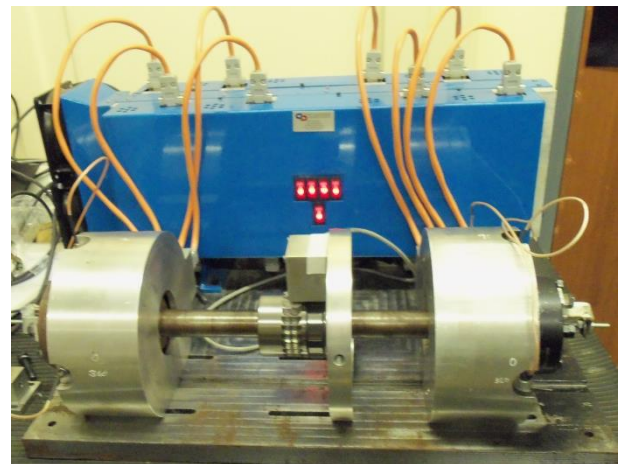


Abbildung 1: Versuchsstand an der North-West-University in Potchefstroom (links Fanglager1, rechts Fanglager2)

Zum Einsatz kamen Gleitfanglager aus Sinterbronze, Polyamid (PA) sowie PTFE beschichtete Stahllaufbüchsen. Diese Gleitlager wurden ausgewählt, da diese leicht und preiswert zu beschaffen waren und ohne größere Schwierigkeiten

rigkeiten in den Versuchsstand integriert werden konnten. Das Versuchsprogramm sah zuerst die Ermittlung der Reibungsparameter in den Lagern vor. Dazu wurde der Rotor beschleunigt und bei einer Drehzahl von ca. 1200 min^{-1} abgeworfen. Aus der Bremskurve wurden für die verschiedenen Lagertypen folgende Reibwerte ermittelt:

Bronzelager:	0,1347
Polyamidlager:	0,2173
PTFELager:	0,2327

Die Fanglagerversuche wurden durchgeführt, indem der Rotor in den Magnetlagern beschleunigt wurde und dann bei vorher definierten Bedingungen die Magnetlager abgeschaltet wurden. Die Software bietet die Möglichkeit, die Abwurfdrehzahl und den Abwurfwinkel voreinzustellen. Auf Grund der Spezifik des Versuchsstandes wird dieser beschleunigt und bremst dann auf Grund der Luftreibung automatisch ab. Daher wird eine um ca. 5% größere Drehzahl als die Abwurfdrehzahl angefahren. Das Abbremsen wird durch die Versuchsstandsteuerung erkannt und der Abwurf des Rotors wird beim Erreichen der voreingestellten Parameter automatisch ausgelöst. Der Rotor fällt in die Fanglager und die Messwertaufzeichnung wird automatisch gestartet. Der Auslauf des Rotors wurde nur von der Reibung im Lager und der Luftreibung bestimmt. Die Abwürfe wurden bei verschiedenen Drehzahlen durchgeführt. Dabei wurde mit niedrigen Drehzahlen begonnen, die dann immer höher gewählt wurden. Als maximale Abwurfdrehzahl wurden 5000 min^{-1} erreicht. Diese war durch die Magnetlager bedingt da diese eine höhere Drehzahl nicht zulassen. Das Herantasten an die höheren Drehzahlen war notwendig, da es sich bei den Gleitlagern ausschließlich um trockengeschmierte Lager handelte und dadurch zu vermuten war, dass der Rotor zum Whirlen neigt. Dieser Effekt ist nicht ausreichend geschmierten hydrodynamischen Gleitlagern zu beobachten [2]. Die eingesetzte Fanglagerkonfiguration ist mit diesem Fall zu vergleichen.

3.2 Vergleichbarkeit der Experimente

Ergebnis der Versuche sind die Positionen des Rotors in den Fanglagern. Für die qualitative Auswertung eignen sich die Orbitplots. Ein Vergleich ist daher nur nach objektiven Gesichtspunkten möglich. Für den quantitativen Vergleich der Experimente sowie der Simulationsergebnisse ist es notwendig, einen quantitativen Bewertungsmaßstab zu nutzen. Dazu eignet sich die Berechnung des Weges des Rotors bezogen auf den Luftspalt [3]. Die ist ein Maß für die Energie des Rotors, welche in eine translatorische Bewegung umgesetzt wird. Dazu wird der Weg bezogen auf den Luftspalt berechnet (1).

$$Dval_k = \frac{\sum_{i=((k \cdot n) - n) + 1}^{k \cdot n} \sqrt{(x_i - x_{i-1})^2 + (y_i - y_{i-1})^2}}{r_{airgap}} \quad (1)$$

3.3 Versuchsergebnisse

Für die Auswertung der Versuche stehen nur die Positionssignale der Lager sowie das Drehzahlsignal zu Verfügung. Aus den Positionssignalen können die Orbitplots des Abwurfes erstellt werden, um einen ersten qualitativen Überblick über das Abwurfeignis zu erhalten. Beispielhaft ist in Abbildung 2 der Orbitplot für einen Abwurf des Rotor in trockene Polyamid-Fanglager bei einer Drehzahl von 4000 min^{-1} dargestellt. Links in der Abbildung ist das linke (blau) rechts (rot) das rechte Fanglager gezeigt. Die Orientierung der Fanglager ergibt sich aus der Draufsicht des Versuchsstandes wie in Abbildung 1 dargestellt.

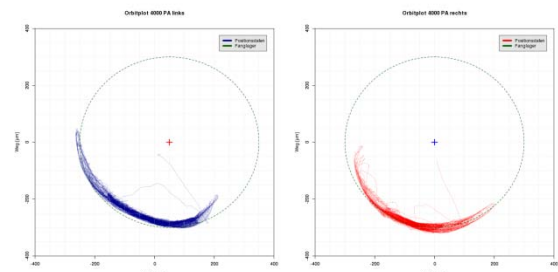


Abbildung 2: Orbitplots eines Abwurfes bei 4000 min^{-1} in PA Fanglager (linkes Lager blau, rechtes Lager rot)

Die Kreise in der Abbildung stellen die theoretische Fanglagerbegrenzung dar. Dass die Rotorpositionen außerhalb dieser Grenzen lie-

gen, ist in der ungenauen Maßhaltigkeit der Fanglagereinheiten sowie deren Verschleiß zurückzuführen.

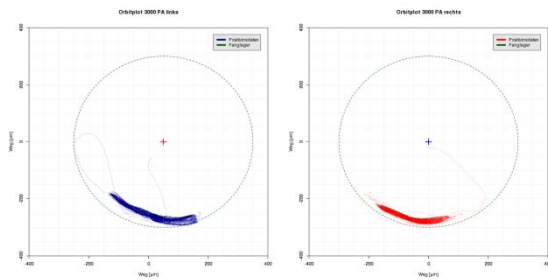


Abbildung 3: Orbitplots eines Abwurfes bei 3000min⁻¹ in PA Fanglager (linkes Lager blau, rechtes Lager rot)

In Abbildung 3 ist zu erkennen, dass sich die Rotorbewegungen zwischen dem linken und dem rechten Fanglager unterscheiden. Die Bewegungen im linken Fanglager sind „heftiger“ und zeigen ein Klettern des Rotors an der Fanglagerinnenseite. Diese Unterschiede sind bei dem symmetrisch aufgebauten Rotor nur durch die unterschiedlichen Wuchtzustände zu erklären. Die Unwucht der linken Seite ist größer als die der rechten Seite. Dieses zeigt sich auch beim Verlauf des Dval-Wertes. In Abbildung 4 ist der Verlauf von Dval für das linke und das rechte Fanglager bei einem Abwurf in ein PA-Gleitfanglager über der Drehzahl dargestellt. Zu erkennen ist, dass der absolute Wert für das linke Fanglager wesentlich höher liegt als für das rechte Fanglager.

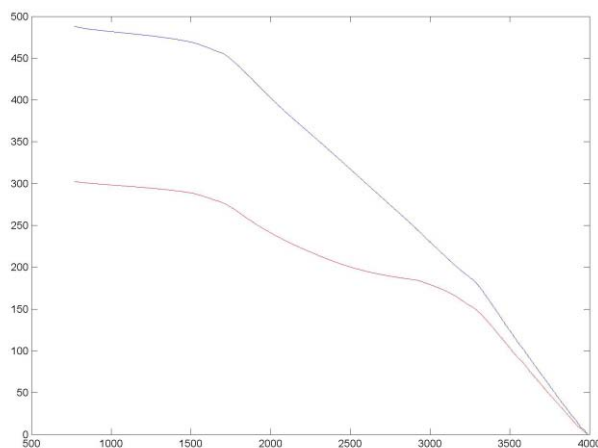


Abbildung 4: Verlauf von Dval für das linke (blau) und das rechte (rot) Fanglager bei einem Rotorabsturz bei 4000 min⁻¹ (Abszisse: Drehzahl in min⁻¹, Ordinate: Wert von Dval)

Der Wert Dval eignet sich auch, um Versuche unterschiedlicher Drehzahl mit gleichen Fanglagern zu vergleichen. In Abbildung 5 sind die maximalen Dval-Werte für die Versuche mit PA-Gleitlagern dargestellt. Es ist zu erkennen, dass mit steigender Drehzahl auch die Werte für Dval steigen. Dadurch lässt sich feststellen, dass mit steigenden Abwurfdrehzahlen auch die Energie, welche der Rotor in Bewegung im Fanglagerspalt an das Lager abgibt, steigt.

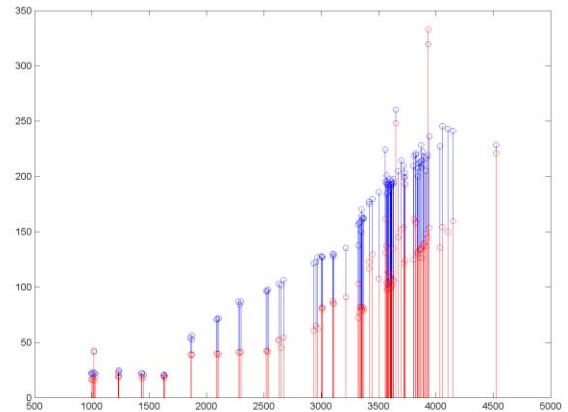


Abbildung 5: Maximale Dval-Werte für die Untersuchungen mit PA-Gleitlagern, dargestellt für das linke (blau) und das rechte (rot) Fanglager (Abszisse: Versuchs-drehzahlen in min⁻¹, Ordinate: Wert von Dval)

Bei den Versuchsreihen wurde festgestellt, dass sich je nach Lagertyp das Rotorverhalten verändert. So sind mit Bronzegleitlagern Abwürfe mit Drehzahlen bis zu 5000 min⁻¹ beherrschbar und der Rotor zeigt ein Springen im Fanglagerluftspalt, geht aber nicht in eine Whirlbewegung über. Dagegen zeigte der Rotor in PA-Gleitfanglager schon bei Abwurfdrehzahlen von 3500 min⁻¹ die Neigung, in den Backwardwhirl überzugehen. In Abbildung 6 sind diese Zustände exemplarisch jeweils für ein Lager dargestellt.

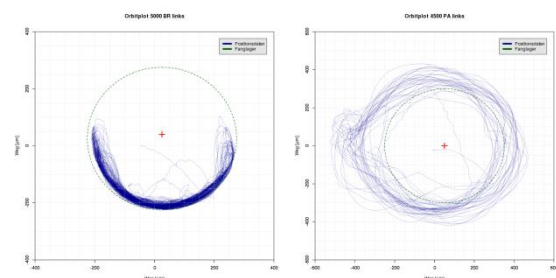


Abbildung 6: Abwurf in ein Bronzegleitlager mit 5000 min⁻¹ (links) und in ein PA-Gleitlager mit 4500 min⁻¹ (rechts)

Eine Möglichkeit, die Whirlbewegung zu unterbrechen, ist eine Längskerbe, wie in Abbildung 7 gezeigt, in das Fanglager einzubringen. In den Versuchen konnte durch diese Kerbe eine Whirlbewegung des Rotors verhindert werden und es waren Rotorabwürfe mit Rotordrehzahlen mit bis zu 5000 min^{-1} in PA-Gleitlagern möglich.

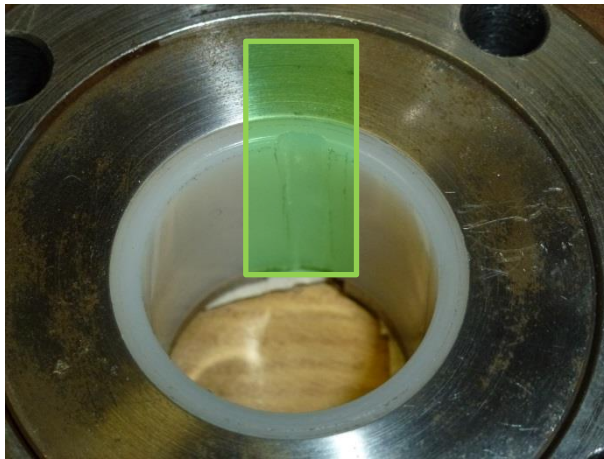


Abbildung 7: Polyamidgleitlager mit Reduzierhülse und Kerbe

Durch den Vergleich der Drehzahlverläufe in Abbildung 9 von einem Versuch ohne Backward-whirl (Drehzahlverlauf bei 5000 min^{-1} bei Bronzegleitlagern) und einem Versuch mit Auftreten dieses Effektes in Abbildung 8 (Backward-Whirl in PA-Gleitlagern bei 5000 min^{-1}) sieht man, dass durch diese destruktive Rotorbewegung im Fanglager ein großer Teil der Rotationsenergie durch das Fanglager aufgenommen werden muss.

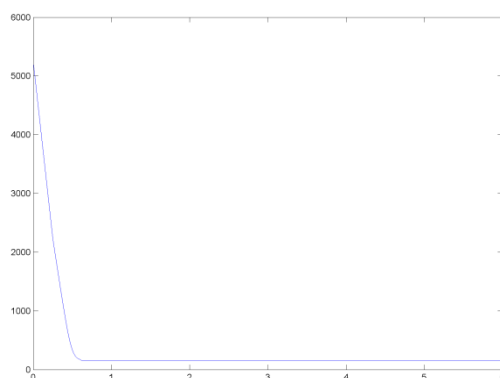


Abbildung 8: Drehzahlverlauf bei einem Absturz in PA Gleitlager mit Backwardwhirl (Abszisse: Zeit in s, Ordinate: Drehzahl in min^{-1})

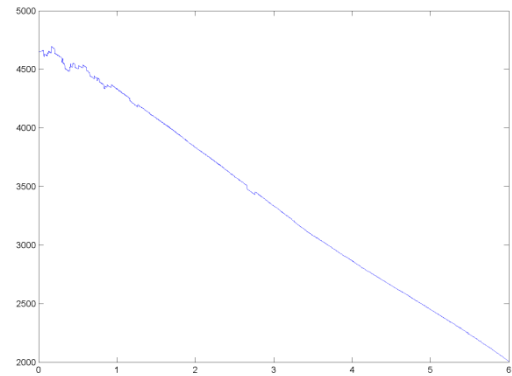


Abbildung 9: Drehzahlverlauf in einem Bronzegleitlager (Abszisse: Zeit in s, Ordinate: Drehzahl in min^{-1})

4 Simulationsmodell und Ergebnisse

4.1 Vorstellung des Modells

Das Simulationsmodell besteht aus Teilmodellen für Magnetlager und Fanglager die über einen flexiblen Rotor gekoppelt sind. Die Grundstruktur des Modells ist in Abbildung 10 dargestellt. Das Modell wurde für die Untersuchung von Wälzlagern erstellt [4] und für die Simulation von Gleitlagern erweitert.

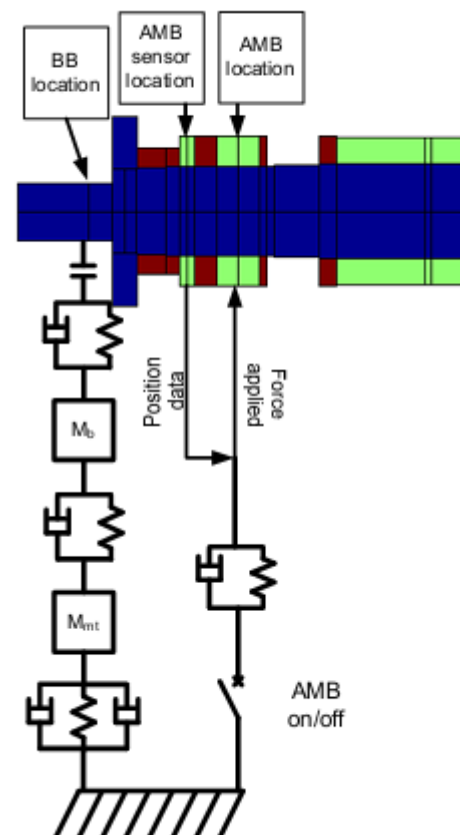


Abbildung 10: Rotormodell mit Magnetlager- und Fanglagerteilmodell

Das Modell wurde in dem Programm MatLab Simulink umgesetzt. Um die Änderungen am Modell in einem vertretbaren Maß zu halten, wurden die Simulationsblöcke der Wälzlager so geändert, dass eine Bewegung des Lagerinnenrings verhindert wird und nur noch die Reibverhältnisse von Innenring und Rotor von Bedeutung sind. Die Algorithmen zur Berechnung der Drehzahländerung wurden an die Gegebenheiten der Gleitfanglagerung angepasst. Dieses war notwendig da die Drehzahländerung des Rotors durch die Reibung und den Energieverlust im Fanglager bestimmt ist.

4.2 Simulationsergebnisse

In Abbildung 11 sind erste Ergebnisse der Simulation eines Rotorabsturzes bei einer Drehzahl von 3000 min^{-1} in Polyamidgleitlagern dargestellt. Erste objektive Vergleiche zeigen, dass der Orbitplot ähnlich denen der Experimente ist. Eine genaue Überprüfung der Simulation steht noch aus.

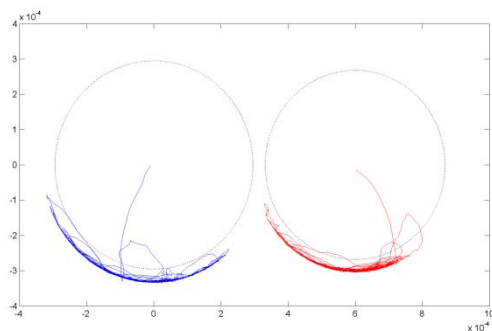


Abbildung 11: Orbitplot der Simulationsdaten des linken und rechten Fanglagers (PA) bei einem Abwurf bei 3000 min^{-1} (Abszisse: Weg in m, Ordinate: Weg)

5 Zusammenfassung und Ausblick

Es konnte gezeigt werden, dass Rotorabwürfe auch mit Gleitlagern sicher beherrscht werden können. Dabei wurden verschiedene Werkstoffe auf deren Eignung untersucht. Mit Hilfe der Einbringung einer Kerbe in Polyamidgleitlager konnte eine Möglichkeit gezeigt werden für die Maschine ungünstige Bewegungen des Rotors zu unterbrechen. Durch diese einfache Modifizierung konnten die Belastungen der Maschine entscheidend gesenkt werden. Durch die Untersuchung von verschiedenen Lagertypen liegt eine Datenbasis vor, um die Einflüsse der Reibfaktoren, der Steifigkeit sowie der Dämpfung der Fanglager genauer untersuchen zu können. Mit den ersten Simulationsergebnissen liegen Werte vor um das Verhalten des Rotors in Gleitfanglagern und damit die Belastungen der Lager und der Maschine vorhersagen zu können.

