



Hochschule
Zittau/Görlitz
UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES

Institut für Prozeßtechnik,
Prozeßautomatisierung
und Meßtechnik



Tagungsband

12. Workshop

Magnetlagertechnik Zittau-Chemnitz

2. – 3. September 2019

Zittau

Wissenschaftliche Berichte

Heft 133/2019

Nr. 2740 - 2750

Titel	Tagungsband 12. Workshop Magnetlagertechnik Zittau-Chemnitz 2.-3. September 2019 Zittau
Herausgeber	Rektor der Hochschule Zittau/Görlitz Prof. Dr. phil. Friedrich Albrecht Theodor-Körner-Allee 16 02763 Zittau
Redaktion	Dipl.-Ing. (FH) Stephan Düsterhaupt Dipl.-Ing. Torsten Rottenbach
Redaktionsschluss	15.10.2019
ISBN	978-3-941521-28-5

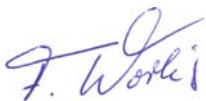
© Copyright 2019
Sämtliche Rechte liegen bei den Autoren der einzelnen Beiträge.

Vorwort

Der diesjährige 12. Workshop Magnetlagertechnik Zittau-Chemnitz setzt eine Veranstaltungsreihe fort, die vor nunmehr 25 Jahren mit dem 1. Workshop 1994 in Zittau ihren Anfang nahm. Während anfänglich Magnetlager Sonder- oder Nischenlösungen darstellten, haben Magnetlager in dieser Zeit in zahlreichen Applikationen Produktstatus erreicht. Das ist neben der Verfügbarkeit immer leistungsfähigerer Komponenten bspw. in der Regel- oder Leistungselektronik auch auf die Anwendung moderner, computergestützter Methoden bei der Auslegung und Konstruktion von Magnetlagern zurückzuführen. Die konsequente Weiterentwicklung der Magnetlagertechnologie und deren vorteilhafte Anwendung in der Industrie und Energietechnik führen zu einer Erhöhung der Energieeffizienz, Sicherheit und Zuverlässigkeit der Anlagen und zur Reduzierung umweltschädlicher Immissionen. Neue Anwendungsfelder ergeben sich auch aus aktuellen Entwicklungen bei der Energieversorgung oder der Digitalisierung und Vernetzung der industriellen Produktion – Industrie 4.0. In diesem Sinn versteht sich der Workshop als Podium für Wissenschaftler, Entwickler, Hersteller und Anwender zum weiteren Avancement dieser Technologie.

Der vorliegende Tagungsband beinhaltet die von den Autoren eingereichten Beiträge in der Reihenfolge des Tagungsprogramms.

Die Veranstalter danken besonders den Autoren, Referenten und Teilnehmern sowie allen, die durch ihr Engagement zum Gelingen des Workshops beigetragen haben und freuen sich auf eine Fortsetzung der Veranstaltungsreihe 2021 an der Technischen Universität Chemnitz.



Prof. Dr.-Ing. Frank Worlitz
Zittau, im September 2019

Inhalt

Sensorlose Flussdichteregelung für axiale Magnetlager auf Basis fraktionaler Systeme	1
<i>Robert Seifert, Wilfried Hofmann</i> <i>Technische Universität Dresden</i>	
Untersuchung des Übertragungsverhaltens eines aktiven Magnetlagers mit Flussdichtemessung im Luftspalt	11
<i>R. Liebfried, W. Hofmann</i> <i>Technische Universität Dresden</i>	
Charakterisierung und Untersuchung der Regelstrecke eines streuflussbasierten Lagemesssystems für Magnetlager	19
<i>J. Rudolph, R. Werner</i> <i>Technische Universität Chemnitz</i>	
Sensorlose Regelung eines radialen Magnetlagers mittels optimierter Raumzeigermodulation	25
<i>D. Wimmer, M. Hutterer, M. Schrödl</i> <i>Technische Universität Wien</i>	
Entwicklung des Softwarewerkzeuges RED-CAT Rotor Element Dynamics – Calculation and Analysis Tool	33
<i>M. Shmachkov, H. Neumann, F. Worlitz</i> <i>Hochschule Zittau/Görlitz</i>	
Basic principles of analytical 2D radial magnetic bearing design	41
<i>M. Lang¹, K. Krenek²</i> <i>¹ bbw-University</i> <i>² Technical University Berlin</i>	
Magnetlagerauslegung unter Nutzung der Particle-Swarm-Optimization	47
<i>H. Neumann, F. Worlitz</i> <i>Hochschule Zittau/Görlitz</i>	
Entwicklung und Test eines Hochtemperatur-Sensorsystems für den Einsatz in Turbomaschinen	55
<i>S. Düsterhaupt, H. Hoffmann, H. Neumann, I. Noack, T. Rottenbach, F. Worlitz</i> <i>Hochschule Zittau/Görlitz</i>	
Variable rotor unbalance damped via Active Magnetic Bearing	69
<i>A. K. Pilat, B. Sikora</i> <i>AGH University of Science and Technology Krakow</i>	
Stabilisierung magnetisch gelagerter Rotoren mit großem gyroskopischen Effekt	71
<i>M. Hutterer, D. Wimmer, M. Schrödl</i> <i>Technische Universität Wien</i>	
Beiträge zum lagerlosen Getriebemotor	77
<i>W. Gruber</i> <i>Johannes Kepler Universität Linz</i>	

Sensorlose Flussdichteregelung für axiale Magnetlager auf Basis fraktionaler Systeme

Robert Seifert* und Wilfried Hofmann

Technische Universität Dresden, Elektrotechnisches Institut
Helmholtzstraße 9, 01062 Dresden, Germany, *Robert.Seifert@tu-dresden.de

Kurzfassung—Typischerweise wird die Rotorposition aktiver Magnetlager mit einer Lageregelung mit unterlagerter Stromregelung geregelt. Dieser Ansatz erreicht jedoch insbesondere bei axialen Magnetlagern mit massivem Kern seine Grenzen, da Wirbelströme und Sättigungserscheinungen im Magnetkreis eine Diskrepanz zwischen den messbaren und kraftbildenden Spulenströmen hervorrufen. Die in der Folge erhebliche Verminderung der Lagersteifigkeit kann durch eine alternative Flussdichteregelung vermieden werden, da so unmittelbar die kraftbildende Komponente gestellt wird. In diesem Artikel stellen wir eine Regelungsvariante auf Basis eines fraktionalen Flussdichteschätzers vor, der ohne zusätzliche Sensorik auskommt und sich somit auch für bestehende Systeme implementieren lässt. Anhand von berechneten Frequenzgängen zeigen wir das große Verbesserungspotenzial dieser neuen Variante in Bezug auf Regelgüte und Stabilität im Vergleich zu einer klassischen Lageregelung mit unterlagerter Stromregelung.

Stichwörter—Aktive Magnetlager, Wirbelströme, Fraktionale Systeme, Flussdichteregelung, Kaskadenregelung

I. EINLEITUNG

Aktive Magnetlager mit unterlagerter Flussdichteregelung sind seit einigen Jahrzehnten in der Forschung von Interesse [1]. Sie zeichnen sich durch eine höhere Kraftdynamik und ein robusteres Regelverhalten aus, da im Gegensatz zu einer klassischen unterlagerten Stromregelung mit der Flussdichte unmittelbar die kraftbildende Komponente des Systems geregelt wird. Störende Einflüsse, wie Wirbelströme und Sättigung, haben somit keinen direkten Einfluss auf die Regelung. Flussdichtesensoren können zudem platzsparend integriert werden und erlauben den Verzicht auf Lagesensorik. Die einhergehende Reduzierung des Bauraums sowie der Länge von Lager und Welle erhöht die Rotoreigenfrequenzen und verbessert potentiell die Rotordynamik. Trotz der zahlreichen Vorteile, konnte sich das Konzept der unterlagerter Flussdichteregelung bisher nicht in der Praxis durchsetzen. Gründe dafür sind vor allem die großen Sensordicken von handelsüblichen Hall-Sensoren von ca. 500 μm und das Fehlen einer unmittelbaren Schutzfunktion des Stellglieds durch eine Strombegrenzung im Regelkreis.

An der TU Dresden wird in Zusammenarbeit mit dem Leibniz-Institut IWF bereits an ultradünner Hall-Sensorik mit ca. 100 μm Dicke geforscht [2], die sich in das für Magnetlager typische Fanglagerspiel von 200...300 μm integrieren lässt. Die ersten Ergebnisse sind vielversprechend, insbesondere in Bezug auf Linearität und Temperaturbeständigkeit der Sensoren, allerdings sind die Signalstärken mit 0,3 V/(AT) noch sehr gering und die mechanische Belastbarkeit unzureichend.

Im Falle eines magnetischen Axiallagers tritt jedoch noch ein weiteres, aktuell nicht lösbares Problem auf:

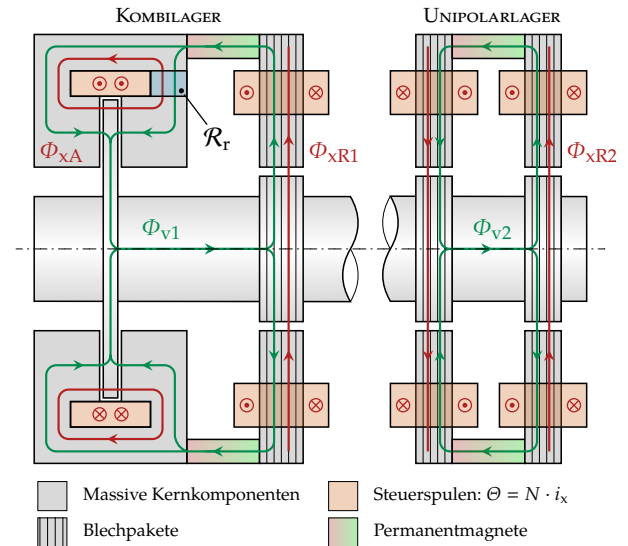


Abb. 1. 5-achsige Magnetlagerung aus Kombilager und Unipolarlager: jeweils homopolarer PM-Vormagnetisierungsfluss Φ_v und heteropolarer Steuerfluss Φ_x (außer Φ_A); Kraftbildung in gegenüberliegenden Luftspalten nach Differenzprinzip

Aufgrund der Feldverdrängung im angrenzenden massiven Eisenkern, kann auch im Luftspalt nicht von einem homogenen Luftspaltfeld ausgegangen werden [3]. Es ist somit nicht möglich, anhand einer punktuell gemessenen Flussdichte auf den kraftproportionalen magnetischen Gesamtfluss zu schließen. Daher möchten wir in diesem Artikel eine alternative, sensorlose Flussdichteregelung für das Axiallager vorstellen.

Aufbauend auf einem fraktionalem Flussdichteschätzer, der in Echtzeit die Flussdichte aus dem messbaren Spulenstrom berechnet, lässt sich diese Flussdichteregelung (B_{EST} -Regelung) auch auf bestehende Magnetlager ohne konstruktive Veränderungen anwenden. Der Begriff „fraktional“ leitet sich aus den bestimmten Eigenschaften der Systemübertragungsfunktion ab, welche die Laplace-Variable s mit gebrochenem (fraktionalem) Exponenten γ aufweist [4].

Während wir in Vorarbeiten bereits ausführlich auf die Herleitung des Flussdichteschätzers [5] und die Auslegung des inneren Regelkreises [6] eingegangen sind, zeigt dieser Artikel das Verbesserungspotenzial einer unterlagerten Flussdichteregelung für die überlagerte Lageregelung auf. Mit Hilfe einer dynamischen Reglerausgangsbegrenzung im inneren Regelkreis ermöglichen wir zudem eine effektive Strombegrenzung auch im Falle einer Flussdichteregelung.

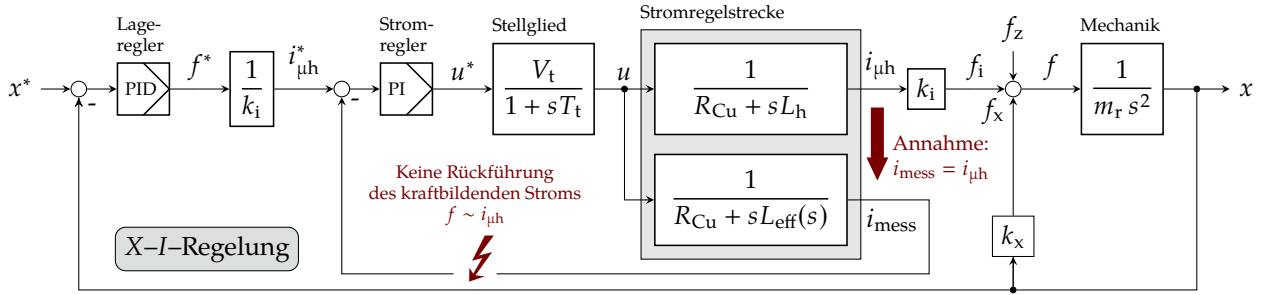


Abb. 2. Klassische Lageregelung mit unterlagerter Stromregelung unter der Annahme $i_{\mu h} = i_{\text{mess}}$ und $L_{\text{eff}}(\omega) = L_h = \text{konst.}$ — N : Windungszahl, A_g : Luftspaltquerschnitt, T_t , V_t : Zeitkonstante, Verstärkung des Stellglieds, R_{Cu} : Spulenwiderstand, m_r : Rotormasse

II. VERSUCHSAUFBAU UND STAND DER TECHNIK

In Abb. 1 ist eine beliebige Variante einer 5-achsigen Magnetlagerung dargestellt, die sich durch ihre Kompaktheit und die ausschließlich passive Vormagnetisierung auszeichnet. Dabei handelt es sich um Heteropolar-Lager mit homopolarer Vormagnetisierung Φ_v (auch *Unipolarlager* genannt), wobei die linke Lagerseite des einen Lagers durch ein Axiallager ersetzt wurde (daher *Kombilager*).

Allen Achsen ist gemeinsam, dass sich Steuer- und Vormagnetisierungsfluss in den gegenüberliegenden Luftspalten jeweils entweder addieren oder subtrahieren (Differenzprinzip) und sich so ein quasi-linearer Zusammenhang zwischen der Kraft F und dem Steuerfluss Φ_x erreichen lässt. In der Standardliteratur [7] wird zudem angenommen, dass sich auch der Steuerstrom i_x proportional zu Kraft und Steuerfluss verhält:

$$\text{ANNAHME: } F \sim \Phi_x \sim i_{\text{mess}} \quad \text{mit} \quad \Phi_x = \frac{L_h}{N} \cdot i_{\text{mess}}, \quad (1)$$

wobei die Umrechnung über die gemeinhin als konstant angenommene Hauptinduktivität L_h und die Windungszahl N erfolgt. Diese Annahme gilt jedoch nur unter der Vernachlässigung sämtlicher Wirbelströme im Magnetkreis und somit nur für geblechte Kerne in einem beschränkten Frequenzbereich. Die Bandbreite der Lageregelung geblechter Radiallager liegt jedoch i. d. R. darunter, womit die Annahme als hinreichend angesehen werden kann.

Bei ungeblechten Axiallagern wirkt statt der Hauptinduktivität in Gl. 1 vielmehr die sogenannte *effektive Induktivität* L_{eff} [6] (auch *eddy-inductance* [8]):

$$F \sim \Phi_x \approx i_{\text{mess}} \quad \text{mit} \quad \Phi_x = \frac{L_{\text{eff}}(\omega)}{N} \cdot i_{\text{mess}}, \quad (2)$$

welche die wirbelstrombedingte Feldverdrängung im Kern und damit Dämpfung der Induktivität berücksichtigt. Die Beziehung in Gl. 1 gilt weiterhin, jedoch für den kraftbildenden Strom $i_{\mu h}$:

$$F \sim \Phi_x \sim i_{\mu h} \quad \text{mit} \quad \Phi_x = \frac{L_h}{N} \cdot i_{\mu h}. \quad (3)$$

Anhand der in Abb. 2 dargestellten klassischen Lageregelung mit unterlagerter Stromregelung [7] (*X-I-Regelung*) wird deutlich, wie die Annahme einer konstanten Induktivität in Gl. 1 zu einer Diskrepanz zwischen dem kraftbildenden Sollstrom $i_{\mu h}^*$ am Ausgang des Lagereglers

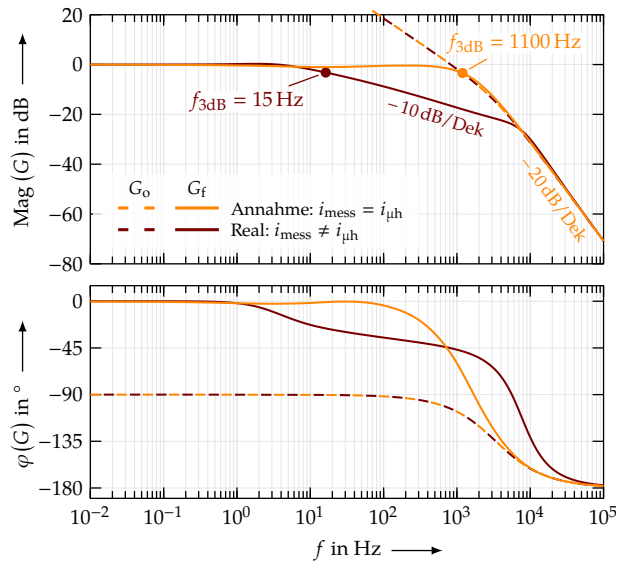


Abb. 3. Frequenzgang des offenen und geschlossenen Regelkreises einer klassischen Stromregelung unter Vernachlässigung von Wirbelströmen und der Annahme $i_{\text{mess}} = i_{\mu h}$ im Vergleich zum realen Frequenzverhalten des Axiallagers. Der angenommene Verlauf entspricht dem Verhalten mit Flussdichteschätzer in Abschnitt V.

sowie dem gemessenen Strom $i_{\text{mess}} = i_{\mu h} + i_{\text{uw}}$ führt. Der unberücksichtigte Anteil i_{uw} ist der zusätzliche Magnetisierungsstrom, proportional zur Wirbelstromdichte J_w im Kern, der aus der dortigen Feldverdrängung resultiert [6]. Das Frequenzverhalten in Abb. 3 zeigt, dass die reale 3dB-Grenzfrequenz des inneren geschlossenen Regelkreises mit lediglich 15 Hz eine Zehnerpotenz unter dem angenommenen Wert liegt. In diesem Frequenzbereich hat das erhebliche Auswirkungen auf die überlagerte Lageregelung, wie wir in Abschnitt V erörtern.

Streufüsse sind aufgrund ihres vergleichsweise geringen Einflusses in diesem Artikel vernachlässigt. Sie können als konstanter Streufussfaktor k_{Streu} vor der Windungszahl N oder als Störgröße in der Regelung berücksichtigt werden.

III. FLUSSDICHTEREGELUNG MIT FRAKTIONALER FLUSSDICHTESCHÄTZUNG

Der Fokus des Artikels liegt ausschließlich auf der Regelung des Axiallagers, da sich dort Flussdichtesensoren nicht sinnvoll einsetzen lassen und die Wirbelströme bereits bei Frequenzen von wenigen Hertz einen Einfluss haben. Um dennoch eine Kompensation der Wirbelströme

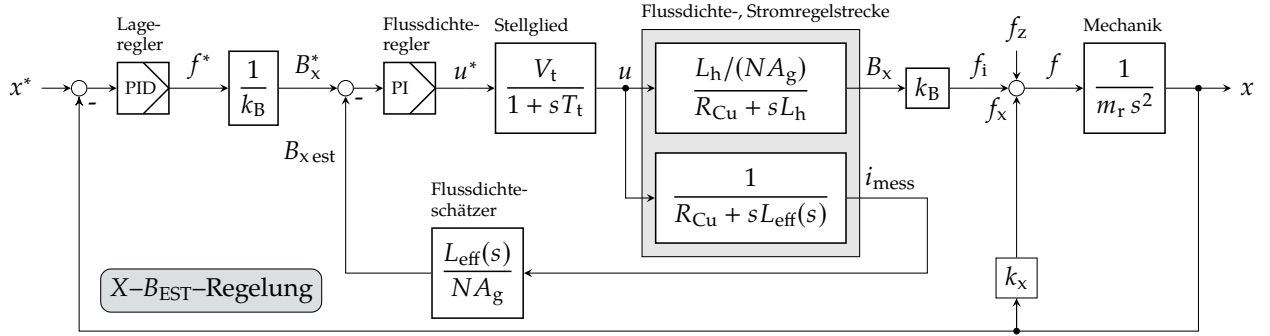


Abb. 4. Lageregelung mit unterlagerter Flussdichteregelung und fraktionalem Flussdichteschätzer — N : Windungszahl, A_g : Luftspaltquerschnitt, T_t , V_t : Zeitkonstante, Verstärkung des Stellglieds, R_{Cu} : Spulenwiderstand, m_r : Rotormasse

vornehmen zu können, haben wir in Vorarbeiten ([5, 6]) einen sogenannten *fraktionalen Flussdichteschätzer* vorgestellt. Dabei handelt es sich um einen Filter hoher Ordnung, der die effektive Induktivität $L_{\text{eff}}(\omega)$ abbildet und damit den funktionalen Zusammenhang in Gl. 2 – zwischen dem messbaren Strom i_{mess} und der kraftbildenden mittleren Flussdichte $B_x = B_{\text{est}} = \Phi_x / A_g$ – für eine Magnetlagerregelung nutzbar macht:

$$G_{\text{FE}}(s) = \frac{B_x(s)}{i_{\text{mess}}(s)} = \frac{L_{\text{eff}}(s)}{N \cdot A_g} = \frac{N/A_g}{\mathcal{R}_{\text{eff}}(s)}, \quad (4)$$

wobei A_g die aktive Luftspaltfläche darstellt. Die *effektive Reluktanz* $\mathcal{R}_{\text{eff}}(s)$ ist die Summe aller Teilreluktanzen der einzelnen Magnetkreiselemente des Axiallagers, welche sich auf Basis der Diffusionsgleichung berechnen lassen [5] (vgl. Abschnitt III-A).

Die Kompensation der Wirbelströme erfolgt in der inneren Regelschleife und somit dort wo sie physikalisch auftreten. Die überlagerte Lageregelung (Abb. 4) bleibt unangetastet. Damit unterscheidet sich unser Ansatz wesentlich von Vorschlägen aus der Literatur [9], wo die Wirbelströme in Form eines frequenzabhängigen Kraft–Strom-Faktors $k_i(\omega)$ abgebildet werden. Auf diese Weise verschwimmen die physikalischen Zusammenhänge und der wesentlich langsamere Lageregler muss die Wirbelströme kompensieren. Dies ist jedoch nur durch die herausfordernde Anwendung *fraktionaler Regler* [10, 11] möglich.

A. Fraktionaler Flussdichteschätzer

Die für den Flussdichteschätzer benötigte effektive Induktivität $L_{\text{eff}}(\omega)$ kann sowohl numerisch auf Basis empirischer Daten ermittelt werden [12], als auch analytisch unter Kenntnis der Material- und Geometriedaten des Lagers. Den analytischen Weg möchten wir hier kurz illustrieren, für eine detaillierte Herleitung sei jedoch auf [5] verwiesen.

A.1 Analytisches Modell

In einem ersten Schritt, wird die Axiallagergeometrie so in einzelne Teilabschnitte unterteilt, dass diese nur noch eindimensional vom Hauptfluss durchsetzt werden. In Abb. 1 ist das beispielhaft für die radiale Reluktanz \mathcal{R}_r gezeigt. Für jeden dieser Teilabschnitte lässt sich die Diffusionsgleichung für harmonische Größen

$$\text{rot}(\text{rot } \vec{B}) = -j\omega\kappa\mu_0\mu_r\vec{B} = -\underline{\alpha}^2\vec{B} \quad (5)$$

lösen, wobei sich die komplexe Wellenausbreitungskonstante $\underline{\alpha} = \sqrt{j\omega\kappa\mu}$ aus der komplexen Kreisfrequenz $j\omega$, der als konstant angenommenen Permeabilität $\mu = \mu_0\mu_r$ und der elektrischen Leitfähigkeit κ zusammensetzt. Den auf die Durchflutung Θ bezogenen Gesamtfluss Φ_r durch das Element erhält man durch Integration der resultierenden Flussdichte \underline{B} über den Querschnitt $A_r = f(\lambda_r, r_i, r_a)$ mit der axialen Elementlänge λ_r sowie dessen Innen- und Außenradius r_i , r_a . Nach Übergang in den Laplace-Bereich führt der Quotient $\mathcal{R}_r = \Theta / \Phi_r$ direkt zu einer transzendenten Funktion für die Reluktanz \mathcal{R}_r [3]:

$$\mathcal{R}_r(s) = \mathcal{R}_{0r}(s) \frac{\sqrt{sT_{er}}}{\tanh(\sqrt{sT_{er}})} \quad \text{mit} \quad \mathcal{R}_{0r}(s) = \frac{\ln \frac{r_3}{r_2}}{2\pi\mu\lambda_r}. \quad (6)$$

Die Wirbelstromgrenzfrequenz $f_{er} = 1/(2\pi T_{er})$, indirekt proportional zur Wirbelstromzeitkonstante

$$T_{er} = \frac{1}{4} \lambda_r^2 \pi \mu \kappa, \quad (7)$$

beschreibt die Frequenz, ab der die Feldverdrängung im Kern signifikant zunimmt und die Reluktanz $\mathcal{R}_r(s)$ mit 10 dB/Dek deutlich über ihren stationären Wert $\mathcal{R}_{0r}(s)$ ansteigt.

Andere Kernelemente weisen vergleichbare transzendenten Funktionen auf, wie die modifizierten Besselfunktionen I_γ und K_γ . Allen gemeinsam ist das Auftreten der Laplace-Variable s^γ mit der Ordnung $\gamma = 1/2$ oder $1/4$. Diese *fraktionalen Systeme* (FO-Systeme) sind eine Verallgemeinerung gewöhnlicher linearer zeitinvarianter Systeme, die weiterhin deren Kerneigenschaften aufweisen. So führt z. B. ein $s^{1/2}$ -Glied zu einem Anstieg von $1/2 \cdot 20$ dB und einer Phasenverschiebung von $1/2 \cdot 90^\circ$.

A.2 Approximation

Die effektive Induktivität $L_{\text{eff}}(s)$ und damit der Flussdichteschätzer $G_{\text{FE}}(s)$ setzen sich aus der Summe aller Teilreluktanzen \mathcal{R}_i des Kerns zusammen:

$$L_{\text{eff}}(s) = \frac{N^2}{\mathcal{R}_{\text{eff}}(s)} \quad \text{mit} \quad \mathcal{R}_{\text{eff}}(s) = \sum_i \mathcal{R}_i(s). \quad (8)$$

Damit diese sinnvoll aufaddiert werden können, muss die transzendenten Funktion (6) in eine rationale Funktion der Form

$$G_{\mathcal{R}_i}(s) = K \frac{p_0 + p_1 s^1 + \dots + p_m s^m}{q_0 + q_1 s^1 + \dots + q_n s^n}. \quad (9)$$

überführt werden [5], was durch eine Kettenbruchentwicklung (KBE) des Tangens–Hyperbolicus aus Gl. 6 möglich ist [13]. Für die meisten Elemente \mathcal{R}_i kann eine entsprechende KBE die transzendente Funktion exakt abbilden, jedoch nur bis zu einer bestimmten Grenzfrequenz f_A , welche davon abhängt, nach welchem Glied m der Kettenbruch abgebrochen wird. Für den 15NiCr13–Stahl unseres Beispiellagers und eine gewünschte Approximations–Grenzfrequenz von 21,3 kHz (entspricht der Schaltfrequenz) sind je nach Magnetkreiselement Polynom–Ordnungen m zwischen 13 und 30 notwendig [5]. Die Summe $\sum_i \mathcal{R}_i(s)$

$$\mathcal{R}_{\text{eff}}(s) = \sum_i \mathcal{R}_i(s) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 s^1 + \dots + \alpha_{m_\Sigma} s^{m_\Sigma}}{1 + \beta_1 s^1 + \dots + \beta_{n_\Sigma} s^{n_\Sigma}}, \quad (10)$$

hat für unser Beispiel die impraktikable Ordnung $m_\Sigma = 137$, welche jedoch durch eine nachfolgende Padé–Approximation (PASR – Padé–Approximation der Summe der Reluktanzen) auf $m_\rho = 51$ erheblich reduziert werden kann. Da dies auch der späteren Filterordnung des zu implementierenden Flussdichteschätzers entspricht, sind jedoch immer noch Abtastraten f_{sample} von mind. 100 kHz notwendig (5 Abtastwerte/Schaltperiode). Orientieren wir uns mit der Approximations–Grenzfrequenz f_A eher an der 3dB–Grenzfrequenz des inneren Regelkreises (vgl. Abb. 3) und wählen $f_A = 1,5$ kHz, so verringern sich die Ordnungen auf $m_\Sigma = 63$ bzw. $m_\rho = 25$.

Eine Alternative stellt die Matsuda–Approximation eines äquivalenten impliziten FO–Systems (MAEIS) dar. Dazu werden, wie in [5] analytisch dargelegt, die stationären Reluktanzanteile \mathcal{R}_{0i} und Wirbelstromzeitkonstanten T_{ei} der jeweiligen Kernelemente der Ordnung 0 (con: Eckelemente), 1/2 (core: radiale und axiale Kernelemente) und 1/4 (gap: Luftspalte) zusammengefasst:

$$\mathcal{R}_{\text{EIS}}(s) = \mathcal{R}_{0\text{con}} + \mathcal{R}_{0\text{gap}}(1 + sT_{e\text{gap}})^{\frac{1}{4}} + \mathcal{R}_{0\text{core}}(1 + sT_{e\text{core}})^{\frac{1}{2}}. \quad (11)$$

Die Terme $(1 + sT)^\gamma$ werden als implizites FO–System nach [14] bezeichnet und können mit einer abgewandelten Form [6] einer von Matsuda [15] begründeten Approximation ebenfalls als rationale Funktion (Gl. 10) angenähert werden. Die Approximations–Grenzfrequenz f_A und Ordnung m sind in diesem Fall frei wählbar. Obwohl die Abbildungsgenauigkeit mit steigendem Verhältnis f_A/m deutlich abnimmt, lassen sich auch mit niedrigen Ordnungen m zwischen 9 und 25 noch brauchbare bis sehr gute Approximationsergebnisse erzielen (Abb. 5).

Wie der Vergleich der Varianten in Abb. 5 zeigt, weist die MAEIS gegenüber der PASR keine nennenswerten Nachteile auf und ist zudem einfacher zu berechnen. Dies gilt für alle Luftspalt–dominierten Aktoren, wie Magnetlager, da für die transzendente Lösung der Luftspaltreluktanz keine direkte rationale Approximation existiert, sondern ohnehin eine Zwischenapproximation mit einem impliziten FO–System stattfinden muss [5]. Nur für den Fall, dass die stationäre Kernreluktanz $\mathcal{R}_{0\text{core}}$ gegenüber der Luftspaltreluktanz $\mathcal{R}_{0\text{gap}}$ dominiert, liefert die PASR eine genauere Approximation.

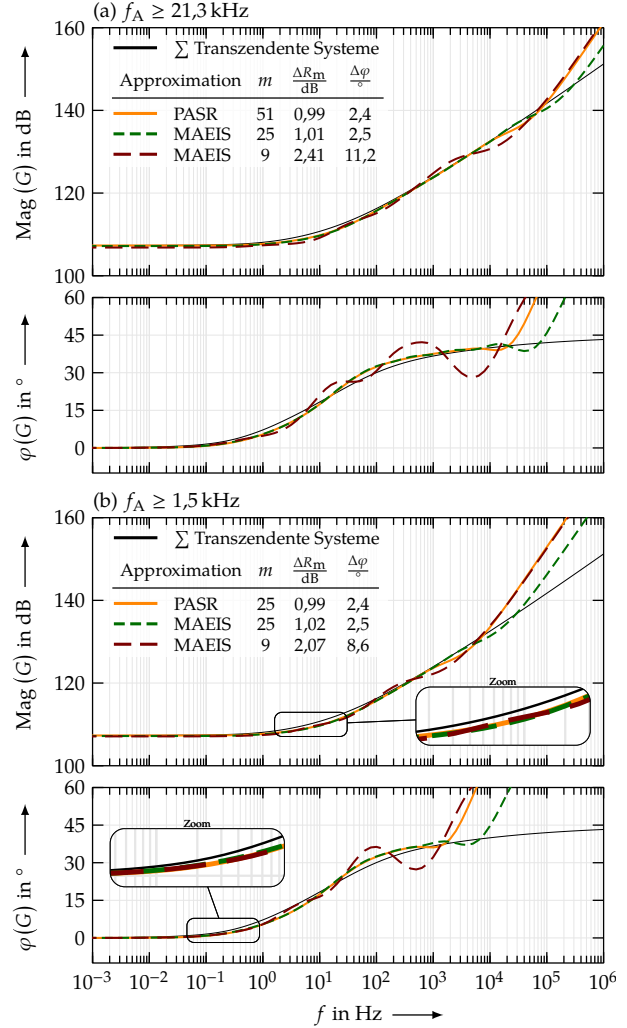


Abb. 5. Frequenzgang der effektiven Reluktanz \mathcal{R}_{eff} für die beiden Approximationen PASR und MAEIS im Vergleich: Relativer Amplitudenfehler $\Delta R_m/\text{dB}$, absoluter Phasenfehler $\Delta \varphi/^\circ$ — Material: 15NiCr13 ($\mu_r = 880$, $\kappa = 5 \text{ MS m}^{-1}$), Geometrie: aus [5]

In der nachfolgenden Parametereinflussanalyse wird die MAEIS verwendet: für das Streckenmodell mit der Ordnung $m_\Sigma = 35$ (gewählte Approximations–Grenzfrequenz: $f_A = 100$ kHz) und für den Flussdichteschätzer $m_\Sigma = 25$ ($f_A = 21,3$ kHz).

IV. MAGNETLAGERREGELUNG

Die Auslegung des inneren Regelkreises erfolgt nach dem Betragsoptimum

$$G_{\text{RiB}}(s) = \underbrace{\frac{T_{\text{NiB}}}{2V_{\text{SiB}}T_\sigma}}_{K_{\text{RiB}}} \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_{\text{NiB}}} \right), \quad (12)$$

wobei für die Nachstellzeit T_{NiB} die große Streckenzeitkonstante $T_h = L_h/R_{\text{Cu}}$ gewählt wird. Die kleine Streckenzeitkonstante T_σ entspricht bei der quasi–kontinuierlichen Auslegung eines digitalen Reglers der doppelten Stellgliedzeitkonstante (Kehrwert der Abtastfrequenz) $T_\sigma = 2T_t = 2/f_{\text{sample}}$.

Lediglich die Streckenverstärkung unterscheidet sich bei Strom- und Flussdichteregelung:

$$V_{Si} = \frac{1}{R_{Cu}} V_t \quad \text{bzw.} \quad V_{SB} = \frac{1}{R_{Cu}} \frac{L_h}{NA_g} V_t. \quad (13)$$

Im Falle der Flussdichteregelung ist auch eine Reglerauslegung nach dem symmetrischen Optimum sinnvoll, da so Hysterese-Effekte kompensiert und die starken Stromanstiege vermindert werden können [6]. Für eine bestmögliche Vergleichbarkeit nehmen wir jedoch in diesem Artikel Kleinsignalverhalten an und vernachlässigen die Hysterese.

Der Lageregler (PID) kann nach dem klassischen Masse-Feder-Dämpfer-Ansatz [7] ausgelegt werden:

$$G_{Rx}(s) = \underbrace{\frac{k + k_x}{k_{i|B}}}_{K_{Rx}} \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_{Nx}} + s \cdot \underbrace{\frac{d}{k + k_x}}_{T_{Vx}} \right). \quad (14)$$

Die Steifigkeit k wird üblicherweise als Vielfaches des Kraft-Weg-Faktors k_x gewählt und die Dämpfung d über das Lehr'sche Dämpfungsmaß D bestimmt: $d = 2D\sqrt{km_r}$. Der Kraft-Strom-Faktor k_i bzw. Kraft-Flussdichte-Faktor k_B ist abhängig von der Geometrie und Auslegung des Lagers. Die Nachstellzeit T_{Nx} ist so klein wie möglich zu wählen, ihr Kehrwert $\omega_N = 1/T_N$ darf jedoch höchstens ca. ein Zehntel der Resonanzkreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{k/m_r}$ betragen, um die Resonanz ΔK_{Res} nicht zusätzlich zu erhöhen.

V. VERGLEICH DER LAGEREGLUNGEN MIT UNTERLAGERTER STROM- UND FLUSSDICHTEREGLUNG

In Abhängigkeit der Steifigkeit k und des Dämpfungsmaßes D , haben wir vier charakteristische Kriterien (s. u.) gewählt, um die $X-I$ -Regelung (Abb. 2) mit der $X-B_{EST}$ -Regelung (Abb. 4) zu vergleichen. Abb. 7 zeigt die Kennlinienfelder dieser Kriterien für die Wertebereiche $k/k_x = 1 \dots 30$ und $D = 0,2 \dots 1$. In den Abbildungen 3¹ und 6 sind für ein beispielhaftes Wertepaar $k/k_x = 15$ und $D = 0,9$ die Frequenzgänge des inneren und äußeren Regelkreises für beide Regelvarianten im Vergleich aufgezeigt.