Zukünftig muss das Simulationsmodell für die genaue Beschreibung aller Vorgänge ertüchtigt werden, um eine bessere Übereinstimmung der Simulationsergebnisse mit den experimentell ermittelten Daten zu erreichen. Weiterhin muss eine Allgemeingültigkeit des Modells untersucht und diese mit Experimenten an anderen Versuchsständen verifiziert werden.

Quellen

- [1] H. Wittel et al.: Roloff/Matek Maschinenelemente; Vieweg+Teubner Verlag Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH 2011
- [2] R. Gasch, R. Nordmann, H. Pfützner: Rotordynamik, 2., vollständig neu bearbeitete und erweiterte Auflage; Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2002
- [3] Jan J. Janse van Rensburg, George van Schoor, Pieter A. van Vuuren; The characterization of the severity of rotor delevitation events: A parametric study, ISMB 13 Washington 2012
- [4] Jan J. Janse van Rensburg, George van Schoor, Pieter A. van Vuuren; Delevitation Modelling of an Active Magnetic Bearing Supported Rotor, ISMB 12 Wuhan 2010

MFLP – Magnet- und Fanglagerprüfstand des Zittauer Kraftwerkslabores

Holger Neumann, Christian Panescu, Stephan Düsterhaupt, Frank Worlitz

Institut für Prozeßtechnik, Prozeßautomatisierung und Meßtechnik

Hochschule Zittau/Görlitz

Theodor-Körner-Allee 16

02763 Zittau, Germany

Tel.: +493583611383, Fax: +493583611288

Email: h.neumann@hszg.de, c.panescu@hszg.de, s.duesterhaupt@hszg.de, f.worlitz@hszg.de

Kurzfassung

Der Einsatz von Magnetlagern in Kraftwerksmaschinen ist oftmals durch hohe Umgebungstemperaturen und zum Teil aggressive Medien begrenzt. Gründe dafür sind der Isolationsgrad der Wicklung und der Blechung bzw. die üblicherweise eingesetzten Materialien. Für die Wicklungen liegen die max. beherrschbaren Temperaturen bei 160 °C. Bekannte Lösungen, wie zum Beispiel keramische Drahtisolierungen, die Temperaturen bis 450 °C zulassen, sind sehr aufwendig und mit einer Reihe von Nachteilen behaftet. Neueste Entwicklungen auf dem Gebiet der Oberflächentechnologie und Materialforschung erschließen völlig neue Ansätze für die Isolierung und eröffnen damit die Möglichkeit für Hochtemperaturmagnetlager (HTAMB High Temperature Active Magnetic Bearing). Dabei müssen nicht nur die Magnetlager, sondern auch die notwendigen Fanglager in die Betrachtung mit einbezogen werden.

1 Einleitung

Im Rahmen eines seit 2011 geförderten EFRE-Projektes werden dazu Grundlagenuntersuchungen durchgeführt. Kern des Projektes ist der Aufbau einer Versuchsanlage zum Langzeittest von Magnetlagerungen (bestehend aus Fang- und Magnetlager) unter extremen Umgebungsbedingungen.

Für erste Untersuchungen stehen Fanglager im Mittelpunkt.

Die Fanglager befinden sich in unmittelbarer Nähe zu den Magnetlagern und sind in gleichem Maße den Umgebungsbedingungen ausgesetzt. Bei einem Abwurf müssen extreme dynamische Kräfte aufgenommen werden. Es werden Fanglager in der Ausführung als Wälz- und Gleitlager getestet. Neben dem unter-

schiedlichen Design steht vor allem die Langzeitstabilität im Fokus.

Wesentlicher Bestandteil der Versuchsanlage ist der magnetgelagerte Rotor mit einer Masse von 1,3 t. Dieser wird in einem druckfesten Rezipienten untergebracht, welcher eine Beaufschlagung mit überhitztem Dampf ermöglicht. Der Rezipient ist mit einem Kammersystem für eine gezielte Dampfbeaufschlagung der Wellenabschnitte versehen. Mit diesem Aufbau ist es möglich, verschiedene Temperaturbereiche/-profile einzustellen. Damit ist die Untersuchung von Fang- und Magnetlagern unter verschiedenen kraftwerksrelevanten Bedingungen separat voneinander möglich. Das betrifft Einzeleffekte, wie sie sich aus den hohen Temperaturen (bspw. Relativdehnungen zwischen Stator und Rotor), durch die Beaufschlagung mit Dampf (Korrosion) bzw. durch das Vorhandensein aggressiver Atmosphäre ergeben. Besondere Notfanglager gestatten darüber hinaus den Test der Fanglager bis an die Auslegungsgrenze.

Mit der Versuchsanlage wird die Grundlage geschaffen, zukünftige Lösungen für Fang- und Magnetlager unter verschiedensten Umgebungsbedingungen und Belastungen zu testen.

Die Versuchsanlage wird im Rahmen des Zittauer Kraftwerkslabores auf dem Gelände der Stadtwerke errichtet. Neben der Versuchsanlage MFLP entstehen im Zittauer Kraftwerkslabor zwei weitere Versuchsanlagen zur Niedrig- bzw. Hochtemperaturenergiespeicherung.

2 Konzeption der Versuchsanlage

2.1 Einordnung in das Zittauer Kraftwerkslabor

Abbildung 1 zeigt die Anordnung der Versuchsanlagen des Zittauer Kraftwerkslabores als Grundriss der Versuchshalle der Zittauer Stadtwerke.

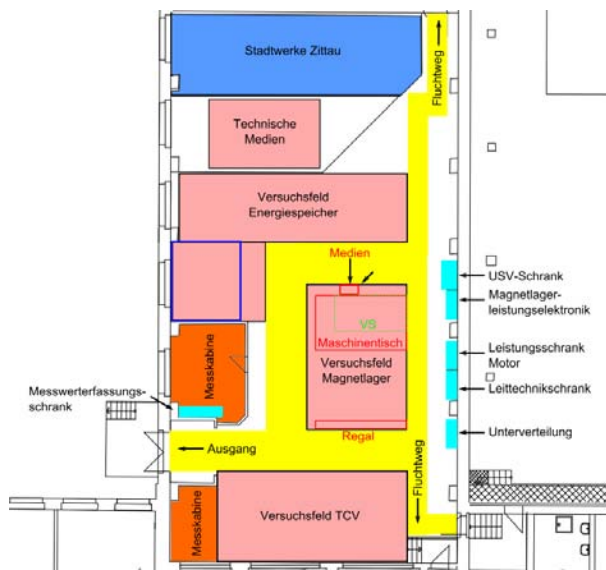


Abbildung 1: Versuchshalle des Zittauer Kraftwerkslabores

Die mit „Energiespeicher“, „TCV“ gekennzeichneten Flächen stellen die Versuchsanlagen zu Hoch-/Niedrigtemperaturspeichern dar. Das Feld „Magnetlager“ bezieht sich auf die Versuchsanlage MFLP.

Die Bereitstellung des Dampfes zur Beaufschlagung der Kammern der Versuchsanlage MFLP wird durch die Versuchsanlage „Energiespeicher“ sichergestellt. Durch diese wird überhitzter Wasserdampf mit folgenden Parametern bereitgestellt:

Parameter	Wert
Frischdampf Temperatur	max. 250 °C
Massenstrom	max. 324 kg/h
Wärmestrom	max. 230 kW
Betriebsdruck	max. 3 bar

Tabelle 1: Dampfparameter MFLP

2.2 Konstruktive Ausführung

Wie eingangs erwähnt, ist die Durchführung von Untersuchungen zur Langzeitstabilität von Magnet- und Fanglagern unter extremen Umgebungsbedingungen Ziel der Versuchsanlage MFLP. Abbildung 2 zeigt die Anordnung von Versuchsstandskomponenten des MFLP als Übersicht.

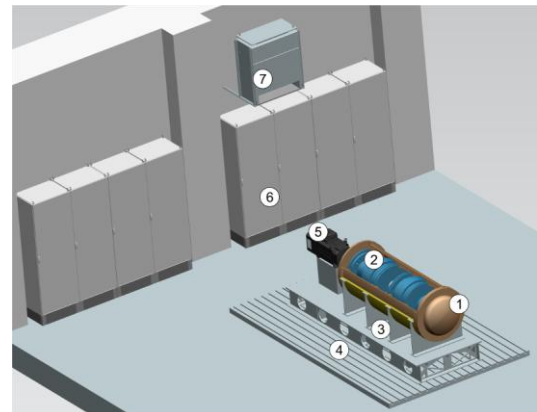


Abbildung 2: Übersicht Versuchsanlage MFLP

Position (2) in Abbildung 2 zeigt den Rotor inklusive Magnet- und Fanglager in dem druckfesten Rezipient (1). Antriebsmotor (5) und Rezipient sind über den Grundrahmen (3) mit der Aufspannplatte (4) verbunden. Die Aufspannplatte ist auf einem massiven Betonfundament angebracht und ermöglicht damit die Ableitung der zu erwartenden Reaktionskräfte beim Fanglagerabwurf. Position (6) zeigt die Antriebs- und Magnetlagersteuerschränke und Position (7) die Bremswiderstände für den Antriebsmotor. In Tabelle 2 sind die Eckdaten des Versuchsstandes MFLP zusammengestellt.

Parameter	Wert
Rotormasse	ca. 1,3 t
Rotorlänge	2653 mm
Drehzahl	max. 3600 min ⁻¹
Länge Rezipient	2700 mm
Ø Rezipient	1700 mm
Masse Rezipient	4500 kg

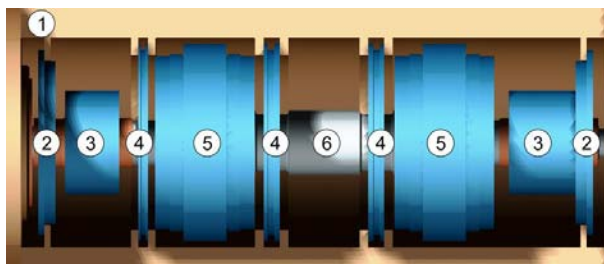
Tabelle 2: Eckdaten des Versuchsstandes

Ziel der Konzeptionsphase ist es, den Versuchsstand so auszuführen, dass gezielt unter-

schiedliche Fanglagerkonfigurationen getestet werden können. Daraus ergeben sich folgende Anforderungen an den Versuchstand:

- gezielte Dampfbeaufschlagung der Fanglager unabhängig von den Magnetlagern
- Möglichst geringer Montage-/Demontageaufwand
- Sicherungseinrichtungen für den Fall des Versagens der Fanglager bei Belastung an der Auslegungsgrenze
- Modularer Aufbau der Fanglagergehäuse für den Einbau unterschiedlicher Lagertypen (Wälz-/Gleitlager)

In Abbildung 3 ist der druckfeste Rezipient mit Rotor und Magnet-/Fanglagern dargestellt.



Pos.	Bezeichnung
1	Druckbehälter
2	Notfanglager
3	Radialfanglager
4	Dichtebene
5	Magnetlager
6	Welle

Abbildung 3: Rezipient mit Einbauten

Der Rezipient ist horizontal teilbar ausgeführt um eine gute Zugänglichkeit der einzelnen Komponenten bei Montagearbeiten zu gewährleisten.

Für die gezielte Dampfbeaufschlagung der Fanglager und zukünftig auch der Magnetlager wird der Innenraum des Rezipienten mit Hilfe von Dichtebenen in Kammern unterteilt (4 in Abbildung 3). Jede Kammer wird mit einer separat regelbaren Dampfzuführung versehen, so ist es möglich praxisrelevante Temperaturprofile gezielt einzustellen.

Es ist geplant Versuche durchzuführen, bei denen die Radialfanglager bis an die Auslegungsgrenze belastet werden. Ein Versagen der Radialfanglager ist deshalb nicht ausgeschlossen. Für ein sicheres Aufnehmen des Rotors in diesem Fall sind Notfanglager (2 in Abbildung 3) vorgesehen. Diese sind als Gleitbuchsen ausgeführt und dienen in erster Linie dem Schutz der Magnetlager. In Tabelle 3 sind die geplanten Lagerluftspalte zusammengestellt.

Lager	Luftspalt
Magnetlager axial	$\pm 500 \mu\text{m}$
Fanglager axial	$\pm 300 \mu\text{m}$
Magnetlager radial	$\pm 800 \mu\text{m}$
Fanglager radial	$\pm 500 \mu\text{m}$
Notfanglager radial	$\pm 300 \mu\text{m}$

Tabelle 3: Lagerluftspalte MFLP

Alle statorseitigen Einbauten (Magnetlager und Fanglager) werden horizontal teilbar gestaltet, sodass eine einfache Montage/Demontage möglich ist.

2.3 Fanglagerkonstruktion

Die Fanglagerkonstruktion besitzt einen modularen Aufbau (Abbildung 4). Es sollen sowohl Gleit- als auch Wälzlager in das Gehäuse untergebracht werden können. Maßgebend für den benötigten Bauraum sind die maximal zu erwartenden Abmessungen von zu testenden Wälzlager, da diese üblicherweise einen größeren Außendurchmesser als Gleitlager besitzen. Es ergibt sich ein Außendurchmesser des Gehäuses von 800 mm bei einer Wandstärke von 55 mm.

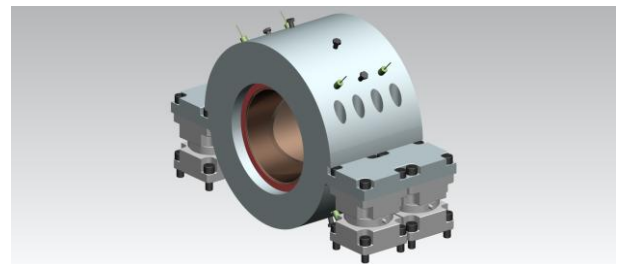


Abbildung 4: Fanglagerkonstruktion

Das Fanglager, als Gleitlagerausführung, besitzt eine Masse von ca. 433 kg. Die Konstruktion ermöglicht eine radiale Teilung des Gehäuses, Stahlmantels und der Gleitlagerbuchse. Das ermöglicht eine einfache Demontage des Lagers. Im Versuchsbetrieb sollen die Gleitlager trocken betrieben werden. Für die Buchsen der Gleitlager wird eine Bronzelegierung verwendet, um die Dämpfung des Rotors beim Fanglagerkontakt zu erzielen. Des Weiteren bestehen die Buchsen aus Profilen, welche einen Formschluss mit dem Stahlmantel bilden (Abbildung 5).

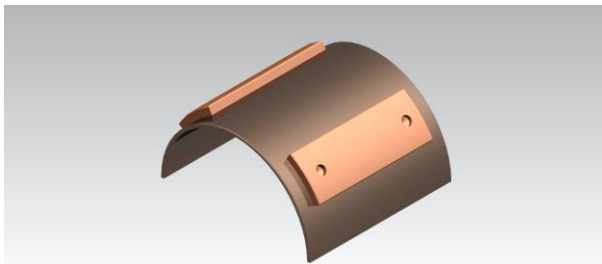


Abbildung 5: Gleitlagerbuchse

Durch Anpassung des Stahlmantels ist es möglich verschiedene Lagerkonstruktionen einzusetzen (verschiedene Gleitlagerbuchsen/Wälzlager). Zudem erhöht sich die Steifigkeit des Lagers (Abbildung 6).

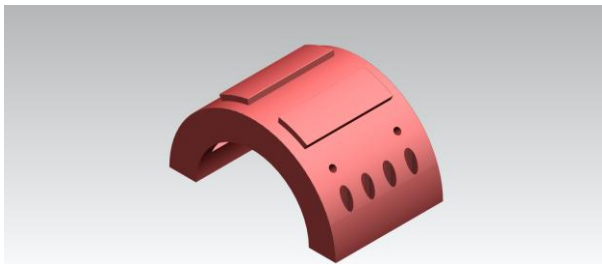


Abbildung 6: Stahlmantel

Die Buchsen werden formschlüssig zusammengehalten. Der Formschluss wird durch Bolzen gewährleistet, welche gleichzeitig als Führung genutzt werden.

Die Ausführung der Gleitlagerbuchse und des Stahlmantels mit Profilen ermöglichen einen radialen und axialen Formschluss der einzelnen Komponenten untereinander (4 in Abbildung 7). Das Gehäuse und der Stahlmantel besitzen neben dem Formschluss auch einen Kraftschluss. Dieser wird durch Innensech-

kantschraubenverbindungen konstruktiv umgesetzt (3 in Abbildung 7).

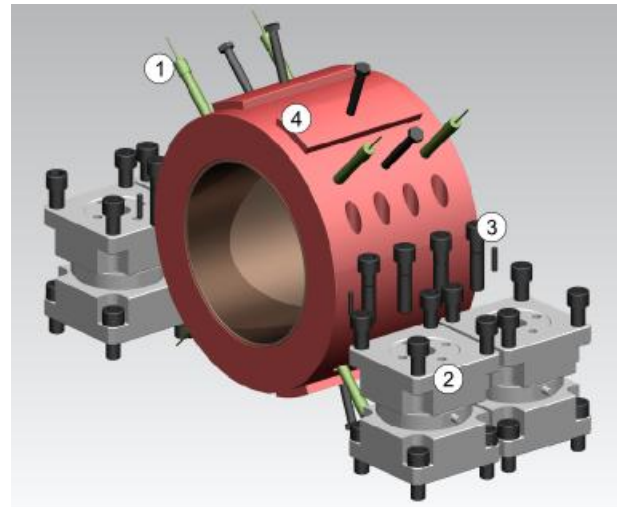


Abbildung 7: Schraubverbindungen und Sensorik

Zur Sicherung der Nachvollziehbarkeit der Experimente sind für Gleit- und Wälzfanglager verschieden Sensoren vorgesehen. Zur messtechnischen Ermittlung der Auflagerkräfte sind Kraftsensoren (Firma Kistler, 2 in Abbildung 7) vorgesehen. Aufgrund der zu erwartenden großen Kräfte beim Abwurf (bis zu 180 kN) sind pro Lagerstelle vier Sensoren notwendig.

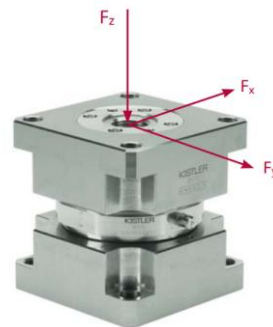


Abbildung 8: Kraftsensor

Die Sensoren werden direkt mit den Auflagerflächen des Gehäuses verschraubt und ermöglichen damit eine Messung im Krafthauptschluss. Für die Messung der Temperatur werden acht Thermoelemente radial Buchsen eingebracht (1 in Abbildung 7). Die Montage erfolgt über Gewindebohrungen im Gehäuse. Sackbohrungen in den Profilen der Gleitlagerbuchsen ermöglichen die Unterbringung der

Thermoelemente nahe an den Reibflächen. Beim Einsatz von Wälzfanglagern werden zusätzliche Thermoelemente, Stoßimpulsen-
 senoren und Sensoren zum Detektieren der Umrol-
 lungsfrequenzen der Wälzelemente sowie des
 Innenringes an den Wälzfanglagern unterge-
 bracht.

2.4 Festigkeitsnachweis

Im Rahmen der konstruktiven Auslegung der Fanglagergehäuse und -buchsen wurden Festigkeitsuntersuchungen mit Hilfe der Software Ansys durchgeführt. Dabei wurde die maximal zu erwartende Lagerkraft als Last angenommen und statisch in der FEM-Simulation auf den Rotor aufgebracht.

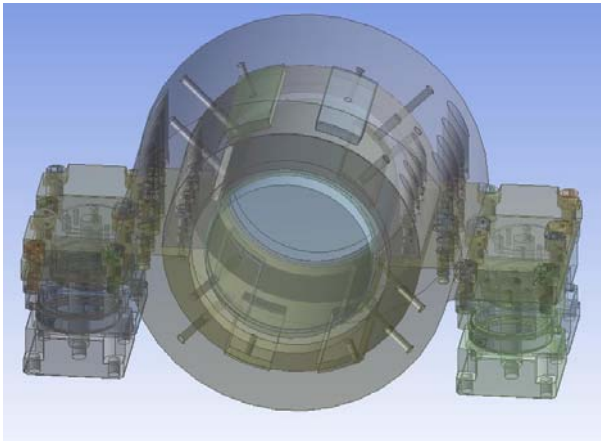


Abbildung 9: ANSYS Geometrie

Die Simulation wurde unter Festlegung folgender Randbedingungen durchgeführt:

- Keine Verschiebung der Welle in axialer Richtung
- Auflagefläche der Kraftsensoren druckbehälterseitig ortsfest
- Definition verschiedener Lastschritte (Schraubenvorspannkraft/Gewichtskraft, externe Kraft)
- Externe Kraft von 180 kN an der Welle

Nach der Parametrierung aller Kontaktpaarungen (Verbund, reibungsbehaftet, reibungsfrei) wurde das in Abbildung 10 dargestellte FEM-Netz erstellt.

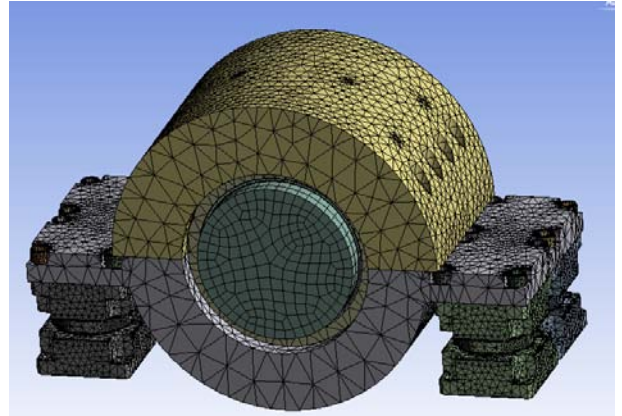


Abbildung 10: FEM-Netz

Nach Abschluss der Simulation erfolgten die Auswertung und die Überprüfung hinsichtlich der Verformung und Spannungen. Tabelle 4 zeigt die zulässigen Spannungen (Streckgrenze) der verwendeten Materialien.

Komponente	$R_{p0.2}$
Gleitlagerbuchse	250 MPa
Schrauben	900 MPa
Gehäuse/Stahlmantel	800 MPa

Tabelle 4: maximal zulässige Spannungen (Streckgrenze)

In Abbildung 11 sind die Spannungen der Gleitlagerbuchse dargestellt. Durch die Linienberührung zwischen Welle und Buchse kommt es dort zum höchsten Krafteintrag entlang der Kontaktfläche. Demzufolge sind an dieser Stelle auch die maximalen Spannungen zu verzeichnen.

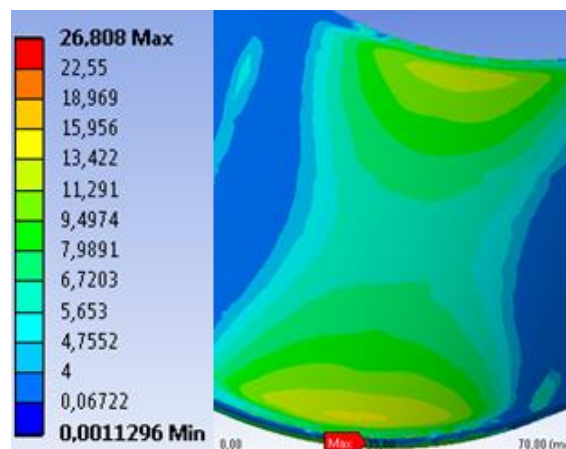


Abbildung 11: Spannungsverteilung in der Gleitlagerbuchse in MPa am Kontakt Welle/Gleitlagerbuchse

Die maximale elastische Verformung tritt ebenfalls an der Linienberührung der Welle mit der Gleitlagerbuchse auf und liegt bei 0,067 mm und damit im akzeptablen Bereich (Abbildung 12).

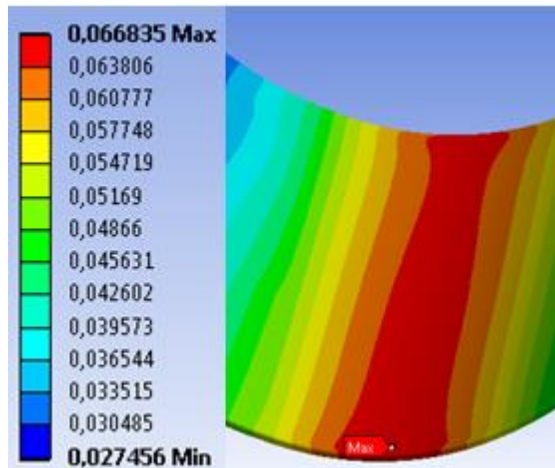


Abbildung 12: Verformung der Gleitlagerbuchse in mm am Kontakt Welle/Gleitlagerbuchse

Die Ergebnisse der Spannungsberechnungen (Tabelle 5) zeigen, dass die zulässigen Spannungen an keiner Stelle überschritten werden (vgl. Tabelle 4).

Komponente	σ
Gleitlageroberteil	16 MPa
Gleitlagerunterteil	27 MPa
Stahlmanteloberteil	175 MPa
Stahlmantelunterteil	50 MPa
Gehäuseoberteil	290 MPa
Gehäuseunterteil	60 MPa
M16 Schrauben	660 MPa
M10 Schrauben	328 MPa

Tabelle 5: Berechnete maximale Spannungen

Die Spannungen treten vor allem im Bereich der Schraubenverbindungen auf, da dort die maximalen Vorspannkkräfte wirken.

3 Zusammenfassung

Durch die geplante Versuchsanlage soll die Möglichkeit geschaffen werden zukünftige Lösungen für Magnet- und Fanglager unter

extremen Umgebungsbedingungen zu entwickeln und zu testen. Ziel ist es Auslegungs- und Simulationstools für Magnet- und Fanglager für den Einsatz unter verschiedenen Umgebungsbedingungen an der Versuchsanlage zu validieren.

Zum derzeitigen Stand befindet sich der Versuchsstand in der Detailplanungsphase. Die Errichtung ist für das erste Quartal 2014 geplant.

Erfassung der Luftspaltinduktion aktiver Magnetlager auf Basis ultradünner, flexibler Hall-Sensoren

F. Bahr^{1,*}, M. Melzer², D. Karnaushenko², D. Makarov², G. Santiago C. Bermudez², O. G. Schmidt², W. Hofmann¹

¹Elektrotechnisches Institut, Technische Universität Dresden; ²Leibniz Institut für Festkörper- und Werkstoffforschung Dresden (IFW Dresden), *falk.bahr@tu-dresden.de

Kurzfassung—Zur Verbesserung der dynamischen Steifigkeit und der Präzision der Rotorpositionierung aktiver Magnetlager wurden mehrfach flussbasierte Regelungen vorgeschlagen. Dabei besteht für einen Großteil der magnetgelagerten Antriebe die Schwierigkeit, konventionelle Magnetfeldsensoren in den kleinen Luftspalten von typischerweise 500 μm zu integrieren. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein flexibel verformbarer Bismut-Hall-Sensor mit einer Gesamtbauhöhe von 150 μm vorgestellt und die Leistungsfähigkeit der vollständig integrierten Sensoren an einem zweiachsig magnetisch gelagerten Rotor demonstriert.

Kennwörter—Hall-Sensoren, Flussdichtemessung, Flussregelung, Magnetlager.

I. EINLEITUNG

PRÄZISE Positionierung magnetgelagerter Rotoren ist durch die frequenzabhängige, geringe Steifigkeit begrenzt. Anhand flussbasierter Regelalgorithmen wird daher die Erhöhung dynamischer Lagerparameter und der Präzision verfolgt. Die Herausforderung zur Realisierung dieses Ansatzes liegt dabei im Design, der Herstellung sowie der Montage von Magnetfeldsensoren, die im Luftspalt (500 μm) zwischen Stator und Rotor integriert werden können. Ultradünne und flexible Sensorelemente hoher Zuverlässigkeit zur Erfassung magnetischer Luftspaltflussdichten bis 2,3 T sind hierfür zu entwickeln.

Während der vergangenen Jahre wurden flexible [Parkin1996, Chen2008, Barraud2010] und dehnbare [Melzer2011, Melzer2012a, Melzer2012b] magneto-resistive Elemente hergestellt. Diese Sensoren wurden dabei vorwiegend für Magnetfeldmessungen in der Sensorebene im mT-Bereich eingesetzt, sodass sie prinzipbedingt für den Einsatz in Magnetlagern ungeeignet sind. Zur Messung magnetischer Flussdichten im Bereich von bis zu 2 T sind Hall-Effekt basierte Sensoren vorzuziehen, da sie ein nahezu lineares Verhalten bis hin zu hohen Magnetfeldstärken aufweisen. In diesem Zusammenhang wurde kürzlich über die Herstellung flexibler metallbasierter Hall-Sensoren mit einer Gesamtbauhöhe von 280 μm berichtet [Bahr2012]. Die Kernidee der Technologie liegt dabei in der geschickten Kombination ultradünner Polyetheretherkethon (PEEK)-Membranen und hochempfindlicher metallbasierter Magnetfeldsensorelementen. Die Synergie beider Komponenten resultiert in Sensorelementen mit der verblüffenden Eigenschaft, dass diese nicht nur ultradünn, sondern darüber hinaus ebenso biegsam und in sich verdrehbar sind, ohne dabei eine Einschränkung bzgl. der Empfindlichkeit aufzuweisen. Die flexiblen Elemente ermöglichen bis zu einem minimalen Biegeradius von 5 mm eine zuverlässige Messung der magnetischen Flussdichte bis 2,3 T. Dennoch weisen diese Sensoren eine noch zu große Bauhöhe auf, um sie in Magnetlagern und elektrischen Maschinen zu integrieren und die erforderlichen Sicherheitsabstände zwischen den am Statorpol befestigten Sensoren und dem Rotor unter Beach-

tung des typischen Fanglagerspiels zu erfüllen. An dieser Stelle wird der Ansatz der vorangegangenen Arbeiten weiterverfolgt, indem nun Bismut(Bi-)-basierte Hall-Effekt-Sensoren auf kommerziell verfügbaren flexiblen Leiterplatten hergestellt werden. Dies ermöglicht eine Reduktion der Bauhöhe auf 150 μm einschließlich der Verdrahtung und Verkapselung. Die damit erzielten Sensoreigenschaften werden im vorliegenden Beitrag präsentiert und die Anwendung zur Messung der magnetischen Flussdichte in einem aktiven Magnetlager diskutiert.

II. ULTRADÜNNE, FLEXIBLE HALL-SENSOREN

Zur Herstellung der Sensorelemente werden Bi-Dünnschichten auf kommerziell verfügbaren 150 μm dünnen flexiblen Leiterplatten aus Polyimid durch eine Magnetron-Sputterbeschichtung bei Raumtemperatur abgeschieden (Abb. 1a,b).

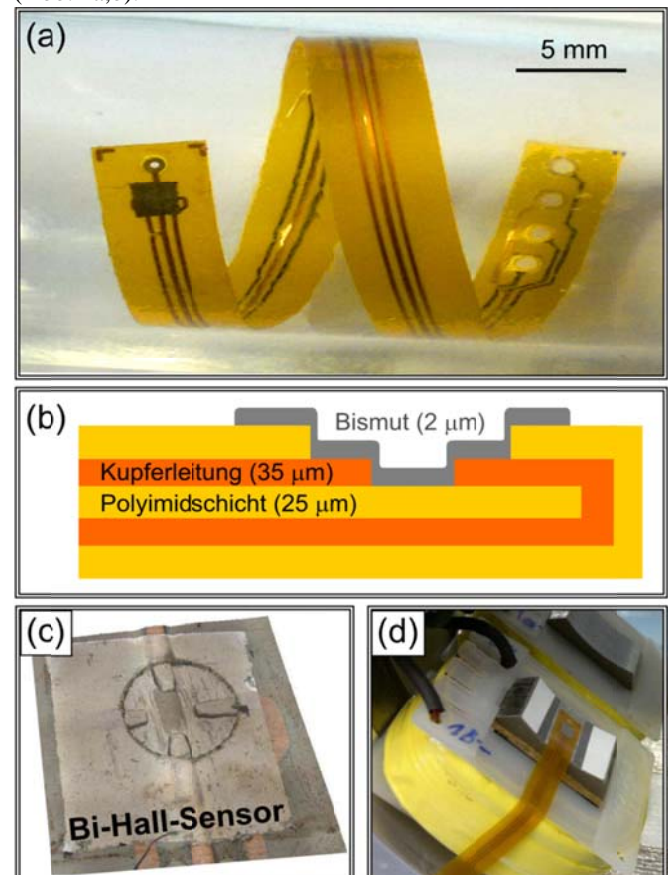


Abb. 1: a. Flexibler Bi Hall-Sensor; b. Schematischer Aufbau des Hall-Sensors; c. 3D-Mikroskopaufnahme des abgeschiedenen Bismut-Sensorelementes; d. Sensorintegration auf dem Statorpol eines Magnetlagers

Dieses Polymer zeichnet sich durch hohe mechanische, thermische sowie chemische Robustheit aus. Bi-Hall-Elemente sind eine interessante Alternative zu halbleiterbasierten Magnetfeldsensoren, da Bismut unter allen (Halb-)Metallen den höchsten Hall-Koeffizienten aufweist und zudem einfach herzustellen ist [Koseva2010, Koseva2012].

Zunächst wird eine 5 nm dünne Chrom-Haftschrift auf das Trägermaterial aufgebracht. Anschließend werden Bi-Schichten unterschiedlicher Dicke auf die freiliegenden Elektrodenenden des flexiblen Materials abgeschieden und die Leiterplatte prozessbedingt direkt kontaktiert. Somit wird die Bauhöhe der Sensorelemente von 150 μm maßgeblich durch das flexible Trägermaterial bestimmt. Auf diese Weise ist nicht nur die Kupferzuleitung (35 μm) sehr dünn und flexibel, sondern erstmalig auch das Hall-Element (Abb. 1c) selbst, das damit im nichtplanaren Luftspalt zwischen Rotor und Stator von Magnetlagern oder elektrischen Maschinen integriert werden kann. Abb. 1d zeigt die auf den gekrümmten Statorpoloberflächen angebrachten ultradünnen Hall-Sensoren.

Um die Sensorelemente zu charakterisieren, wurde deren Kennlinie sowohl für die verschiedenen Bi-Schichtdicken, als auch bei verschiedenen Temperaturen untersucht. Die Variation der Schichtdicke wurde dabei an ausgedehnten Filmen auf flexiblen Kunststoffsubstraten aus Polyetheretherketon (PEEK) mit einem Kontaktabstand von 6 mm durchgeführt.

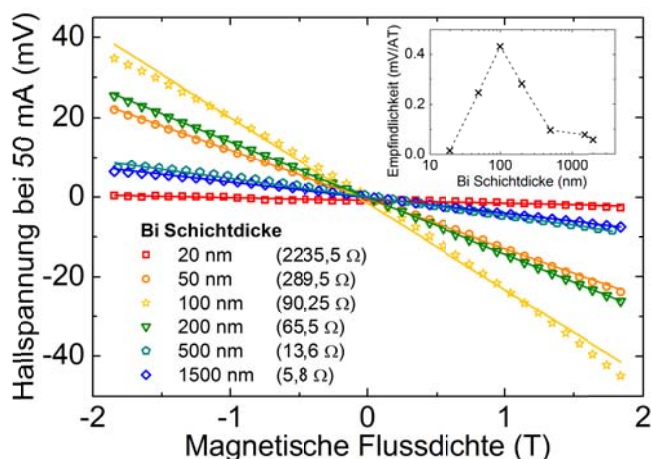


Abb. 2: Hall-Spannung bei verschiedenen Schichtdicken des Bismut-Films. Die Legende zeigt ergänzend den elektrischen Widerstand der Versorgungskontakte. Das eingefügte Diagramm fasst die Empfindlichkeit der Sensorelemente in Abhängigkeit der Schichtdicke zusammen.

In Abb. 2 ist zu erkennen, dass die Empfindlichkeit des Hall-Sensors maßgeblich von der Dicke der Bismut-Schicht abhängig ist. Da die Stromdichte im Sensorelement mit geringerer Schichtdicke zunimmt, steigt der Hall-Effekt und somit die Empfindlichkeit zunächst an. Für Schichtdicken kleiner 100 nm zeigt sich eine abrupte Absenkung der Empfindlichkeit. Im Bereich kleiner 100 nm bildet sich kein kontinuierlicher Bismut-Film aus (Abb. 3). Dieser Effekt resultiert in einem immensen Anstieg des elektrischen Widerstandes (Abb. 2). Sowohl in den Abb. 3a und 3b ist zu erkennen, dass die Ursache in der Filmqualität zu finden ist. Je geringer die

Schichtdicke, desto höher ist die Körnigkeit des Bi-Films (vgl. Abb. 3a mit 25 nm und 3b mit 100 nm Bismut-Schichtdicke), was einerseits zu Erhöhung des elektrischen Widerstandes und andererseits zur starken Reduktion der mechanischen Stabilität führt.

Obwohl das Maximum der Empfindlichkeit mit 400 mV/(AT) im Bereich von 100 nm erreicht wird, wurde für die Herstellung der Sensoren auf flexiblen Leiterplatten eine Bi-Schicht von 2 μm gewählt. Grund hierfür ist insbesondere die Stabilität und Zuverlässigkeit der Hall-Elemente, da derzeit die Gefahr des Kontaktbruchs in Folge der Verbiegung für Schichtdicken kleiner 500 nm nicht ausgeschlossen und somit keine langlebige Kontaktierung garantiert werden kann.