Phasenreserve:

Die Phasenreserve φ_{PR} (Differenz zu $\varphi = -180^\circ$) bei der Durchtrittsfrequenz des offenen Kreises ist ein wichtiges Stabilitätskriterium. In Abb. 7 wird deutlich, dass bei einer $X-I$ -Regelung nur ein begrenzter Wertebereich zur Verfügung steht, um das Axiallager stabil in den Schwebezustand zu versetzen. Das Dämpfungsmaß ist mit mind. 0,6 vergleichsweise hoch anzusetzen, was erhöhte Statorströme und somit höhere Stromwärmeverluste zur Folge hat. Weiterhin ist die Phasenreserve mit maximal 20° sehr klein und erlaubt nur wenig Spielraum bei der Reglerauslegung. Mit der $X-B_{EST}$ -Regelung lässt sich, wie für Magnetlager typisch, der gesamte angesetzte Wertebereich von k/k_x und D ausnutzen. Lediglich für $k/k_x < 2$ und $D < 0,2$ ist die Phasenreserve ähnlich kritisch, wie im ersten Fall (vgl. Abb. 7).

¹Das Verhalten des inneren Regelkreises mit Flussdichteschätzer entspricht dem Verhalten bei der Annahme $i_{mess} = i_{uh}$, wie in Abb. 3 dargestellt.

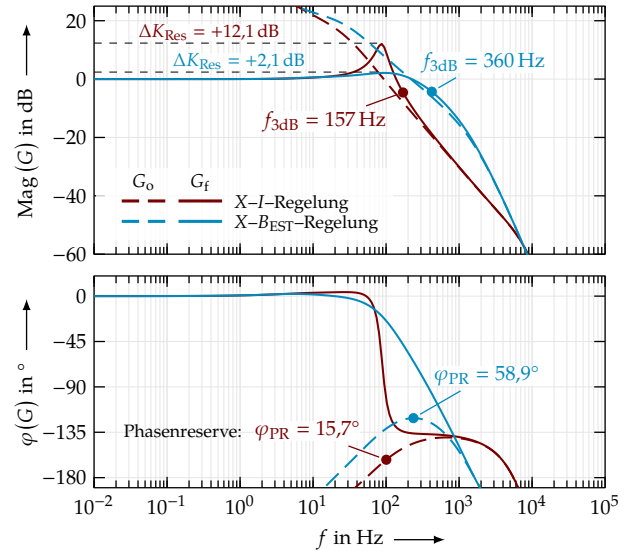


Abb. 6. Frequenzgang des offenen und geschlossenen Regelkreises der überlagerten Lageregelung für klassische Stromregelung ($X-I$) und Flussdichteregelung mit Flussdichteschätzung ($X-B_{EST}$) – Beispielparаметer aus Abb. 7: Steifigkeit $k = 15 k_x$, Dämpfungsmaß $D = 0,9$, Knickfrequenz I-Anteil $f_{Nx} = 5 \text{ Hz}$

Resonanzhöhung:

Die Resonanzhöhung ΔK_{Res} ist die Verstärkung des geschlossenen Kreises bei der Resonanzkreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$. Sie ist ein Maß dafür, wie stark das System z. B. durch einen Sollwertsprung zum Schwingen angeregt wird. Die Abb. 6 und 7 zeigen, dass die $X-B_{EST}$ -Regelung gegenüber der $X-I$ -Regelung mit einer Resonanzhöhung von maximal 5 dB eine deutlich stärkere Dämpfung erlaubt.

3dB-Grenzfrequenz:

Die 3dB-Grenzfrequenz f_{3dB} liegt für die $X-B_{EST}$ -Regelung mehr als doppelt so hoch, wie für die $X-I$ -Regelung. Das ist insbesondere für Anwendungen interessant, die aktiv Schwingungen anregen oder dämpfen wollen. So nutzt die in [17] vorgestellte magnetgelagerte Bohrspindel eine axial eingepreßte Vibration, um die Bohrqualität (z. B. verminderte Bohrspangröße, verringerte Bearbeitungstemperatur) und Produktivität (höhere Vorschub- und Schnittgeschwindigkeiten sowie Standzeiten) zu verbessern.

Störunterdrückung:

Mit der $X-B_{EST}$ -Regelung lässt sich quasi im gesamten Wertebereich von k/k_x und D eine maximale Störunterdrückung von mind. 100 dB erreichen. Im Falle der $X-I$ -Regelung ist dies nur mit sehr hohen Steifigkeiten und Dämpfungsmaßen möglich. Anwendungen mit hohen dynamischen Störkräften, könnten so deutlich profitieren.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass die $X-B_{EST}$ -Regelung der $X-I$ -Regelung in allen Punkten überlegen ist und zudem durch den größeren Stabilitätsbereich eine straffere Einstellung der Regelparameter zulässt.

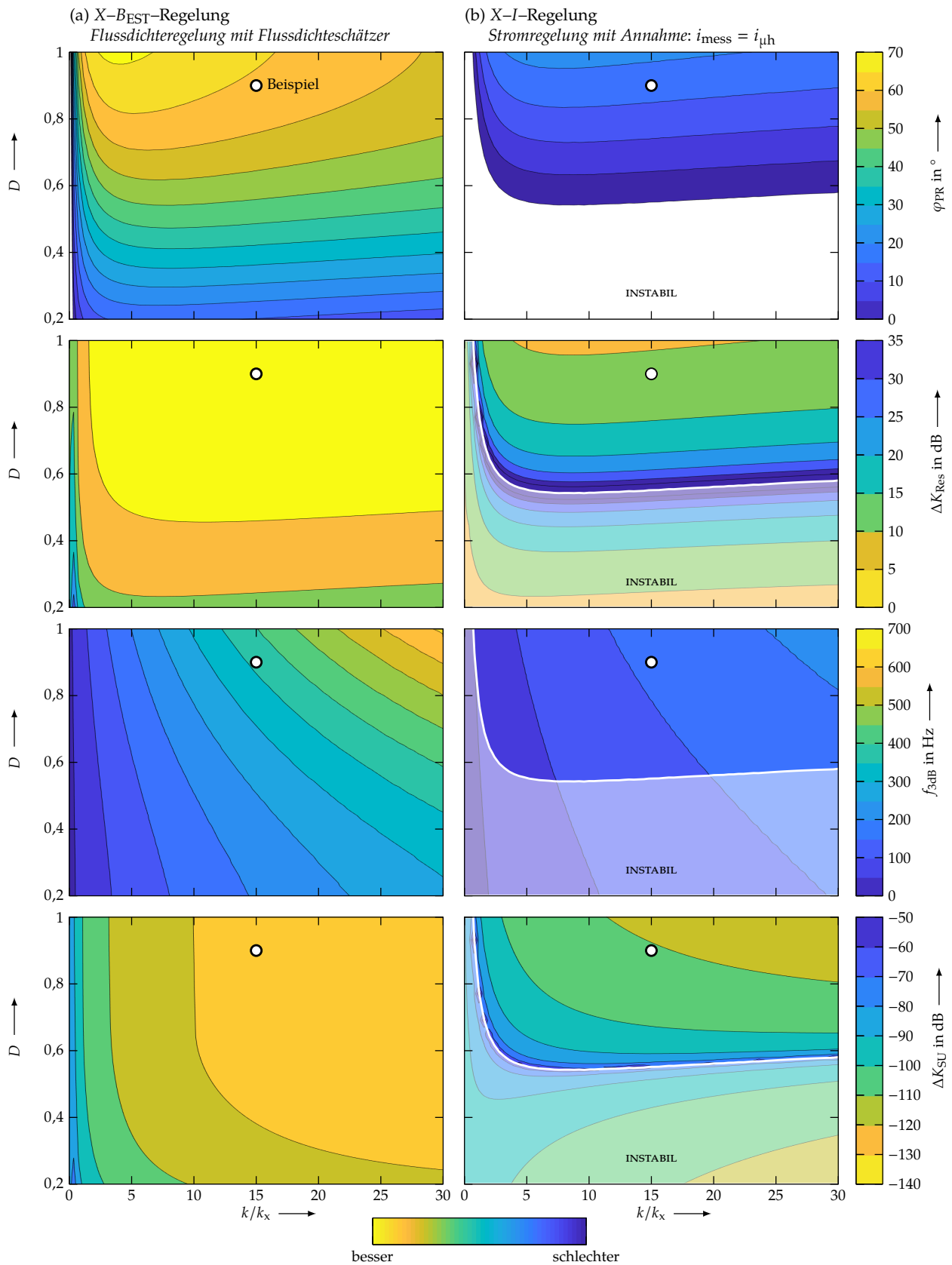


Abb. 7. Charakteristika der Lageregelung für verschiedene Steifigkeitsverhältnisse k/k_x und Dämpfungsmaßen D : Phasenreserve bei Durchtrittsfrequenz: φ_{PR} , Amplitudenerhöhung an Resonanzstelle ΔK_{Res} , 3dB-Grenzfrequenz f_{3dB} , maximale Störunterdrückung ΔK_{SU}

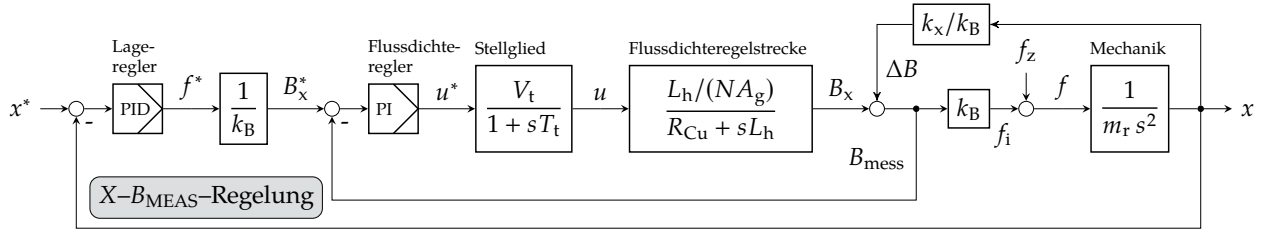


Abb. 8. Lageregelung mit unterlagerter Flussdichteregelung und Flussmessung [16] — N : Windungszahl, A_g : Luftspaltquerschnitt, T_t , V_t : Zeitkonstante, Verstärkung des Stellglieds, R_{Cu} : Spulenwiderstand, m_r : Rotormasse

VI. VERGLEICH VON FLUSSDICHTESCHÄTZUNG UND MESSUNG

In diesem Abschnitt möchten wir auf die Unterschiede zwischen einer Lageregelung mit unterlagerter Flussdichteregelung mit Flussdichteschätzung (X - B_{EST} -Regelung, Abb. 4) und einer – für das Axiallager hypothetischen – Flussdichteregelung mit Flussdichtemessung (X - B_{MEAS} -Regelung, Abb. 8, [16]) eingehen.

Der Flussdichteschätzer berechnet die Flussdichte $B_x = B_{est}$, die aus der Durchflutung $\Theta_{lh} = N \cdot i_{lh}$ folgt. Diese ist aber nur dann proportional zur Kraft nach Gl. 3, wenn sich der Rotor in Nulllage $x = 0$ befindet. Die positionsabhängige Flussdichteänderung durch die Mitkopplung $\Delta B(x) = x \cdot k_x / k_B$ kann durch den Flussdichteschätzer nicht bestimmt werden. Er dient damit überwiegend der Kompensation der Wirbelstromeffekte in den massiven Kernen von Axiallagern. Bei geblechten Radiallagern ist der Flussdichteschätzer i. d. R. wirkungslos, da die Wirbelstromgrenzfrequenz f_e , ab der die Wirbelströme einen Einfluss haben, gewöhnlicherweise oberhalb der Grenzfrequenz des Lageregelkreises liegt.

Im Gegensatz dazu, wird bei einer Flussdichtemessung für jede Rotorlage die tatsächlich kraftproportionale Flussdichte $B_{mess} = B_x + \Delta B(x)$ bestimmt und entsprechend vom Flussdichteregelberücksichtigt. Auf diese Weise können auch geblechte Radiallager erheblich von einer Flussdichteregelung profitieren, da die Mitkopplung zu einem großen Teil bereits von der schnelleren inneren Regelschleife kompensiert wird [16]. Die Regelabweichung bei niedrigen Frequenzen und das damit typische Überschwingen der Rotorposition können somit fast vollständig eliminiert werden.

VII. DYNAMISCHE REGLERAUSGANGSBEGRENZUNG

Einer der Hauptgründe, warum sich flussdichtebasierte Regelungstopologien in der Praxis bisher nicht durchsetzen konnten, ist die fehlende Möglichkeit einer direkten Strombegrenzung. Im Folgenden möchten wir einen einfachen Algorithmus vorstellen, der es dennoch erlaubt den Ausgangsstrom effektiv zu begrenzen. Dafür ist lediglich die Kenntnis des Spulenwiderstands R_{Cu} notwendig (unter Vernachlässigung der Temperaturabhängigkeit).

Erreicht der aktuelle Strom i_{mess} den maximal zulässigen Strom I_{max} , so soll die Ausgangs-Sollspannung u^* auf den Wert $R_{Cu} \cdot I_{max}$ begrenzt werden, der im stationären Zustand I_{max} aufrecht erhält. Da eine sprunghafte Begrenzung von u^* das System destabilisiert, erfolgt eine

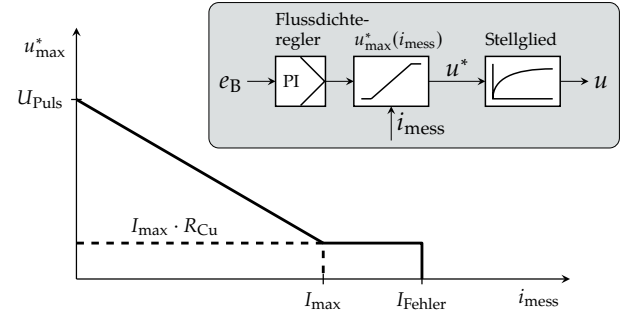


Abb. 9. Dynamische Reglerausgangsbegrenzung: Begrenzung der Ausgangs-Sollspannung u^* in Abhängigkeit des gemessenen Spulenstroms i_{mess} — U_{Puls} : maximale Ausgangsspannung, I_{max} : maximaler vom Regler zugelassener Strom, I_{Fehler} : hardwareseitige Strombegrenzung (Sicherung, Not-Abschaltung), R_{Cu} : Spulenwiderstand

lineare Interpolation zwischen der maximal möglichen Ausgangsspannung U_{Puls} und $R_{Cu} \cdot I_{max}$ (vgl. Abb. 9):

$$u_{max}^{*'} = \frac{\Delta I}{I_{max}} (U_{Puls} - I_{max} R_{Cu}), \quad (15)$$

mit

$$\Delta I = I_{max} - |i_{mess}|. \quad (16)$$

Pendelt der Strom im Bereich um I_{max} , führt die ständige Änderung von $u_{max}^{*'}$ zu einer unerwünschten Schwingungsanregung, die durch eine Glättung der Begrenzungswerte vermindert werden kann (Abb. 10). Dazu wird der gleitende Mittelwert der in unserem Fall letzten 5 Begrenzungswerte $u_{max}^{*'}(k)$ gebildet

$$\bar{u}_{max}^{*'} = \frac{1}{5} \sum_{i=0}^4 u_{max}^{*'}(k-i) \quad (17)$$

und mit einem Wichtungsfaktor a mit dem aktuellen Begrenzungswert $u_{max}^{*'}(k)$ verrechnet:

$$u_{max}^{*'} = a \cdot u_{max}^{*'}(k) + (1-a) \cdot \bar{u}_{max}^{*'} \quad (18)$$

mit

$$a = \frac{\Delta I}{I_{max}} \cdot 0,1 + 0,9 \Rightarrow a = 0,9 \dots 1. \quad (19)$$

Sowohl die Gewichtung als auch die Kurvenform in Abb. 9 können angepasst werden, wobei sich die vorgestellte Variante als am praktikabelsten erwiesen hat. Abb. 10 zeigt, dass die Flussdichtedynamik bei zu niedrig gewählten Begrenzungsströmen deutlich abnimmt. Magnetlager sind jedoch i. d. R. immer so ausgelegt, dass dieser Fall im Normalbetrieb nicht eintritt, sondern es sich vielmehr um eine Schutzmaßnahme handelt.

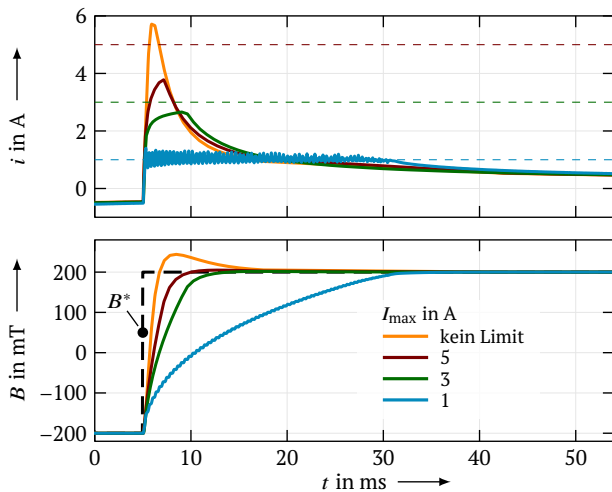


Abb. 10. Sprungantworten für Flussdichte und Spulenstrom auf Flussdichtesollwertsprung für verschiedene Begrenzungsströme I_{\max} . Beispielmessungen für Ringkernspule aus [6]

VIII. FAZIT UND AUSBLICK

Magnetische Axiallager sind aus Gründen der mechanischen Festigkeit, Fertigbarkeit und der Kosten meist aus massiven Stahlkomponenten gefertigt, womit sich Wirbelströme ungehindert im Kern ausbreiten können. Die damit einhergehende Feldverdrängung kann nicht durch eine klassische Stromregelung im inneren, kraftbildenden Regelkreis kompensiert werden. Dieses Ziel kann durch eine unterlagerte Flussdichteregelung erreicht werden, wobei die rückgekoppelte Flussdichte im Falle eines Axiallagers mit inhomogenen Luftspaltfeld nicht messtechnisch ermittelbar ist. In diesem Artikel zeigen wir mit der Anwendung des in [5] vorgestellten fraktionalen Flussdichteschätzers, dass die übliche kaskadierte Lageregelung so auch für das Axiallager mit einer Flussdichteregelung kombiniert werden kann.

Anhand von berechneten Frequenzgängen haben wir demonstriert, wie diese neue $X-B_{EST}$ -Regelung einer klassischen $X-I$ -Regelung deutlich überlegen ist. Es lassen sich eine Erhöhung der Phasenreserve um 35...50° und Grenzfrequenz um bis zu 400 Hz sowie eine zusätzliche Dämpfung im Resonanzbereich des Führungsübertragungsverhaltens von 5...20 dB und 5...30 dB im Störübertragungsverhalten erreichen. Dabei sind nur die eingeschränkten Wertebereiche vom Steifigkeitsverhältnis k/k_x und Dämpfungsmaß D berücksichtigt, wo beide Topologien stabil sind.

Anders als bei einer Flussdichteregelung mit Flussdichtemessung ($X-B_{MEAS}$ -Regelung), kann die $X-B_{EST}$ -Regelung nicht die Mitkopplung im inneren Regelkreis kompensieren, wodurch weiterhin das durch den D-Anteil des Lagereglers bedingte Überschwingen auftritt. In weiterführenden Arbeiten ist daher die Kombination des fraktionalen Flussdichteschätzers mit einer Zustandsregelung denkbar. Die in [6] gezeigte digitale Implementierung des Flussdichteschätzers wird in einem nächsten Schritt auf das axiale Magnetlager übertragen, um die hier vorgestellten Ergebnisse messtechnisch validieren zu können.

Insgesamt bietet die hier vorgestellte $X-B_{EST}$ -Regelung eine kostengünstige, ausschließlich softwareseitige Maßnahme das dynamische Verhalten von axialen Magnetlagern zu verbessern. Sie kommt dabei ohne rechenintensive Beobachter aus und erfordert keine Online-Parameterbestimmung. Stattdessen wird der Flusschätzer echtzeitfähig als Biquad-Filterkaskade implementiert und ist somit auch bei kurzen Regelperioden von unter 50 μ s problemlos einsetzbar.

DANKSAGUNG

Die Autoren danken der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die finanzielle Unterstützung des Forschungsvorhabens (Projekt *DFG HO 1483/78-1*).

REFERENZEN

- [1] H. Bleuler, D. Vischer, G. Schweitzer u. a., „New concepts for cost-effective magnetic bearing control“, *Automatica*, Jg. 30, Nr. 5, I. F. of Automatic Control, S. 871–876, 1994.
- [2] F. Bahr, I. Mönch, D. Ernst u. a., „Direct field control of AMBs using flux feedback based on integrable Hall sensors“, *15th International Symposium on Magnetic Bearings, ISMB15*, (Kitakyushu, Japan), 2016.
- [3] L. Zhu, C. R. Knospe und E. H. Maslen, „Analytic model for a nonlaminated cylindrical magnetic actuator including eddy currents“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 41, Nr. 4, IEEE, S. 1248–1258, Apr. 2005.
- [4] I. Podlubny, „Fractional-order systems and PI^1D^μ -controllers“, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Jg. 44, Nr. 1, IEEE, S. 208–214, Jan. 1999.
- [5] R. Seifert, K. Röbenack und W. Hofmann, „Rational Approximation of the Analytical Model of Nonlaminated Cylindrical Magnetic Actuators for Flux Estimation and Control“, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, unveröff., in Begutachtung.
- [6] R. Seifert, C. Steiert, W. Hofmann u. a., „Einführung in die fraktionale Flusschätzung in elektromagnetischen Aktoren“, *Automatisierungstechnik*, De Gruyter, 2019.
- [7] G. Schweitzer, A. Traxler und H. Bleuler, *Magnetlager: Grundlagen, Eigenschaften und Anwendungen berührungsfreier, elektromagnetischer Lager*. Berlin, Heidelberg: Springer, 1993.
- [8] J. J. Feeley, „A simple dynamic model for eddy currents in a magnetic actuator“, *IEEE Transactions on Magnetics*, Jg. 32, Nr. 2, IEEE, S. 453–458, März 1996.
- [9] L. Zhu und C. Knospe, „Modeling of Nonlaminated Electromagnetic Suspension Systems“, *IEEE Transactions on Mechatronics*, Jg. 15, Nr. 1, IEEE/ASME, S. 59–69, Feb. 2010.
- [10] J. Zhong und L. Li, „Tuning Fractional-Order PI^1D^μ Controllers for a Solid-Core Magnetic Bearing System“, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Jg. 23, Nr. 4, IEEE, S. 1648–1656, Juli 2015.
- [11] P. Anantachaisilp und Z. Lin, „Fractional Order PID Control of Rotor Suspension by Active Magnetic Bearings“, *Actuators*, Jg. 6, Nr. 1, MDPI, 2017.
- [12] J. Zhong und L. Li, „Identification of a solid-core magnetic bearing using incommensurate fractional-order models“, *International Conference on Advanced Mechatronic Systems*, (Luoyang, China), Sep. 2013, S. 262–267.
- [13] G. Baker und P. Graves-Morris, *Padé Approximants*, Ser. Encyclopedia of Mathematics and its Applications. Cambridge: University Press, 1996.
- [14] D. Riu, N. Retiere und M. Ivanec, „Turbine generator modeling by non-integer order systems“, *International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC*, IEEE, 2001, S. 185–187.
- [15] K. Matsuda und H. Fujii, „ H_∞ optimized wave-absorbing control-Analytical and experimental results“, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Jg. 16, Nr. 6, A. I. of Aeronautics und Astronautics, S. 1146–1153, 1993.
- [16] R. Liebfried und W. Hofmann, „Performance of Flux Density Based Control Approaches for Active Magnetic Bearings – an Overview“, *16th International Symposium on Magnetic Bearings*, (Beijing, China), 2018.
- [17] M. Dirscherl, „Vibrationsunterstütztes Bohren mit magnetgelagerter Spindeltechnologie“, *Future Manufacturing*, Nr. 4, VDMA-Verlag, S. 18–19, 2017.

ANHANG

Tabelle I
PARAMETER DES AXIALLAGERS

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Stator- und Rotormaterial: 15NiCr13			
Relative Permeabilität	μ_r	880	-
Elektrische Leitfähigkeit	κ	5	S/ μ m
Magnetkreis			
Geometrie		siehe [5]	
Luftspaltfläche	A_g	346,8	mm ²
Luftspaltweite	g	0,5	mm
Windungszahl	N	103	-
Spulenwiderstand	R_{Cu}	1,05	Ω
Hauptinduktivität	L_h	46,2	mH
Stationäre Reluktanzen			
Eckelemente	\mathcal{R}_{con}	7,60	kA/Vs
Axiale und radiale Elemente	\mathcal{R}_{core}	16,21	kA/Vs
Luftspalt	\mathcal{R}_{gap}	204,80	kA/Vs
Wirbelstromzeitkonstanten			
Axiale und radiale Elemente	$T_{e\ core}$	690,5	ms
Luftspalt	$T_{e\ gap}$	5,5	ms

Tabelle II
REGLERPARAMETER FÜR $k/k_x = 15$, $D = 0,9$, $f_{N_x} = 5$ Hz

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Allgemein			
Spannungspulshöhe	U_{Puls}	48	V
Schaltfrequenz	f_t	21 333	Hz
Stellgliedzeitkonstante	T_t	46,9	μ s
Summenzeitkonstante	T_o	93,8	μ s
Hauptfeldzeitkonstante	T_h	44	ms
Stromregelung			
Streckenverstärkung	V_{S_i}	0,95	s/m ²
Reglerverstärkung	K_{R_i}	246,3	m ² /s
Nachstellzeit	T_{N_i}	44	ms
Flussdichteregelung			
Streckenverstärkung	V_{S_B}	0,11	s/m ²
Reglerverstärkung	K_{R_B}	2,13	m ² /s
Nachstellzeit	T_{N_B}	44	ms
Lageregelung			
Rotormasse	m_r	2,8	kg
Bemessungskraft	F_N	56	N
Kraft–Strom–Faktor	k_i	64,6	N/A
Kraft–Flussdichte–Faktor	k_B	266	N/T
Kraft–Weg–Faktor	k_x	114	N/mm
Vorhaltezeit	T_{V_x}	2,2	ms
Nachstellzeit	T_{N_x}	31,8	ms

Untersuchung des Übertragungsverhaltens eines aktiven Magnetlagers mit Flussdichtemessung im Luftspalt

R. Liebfried, W. Hofmann

Technische Universität Dresden

Professur für Elektrische Maschinen und Antriebe

Helmholtzstraße 9, 01062 Dresden, Germany

Tel.: +49 351 463-35052, Fax: +49 351 463-33655

Email: robin.liebfried@tu-dresden.de

Abstract

Die kaskadierte Lageregelung aktiver Magnetlager wird für gewöhnlich mit unterlagertem Stromregelkreis ausgeführt. Aufgrund der für Magnetlager typischen Mitkopplung hat die Sprungantwort einer Lageänderung trotz Polkompensation stets ein großes Überschwingen. In dieser Arbeit wird das Übertragungsverhalten eines alternativen Ansatzes mit unterlagertem Flussdichte- statt Stromregelung vorgestellt, welcher auf der Messung der Luftspaltflussdichte basiert. Es zeigt sich, dass durch die Berücksichtigung der Mitkopplung im inneren Regelkreis das Führungsverhalten deutlich verbessert werden kann, ohne dabei das Störungsverhalten nennenswert zu verschlechtern.

1 Einleitung

Aktive Magnetlager (AMB) sind seit mehreren Jahrzehnten Forschungsgegenstand und gewinnen in den letzten Jahren auch zunehmende Bedeutung in industriellen Anwendungen. Ein naheliegender und weit verbreiteter Regelungsansatz ist dabei eine kaskadierte Lageregelung mit unterlagertem Stromregelkreis. Als Alternative wurde bereits früh eine unterlagerte Flussdichteregelung untersucht [1]. Im Gegensatz zum Strom, ist die Flussdichte im Luftspalt direkt kraftbildend und berücksichtigt somit inhärent Störgrößen wie Wirbelströme und Sättigung [2]. Die zur Regelung benötigte Flussdichte kann durch Beobachter [3] oder Messungen bestimmt werden. Letzteres bietet dabei eine Möglichkeit die Kosten für AMBs zu reduzieren, da auf teure Positionsmesssysteme verzichtet werden kann [4]. Trotz dieser Vorteile, konnten sich flussdichtebasierte Regelungen in der Praxis bisher nicht durchsetzen. Ein Grund dafür

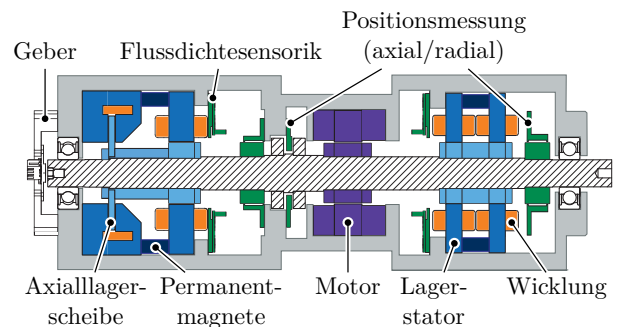


Abb. 1: Versuchsanordnung mit 5-Achsen-Magnetlagerung bestehend aus Unipolarmagnetlager (rechts) und Kombilager (links), radial jeweils mit homopolarem PM-Vormagnetisierungsfluss und heteropolarem Steuerfluss, axial rein homopolarmagnetisch.

ist die Dicke üblicher Hall-Sensoren von über 500 μm , welche den ausnutzbaren Luftspalt aufzehren.

Neben Untersuchungen zur Berechnung der Flussdichte mit Hilfe von fraktionalem Flussdichteschätzern [5] zeigt die Forschung auf dem Gebiet ultradünner Hall-Sensoren mit einer Dicke von ca. 100 μm vielversprechende Ergebnisse [6]. Während in [7] die Modellierung beschrieben und einen Überblick zu alternativen, nicht kaskadierten Regelungsverfahren gegeben wird, fokussiert sich diese Arbeit auf die Untersuchung des Führungsverhaltens sowie des Störübertragungsverhaltens bei kaskadierter Regelung und die Unterschiede zur klassischen Stromregelung anhand der Topologie, wie in Abb. 1 dargestellt.

Dazu wird in Abschnitt 2 der Stand der Technik kurz umrissen und der Lageregelkreis mit unterlagertem Stromregelkreis als Referenzanordnung vorgestellt. In Abschnitt 3 werden die Unterschiede der Flussdichteregelung mit Fluss-

messung und deren regelungstechnische Konsequenzen vorgestellt, worauf in Abschnitt 4 ein Vergleich der Eigenschaften folgt. Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick auf weitere Untersuchungen in Abschnitt 5.

2 Positionsregelung eines AMB mit unterlagertem Stromregelkreis

Die klassische, kaskadierte Regelungsstruktur aktiver Magnetlager basiert auf Lage- und Strommessung und entsprechend einem unterlagerten Strom- und überlagertem Lageregelkreis [8]. Diese Konfiguration ist in Abb. 2 dargestellt.

2.1 Modellierung

Die Modellierung basiert für die untersuchte Lageranordnung auf der quasi-linearen Beziehung zwischen Kraft und Steuerfluss, da der Vormagnetisierungsfluss Φ_v und der Steuerfluss Φ_x nach dem Differenzenprinzip orientiert sind, wie Abb. 3 zeigt. Dies führt zur linearisierten Kraftgleichung

$$F(i, x) = k_i \cdot i + k_x \cdot x \quad (1)$$

und ermöglicht den Einsatz linearer Regler. Während die innere Regelstrecke durch einen PI-Regler geregelt wird, ist zur Stabilisierung der Lage ein PID-Regler notwendig. Grund dafür ist die doppelte Integration im Block „Mechanik“. Zusätzlich wird die Regelung durch die Mitkopplung erschwert, auf welche der Fokus gerichtet wird.

Die eingezeichnete Mitkopplung trägt dem für Magnetlager typischen Effekt Rechnung, dass eine Auslenkung des Rotors in eine Richtung zu einer stärkeren Kraft in eben diese Richtung durch mechanischen Zug führt. Wie in Abb. 2 zu erkennen ist, wird diese Kraft als positionsabhängige Störgröße im äußeren Regelkreis modelliert. Der unterlagerte Stromregelkreis kann somit nicht zum Ausregeln beitragen.

Zusätzlich sei erwähnt, dass bei der Stromregelung häufig vereinfachend angenommen wird,

dass der gemessene Strom i_{mess} gleich dem kraftbildenden Strom i_{uh} ist [8]. Dies gilt nur bei vollständiger Vernachlässigung der Wirbelströme im Magnetkreis, was für Radiallager¹ zu geringen, für Axiallager aber zu erheblichen Fehlern führt und die Dynamik reduziert. Dieser, im weiteren Verlauf vernachlässigte Sachverhalt ist in Abb. 2 durch das Ausrufezeichen in der Rückführung symbolisiert und wird für ein Axiallager in [5] genauer untersucht.

2.2 Innerer Regelkreis

Stellglied und Stromregelstrecke liefern im Pol-Nullstellenplan einen Pol bei $s_1 = -1/T_t$ und einen bei $s_2 = -R_{\text{Cu}}/L_h$. Es handelt sich folglich um eine stabile Strecke, für welche gewöhnlich ein PI-Regler G_{Ri} angewendet wird

$$G_{\text{Ri}}(s) = K_{\text{pi}} \left(1 + \frac{1}{sT_{\text{Ni}}} \right). \quad (2)$$

Die Auslegung erfolgt nach dem Betragsoptimum für dämpfungsoptimales Führungsverhalten. Folglich wird zur Kompensation der größeren Zeitkonstante $T_{\text{Ni}} = L_h/R_{\text{Cu}}$ gewählt. Außerdem gilt

$$K_{\text{pi}} = \frac{T_{\text{Ni}}}{2V_{\text{Si}}T_{\sigma}} \quad \text{und} \quad V_{\text{Si}} = \frac{V_t}{R_{\text{Cu}}} \quad (3)$$

sowie $T_{\sigma} = T_t$. Für die Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises G_{i0} ergibt sich somit

$$G_{\text{i0}}(s) = \frac{1/2}{sT_t + s^2T_t^2} \quad (4)$$

und für den geschlossenen Regelkreis

$$G_{\text{ic}}(s) = \frac{1}{1 + s2T_t + s^22T_t^2}. \quad (5)$$

2.3 Äußerer Regelkreis

Für die Stabilisierung der Lage ist ein PD-Regler erforderlich. Um zusätzlich die bleibende Regelabweichung auszuregeln, wird ein PID-

¹Die Radiallager sind im Gegensatz zu Axiallagern in der Regel geblecht ausgeführt, Wirbelströme werden somit stark reduziert.

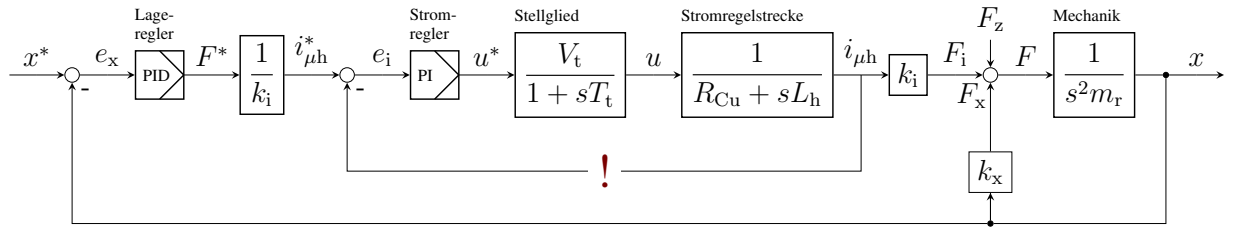


Abb. 2: Signalfussplan für klassische Lageregelung mit unterlagertem Stromregelkreis unter der Annahme $i_{\text{mess}} = i_{\text{uh}}$ — V_t, T_t : Verstärkung, Zeitkonstante des Stellgliedes; R_{Cu} : Spulenwiderstand; L_h : Hauptinduktivität; m_r : wirksame Rotormasse

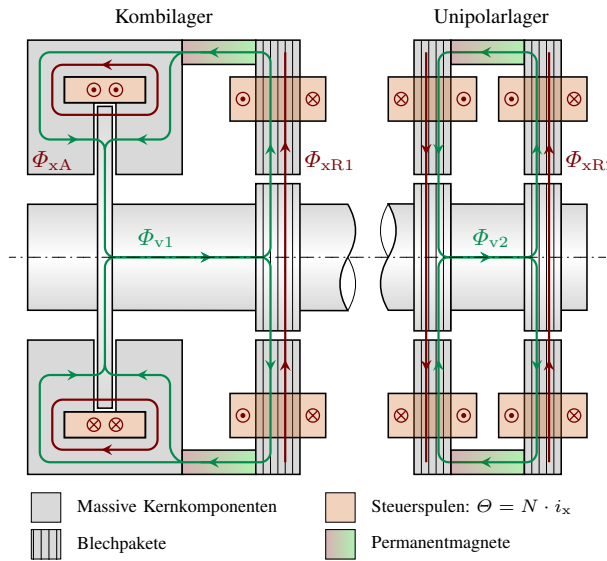


Abb. 3: Darstellung der Flüsse für den Versuchsaufbau nach Abb. 1 mit Vormagnetisierungsflüssen Φ_v und Steuerflüssen Φ_x

Regler verwendet². Die Auslegung erfolgt anhand einer Feder-Dämpfer-Analogie [8] durch Wahl der Dämpfung d und der Lagersteifigkeit k :

$$G_{Rx}(s) = (k + k_x) \left(1 + \frac{1}{sT_{Nx}} + s \frac{d}{k + k_x} \right) \quad (6)$$

$$= K_{px} \left(1 + \frac{1}{sT_{Nx}} + sT_{Vx} \right) \quad (7)$$

$$= K_{px} \cdot \frac{s^2 T_{Vx} T_{Nx} + sT_{Nx} + 1}{sT_{Nx}} \quad (8)$$

²In der Praxis kommt für gewöhnlich ein PIDT2 Regler zum Einsatz. Die zusätzliche Zeitkonstante wird so gewählt, dass Messrauschen kompensiert wird [7]. Für die hier vorgestellten Analysen besteht kein Unterschied zum PID-Regler, weshalb dieser aus Gründen der Einfachheit vorgestellt wird.

Die Dämpfung $d = 2D\sqrt{k \cdot m_r}$ kann dabei über das Lehr'sche Dämpfungsmaß D bestimmt werden. Der Kraft-Strom-Faktor k_i sowie der Kraft-Weg-Faktor k_x ergeben sich aus der Modellierung der Kraft gemäß (1) und sind geometrieabhängig [7]. Die Lagersteifigkeit k wird häufig als ein Vielfaches von k_x gewählt. Die Nachstellzeit T_{Nx} sollte so klein wie möglich gewählt werden. Da ein sehr kleines T_{Nx} allerdings die Resonanz ΔK_{Res} erhöht, sollte für $\omega_N = 1/T_N$ und Resonanzkreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{k/m_r}$ die Beziehung $10 \cdot \omega_N \leq \omega_0$ gelten, da das System anderenfalls instabil wird.

Zum Auswerten des Führungsverhaltens werden die Mitkopplung F_x und die Übertragungsfunktion der Mechanik zu

$$G_m(s) = \frac{x}{F_i - F_z} = \frac{1}{s^2 m_r - k_x} \quad (9)$$

zusammengefasst. Damit folgt für die Führungsübertragungsfunktion des offenen Lageregelkreises mit Stromregelung

$$G_{xio}(s) = G_{Rx}(s) \cdot \frac{1}{k_i} \cdot G_{ic}(s) \cdot k_i \cdot G_m(s), \quad (10)$$

welcher sich über den bekannten Zusammenhang $G_{xic}(s) = G_{xio}(s)/(1 + G_{xio}(s))$ schließen lässt.

Mit den vorgestellten Gleichungen lässt sich außerdem die Störübertragungsfunktion des geschlossenen Lageregelkreises mit unterlagertem Stromregelung bestimmen:

$$G_{zi}(s) = \frac{G_m(s)}{1 + G_m(s) \cdot G_{Rx}(s) \cdot G_{ic}(s)} \quad (11)$$

Im Folgenden wird die Lageregelung mit unterlagertem Stromregelkreis mit Strommessung verkürzt als I-Regelung bezeichnet.

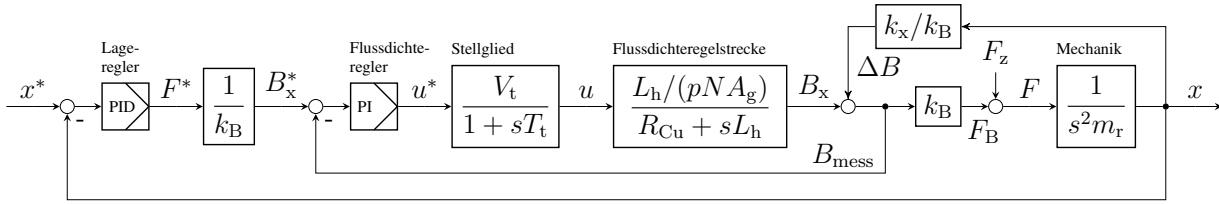


Abb. 4: Signalflussplan bei Flussdichtemessung im Luftspalt mit linearem AMB Modell $F = k_B(B_x + \Delta B(x))$ – $p = 2$ für das Unipolarlager, $p = 1$ für das Kombilager – V_t, T_t : Verstärkung, Zeitkonstante des Stellgliedes; L_h : Hauptinduktivität; R_{Cu} : Spulenwiderstand; N : Windungszahl der Steuerspule; A_g : Luftspaltfläche eines Pols; m_r : wirksame Rotormasse

3 Direkte Flussregelung durch Flussmessung

Abweichend zur unterlagerten Stromregelung aus Abschnitt 2 basiert die hier vorgestellte Flussregelung auf einer direkten Messung der Flussdichte im Luftspalt des Lagers. Dazu lässt sich das Modell nach Abb. 2 in die Darstellung aus Abb. 4 überführen. Dabei wird statt dem Kraft-Strom-Faktor k_i ein Kraft-Flussdichte-Faktor k_B eingeführt. Statt (1) gilt nun

$$F(B_x, x) = k_B \cdot B_x + k_x \cdot x. \quad (12)$$

Die positionsabhängige Störkraft $F_x = k_x \cdot x$ wird nun über eine Flussdichteänderung ΔB realisiert, was die Position der Mischstelle ändert. Die Verschiebung der Mischstelle vor die Rückführung des inneren Regelkreises erschwert die Untersuchung des Übertragungsverhaltens, da die Trennung zwischen innerem und äußerem Regelkreis verloren geht. Durch äquivalente Umformung des Signalflussplans aus Abb. 4 kann die Trennung der Regelkreise wiederhergestellt werden. Im Folgenden wird die Lageregelung mit unterlagertem Flussdichteregelkreis mit Flussdichtemessung im Luftspalt verkürzt als B-Regelung bezeichnet.

3.1 Führungsübertragungsfunktion

Zur einfacheren Darstellung werden zunächst Abkürzungen für die einzelnen Übertragungsböcke aus Abb. 4 eingeführt. Diese sind zusammen mit denen aus Abschnitt 2 in Tabelle 1 zusammengefasst.

Zur Berechnung der Führungsübertragungsfunktion des inneren Kreises ist ein naheliegender

Tab. 1: Benennung der Übertragungsfunktionen

Zeichen	Beschreibung
G_{Ri}	Stromregler
G_{RB}	Flussdichteregler
G_{Rx}	Lageregler
G_t	Stellglied
G_{Bs}	Flussdichteregelstrecke
G_{mech}	Mechanik
G_m	Mechanik inkl. Mitkopplung (MK)
G_i	Stromregelkreis
G_{mit}	Darstellung der MK im Vorwärtszweig
G_B	Flussdichteregelkreis
G'_B	Flussdichteregelkreis mit MK
G_{xi}	LRK mit I-Regelung (Führungszü.)
G_{zi}	LRK mit I-Regelung (Störz.)
G_{xB}	LRK mit B-Regelung (Führungszü.)
G_{zB}	LRK mit B-Regelung (Störz.)

Die Indizes o bzw. c, geführt als letzter Index, stehen bei Übertragungsfunktionen von Regelkreisen für „offen“ bzw. „geschlossen“. Alle Übertragungsfunktionen sind Funktionen von s . LRK: Lageregelkreis

Ansatz, die Mitkopplung als unverzögerte Störung zu behandeln und somit für die Berechnung des inneren Kreises zu vernachlässigen. Der Flussdichteregler $G_{RB}(s)$ wird als PI-Regler analog zu Abschnitt 2.2 ausgelegt – lediglich mit angepasster Streckenverstärkung

$$V_{SB} = \frac{V_t \cdot L_h}{p \cdot N \cdot A_g \cdot R_{Cu}}. \quad (13)$$

Das resultierende Übertragungsverhalten für das radiale Unipolarlager (UPL) ist zusammen mit

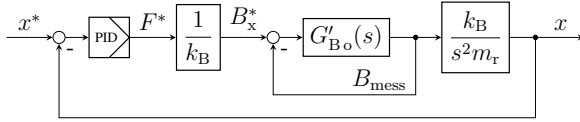


Abb. 5: Signalflussplan für das Führungsübertragungsverhalten der Konfiguration nach Abb. 4 mit $G'_{Bo}(s)$ nach (16)

dem des Stromregelkreises aus Abschnitt 2.2 in Abb. 6 dargestellt. Die Frequenzgänge sind bis auf minimale Abweichungen deckungsgleich, da in den Blechpaketen der Radiallager kaum Wirbelströme auftreten.

Die B-Regelung in der Form nach Abb. 4 kann nicht in inneren und äußeren Regelkreis getrennt werden. Dieser Strukturunterschied der Regelkreise wird eliminiert, indem der B-Regelkreis so umgeformt wird, dass ein geschlossener innerer und ein geschlossener äußerer Regelkreis entstehen. Die Mitkopplung ist entsprechend in den Übertragungsfunktionen zu berücksichtigen.

Für das Führungsverhalten gilt $F_z = 0$. Somit lässt sich die vierte Mischstelle eliminieren und k_B als Faktor in die Mechanik $G_{mech}(s)$ aufnehmen. Die Mitkopplung kann nun vor die Mechanik gezogen werden. Es entsteht ein Rückwärtszweig mit dem Term $k_x/(s^2 m_r)$ von B_{mess} auf die dritte Mischstelle. Diese Mitkopplung kann als

$$G_{mit}(s) = \frac{s^2 m_r}{s^2 m_r - k_x} \quad (14)$$

in den Vorwärtszweig verschoben werden. Aus dem offenen inneren Flussdichteregelkreis

$$G_{Bo}(s) = G_{RB}(s) \cdot G_t(s) \cdot G_{Bs}(s) \quad (15)$$

entsteht der offene innere Flussdichteregelkreis mit Berücksichtigung der Mitkopplung

$$G'_{Bo}(s) = G_{Bo}(s) \cdot G_{mit}(s), \quad (16)$$

wobei für den Flussdichteregeler $G_{RB}(s)$ weiterhin der Ansatz mit PI-Regler gilt. Es resultiert der Signalflussplan aus Abb. 5. Der Frequenzgang des offenen und geschlossenen in-

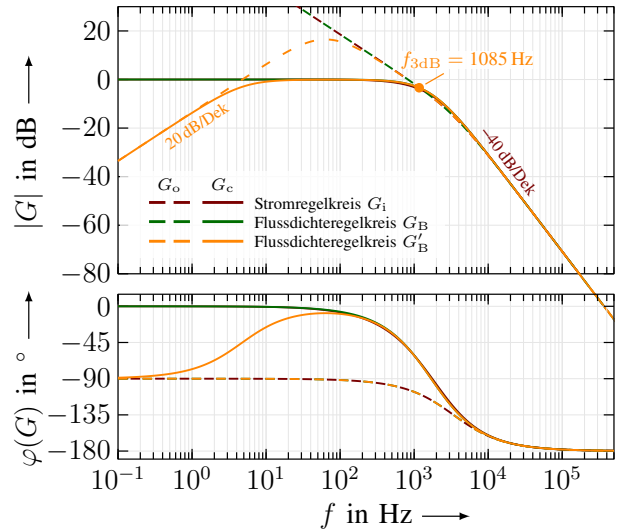


Abb. 6: Führungsfrequenzgang des offenen und geschlossenen inneren Stromregelkreises im Vergleich zum Führungsfrequenzgang des inneren Flussdichteregelkreises vor (G_B) und nach (G'_B) der Umformung beschrieben in Abschnitt 3.1

neren Regelkreises ist zusammen mit den bereits in Abschnitt 2.2 eingeführten Übertragungsfunktionen in Abb. 6 dargestellt. Das Verhalten des offenen Flussdichteregelkreises entspricht dem der Stromregelung ab ca. 200 Hz, die Verläufe der geschlossenen Kreise stimmen bereits ab ca. 30 Hz überein. Für niedrige Frequenzen zeigt sich ein deutlicher Unterschied. Die Rückführung der Mitkopplung in den inneren Regelkreis führt zu einer Dämpfung bei Frequenzen unter 10 Hz, welche von $G_{mit}(s)$ verursacht wird.

3.2 Störübertragungsfunktion

Die Berechnung des Störübertragungsverhaltens bei Flussmessung ist durch die Mitkopplung erschwert und erfolgt ähnlich wie die Berechnung des Führungsübertragungsverhaltens durch äquivalentes Umformen von Abb. 4 bei $x^* = 0$. Dafür wird die Rückführung des inneren Regelkreises von der zweiten auf die dritte Mischstelle verschoben und entsprechend $G_B(s)$ im Rückwärtszweig eingefügt. Es entstehen zwei parallele Pfade zwischen x und der Mischstelle $B_x + \Delta B$, welche zusammengefasst werden können. Durch Addition dieser Zweige und Multi-

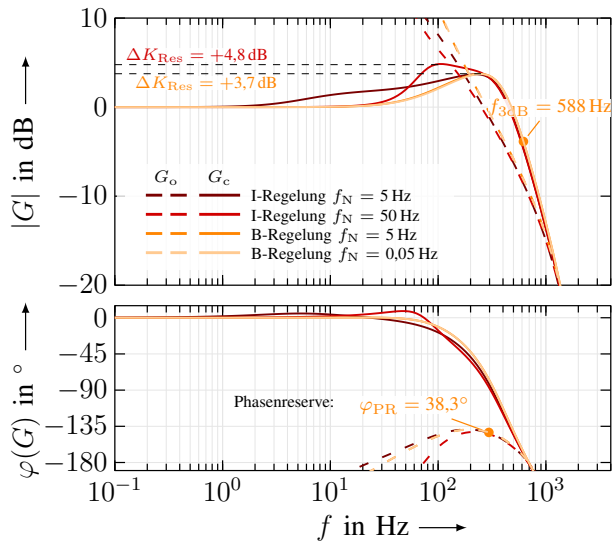


Abb. 7: Führungsfrequenzgang des offenen und geschlossenen Lageregelkreises mit den Reglerparametern $D = 0,9$, $k/k_x = 5$

plikation der weiteren Übertragungsfunktionen³ folgt

$$G_{zBc}(s) = \frac{G_{\text{mech}}(1 + G_{B0})}{1 + G_{B0} - G_{\text{mech}}(k_x - G_{B0}G_{R_x})} \quad (17)$$

Die Lageregelung mit unterlagertem Flussdichteregelkreis mit Flussmessung wird im Folgenden verkürzt als B-Regelung bezeichnet.

4 Vergleich des Übertragungsverhaltens

Das Führungsverhalten des radialen Lageregelkreises vom Kombilager ist in Abb. 7 für verschiedene Reglereinstellungen dargestellt. Eine Bewertung kann anhand mehrere Kenngrößen erfolgen.

Die *Phasenreserve* φ_{PR} ist ein Stabilitätskriterium. Je größer die Phasenreserve, desto größer der einstellbare Wertebereich der Reglerparameter. Der Wert schwankt für die gewählten Parameter um ca. 1° und ist mit 38° in einem zufriedenstellenden Bereich.

Ein weiterer Kennwert ist die *3dB-Grenzfrequenz* f_{3dB} . Es lässt sich feststellen,

³Alle in (17) verwendeten Übertragungsfunktionen sind Funktionen von s . Auf die Nennung wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet.

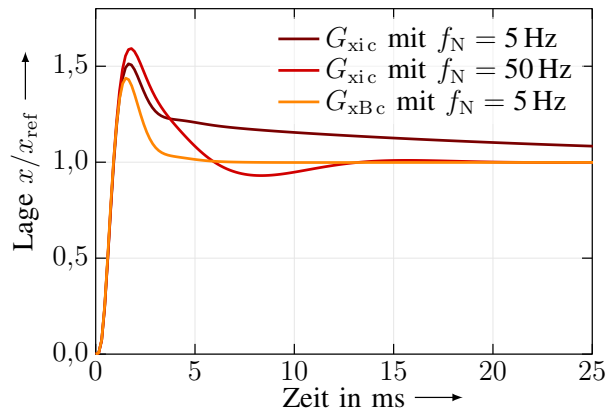


Abb. 8: Führungssprungantwort des geschlossenen Lageregelkreises mit den Reglerparametern $D = 0,9$; $k/k_x = 5$ bei Sprung auf x_{ref}

dass Signale mit $f > f_{3dB}$ nicht mehr zuverlässig eingeregelt werden können. Dies ist besonders für Systeme zur Schwingungsdämpfung interessant, bei denen hochfrequente Signale eingepreßt werden müssen. Die 3dB-Grenzfrequenz der B-Regelung liegt nur minimal über der der I-Regelung.

Des weiteren eingezeichnet ist die *Resonanzüberhöhung* ΔK_{Res} . Sie bezeichnet die Verstärkung des geschlossenen Kreises bei Resonanzkreisfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$. Neben der absoluten Höhe (bei I-Regelung ca. 1 dB höher als bei B-Regelung) ist für das Schwingungsverhalten aber auch die „Breite“ des Frequenzbereiches wichtig, in der es zu einer Verstärkung von $|G(s)| > 1$ kommt. Während $|G(s)| > 1$ für I-Regelung bereits ab ca. 3 Hz gilt, beginnt die Überhöhung für B-Regelung erst ab ca. 40 Hz und somit über eine Dekade später. Folglich ist für die B-Regelung ein etwas geringeres und deutlich schnelleres Abklingen des Überschwingens zu erwarten, was die Simulation der Sprungantwort in Abb. 8 bestätigt. Des weiteren zeigt sich, dass eine Reduktion der Nachstellzeit des PID-Reglers bei B-Regelung kaum Einfluss auf das Führungsverhalten hat, da die Kompensation bereits maßgeblich im inneren Regelkreis passiert. Die entsprechenden Verläufe für B-Regelung in Abb. 7 sind daher nahezu deckungsgleich. Auf eine Darstellung in Abb. 8 wurde daher verzichtet.

Soll mit der I-Regelung ein ähnliches Verhalten realisiert werden, muss f_N deutlich erhöht

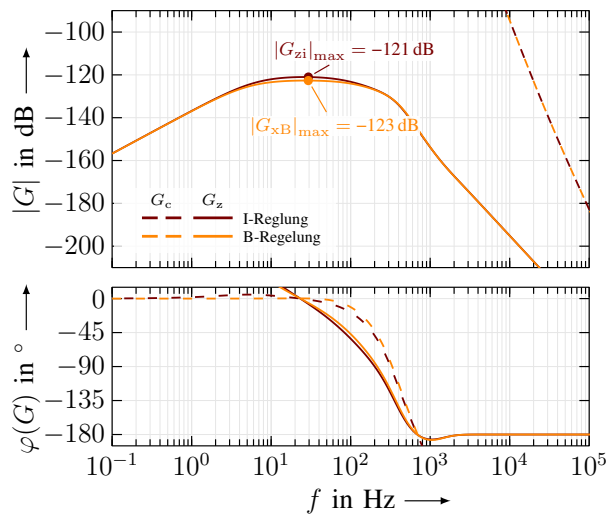


Abb. 9: Störfrequenzgang von I-Regelung und B-Regelung mit den Reglerparametern $D = 0,9$; $k/k_x = 5$ und $f_N = 5$ Hz

werden. Dies wirkt sich, wie einleitend erwähnt, negativ auf die Stabilität aus, erhöht das Überschwingen und führt trotz einem Unterschied von 4 Größenordnungen nicht zu gleichwertigen Ergebnissen, wie Abb. 8 zeigt.

Der Störfrequenzgang für die I- und B-Regelung ist in Abb. 9 dargestellt. Beide Regler erreichen eine Störunterdrückung von ca. -120 dB und einen sehr ähnlichen Verlauf. Der geringere Unterschied in der Störübertragungsverhalten lässt sich dadurch begründen, dass die Störgröße in beiden Fällen hinter der Mitkopplung wirkt. Das Ausregeln der Störung kann durch Erhöhen von f_N beschleunigt werden, wie Abb. 10 zeigt – allerdings einhergehend mit den erwähnten Nachteilen im Führungsverhalten.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Die Arbeit untersucht das Übertragungsverhalten eines aktiven Magentlagers bei Verwendung einer Lageregelung mit unterlagertem Flussdichtereglerkreis. Der entscheidende Unterschied zur konventionellen Stromregelung ist die Berücksichtigung der für ein Magnetlager typischen Mitkopplung im inneren Regelkreis. Dadurch kann das Führungsverhalten deutlich verbessert werden. Das Überschwingen wird gleichzeitig mit der Ausregelzeit reduziert. Beim Störverhalten ist eine geringe Reduktion der Überschwingweite zu erkennen.

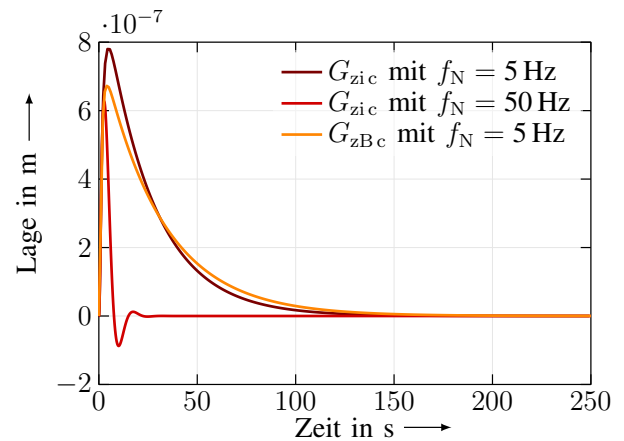


Abb. 10: Störungssprungantwort von I-Regelung und B-Regelung mit den Reglerparametern $D = 0,9$; $k/k_x = 5$ bei Sprung auf $F_z = 1$ N

Die dargestellte Struktur eröffnet Möglichkeiten, den inneren Regelkreis abweichend vom Standard, nicht als PI-Regler auszulegen, sondern gezielt die Mitkopplung zu kompensieren. Es ist zu erwarten, dass dadurch das Verhalten weiter verbessert werden kann.

Danksagung

Die Autoren danken der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die finanzielle Unterstützung (Projekt *DFG HO1483/62-2*) und Dipl.-Ing. Robert Seifert für die anregenden Diskussionen zu dem präsentierten Thema.

Literatur

- [1] Mohamed, A. M.; Emad, F. P.: A Comparison between Current and Flux Control in Magnetic Bearing Systems. In: *1993 American Control Conference*. Juni 1993, S. 2356–2362
- [2] Seifert, Robert; Hofmann, Wilfried: Completion of analytical model of active magnetic thrust bearings including asymmetric air gap field between mixed materials. In: *Mechanical Engineering Journal, Bulletin of the JSME* 4 (2017) Nr. 5. Hrsg. von Mechanical Engineers, Japanese Society of, S. 1–11. DOI: 10.1299/mej.16-00696

- [3] Jaatinen, P. O.; Jastrzebski, R. P.; Lindh, T.; Pyrhönen, O.: Implementation of a flux-based controller for active magnetic bearing system. In: *2013 11th IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*. Juli 2013, S. 141–145. DOI: 10.1109/INDIN.2013.6622872
- [4] Bleuler, H.; Vischer, D.; Schweitzer, G.; Traxler, A.; Zlatnik, D.: New concepts for cost-effective magnetic bearing control. In: *automatica* 30 (1994) Nr. 5, S. 871–876. DOI: 10.1016/0005-1098(94)90175-9
- [5] Seifert, Robert; Steiert, Christoph; Hofmann, Wilfried; Röbenack, Klaus: Einführung in die fraktionale Flusschätzung in elektromagnetischen Aktoren. In: *Automatisierungstechnik* (2019). Bd. 67, H. 7, S. 572–586. De Gruyter
- [6] Bahr, Falk; Mönch, Ingolf; Ernst, Daniel; Zerna, Thomas; Schmidt, Oliver G.; Hofmann, Wilfried: Direct field control of AMBs using flux feedback based on integrable Hall sensors. In: *Proceedings of the 15th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB 15)*. 2016
- [7] Liebfried, Robin; Hofmann, Wilfried: Performance of Flux Density Based Control Approaches for Active Magnetic Bearings – an Overview. In: *Proceedings of the 16th International Symposium on Magnetic Bearings*. Beijing, 2018
- [8] Schweitzer, G.; Maslen, E. H.; Bleuler, H.; Keogh, P.; Larssonneur, R.; Nordmann, R.; Okada, Y.: *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2009

Anhang

Tab. 2: Parameter des UPL für $k/k_x = 5$, $D = 0,9$, $f_{Nx} = 5$ Hz

Parameter	Symbol	Wert	Einheit
Stellglied			
Stellgliedverstärkung	V_t	1	
Schaltfrequenz	$1/T_t$	21 333	Hz
Regelstrecke			
Hauptinduktivität	L_h	7,8	mH
Spulenwiderstand	R_{Cu}	0,7	Ω
Windungszahl	N	60	
Luftspaltfläche	A_g	225	mm ²
Polpaarzahl	p	2	
Stromregler			
Reglerverstärkung	K_{pi}	41,6	Ω
Nachstellzeit	T_{Ni}	11,2	ms
Flussdichteregler			
Reglerverstärkung	K_{pB}	144	m ² /s
Nachstellzeit	T_{NB}	11,2	ms
Lageregelung			
Effektive Rotormasse	m_r	1,45	kg
Kraft–Strom–Faktor	k_i	39,4	N/A
Kraft–Flussdichte–Faktor	k_B	287	N/T
Kraft–Weg–Faktor	k_x	230	N/mm
Reglerverstärkung	K_{px}	1,4	kN/mm
Vorhaltezeit	T_{Vx}	1,7	ms
Nachstellzeit	T_{Nx}	31,8	ms

CHARAKTERISIERUNG UND UNTERSUCHUNG DER REGELSTRECKE EINES STREUFLUSSBASIERTEN LAGEMESSSYSTEMS FÜR MAGNETLAGER

J. Rudolph, R. Werner

Professur Elektrische Energiewandlungssysteme und Antriebe

Technische Universität Chemnitz

Reichenhainer Straße 70

09126 Chemnitz, Germany

Tel.: +4937153138938

Email: johannes.rudolph@etit.tu-chemnitz.de

Abstract

Der vorliegende Beitrag beschreibt die Modellierung der Regelstrecke eines achtpoligen heteropolaren Magnetlagers. Dabei wird ein FEM-Modell des Lagers in MatLab Simulink implementiert, wodurch es möglich wird, das Betriebsverhalten des kompletten Lagers schon während des Designprozesses zu untersuchen. Hauptaugenmerk liegt hierbei auf dem Messsystem, das zur Bestimmung der Wellenposition die magnetischen Streuflüsse nutzt, die in den Polzwischenräumen auftreten.

1 Einleitung

Die Möglichkeit, aktiv auf Größen wie die Lagersteifigkeit Einfluss nehmen zu können, macht Magnetlager in bestimmten Anwendungen zu einer interessanten Alternative gegenüber konventionellen Wälzlagern. Je nach Anforderung an das zu lagernde System können Magnetlager in verschiedenen Topologien ausgeführt sein. Eines haben aber fast alle Ausführungsformen gemeinsam. Auf Grund der systematischen Instabilität müssen die Lagerkräfte permanent nachgeregelt werden, was eine Bestimmung der Wellenposition zwingend erforderlich macht. Dafür stehen verschiedene Prinzipien zur Verfügung. Am weitesten verbreitet sind klassische Positionssensoren, die kapazitiv bzw. mit Hilfe von Wirbelströmen die Position der Welle detektieren. In der jüngeren Vergangenheit sind immer häufiger sogenannte sensorlose Verfahren Gegenstand der wissenschaftlichen Diskussion [1],[2],[3]. Diese zeichnen sich durch die Auswertung der Anstiegszeiten der gepulsten Spulenströme aus, die auf eine Induktivitätsänderung

zurückzuführen sind, welche wiederum eng mit der Lage des Rotors im Magnetlager verknüpft ist. Eine Alternative dazu stellt die Messung der magnetischen Streuflüsse dar, die im Bereich der Nuten zwischen den Polen auftreten [4],[5]. Dazu müssen zusätzlich die momentan fließenden Steuerströme berücksichtigt werden. Ähnlich wie dies beim magnetischen Fluss im Luftspalt der Fall ist, lässt sich daraus die Wellenposition ableiten. Im Vergleich zur Messung im Luftspalt steht aber deutlich mehr Platz zur Verfügung, wodurch sich das Design der Sensoren erheblich einfacher gestaltet. In dem (in diesem Beitrag) betrachteten Heteropolarlager ergeben sich, wie in Fig. 1 dargestellt acht mögliche Messposition zur Bestimmung der magnetischen Streuflüsse.

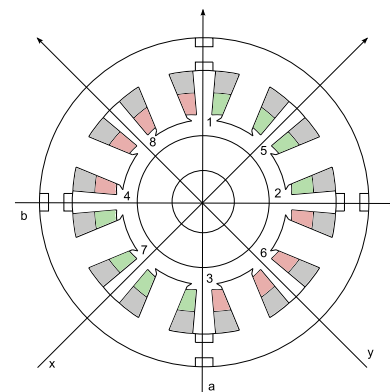


Fig. 1 Mögliche Positionen zur Messung der magnetischen Streuflüsse in einem achtpoligen Heteropolarlager

Aufgrund der Ausrichtung der magnetischen Streufelder, die an den Positionen 1-4 vorwiegend radiale Anteile aufweisen und an den Positionen 5-6 hauptsächlich tangential

ausgerichtet sind sowie der bauartbedingten Ausrichtung der Messachse der zur Verfügung stehenden Hall-Sensoren, wurden die Positionen 1-4 für den Einbau gewählt. An diesen Positionen wurden die ursprünglich eingesetzten Nutverschlüsse durch Leiterplatten ersetzt, auf denen die Hall-Sensoren sitzen (Fig. 2). Aufgrund des ausgeprägten nichtlinearen Zusammenhangs zwischen Streuflussdichte und Luftspaltlänge wurde eine differenzielle Anordnung der Sensoren gewählt. Die Sensoren 1 und 3 bilden das Messsignal für die Position der Welle in der a-Achse während die Sensoren 2 und 4 die b-Achse repräsentieren. Damit ergibt sich ein Messkoordinatensystem, dass um 45° gegenüber dem Koordinatensystem der Lagerachsen verdreht ist. Da die Messung der magnetischen Streuflussdichte zwischen den Lagerachsen durchgeführt wird, ist es notwendig, die Summe beider Steuerströme bei der Bestimmung der Wellenposition zu berücksichtigen.



Fig. 2 Streuflusssensoren im eingebauten Zustand

2 Regelstrecke

Um eine möglichst genaue Vorhersage über das spätere Betriebsverhalten des Magnetlagers treffen zu können, muss die gesamte Regelstrecke mit all ihren Komponenten so detailliert wie möglich modelliert werden. Dazu gehören neben dem Lager selbst (bei dem die Betrachtung der elektromagnetischen und mechanischen Komponenten erfolgt) und dem streuflussbasierten Messsystem auch die Stromrichter, welche für die Einprägung der Steuerströme zuständig sind. Der gesamte Regelkreis weist die typische Kaskadenstruktur auf, bei der die Lageregelung die übergeordnete

(äußere Schleife) und der Stromregler die unterlagerte (innere Schleife) darstellt. Diese wird mit Hilfe eines dSpace-Echtzeitsystems realisiert. Die unterlagerte Stromregelung wird intern von den Stromrichtern durchgeführt.

2.1 Stromrichter

Eine wichtige Komponente von Magnetlagern sind die Stromrichter, die für die Einprägung der Steuerströme verantwortlich sind. Um eine möglichst realitätsnahe Beschreibung des Gesamtsystems Magnetlager zu erreichen, erfolgt zunächst die Untersuchung des Übertragungsverhaltens der Stromrichter, um diese anschließend modellieren zu können. Die Sollwertvorgabe erfolgt über die Analogausgänge des dSpace-Systems. Die Sprungantwort des Stromrichters der x-Achse des untersuchten Magnetlagers ist in Fig. 3 dargestellt. Die maximale Höhe des Steuerstroms von 15 A wird nach ca. $5 \mu\text{s}$ erreicht, wobei der Anstieg nahezu linear verläuft.

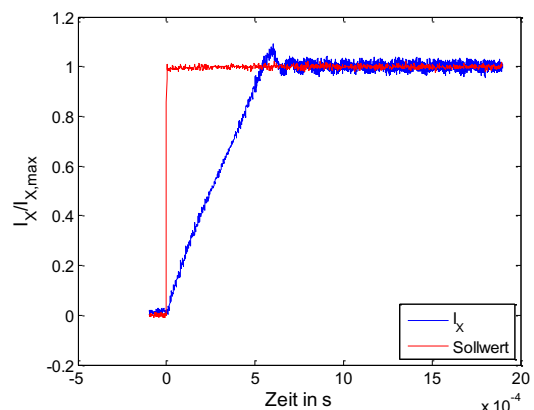


Fig. 3 Sprungantwort des Stromrichters für den Steuerstrom in der x-Achse

Basierend auf der aufgezeichneten Übertragungsfunktion wird ein Modell für die Stromrichter erstellt. Die Regelung der Steuerströme stellt einen kaskadierten, der Lageregelung unterlagerten Regelkreis dar, bei dem häufig PI/PID oder Zweipunktregler zum

Einsatz kommen.

[3].

2.2 Modell des Magnetlagers

Die Modellierung des elektromagnetischen Teils des Magnetlagers wird durch eine Kopplung von Simulink und der Open Source Software FEMM realisiert. Letztere wird durch eine s-function in das Simulink Modell implementiert. Dabei werden bei jedem Funktionsaufruf die Position der Welle im Lager, der Grunderregerstrom und die Momentanwerte der Steuerströme an FEMM übergeben. Beim Start der Funktion wird eine Instanz von FEMM geöffnet und die Statorgeometrie geladen. Anschließend werden den Strömen die übergebenen Werte zugeordnet und der Rotor an der entsprechenden Stelle erzeugt. Nach dem das Modell vernetzt wurde, berechnet die Software, wie in Fig. 7 dargestellt, die Verteilung der magnetischen Flussdichte. Daraus lassen sich nach Gleichung 1 die auf die Welle wirkenden Kräfte bestimmen. Diese werden im Anschluss an Simulink zurückgegeben.

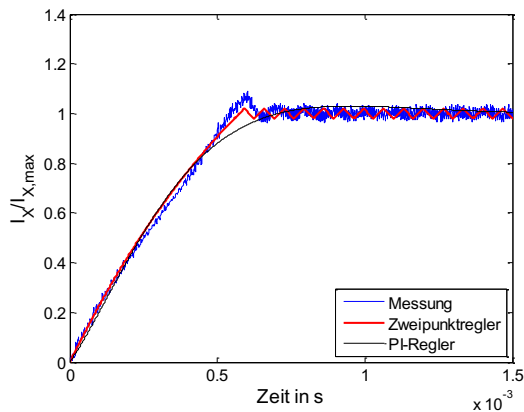


Fig. 4 Modelliertes Übertragungsverhalten des Stromrichters im Vergleich zur gemessenen Sprungantwort

Die in der Fig. 4 dargestellten Verläufe geben die Sprungantwort eines Stromrichters auf der Basis von Messwerten, eines Modells mit PI-Regler sowie eines Modells mit Zweipunktregler wieder.

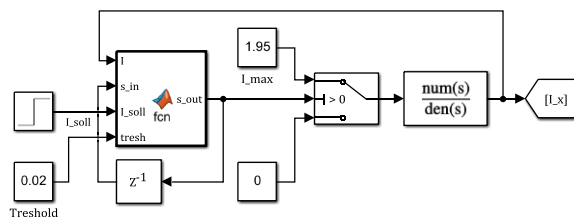


Fig. 5 Simulink-Modell des Stromrichters mit Zweipunktregelung

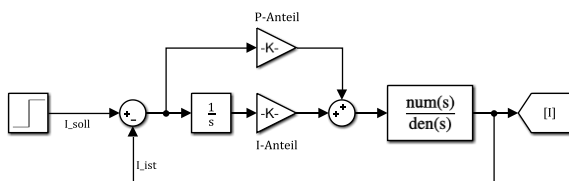


Fig. 6 Simulink-Modell des Stromrichters mit PI-Regler

Welches der beiden Stromrichtermodelle zum Einsatz kommt ist, von den Parametern des Gesamtmodells abhängig. Die Zweipunktregelung ermöglicht eine genauere Nachbildung der zeitlichen Verläufe der Steuerströme.

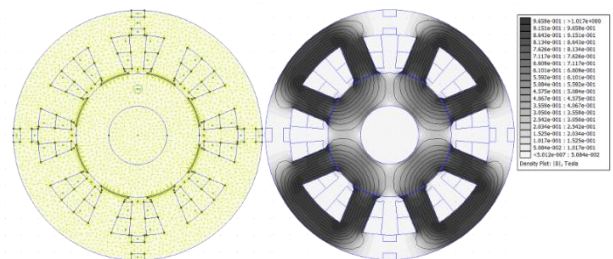


Fig. 7 Vernetztes Modell des Lagers (links) und berechnete Verteilung der magnetischen Flussdichte (rechts)

$$F = \frac{1}{2 \cdot \mu} \cdot B^2 \cdot A \quad (1)$$

Zur Reduktion der Modellkomplexität wird von einer starren nicht rotierenden Welle ausgegangen, die durch zwei Lager gehalten wird. Das in diesem Beitrag betrachtete Magnetlager fungiert als Loslager während ein zweites aktives Magnetlager das Festlager repräsentiert. Basierend auf dem Zusammenhang aus Gleichung 2 und der am Punkt des Loslagers wirkenden Masse kann die während eines Simulationsschrittes erfolgte Verschiebung der Welle im Magnetlager bestimmt werden.

$$a = v \frac{d}{dt} = s \frac{d^2}{dt^2} \quad (2)$$

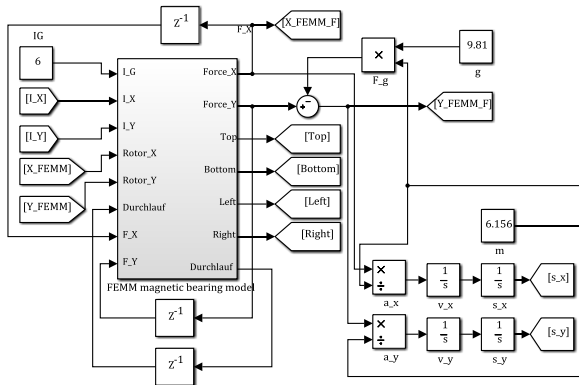


Fig. 8 Simulink-Modell des Magnetlagers

In Fig. 8 ist das Simulink-Modell des Magnetlagers dargestellt. Neben den bereits beschriebenen Ein- und Ausgängen weist der Funktionsblock zur FEM-Berechnung des Magnetlagers noch weitere Schnittstellen auf. Zum einen gibt der Block die magnetischen Flussdichten an den Messstellen des Streuflussmesssystems aus und zum anderen werden eine Zählvariable und die aktuellen Kräfte in x- und y-Richtung zurückgeführt.