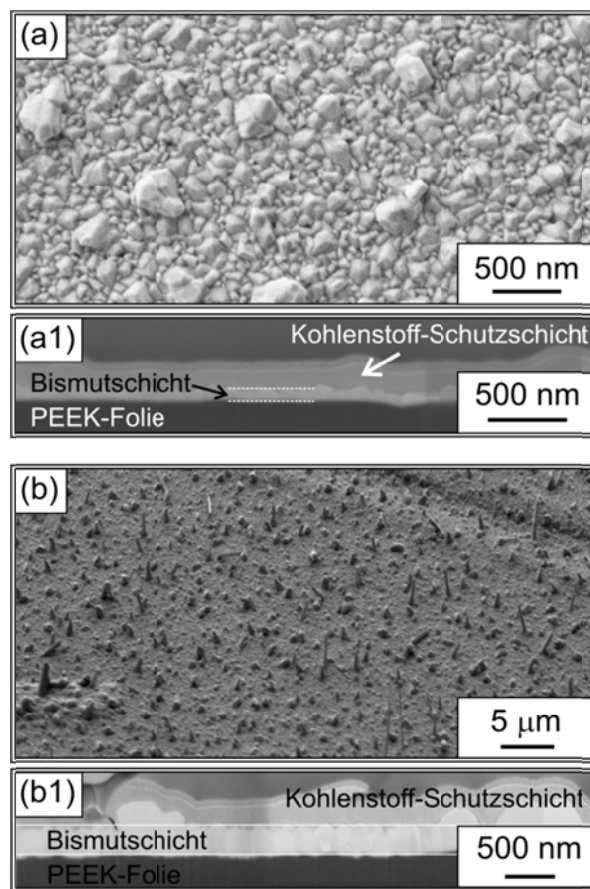


Abb. 3: Rasterelektronenmikroskopie (REM)-Aufnahme des Bismut-Films für Schichtdicken von 25 nm (a.) und 100 nm (b.). Die Unterabbildungen a1 und b1 zeigen die Querschnittsaufnahmen (Schnitt hergestellt durch fokussiertes Ionenstrahlätzen). Für die REM-Aufnahme wurde die Probe mit einer zusätzlichen ca. 100 nm dicken Kohlenstoffschuttschicht abgedeckt.

Für die Verwendung in Magnetlagern und elektrischen Maschinen ist die Temperaturabhängigkeit eines Sensors von zentraler Bedeutung. Abb. 4 zeigt die Hall-Charakteristik eines der vorgestellten Bi-Sensorelemente bei verschiedenen Temperaturen. Wie für den Hall-Effekt zu erwarten, sinkt der Anstieg der Kennlinie mit höherer Temperatur aufgrund der sinkenden Ladungsträgermobilität ab. Auf den Messwerten

basierend ergibt sich der Temperaturkoeffizient für die Empfindlichkeit zu $-0,35 \text{ mV}/(\text{ATK})$.

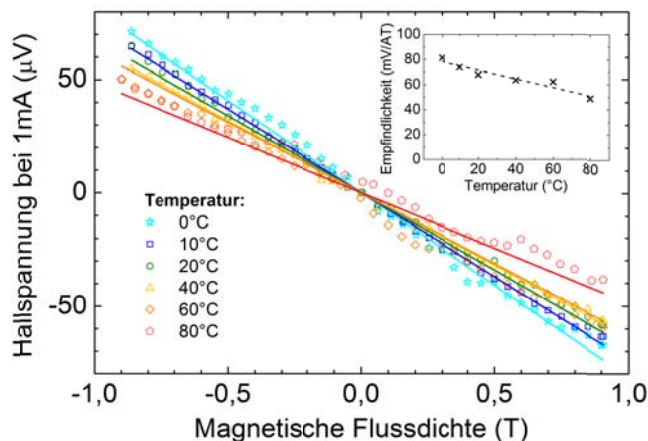


Abb. 4: Temperaturabhängigkeit des Bismut-Hall-Sensors. Das eingefügte Diagramm fasst die Empfindlichkeit in Abhängigkeit der Temperatur zusammen.

Um die Biegestabilität der vorgestellten Sensoren zu untersuchen, wurde ein Exemplar konform auf einen Adapter mit einer gekrümmten Oberfläche geklebt und anschließend erneut charakterisiert. Dabei zeigte sich eine Reduktion der Empfindlichkeit des gekrümmten Sensorelementes von lediglich 17 %. Somit sind die hergestellten Sensoren für die Verwendung in sehr kleinen und gekrümmten Luftspalten geeignet. Die mechanische Stabilität des Bi-Filmes lässt Biegungen mit Radien von bis zu minimal 2 mm ohne Beschädigung der elektrischen Kontaktierung bzw. des Sensorelementes selbst zu.

Tabelle I zeigt neben charakteristischen Abmessungen der entwickelten Sensoren die elektrischen Eigenschaften der $150 \mu\text{m}$ dünnen Hall-Elemente nach der Verstärkung der zunächst vergleichsweise geringen Hall-Spannung. Mit einem Verstärkungsfaktor von >1000 wird bei Raumtemperatur eine Sensorauflösung von ca. 25 mT im Messbereich bis 2 T erreicht. Zur Reduktion von Störungen, wurde der Versorgungsstrom im Versuchsaufbau auf 10 mA reduziert. Der Ursache der nichtlinear mit dem Hall-Strom ansteigenden Störspannung ist Gegenstand aktueller Untersuchungen.

TABELLE I
SENSORPARAMETER

	Parameter	Zahlenwert
Abmessungen	Sensorelementfläche	4 mm ²
	Aktivfläche	1x1 mm ²
	Bismut-Filmdicke	2 μm
	Bauhöhe	150 μm
Elektr. Parameter	Versorgungsstrom (Charakterisierung)	50 mA
	Versorgungsstrom	10 mA
	Interner elektr. Widerstand	(20...30) Ω
	Hall-Empfindlichkeit	$\approx 0,1 \text{ V}/(\text{A} \cdot \text{T})$
	Sensorauflösung	50 mT
	Signal-Rausch-Verhältnis	32 dB
Weitere Parameter	Betriebstemperatur	0 to 80 °C
	Temperaturkoeffizient der Sensorempfindlichkeit	1mV/(A·T·K)
	Minimaler Biegeradius	2 mm

III. MONITORING UND FLUSSBASIERTE REGELUNG

Im Vergleich zur konventionellen strombasierten Regelung bieten flussbasierte Regelungsansätze die Vorteile reduzierter Einschwingzeiten, geringeren Überschwingers, verbesserten Störverhaltens [Abdelfatha1993] und einer hohen Robustheit gegen Rauschen [Bleuler1994]. Weiterhin bietet die Flussdichterfassung zusätzliche Möglichkeiten der Lagerüberwachung / Monitoring und der gegenseitigen Plausibilitätsprüfung verschiedener Messsysteme. Darüber hinaus zeichnen sich Algorithmen, die auf einer Regelung auf Basis der gemessenen oder beobachteten kraftbildenden Luftspaltinduktion beruhen, durch den Vorteil der kollozierten Messwerterfassung aus [Bleuler1994]. Letzterer Aspekt ist insbesondere hinsichtlich der Vermeidung von Mitkopplungen infolge biegekritischer Eigenanregungen flexibler Rotorstrukturen zu beachten [Schuhmann2006]. Weiter müssen die Hysterese und die nichtlineare Sättigung des Eisens aufgrund der direkten Flussdichtemessung bei flussbasierter Regelung nicht gesondert betrachtet werden [Gähler1998]. Ebenso wurden positionssensorlose Systeme mit integrierter Flussdichtemessung betrachtet, um kostenintensive Lagemesssysteme einzusparen. [Zlatnik1990]. Zur Realisierung experimenteller Aufbauten wurden jedoch meist kommerziell verfügbare halbleiterbasierte Hall-Sensoren in Luftspalten von 0,6 mm bis 2 mm eingesetzt. Ebenso wurden Untersuchungen zur Flussmessung im Rückschluss des Magnetkreises mit anschließender Rekonstruktion der Luftspaltinduktion durchgeführt [Imlach1998] und damit die Problematik der direkten Sensorintegration im Lagerluftspalt umgangen, wobei eine Erfassung homopolarer Vormagnetisierungen mit diesem Ansatz nicht möglich ist.

Mit Entwicklung der ultradünnen und flexiblen Hall-Sensoren eröffnet sich im Bereich Magnetlagertechnik eine neue Möglichkeit zur direkten Messung der Luftspaltinduktion in typischen Lagerluftspalten $<500 \mu\text{m}$. Die Kernidee einer Messung des Luftspaltmagnetfeldes weckt dabei besonderes Interesse, da die Flussdichte naturgemäß die magnetkraftbildende Systemgröße ist. Zur Überprüfung, inwiefern die neu entwickelten Sensoren für den Einsatz unter realen Bedingungen einsetzbar sind, erfolgt die Integration am Versuchsstand einer zweiachsigen Magnetlagerung (Abb. 5a). Das Radiallager besteht aus zwei vierpoligen Statoren mit heteropolarer Steuerflussführung und homopolarer PM-Vormagnetisierung (Abb. 5, Tab. II). An den Polen des Stators 1 wurde zunächst je ein flexibles Hall-Sensorelement ($d=150 \mu\text{m}$) zur Messung der Luftspaltflussdichte in den Lagerachsen integriert. Ein externes kapazitives Lagemesssystem liefert zudem die aktuelle Rotorposition der Lagerachsen mit einer Auflösung von ca. 50 nm. Vier NdFeB-Permanentmagnete zwischen den Statorblechpaketen erzeugen im Luftspalt (500 μm) zwischen Statorpol und Rotorblechpaket eine Vormagnetisierung von ca. 0,9 T. Zur Erzeugung der heteropolaren Steuerflussdichte von max. 0,9 T sind die Spulen einer Lagerachse differentiell in Reihe geschaltet. Insbesondere für die vorliegende Lagertopologie ist der Einsatz von Flussdichtesensorik hochinteressant, da sowohl die Steuerflussdichte B_x als auch die rotorpositionsabhängige Vormagnetisierung B_v , die zudem einer Temperaturabhängigkeit unterliegt, messbar sind.

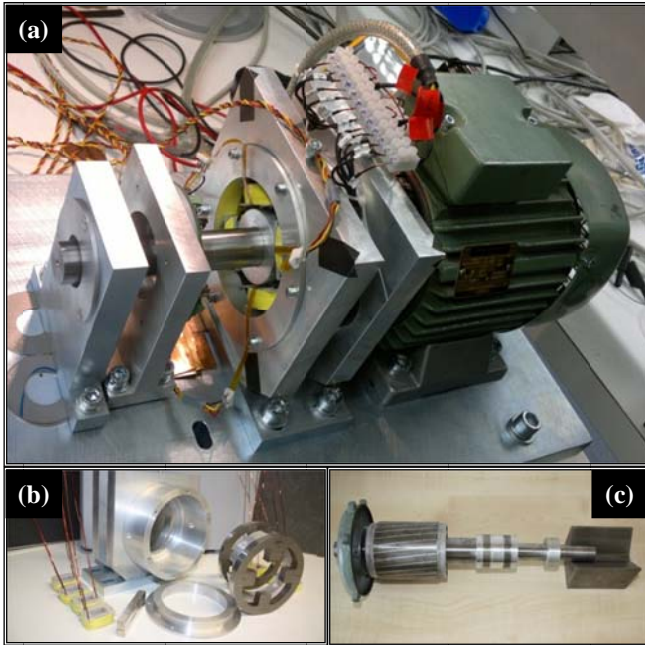


Abb. 5: Versuchsaufbau 2-achsiges Magnetlager (a), Statorkomponenten (b), Rotor mit Motor- und Lagerblechpaketen sowie Messspur des kapazitiven Positionsmesssystems (c).

Die 5 mm breiten Sensoren werden nach Abb. 6a jeweils formschlüssig am Statorpol montiert. Die flexible Bauform ermöglicht die Anpassung an die gekrümmte Poloberfläche und gestattet damit ebenso den Einsatz großflächiger Elemente. Für die dargestellte Anordnung bestimmt sich die Steuermagnetisierung B_x nach Gl. (1) durch Differenzbildung der Flussdichten B_+ und B_- gegenüberliegender Pole. Die Vormagnetisierung folgt nach Gl. (2) aus der Differenz von Gesamtluftspalt- und Steuerflussdichten.

$$B_x = \frac{1}{2}(B_+ - B_-) = \frac{1}{2}((B_V + B_x) - (B_V - B_x)) \quad (1)$$

$$B_V = B_{-/+} \pm B_x \quad (2)$$

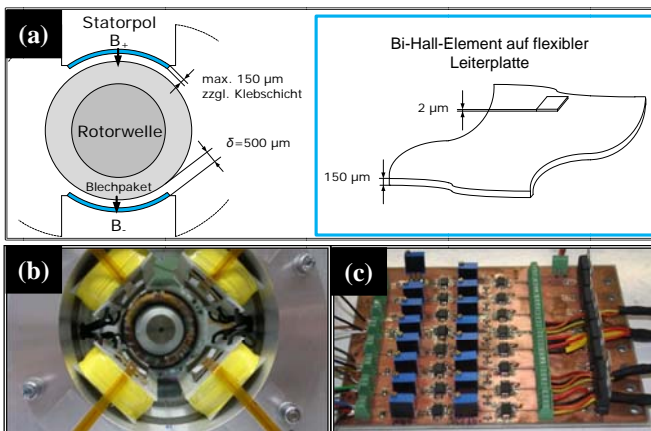


Abb. 6: Integration der Hall-Sensorik in den Luftspalt zwischen Statorpol und Rotor: Schematisch (a), Montage der 150 µm dünnen Sensorelemente (b) und Messsignal-Verstärker (zweistufiger Instrumentenverstärker) (c).

TABELLE II
PARAMETER DES MAGNETLAGERS

Parameter	Zahlenwert
Abmessungen	
Außendurchmesser Stator	115 mm
Außendurchmesser Rotor	49 mm
Luftspaltweite	500 µm
Polbreite	12 mm
Polfläche	180 mm ²
Vormagnetisierung	
Anzahl NdFeB-PM	4
Querschnittsfläche	200 mm ²
Koerzitivfeldstärke	860 kA/m
Steuerspulen	
Anzahl	8
Windungszahl	50
Sonstige	
Kraft-Weg-Faktor	1,6 N/µm
Kraft-Strom-Faktor	85 N/A
Nennkraft	460 N
Maximalkraft	650 N

Die eingesetzten Hall-Sensoren unterliegen einem verformungsabhängigen Offset, sodass nach der Montage eine Korrektur in Form einer Vergleichskalibrierung mit einer permanent- oder elektromagnetischen Quelle vor dem Einbau des Rotors durchzuführen ist. Der vorliegende Beitrag zeigt zunächst die Erfassung bzw. das Monitoring der magnetischen Flussdichte. Für die Radiallagerstelle ist dabei in x- und y-Richtung eine Lageregelung mit unterlagerter Stromregelung implementiert. Abb. 7 zeigt einführend die im Luftspalt vorherrschende Steuerflussdichte bei einer Rotorpositionierung im mechanischen Zentrum. Für den Rotor wird für eine Steifigkeit von $k=k_x=1,6 \text{ N/µm}$ und einen Dämpfungsgrad von $D=0,5$ eine Positioniergenauigkeit $\pm 0,25 \text{ µm}$ erreicht. Anhand des gemessenen Flussdichtesignales lässt sich ein auf die Flussdichte umgerechnetes Rauschen von ca. 50 mT_{P-P} ermitteln.

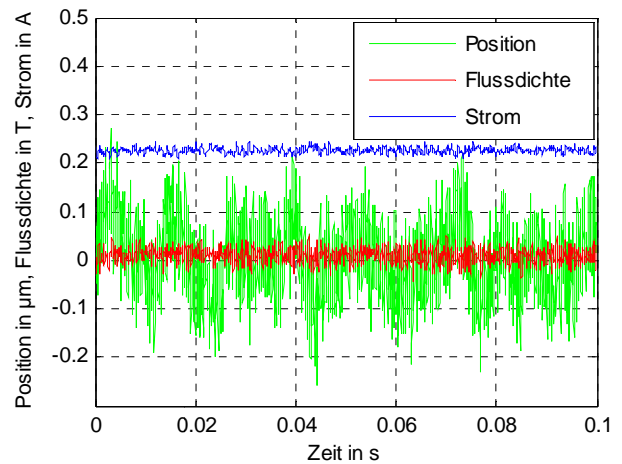


Abb. 7: Positionieren im mechanischen Zentrum (Lageregelung: Steifigkeit $k=k_x=1,6 \text{ N/µm}$, Dämpfungsgrad $D=0,5$)

Abb. 8 und Abb. 9 zeigen den Verlauf der magnetischen Flussdichte B und der Rotorposition x für verschiedene Rotorbewegungen bei deaktivierter Regelung. Sowohl bei rampenförmiger Änderung der Rotorposition (Abb. 8) als auch bei impulsförmiger Störkraftanregung (Abb. 9) verhält sich die Vormagnetisierungsflussdichte im Lagerluftspalt entsprechend der rampenförmigen Rotorlageänderung bzw. analog zur abklingenden Rotorschwingung.

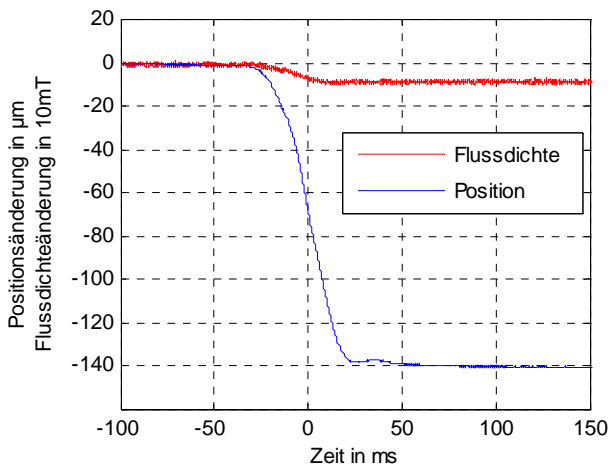


Abb. 8: Verhalten der magnetischen Vormagnetisierungsflussdichte bei rampenförmiger Rotorpositionsänderung

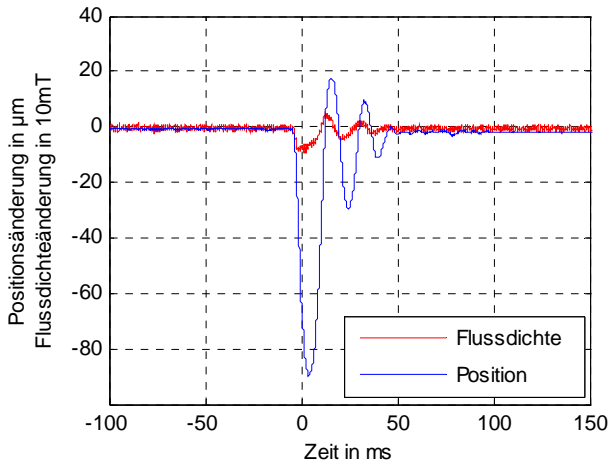


Abb. 9: Verhalten der magnetischen Vormagnetisierungsflussdichte bei impulsförmiger externer Krafteinwirkung

Im Ergebnis der experimentellen Untersuchungen wird deutlich, dass die vorgestellten Sensoren zur Erfassung der magnetischen Flussdichte in Magnetlagern grundsätzlich geeignet sind.