2.3 Messsystem

Grundlegend ist die Simulation auch ohne das Modell eines Messsystems lauffähig, da die Positionsinformation der Welle bereits in Form der Ausgangsgröße der FEM-Rechnung vorhanden ist und direkt an einen Regler übergeben werden kann, der daraufhin die Einstellung der Steuerströme vornimmt. Um das Verhalten des Streuflussmesssystems nachbilden zu können, muss von diesem ebenfalls ein entsprechendes Modell erstellt werden. Für die Ermittlung der Wellenposition im Magnetlager ist neben der Streuflussdichte auch die Berücksichtigung der Momentanwerte der Steuerströme notwendig. Je nach Größe des fließenden Stroms verschiebt sich die Kennlinie wie in Fig. 9 dargestellt. Das Kennlinienfeld basiert auf der Messung der Streuflussdichten an unterschiedlichen Positionen entlang der a- und b-Achse mit einer Schrittweite von 0,05 mm. An jedem Punkt wurde der

resultierende Steuerstrom in 6 A Schritten von -30 A bis 30 A variiert. Neben der Verschiebung der Kennlinie kommt es zu einer Änderung des Anstieges im Bereich der Lagermitte, welcher im Fall sich gegenseitig kompensierender Steuerströme am kleinsten ist.

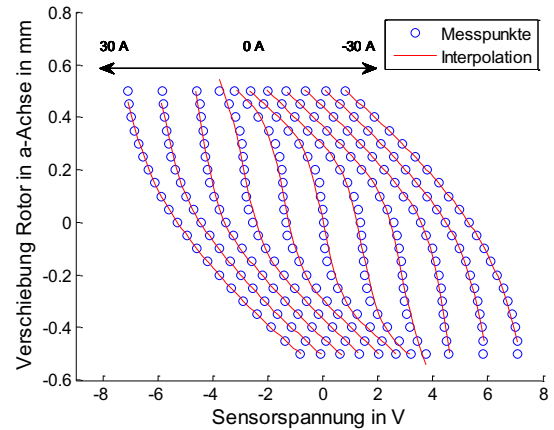


Fig. 9 Kennlinienfeld der a-Achse für verschiedene Steuerströme

Darauf basierend lassen sich durch Umstrukturierung und Aufbereitung entsprechende Lookup Tabellen erstellen. Diese haben nun als Eingangsgrößen die Sensorspannung und den Spulenstrom und als Ausgangsgröße die dazugehörige Wellenposition.

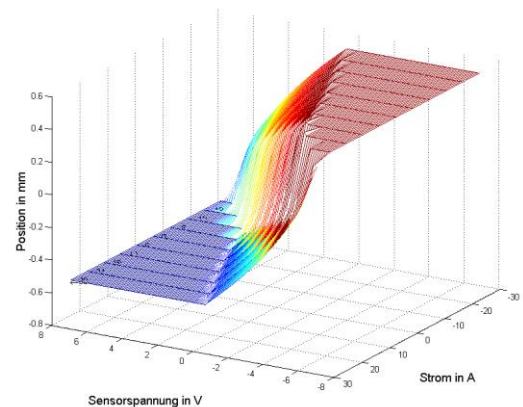


Fig. 10 Lookup Tabelle der a-Achse

Wie in Fig. 10 verdeutlicht, weist die Lookup Tabelle klar definierte Grenzen auf, die die größtmögliche, durch das Fanglager limitierte, Auslenkung der Welle repräsentieren. Das Modell des Messsystems basiert im Wesentlichen auf den bereits beschriebenen

Kennfeldern und einer Überführung des a/b-Koordinatensystems in das des Magnetlagers (siehe Fig. 11).

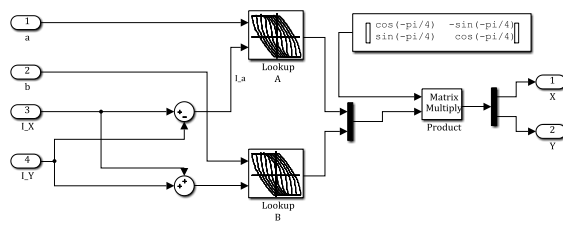


Fig. 11 Modell des Messsystems mit Lookup Tabellen und Rotationsmatrix

3 Modellverhalten

Um das komplette Modell zu testen, wird das Verhalten des geschlossenen Regelkreises auf einen Sprung des Sollwertes der Lagerposition untersucht. Als Reglereingang dient zunächst die Position der Welle die durch FEMM zur Verfügung gestellt wird.

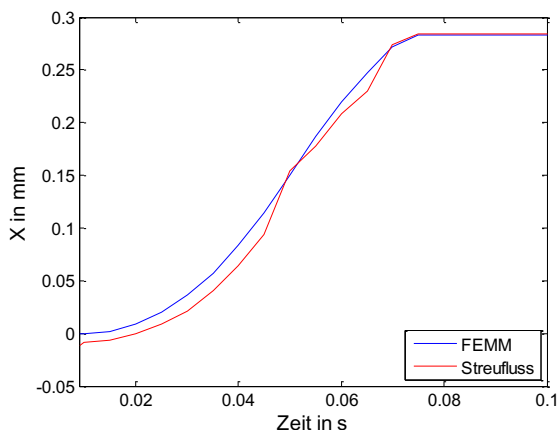


Fig. 12 Simulation der Sprungantwort mit FEMM Position als Reglereingangsgröße

Der in Fig. 12 dargestellte Verlauf der berechneten Sprungantwort zeigt geringfügige Abweichungen des Streuflussmesssystems von der tatsächlichen Wellenposition. Diese werden zum einen durch Interpolationsfehler und zum anderen durch eine fehlende Kompensation der Einflüsse der Steuerströme verursacht, die immer dann auftritt, wenn diese den gleichen Wert annehmen. In diesem Fall ist eine Eingangsgröße der Lookup Tabelle gleich Null, was dazu führt, dass Änderungen der Streuflussdichten fälschlicherweise als Positionsänderung interpretiert werden. Das

Lager schwebt in der Simulation dennoch stabil wie der Verlauf in Fig. 13 verdeutlicht.

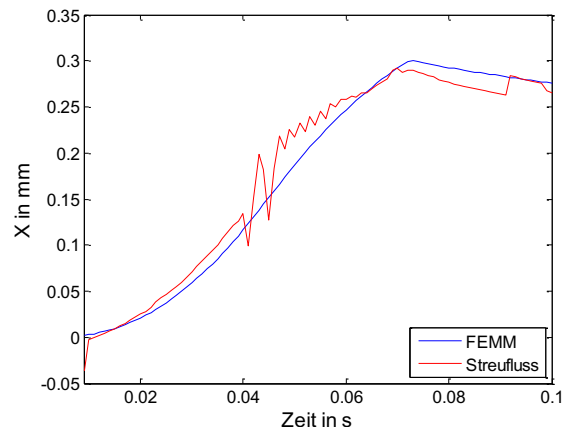


Fig. 13 Simulation der Sprungantwort mit Streuflussmesssystem als Reglereingangsgröße

4 Zusammenfassung und Ausblick

Mit Hilfe der Kombination einer FEM-Software und Matlab Simulink konnte das Betriebsverhalten eines Magnetlagers mit Streuflussmesssystem nachgebildet werden. Dadurch kann die Qualität der für das Messsystem notwendigen Kennlinienfelder untersucht werden, um diese weiter zu verbessern. In weiterführenden Arbeiten ist zudem zu klären, wie eine Stromkompensation auch bei sich gegenseitig aufhebenden Steuerströme realisiert werden kann. Ein möglicher Ansatz ist die nachgeschaltete Betrachtung der einzelnen Steuerströme.

Literatur

- [1] Hofer, M., Hutterer, M. and Schroedl, M.: Sensorless Control of a Three Phase Radial Active Magnetic Bearing. Twelfth International Symposium on Magnetic Bearings. Wuhan 2010, China
- [2] García, P., Guerro, J.M., Briz, F., Reigosa, D.D.: Sensorless Control of Three-Pole Active Magnetic Bearings Using Saliency-Tracking-Based Methods. 1476 IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 46, No. 4, July/August 2010
- [3] Kucera, L.: Zur sensorlosen Magnetlagerung. Dissertation ETH Zürich, 1997

- [4] Rudolph, J., Werner, R.: Theoretical Basics and Closed Loop Control Design of Stray-Flux-Based Measurement Systems for Magnetic Bearings. Fifteenth International Symposium on Magnetic Bearings. Kitakyushu 2016, Japan
- [5] Rudolph, J.; Sieber A., Werner, R.: Differentiation und Linearisierung von Messsignalen eines streuflussbasierten Messsystems für magnetisch gelagerte Rotoren. 11. Workshop Magnetlagertechnik Zittau-Chemnitz 2017
- [6] Bernet, S.: Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis: Funktion, Modulation und Regelung. Berlin, Heidelberg: Springer. 2012, ISBN 9783540688617

Sensorlose Regelung eines radialen Magnetlagers mittels optimierter Raumzeigermodulation

D. Wimmer, M. Hutterer, M. Schrödl

Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

TU Wien

Gußhausstraße 25,

1040 Wien, Österreich

Email: dominik.wimmer@tuwien.ac.at

Kurzfassung

Aktive Magnetlager benötigen eine Information der Rotorposition für eine stabile Positionsregelung. Im Gegensatz zu einer sensorbehafteten Regelung bieten sensorlose Verfahren Vorteile in Hinblick auf Kosten, Bauraum und Verfügbarkeit eines Magnetlagersystems. Im Rahmen dieser Studie wird eine sensorlose Regelung eines radialen Magnetlagers mit 3-phasiger Struktur untersucht. Die Positionserfassung beruht auf einer Auswertung der Induktivitäten der Aktuatorspulen auf Basis einer Stromanstiegsmessung. Für den sensorlosen Betrieb werden die Aktuatorspulen mit speziellen Spannungspulsmustern beaufschlagt, welche über die Halbbrücken des Umrichters erzeugt werden. Die Pulsmuster werden anhand einer Raumzeigermodulation generiert, welche einen Freiheitsgrad in der Auswertung der Stromanstiegsinformation aufweisen. In diesem Beitrag werden verschiedene Strategien der Auswertung der Rotorposition vorgestellt. Abschließend erfolgt eine Gegenüberstellung der sensorlosen Rotorposition mit einer externen Sensorik anhand von Messungen an einem Prototyp.

1 Einleitung

Die sensorlose Regelung von Magnetlagern stellt bereits seit vielen Jahren ein Forschungsthema dar [1], [2]. Mithilfe von sensorlosen Verfahren kann bei Magnetlagern die Rotorposition aus Systemgrößen des Magnetlagers abgeleitet werden. Der Entfall der Sensorik bringt viele Vorteile in Hinblick auf Kosten, Bauraum, Zuverlässigkeit sowie auch bei Aspekten der Regelung flexibler Rotoreigenschaften. In dieser Arbeit wird ein Ansatz verfolgt, bei welchem die Rotorposition aus den Induktivitätsverhältnissen der Aktuatorspulen bestimmt wird. Grundlage dafür stellt das stromanstiegsbasierte INFORM Verfahren dar, welches ursprünglich für die sensorlose

Erfassung des Rotorlagewinkels von permanenterrregten Synchronmaschinen entwickelt wurde [3]. Bereits in vorausgehenden Arbeiten konnte dieses Verfahren auf radiale Magnetlager adaptiert werden [4], [5]. Dabei werden die zur Induktivitätsauswertung notwendigen Spannungsimpulse in das Schaltmuster der Halbbrücken (PWM) eingebettet. Die Gestaltung der Auswertung der Rotorposition auf Basis von Stromanstiegsmessungen bietet Freiheitsgrade, welche zur Erfüllung unterschiedlicher Optimierungskriterien genutzt werden können. Im Speziellen werden zwei Auswertevarianten vorgestellt, welche eine hohe Lagerdynamik oder einen minimalen Hardwareaufwand ermöglichen.

2 Sensorlose Regelung

Ausgangspunkt der Betrachtungen stellt ein aktives homopolares radiales Magnetlager dar, welches in Abb. 1 dargestellt ist. Der

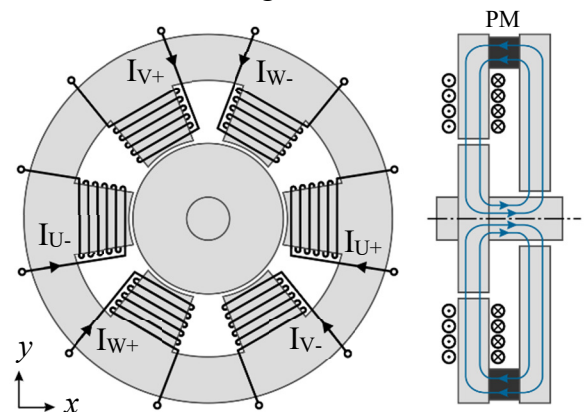


Abb. 1: Sensorloses 3-phasiges radiales homopolares Magnetlager mit PM-Vormagnetisierung

Grundfluss wird über eine Vormagnetisierung mittels Permanentmagnete (PM) realisiert. Die 6 Spulen des Magnetlagers sind in einer 3-phasigen Konfiguration verschaltet, sodass ein Betrieb an einem konventionellen Umrichter

möglich ist. Die Anbindung des Magnetlagers an den Umrichter erfolgt über die differentiellen Übertrager laut Abb. 2. Dabei werden zwei gegenüberliegende Spulen des Magnetlagers mit einer Phase des Umrichters

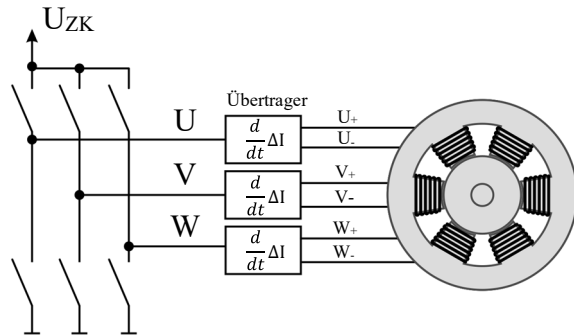


Abb. 2: Topologie zur differentiellen Stromanstiegsmessung am 3-phasigen Magnetlager.

elektrisch verbunden. Mithilfe des Übertragers aus Abb. 3 ist es nun möglich, Induktivitätsunterschiede zufolge eines exzentrisch schwebenden Rotors auf Basis einer Stromanstiegsmessung zu detektieren. Die

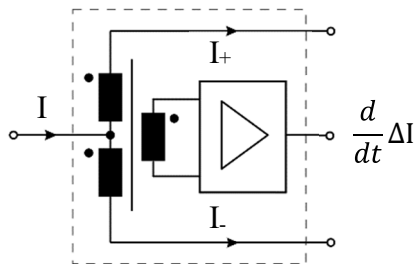


Abb. 3: Differentielle Stromanstiegsmessung mittels unbelastetem Übertrager.

differentielle Struktur des Übertragers sorgt einerseits für eine differentielle Auswertung der Induktivität und verhindert zudem eine magnetische Sättigung des Übertragers. Die Erfassung des Differenzstromanstiegs kann aufgrund des differenzierenden Verhaltens des Übertragers direkt an der Sekundärseite erfolgen. Als unmittelbare Konsequenz folgt, dass keine numerische Differentiation in einem Signalprozessor notwendig ist und bereits ein Abtastwert für die Erfassung des Stromanstieges ausreicht. Die differentielle Auswertung des Stromanstieges bewirkt eine weitgehende Unterdrückung von Wirbelstromeffekten, welche zu nichtlinearen Signalverläufen im Stromanstieg führen und oftmals eine Limitierung von stromanstiegsbasierten Verfahren darstellen. Die Anregesignale für die

sensorlose Positionsbestimmung des Rotors werden über die Halbbrücken des Umrichters erzeugt. Dabei erfolgt eine Ausgabe von diskreten Spannungspulsen auf die Phasen des Magnetlagers. Wird ein Spannungspuls an den Spulen angelegt, kann mittels einer Messung des Differenzstromanstiegs die positionsabhängige Induktivität der Spulen $L(x, y)$ laut Gleichung (1) bestimmt werden.

$$L(x, y) = U(t) \left(\frac{d}{dt} \Delta I(t) \right)^{-1} \quad (1)$$

Zur Veranschaulichung des Funktionsprinzips sind die relevanten Signalverläufe dargestellt. Abb. 4b zeigt den Stromverlauf der Aktuatorspulen zufolge des Pulsmusters laut Abb. 4a bei

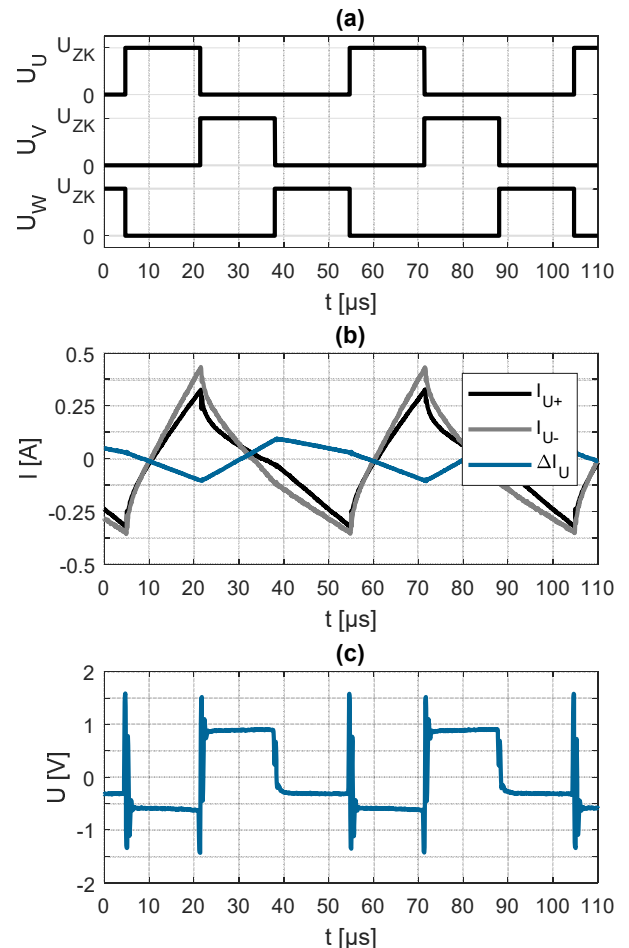


Abb. 4: (a) Pulsmuster der Phasenspannungen (b) Stromverläufe der Phase U mit zugehörigem Differenzstrom $\Delta I_U = I_{U+} - I_{U-}$. (c) Ausgangssignal des Übertragers der Phase U ($f_{PWM} = 20 \text{ kHz}$, $U_{ZK} = 60 \text{ V}$)

exzentrischer Rotorlage. Aufgrund der unterschiedlichen Induktivitätsverhältnisse stellt sich bei den gegenüberliegenden Spulen (U_+ , U_-) ein unterschiedlicher Stromanstieg ein. Im Verlauf des Differenzstromes ΔI_U ist

ersichtlich, dass Verzerrungen zufolge der Wirbelströme weitgehend unterdrückt werden können. Nach einer kurzen Einschwingzeit ist das Ausgangssignal des Übertragers (Abb. 4c) proportional zum Anstieg des Differenzstromes ΔI_U . Die Berechnung der Rotorposition aus dem Differenzstromanstieg erfolgt auf Basis einer Reluktanzmodellierung des magnetischen Kreises. Dabei werden die differentiellen Stromanstiege zufolge diskreter Spannungspulse einer Raumzeigermodulation ausgewertet. Da die Raumzeigermodulation eine wesentliche Komponente des sensorlosen Verfahrens darstellt, wird diese folgend näher betrachtet.

3 Raumzeigermodulation

Für die stabilisierende Positionsregelung des Magnetlagers werden die erforderlichen Ströme in die Aktuatorspulen eingeprägt. Im Gegensatz zu orthogonalen Anordnungen der Magnetpole, werden bei diesem System die gewünschten Ströme der x- bzw. y- Ebene mittels der Clark-Transformation in das 3-phasige System transformiert. Die Stellgröße des Stromreglers ist somit ein Spannungsraumzeiger, der für die Erreichung des Sollstromes sorgt. Die räumliche Anordnung der Pole des Magnetlagers (Abb. 5) erlaubt die Definition von 6 fundamentalen Spannungsraumzeigern (U_+ , U_- , V_+ , V_- , W_+ , W_-), welche mit den magnetischen Polen des Lagers ausgerichtet sind.

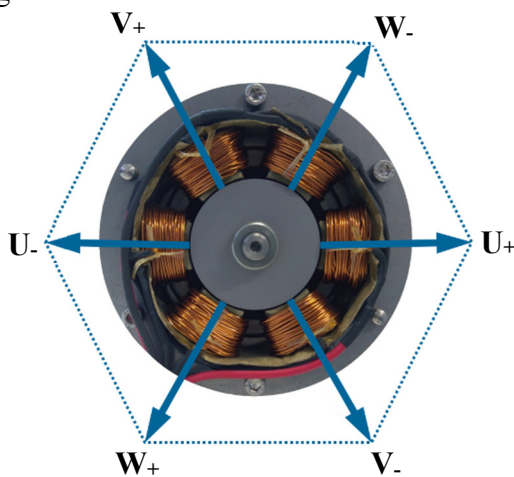


Abb. 5: Definition von Spannungsraumzeigern am Magnetlager

Über die Schalterstellungen der 3 Halbbrücken des Umrichters können acht diskrete Spannungsraumzeiger laut Tab. 1 dargestellt werden.

Tab. 1: Spannungsraumzeiger des 3-phasigen Umrichters

Phase	Schalter	Spannungsraumzeiger							
		U_+	U_-	V_+	V_-	W_+	W_-	Z_+	Z_-
U	HS	1	0	0	1	0	1	1	0
U	LS	0	1	1	0	1	0	0	1
V	HS	0	1	1	0	0	1	1	0
V	LS	1	0	0	1	1	0	0	1
W	HS	0	1	0	1	1	0	1	0
W	LS	1	0	1	0	0	1	0	1

HS: High-Side Schalter, LS: Low-Side Schalter, 1 = zu, 0 = offen

Die Raumzeigermodulation bietet nun die Möglichkeit mehrere Spannungsraumzeiger innerhalb einer PWM-Periode darzustellen. Da diese nicht linear unabhängig voneinander sind, entstehen Freiheitsgrade in der Raumzeigermodulation. Diese können gezielt dazu genutzt werden, die Dynamik des Magnetlagers zu erhöhen bzw. eine höhere Performance des sensorlosen Verfahrens zu erreichen. Bei dem Entwurf der Raumzeigermodulation müssen folgende Kriterien berücksichtigt werden:

3.1 Entwurfskriterien

- **INFORM Verfahren:** Jeder Spannungsraumzeiger des Umrichters führt zu einem Stromanstieg in den Aktuatorspulen, welcher Information über die Rotorposition enthält. Um eine differentielle Stromanstiegsmessung mittels des Übertragers aus Abb. 3 durchführen zu können, wird eine minimale Pulsdauer t_{INF} benötigt. Diese ist durch das Einschwingverhalten des Übertragers und der analogen Messschaltung gegeben (Abb. 4c).
- **Modulationsamplitude:** Die Modulationsamplitude ist über die maximale Länge eines Spannungsraumzeigers definiert. Eine große Modulationsamplitude führt zu einer hohen Dynamik des Stromreglers. Für einen winkelunabhängigen (symmetrischen) Betrieb des Stromreglers, ist es sinnvoll, die Modulationsamplitude auf den Innkreis des Modulationsgebietes zu beschränken.
- **Umrichter:** Um Probleme bei sehr kurzen Pulslängen bei Halbleiterschaltern zu vermeiden, muss eine minimale Pulsdauer gewährleistet werden [7]. Darüber hinaus

gilt es auch die Anforderungen von Gate-Treibern mit Boot-Strap Schaltung zu erfüllen. Diesbezüglich darf im Pulsmuster der High-Side Schalter nicht kontinuierlich geschlossen sein.

3.2 Modulationsstrategien

Ein vom Stromregler geforderter Spannungsraumzeiger \mathbf{P} kann nun durch die Linearkombination der fundamentalen Spannungsraumzeiger laut Gleichung (2) gebildet werden.

$$\mathbf{P} = c_{U_+} \mathbf{U}_+ + c_{V_+} \mathbf{V}_+ + c_{W_+} \mathbf{W}_+ + c_{Z_+} \mathbf{Z}_+ \quad (2)$$

$$c_{U_-} \mathbf{U}_- + c_{V_-} \mathbf{V}_- + c_{W_-} \mathbf{W}_- + c_{Z_-} \mathbf{Z}_-$$

Die Koeffizienten c_{U_+} , c_{V_+} , c_{W_+} , c_{Z_+} , c_{U_-} , c_{V_-} , c_{W_-} , c_{Z_-} entsprechen der Länge des jeweiligen Raumzeigers. Zur Vollständigkeit sei an dieser Stelle angemerkt, dass die Länge eines Raumzeigers der Pulsdauer innerhalb des PWM Pulsmusters entspricht.

In vorausgehenden Betrachtungen wurde die Modulation stets so aufgebaut, dass in einer PWM Periode fundamentale Spannungsraumzeiger aus jeder Polachse mit einer Mindestpulslänge t_{INF} verwendet worden sind [6]. Durch die Einhaltung der Mindestpulslänge wird sichergestellt, dass bei jedem fundamentalen Spannungsraumzeiger eine Stromanstiegsmessung mittels des Übertragers möglich ist. Ein Pulsmuster, welches dieses Kriterium erfüllt, stellt das 3-Aktive Pulsmuster

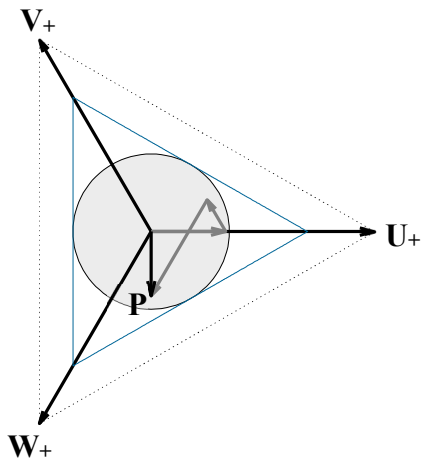


Abb. 6: 3-Aktive Raumzeigermodulation: Das Pulsmuster enthält Spannungsraumzeiger aus jeder Polachse.

aus Abb. 6 dar. Mit der Wahl des Pulsmusters können in jeder Phase 3 unabhängige

Stromanstiegsmessungen bei den Spannungsraumzeigern \mathbf{U}_+ , \mathbf{V}_+ , \mathbf{W}_+ durchgeführt werden. Tabelle 2 zeigt die Messinformation der Stromanstiege, die beim 3-Aktiven Pulsmuster zur Verfügung steht. In der bisherigen Auswertung laut [6] wurde die

Tab. 2: Stromanstiegsmessungen beim 3-Aktiven Pulsmuster

Phase	Spannungsraumzeiger		
	\mathbf{U}_+	\mathbf{V}_+	\mathbf{W}_+
U	$\frac{d}{dt} \Delta I_U(\mathbf{U}_+)$	$\frac{d}{dt} \Delta I_U(\mathbf{V}_+)$	$\frac{d}{dt} \Delta I_U(\mathbf{W}_+)$
V	$\frac{d}{dt} \Delta I_V(\mathbf{U}_+)$	$\frac{d}{dt} \Delta I_V(\mathbf{V}_+)$	$\frac{d}{dt} \Delta I_V(\mathbf{W}_+)$
W	$\frac{d}{dt} \Delta I_W(\mathbf{U}_+)$	$\frac{d}{dt} \Delta I_W(\mathbf{V}_+)$	$\frac{d}{dt} \Delta I_W(\mathbf{W}_+)$

gesamte Stromanstiegsinformation für die Berechnung der Rotorposition verwendet. Aus theoretischen Betrachtungen des Magnetkreises ist es jedoch auch möglich, die Rotorposition bereits aus der Stromanstiegsinformation einer Phase bzw. eines fundamentalen Spannungsraumzeigers zu ermitteln. Aus diesem Grund wird im Weiteren eine 1-Raumzeiger Auswertung und eine 1-Phasen Auswertung vorgestellt.

3.3 1-Raumzeiger Auswertung

Diese Form der Auswertung zeichnet sich dadurch aus, dass die Rotorposition aus den Stromanstiegen eines fundamentalen Spannungsraumzeigers ausgewertet wird. Gleichung (3) zeigt die

$$(x, y) = f\left(\frac{d}{dt} \Delta I_U(\mathbf{U}_+), \frac{d}{dt} \Delta I_V(\mathbf{U}_+), \frac{d}{dt} \Delta I_W(\mathbf{U}_+)\right) \quad (3)$$

notwendigen Stromanstiege zur Berechnung der Rotorposition aus dem Spannungsraumzeiger \mathbf{U}_+ . Die 1-Raumzeiger Auswertung bietet den Vorteil, dass bei der Raumzeigermodulation hohe Modulationsamplituden erzielt werden können. Wird nur ein Raumzeiger für die Positionsbestimmung verwendet, so muss auch nur ein Raumzeiger die Mindestlänge für eine Stromanstiegsmessung mittels Übertrager aufweisen. Dadurch entfällt die Forderung der Mindestlänge für weitere Spannungsraumzeiger. Dies hat zur Folge, dass im Pulsmuster keine fundamentalen Spannungsraumzeiger verwendet werden müssen, welche keinen

positiven Längenbeitrag für den gewünschten Spannungsraumzeiger \mathbf{P} liefern.

3.4 1-Phasen Auswertung

Im Gegensatz zur 1-Raumzeiger Auswertung wird bei der 1-Phasen Auswertung nur der Stromanstieg in einer Phase ausgewertet. Um die Rotorposition aus dem Stromanstieg einer Phase bestimmen zu können, muss das Pulsmuster zumindest einen fundamentalen Spannungsraumzeiger aus jeder Polachse aufweisen. Gleichung (4) zeigt die notwendigen Spannungsraumzeiger für eine Auswertung der Phase U.

$$(x, y) = f\left(\frac{d}{dt}\Delta I_U(u_{\pm}), \frac{d}{dt}\Delta I_U(v_{\pm}), \frac{d}{dt}\Delta I_U(w_{\pm})\right) \quad (4)$$

Die 1-Phasen Auswertung hat den Vorteil, dass der erforderliche Hardwareaufwand sehr gering gehalten werden kann. Abb. 7 zeigt eine Konfiguration des Umrichters der 1-Phasen Auswertung der Phase U. Im Gegensatz zu

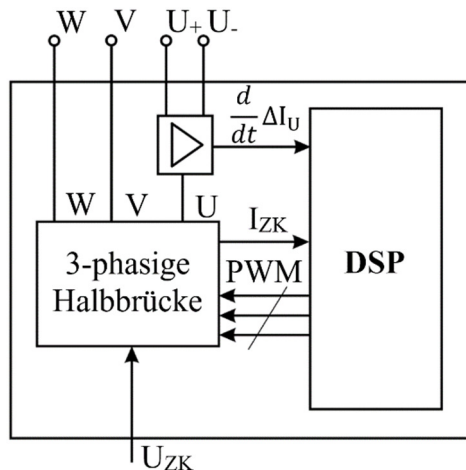


Abb. 7: 1-Phasen Auswertung der Phase U: Für die Positionsbestimmung wird nur ein Übertrager zur Stromanstiegsmessung benötigt.

einer 3-Phasen Auswertung wird nur ein Übertrager zur Stromanstiegsmessung benötigt. Dadurch reduziert sich der Verkabelungsaufwand zum Magnetlager auf 4 anstelle von 6 Leitungen. Für die sensorlose Regelung sind insgesamt nur zwei Analogkanäle für die Messung des Stromanstieges $\frac{d}{dt}\Delta I_U$ und des Zwischenkreisstromes I_{ZK} erforderlich. Der Phasenstrom kann aus dem Zwischenkreisstrom und der Kenntnis der Schalterstellung rekonstruiert werden. Für die Vorgabe der Stellgröße sind 3 digitale Ausgänge zur PWM Vorgabe notwendig. Mit der 1-Phasen

Auswertung ist es also möglich, eine sensorlose Regelung für ein radiales Magnetlager mit lediglich 5 Pins des DSPs darzustellen. Durch den geringen Hardwareaufwand ist diese Form der Auswertungen besonders für Low-Cost Anwendungen geeignet.

4 Messungen und Ergebnisse

Zur Bestimmung der Performance der 1-Raumzeiger bzw. 1-Phasen Auswertung der Rotorposition, wurden diese an einem Prüfstand eines radialen Magnetlagers implementiert. Der Prüfstand aus Abb. 8 besteht aus

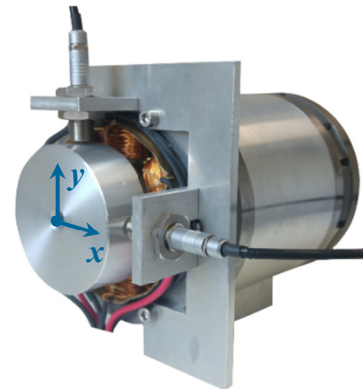


Abb. 8: Prüfstand eines radialen sensorlosen Magnetlagers mit externer Sensorik auf Wirbelstrombasis.

zwei Prototypen eines radialen homopolaren Magnetlagers sowie einer externen Sensorik auf Wirbelstrombasis (eddyNCDT 3300). Die Magnetlager sind analog zu Abb. 1 mit einem Rotordurchmesser von 50 mm und einem magnetischen Luftspalt von 800 μm aufgebaut. Jedes Magnetlager wird mit einem separaten Umrichter betrieben, wobei die sensorlose Regelung auf einem 32-bit DSP (TMS320F28335) implementiert wurde. Die Positionsregelung basiert auf dezentralen PIDT1 Reglern, da diese bereits ausreichende Performance für die folgenden Messungen liefern.

Sämtliche Messungen erfolgen auf Basis des 3-Aktiven Pulsmusters (Abb. 6, Abb. 4), wobei die gesamte Stromanstiegsinformation aller Phasen und Spannungsraumzeiger laut Tab. 2 aufgezeichnet wird. Der Unterschied zwischen der 1-Raumzeiger bzw. 1-Phasen Auswertung liegt somit rein in der Stromanstiegsinformation, welche bei der Auswertung verwendet wird. Für eine Beurteilung der Auswertemethoden wird eine Linearitätsmessung sowie eine Aufnahme der Sprungantwort durchgeführt.

4.1 Linearitätsmessung

Für die Bestimmung der Linearität unterschiedlicher Auswertungen wird zuerst die Linearität des sensorlosen Verfahrens bei Auswertung aller Stromanstiege durchgeführt. Anschließend wird der Linearitätsfehler bei unterschiedlichen Auswertungen gegenüber der externen Sensorik verglichen. Abb. 9 zeigt

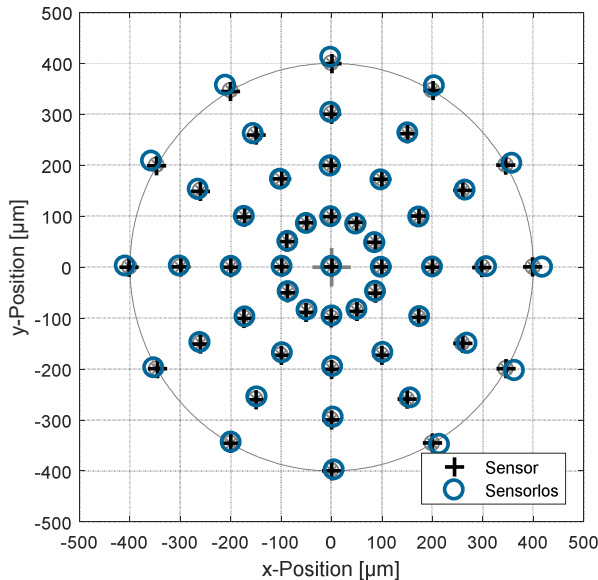


Abb. 9: Linearitätsmessung für verschiedene Rotorpositionen bei vollständiger Auswertung der Stromanstiege des 3-Aktiven Pulsmusters ($f_{\text{PWM}} = 20 \text{ kHz}$, $U_{\text{ZK}} = 48 \text{ V}$)

einen Vergleich der sensorlosen Rotorposition mit einer externen Sensorik für verschiedene Arbeitspunkte des Magnetlagers. Der zulässige Orbit des Magnetlagers beträgt $400 \mu\text{m}$ bei einem magnetischen Luftspalt von $800 \mu\text{m}$. Für einen direkten Vergleich der 1-Raumzeiger und 1-Phasen Auswertungen wird der Rotor im zulässigen Arbeitsbereich horizontal bewegt. Abb. 10 zeigt die Abweichung der 1-Raumzeiger Auswertung x_{err} gegenüber der Sensorik unter Verwendung der Stromanstiegsinformation von unterschiedlichen Raumzeigern des Pulsmusters. Es ist ersichtlich, dass die Abweichung der Rotorposition zwischen der Auswertung unterschiedlicher Raumzeiger nur geringfügig variiert. Da der Fehler der y-Position y_{err} dieselbe Größenordnung aufweist, wird dieser nicht explizit dargestellt. Abb. 11 zeigt die Rotorposition der Trajektorie mit 1-Phasen Auswertung. Die Auswertung der Stromanstiege verschiedener Phasen liefert auch hier nur geringe Abweichung gegenüber der externen Sensorik.

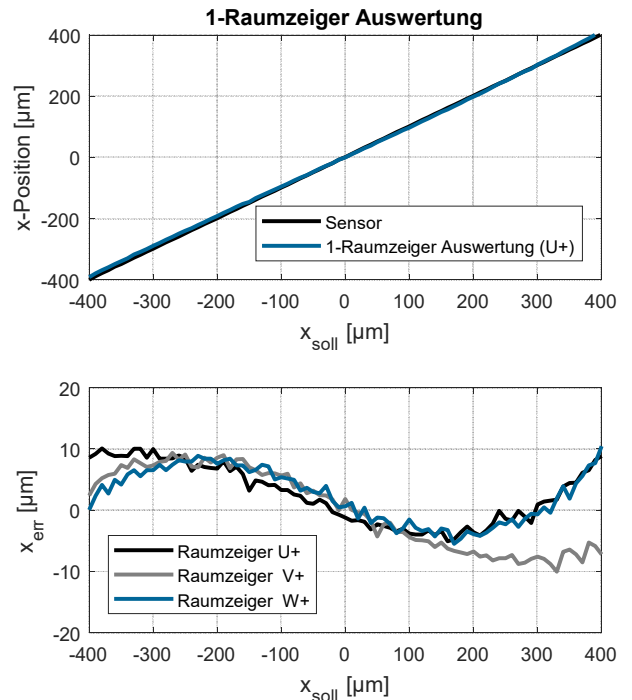


Abb. 10: 1-Raumzeiger Auswertung der Rotorposition verschiedener Raumzeiger des Pulsmusters. ($y_{\text{soll}} = 0 \mu\text{m}$, Stillstand, 3-Aktiv Pulsmuster, $f_{\text{PWM}} = 20 \text{ kHz}$, $U_{\text{ZK}} = 48 \text{ V}$)

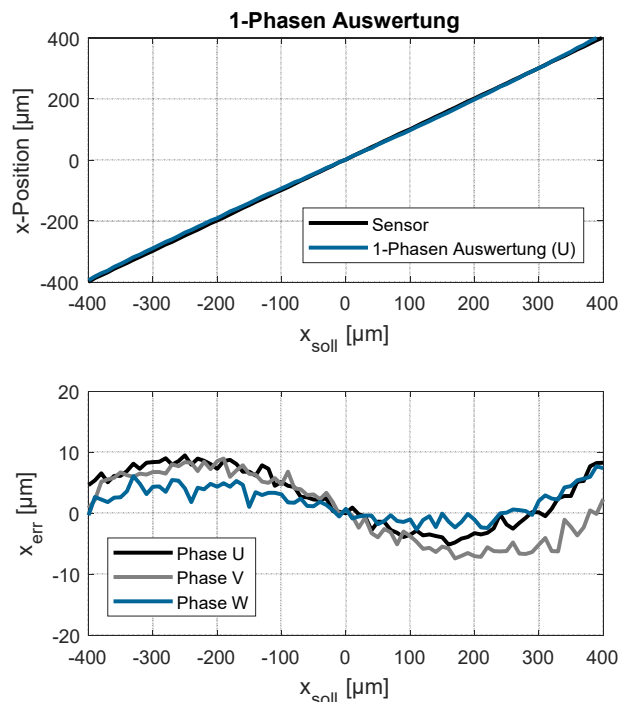


Abb. 11: 1-Phasen Auswertung der Rotorposition verschiedener Phasen des Magnetlagers. ($y_{\text{soll}} = 0 \mu\text{m}$, Stillstand, 3-Aktiv Pulsmuster, $f_{\text{PWM}} = 20 \text{ kHz}$, $U_{\text{ZK}} = 48 \text{ V}$)

4.2 Sprungantwort

Zur Beurteilung der sensorlosen Positionsinformation bei transienten Vorgängen wird

eine Analyse anhand der Sprungantwort durchgeführt. Abb. 12 zeigt die Sprungantwort der

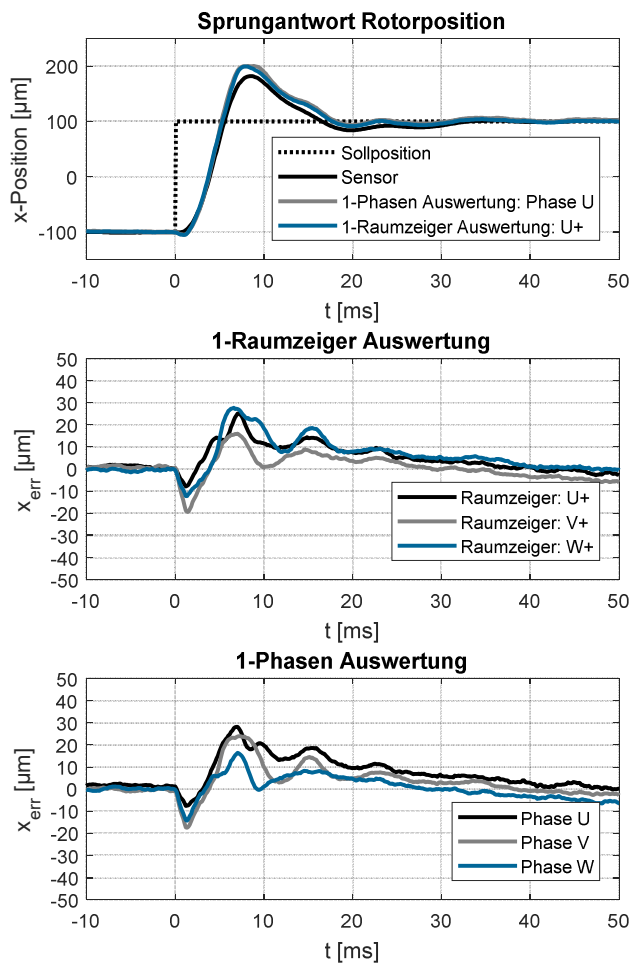


Abb. 12: Sprungantwort der Rotorposition für 1-Raumzeiger und 1-Phasen Auswertung (Stillstand, 3-Aktiv Pulsmuster, $f_{PWM} = 20$ kHz, $U_{ZK} = 48$ V)

Rotorposition für unterschiedliche Auswertungen der Stromanstiegsinformation mit der zugehörigen Abweichung x_{err} gegenüber der externen Sensorik. Sowohl die 1-Raumzeiger als auch die 1-Phasen Auswertung zeigen einen ähnlichen Verlauf der Positionsabweichungen. Speziell im Bereich der Beschleunigungs- bzw. Abbremsphase des Rotors treten größere Abweichungen auf. In diesen Phasen werden große Ströme in die Aktuatorspulen eingepreßt, wodurch das Magnetlager bzw. der Überträger den linearen Arbeitsbereich verlässt.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Der Fokus dieser Arbeit lag auf der stromanstiegsbasierten sensorlosen Regelung eines 3-phasigen radialen Magnetlagers. Im Speziellen wurden die Betrachtungen auf die

Raumzeigermodulation gerichtet, welche die Abfolge der Spannungsraumzeiger am Umrichter vorgibt. Im Gegensatz zu bisherigen Arbeiten wurde nur die Stromanstiegsinformation eines Spannungsraumzeigers bzw. einer Phase zur Bestimmung der Rotorposition ausgewertet. Mit dieser Form der Auswertung ist es möglich, weitere Freiheitsgrade in der bestehenden Raumzeigermodulation bzw. einen minimalen Hardwareaufwand des Systems zu erreichen. Die Messungen an einem Prototyp zeigten, dass auch bereits bei Auswertung der Stromanstiegsinformation einer Phase eine hohe Linearität der Rotorposition erreicht werden kann. Weitere Analysen widmen sich den Nichtlinearitäten des sensorlosen Verfahrens sowie der Bestimmung der Robustheit der Regelung bei verschiedenen Rotordrehzahlen.

Literatur

- [1] Schweitzer, G., Maslen, E. H.: "Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery", Springer Berlin, Germany, 2009, pp. 127--145.
- [2] Maslen, E. H.: "Self-sensing for active magnetic bearings: Overview and status", Proceedings of the 10th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB10), Martigny, Switzerland, 21–23 August 2006.
- [3] Schrödl, M.: "Sensorless control of permanent-magnet synchronous machines at arbitrary operating points using a modified INFORM flux model", Eur. Trans. Electr. Power ETEP 1993, 3, 277–283.
- [4] Hofer, M., Hutterer, M., Nenning, T., Schrödl, M.: "Improved Sensorless Control of a Modular Three Phase Radial Active Magnetic Bearing", Proceedings of the 14th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB14), Linz, Austria, 11–14 August 2014.
- [5] Nenning, T., Hutterer, M., Schrödl, M.: "Setup with two Self-Sensing Magnetic Bearings using Differential 3-Active INFORM", Proceedings of the 14th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB14), Linz, Austria, 11–14 August 2014.
- [6] Wimmer, D., Hutterer, M., Hofer, M., Schrödl, M.: "Space Vector Modulation Strategies for Self-Sensing Three-Phase Radial Active Magnetic Bearings", Actuators 2019, Vol. 8,2,41.
- [7] Quang, N.P., Dittrich, J.A.: "Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in Practice", Springer: Berlin, Germany, 2015; pp. 17–59, ISBN 978-3-662-46915

Entwicklung des Softwarewerkzeuges Rotor Element Dynamics – Calculation and Analysis Tool (RED-CAT)

M. Shmachkov, H. Neumann, F. Worlitz

Institut für Prozeßtechnik, Prozeßautomatisierung und Meßtechnik (IPM)

Hochschule Zittau/Görlitz

Theodor-Körner-Allee 16

02763 Zittau, Germany

Tel.: +49 3583 612 4383, Fax: +49 3583 612 3449

Email: mikhail.shmachkov@hszg.de, h.neumann@hszg.de, f.worlitz@hszg.de

Kurzfassung

Die Kenntnis der dynamischen Eigenschaften von Turbomaschinenrotoren sind bei magnetgelagerten Maschinen von entscheidender Bedeutung für den sicheren Betrieb und die Regelung. Besonders der Temperatureinfluss auf die Materialien und die Eigenformen muss dabei berücksichtigt werden. In diesem Beitrag wird ein MATLAB-Tool vorgestellt mit dem es möglich ist, die Eigenfrequenzen und -formen für magnetgelagerte Turbomaschinen zu berechnen und das Rotormodell für dynamische Simulationen zu erstellen. Es wird auf die zu Grunde liegende Mathematik eingegangen und die Implementierung vorgestellt. Die bisher erreichten Ergebnisse und die Implementierung in ein Simulationsmodell für eine magnetgelagerte Maschine werden gezeigt.

1 Einleitung

Der Auslegungsprozess magnetgelagerter Maschinen ist ein komplexer, iterativer Vorgang, bei dem während der Auslegung der Magnetlager die Rotoraufbauten dimensioniert werden müssen (z. B. Blechpakete). Diese beeinflussen ihrerseits die Rotordynamik und haben dadurch auch Auswirkungen auf die Reglerauslegung. Eigenfrequenzanregungen können während des Betriebes zu nicht tolerierbaren Schwingungen bis hin zu Schäden an der Anlage oder sogar deren Zerstörung führen. Abb. 1 zeigt einen zerstörten Läufer infolge der Anregung der ersten Biegeform. Zur Vermeidung solcher Ereignisse ist eine genaue Kenntnis der Eigenfrequenzen und deren zugehöriger Biegeformen unabdingbar. Rotoren, welche in Turbomaschinen eingesetzt werden, sind in der Regel hohen Temperaturen ausgesetzt. Die Eigenschaftsänderungen

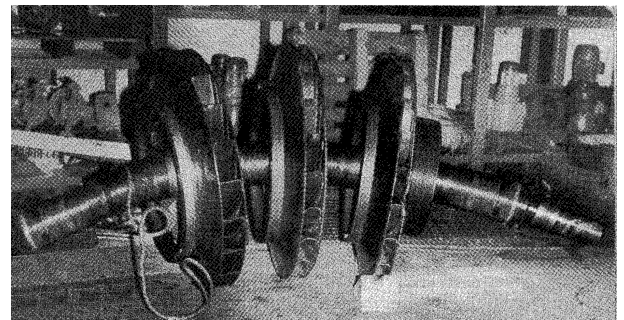


Abb. 1: Zerstörter Verdichter mit bleibender Deformation (erste Biegeform) [1]

der eingesetzten Materialien und die Dehnung durch den Temperatureinfluss müssen bei der Berechnung der Rotordynamik beachtet werden. Weiterhin ist für die Auslegung von Reglern und die Simulation applikationsspezifischer Lastszenarien ein dynamisches Modell des flexiblen Rotors notwendig.

Abb. 2 zeigt eine Prinzipabbildung einer magnetgelagerten Maschine mit abstrahiertem Regelkreis und dessen Komponenten. Ein Ro-

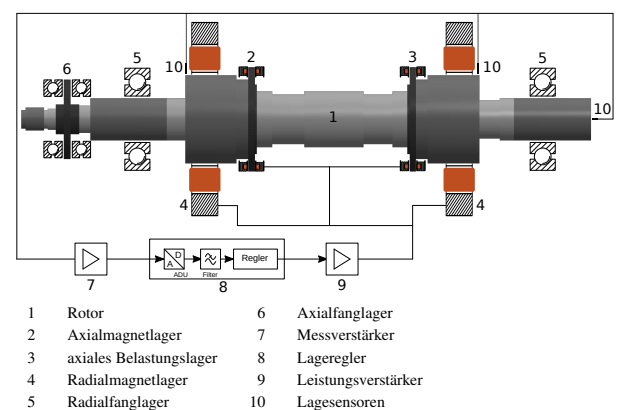


Abb. 2: Magnetgelagertes System

tor setzt sich aus mehreren Komponenten zu-

sammen, welche in unterschiedlicher Art und Weise die Rotordynamik beeinflussen. Abb. 3 zeigt eine Explosionsdarstellung des Rotors des Versuchsstandes Magnet- und Fanglager-Prüfstand (MFLP) im Zittauer Kraftwerkslabor. Er setzt sich aus Welle (grau), Fanglagerhülsen

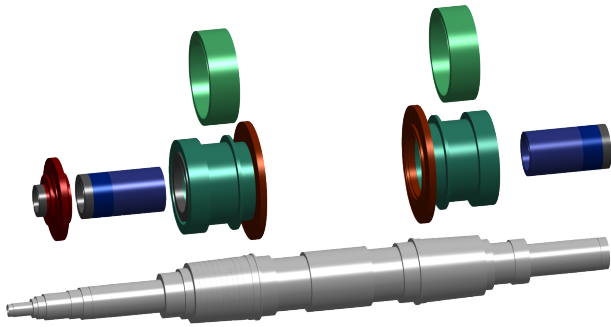


Abb. 3: Rotorkomponenten des Versuchsstandes MFLP

(blau), Radialmagnetlagerhülsen und Blechpakete (grün) und Axialzug-/Fanglagerscheiben (rot) zusammen. Diese Rotoraufbauten unterscheiden sich sowohl im Material als auch in der Ausführung des jeweiligen Sitzes (Schrumpfsitz, Pressverband).

2 Motivation und Zielstellung

Für die Berechnung rotordynamischer Effekte existieren mehrere etablierte Softwarewerkzeuge. Als Berechnungsmethoden kommen entweder analytische oder numerische FEM-Methoden zum Einsatz. Für die Verwendung der Berechnungsergebnisse in der dynamischen Simulation ist eine geeignete Schnittstelle notwendig. Darüber hinaus muss für diesen Einsatzzweck eine möglichst effiziente Modellierung der Rotordynamik stattfinden. Aus diesem Grund scheiden FEM-Methoden aus. Bei den am Markt verfügbaren Werkzeugen handelt es sich in aller Regel um „Closed Source“ Software, die keine Anpassungen oder Erweiterungen durch den Anwender zulassen. Aus diesem Grund wurde eine Eigenentwicklung eines solchen Werkzeuges durchgeführt.

Folgende Anforderungen an das Programm wurden definiert:

- Berechnung von Kenngrößen des Rotors (z. B. Volumen, Gesamtmaße/masse) aus Geometrie- und Materialdaten

- Berücksichtigung thermischer Einflüsse auf die Rotorkomponenten:
 - Werkstoffeigenschaften (z. B. E-Modul)
 - thermische Dehnung
- Berechnung von Eigenfrequenzen und -formen
- Möglichkeit der Integration der Berechnungsergebnisse in bestehende Werkzeuge zur dynamischen Simulation

3 Rotordynamik

3.1 Ansatz

Zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens von Rotoren kann die Euler-Bernoulli-Balkentheorie verwendet werden. Voraussetzung ist, dass die Länge des Balkens im Vergleich zur Querschnittsabmessung groß ist und die zu berechnenden Durchbiegungen demgegenüber klein sind. In Abb. 4 ist die Verformung eines Euler-Bernoulli-Balkenelementes dargestellt. Es

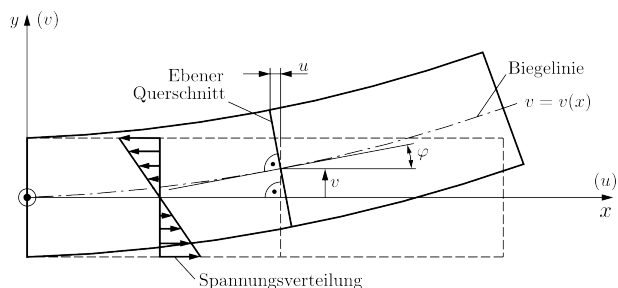


Abb. 4: Euler-Bernoulli-Balkenelement [2]

findet keine Verformung des Querschnittes statt. Dieser Ansatz berücksichtigt keine Schubspannungen.

Die Timoshenko-Balken-Theorie erweitert die klassische Euler-Bernoulli-Balkentheorie. Bei diesem Modellansatz werden Einflüsse durch Schubspannungen berücksichtigt. Der Querschnitt steht bei Verformung nicht mehr senkrecht auf der Biegelinie. Abb. 5 zeigt ein Timoshenko-Balkenelement. Als Grundlage für die Programmentwicklung wurde die Timoshenko-Balken-Theorie genutzt.

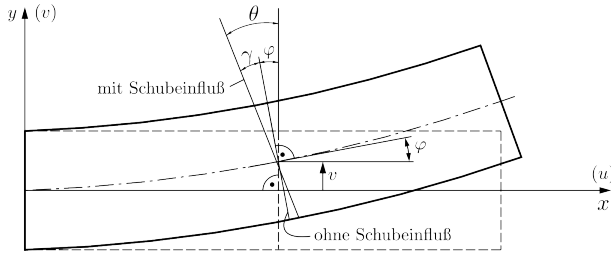


Abb. 5: Timoshenko-Balkenelement [2]

3.2 Rotormodell

Für die Berechnung von Komponenten mit komplexer Geometrie, wie die in Abb. 3 dargestellten Rotorkomponenten, ist eine Unterteilung in Balkenelemente (Sections) mit Knoten notwendig. In Abb. 6 ist die Unterteilung des Rotors des Versuchsstandes MFLP dargestellt. Die Schnittstel-

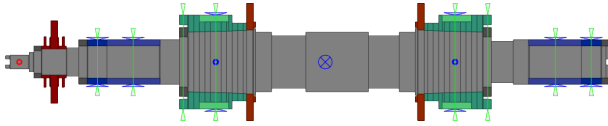


Abb. 6: MFLP-Rotor mit Unterteilung (links: A-Seite, rechts B-Seite)

len zur Integration des Rotormodells in die dynamische Simulation des Gesamtsystems magnetgelagerte Maschine sind durch grüne (Auslenkungen) bzw. blaue (Kraftangriffspunkte) Dreiecke gekennzeichnet.

Die mathematische Beschreibung der Rotordynamik für die dynamische Simulation wird durch folgende Bewegungsgleichung beschrieben:

$$\mathbf{M}\ddot{\vec{q}} + (\mathbf{D} + \Omega\mathbf{G})\dot{\vec{q}} + (\mathbf{K} + \dot{\Omega}\mathbf{K}_{st})\vec{q} = \vec{F}_e + \vec{F}_u \quad (1)$$

Dabei symbolisieren \vec{q} die Auslenkung/generalisierten Koordinaten des Rotors an definierten Knotenpunkten und Ω die Rotordrehzahl. Das Modell berücksichtigt Unwuchtkräfte \vec{F}_u und externe am Rotor angreifende Kräfte \vec{F}_e , wie z. B. Prozesskräfte und Lagerkräfte. Die Matrixkoeffizienten \mathbf{M} , \mathbf{K} , \mathbf{K}_{st} , \mathbf{D} und \mathbf{G} sind die aus der Geometrie und den Materialeigenschaften resultierenden, auf die Knotenpunkte bezogenen Massen, Steifigkeiten, Dämpfungen und gyroscopischen Effekte.

Die Bewegungsgleichung beschreibt das dynamische Verhalten des Rotors. Ein Schwerpunkt

des Rotordynamikwerkzeugs ist die Ermittlung der Koeffizienten dieser Gleichung und die Berechnung der Eigenfrequenzen und der zugehörigen Biegelinien. Die Berechnungen müssen zunächst für jede Section durchgeführt und anschließend in gemeinsame, den ganzen Rotor beschreibende Matrixkoeffizienten zusammengefasst werden.

Zur Beschreibung der Verschiebungen und Winkelauslenkungen an den Knoten wurde das in Abb. 7 dargestellte Referenzsystem verwendet. Damit ergeben sich für ein Bal-

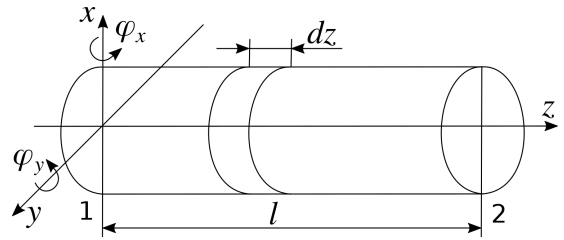


Abb. 7: Referenzsystem des Timoshenko-Balkenelementes nach [3]

kenelement folgende generalisierte Koordinaten:

$$\vec{q}_x = \left(x_1 \quad \varphi_{y1} \quad x_2 \quad \varphi_{y2} \right)^T \quad (2)$$

$$\vec{q}_y = \left(y_1 \quad -\varphi_{x1} \quad y_2 \quad -\varphi_{x2} \right)^T \quad (3)$$

Die Beschreibung der Verformung eines Balkenelementes findet mit Hilfe von Formfunktionen statt. Diese wurden für das 3-dimensionale Timoshenko-Balkenelement nach [3] wie folgt gewählt:

$$\vec{N}_1 = a_1 \begin{pmatrix} 1 + \phi(1 - \xi) - 3\xi^2 + 2\xi^3 \\ l\xi \left[1 + \frac{1}{2}\phi(1 - \xi) - 2\xi + \xi^2 \right] \\ \xi [3\xi - 2\xi^2 + \phi] \\ l\xi \left[-\frac{1}{2}\phi(1 - \xi) - \xi + \xi^2 \right] \end{pmatrix}^T \quad (4)$$

$$\vec{N}_2 = \frac{a_1}{l} \begin{pmatrix} 6\xi(\xi - 1) \\ l \left[1 - 4\xi + 3\xi^2 + \phi(1 - \xi) \right] \\ -6\xi(\xi - 1) \\ l \left[-2\xi + 3\xi^2 + \phi\xi \right] \end{pmatrix}^T \quad (5)$$

$$a_1 = \frac{1}{1 + \phi} \quad (6)$$

$$\vec{N}_3 = \vec{N}_2 - \frac{d}{ld\xi} \vec{N}_1 \quad (7)$$

Dabei ist $\xi = z/l$ die dimensionslose z -Koordinate. ϕ ist wie folgt definiert:

$$\phi = \frac{12EI}{(\kappa GA l^2)} \quad (8)$$

mit

E ... E-Modul

I ... Flächenträgheitsmoment

G ... Schubmodul

A ... Querschnittsfläche

κ ... Schubkorrekturfaktor

Die Auslenkungen innerhalb eines Balkenelementes können damit wie folgt beschrieben werden:

$$x = \vec{N}_1 \vec{q}_x \quad (9)$$

$$y = \vec{N}_1 \vec{q}_y \quad (10)$$

$$\phi_y = \vec{N}_2 \vec{q}_x \quad (11)$$

$$\phi_x = -\vec{N}_2 \vec{q}_y \quad (12)$$

Nach Ausführung des Lagrange-Formalismus erhält man die Matrixkoeffizienten der Bewegungsgleichung. Die Massenmatrix \mathbf{M} (Gleichung 13) setzt sich aus der translatorischen \mathbf{M}_T und rotatorischen \mathbf{M}_R Massenträgheit zusammen [3]:

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \mathbf{M}_T + \mathbf{M}_R = \dots \\ &= \rho l \int_0^1 A \vec{N}_1^T \vec{N}_1 d\xi + \dots \\ &\quad + \rho l \int_0^1 I \vec{N}_2^T \vec{N}_2 d\xi \quad (13) \end{aligned}$$

Dabei stehen ρ für die Dichte, A für die Querschnittsfläche, l für die Länge und I für das axiale Flächenträgheitsmoment des Balkenelementes. Die Steifigkeitsmatrix besteht aus Biegesteifigkeit \mathbf{K}_B und Schubsteifigkeit \mathbf{K}_S [3]:

$$\begin{aligned} \mathbf{K} &= \mathbf{K}_B + \mathbf{K}_S = \dots \\ &= \frac{E}{l} \int_0^1 I \frac{d}{d\xi} \vec{N}_2^T \frac{d}{d\xi} \vec{N}_2 d\xi + \dots \\ &\quad + Gl \int_0^1 \frac{A}{\kappa} \vec{N}_3^T \vec{N}_3 d\xi \quad (14) \end{aligned}$$

Die gyroskopische Matrix, welche den Einfluss der Kreiselwirkung darstellt, ergibt sich wie folgt [3]:

$$\mathbf{G} = \rho l \int_0^1 I_p \vec{N}_2^T \vec{N}_2 d\xi = 2\mathbf{M}_R \quad (15)$$

Zur Berücksichtigung innerer Dämpfungseffekte wurde für die Dämpfungsmatrix \mathbf{D} folgender Zusammenhang angenommen:

$$\mathbf{D} = \alpha \mathbf{M} + \beta \mathbf{K} \quad (16)$$

Es handelt sich hierbei um die sogenannte Rayleigh-Dämpfung. Die Berücksichtigung von Torsionseinflüssen durch Drehzahländerungen kann nach [4] wie folgt berechnet werden:

$$\mathbf{K}_{st} = \rho l \int_0^1 I \vec{N}_2^T \vec{N}_2 d\xi = \mathbf{M}_R \quad (17)$$

Die Eigenwert und -vektoranalyse des Systems nach Gleichung 1 liefert die Eigenfrequenzen und Biegeformen des Rotors.

4 Implementierung/Ergebnisse

Die Implementierung der oben dargestellten Algorithmen wurde als modularer, objektorientierter Code in MATLAB umgesetzt. Abb. 8 zeigt die grafische Benutzeroberfläche von RED-CAT. Es ist die Rotorübersicht dargestellt, in der all-

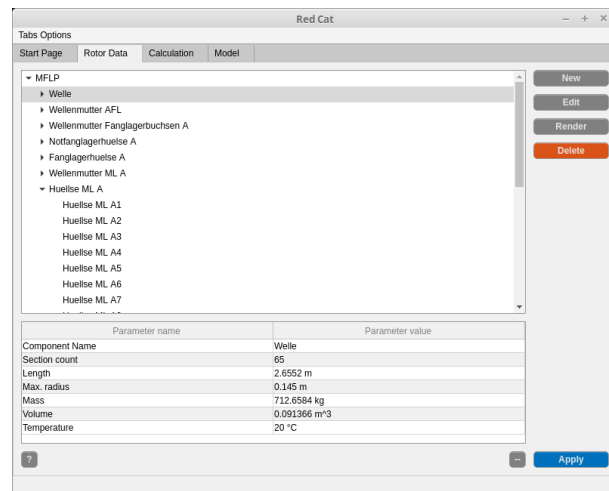


Abb. 8: Benutzeroberfläche von RED-CAT

gemeine Informationen (Masse, Länge usw.) zu

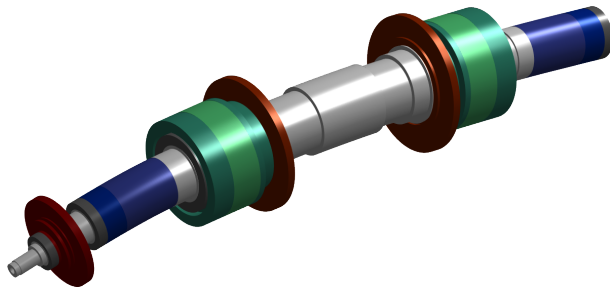


Abb. 9: Erste Biegefrequenz (152 Hz, überzeichnet dargestellt)

den einzelnen Teilkomponenten des Rotors abgerufen werden können. Die Sortierung erfolgt hierarchisch in einer Baumstruktur. Beispielhaft ist hier der Rotor des Versuchsstandes MFLP geladen.

Die Ergebnisse der Eigenfrequenz- und Biegelinienberechnung können grafisch dargestellt werden. Abb. 9 zeigt die 3D-Darstellung der ersten Biegefrequenz des MFLP-Rotors.

Die Biegelinien sind durch Knoten und Bäuche charakterisiert. Da es sich um ein aktiv geregeltes System handelt, muss sichergestellt sein, dass das System sowohl beobachtbar als auch steuerbar ist. Daher ist die Kenntnis über die Lage von Knoten und Bäuchen innerhalb des Auslegungsprozesses von entscheidender Bedeutung. Befindet sich bspw. ein Knoten direkt unter einem Lagesensor, so ist diese Biegeform nicht beobachtbar. Wenn sich dagegen ein Knoten unterhalb eines Magnetlagers befindet, ist die entsprechende Biegeform durch dieses Lager nicht steuerbar. Abb. 10 und 11 zeigen die 2D-Darstellung des Rotors mit eingezeichneter Biegeform für die erste und zweite Biegefrequenz bei einer Rotortemperatur von 20 °C. Es

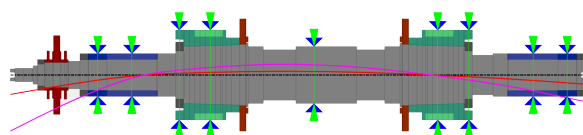


Abb. 10: Erste Biegefrequenz (152 Hz) bei 20 °C

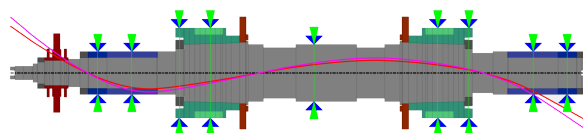


Abb. 11: Zweite Biegefrequenz (285 Hz) bei 20 °C

ist zu erkennen, dass sich an den Sensormesstellen (Abb. 10, grüne Dreiecke) keine Knotenlagen ausbilden. Das gleiche gilt für die Kraftangriffspunkte der Magnetlager (Abb. 10, blaue Dreiecke). Beide Eigenformen sind beobachtbar und steuerbar. Abb. 12 und 13 zeigen die ersten zwei Biegeformen für den auf 300 °C durchgewärmten Rotor. Zu erkennen ist, dass sich die

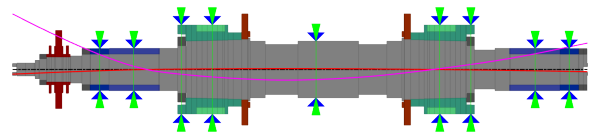


Abb. 12: Erste Biegefrequenz (144 Hz) bei 300 °C

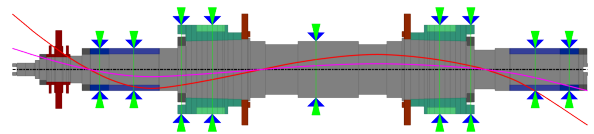


Abb. 13: Zweite Biegefrequenz (270 Hz) bei 300 °C

Lage der Knoten und Bäuche nur marginal ändert. Die zugehörigen Eigenfrequenzen sinken jedoch um ca. 5 % ab. Dies muss bei der Auslegung eines Rotors für den Einsatz unter höheren Temperaturen beachtet werden.

Abb. 14 zeigt die Amplitudengänge des ungefederten Rotors für 20 °C und 300 °C. Auch hier ist

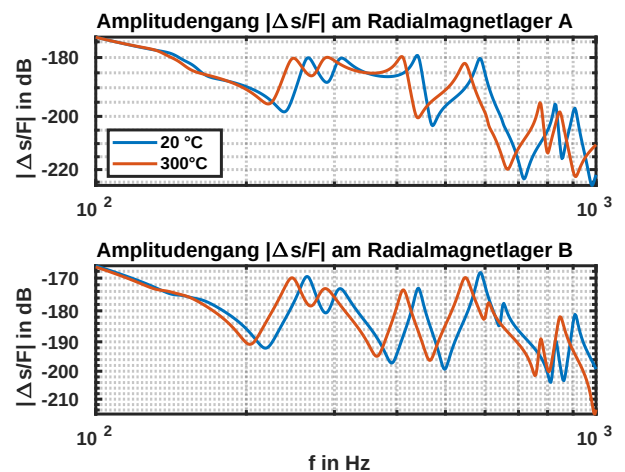


Abb. 14: Amplitudengänge an den Radialmagnetlagern

ein deutliches Absinken der Resonanzfrequenzen bei 300 °C zu erkennen. Hauptursache hierfür ist die Verringerung der Biegesteifigkeit aufgrund sich ändernder Materialparameter (kleinerer E-Modul).

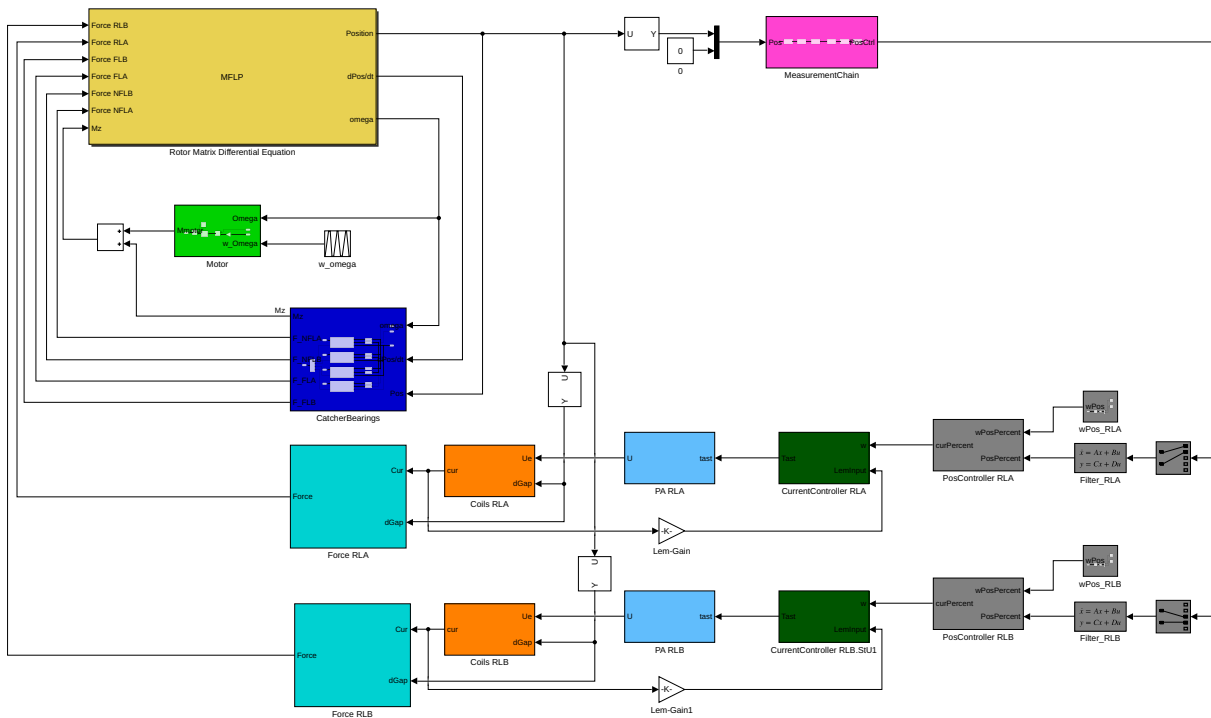


Abb. 15: Modell des Gesamtsystems magnetgelagerte Maschine in SIMULINK

In Abb. 15 ist das in MATLAB/SIMULINK implementierte dynamische Komplexmodell der magnetgelagerten Maschine dargestellt. Dieses beinhaltet die Regelkreise des magnetgelagerten Systems inklusive Temperatureinflüsse auf die Magnetlager (Induktivität, ohmscher Widerstand, Magnetisierungskennlinie). Das Rotormodell (gelb) beinhaltet das flexible Rotormodell als Matrix-Differenzial-Gleichung nach Gleichung 1. Die Eingangsgrößen (links) des Rotormodells sind extern angreifende Kräfte (\vec{F}_{ext}) durch Magnetlager (türkis) und Fanglager (dunkelblau) sowie die durch den Antrieb (hellgrün) und die Fanglager verursachten Drehmomente. Ausgangsgrößen des Rotormodells sind Auslenkungen und Geschwindigkeiten des Rotors an den Stellen der Magnet- und Fanglager sowie der Positionssensoren. Eine weitere Ausgangsgröße ist die Rotordrehzahl. Die im Rotormodell berechneten Auslenkungen stellen die Eingangsgrößen für die Messketten (magenta) dar. Die resultierenden Positionssignale bilden nach einer Filterung die Eingangsgrößen für die Positionsregelung (grau), deren Ausgangsgrößen wiederum Sollstrom-Vorgaben für die unterlagerten Stromregler (dunkelgrün) darstellen. Deren Ausgangsgrößen (Tastverhältnis) dienen zur Ansteuerung der Leistungssteller (hellblau), die wiederum

die Klemmspannungen für die Spulen (orange) bereitstellen. Ausgangsgrößen der Lager­spulen sind Spulenströme, welche anschließend mit Hilfe von $F-i-\Delta s$ -Kennfeldern (türkis) in Lagerkräfte umgerechnet werden.