Im Folgenden soll nun eine lineare flussbasierte Regelstruktur betrachtet werden, die unter Nutzung der verfügbaren Sensoren den Grundstein für weitere Arbeitsschritte zur Realisierung einer flussbasierten Regelung bilden. Abb. 10 zeigt die Kaskadenstruktur einer konventionellen Magnetlagerregelung bestehend aus Lageregelung und unterlagerter Stromregelschleife. Die Regelstrecke besteht dabei aus dem Stellglied, der elektrischen Teilstrecke, der linearisierten Kraftbildung sowie der mechanischen Teilstrecke.

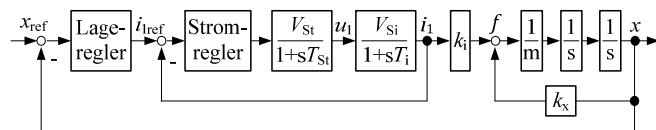


Abb. 10: Konventionelle Lageregelung mit unterlagerter Stromregelschleife

Das Modell der Stromregelstrecke wird in der Regel durch die Stellglieddynamik und ein PT1-Glied für die Steuerspulen beschrieben. Bei hoher Stellglieddynamik nimmt der Einfluss von Wirbelstromeffekten im Eisen zu. Zur Berücksichtigung des verzögerten Flussaufbaus wird die Strecke nach dem Ersatzschaltbild mit vereinfachtem Wirbelstromkreis in Abb. 11 modelliert. Die Spannung u_1 treibt den Strom i_1 durch die Steuerspulen des Magnetlagers. Der Hauptinduktivität L_h ist der Wirbelstromzweig, bestehend aus sekundärseitiger Streuinduktivität $L_{\sigma 2}'$ und elektrischem Widerstand der Wirbelstrombahn, parallel geschaltet. Damit fließt neben dem feldbildenden Magnetisierungsstrom i_μ im Hauptzweig der auf die Primärseite bezogene Wirbelstrom i_w' im sekundärseitigen Parallelzweig.

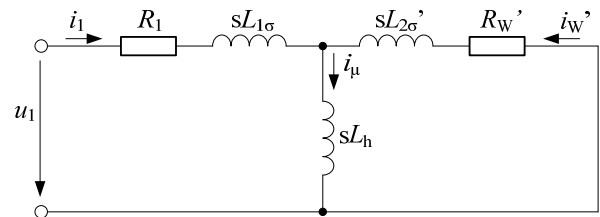


Abb. 11: Ersatzschaltbild der Stromregelstrecke mit vereinfachtem Wirbelstromkreis

Der Steuerstrom i_1 ergibt sich nach den Gln. (3) und (4) in Abhängigkeit der Spannung u_1 und der resultierenden Impedanz.

$$i_1 = \frac{1}{R_1 + sL_{1\sigma} + sL_h || (R_W' + sL_{2\sigma}')} u_1 \quad (3)$$

$$i_1 = \frac{1}{R_1} \frac{1 + sT_{2\sigma}}{1 + s(T_1 + T_{2\sigma}) + s^2 T_h T_{2\sigma}} u_1 \quad \text{mit} \quad (4)$$

$$T_1 = \frac{L_{1\sigma} + L_h}{R_1}, T_h = \frac{L_h}{R_1} \text{ und } T_{2\sigma} = \frac{L_{2\sigma}'}{R_W'}$$

Der Magnetisierungsstrom i_μ lässt sich auf Basis der Stromteilerregel nach Gl. (5) in Abhängigkeit des Steuerstromes i_1 durch Gl. (6) beschreiben.

$$i_\mu = \frac{R_W' + sL_{2\sigma}'}{R_W' + sL_2'} i_1 \quad \text{mit } L_2' = L_h + L_{2\sigma}' \quad (5)$$

$$i_\mu = \frac{1 + sT_{2\sigma}}{1 + sT_2} i_1 \quad \text{mit } T_2 = \frac{L_2'}{R_W'} \quad (6)$$

Für eine vereinfachte Betrachtung des dynamischen Verhaltens der Regelstrecke sollen die im Vergleich zur Hauptinduktivität L_h sehr geringen Streuinduktivitäten $L_{\sigma 1}$ und $L_{\sigma 2}'$ vernachlässigt werden. Damit lässt sich das Verhalten von Steuer- und Magnetisierungsstrom vereinfacht anhand der Hauptfeldzeitkonstante T_1 und der Wirbelstromzeitkonstante T_w nach den Gln. (7) und (8) beschreiben.

$$i_1 = \frac{1}{R_1} \frac{(1 + sT_w)}{1 + s(T_1 + T_w)} u_1 \quad \text{mit } T_w = \frac{L_h}{R_W'} \quad (7)$$

$$i_\mu = \frac{1}{1 + sT_W} i_1 \quad (8)$$

Zwischen Steuer- und Magnetisierungsstrom ist eine Phasendrehung um bis zur -90° für hohe Frequenzanteile entsprechend des vorliegenden PT1-Verhaltens festzustellen. Für die weitere Modellbildung erfolgt die Umformung von Gl. (8) über die Hauptflussverkettung ψ_h nach Gl. (9). Das Übertragungsverhalten der magnetischen Luftspaltflussdichte B_δ in Abhängigkeit des Steuerstromes i_1 beschreibt Gl. (10).

$$\psi_h = L_h i_\mu \text{ und } \psi_h = w \Phi_\delta = w B_\delta A_\delta \quad (9)$$

$$B_\delta = \frac{L_h}{w A_\delta} \frac{1}{1 + sT_W} i_1 \quad (10)$$

Mit Kenntnis der Übertragungsglieder wird zunächst die flussbasierte Regelung nach Abb. 12 betrachtet. Die Kaskadenstruktur besteht aus einer Lageregelung mit unterlagelter Flussdichte- und Stromregelschleife. Für die überlagerte Lageregelung ist konventionell ein PD-Regler zur Stabilisierung der instabilen mechanischen Regelstrecke einzusetzen. Abb. 13 zeigt die inneren geschlossenen Regelschleifen der magnetischen Flussdichte und des Steuerstromes. Die Stromregelstrecke $G(s) = I_1(s)/U_1(s)$ weist neben dem typischen PT1-Verhalten einen Vorhalte-Anteil im Zähler auf. Daher ist dem betragsoptimal auszulegenden PI-Regler ein zusätzliches PT1-Glied hinzuzufügen, um die für den Steuerstrom i_1 vorhaltend wirkende Wirbelstromzeitkonstante zu kompensieren. Die überlagerte Flussdichteregelstrecke weist PT1-Verhalten auf und ist ebenfalls mit einem betragsoptimal ausgelegten PI-Regler für gutes Führungsverhalten zu stabilisieren.

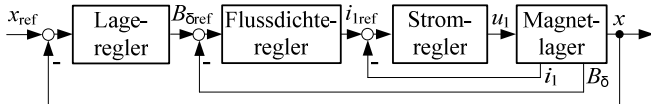


Abb. 12: Kaskadenstruktur aus Lage-, Flussdichte- und Stromregelschleife

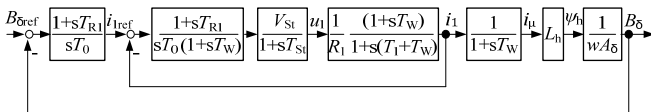


Abb. 13: Flussdichteregelung mit unterlagelter Stromregelschleife

Alternativ zur unterlagerten Stromregelung besteht ebenso die Möglichkeit einer direkten Sollspannungsausgabe durch einen dem Lageregler unterlagerten Flussdichteregler entsprechend Abb. 14 und 15. Anhand von Gl. (11) lässt sich das Verhalten der magnetischen Flussdichte in Abhängigkeit der Spannung u_1 nach Gl. (12) beschreiben.

$$\psi_h = L_h i_\mu = \frac{T_1}{1 + s(T_1 + T_W)} u_1 \quad (11)$$

$$B_\delta = \frac{1}{w A_\delta} \frac{T_1}{1 + s(T_1 + T_W)} u_1 \quad (12)$$

Die Flussdichteregelung vereinfacht sich dahingehend, dass die Strecke unter Vernachlässigung der Streuinduktivitäten nun durch ein PT1-Verhalten charakterisiert ist. Somit ist neben dem Lageregler ein PI-Flussdichteregler ohne zusätzliche Übertragungsglieder zur vollständigen Regelung der Magnetlagerstrecke zu implementieren.

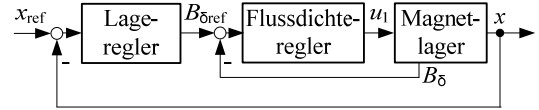


Abb. 14: Kaskadenstruktur aus Lageregelung mit unterlagelter Flussdichteregelung

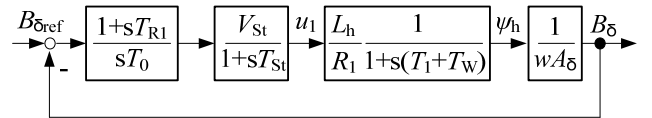


Abb. 15: Flussdichteregelung ohne unterlagerte Stromregelung

Der alleinige Einsatz eines Flussdichteregelkreises sorgt dafür, dass keine Funktion zur Überwachung des Steuerstromes vorhanden ist. Zum Schutz vor einer thermischen Überlastung der Statorspulen, einzelner Lagerkomponenten, des PM-Materials sowie der leistungselektronischen Bauelemente des Stromrichters ist eine zusätzliche Schutzfunktion auf Basis der Strommessung mit Begrenzung der auszugebenden Spannung sinnvoll zu ergänzen.

Für die beiden vorgestellten flussbasierten Regelungsverfahren mit und ohne unterlagerte Stromregelung ist für die übergeordnete Lageregelung eine Anpassung der Reglerverstärkung vorzunehmen. Dazu bietet sich die Einführung eines Kraft-Steuerflussdichte-Faktors k_B analog zum Kraft-Strom-Faktor k_i (vgl. konventionelle Lageregelung mit unterlagelter Stromregelung) während der stets durchzuführenden Systemlinearisierung an (Gl. (13)). Für das vorgestellte Radialmagnetlager mit Differenzansteuerung und permanentmagnetischer Vorspannung ergibt sich der Kraft-Steuerflussdichte-Faktor nach Gl. (14) in Abhängigkeit der Polfläche und der Vormagnetisierungsflussdichte B_V .

$$\Delta f = k_B \Delta B_\delta \quad (13)$$

$$k_B = 2 \frac{A_\delta B_V}{\mu_0} \quad (14)$$

IV. ZUSAMMENFASSUNG

Erstmals stehen ultradünne Hall-Elemente in Form flexibler Sensoren zur Verfügung und werden im Luftspalt eines aktiven Radialmagnetlagers zur Flussdichtemessung integriert. Neben experimentellen Untersuchungen zur Erfassung der Luftspaltinduktion werden Ansätze und Möglichkeiten fluss-

basierter Regelungsalgorithmen zur Erhöhung der Präzision und zur Lagerüberwachung aufgezeigt.

Der Beitrag präsentiert dabei zunächst spezifische Eigenschaften der Bismut-Hall-Sensorik sowie deren thermische und mechanische Stabilität bis 80°C. Flexible Bi-basierte Hall-Sensoren sind dabei geeignet um die magnetische Flussdichte im Luftspalt aktiver Magnetlager zu erfassen. Mit einer Gesamtbauhöhe von 150 µm gelingt dabei die vergleichsweise einfache Integration der Sensorik direkt in typischen Luftspalten von 400 µm bis 500 µm. Da geringere Schichtdicken der Bismut-Sensorelemente zu einer deutlichen Erhöhung der Hall-Empfindlichkeit führen, kann deren Leistungsfähigkeit durch eine Anpassung des Sensordesigns, z.B. durch Verkapselung der Bismut-Schicht in der mechanisch neutralen Ebene der flexiblen Leiterplatte, weiter deutlich verbessert werden.

Mit Verfügbarkeit der Technologie ultradünner Magnetfeldsensorik mit einem Messbereich von über 2 T kristallisieren sich drei mögliche Anwendungsszenarien für Magnetlagersysteme heraus. Während die zusätzliche Integration der Flussdichtesensorik sowohl zur Erhöhung der Positioniergenauigkeit als auch zur Steigerung der Zuverlässigkeit durch Messsystemredundanz nutzbar ist, kann ebenso die Realisierung eines flussbasiert geregelten, positionssensorlosen aktiven Magnetlagersystems Bauraum- und Kostenvorteile für Zielanwendungen mit geringen und mittleren Positionieranforderungen bieten. In einem ersten Versuch wurden die auf flexiblem Leiterplattenmaterial entwickelten Sensoren auf dem Statorpol eines Heteropolarlagers mit homopolarer, permanentmagnetischer Vormagnetisierung integriert und deren Funktionsfähigkeit im Magnetlagersystem anhand des Führungsverhaltens nachgewiesen. Weiterführende Arbeiten zielen auf die Realisierung der flussbasierten Regelung mit Rückführung der gemessenen Luftspaltflussdichten ab. Darüber hinaus steht der Einsatz der präsentierten Hall-Sensoren in positionssensorlosen aktiven Radial- und Axialmagnetlagersystemen im Fokus zukünftiger Untersuchungen.

DANKSAGUNG

Die Autoren danken C. Krien, D. Karnaushenko, J. I. Mönch (IFW Dresden) sowie E. Fleischer, M. Gaubig, A. Langer und G. Paul (TU Dresden) für deren Unterstützung. Die Arbeit wurde z.T. durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft DFG (HO 1483/64-1, AOBJ: 600924 und SCHM 1298/15-1, AOBJ: 600922) sowie durch den „European Research Council“ im Rahmen des „European Union’s Seventh Framework Programme“ (FP7/2007-2013) / „ERC grant agreement no. 306277“ gefördert.

REFERENZEN

- [Abdelfatah1993] Mohamed M. Abdelfatah und F. P. Emad. A comparison between Current and Flux Control in Magnetic Bearing Systems. *Proceedings of the American Control Conference*, San Francisco, 1993.
- [Bahr2012] Falk Bahr, M. Melzer, D. Karnaushenko, D. Makarov, D.D. Karnaushenko, J. I. Mönch, D. Malane, O. G. Schmidt und W. Hofmann. Flux Based Control of AMBs Using Integrated Ultra-Thin Flexible Bismuth Hall Sensors. *Proceedings of the 11th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB)*, Nara, Japan, 2008.
- [Barraud2010] Clement Barraud, C. Deranlot, P. Seneor, R. Mattana, B. Dlubak, S. Fusil, K. Bouzehouane, D. Deneuve, F. Petroff und A. Fert. Magnetoresistance in magnetic tunnel junctions grown on flexible organic substrates. *Appl. Phys. Lett.*, 96(7), 2010.
- [Bleuer1994] Hannes Bleuler, D. Vischer, G. Schweitzer, A. Traxler, und D. Zlatnik. New Concepts for cost-effective Magnetic Bearing Control. *Automatica*, Vol. 30, No. 5, S. 871-876, New Orleans, 1995.
- [Chen2008] Yuan-Fu Chen, Y. Mei, R. Kaltoven, J. I. Mönch, J. Schumann, J. Freudenberger, H.-J. Klauß, und O. G. Schmidt. Towards flexible magnetoelectronics: Buffer-enhanced and mechanically tunable GMR of Co/Cu multilayers on plastic substrates. *Adv. Mater.*, 20(17), 2008.
- [Gähler1998] Conrad Gähler. Rotor Dynamic Testing and Control with Active Magnetic Bearings. PhD thesis. ETH No. 12718. 1998. ETH Zürich.
- [Imlach1998] Joe Imlach und R. W. Kipp. Development of an Integrated Flux / Position Sensor. In: *Proceedings of the 6th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB)*, Cambridge (Massachusetts), 1998.
- [Koseva2010] Radinka Koseva, J. I. Mönch, J. Schumann, K.-F. Arndt, und O. G. Schmidt. Bismuth Hall probes: Preparation, properties and application. *Thin Solid Films*, 518(17), 2010.
- [Koseva 2012] Radinka Koseva, J. I. Mönch, D. Meier, J. Schumann, K.-F. Arndt, L. Schultz, B. Zhao und O. G. Schmidt. Evolution of hillocks in Bi thin films and their removal upon nanoscale mechanical polishing. *Thin Solid Films*, 520, 2012.
- [Melzer2011] Michael Melzer, D. Makarov, A. Calvimontes, D. Karnaushenko, S. Baunack, R. Kaltoven, Y. Mei, und O. G. Schmidt. Stretchable Magnetoelectronics. *Nano Lett.*, 11(6), 2011.
- [Melzer2012a] Michael Melzer, D. Karnaushenko, D. Makarov, L. Baraban, A. Calvimontes, J. I. Mönch, R. Kaltoven, Y. Mei und O. G. Schmidt. Elastic magnetic sensor with isotropic sensitivity for in-flow detection of magnetic objects. *RSC Adv.*, 2(6), 2012.
- [Melzer2012b] Michael Melzer, G. Lin, D. Makarov und O. G. Schmidt. Stretchable Spin Valves on Elastomer Membranes by Predetermined Periodic Fracture and Random Wrinkling. *Adv. Matter.* 24(48), 2012.
- [Parkin1996] Stuart S. P. Parkin. Flexible giant magnetoresistance sensors. *Appl. Phys. Lett.*, 69(20), 1996.
- [Schuhmann2006] Thomas Schuhmann, W. Hofmann und R. Werner. Adaptive Linear and Extended Kalman Filter applied to AMB with Collocated Position Measuring. *Proceeding of the 10th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB)*, Martigny, 2006, pp. 6.
- [Zlatnik1990] Daniel Zlatnik und Alfons Traxler. Cost-Effective Implementation of Active Magnetic Bearings. In: *Proceedings of the 2nd International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB)*, Tokyo, 1990.

Alternative Abstands-Erfassung mit Wirbelstromsensoren

R. Lehmann

Westsächsische Hochschule Zwickau (FH)

Dr.-Friedrichs-Ring 2A

D-08056 Zwickau

Tel. +49 3755361405

ringo.lehmann.chy@fh-zwickau.de

Kurzfassung

Wirbelstromsensoren finden, neben anderen Einsatzgebieten, häufig ihre Anwendung in aktiv magnetisch gelagerten Systemen. Sie gelten als besonders robust gegenüber ihren Umgebungseinflüssen, wie zum Beispiel Staub, Luftfeuchte oder elektromagnetischen Feldern. Die unterschiedlichen Preise dieser Abstandserfassungs-Systeme spiegeln sich in ihren Möglichkeiten der Parametrierung, Synchronisierung und in der Qualität ihrer Ausgangssignale wider. Beispielsweise sind einfach gehaltene Sensorsysteme relativ preisgünstig jedoch untereinander nicht synchronisierbar wobei hingegen synchronisierbare sehr teuer sind. Ebenfalls gibt es Unterschiede im Durchmesser der Sensoren, dem Erfassungsbereich und dem Zielmaterial. Eine besonders wichtige Eigenschaft ist zusätzlich die Grenzfrequenz. Am häufigsten verbreitet sind immer noch rein analoge Sensorsysteme. In dem in diesem Beitrag beschriebenen Projekt bestand die Zielstellung darin, eine eigene Elektronik für die Positionserfassung des Rotors im Magnetlager zu entwickeln. Das Kompletgerät sollte sich insbesondere durch eine hohe Grenzfrequenz auszeichnen, preisgünstiger, synchronisierbar, kalibrierbar sowie auch für eigens entwickelte unterschiedliche Sensortypen einsetzbar sein.