Mit dem so implementierten Modell kann nun die Simulation dynamischer Lastszenarien durchgeführt werden. Aus Gründen der Verifikation des im Komplexmodell umgesetzten Rotordynamikmodells wurde ein theoretischer Hochlauf des MFLP-Rotors auf 25000 min^{-1} mit kaltem Rotor (20°C) und durchgewärmtem Rotor (300°C) simuliert. Dabei werden die ersten beiden Eigenfrequenzen bei drehzahlsynchroner Erregung durchfahren. In Abb. 16 sind die Ergebnisse des Simulationslaufes dargestellt. Das obere Diagramm zeigt die Radien r_A der Lagerorbits am A-seitigen (linker Teil des Rotors in Abb. 6) Fanglager und dem Magnetlagersensor. Das mittlere Diagramm zeigt die Radien r_B an der B-Seite (rechter Teil des Rotors in in Abb. 6). Das untere Diagramm zeigt die Drehfrequenz des Rotors.

Sowohl beim Hochlauf ($0 < t < 20 \text{ s}$) als auch beim Abbremsen ($t > 27 \text{ s}$) ist zu erkennen, dass das Durchfahren der Eigenfrequenzen durch das Modell wiedergegeben wird. Auch hier ist das

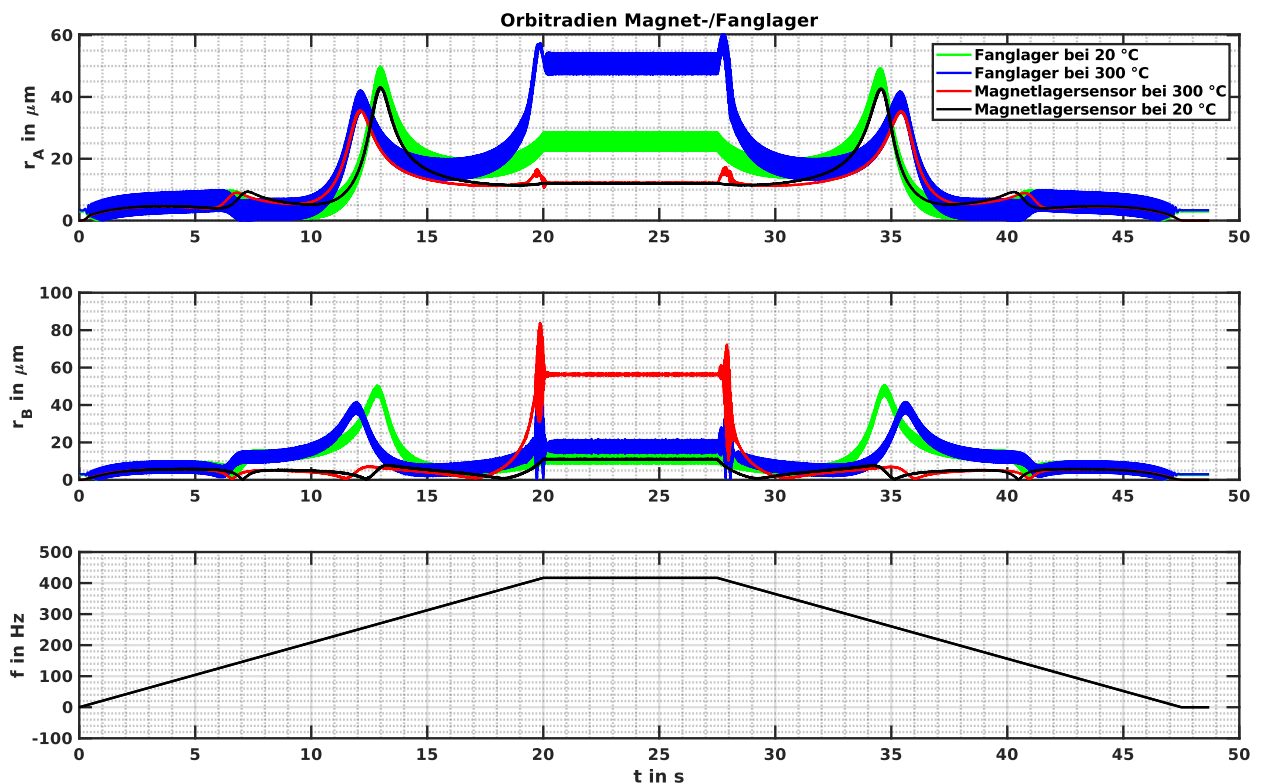


Abb. 16: Radien der Lageorbits bei theoretischem Hochlauf auf 25000 min^{-1} des MFLP-Rotors

Absinken der Eigenfrequenzen bei 300°C zu erkennen.

5 Zusammenfassung

Das Ziel, ein Rotormodell für die dynamische Simulation von magnetgelagerten Turbomaschinen zur Verfügung zu stellen, konnte mit dem in MATLAB implementierten Programm RED-CAT erreicht werden. Eine Verifikation des Programms durch Vergleichsrechnungen mit anderen Rotordynamikprogrammen wurde durchgeführt. Es konnte gezeigt werden, dass RED-CAT plausible Ergebnisse liefert. Weitere Validierungsrechnungen sowie der Abgleich der Berechnungsergebnisse mit experimentell ermittelten Daten müssen noch erfolgen.

References

[1] Gasch, R. ; Nordmann, R. ; Pfützner, H.: *Rotordynamik*. 2. Aufl. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 2006. ISBN: 3-540-41240-9

[2] Steinke, P.: *Finite-Elemente-Methode. Rechnergestützte Einführung*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 2007. ISBN: 978-3-540-72235-9

[3] Genta, G.: Consistent matrices in rotor dynamic. In: *Meccanica* 20 (Sep. 1985) Nr. 3, S. 235–248. ISSN: 1572-9648. DOI: 10.1007/BF02336935

[4] Bucher, I.: *Matlab-Toolbox: RotFE*. <https://de.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/28563-rotor-dynamics-toolbox-rotfe>. 2010

BASIC PRINCIPLES OF ANALYTICAL 2D RADIAL MAGNETIC BEARING DESIGN

M. Lang

bbw-University

Leibnizstrasse 11-13, 10625 Berlin, Germany

Email: 46778@bbw-hochschule.de

K.Krenek

Technical University of Berlin

Strasse des 17. Juni 136, 10623 Berlin, Germany

Email: krenek@math.tu-berlin.de

Abstract

In this paper an analytical solution for the forces of a magnetic bearing is presented. The development of the equations is based on the magnetic scalar potential Φ . Since the consideration of a plain model (2D) is sufficient, we solve the Laplace equation in polar coordinates. The magnetic flux density \mathbf{B} is derived from the scalar potential. The solution is a sum of a series of magnetic field waves with different orders. Only the radial and tangential components of the magnetic flux density (B_r, B_t) along a closed line surrounding the levitating object are relevant for the calculation of forces. In the next step the Maxwell stress tensor is calculated for each point on this line. This results in mechanical stress and the integration of the mechanical stress yields to the desired force. The same procedure applies for the torque in electrical machines.

First, the equation for tangential forces (which forms the torque) are derived. It was found, that only magnetic field components with the same order generate a resulting torque. More interesting for a magnetic bearing are the force generating field components. There only field waves, whose orders differ by ± 1 , yield a resulting force.

Finally, the equation of forces for a magnetic bearing can be represented in an analytical way as a series of magnetic field components. These kind of representation is useful for further design and optimization considerations.

1 Introduction

Forces in magnetic bearings as well as the torque in electrical machines are determined by

the magnetic field in the air gap between rotor and stator. Each point in the air gap can be assigned a mechanical stress by means of the Maxwell stress tensor. Therefore the magnetic field is evaluated along a closed line (usually a circle). The integration of the mechanical stress over this line yields a force and the torque. This is the way finite element programs (e.g. FEMM, Ansys-Maxwell) work. Since the magnetic field

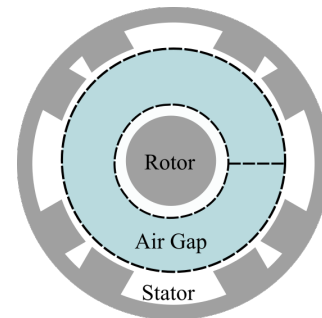


Fig. 1: Schematic view of a radial magnetic bearing with annular air gap

can have almost any shape, it makes sense to use numerical programs. On the other hand, analytic equations have the advantage that relations, between the magnetic field and the forces, become more visible. And this is the motivation of the current work.

Starting from the solution of the Laplace equation of the magnetic scalar potential Φ of an annular air gap as shown in Fig. 1, the analytic equations for the magnetic flux density are derived. In the next step the mechanical stress is formulated. Finally, an integration has to be performed to get the force and the torque.

2 Scalar Potential in Polar Coordinates

The magnetic flux density is derived from a scalar potential Φ :

$$\mathbf{B}(r, \varphi) = \mu_0 \cdot \text{grad } \Phi(r, \varphi) \quad (1)$$

For the annular airgap polar coordinates are used, hence there is a radial component B_r and a tangential component B_t of the magnetic flux density:

$$B_r = \mu_0 \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial r} \quad (2)$$

$$B_t = \mu_0 \cdot \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial \varphi} \quad (3)$$

Since scalar potential is only unique defined in simply connected areas an artificial boundary in the airgap with certain boundary conditions is introduced (see the horizontal dashed line in Fig. 1). At this boundary the following boundary conditions are defined to guarantee periodicity in tangential direction:

$$B_r(r, 0) = B_r(r, 2\pi) \quad (4)$$

$$B_t(r, 0) = B_t(r, 2\pi) \quad (5)$$

Since the magnetic flux density needs to fulfil second Maxwell Law $\text{div } \mathbf{B} = 0$, we get straightforward the following Laplace equation in polar coordinates:

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2} = 0 \quad (6)$$

For the solution of the Laplace equation (6) the method of separation of variables is used. This leads to two independent differential equations:

$$\frac{\partial^2 F}{\partial \varphi^2} + m^2 \cdot F = 0 \quad (7)$$

$$r^2 \cdot \frac{\partial^2 R}{\partial r^2} + r \cdot \frac{\partial R}{\partial r} - m^2 \cdot R = 0 \quad (8)$$

The first one is the well known equation for undamped vibrations, while the second one is Cauchy-Euler equation. The detailed solution is shown in [1] and [2]. For $m > 0$ we get:

$$F_m(\varphi) = a_m \cdot \cos(m\varphi) + b_m \cdot \sin(m\varphi) \quad (9)$$

$$R_m(r) = c_m \cdot r^m + d_m \cdot r^{-m} \quad (10)$$

And for $m = 0$:

$$F_0(\varphi) = a_0 + b_0 \cdot \varphi \quad (11)$$

$$R_0(r) = c_0 + d_0 \cdot \ln(r) \quad (12)$$

The complete solution for the magnetic scalar potential is:

$$\begin{aligned} \Phi(r, \varphi) &= (c_0 + d_0 \cdot \ln(r)) \cdot (a_0 + b_0 \cdot \varphi) \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} c_m r^m [a_m \cos(m\varphi) + b_m \sin(m\varphi)] \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \frac{d_m}{r^m} [a_m \cos(m\varphi) + b_m \sin(m\varphi)] \end{aligned} \quad (13)$$

In Eq.13 are two sums, which look very similar to the result of a fourier transformation. Additionally, there is a simple radial dependence of the potential. The terms in the first sum of the potential increase with $\sim r^m$, in the second sum the terms decrease proportionally with $\sim r^{-m}$. This second relation is nothing else than the equation for a 2m-pole in the plain model. For example, the equation for an dipole ($m=1$) is according to [3]:

$$\Phi = \frac{d}{r} [a \cos(\varphi) + b \sin(\varphi)] \quad (14)$$

The corresponding potential is shown in Fig. 2 For the next order $m = 2$ we get the potential for

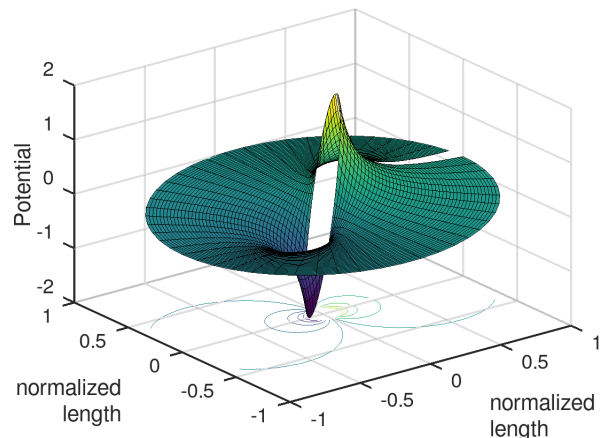


Fig. 2: Potential of a dipole ($m = 1$)

a quadrupole, shown in Fig. 3. The first sum in Eq.13 gives a increasing potential with increasing radius. In case of $m = 2$ (quadrupole) we

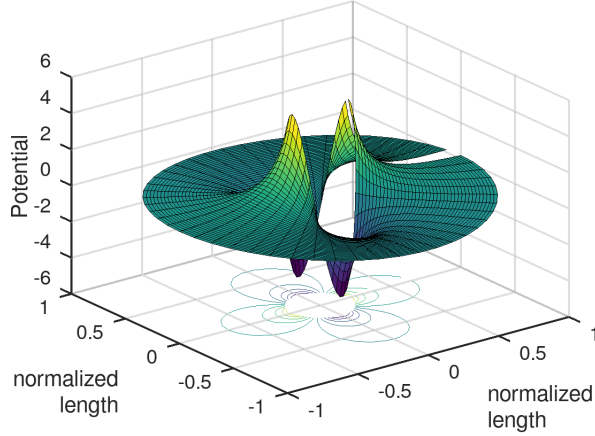


Fig. 3: Potential of a quadrupole ($m = 2$)

have a proportionality of $\Phi \sim r^2$ (see Fig. 4), which is the inverse of the first term. So we will call it the inverse quadrupole or generally speaking: the inverse m-pole.

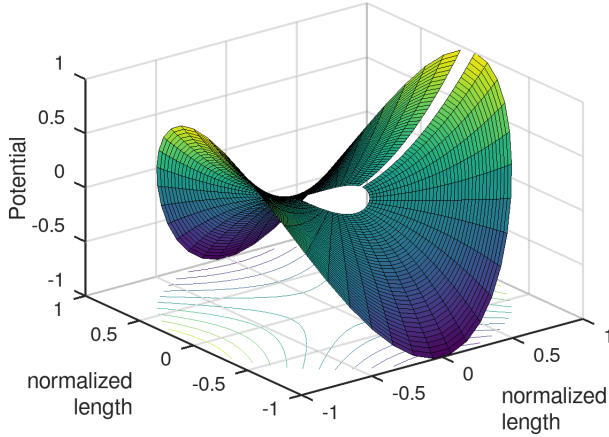


Fig. 4: Potential of an inversed quadrupole ($m = 2$)

Both, a particular m-pole and the inverse m-pole have the same factors a_m, b_m in Eq.13. These factors correspond to a phase, that implies they have the same direction in space. But depending on the actual boundary conditions, a potential of m-th order can be a superposition of m-poles and inverse m-poles of any phase. It can be shown, that any superposition of potentials of m-th order can be again separated in two sums, one sum containing the m-pole, the other on containing all inverse m-poles. For the sake of limited space, we refrain from showing the proof, but we introduce a different notation for the potential, which is shown in Eq. 15.

In the following also the zero terms F_0 and R_0 from Eq.13 are neglected. Even though the case $b_0 \neq 0; d_0 = 0$ describes the well known case of the magnetic field around a single current carrying wire, we are convinced that these cases are minor important.

3 Maxwell stress tensor in 2D

The gradient of the potential yields the flux density (Eq. 21 and 22). With the known field components, each point in space can be assigned a mechanical stress. The equations for the radial stress σ_r and the tangential stress σ_t for the plain model are according to [4]:

$$\begin{pmatrix} \sigma_r \\ \sigma_t \end{pmatrix} = \frac{1}{2\mu_0} \begin{pmatrix} B_r^2 - B_t^2 \\ 2 \cdot B_r B_t \end{pmatrix} \quad (20)$$

The integration over the tangential stress σ_t results in the torque.

$$\Phi(r, \varphi) = \sum_{m=1}^{\infty} r^m \cdot C_m \cdot \sin(m\varphi + \alpha_{mc}) + \sum_{m=1}^{\infty} r^{-m} \cdot D_m \cdot \sin(m\varphi + \alpha_{md}) \quad (15)$$

$$C_m = \sqrt{(c_{m1}a_{m1} + c_{m2}a_{m2})^2 + (c_{m1}b_{m1} + c_{m2}b_{m2})^2} \quad (16)$$

$$D_m = \sqrt{(d_{m1}a_{m1} + d_{m2}a_{m2})^2 + (d_{m1}b_{m1} + d_{m2}b_{m2})^2} \quad (17)$$

$$\alpha_{mc} = \arctan \frac{c_{m1}a_{m1} + c_{m2}a_{m2}}{c_{m1}b_{m1} + c_{m2}b_{m2}} \quad (18)$$

$$\alpha_{md} = \arctan \frac{d_{m1}a_{m1} + d_{m2}a_{m2}}{d_{m1}b_{m1} + d_{m2}b_{m2}} \quad (19)$$

$$B_r(r, \varphi) = \mu_0 \sum_{m=1}^{\infty} m \cdot C_m \cdot r^{m-1} \cdot \sin(m\varphi + \alpha_{mc}) - \mu_0 \sum_{m=1}^{\infty} m \cdot \frac{1}{r^{m+1}} \cdot D_m \cdot \sin(m\varphi + \alpha_{md}) \quad (21)$$

$$B_t(r, \varphi) = \mu_0 \sum_{m=1}^{\infty} m \cdot C_m \cdot r^{m-1} \cdot \cos(m\varphi + \alpha_{mc}) + \mu_0 \sum_{m=1}^{\infty} m \cdot D_m \cdot \frac{1}{r^{m+1}} \cdot \cos(m\varphi + \alpha_{md}) \quad (22)$$

$$\begin{aligned} B_r B_t(r, \varphi) = \mu_0^2 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} m \cdot n \cdot [& C_m C_n \cdot r^{+m+n-2} \cdot \sin(m\varphi + \alpha_{mc}) \cdot \cos(n\varphi + \alpha_{nc}) \dots \\ & + C_m D_n \cdot r^{+m-n-2} \cdot \sin(m\varphi + \alpha_{mc}) \cdot \cos(n\varphi + \alpha_{nd}) \dots \\ & - D_m C_n \cdot r^{-m+n-2} \cdot \sin(m\varphi + \alpha_{md}) \cdot \cos(n\varphi + \alpha_{nc}) \dots \\ & - D_m D_n \cdot r^{-m-n-2} \cdot \sin(m\varphi + \alpha_{md}) \cdot \cos(n\varphi + \alpha_{nd})] \quad (23) \end{aligned}$$

For the force a further transformation into cartesian system needs to be done:

$$\sigma_x = \sigma_r \cos \varphi - \sigma_t \sin \varphi \quad (24)$$

$$\sigma_y = \sigma_r \sin \varphi + \sigma_t \cos \varphi \quad (25)$$

Solving this equations (20 - 25) requires the calculation of the products of radial and tangential components of the magnetic flux density. Here as an example only the product $B_r B_t$ is shown in eq. 23.

4 Torque

Integration along a closed line (2D) yields a force, here an radial and a tangential force. The latter yields the torque in an electrical machine:

$$T = \frac{1}{2\mu_0} r l_a \int_0^{2\pi} 2 \cdot B_r \cdot B_t r d\varphi. \quad (26)$$

l_a stands for the axial direction. This integral contains the product of both field components (B_r, B_t), resulting in a double sum (see Eq.23). We don't want to show the details, rather explain the principles. In the expression are products of type:

$$\sin(m\varphi + \alpha_{mc}) \cdot \sin(n\varphi + \alpha_{nd}) \quad (27)$$

These kind of products can be splitted into two sums using an addition theorem [5]:

$$\begin{aligned} 0.5 \cdot \cos([m-n]\varphi + \alpha_{mc} - \alpha_{nd}) - \\ 0.5 \cdot \cos([m+n]\varphi + \alpha_{mc} + \alpha_{nd}) \quad (28) \end{aligned}$$

These sums can be easy integrated and yield due to the integration limits $(0, 2\pi)$ always zero, except in the case $m = n$. After performing all the integration steps we get for the torque:

$$T = \frac{2\pi r l_a}{\mu_0} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{m^2}{r^2} C_m D_m \sin(\alpha_{mc} - \alpha_{md}) \quad (29)$$

This equation (29) shows, that only field waves of the same order yields a contribution to the torque. Further the equation contains no products of type C_m^2 and D_m^2 any more. That means only m-poles and the according inverse m-poles contributes to the torque. Simply spoken: One dipole itself creates no torque - second inverse dipole is necessary.

5 Forces

For the calculation of forces the following integrals needs to be solved:

$$F_x = \frac{1}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} [\sigma_r \cos(\varphi) - \sigma_t \sin(\varphi)] r d\varphi \quad (30)$$

$$F_y = \frac{1}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} [\sigma_r \sin(\varphi) + \sigma_t \cos(\varphi)] r d\varphi \quad (31)$$

We show the solutions steps using the force F_y , the steps for F_x are analogous. In terms

of field components, the equation is as follows:

$$F_y = \frac{r}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} [(B_r^2 - B_t^2) \sin(\varphi)] d\varphi \quad (32)$$

$$- \frac{r}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} [2 \cdot B_r \cdot B_t \cos(\varphi)] d\varphi \quad (33)$$

Here, contrary to the torque, 3 double sums have to be solved: B_r^2, B_t^2 and $B_r B_t$. These double sums contain products of following type:

$$\cos(m\varphi + \alpha_{mc}) \cos(n\varphi + \alpha_{nd}) \sin(\varphi) \quad (34)$$

These kind of products can be again splitted into sums using an addition theorems [5], the result is shown in eq 35:

$$\begin{aligned} & + \frac{1}{4} \sin([-m + n + 1]\varphi - \alpha_{mc} + \alpha_{nc}) \\ & + \frac{1}{4} \sin([+m - n + 1]\varphi + \alpha_{mc} - \alpha_{nc}) \\ & + \frac{1}{4} \sin([-m - n + 1]\varphi - \alpha_{mc} - \alpha_{nc}) \\ & + \frac{1}{4} \sin([+m + n + 1]\varphi + \alpha_{mc} + \alpha_{nc}) \quad (35) \end{aligned}$$

These sums again can be easy integrated and yield due to the integration limits ($0, 2\pi$) always zero, except in the case $n = m \pm 1$. Because of these special cases we split the mentioned double sum as follows:

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m \pm 1}}^{\infty} + \sum_{m=1}^{\infty} + \sum_{\substack{m=2 \\ n=m-1}}^{\infty} \quad (36)$$

The first term will be equal to zero. The following expressions only have to be summed over m. The last sum starts with $m = 2$, since the sum over n starts at 1 and $n = 0$ not

exist.

$$\begin{aligned} F_y = \mu_0 \sum_{m=1}^{\infty} m(m+1) \frac{\pi}{2} \dots \\ (+r^{2m} C_m C_{m+1} \sin(\alpha_{mc} - \alpha_{m+1c}) \\ - r^{-2} C_m D_{m+1} \sin(\alpha_{mc} - \alpha_{m+1d}) \\ - r^0 C_{m+1} D_m \sin(\alpha_{md} - \alpha_{m+1c}) \\ - r^{-2m-2} D_m D_{m+1} \sin(\alpha_{md} - \alpha_{m+1d})) \\ + \mu_0 \sum_{m=2}^{\infty} m(m-1) \frac{\pi}{2} \dots \\ (+r^{2m-2} C_m C_{m-1} \sin(\alpha_{mc} - \alpha_{m-1c}) \\ - r^0 C_m D_{m-1} \sin(\alpha_{mc} - \alpha_{m-1d}) \\ - r^{-2} C_{m-1} D_m \sin(\alpha_{md} - \alpha_{m-1c}) \\ - r^{-2m} D_m D_{m-1} \sin(\alpha_{md} - \alpha_{m-1d})) \quad (37) \end{aligned}$$

This expression can further reduced, by starting the second sum at $m = 1$ again. Therefore in the second sum all m need to be replaced by $m + 1$.

$$\begin{aligned} F_y = \mu_0 \sum_{m=1}^{\infty} m(m+1) \frac{\pi}{2} \dots \\ (r^{2m} C_m C_{m+1} \sin(\alpha_{mc} - \alpha_{m+1c}) \\ + r^{-2} C_m D_{m+1} \sin(\alpha_{mc} - \alpha_{m+1d}) \\ - r^0 C_{m+1} D_m \sin(\alpha_{md} - \alpha_{m+1c}) \\ - r^{-2m-2} D_m D_{m+1} \sin(\alpha_{md} - \alpha_{m+1d}) \\ - r^{2m} C_{m+1} C_m \sin(-\alpha_{m+1c} + \alpha_{mc}) \\ - r^0 C_{m+1} D_m \sin(-\alpha_{m+1c} + \alpha_{md}) \\ + r^{-2} C_m D_{m+1} \sin(-\alpha_{m+1d} - \alpha_{mc}) \\ + r^{-2m-2} D_{m+1} D_m \sin(-\alpha_{m+1d} + \alpha_{md})) \quad (38) \end{aligned}$$

This can be further reduced and finally, we get for the force:

$$\begin{aligned} F_y = \mu_0 \sum_{m=1}^{\infty} m(m+1) \frac{\pi}{2} \dots \\ (-C_{m+1} D_m \sin[\alpha_{md} - \alpha_{m+1c}] \\ + r^{-2} C_m D_{m+1} \sin[\alpha_{mc} - \alpha_{m+1d}]) \quad (39) \end{aligned}$$

This equation (39) shows, that only the combination of a m-pole (C_m) and an inverse m-pole ($D_{m\pm 1}^2$) results in a force contribution. The m-poles itself deliver no contribution, as well as the inverse m-poles. Despite to the torque, the field waves need to be of ± 1 order.

6 Conclusions

The analytical solution for the forces of a magnetic bearing and the torque of an electrical machine is presented. It was shown, that the magnetic field can be represented as a superposition of m-poles and inverse m-poles. This means that any magnetic field in the annular air gap can be decomposed into these components. While for the torque only field waves of the same order ($n = m$) yield a contribution, for the forces field waves, whose orders differ by $n = m \pm 1$, yield a resulting force.

References

- [1] Haus, H.A. ; Melcher, J.R.: *Electromagnetic Fields and Energy*. http://web.mit.edu/6.013_book/www/chapter5/5.7.html. Massachusetts Institute of Technology, 1998
- [2] Kiani, H.P.: *Laplace Gleichung im zweidimensionalen Raum*. https://www.math.uni-hamburg.de/home/kiani/lehre/DGL2/Anl5_d2_09.pdf. Universität Hamburg, 2009
- [3] Yonnet, J.P.: *Permanent Magnet Bearings and Couplings*. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-17, No. 1, Jan. 1981, pp. 1169-1173. 1981
- [4] Simonyi, K.: *Theoretische Elektrotechnik*. 10.Auflage, Barth, Ed. Dt. Verl. der Wiss. Leipzig, 1993
- [5] Merziger, G. ; Mühlbach, G. ; Wille, D. ; Wirth, T.: *Formeln + Hilfen Höhere Mathematik*. 6.Auflage, Binomi Verlag. Barsinghausen, 2010

Magnetlagerauslegung unter Nutzung der Particle-Swarm-Optimization

H. Neumann, F. Worlitz

Institut für Prozeßtechnik, Prozeßautomatisierung und Meßtechnik (IPM)

Hochschule Zittau/Görlitz

Theodor-Körner-Allee 16

02763 Zittau

Tel.: +49 3583 612 4383, Fax: +49 3583 612 3449

E-Mail: h.neumann@hszg.de, f.worlitz@hszg.de

Kurzfassung

Die Auslegung von Magnetlagern erfolgt in der Regel durch Fachpersonal in einem iterativen zeitaufwendigen Prozess. Dies stellt einen großen Kostenfaktor bei der Entwicklung magnetgelagerter Maschinen oder der Umrüstung konventionell gelagerter Maschinen dar. Aus diesem Grund wurde ein Softwarewerkzeug entwickelt, welches eine automatisierte, optimale Auslegung von Magnetlagern auf Basis der Particle-Swarm-Optimization ermöglicht. Dabei wurden auch Temperatureinflüsse berücksichtigt, sodass eine Auslegung von Magnetlagern für erweiterte Temperaturbereiche möglich ist (Hochtemperatur-Magnetlager).

1 Einleitung

Die Auslegung aktiver Magnetlager ist ein iterativer Prozess, bei dem eine Vielzahl von Auslegungsparametern unter Berücksichtigung applikationsspezifischer Kriterien ermittelt werden muss. Auslegungsparameter sind:

- geometrische Abmessungen des magnetischen Kreises (z. B. Polbreite, Luftspaltlänge)
- Wicklungseigenschaften (z. B. Windungszahl, Drahtquerschnitt)

Optimierungskriterien bzw. einzuhaltende Restriktionsgrößen können sein:

- Erreichung einer geforderten Tragkraft
- Minimierung des notwendigen Bauraumes
- Minimierung der Verlustleistung

Magnetlager werden für spezifische Applikationen in der Regel durch erfahrenes Fachpersonal in einem iterativen, zeitaufwendigen Pro-

zess ausgelegt oder aus sogenannten Baukästen ausgewählt. Bei der manuellen Auslegung wird eine gezielte Optimierung hinsichtlich einzelner oder mehrerer Auslegungsparameter iterativ durchgeführt. Dies stellt nicht zuletzt einen großen Zeit- und Kostenfaktor in Bezug auf die Anschaffung einer magnetgelagerten Maschine dar.

In Baukastensystemen werden die Konstruktionen einmal ausgelegter Magnetlageraktoren hinterlegt. Im Rahmen der Planung/Konstruktion einer magnetgelagerten Maschine wird dann aus dem Baukastensystem die Magnetlageraktorkonstruktion, welche die applikationsspezifischen Anforderungen erfüllt, ausgewählt. Dieses Vorgehen führt zu einer Verkürzung des Auslegungsprozesses. Die ausgewählte Konfiguration der Magnetlageraktorkonstruktion kann jedoch nicht in Bezug auf ihren spezifischen Einsatzzweck optimiert werden.

Ziel war die Entwicklung eines Softwarewerkzeugs mit dem es möglich ist, die Auslegung von Magnetlagern anhand der Anforderungen der spezifischen Applikation automatisiert und optimal durchzuführen. Die Auslegung soll dabei auch die Einsatztemperatur der Magnetlagerung berücksichtigen.

Die Berechnung von Magnetkreisen erfolgt in der Regel mit FEM- oder Netzwerkmethoden. Da die Netzwerkmethod eine effizientere Abarbeitung ermöglicht, wurde diese Methode bei der Implementierung des Softwarewerkzeugs verwendet.

Als Berechnungs-/Optimierungsalgorithmus kommt die Particle-Swarm-Optimization (PSO) zum Einsatz. Bei diesem Verfahren wird

eine Population von Partikeln anhand von Zielkriterien durch einen Lösungsraum bewegt. Jedes Partikel entspricht dabei einem zufällig initialisierten Auslegungsparametersatz für ein Magnetlager. Die Bewegung der Partikel durch den Lösungsraum erfolgt dabei anhand von Zielkriterien so, dass in der Regel ein globales Optimum erreicht wird. Das Ergebnis ist ein für den Anwendungszweck optimal ausgelegtes Magnetlager.

2 Modellierung eines Radialmagnetlagers mit Hilfe der Netzwerkmethod

Abb. 1 zeigt die Prinzipabbildung eines 8-poligen Radialmagnetlagers. Es ist zu erkennen, dass eine Vielzahl geometrischer Parameter bei der Auslegung des Eisenkreises berücksichtigt werden muss. Die am Pol wirkende Trag-

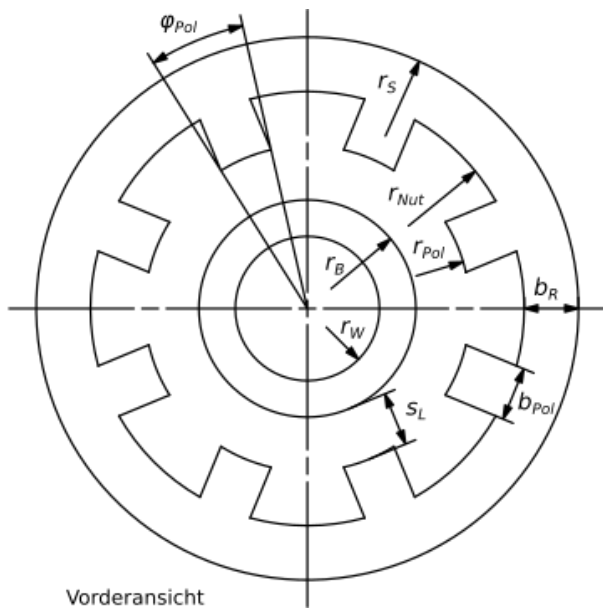


Abb. 1: Prinzipabbildung 8-poliges Radialmagnetlager

kraft F_{Pol} ergibt sich bei Annahme einer homogenen verteilten Flussdichte über dem Pol wie folgt:

$$F_{Pol} = \frac{B_{Pol}^2 \cdot A_{Pol}}{2\mu_0} \quad (1)$$

mit:

$\mu_0 \dots$ magnetische Feldkonstante

Entscheidend für das Erreichen einer geforderten Tragkraft ist die Flussdichte B_{Pol} und die Polfläche A_{Pol} , welche sich aus dem Polradius r_{Pol} , der Poltiefe t_{Pol} und dem Polwinkel φ_{Pol} ergibt.

Die Flussdichte ist dabei abhängig vom Luftspalt s_L , den verwendeten Magnetkreismaterialien, den Querschnitten und der Länge der einzelnen Abschnitte des Magnetkreises und der Durchflutung durch die Spulenwicklungen, welche in der Nut untergebracht werden. Die Querschnitte der einzelnen Teilkreise ergeben sich aus der Wahl des Radius des magnetisch wirksamen Rotorteils r_B , der Polbreite b_{Pol} und der Breite des Rückens des Jochs b_R . Die notwendige Durchflutung und damit die notwendige Windungszahl ist vom magnetischen Widerstand des Magnetkreises abhängig. Der Nutradius r_{Nut} und damit die Größe des Wickelfensters ergibt sich aus der notwendigen Windungszahl und dem Drahtdurchmesser. Dieser muss wiederum abhängig vom maximalen Spulenstrom gewählt werden.

Ansatz zur Berechnung der Magnetkreise ist die Netzwerkmethod. Diese besitzt gegenüber der FEM-Method den Vorteil einer sehr zeiteffizienten Abarbeitung, vor allem wenn Variantenrechnungen im Rahmen der Auslegung durchgeführt werden sollen. Abb. 2 zeigt das magnetische Netzwerk für ein Segment eines 8-poligen Radialmagnetlagers. Der magnetische Kreis wurde so in magnetische Widerstände R unterteilt, dass sich die in Abb. 1 dargestellten geometrischen Abmessungen widerspiegeln. Dabei stehen R_{S1} und R_{S2} für die magnetischen Widerstände der Luftspalte an den beiden Polen. R_{Pol1} und R_{Pol2} sind die magnetischen Widerstände der Pole selbst, R_R der des Statorrückens und R_B der des Rotorteils. Θ_1 und Θ_2 stehen für die Durchflutung durch die Spulen, welche um die Pole gewickelt werden. Der magnetische Widerstand R ergibt sich wie folgt:

$$R = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (2)$$

Dabei sind A der Querschnitt und l die Länge des Magnetkreiselementes. Die relative Permeabilität μ_r ist dabei selbst eine Funktion der Durchflutung und des Luftspaltes. Für den in Abb. 2

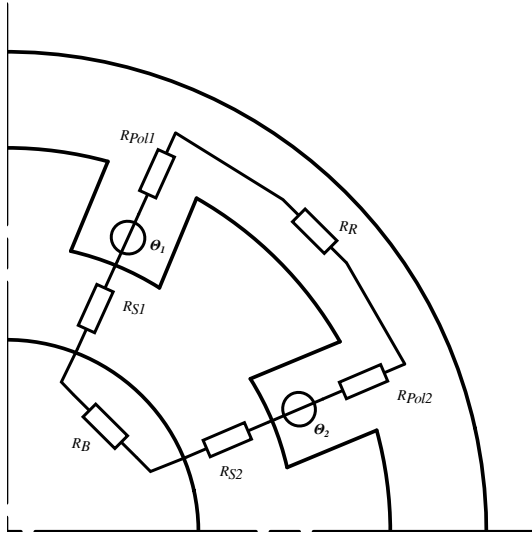


Abb. 2: Magnetkreis eines Segmentes eines 8-poligen Radiallagers mit magnetischem Netzwerk

dargestellten Magnetkreis ergeben sich damit sechs von der Aussteuerung und den Luftspalten an den Polen abhängige magnetische Widerstände. Solche nichtlineare Netzwerke sind nicht geschlossen lösbar. Hierfür werden i. d. R. rechenintensive iterative Lösungsmethoden angewendet. In [1] wurde eine alternative Methode zur Lösung nichtlinearer elektrischer Netzwerke vorgestellt. Diese ist analog auch für magnetische Netzwerke nutzbar. Ansatz ist hier, dass der magnetische Fluss im unverzweigten magnetischen Kreis konstant ist (bei Vernachlässigung von Streuflüssen). Bei bekannter Magnetisierungskennlinie $B(H)$ kann für jedes Magnetkreiselement eine $\Phi(V)$ -Kennlinie berechnet werden:

$$\Phi = B \cdot A \quad (3)$$

$$V = H \cdot l \quad (4)$$

mit:

Φ ... magnetischer Fluss

V ... magnetische Spannung

In Abb. 3 ist die Vorgehensweise am Beispiel zweier Magnetkreiselemente dargestellt. Im ersten Schritt wird für beide Magnetkreiselemente aus der $B(H)$ -Kennlinie eine entsprechende $\Phi(V)$ -Kennlinie (rot/blau in Abb. 3) nach den

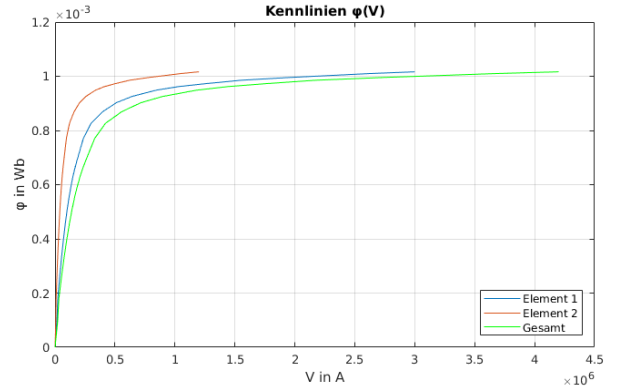


Abb. 3: Berechnung der Summenkennlinie $\Phi(V)$ für zwei Magnetkreiselemente

Gleichungen 3 und 4 berechnet. Anschließend kann eine Summenkennlinie $\Phi_{gesamt}(V_{gesamt})$ (grün in Abb. 3) berechnet werden, welche die Kirchhoff'schen Gesetze im Magnetkreis erfüllt. Das bedeutet, dass die magnetischen Spannungen V der Einzelkennlinien für gleiche Flüsse Φ addiert werden.

Angewendet auf den Magnetkreis aus Abb. 2 gilt für die Maschengleichung:

$$\Theta_1 + \Theta_2 = \Theta_{gesamt} = V_{Pol1} + V_{Pol2} + \dots + V_R + V_{S1} + V_{S2} + V_B = V_{gesamt} \quad (5)$$

Die Durchflutung Θ_{gesamt} ergibt sich aus der Gesamtanzahl der Windungen N und dem Spulenstrom I :

$$\Theta_{gesamt} = N \cdot I \quad (6)$$

Aus der Summenkennlinie $\Phi_{gesamt}(V_{gesamt})$ kann damit direkt der magnetische Fluss des Magnetkreises ermittelt werden. Aufwendige iterative Lösungsverfahren entfallen. Mit dem so ermittelten Fluss Φ_{gesamt} kann die Flussdichte an den Luftspalten s berechnet werden:

$$B_s = \frac{\Phi_{gesamt}}{A_s} \quad (7)$$

Anschließend ergibt sich die Tragkraft eines Segmentes des 8-poligen Lagers wie folgt:

$$F_{Trag} = \frac{B_s^2 A_s}{\mu_0} \cos(\alpha) \quad (8)$$

Der Winkel α beschreibt dabei den Winkel, welcher zwischen den Polmitten aufgespannt wird.

Der Einfluss der Temperatur auf die magnetischen Eigenschaften der eingesetzten Werkstoffe wurde wie in [2] beschrieben berücksichtigt. Abb. 4 zeigt das Absinken der Sättigungspolarisation J_{Sat} eines Magnetwerkstoffes in Abhängigkeit der Einsatztemperatur T und der Curie-Temperatur T_C . Dabei ist J_{Sat0}

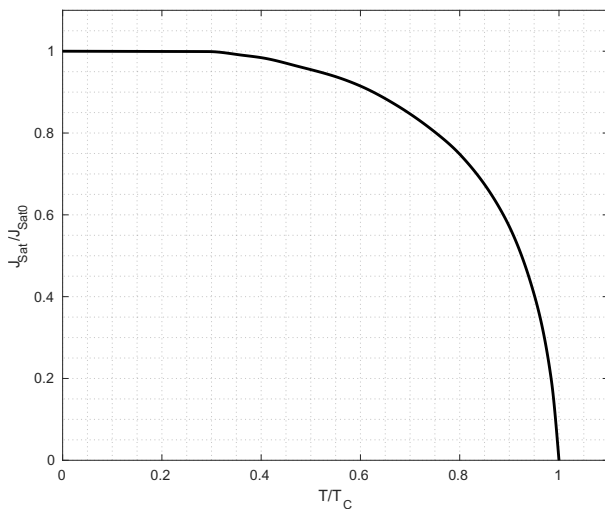


Abb. 4: Temperaturabhängigkeit der Sättigungspolarisation von Ferromagnetika nach [2]

die Sättigungspolarisation bei Zimmertemperatur.

Die Algorithmen zur temperaturabhängigen Berechnung des Magnetkreises wurden in MATLAB umgesetzt. In Abb. 5 ist die sich im Luftspalt eines 8-poligen Radialmagnetlagers einstellende Flussdichte einer Beispielauslegung für unterschiedliche Durchflutungen und Lagertemperaturen dargestellt. Die Curie-Temperatur des für die Berechnung verwendeten Werkstoffs beträgt 720°C . Es ist deutlich zu erkennen, dass der Einfluss der Temperatur auf die Flussdichte zunimmt je näher diese an die Curie-Temperatur heranreicht. Dieser Effekt geht nach Gleichung 8 quadratisch in die erreichbare Tragkraft des Lagers ein. Abb. 6 zeigt diesen Zusammenhang.

Mit Hilfe des so implementierten Radialmagnetlagers ist nun eine Optimierung möglich.

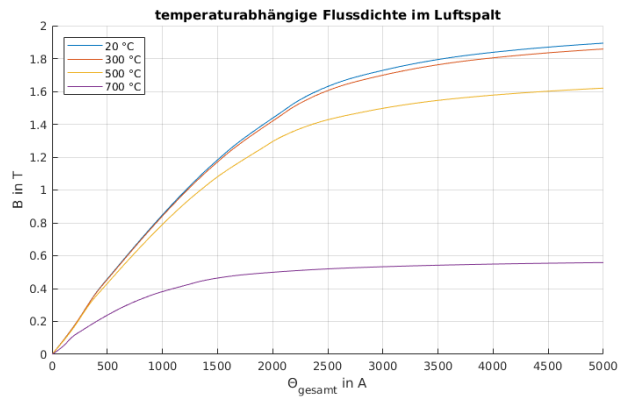


Abb. 5: Flussdichte abhängig von der Durchflutung und der Temperatur

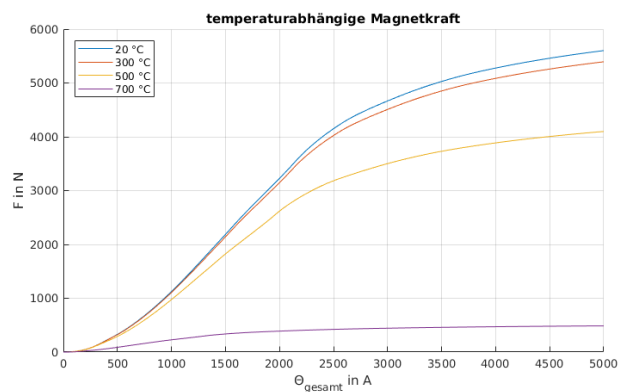


Abb. 6: Magnetkraft abhängig von der Durchflutung und der Temperatur

3 Optimale Auslegung

3.1 Particle-Swarm-Optimization (PSO)

Bei der PSO handelt es sich um ein naturanaloges Optimierungsverfahren. Das Verfahren wurde ursprünglich entwickelt, um das Schwarmverhalten von Tieren nachzubilden. Im Jahr 1995 wurde das Verfahren in [3] und [4] als Optimierungsverfahren vorgestellt und gehört zu den metaheuristischen Lösungsverfahren.

Zu Beginn wird eine vordefinierte Anzahl an möglichen Lösungskandidaten zufällig initialisiert (Population). Jeder Lösungskandidat stellt ein Partikel der Population dar. Die Position des Partikels im Suchraum entspricht den zu optimierenden Parametern der Problemstellung. Die Population wird nach folgendem Schema iterativ durch den Suchraum bewegt:

1. Berechnung einer Zielfunktion (Minimierung)
2. Vergleich der aktuellen Position des Partikels mit seiner besten persönlichen Position
3. Ermittlung des Partikels mit der global besten Position (bzgl. der gesamten Population)
4. Aktualisierung der Bewegungsrichtung/-geschwindigkeit aller Partikel unter Berücksichtigung der persönlichen und globalen besten Position (siehe Gleichung 9)
5. Berechnung der neuen Positionen der Partikel
6. weiter mit 1.

Die Aktualisierung der Bewegungsrichtung/-geschwindigkeit wird nach folgender Gleichung durchgeführt [5]:

$$\vec{v}_{n+1} = w\vec{v}_n + c_k r_1 (\vec{p}_{best} - \vec{p}_n) + \dots + c_s r_2 (\vec{g}_{best} - \vec{p}_n) \quad (9)$$

Während \vec{v}_n die aktuelle Partikelgeschwindigkeit beschreibt, handelt es sich bei \vec{v}_{n+1} um die Partikelgeschwindigkeit der nächsten Iteration. Die aktuelle Partikelposition im Suchraum wird durch \vec{p}_n beschrieben. Bei den Größen \vec{p}_{best} und \vec{g}_{best} handelt es sich um die persönliche (eines Partikels) und die globale beste Position (aller Partikel) der vorangegangenen Iteration. Das Momentum w bestimmt, wie stark die aktuelle Bewegungsrichtung in die Berechnung des nächsten Iterationsschrittes eingeht. Hierdurch wird verhindert, dass zu starke Richtungswechsel stattfinden und damit ein Oszillieren um ein Minimum entsteht. Die Beschleunigungskoeffizienten c_k und c_s bestimmen die Wichtung der persönlich besten Position eines Partikels und der global besten Position innerhalb der Population. Die Zufallszahlen r_1 und r_2 (Intervall 0-1) werden in jeder Iteration neu erzeugt und sorgen damit für eine zusätzliche Streuung der Bewegungsrichtung.

Abb. 7 zeigt die Bewegungsrichtung der Partikel bei Minimierung einer zweidimensionalen Testfunktion (Ackley-Funktion). Es ist zu erkennen, dass sich die Partikel in Richtung des Optimums/Minimums bewegen. Nach jeder Iteration wird überprüft, inwieweit sich die globale beste Position noch ändert. Findet keine oder nur

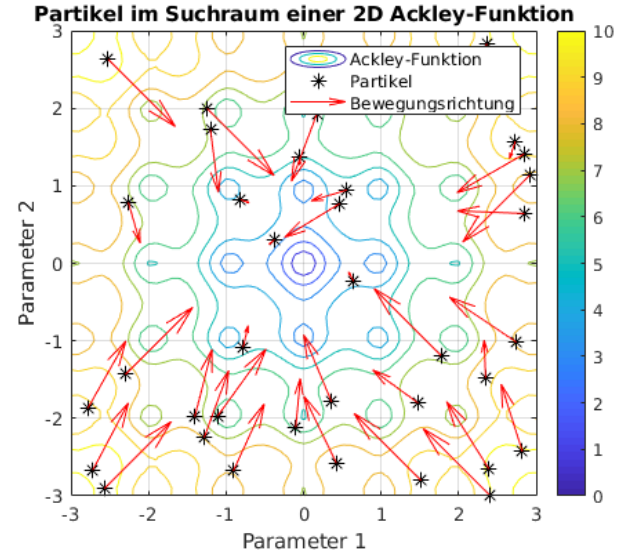


Abb. 7: Bewegungsrichtung der Partikel nach zufälliger Initialisierung bei Minimierung der 2D-Ackleyfunktion

noch eine geringe Änderung statt, kann der Optimierungslauf abgebrochen werden. Hierfür ist es nicht notwendig, dass sich alle Partikel im globalen Optimum befinden.

Für die Auslegung eines Magnetlagers mit Hilfe des PSO-Algorithmus ist es zunächst notwendig, die zu optimierenden Auslegungsparameter des Lagers zu definieren. Dazu gehören geometrische Abmessungen von Rotor und Stator (siehe Abb. 1) sowie Parameter der Spulen. Die Auslegungsparameter der Spulen sind:

- max. Spulenstrom I_{max}
- Windungszahl N
- Drahtdurchmesser d_{Draht}
- Länge des Wickeldrahtes l_{Draht}

Die in Abb. 1 dargestellten geometrischen Parameter sind nicht alle unabhängig voneinander wählbar. So sind Luftspalt s_L und Wellenradius r_W meist aus technischen Gründen vorgegeben. Außerdem kann aus vorgegebener notwendiger Tragkraft F_{notw} und bekannter Magnetisierungskennlinie des Magnetkreismaterials eine notwendige Polfläche $A_{Pol,notw}$ wie folgt ermittelt werden:

$$A_{Pol,notw} = \frac{\mu_0 F_{notw}}{\cos(\alpha) B_{max}^2} \quad (10)$$

B_{max} ist dabei die maximal zulässige magnetische Flussdichte im Magnetkreismaterial und wird aus der Magnetisierungskennlinie bestimmt. Damit ergibt sich die axiale Ausdehnung wie folgt:

$$t_{Pol} = \frac{A_{Pol,notw}}{b_{Pol}} \quad (11)$$

Für eine optimale Ausnutzung des Magnetkreismaterials ist es notwendig, dass alle Teile des Magnetkreises einen gleichen Querschnitt besitzen. So kann gewährleistet werden, dass bei maximaler Aussteuerung in allen Teilabschnitten die gleiche Flussdichte B_{max} erreicht wird. Daher gilt:

$$b_R = b_{Pol} \quad (12)$$

$$r_S = \frac{A_{Pol,notw}}{t_{Pol}} + r_{Nut} \quad (13)$$

Der Positionsvektor eines Partikels setzt sich für das 8-polige Radialmagnetlager wie folgt zusammen:

$$\vec{p} = \left(r_B \quad b_{Pol} \quad r_{Nut} \quad I_{max} \quad N \quad d_{Draht} \right) \quad (14)$$

Neben der Wahl des Positionsvektors ist für die optimale Auslegung die Wahl der Zielfunktion von entscheidender Bedeutung. Als Zielkriterien wurden gewählt:

- Erreichung der Tragkraft
- ausreichendes Wickelfenster
- möglichst kleiner Bauraum
- möglichst geringe Verlustleistung

Die Zielfunktion für die Optimierung wurde wie folgt gewählt:

$$C = w_F \cdot K_F^2 + w_W \cdot K_W^2 + w_B \cdot K_B^2 + \dots + w_P \cdot K_P^2 + P \quad (15)$$

mit:

$$K_F = \frac{F_{notw} - F_{berechnet}}{F_{notw}} \quad (16)$$

$$K_W = \frac{A_{Nut} - N \cdot A_{Draht} / k_{Cu}}{N \cdot A_{Draht} / k_{Cu}} \quad (17)$$

$$K_B = \frac{\pi \cdot t_{Pol} \cdot r_S^2}{2 \cdot F_{notw}} \quad (18)$$

$$K_P = \frac{P_{max}}{F_{notw}} \quad (19)$$

Die Wichtungsfaktoren w_F , w_W , w_B und w_P können frei gewählt werden. Hierdurch wird eine anforderungsgerechte Wichtung der einzelnen Zielkriterien ermöglicht. Mit K_F wird das Erreichen der Tragkraft gewertet. Durch K_W wird die Ausnutzung des Nutquerschnittes bewertet. Bei k_{Cu} handelt es sich um den Kupferfüllfaktor. Durch ihn wird berücksichtigt, dass vor allem Runddrähte keine vollständige Ausnutzung des Nutquerschnittes ermöglichen. Durch K_B und K_P werden der resultierende Bauraum und die maximale Verlustleistung bezogen auf die notwendige Tragkraft bewertet. Der Summand P stellt einen „Penalty“-Term dar. Dieser kommt zum Tragen, wenn durch die Parametervariation unplausible bzw. nicht realisierbare Lösungen auftauchen (z. B. geometrische Überschneidungen). In diesem Fall wird P mit sehr großen Werten besetzt, sodass sichergestellt ist, dass diese Lösung durch den Algorithmus nicht berücksichtigt wird.

Die Implementierung des PSO-Algorithmus erfolgte in MATLAB.

3.2 Ergebnisse

Die nachfolgend dargestellten Ergebnisse wurden im Rahmen einer Designstudie für ein Hochtemperatur-Magnetlager für den Versuchstand MFLP des Zittauer Kraftwerkslabores erstellt. Anforderungen an das Lager waren:

- notwendige Tragkraft $F_{Trag} = 7 \text{ kN}$
- Sicherheitsfaktor $S = 2$
- Nominalluftspalt $s_L = 0,5 \text{ mm}$
- Wellenradius von $r_W = 50 \text{ mm}$
- Einsatztemperatur $T_E = 500 \text{ °C}$

Unter Berücksichtigung des Sicherheitsfaktors ergibt sich ein notwendige Tragkraft F_{notw} von 14 kN.

Für die Optimierung wurde eine Population mit 150 Partikeln genutzt (entspricht 150 zu berechnenden Magnetlagerauslegungen je Iteration).

Abb. 8 zeigt die bestbewertete Lagergeometrie nach der zufälligen Initialisierung der Auslegungsparameter (Partikelposition). In

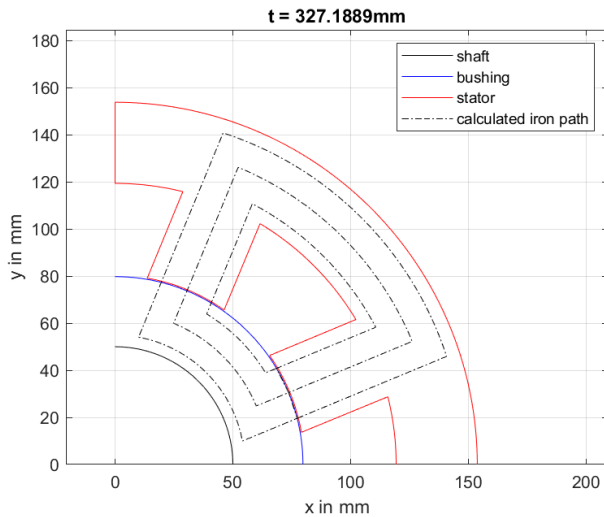


Abb. 8: Magnetlagergeometrie nach der Initialisierung

Abb. 9 ist das Ergebnis der Auslegung nach 250 Iterationen dargestellt. Es ist deutlich zu

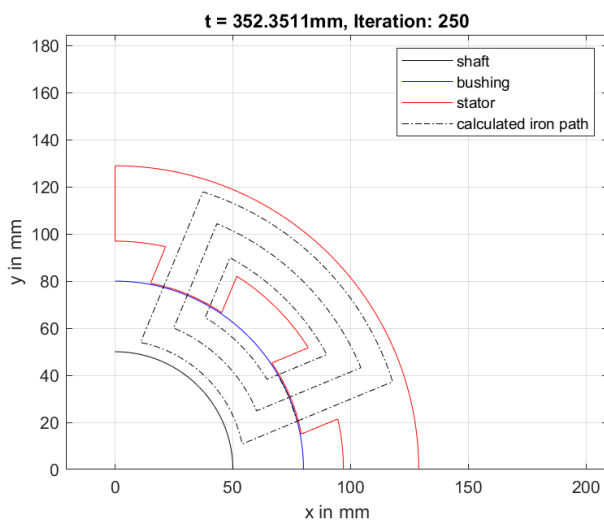


Abb. 9: Magnetlagergeometrie nach 250 Iterationen

erkennen, dass der Bauraum radial reduziert wurde. Die Auslegungsparameter des Lagers sind:

$$\begin{aligned} r_B &= 80 \text{ mm} \\ b_{Pol} &= 32 \text{ mm} \\ r_{Nut} &= 97 \text{ mm} \\ I_{max} &= 18 \text{ A} \\ N &= 90 \\ d_{Draht} &= 1,5 \text{ mm} \end{aligned}$$

In Abb. 10 ist die resultierende Magnetkraft des ausgelegten Magnetlagers bei Nominalluftspalt

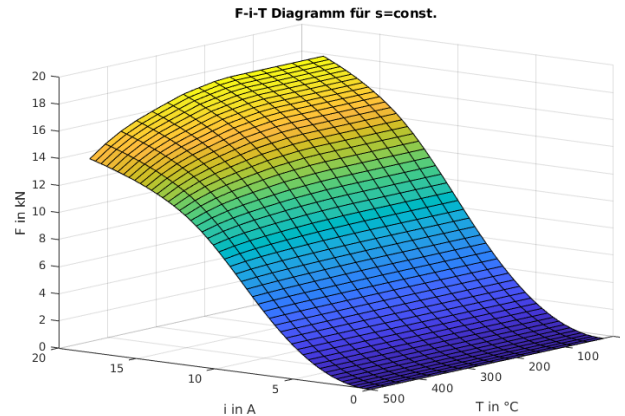


Abb. 10: Magnetkraft des ausgelegten Magnetlagers bei Nominalluftspalt für verschiedene Steuerströme und Temperaturen

($s_L = 0,5 \text{ mm}$) und in Abhängigkeit des Steuerstromes und der Temperatur dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die geforderte Tragkraft von 14 kN bei einem Strom von 18 A und einer Einsatztemperatur von 500 °C erreicht wird. Für niedrigere Temperaturen steigt die Tragkraft bei gleichem Strom an. Bei einer Temperatur von 20 °C wird die notwendige Tragkraft bereits bei 12,8 A erreicht. In Tab. 1 sind die resultierenden Verlustleistungen für verschiedene Temperaturen und Arbeitspunkte dargestellt. Der Arbeits-

Tab. 1: Verlustleistungen bei verschiedenen Temperaturen und Arbeitspunkten/Tragkräften

	$F = 7 \text{ kN}$	$F = 14 \text{ kN}$
$P_{V,20^\circ\text{C}}$	44 W	107 W
$P_{V,500^\circ\text{C}}$	136 W	608 W

punkt bei $F = 7 \text{ kN}$ entspricht dem Normalbetrieb. Die hier resultierenden Verlustleistungen sind akzeptabel. Der Arbeitspunkt $F = 14 \text{ kN}$ bei 500 °C stellt den Extremfall dar, der bei Normalbetrieb nicht oder nur sehr selten erreicht wird. Daher ist die große Verlustleistung bei dieser Kombination vertretbar.

4 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde die Herangehensweise bei der Auslegung von Magnetlagern mit Hilfe der Particle-Swarm-Optimization vorgestellt. Bei der Optimierung der Auslegungsparameter

wird die Einsatztemperatur des auszulegenden Lagers berücksichtigt und damit eine Auslegung von Hochtemperatur-Magnetlagern ermöglicht. Es wurde das Vorgehen bei der Erstellung des temperaturabhängigen Berechnungsmodells auf Basis der Netzwerkmethod für ein Radialmagnetlager dargestellt.

Die Zielfunktion für die Optimierung wurde so gewählt, dass neben der notwendigen Tragkraft auch eine Minimierung des Bauraumes und der maximalen Verlustleistung des Radialmagnetlagers während der Berechnung stattfindet.

Abschließend wurden die Auslegungsergebnisse für ein Radialmagnetlager mit einer maximalen Tragkraft von 14 kN bei einer Einsatztemperatur von 500 °C vorgestellt.

Im Ergebnis der Arbeiten liegt ein Softwarewerkzeug zur Auslegung von Magnetlagern unter Berücksichtigung thermischer Einflüsse vor.

Eine Herausforderung bei der Auslegung von Magnetlagern für höhere Temperaturen ist die genaue Kenntnis der Temperaturabhängigkeit der magnetischen Eigenschaften der eingesetzten Werkstoffe. Die im Beitrag beschriebene Methode zur Berücksichtigung des Temperatureinflusses stellt einen grundsätzlichen Ansatz dar. Dieser soll im Rahmen experimenteller Untersuchungen weiter analysiert werden.

References

- [1] Philippow, E.: *Nichtlineare Elektrotechnik*. 2. Aufl. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., 1971
- [2] Mierdel, G.: *Elektrophysik. Hochschullehrbuch für Elektrotechniker*. VEB Verlag Technik Berlin, 1970
- [3] Kennedy, J. ; Eberhart, R.: Particle swarm optimization. In: *IEEE International Conference on Neural Networks*. Institute of Electrical und Electronics Engineers (IEEE), 1995. DOI: 10.1109/ICNN.1995.488968
- [4] Eberhart, R. ; Kennedy, J.: A new optimizer using particle swarm theory. In: *Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science*. Institute of Electrical und Electronics Engineers (IEEE), 1995. DOI: 10.1109/MHS.1995.494215
- [5] Simon, D.: *Evolutionary Optimization Algorithms*. Biologically-Inspired and Population-Based Approaches to Computer Intelligence. John Wiley und Sons Inc. New Jersey, 2013. ISBN: 978-0-470-93741-9

Entwicklung und Test eines Hochtemperatur-Sensorsystems für den Einsatz an Turbomaschinen

S. Düsterhaupt, H. Hoffmann, H. Neumann, I. Noack, T. Rottenbach, F. Worlitz

Institut für Prozeßtechnik, Prozeßautomatisierung und Meßtechnik

Hochschule Zittau/Görlitz

Theodor-Körner-Allee 16

02763 Zittau, Germany

Tel.: +49 3583 612 4383, Fax: +49 3583 612 3449

Email: s.duesterhaupt@hszg.de, hagen.hoffmann@hszg.de, h.neumann@hszg.de, i.noack@hszg.de, t.rottenbach@hszg.de, f.worlitz@hszg.de

Abstract

Hochtemperaturmagnetlager in Turbomaschinen erfordern Lagesensoren, die den Umgebungsbedingungen ebenfalls dauerhaft standhalten und den Lageregeln hinreichend genaue und störungsfreie Informationen über die Rotorpositionen kontinuierlich zur Verfügung stellen. Ausgehend von den Einsatzbedingungen wurden mögliche Messprinzipien untersucht. In einem zweiten Schritt erfolgte die Recherche zu temperaturbeständigen Werkstoffen für die Sensor­komponenten und auf Basis einer Marktanalyse wurde deren Verfügbarkeit geprüft. Im Anschluss wurde ein kombinierter induktiver Radial-Axial-Lagesensor als Prototyp für den Einsatz am Magnet- und Fanglagerprüfstand MFLP ausgelegt. Dazu wurde ein analytischer Auslegungsalgorithmus für schnelle Auslegungsrechnungen erstellt und in MATLAB umgesetzt. Aufbauend auf den Ergebnissen der Auslegung wurde der Sensor konstruiert und gefertigt. Parallel dazu wurde eine Sensorelektronik entwickelt. Das Paper beschreibt die Auslegung und Konstruktion des Sensors und die Entwicklung der dazugehörigen Elektronik.

1 Motivation und Zielstellung

Der Einsatz von berührungsfreien aktiven Magnetlagern in Turbomaschinen in der Energie- und Kraftwerkstechnik ermöglicht eine wesentliche Erhöhung der Energieeffizienz bzw. des Wirkungsgrades gegenüber konventionell gelagerten Maschinen. Ursächlich dafür ist das berührungsfreie, reibungs- und verlustarme Funktionsprinzip der Magnetlager sowie der daraus resultierende Wegfall des Schmiersystems in

den Lagern. Die unmittelbare Nähe der Lagerung zum Prozessraum bewirkt in Verbindung mit hohen Prozesstemperaturen einen erheblichen Wärmeeintrag in die Lagerstellen. Infolge der fehlenden Kühlwirkung des Schmiermittels kann diese Wärme nur durch zusätzliche Kühlmaßnahmen abgeführt werden, die ihrerseits der möglichen Wirkungsgraderhöhung entgegenstehen und einen anlagentechnischen und energetischen Mehraufwand nach sich ziehen. Die Lösung dieses Problems zielt auf die Entwicklung von Hochtemperaturlagerungen, die ohne Kühlung betrieben werden können. Dafür sind Lagesensoren erforderlich, die unter den gleichen Umgebungsbedingungen die Rotorpositionen berührungsfrei erfassen.

Ziel ist die Entwicklung eines langzeitstabilen und zuverlässigen Lagesensorsystems für aktiv magnetgelagerte Rotoren in Turbomaschinen beim Einsatz unter hohen Temperaturen und ggf. aggressiver Atmosphäre.

2 Entwicklung eines hochauflösenden Lagesensors

2.1 Auswirkungen hoher Temperaturen

In [1] wurden die Auswirkungen hoher Temperaturen auf die Auslegung und Gestaltung aktiver Magnetlager dargelegt. Diese sind auf Grund der räumlichen Nähe zu den Magnetlagern auch für die Sensoren zutreffend. Aktive Magnetlager bestehen wie elektrische Maschinen aus Metallen und Isolierstoffen. Man unterscheidet elektrische Stromkreise und magnetische Kreise. Leiterwerkstoffe für elektrische

Stromkreise sind üblicherweise Kupfer oder Aluminium. Die Magnetkreise bestehen je nach Anwendungsfall aus massiven oder geblechten ferromagnetischen Materialien, deren spezifische Eigenschaften durch den Zusatz von Legierungselementen an spezielle Anforderungen angepasst werden. Bei der elektrischen Isolation wird unterschieden in die Isolation der elektrischen Leiter und die Blechisolation. Aufgabe der Leiterisolation ist die galvanische Trennung der betriebsmäßig unter Spannung stehenden elektrischen Leiter gegeneinander und gegen geerdete Bauteile. Bei magnetischen Wechselfeldern werden zur Reduzierung von Wirbelstromverlusten die magnetischen Kreise aus gegeneinander elektrisch isolierten Blechen gefertigt.

Die spezifischen Eigenschaften aller in Magnetlagern eingesetzten Werkstoffe sind temperaturabhängig. Einerseits kommt es zu Temperaturerhöhungen durch von außen eingetragene Wärme (bspw. Wärme aus dem Prozess), andererseits durch Eigenerwärmung infolge von Stromwärmeverlusten, Wirbelstrom- und Ummagnetisierungsverlusten im Eisen oder dielektrischen Verlusten in den Isolierstoffen.

Für jede Werkstoffeigenschaft, die für eine bestimmte Funktion oder einen Einsatzzweck erforderlich ist und genutzt wird, gibt es Grenztemperaturen, ober- bzw. unterhalb derer diese Eigenschaften verlorengehen. So verlieren bspw. Ferromagnetika oberhalb der materialspezifischen Curietemperatur ihre typischen und als Magnetwerkstoffe im Elektromaschinenbau genutzten ferromagnetischen Eigenschaften. Der elektrische Widerstand eines elektrischen Leiterwerkstoffs nimmt mit steigender Temperatur zu, was zu einer Erhöhung der Stromwärmeverluste und letztlich zu einem weiteren Temperaturanstieg führt. Elektrische Isolierstoffe gelten bis zu einer bestimmten Temperatur als wärmebeständig, bei der keine den Gebrauch beeinträchtigenden Veränderungen auftreten [2]. Die Wärmebeständigkeit der Isolierstoffe begrenzt die zulässige Erwärmung einer elektrischen Maschine. Den Isolierstoffen und deren Kombinationen als Isoliersysteme werden Temperaturklassen mit jeweils zulässigen Dauergrenztemperaturen zugeordnet, deren Einhaltung von großer

Bedeutung für die Lebensdauer der Maschine ist [3].

Die Temperaturbegrenzung verfügbarer elektrischer Isolierstoffe/-systeme beschränkt derzeit auch den Einsatztemperaturbereich des zu entwickelnden Lagesensors für Magnetlager in Hochtemperaturanwendungen.

2.2 Anforderungen an den Lagesensor

Zur Beibehaltung des berührungslosen Funktionsprinzips aktiver Magnetlager muss die Erfassung der Rotorposition durch die Lagesensoren ebenfalls berührungslos erfolgen. Für beide Radialmagnetlager sind die Auslenkungen in horizontaler (x -Achse) und vertikaler Richtung (y -Achse) und für das Axialmagnetlager in axialer Richtung (z -Achse) zu messen.

Folgende Anforderungen ergeben sich für die Lagesensoren [4, 5]:

- kleiner Messbereich (Magnetlagerspalte im Bereich 0,5 mm bis 1 mm)
- hohe Empfindlichkeit
- Ausgangssignal monoton steigend/fallend
- kleine Temperaturdrift
- hohe Bandbreite
- störresistent in elektromagnetisch stark gestörter Umgebung (elektromagnetische Felder der Elektromagnete, elektromagnetische Störungen durch Schaltverstärker)

Zur berührungslosen Messung der Rotorlage sind allgemein folgende Messprinzipien anwendbar [4]:

- optisch
- magnetisch (Hallsensoren)
- induktiv
- resistiv (Wirbelstromsensoren)
- kapazitiv
- akustisch (Ultraschall)

Die Sensorik muss beim Einsatz unter korrosiven Medien die Änderung der Rotorposition durch ein Spaltrohr messen können, dafür sind von den o. g. folgende Messprinzipien aus den angeführten Gründen nicht nutzbar:

- optisch - Lichtundurchlässigkeit des Spaltrohres
- kapazitiv - elektrische Leitfähigkeit des Spaltrohres
- akustisch - starke Abhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit des Schalls von den Eigenschaften des Fördermediums und des Spaltrohres

Die Sensoren messen auf eine sich drehende Oberfläche. Daher gehen in das Messergebnis neben dem eigentlich zu messenden Abstand die Rundheit und die Oberflächengüte der Messspur ein, die bei der Konstruktion hinreichend genau zu tolerieren und bei der Fertigung zu berücksichtigen sind. Eine schlechte Oberflächengüte verursacht rauschartige Störungen und durch Geometriefehler entstehen Störungen mit der Drehfrequenz oder Vielfachen davon [6, 5]. Daneben gibt es Einflüsse infolge von Materialinhomogenitäten durch Hotspots oder durch Veränderungen in der Gefügestruktur durch die mechanische Bearbeitung oder Materialfehler (electrical runout). Die o. g. Einflüsse werden durch das Messsystem erfasst, im Regler weiterverarbeitet, in entsprechende Stellströme in der Leistungselektronik gewandelt und führen ggf. zur Instabilität der Lageregelung. Aus diesem Grund sind integral messende den punktuell messenden Lagesensoren vorzuziehen. Daneben sind die Einflüsse durch die thermische Ausdehnung bei verschiedenen Arbeitspunkttemperaturen durch ein differentiell messendes Sensorsystem auszugleichen. Dadurch wird gleichzeitig die Kennlinie linearisiert. Zudem sollte der Sensor unempfindlich gegen im rauen Kraftwerksbetrieb auftretende Verschmutzungen, wie bspw. Kohlestaub sein. All diese Forderungen lassen sich durch induktive Sensoren realisieren. Vorteile induktiver Sensoren sind:

- berührungslose Messung, damit verschleißfrei
- unempfindlich gegenüber Umgebungseinflüssen wie Schmutz und Feuchtigkeit
- beim Einsatz unter aggressiven Medien Messung durch ein Spaltrohr möglich
- statorfeste Anordnung mit einfacher Ausrichtung zur magnetischen Mitte

- mechanische Überarbeitung von Rotor und Stator des Magnetlagers und Sensors in einer Aufspannung
- redundante Ausführung der Sensorachsen möglich
- im Elektromaschinenbau übliche Fertigungstechnologie
- integral messendes Verfahren zum Ausgleich von Oberflächenfehlern und Materialinhomogenitäten
- differentiell messendes Verfahren zum Ausgleich der thermischen Ausdehnung und zur Linearisierung der Kennlinie
- einfache Kalibrierung
- einfache Auswertung über Brückenschaltung

Demgegenüber stehen einige Nachteile dieses Messprinzips:

- Blechung von Rotor und Stator des Sensors erforderlich
- zur Verlustminimierung dünnes Hochfrequenzelektroblech notwendig (z. B. NO20)
- Arbeitspunkt liegt im untersten Aussteuerungsbereich der Magnetisierungskennlinie (MKL)
- für die exakte Sensorauslegung sind für den Aussteuerungsbereich und das Frequenzverhalten die Daten der MKL zu beschaffen/ermitteln
- phasenselektive Gleichrichtung für den Richtungsentscheid der Rotorbewegung erforderlich

2.3 Entwicklung eines induktiven Lagesensor

2.3.1 Prinzip der induktiven Lagemessung

Das Messprinzip eines induktiven Aufnehmers beruht auf der Abhängigkeit der Induktivität L einer Spulenanordnung von deren magnetischem Widerstand R_m nach Glg. (1)

$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad (1)$$

mit dem magnetischen Widerstand nach Glg. (2)

$$R_m = \frac{2s_L}{\mu_0 A} + \frac{s_{Fe}}{\mu_0 \mu_r A} \quad (2)$$

Nach Glg. (2) ist der magnetische Widerstand abhängig vom Luftspalt s_L und der relativen Permeabilität des Eisens μ_r bei konstanter Länge s_{Fe} und Querschnittsfläche A des Eisenkreises. Damit berechnet sich die Sensorspuleninduktivität L_{Sens} nach Glg. (3)

$$L_{Sens} = \frac{N^2 \mu_0 A}{2s_L + \frac{s_{Fe}}{\mu_r}} \quad (3)$$

Unter der Voraussetzung, dass μ_r sehr viel größer als die Eisenlänge s_{Fe} ist, verhält sich die Sensorinduktivität umgekehrt proportional zum doppelten Luftspalt.

Die Lage eines magnetgelagerten Rotors variiert innerhalb der Fanglagergrenzen, die kleiner sind als der Nennluftspalt des Magnetlagers. Für die Lagemessung des Rotors werden in einer Lagerachse mindestens zwei gleichdimensionierte Sensorelemente $L1$ und $L2$ diametral angeordnet - vgl. Abb. 1. Damit erhält man einen Differential-Querankeraufnehmer. Die Sensorbahn des Rotors bildet hier den gemeinsamen Anker. Befindet sich der Rotor in der geometrischen Mitte x_0 , so ist dessen Auslenkung Null und die Sensorspulen haben die gleiche Induktivität. Bei einer Auslenkung des Rotors aus der Mittellage um Δx wird der Luftspalt auf der einen Seite vergrößert und auf der anderen Seite entsprechend verringert. Adäquat verändern sich die Induktivitäten $L1$ und $L2$ der gegenüberliegenden Sensorspulen.