1 Einleitung

Wirbelstromsensoren funktionieren nur auf elektrisch leitfähigen Zielmaterialien. Mit einem Wechselfeld erzeugen sie im Objekt Wirbelströme. Die Verluste ändern sich in Abhängigkeit vom Abstand zwischen

Zielobjekt und Sensor. Rückwirkungen auf das Quellsignal lassen sich elektrisch auswerten. Zur Erzeugung des Quellsignals dient meist ein Sinus-Oszillator dessen Referenzsignal über die Sensorspeisung an die Spule gelangt. Die Senserspule erzeugt ein elektromagnetisches Wechselfeld. Die induzierten Wirbelströme wirken auf das Quellenfeld zurück. Eine Signalaufbereitung folgt optional nach der Demodulation der Amplitude.

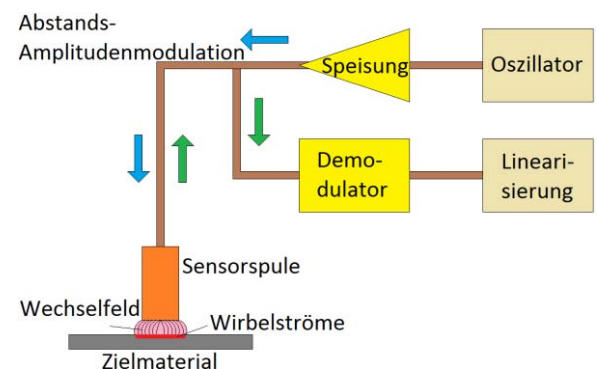


Bild 1: Analoges Aufbau (schematisch)

Die große Herausforderung liegt in der Speisung der Spule, der Stabilität des Oszillators und in der Geschwindigkeit der Amplitudendemodulation. Letzteres bestimmt hauptsächlich die Grenzfrequenz der Positionserfassung. Dieser Beitrag soll zeigen, wie es mit neuen Bauelementen möglich ist, klassische Systeme abzulösen.

2 Signalquelle / Oszillator

Die klassische Generierung eines Sinussignals erfolgt meist mit einem Oszillator. Seine Amplituden- und Frequenzstabilität ist sehr stark von der Temperatur abhängig. Oft steht die Steifigkeit beider Größen im Gegensatz zur Parametervariation, so dass sie in diesen

Geräten fest eingestellt ist. Als Beispiel für die Frequenzstabilität gegenüber Variierung der Temperatur sei der Wien-Brücken-Oszillator genannt. Ein quarzstabiler Oszillator hingegen hat keine von Außen einstellbare Frequenz. Die Anpassung dieser Größen an die herstellungsbedingten Toleranzen der Sensorspulen mit variablen Signalleitungslängen ist schaltungstechnisch aufwendig und muss in den meisten Fällen per Hand durchgeführt werden.

Es ist jedoch möglich, die Vorteile des stabilen Quarzes mit einem schnellen digitalen Teiler zu kombinieren. Je größer die Bitbreite des Teilers ist, desto kleiner kann die Schrittweite der Frequenzvariation erfolgen. Mit dem geteilten Takt erfolgt der Zugriff auf eine im digitalen System gespeicherte Sinustabelle. Die Ausgabe der Werte erfolgt über einen schnellen Digital-Analog-Wandler.

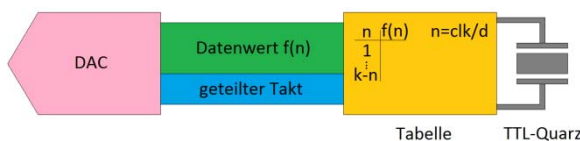


Bild 2: Quarzstabiler frequenzvariabler Sinus-generator

Als mögliches Anwendungsbeispiel seien der AD9762 als DAC und als Teiler mit integrierter Tabelle ein SPARTAN 3 FPGA genannt. Ein großer Vorteil ist die Synchronisierbarkeit mehrerer Systeme, da die Daten digital vorliegen.

3 Sensorspeisung

Die Speisung des Sensors erfolgt klassisch mit einer Spannungsquelle. Das von der Spannungsquelle aufbereitete Generatorsignal liegt an einer, an die Sensorleitung anpassbare, (Halb-) Brückenschaltung an. Die Sensorleitung mit Sensorspule ist ein Teil des Brückenzeiges.

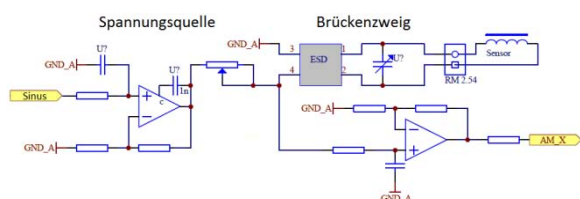


Bild 3: Spannungsgespeiste Sensorspule

Untersuchungen ergaben, dass die Amplitude sich nur gering über den Abstand zum Objekt ändert. Je hochohmiger der Brückenzeig wird, desto höher ist die Amplitudenänderung. Jedoch steigt auch die Empfindlichkeit gegenüber Berührungen der Sensorleitung. Mit einem zusätzlichen Schirmtreiber ist es möglich, diesen negativen Einfluss zu beseitigen. Der Vorteil der Schaltung liegt in der Stabilität der Amplitude des Treibersignals.

Die Schaltungsanalyse von bekannten Geräten (Vibrometer von Meggitt, Micro Epsilon) ergab, dass sie ohne Schirmtreiber auskommen und nur eine kleine Amplitudenänderung nutzen.

Es gibt noch die Möglichkeit, die Sensorspeisung mit einer Stromquelle zu realisieren. Die Leitung mit Sensorspule wird ohne Brücke direkt von einer Stromquelle betrieben.

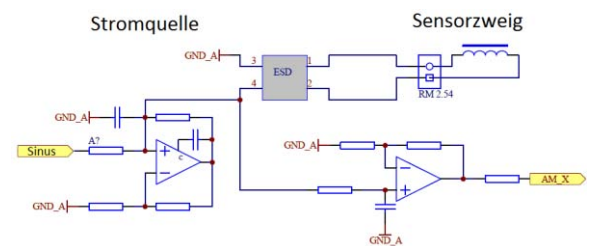


Bild 4: Stromgespeiste Sensorspule

Versuchsschaltungen ergaben, dass eine hohe Amplitudenänderung über den Weg messbar ist. Leider war aber auch die Empfindlichkeit gegenüber Berührungen der Sensorleitung sehr hoch. Ursache ist die Verwendung von "normalen" Operationsverstärkern (OPV) mit Spannungsrückführung. Parasitäre Bauelemente sind Ursache für den in der Rückführung auszuregelnden Spannungsabfall am invertierenden Eingang. (Massebezug → Spannungsabhängig)

Doch für dieses Problem gibt es eine Lösung. In modernen Schaltungen mit Signalfrequenzen im MHz Bereich finden immer mehr Operationsverstärker mit Stromgegenkopplung Anwendung. Für eine Stromquelle ist diese Art der Gegenkopplung auf den invertierenden Eingang optimal, da vom Ausgang des OPV

für beide Signalwege ein Strom in der Rückführung notwendig ist. Parasitäre Effekte sind hochohmig und haben Aufgrund der Stromgegenkopplung keinen Einfluss. (Massebezug → Stromabhängig)

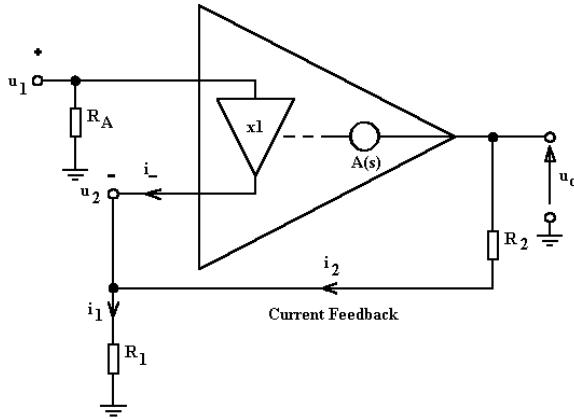


Bild 4: Stromgegengekoppelter OPV [1]

4 Demodulator

Einen entscheidenden Einfluss auf die Grenzfrequenz hat der Demodulator des amplitudenmodulierten Signals. In klassischen Schaltungen funktioniert die Demodulation wie ein Gleichrichter mit anschließendem Kondensator zur Glättung.

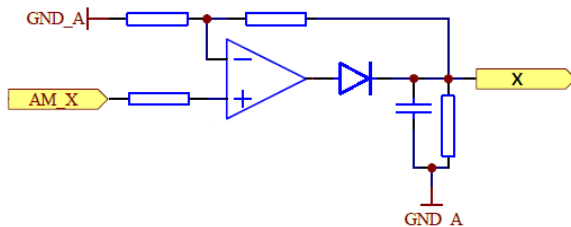


Bild 5: Hüllkurven - Demodulator

Die R-C Kombination am Ausgang des OPV bestimmt die Grenzfrequenz des Systems. Der Kondensator kann zwar in relativ kurzer Zeit geladen werden, aber die Entladung bestimmt der parallel angeschlossene Widerstand. Dieser muss mindestens so groß sein, dass das Trägersignal kaum noch messbar ist.

[2] behandelt die Problematik der momentanen Scheitelwertmessung sinusförmiger Größen. Dieses Demodulationsverfahren zeichnet sich durch eine hohe Grenzfrequenz aus, da die Demodulation nicht über eine oder mehrere Perioden des

Trägersignals erfolgen muss. Ausgangspunkt ist die trigonometrische Beziehung:

$$\hat{y} = c = \sqrt{\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha} \quad (1)$$

Die Gleichung zeigt, dass sich der Betrag c eines zeitlich umlaufenden Vektors zu jedem Zeitpunkt t bestimmen lässt. Da nur eine Sinusgröße zur Verfügung steht, kann die Cosinus-Funktion durch Ableiten gewonnen werden. Mit der Festlegung der Arbeitsfrequenz und einem Übertragungsfaktor von 1 gilt:

$$V1(t) = -R \cdot C \left(\frac{dU_e(t)}{dt} \right)$$

$$V1(t) = -\hat{U}_e \cdot \omega RC \cdot \cos \omega t \quad (2)$$

Für eine frequenzunabhängige Amplitude ist die Erweiterung mit einem Integrator notwendig.

$$V2(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \int U_e(t) dt$$

$$V2(t) = \frac{\hat{U}_e}{\omega RC} \cos \omega t \quad (3)$$

Analoge Multiplizierer haben aufgrund realisierbarer Ausgangsspannungen einen konstanten Teiler E .

$$V1(t) \cdot V2(t) = -\frac{\hat{U}_e^2}{E} \cos^2 \omega t = V3(t) \quad (4)$$

Mit dem Eingangssinus

$$V4(t) = \frac{\hat{U}_e^2}{E} \sin^2 \omega t \quad (5)$$

Erhält man nach Subtraktion

$$V5(t) = \frac{\hat{U}_e^2}{E} \sin^2 \omega t - \left(-\frac{\hat{U}_e^2}{E} \cos^2 \omega t \right)$$

$$V5(t) = \frac{\hat{U}_e^2}{E} (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) \quad (6)$$

Anschließendes Kürzen des Faktors E und Wurzelziehen ergibt den Scheitelwert.

$$\hat{U}_e = \sqrt{E \cdot V5} \quad (7)$$

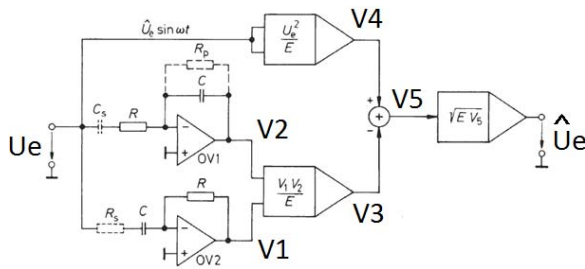


Bild 6: Momentaner Scheitelwert Demodulator [2]

Die Herausforderung besteht in der technischen Realisierung dieser Gleichungen. Mit einer rein analogen Lösung ist eine Linearisierung recht schwierig. Auch das Anbinden an gängige Busse ist analog aufwendig. Darum kam als zweites eine rein digitale Lösung in Betracht. Doch die Umsetzung erwies sich Schaltungstechnisch kompliziert. Das Amplitudenmodulierte Signal ändert sich im Messbereich nie über den gesamten Aussteuerbereich des Analog-Digital-Wandlers (ADC). Logisch erscheint nun die Subtraktion des Messsignals vom Generatorsignal. Doch aufgrund sich ändernder Phasenverschiebung in Abhängigkeit vom Abstand zum Messobjekt, scheidet diese Möglichkeit aus. Die Demodulation muss also analog vor der Digitalisierung erfolgen. Dann können Gleichanteile subtrahiert und Verstärkungen an den Aussteuerbereich des ADC angepasst werden. Eine Mischung aus beiden Lösungsansätzen ist zielführend. Für die Bereitstellung des Generatorsignals bietet sich ein Direct-Digital-Synthesis (DDS) Generator an. Er liefert quartz stabile, programmierbare Kurvenformen und Frequenzen. Hohe Rechengeschwindigkeiten sind nun nicht mehr nötig, so dass statt einem FPGA auch ein Mikrocontroller zum Einsatz kommen kann.

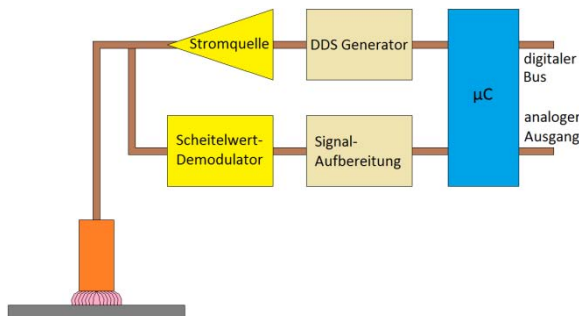
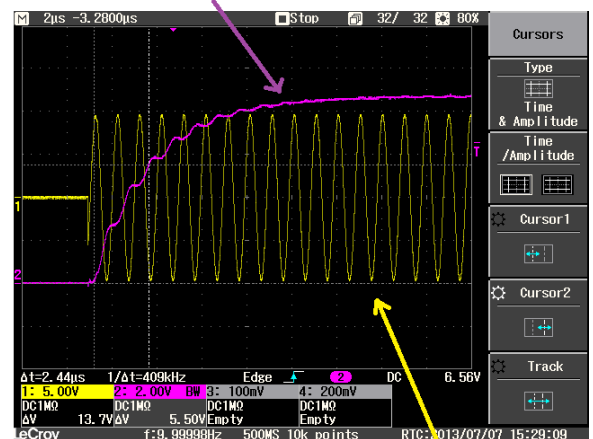


Bild 7: Positionserfassung schematisch

5 Bestimmung der Grenzfrequenz

Die Grenzfrequenz der Schaltung ist so hoch, dass eine mechanische Prüfung des Systems nicht möglich ist. Es ist jedoch möglich, den Demodulator mit einem Funktionsgenerator über die volle Signalamplitude elektrisch zu testen. Ideale I und D-Glieder sind praktisch nicht umsetzbar. Dem I-Glied ist ein Kondensator vorgeschaltet und dem Integrationskondensator ein hoher Widerstand parallel angeschlossen. Beide Maßnahmen verhindern, dass Gleichanteile sich auf die Integration auswirken. Dem Kondensator am D-Glied ist ein Widerstand in Reihe beigefügt, welcher den Strom in den invertierenden Eingang begrenzt (Realisierungspol). Diese zusätzlichen Bauelemente sind die Ursache für nicht exakte Cosinus-Funktionen. Dem berechneten Scheitelwert ist darum immer ein geringer Wechselanteil überlagert. Dieser Anteil kann durch ein PT1-Glied, mit einer Grenzfrequenz wie z.B. der halben Generatorfrequenz herausgefiltert werden.

demodulierter Scheitelwert



rechteckmodulierte Eingangsspannung am Demodulator

Bild 8: Sprungantwort gefilterter Scheitelwert. Generatorfrequenz 1 MHz, 10Hz AM-Rechteck

Bei 63% der Amplitude (magenta) erfolgt die Bestimmung der Grenzfrequenz. Sie liegt hier bei zirka 400 kHz. Möchte man einen glatteren Anstieg, ist das Herabsetzen der Grenzfrequenz z.B. auf 100kHz noch möglich. Mit diesem Aufbau ist eine signifikant höhere Grenzfrequenz erreichbar,

als bei am Markt befindlichen Systemen, welche nur maximal 20 kHz gestatten [4].

6 Ausgangsspannung gegenüber Abstand

Als nächstes folgte das Ermitteln der Ausgangsspannung gegenüber dem Abstand zum Zielobjekt. Diese Versuche fanden direkt am Sensorkabel mit 2 Sensoren statt. Das Zielobjekt wurde zwischen beiden Sensoren bewegt.

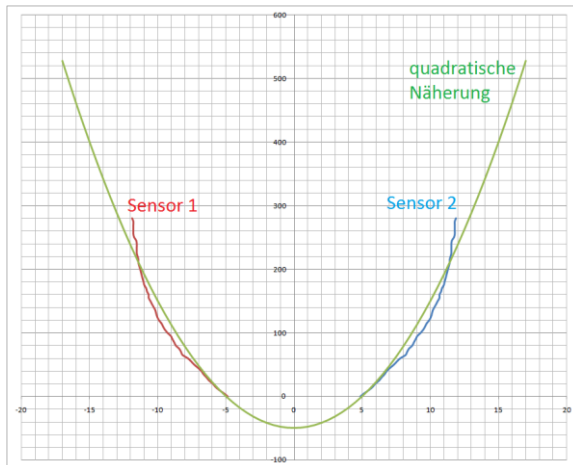


Bild 9: Kurvenverlauf Abstand zu Spannung

Bild 9 zeigt, dass die Kurvenverläufe der Spannungen nahezu quadratisch gegenüber dem Abstand verlaufen. Damit ist es möglich, das Wurzelziehen von V_5 des Demodulators in Bild 6 zu vernachlässigen, da die Wurzelfunktion sich genau entgegen gesetzt krümmt.

7 Datenlogger mit MATLAB®

Um schnelle und qualitativ gute Aussagen treffen zu können, wurde MATLAB® [3] verwendet. Umfangreiche Bibliotheken stehen dem Anwender bereit, Daten einzulesen, zu verarbeiten und graphisch auszuwerten. Für die Positionserfassung bietet sich die Nutzung eines MATLAB-GUI an. Mit Hilfe der COM Schnittstelle liest MATLAB die ADC-Daten ein und gibt diese im Diagramm aus. Der Vorteil ist, dass die Datenmenge auf dem PC kaum noch eine Rolle spielt.

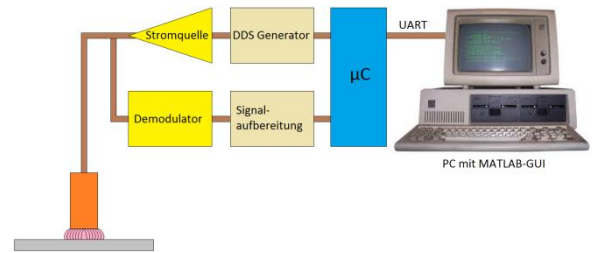


Bild 10: Blockbild Datenlogger mit MATLAB

8 Ausblick

In einem Forschungsprojekt mit Radnaben-Antrieb am Automobil ist die Erfassung der Rotorposition für den Umrichter notwendig. Die Daten sollen aus Sinus- und Cosinus Funktion pro Umdrehung bestehen. In diesem Aufbau werden aus Platzgründen nur flache Schalenkern-Spulen verwendet. Die Messspur verläuft exzentrisch. Eine Masse verhindert Unwuchten. Die hohe Grenzfrequenz der Schaltung lässt darauf hoffen, nicht nur die Rotorposition sondern auch Lagerschäden mit deren typischen Vibrationen zu detektieren.

9 Zusammenfassung

Der Prototyp der dargestellten Positionserfassung mit Wirbelstromsensor stellt eine durchaus konkurrenzfähige Alternative zu bisherigen Systemen dar. Die Verwendung moderner Bauelemente ermöglicht die Realisierung von bisher für diesen Einsatz noch nicht vorgesehenen Schaltungstechniken. Mit dem DDS-Generator in Verbindung zum Mikrocontroller ist es möglich, die Anpassung von verschiedenen Sensoren und Leitungslängen zu automatisieren sowie Kurvenverläufe zu linearisieren.

10 Literatur / Quellen

- [1] Knut Harald Nygaard www.andiha.no, sboa095 Texas Instruments Application Report 2004
- [2] U.Tietze, Ch. Schenk Halbleiterschaltungstechnik 13. Auflage, Springer Verlag
- [3] MATLAB, www.mathworks.com
- [4] Datenblätter MEGGITT, MICRO-EPSILON

Messung magnetischer Streuflüsse zur Bestimmung der Wellenposition im Magnetlager

Johannes Rudolph, Ralf Werner, Ivo Maximow
Professur Elektrische Energiewandlungssysteme und Antriebe
Technische Universität Chemnitz
Chemnitz, Deutschland 09107
Email: johannes.rudolph@etit.tu-chemnitz.de
Email: ralf.werner@hrz.tu-chemnitz.de
Email: ivo.maximow@s2006.tu-chemnitz.de

Zusammenfassung—Magnetlager stellen hoch komplexe mechatronische Systeme dar. Sie eignen sich besonders für Spezialanwendungen, wie Neutronenstrahlchopper und Hochgeschwindigkeitsbearbeitungsmaschinen. Die Genauigkeit, mit der die Welle im Magnetlager positioniert werden kann, hängt maßgeblich von der Qualität der eingesetzten Messsysteme ab. Dabei stehen Eigenschaften wie Auflösungsvermögen, Genauigkeit und Dynamik in einem direkten Zusammenhang zu den Kosten, die für das Messsystem anfallen. Um den finanziellen Aufwand für die Fertigung von Magnetlagern inklusive notwendiger Sensorik zu reduzieren, wird ein Messsystem vorgeschlagen, das auf der Auswertung der magnetischen Streuflüsse außerhalb des Arbeitsluftspaltes basiert. Dazu werden zunächst theoretische Überlegungen angestellt und numerische Berechnungen durchgeführt. Die daraus abgeleiteten Aussagen werden im Anschluss durch praktische Messungen verifiziert. Im Ergebnis liegt ein Messsystem vor, auf dessen Grundlage eine stabile magnetische Lagerung ermöglicht wird.

I. EINFÜHRUNG

Magnetische Lager finden immer häufiger Anwendung in Industrie und Forschung. So werden sie zur Lagerung von Rotoren in Neutronenstrahlchopperrn, Gasultrazentrifugen, Hochgeschwindigkeitsbearbeitungsmaschinen, Verdichtern und Pumpen eingesetzt [4]. Auch in der Medizintechnik haben magnetische Lager in Form von Blutpumpen [1] Einzug gehalten. Bisher werden die Vorteile der berührungslosen und verschleißfreien Lagerung meist nur für spezielle Anwendungen ausgenutzt. Neben der fehlenden Akzeptanz können auch die verhältnismäßig hohen Kosten für die benötigten Messsysteme dafür verantwortlich gemacht werden, dass der Einsatzbereich von Magnetlagern bis heute auf Spezialanwendungen beschränkt ist. So belaufen sich die Kosten für die Messsysteme einer vollständig gelagerten

Welle auf ca. ein Drittel der Gesamtkosten [3]. Um die Einsatzgebiete magnetisch gelagerter Wellen weiter auszubauen, ist es notwendig, die Kosten für Messsysteme weiter zu minimieren. Aus diesem Grund werden in der Fachwelt seit längerem verschiedene Ansätze diskutiert. Weit verbreitet sind Überlegungen und Forschungsarbeiten zu Magnetlagersystemen, bei denen vollständig auf Abstandssensoren verzichtet wird. Sogenannte sensorlose Lager bestimmen die Rotorposition aus systeminhärenten Größen, wie den Spulenströmen oder den Spannungen in den Lagerspulen [2], [6], [5]. Eine weitere Möglichkeit die Wellenposition zu bestimmen nutzt die Abhängigkeit der magnetischen Flussdichte im Luftspalt von der Luftspaltlänge. Ausgehend von:

$$B_L = H \cdot \mu_0 \quad (1)$$

ist die magnetische Feldstärke im Luftspalt nur von der magnetischen Flussdichte und der Vakuumpermeabilität abhängig. Unter der Voraussetzung, dass der magnetische Fluss homogen verläuft und Streuflüsse vernachlässigt werden, stellt sich die Flussdichte wie folgt dar.

$$B_L = \frac{I \cdot N}{\left(\frac{s_L}{\mu_0 \cdot A} + \frac{s_{Fe}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A} \right) \cdot A} \quad (2)$$

Geht man weiterhin davon aus, dass der Querschnitt des magnetischen Kreises konstant ist, gilt für die Flussdichte im Luftspalt unter Beachtung von (1) folgendes.

$$B_L = \frac{I \cdot N \cdot \mu_r \cdot \mu_0}{s_{Fe} + s_L \cdot \mu_r} \quad (3)$$

Unter der Annahme einer konstanten relativen Permeabilität μ_r gleichbleibender Eisenlänge s_{Fe} und dem damit verbundenen unveränderlichen magnetischen Widerstand R_{mFe} , sowie einer festen Windungszahl N , wird die Abhängigkeit der Flussdichte im Luftspalt von

der Luftspaltlänge s_L deutlich. Zur Messung dieser magnetischen Größe eignen sich besonders magnetoresistive Sensoren und Hall-Elemente. Aufgrund ihres Funktionsprinzips, bei dem die aktive Sensorfläche kollinear zu dem magnetischen Feld, dessen Flussdichte bestimmt werden soll, positioniert werden muss, ist die Eignung magnetoresistiver Sensoren wie GMR- (Giant Magneto Resistive) oder AMR- (Anisotrope Magneto Resistive) Sensoren, bei herkömmlichen Polformen eingeschränkt. Deutlich besser eignen sich Hall-Sensoren für die Integration im Luftspalt, deren aktive Sensorfläche orthogonal zu dem zu messenden Magnetfeld ausgerichtet wird. Da ein Hauptziel die Reduzierung der Kosten für die benötigten Messsysteme ist, sollen vorzugsweise handelsübliche Standardsensoren zum Einsatz kommen. Bei Nennluftspaltlängen, die typischerweise weniger als einen Millimeter betragen, gestaltet sich die Integration in den Luftspalt selbst bei kleinsten Bauformen als schwierig bis unmöglich. Um trotzdem auf kostengünstige handelsübliche Hall-Elemente zurückgreifen zu können, wird ein Verfahren vorgeschlagen, bei dem die Messung der magnetischen Streuflüsse außerhalb des Luftspalts die Grundlage für die Bestimmung der Wellenposition im Magnetlager darstellt. Da es, abgesehen von Supraleitern, keine magnetischen Isolatoren gibt, treten in magnetischen Kreisen immer Streuflüsse auf. Diese verlaufen, wie in Abbildung 1 dargestellt, parallel zu dem Hauptfluss, der sich in den ferromagnetischen Anteilen des Kreises ausbildet.

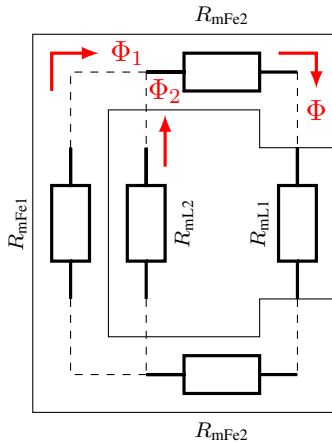


Abbildung 1. Vereinfachter Magnetkreis mit einem Streuflusspfad

Zunächst soll für die ferromagnetischen Anteile ein linearer Verlauf der Flussdichte in Abhängigkeit der Feldstärke angenommen werden. Ausgehend davon setzt sich der magnetische Gesamtwiderstand aus einem unveränderlichen Teil R_{mS} zusammen, zu dem alle magne-

tischen Widerstände im Eisen und der Widerstand des Streupfades gehören und dem Widerstand R_{mL1} , der sich in Abhängigkeit der Luftspaltlänge ändert.

$$R_{mL1} = \frac{l_{L1}}{\mu_0 \cdot A} \quad (4)$$

$$R_{mS} = \frac{R_{mFe1} \cdot R_{mL2}}{R_{mFe1} + R_{mL2}} + 2 \cdot R_{mFe2} \quad (5)$$

Daraus ergibt sich der Gesamtfluss mit:

$$\Phi = \frac{I \cdot N}{R_{mS} + R_{mL1}} \quad (6)$$

wobei der Spulenstrom I und die Windungszahl N als konstant angenommen werden. Der magnetische Streufluss stellt sich wie folgt dar:

$$\Phi_2 = r \cdot \Phi \text{ mit } r = \frac{\frac{R_{mFe1} \cdot R_{mL2}}{R_{mFe1} + R_{mL2}}}{R_{mL2}} \quad (7)$$

Unter der Annahme eines für alle Bereiche des Kreises konstanten Querschnitts A kann die magnetische Streuflussdichte unter Beachtung der vorangestellten Zusammenhänge wie folgt angegeben werden.

$$B_{L2} = \frac{r \cdot \frac{I \cdot N}{R_{mS} + R_{mL1}}}{A} \quad (8)$$

Es wird deutlich, dass die magnetische Streuflussdichte bei konstantem Strom nur vom magnetischen Widerstand R_{mL1} und damit von der Länge des Luftspalts abhängt.

II. INTEGRATION DER HALL-ELEMENTE IM MAGNETLAGER

Im Gegensatz zur Positionierung der Hall-Elemente im Luftspalt, bietet die Integration der Sensoren im Bereich zwischen den Polen, aufgrund der günstigeren Platzverhältnisse, bessere Möglichkeiten. Am Beispiel eines achtpoligen Heteropolarlagers sollen zwei verschiedene Möglichkeiten der Positionierung untersucht und nach ihrer Anwendbarkeit beurteilt werden. Prinzipiell ist eine Positionierung zwischen den Polschuhen einer Lagerachse (X+, X-, Y+ und Y-) oder eine Integration zwischen den Lagermagneten (Oben, Unten, Rechts und Links), wie in Abbildung 2 dargestellt, denkbar.

Mit Hilfe numerischer FEM-Berechnungen wurde zunächst überprüft, welche Positionen besser für die Bestimmung der Rotorlage geeignet sind. Dabei stellte sich heraus, dass die Abhängigkeit des Streuflusses im Bereich zwischen benachbarten Lagerachsen von der

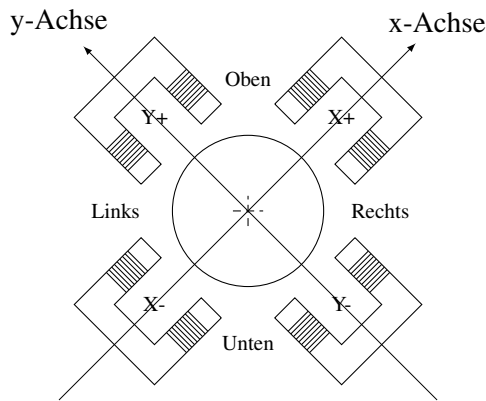


Abbildung 2. Mögliche Positionen für die Hall-Elemente im Magnetlager.

Wellenpositon deutlich stärker ausgeprägt ist (Abbildung 3). Anhand von Messungen konnten die Vorhersagen bestätigt werden.

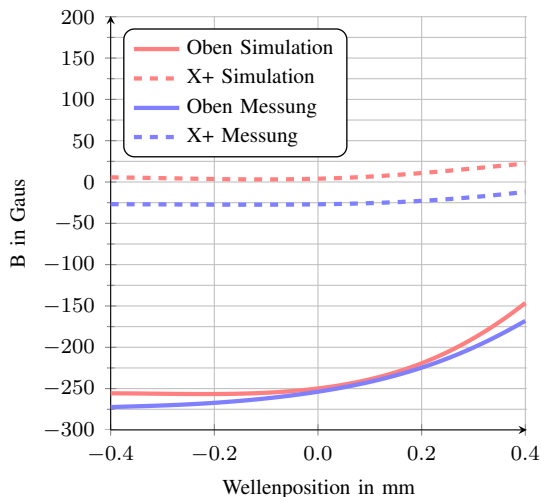


Abbildung 3. Änderung der Streuflussdichte in Abhängigkeit der Rotorverschiebung entlang der x-Achse

Die Ursache hierfür ist in der unterschiedlichen Ausrichtung der Streufelder zu suchen. Im Bereich zwischen zwei entgegengesetzt ausgerichteten Polen einer Achse besitzt der Streufluss, im Bezug zur Rotoroberfläche, hauptsächlich tangentiale Feldanteile, während sich der Streufluss im Bereich zwischen den Lagerachsen zum größten Teil aus normalen Feldanteilen zusammensetzt (siehe Abbildung 4). Aufgrund der Eigenschaft von Hall-Elementen sensibel für den senkrecht durch die Sensorfläche tretenden magnetischen Fluss zu sein, sowie der Tatsache, dass kostengünstige industriell verfügbare Hall-Sensoren meist nur über eine Sensorfläche verfügen die zur Messung tangentialer Feldanteile ungeeignet ist,

wurde nur die Streuflussmessung im Bereich zwischen den Lagerachsen des Magnetlagers verfolgt.

Um die Hall-Sensoren an definierten Positionen im Lager zu fixieren wurden Kunststoffblättchen, die ursprünglich dazu dienten die Wicklungen der Grund- und Steuerspulen vor dem Verrutschen zu schützen, durch Leiterplatten ersetzt. Auf diesen sind die Hall-Sensoren befestigt. Zusätzlich verfügen sie über eine Spannungsstabilisierung und einen Temperatursensor zur Temperaturkompensation. Alle Sensoren wiesen einen akzeptablen Temperaturdrift auf (Abbildung 5). Lediglich der Sensor an der Position Y- fiel durch ein ausgeprägteres Temperaturverhalten auf, dass jedoch durch hinterlegen der aufgenommenen Kennlinie ausgeglichen werden kann. Alle Kennlinien wurden in Rotormittenlage im stromlosen Zustand aufgenommen und stellen eine entsprechende Verschiebung der Flussdichten-Spannungs-Kennlinie dar.

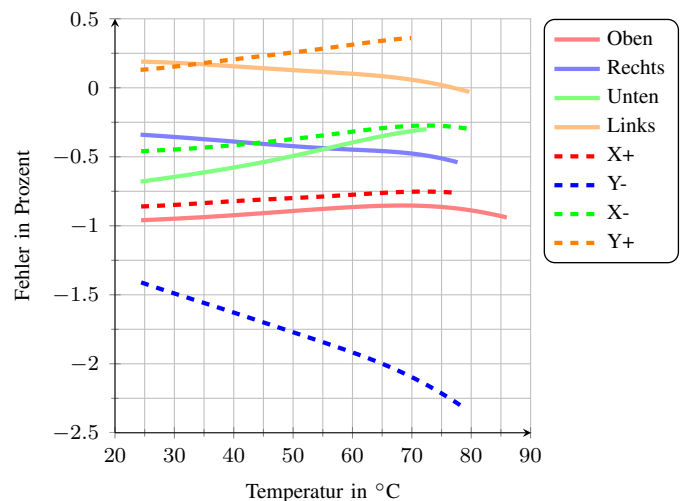


Abbildung 5. Temperaturdrift der Hall-Sensoren

III. LINEARISIERUNG UND KOORDINATENTRANSFORMATION

Wie aus Abbildung 3 hervorgeht, ist der Zusammenhang zwischen Luftspaltlänge und dementsprechend der Rotorposition sowie der Intensität des Streufeldes nicht linear und weist entsprechend der Gleichung (8) ein gebrochen-rationales Verhalten auf. Mit zunehmend kleiner werdendem Luftspalt (positive Wellenposition) fällt der Wert für die Streuflussdichte immer stärker ab. Betrachtet man zwei sich auf einer Achse gegenüberliegende Sensoren, fällt die Symmetrie der Kennlinien auf,

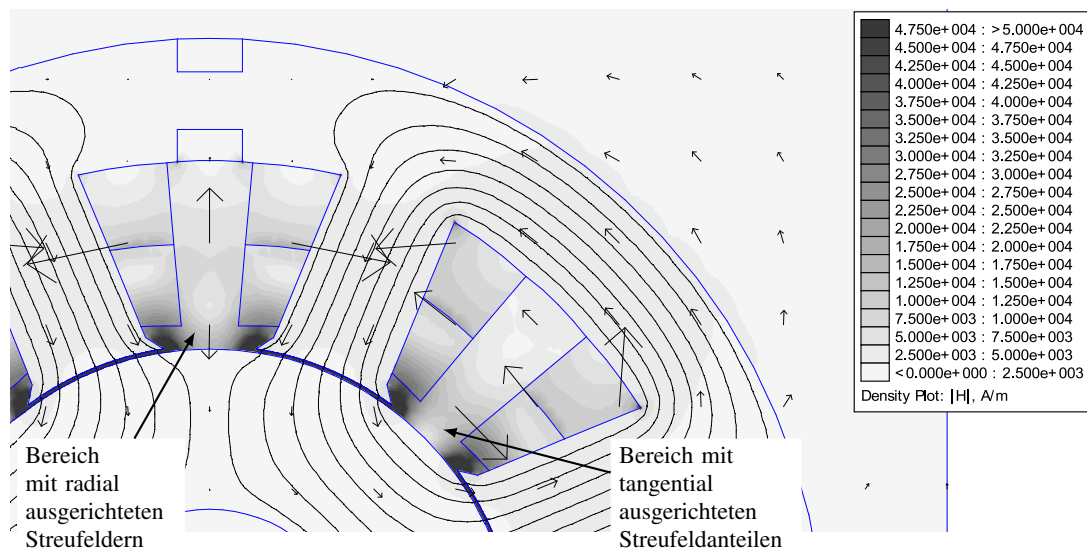


Abbildung 4. Detailansicht der mit Hilfe einer FEM-Software errechneten Feldverteilung. Bereiche mit einer hohen magnetischen Feldstärke sind dunkel gefärbt. Die Ausrichtung des Magnetfelds wird durch Pfeile dargestellt.

deren Schnittpunkt mit der Mittenlage des Rotors zusammenfällt. Demzufolge bietet sich das Differenzprinzip als Linearisierungsmaßnahme an.

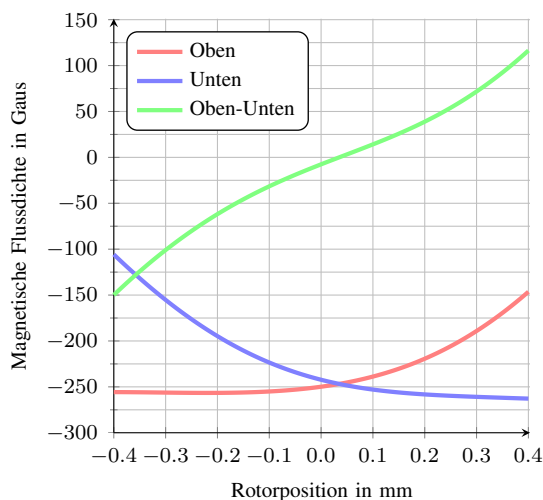


Abbildung 6. Kennlinien sich gegenüberliegender Sensoren und Differenz beider Signale

Die leichten Abweichungen der in Abbildung 6 dargestellten Differenzkennlinie von einem linearen Verlauf im unteren und oberen Bereich, lassen sich durch eine Abweichung der, für die Messung angenommenen, Mittenlage des Rotors von der tatsächlichen Lagermitte erklären. Ein Indiz dafür ist zudem der im Diagramm vom Nullpunkt nach rechts verschobene Schnittpunkt beider Funktionen. Neben der Abhängigkeit vom Luft-

spalt ist das magnetische Streufeld, wie aus Gleichung (8) hervorgeht, auch vom Spulenstrom abhängig. Dies bedeutet, dass bei unbestromten Lagerspulen, kein Lagesignal generiert werden kann. Gleichzeitig hat eine Variation des Stroms auch immer eine Änderung des Positionssignals zur Folge, obwohl sich die Lage des Rotors im Magnetlager nicht verändert hat. Bei den weit verbreiteten Heteropolarlagern wird das Kraft-Strom-Verhalten des Magnetlagers häufig durch zusätzliche Grunderregerwicklungen linearisiert, so dass ein stromloser Zustand während des regulären Betriebs des Magnetlagers ausgeschlossen werden kann. Die negativen Auswirkungen aber, die eine direkte Abhängigkeit des Istwerts vom Reglerausgangssignal auf ein stabiles Schweben hat, sind offensichtlich und müssen nicht weiter diskutiert werden. Im untersuchten achtpoligen Heteropolarlager stellte sich die Abhängigkeit des Positionssignals vom Steuerstrom wie in Abbildung 7 verdeutlicht dar. Die Messung der Positionssignale an definierten Positionen entlang der Achse von Unten Links nach oben Rechts bei schrittweiser Veränderung des Steuerstroms von -15A bis +15A und einem Grunderrgerstrom von 6A führt zu einer entsprechenden Kennlinienschar. Dabei verschieben sich die Kennlinien mit zunehmendem negativem Strom in einen positiven Bereich zunehmender Streuflussdichte, während eine Erhöhung des Stroms bis auf +15A zu einer Verschiebung in entgegengesetzter Richtung führt.

Prinzipiell kann der Einfluss des Steuerstroms in erster Näherung als Verschiebung des eigentlichen Positionssignals gewertet werden. Geht man zunächst von

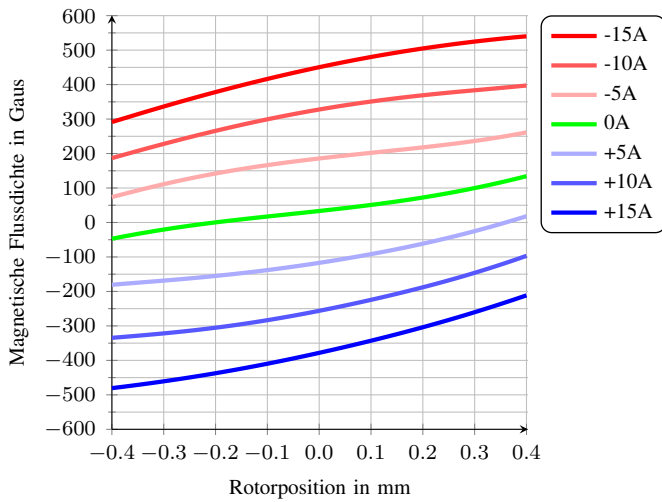


Abbildung 7. Einfluss des Steuerstroms auf das Messsystemverhalten in der Oben-Unten-Achse

einem linearen Zusammenhang aus, lässt sich der Stromeinfluss auf das Messsignal mit Hilfe einer Addition von Stromistwert und Lageistwert kompensieren. Dies erfolgt durch einen echtzeitfähigen Mikrorechner, auf dem die entsprechenden Algorithmen und Kennlinienfelder hinterlegt werden können. Um das Lagesignal möglichst vollständig von den Einflüssen des Steuerstroms bereinigen zu können, ist eine genaue Kenntnis des momentan fließenden Steuerstroms notwendig. Da dieser jedoch prinzipbedingt durch die Funktionsweise der getakteten Stromrichter stark verrauscht ist, sind Maßnahmen zur Verbesserung der Signalgüte unerlässlich. Abbildung 8 zeigt das unbearbeitete Stromsignal ($100\text{mV} = 1\text{A}$) und das zur Digitalisierung aufbereitete gefilterte Signal. Mit Hilfe des gemessenen momentan fließenden Stroms, kompensiert eine auf dem Mikrorechner (*dSpace*-System) laufende Software das Positionssignal, basierend auf dem zuvor aufgenommenen Kennlinienfeld in Echtzeit. Das in Abbildung 9 dargestellte unkompenzierte Lagesignal weist aufgrund des sinusförmigen Steuerstroms ebenfalls eine Sinusform mit einer Frequenz von $f=1\text{kHz}$ auf. Das von der Software in Echtzeit korrigierte Positionssignal ist vom Stromeinfluss hingegen weitestgehend bereinigt. Der Rotor war während des Versuchs in der Lagermitte fixiert.

Da die Zykluszeit des Echtzeitrechners $17\mu\text{s}$ beträgt und der Stromrichter mit einer Frequenz $f_{\text{SR}}=50\text{kHz}$, was einer Periodendauer von $T_{\text{SR}}=20\mu\text{s}$ entspricht, arbeitet, ist eine Stromkompensation über den gesamten vom Stromrichter darstellbaren Frequenzbereich gewähr-

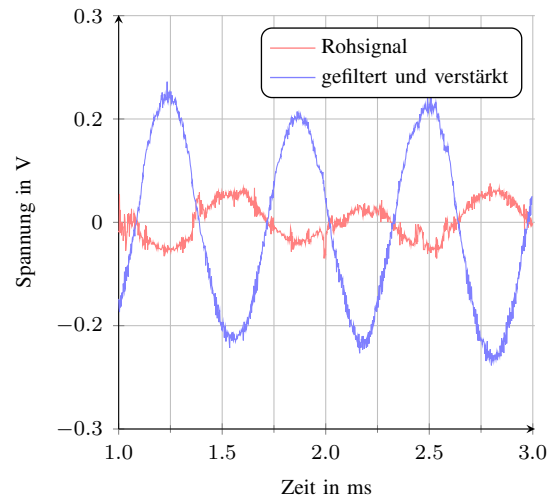


Abbildung 8. Rohsignal des Stromistwerts sowie gefiltertes und verstärktes Stromsignal (sinusförmige Sollwertvorgabe, $f=1\text{kHz}$)

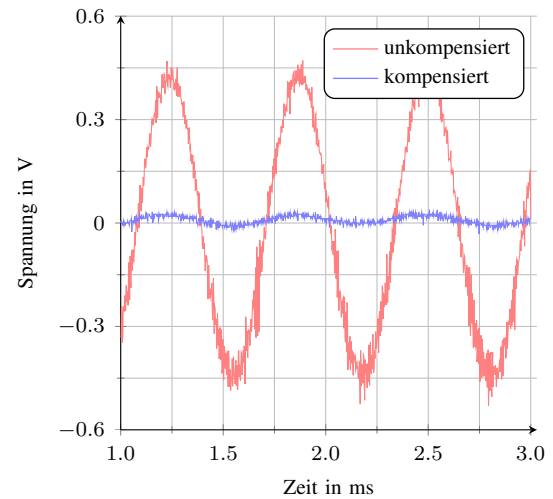


Abbildung 9. Stromkompensation des Lagesignals bei sinusförmiger Sollwertvorgabe des Stroms mit $f=1\text{kHz}$)

leistet. Zur Verdeutlichung sind in Abbildung 10 das unkompenzierte und das vom Stromeinfluss bereinigte Positionssignal bei einem sinusförmig vorgegebenen Steuerstrom von $f=30\text{kHz}$ dargestellt.

Da die Messung der Rotorposition ursprünglich in der X- bzw. Y-Achse durchgeführt wurde, in der auch die Lagerkräfte wirken, ist eine Transformation der Messwerte, die in der Oben-Unten- sowie Rechts-Links-Achse gewonnen werden notwendig. Aufgrund der Rotations-symmetrie des Lagerschnitts bietet sich eine Rotation um 45° an, die von einer auf einem Echtzeitrechner laufenden Software ausgeführt wird. Mit Hilfe der Drehmatrix R_α können die Positionssignale in die entsprechenden X- und Y- Werte überführt werden.

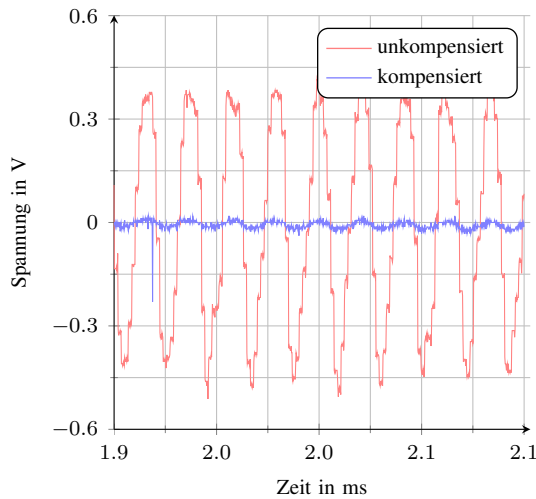


Abbildung 10. Stromkompensation des Lagesignals bei sinusförmiger Sollwertvorgabe des Stroms mit $f=30\text{kHz}$

$$\begin{bmatrix} \cos(-\frac{\pi}{4}) & -\sin(-\frac{\pi}{4}) \\ \sin(-\frac{\pi}{4}) & \cos(-\frac{\pi}{4}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b \\ a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} \quad (9)$$

Die Achse, die von den Hall-Sensoren an den Positionen Oben und Unten gebildet wird, entspricht der a-Achse. Analog dazu wird die b-Achse durch die Sensoren Links und Rechts gebildet. Da eine Rotation im Uhrzeigersinn durchgeführt werden soll, müssen in die Drehmatrix negative Winkel eingesetzt werden.

IV. EIGENSCHAFTEN DES AUF DER MESSUNG DER STREUFLÜSSE BASIERENDEN MESSSYSTEMS

Um die Eigenschaften des streuflussbasierten Messsystems beurteilen zu können, wurde das Magnetlager zunächst mit den standardmäßig integrierten kapazitiven Sensoren betrieben. Aus Gründen der Übersichtlichkeit ist nur eines der beiden kapazitiven Messsignale dargestellt. Bei Verschiebung des Rotors in die a- bzw. b-Achse ergeben sich, aufgrund der Verdrehung der beiden Messsysteme zueinander um 45° , ohnehin identische kapazitive Signale. Parallel dazu wurden die magnetischen Streuflüsse ausgewertet. Anhand einer Sprungantwort (Abbildung 11) in der a-Achse sind Rückschlüsse auf die Qualität des Messsystems möglich. Trotz aktiver Stromkompensation ist das Signal des streuflussbasierten Messsystems im Vergleich mit dem des kapazitiven Messsystems stark verrauscht. Die Ursache liegt in der endlichen, nicht beliebig verkürzbaren Zykluszeit des Echtzeitrechners. Besonders höherfrequente Störungen tragen zu einer Verringerung der Signalgüte bei. Beim Betrieb des Lagers mit dem auf der Auswertung

der Streuflüsse beruhendem Messsystem, wurde ebenfalls eine Sprungantwort aufgenommen (siehe Abbildung 12). Anstelle des analogen Reglers wurde eine PID-Regelalgorithmus auf dem Echtzeitrechnersystem implementiert. Aufgrund des verrauschten Signals konnte der Regler jedoch nur mit wesentlich geringerer Verstärkung und kleinerem D-Anteil betrieben werden. Da das Lager damit weniger robust gegenüber Störkräften ist, waren nur um den Faktor zwei kleine Sprünge des Lagesollwerts möglich.

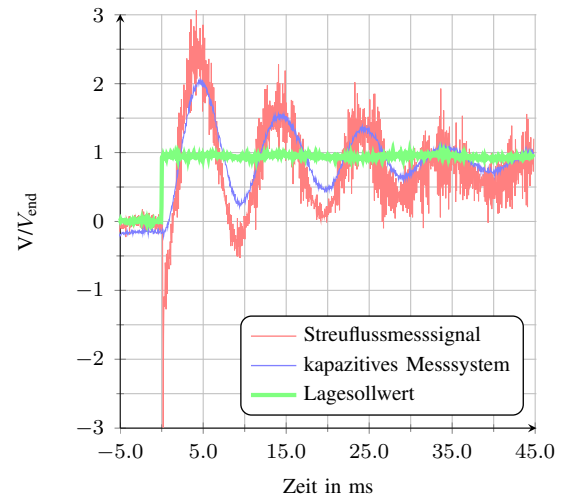


Abbildung 11. Sprungantwort des Lagers während des Betriebs mit kapazitiven Sensoren und analogem PID-Regler

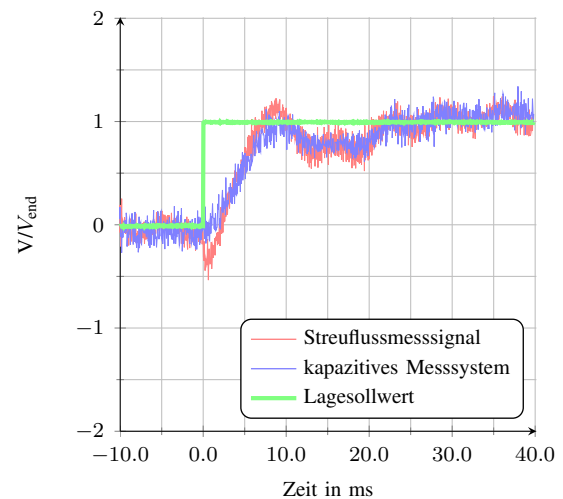


Abbildung 12. Sprungantwort des Lagers während des Betriebs mit Streuflussmesssystem und digitalem PID-Regler

V. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Die Überlegungen, den magnetischen Streufluss zur Generierung eines Positionssignals des Rotors in aktiven Magnetlagern zu nutzen, wurde zunächst durch numerische Simulationen der magnetischen Verhältnisse in einem radialen Magnetlager überprüft. Dabei wurden besonders günstige Positionen für den Einbau von Magnetfeldsensoren identifiziert und Untersuchungen zu den infrage kommenden Sensortypen angestellt. Durch praktische Versuche konnten die getroffenen Vorhersagen verifiziert werden. Basierend auf der Auswertung der magnetischen Streuflüsse in den Polzwischenräumen konnte ein Messsystem realisiert werden, mit dem ein stabiles Schweben des Rotors in einem radialen aktiven Magnetlager in allen Achsen möglich ist. Die starken Störungen, die durch die Stromrichter verursacht werden, beeinflussen die Signalqualität der eingesetzten Hall-Sensoren signifikant, so dass eine zunächst passive Filterung umgesetzt wurde. Der für die Stabilität der Regelung ungünstige Einfluss des Steuerstroms auf die Messsignale, konnte durch eine, auf einem Echtzeitsystem laufende Software kompensiert werden. Zusätzlich wird von dem Programm die Drehung des Koordinatensystems von der a/b-Achse auf die X/Y-Achse durchgeführt. Das theoretische Auflösungsvermögen ist mit dem des standardmäßig eingesetzten kapazitiven Messsystem zu vergleichen, wird in der Praxis jedoch, aufgrund der trotz Filterung verrauschten Messsignale, nicht erreicht. Hier sind weiterführende Untersuchungen und Versuche zu einer verbesserten Filterung sinnvoll. Beispielsweise besteht die Möglichkeit, statt passiver Filter, digitale Filteralgorithmen auf dem Echtzeitrechner zu implementieren, deren Eigenschaften je nach Anforderung dynamisch angepasst werden können. Alternativ dazu können auch andere Regelkonzepte zum Einsatz kommen, als der zur Zeit per Software implementierte PID-Regler, die besser für die Verarbeitung verrauschter Eingangssignale geeignet sind. In weiterführenden Untersuchungen ist zudem zu klären, ob das streuflussbasierte Messsystem auch in anderen Magnetlagertypen zum Einsatz kommen kann.

LITERATUR

- [1] Hideo Hoshi, Tadahiko Shinshi, and Setsuo Takatani. Third-generation blood pumps with mechanical noncontact magnetic bearing. *Artificial Organs*, Vol. 30 Issue 5:324–338, 2006.
- [2] Richard A. Rarick. Control of an active magnetic bearing with and without position sensing. Master's thesis, Cleveland State University, May 1989.

- [3] Thomas Schuhmann. *Optimale Zustandsschätzung und -regelung an Magnetlagern mit integrierten kapazitiven Lagesensoren (in german)*. PhD thesis, TU Dresden, 2011.
- [4] Gerhard Schweitzer, Alfons Traxler, and Hannes Bleuler. *Magnetlager*. Springer-Verlag, 1993.
- [5] K. K. Sivadasan. Analysis of self-sensing active magnetic bearings working on inductance measurement principle. In *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, volume 32, pages 329 – 334. IEEE, 1996.
- [6] Norbert Skricka. *Entwicklung eines sensorlosen aktiven Magnetlagers*. VDI, 2004.