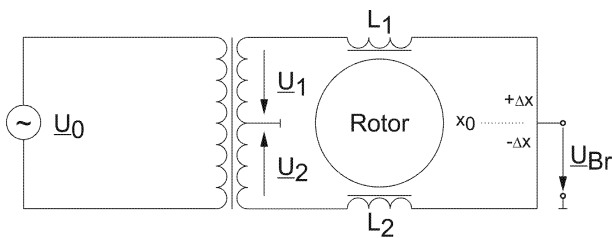


Abb. 1: Prinzipielle Anordnung und Verschaltung der Sensorspulen

Bei Anlegen einer Wechselspannung wirkt eine Spule als komplexe Impedanz \underline{Z} . Diese besteht aus dem Realteil, der sich aus dem ohmschen Widerstand R der Spule ergibt, und dem Imaginärteil jX , der sich aus der Kreisfrequenz ω und der

Induktivität L zusammensetzt:

$$\underline{Z} = R + jX = R + j\omega L = R + j2\pi fL \quad (4)$$

Die Lagesensorspulen werden über einen Transformator mit Mittelanzapfung mit einer sinusförmigen Wechselspannung \underline{U}_0 einer Frequenz f im zweistelligen kHz-Bereich gespeist, sodass der Imaginärteil der Impedanz sehr viel größer als der ohmsche Anteil der Sensorspule ist.

Die auslenkungsabhängigen Impedanzänderungen der gegenüberliegenden Sensorelemente werden in einer Wechselspannungsausschlagmessbrücke gemessen. Diese ist abgeglichen, wenn sich der Rotor in Mittellage befindet. Dabei sind die Impedanzen der gegenüberliegenden Sensorelemente gleich groß und die Brückenausgangsspannung \underline{U}_{Br} gleich Null.

Die treibenden Spannungen in den Brückenzweigen sind:

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_2 \quad (5)$$

D. h. die Spannungen sind vom Betrag gleich, jedoch um 180° phasenverschoben. Eine Lageänderung des Rotors aus der Mittellage x_0 um Δx bewirkt eine Änderung der Brückenspannung infolge der Änderung der Impedanzen in den Brückenzweigen durch die vom Luftspalt abhängigen Induktivitäten. Aus dem Maschensatz folgt:

$$\underline{U}_{Br} = -\underline{U}_2 + \frac{(\underline{U}_2 - \underline{U}_1) \cdot \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} \quad (6)$$

Die Brückenspannung \underline{U}_{Br} ist eine im Betrag entsprechend der Lageänderung proportionale Spannung mit der Frequenz der Speisespannung \underline{U}_0 . Die Phasenlage der Brückenspannung enthält die Information über die positive oder negative Richtung der Auslenkung.

2.3.2 Auswahl geeigneter Werkstoffe

In [1] wurden auf der Basis einer Literatur- und Internetrecherche Werkstoffe für Magnetlageranwendungen im Hochtemperaturbereich eruiert. Dabei wurden neben den Werkstoffen für die

elektrischen und magnetischen Kreise im Magnetlager auch die für deren Funktion maßgeblichen Isolationswerkstoffe einschließlich der Werkstoffe für Spulenkörper berücksichtigt. Anders als beim induktiven Hochtemperatursensor sollten die ferromagnetischen Werkstoffe im Hochtemperaturmagnetlager eine möglichst hohe Sättigungsflussdichte aufweisen, damit bei der Einsatztemperatur im Arbeitspunkt noch eine ausreichende Induktion für die Krafterzeugung zur Verfügung steht. Im Arbeitsbereich des induktiven Sensors beträgt die magnetische Induktion wenige Millitesla. Zum Einen soll der Sensor, der ja vom Aufbau ein kleines Magnetlager darstellt, keine zusätzlichen Kräfte auf den Rotor aufbringen und Verluste erzeugen. Zum Anderen ist zur Erfassung der Induktivitätsänderung Kleinsignalverhalten ausreichend, wodurch außerdem noch eine Linearisierung um den Arbeitspunkt stattfindet.

Ausschlaggebend für die Auswahl der im Prototyp des Hochtemperatursensors zum Einsatz kommenden Werkstoffe waren neben den erreichbaren technisch/technologischen Parametern die Verfügbarkeit am Markt und die Lieferbarkeit auch in entsprechenden Mindermengen. Daher wurden parallel zu den Arbeiten an der Entwicklung des Sensors weiterführende Materialrecherchen durchgeführt. Resultierend daraus werden am Sensor folgende Werkstoffe eingesetzt:

- Wicklungsdraht ISOTAN, Nenndurchmesser 0,3 mm, isolierend oxidierte Ausführung
- Elektroblech NO20-13 mit Elektroblechlack Remisol EB 5308
- Polyimidfolie Flexiso PI FI 16000
- Glasseidenrohschlauch BIS ROH, unbeschichtet
- Sauereisen-Zement Nr. 8

ISOTAN ist eine unmagnetische, oxidations- und korrosionsbeständige Legierung für Heizdrähte mit einer Anwendungstemperatur an Luft bis 600 °C und einem über einen weiten Temperaturbereich von 20 °C bis 500 °C konstanten spezifischen elektrischen Widerstand von $49 \mu\Omega\text{cm}$. Als Spulendraht kommt die oxidiert isolierende Ausführung zum Einsatz. Der Draht

kann weich- bzw. hartgelötet und auch geschweißt werden [7]. Auf Grund der Frequenz der Speisespannung des induktiven Sensors wurde das Elektroblech NO20-13 mit einer Lackisolation Remisol EB 5308 gewählt, die eine Temperaturbeständigkeit bis 300 °C aufweist. Aus Platzgründen werden keine starren Spulenkörper sondern Polyimidfolien als Isolation zwischen dem Blechpaket und den Spulen verwendet. Diese Folie ist ebenfalls bis 300 °C Dauertemperaturbeständig. Die Verbindungen der Spulen untereinander und die ausgeführten Spulenden werden mittels Glasseidenschlauch mit einer maximalen Einsatztemperatur von 450 °C isoliert. Als elektrische Isolation und Schutz der Spulen vor chemischen, thermischen und mechanischen Einflüssen ist Sauereisen-Zement Nr. 8 geeignet. Sauereisen Nr. 8 ist ein nicht korrosiver, chemisch abbindender Zement aus Magnesiumoxid, Zirkonsilikat und Magnesiumphosphat und wird zum Vergießen, Abdichten und Isolieren bspw. von Thermoelementen, Sensoren oder Heizelementen eingesetzt. Die maximale Betriebstemperatur beträgt 1426 °C.

Mit den Werkstoffen dieser handelsüblichen Einzelkomponenten ergibt sich somit eine Dauereinsatztemperatur des gesamten Sensors von 300 °C.

2.3.3 Algorithmus zur Auslegung des Induktiven Lagesensors

Für die Auslegung eines differentiellen Queranerkenners wurde ein Algorithmus entwickelt mit dem es ausgehend von der Rotor- und Statorgeometrie und den hinterlegten Materialdaten möglich ist, die von der radialen Rotorlage abhängige Brückenausgangsspannung in beiden Bewegungsachsen V und W entsprechend Abb. 2 zu berechnen. Für die analytische Berechnung sind nachfolgende Vorgaben erforderlich:

- geometrische Daten von Rotor und Stator (Polanordnung, Innen-, Außen- und Nutdurchmesser, axiale Ausdehnung)
- Spulendaten (Windungszahlen, Material Wickeldraht, spezifischer elektrischer Widerstand, Drahtlänge, Drahtdurchmesser)

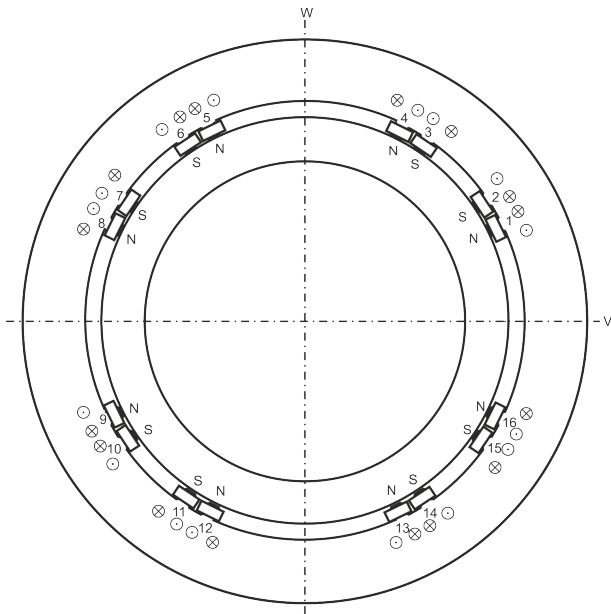


Abb. 2: Radialspulen - Kennzeichnung, Verschaltung, magnetische Polarität

- Materialdaten Blechpakete (Blechsorte, -dicke, Isolierungstyp, Stapelfaktor, Magnetisierungskennlinie)
- Betrag der Brückenspeisespannung und deren Frequenz
- Vektor der Rotorauslenkung (Betrag, Winkel)

Nach der Dateneingabe erfolgt die Berechnung entsprechend der Reihenfolge:

- Berechnung der Polflächen
- Berechnung der Splinefunktion der Magnetisierungskennlinie und Kontrollausgabe
- Bestimmung der lageabhängigen Luftspalte zwischen Rotor und Stator an allen Sensoren
- Ermittlung der Schnittpunkte der MKL mit den Luftspaltgeraden aller Polpaare
- Berechnung der Induktivitäten der Polpaare aus den Flussdichten der Schnittpunkte
- Ermittlung von $Z = R + j\omega L$ für die Wicklungen aller Polpaare und Zusammenfassung zu den Zweigimpedanzen
- iterative Berechnung der luftspaltabhängigen komplexen Zweigströme zur Erfüllung der Maschengleichung
- Berechnung der lageabhängigen Brückenausgangsspannung je Achse

Zur Verifikation des analytischen Modells wur-

den Vergleichsrechnungen mittels FEM durchgeführt. Dazu wurde ein 2D-FEM-Modell des Sensors erstellt und parametrisiert. Vergleichsrechnungen zwischen dem analytischen Modell und dem FEM-Modell ergaben erhebliche Abweichungen bei der Berechnung der Brückenausgangsspannungen. Dabei wurden relative Fehler von bis zu 24 Prozent ermittelt. Die Größe der Fehler ist für den Auslegungsprozess inakzeptabel. Die Fehlerursachen liegen in der Abstraktion des analytischen Modells gegenüber dem die Realität wesentlich besser abbildenden FEM-Modell. Die Einflüsse folgender Einzeleffekte wurden daraufhin näher untersucht:

- Skin-Effekt
- Proximity-Effekt
- Streuflüsse
- Pol- bzw. Luftspaltaufweitung

Ziel dieser Untersuchungen war es, die arbeitspunktabhängigen Einflüsse der Einzeleffekte auf die Brückenausgangsspannung zu analysieren und zur Reduzierung der Fehler in Form von Korrekturfaktoren bzw. -funktionen im analytischen Modell zu berücksichtigen. Die Untersuchungen zeigten, dass sowohl der Skin- als auch der Proximity-Effekt bei der Betriebsfrequenz der Brückenspeisespannung keine bzw. nur marginale Auswirkungen auf die Brückenspannung haben. An den Polen kommt es durch den seitlichen Austritt der Feldlinien am Polzahn zu einer Polaufweitung, d. h. zu einer Vergrößerung der effektiv wirksamen Polflächen, vgl. Abb. 3. Nach Glg. 3 ist die Sensorinduktivität der Polfläche proportional. Demnach erhöht sich durch eine größere Polfläche die Sensorinduktivität und somit die Sensorausgangsspannung. Im Ergebnis liegt eine luftspaltabhängige Korrekturfunktion für die Polfläche $A_{Polkorr}(s)$ vor, die in der analytischen Berechnung berücksichtigt wird. Diese berechnet sich aus der projektierten Polfläche $A_{Polproj}$ entsprechend Glg. 7:

$$A_{Polkorr} = (0,0953s + 1,1178)A_{Polproj} \quad (7)$$

In Abb. 4 sind dafür beispielhaft die Ergebnisse der Berechnung der Brückenausgangsspannung U_V der V-Achse mit und ohne Korrekturfunktion im Vergleich zur FEM-Berechnung für die

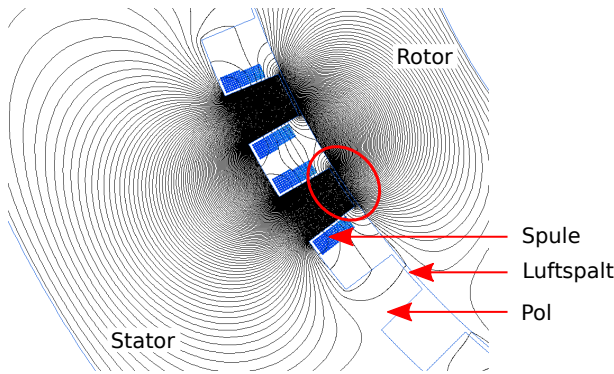


Abb. 3: Magnetfeld an einem Sensorpolpaar mit Streufluss und Polaufweitung

Auslenkung des Rotors in der Achse der Polpaare 1/2 und 9/10 nach Abb. 2 dargestellt. Die relativen Fehler konnten hierbei von 15 % auf ca. 1 % reduziert werden. Die Empfindlichkeit

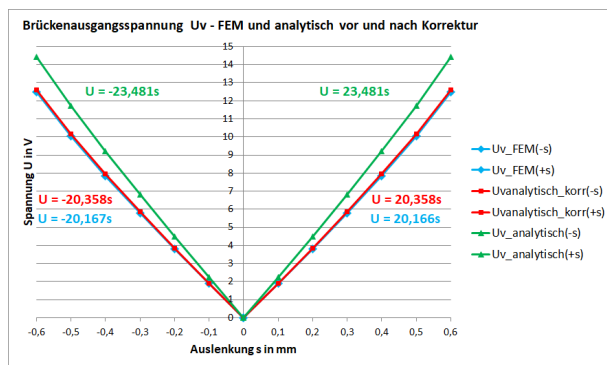


Abb. 4: Brückenausgangsspannung U_v vor/nach der Korrektur

des Sensors ergibt sich zu ca.

$$|E_{radial}| = 20 \text{ mV}/\mu\text{m}. \quad (8)$$

2.3.4 Erweiterung des Sensors um die axiale Lagemessung

Der vorgestellte Radialsensor wurde um die Möglichkeit der axialen Lagemessung erweitert. Dazu wird die Abhängigkeit der Induktivität von der Eisenquerschnittsfläche des Magnetkreises gemäß Glg. 3 nach dem Prinzip des Differential-Tauchankeraufnehmers ausgenutzt. Der Rotor wird mittig zwischen zwei axialen Sensorspulen angeordnet, sodass der Rotor bspw. jeweils die Hälfte der Eisenquerschnittsfläche überdeckt, wie Abb. 5 zeigt. Eine axiale Auslenkung des Rotors um Δz führt demnach zu einer Verkleinerung der wirksamen Eisenfläche

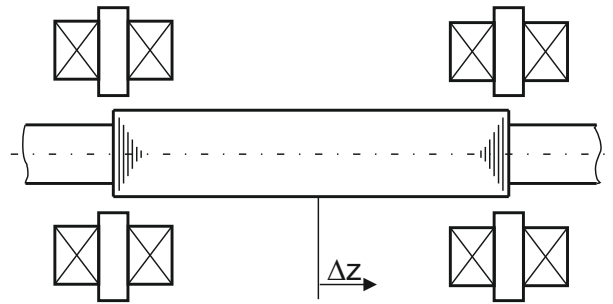


Abb. 5: Axiallagesensor nach dem Differential-Tauchankerprinzip

auf der linken und zu einer entsprechenden Vergrößerung der Eisenfläche auf der rechten Seite. Gleichzeitig auftretende Auslenkungen des Rotors in radialer Richtung werden durch eine Reihenschaltung der Sensorspulen auf jeder Seite des Rotors erfasst, diese werden aber im Differenzsignal nicht wirksam, da sie auf beiden Seiten des Rotors den gleichen Betrag haben.

In Abb. 6 ist der Sensorstator für beide Messsysteme dargestellt. In diesen sind drei Blechpakete eingebracht, zwischen denen Abstandsbleche angeordnet sind. Die Abstandsbleche dienen der magnetischen Trennung der unterschiedlichen Magnetkreise und sind aus paramagnetischem Material. In der Mitte befindet sich der radiale Sensor mit den Polen und Wicklungen. Die beiden äußeren Blechpakete sind identisch und tragen die Spulen des Axiallagesensors entsprechend der Anordnung nach Abb. 7. Eine

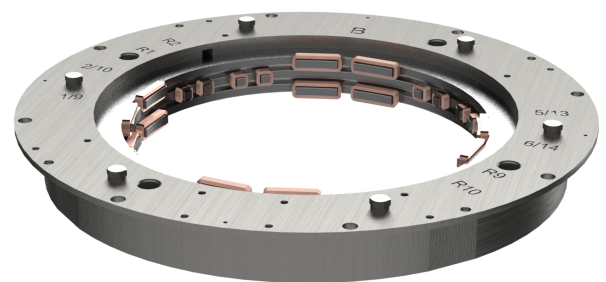


Abb. 6: Sensorstator zur kombinierten Messung der axialen und radialen Rotorauslenkung

Modellierung des Axialsensors ist mit 2D-FEM-Programmen nicht mehr möglich. Daher erfolgte die Modellierung und Berechnung des Sensors in 3D. Abb. 8 zeigt die berechneten Brückenausgangsspannungen U_z des Axialsensors für eine

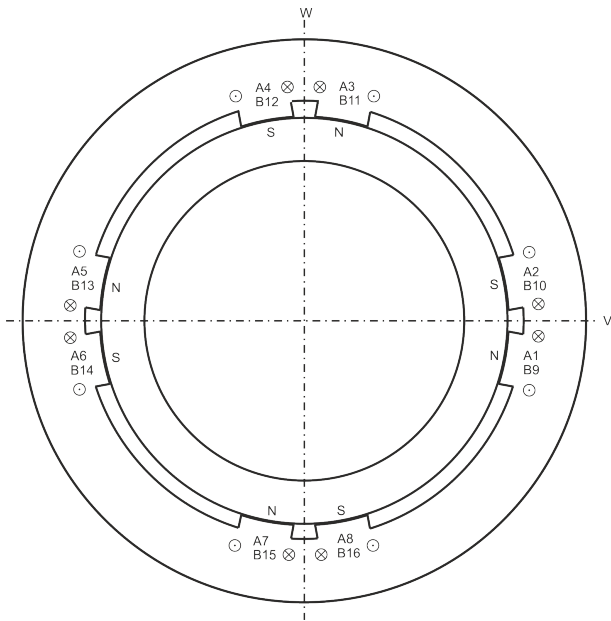


Abb. 7: Blechschnitt der axialen Sensorringe und Verschaltung der Sensorspulen

axiale Auslenkung des Rotors im Bereich von $\pm 0,3$ mm. Die Empfindlichkeit beträgt demnach ca.

$$|E_{axial}| = 4,8 \text{ mV}/\mu\text{m} \quad (9)$$

und somit rund ein Viertel der Empfindlichkeit des Radialsensors. Diese kann funktionsbedingt durch eine Vergrößerung der Polflächen erhöht werden.

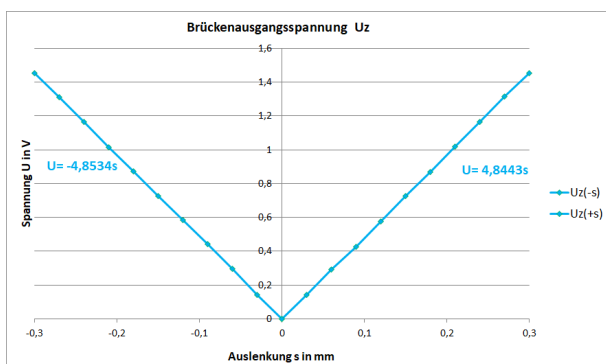


Abb. 8: Brückenausgangsspannung des Axialsensors bei einer Auslenkung zwischen $\pm 0,3$ mm

2.3.5 Fertigung und Vorbereitung der Inbetriebnahme

Im Ergebnis der Auslegungsrechnungen des kombinierten Axial-/Radialsensors auf Basis der vorausgegangenen Werkstoffauswahl für die

Sensorkomponenten lagen die geometrischen Abmaße und die elektrischen/magnetischen Daten für die Konstruktion des Sensors vor. Zusätzliche Restriktionen für die Anschlusskonstruktion ergaben sich aus den geometrischen und konstruktiven Gegebenheiten am B-seitigen Wellenende und dem Notfanglager des Versuchstandes MFLP, an dem der Sensor praktisch getestet und untersucht werden soll. Auf dieser Grundlage erfolgte die Erstellung der Fertigungs- und Prüfunterlagen, die Ausschreibung und die Beauftragung der Fertigung der Sensorbauteile.

Nach der Fertigung und Lieferung der Sensorkomponenten erfolgte deren Montage. Rotorseitig wurde das Blechpaket einschließlich der Deckbleche mit einem thermischen Schrumpfsitz auf dem Blechpakethalter befestigt, der seinerseits über einen Zentrierflansch am Wellenende montiert wird. Gegen axiale Verschiebung ist das Blechpaket mit einem Halteblech am Blechpakethalter verschraubt und damit gesichert. Statorseitig wurden die einzelnen radialen und axialen Sensorspulen auf die Pole der Blechpakete aufgesteckt, die Verbindungsdrähte zwischen den Spulen verschweißt und die Anschlussdrähte über den Blechpaketrück nach außen geführt. Das komplette Blechpaket wurde danach mit einem thermischen Schrumpfsitz in das Statorgehäuse eingesetzt und über einen Gehäusedeckel verspannt und gesichert. Abb. 9 zeigt den zusammengebauten Sensorstator mit den Sensorspulen. Nach der Komplettierung von Sensorrotor und

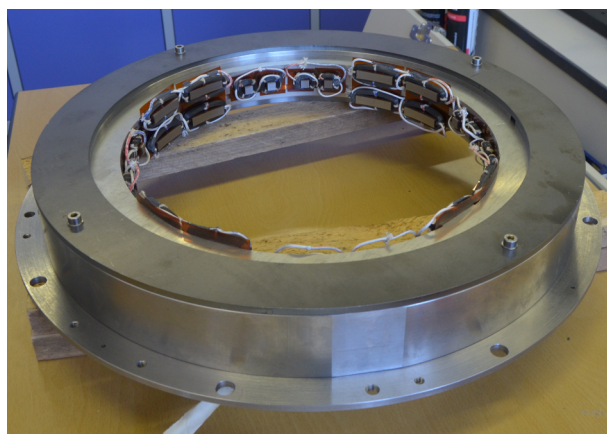


Abb. 9: Sensorstator nach dem Zusammenbau
-stator wurde der Sensor auf eine eigenentwickel-

te und gebaute Kalibriervorrichtung gespannt. Diese besteht aus einer starren Aufspannung für den Sensorstator und einer beweglichen Aufnahme des Rotorteiles. Die Aufnahme des Rotorteiles wurde auf einem XY-Messtisch und einem Höhenverstelltisch montiert. Über Feingewindespindeln mit Skalenteilung von $5\ \mu\text{m}$ bzw. $10\ \mu\text{m}$ ist eine Verschiebung des Rotors in allen drei Achsen x, y, z möglich. Als Referenzmesssystem wurden in allen Achsen Wirbelstromsensoren installiert. Diese messen auf einen Referenzmesskörper in Form eines Quaders aus 42CrMo4. Eine computergestützte Messwerterfassung gestattet die Messung und zeitsynchrone Aufzeichnung der Brückenausgangsspannungen und der Signale des Referenzmesssystems. Damit können nach Fertigstellung und Inbetriebnahme der Sensorelektronik (Abschnitt 3.3.2) die Sensor Kennlinien ermittelt und der Sensor kalibriert werden. In Abb. 10 ist der Sensor auf der Kali-

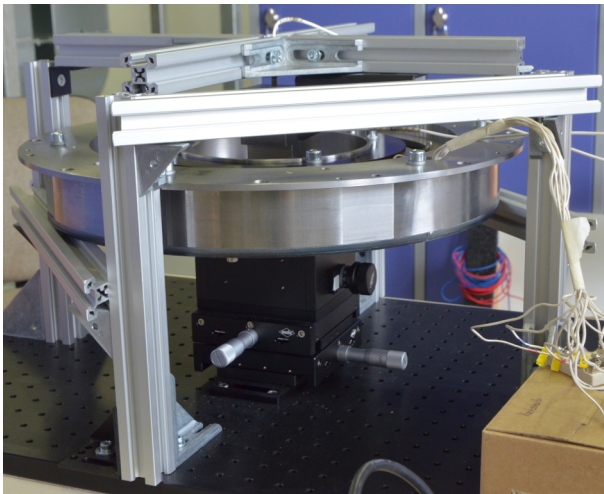


Abb. 10: Sensor auf der Kalibriervorrichtung

briervorrichtung dargestellt.

Nach erfolgreicher Inbetriebnahme und Kalibrierung des Sensors ist geplant, diesen am Versuchsstand MFLP zu montieren und unter praxisnahen Bedingungen zu testen. Im Vorfeld erfolgt der Verguss des Sensorstators mit Sauereisen-Zement. Das dient der mechanischen Fixierung und dem Schutz der Spulenwicklungen.

3 Sensorelektronik

3.1 Messprinzip

Der Einsatz des induktiven Sensors erfordert eine geeignete Elektronik. Diese übernimmt die Speisung der jeweiligen Halbbrücke der drei Bewegungsachsen x, y, z mit einem harmonischen Signal (differentielle Ausgangsspannung $\pm 15\ \text{V}$; Signalfrequenz $17,5\ \text{kHz}$; sinusförmig). An den Mittelanzapfungen der Halbbrücken werden die harmonischen Brückenausgangssignale abgegriffen und als lageabhängige Messsignale über phasenselektive Gleichrichter aufbereitet.

Zur Abschätzung der Leistungsfähigkeit der Endstufe wurden folgende elektrische Parameter der Messhalbbrücken für die radiale Mittellage ermittelt:

- Induktivität von $13,6\ \text{mH}$
- ohmscher Widerstand der Wicklungen von ca. $200\ \Omega$

Daraus resultiert ein durch die Endstufen zu treibender Strom von max. $50\ \text{mA}$.

3.2 Schaltungsentwurf

Für den Axial- und Radialsensor werden baugleiche Baugruppen eingesetzt. Die Schaltungsentwicklung wurde konservativ und unter Berücksichtigung bekannter Grundsaltungen durchgeführt.

Abb. 11 zeigt die konzeptionelle Baugruppe als Zusammenschaltung von drei Modulen und ihre Anbindung an die Wechselspannungsmessbrücke.

Dem Konzept liegt grundsätzlich eine NF-Verstärkerschaltung zugrunde, wie sie auch in Audioanwendungen eingesetzt wird. Die Forderung nach einer leistungsfähigen und verzerrungsarmen Brückenspeisung führte zur Auswahl einer vorkonfektionierten Audio-Endstufe mit Darlingtons-Transistor.

Oszillator – Der Oszillator funktioniert nach dem Wien-Robinson-Prinzip. Schaltungsdemonstratoren müssen oft in weiten Bereichen einstellbar und abstimmbare sein. Der Wien-Robinson-Oszillator ist ein Schwingkreis, der

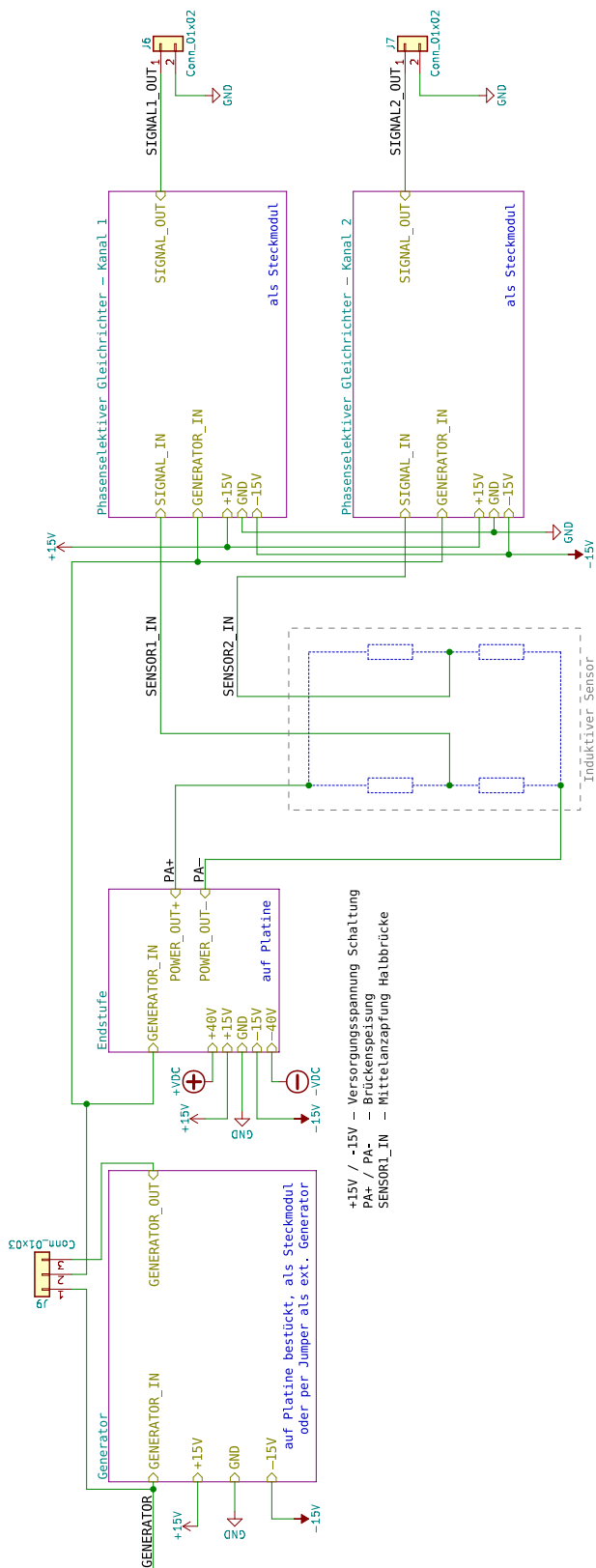


Abb. 11: Blockschaltbild der Sensorelektronik

mit zwei RC-Schaltungen (Hoch-/Tiefpass) vergleichsweise einfach aufgebaut und dennoch in einem weiten Frequenzbereich stabil trimmbar ist. Er kommt ohne induktive Bauelemente aus. Der Oszillator speist die nachgeschalteten NF-Verstärkermodule sinusförmig mit einer Frequenz von 17,5 kHz. Durch die Anpassung der parasitären Beschaltung kann die Oszillatorfrequenz in einem weiten Bereich eingestellt werden.

Abb. 12 zeigt das Oszillatormodul.

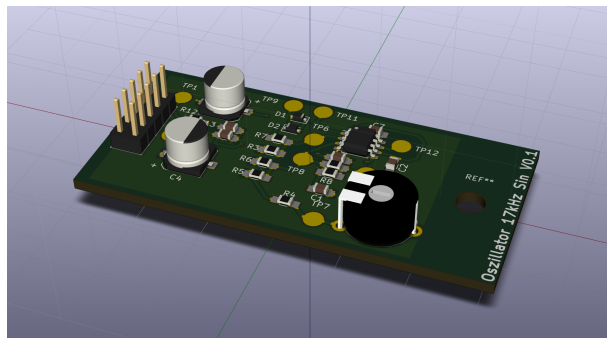


Abb. 12: Konstruktion des Oszillatormoduls

Differentieller NF-Verstärker – Es werden pro Baugruppe zwei Endstufen differentiell miteinander verschaltet. Sie speisen die Wechselspannungsmessbrücke mit einer Spannung von $\pm 15V$.

Abb. 13 zeigt das NF-Verstärkermodul.

Phasenselektiver Gleichrichter – Der phasenselektive Gleichrichter erhält vom Oszillator ein Referenzsignal. Damit ist dem Gleichrichtermodul die Phasenlage des Oszillatorsignals bekannt. Weiterhin wird der Gleichrichter mit einem harmonischen Signal (Mittelanzapfung einer Halbbrücke des induktiven Sensors) gespeist. Dieses Messsignal weist eine luftspaltabhängige Amplitude und Phasenlage auf.

Der phasenselektive Gleichrichter ist ein Zweiweggleichrichter. Aus der relativen Phasenlage des Messsignals zum Referenzsignal wird ein Schalter (MOSFET) gesteuert. Dieser kommutiert bei Phasengleichlage die negative Halbwelle in die positive Ebene. Bei einer Phasenverschiebung von 180° zwischen Referenz- und

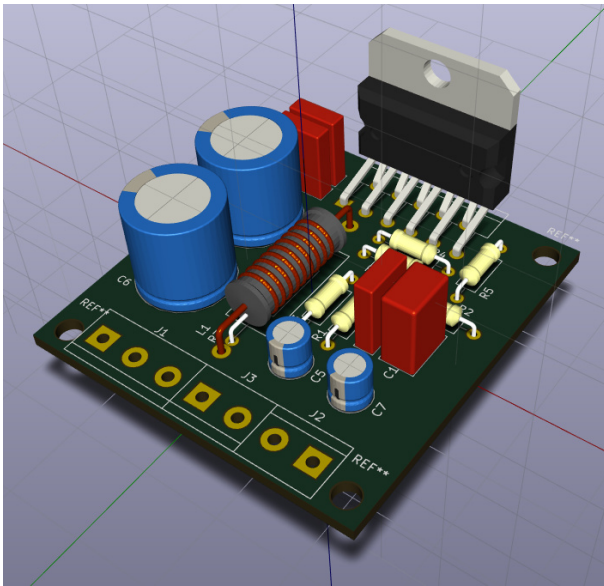


Abb. 13: Konstruktion des Verstärkermoduls

Messsignal wird die positive Halbwellen in die negative Ebene kommutiert. Im Ergebnis wird so die positive oder negative Auslenkung des Rotors als positiver oder negativer Effektiv- bzw. Gleichrichtwert im Sensorsignal durch ein positives/negatives Vorzeichen abgebildet. Die Amplitude ist das Maß für den Grad der Auslenkung.

Abb. 14 zeigt das Gleichrichtermodul.

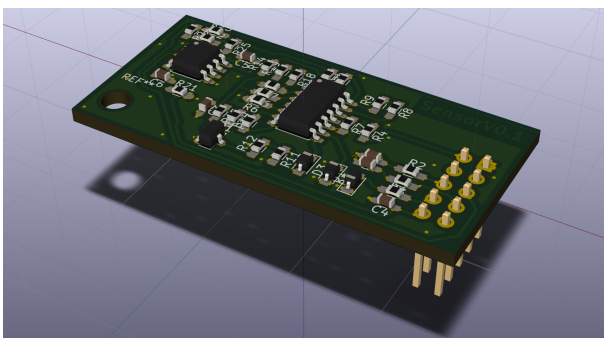


Abb. 14: Konstruktion des Gleichrichtermoduls

Die Komponenten werden auf eine Trägerplatine (Abb. 15) adaptiert.

Es wurde eine entsprechende Elektronik konzipiert und gefertigt. Parallel dazu wurde ein Gehäuse auf den Einsatz der Elektronik vorbereitet.

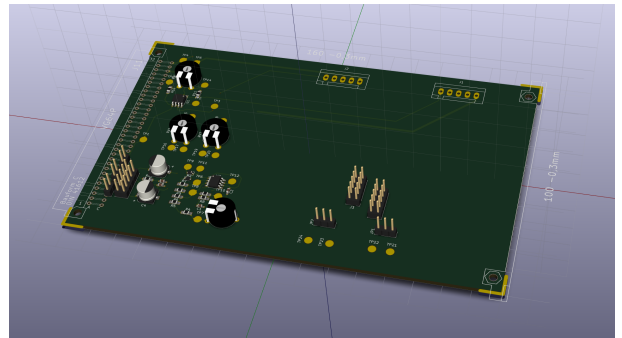


Abb. 15: Konstruktion der Trägerplatine

3.3 Inbetriebnahme

3.3.1 Vorinbetriebnahme der Elektronik

Die einzelnen Module wurden zunächst im Labor separat auf ihre Funktion geprüft und schrittweise in Betrieb genommen. Konstruktions- bzw. Bestückungsfehler wurden behoben. Es musste auch eine Pegelanpassung zwischen dem Vorverstärker und den Endstufen vorgenommen werden. Die Gesamtschaltung konnte erfolgreich vorab in Betrieb genommen werden.

Abb. 16 zeigt eine vollständig bestückte Platine mit den Schaltungsmodule.

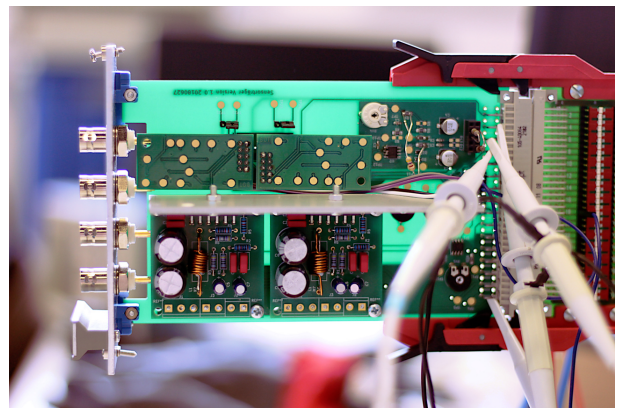


Abb. 16: Vollständig aufgebaute Sensorelektronik

Die Schaltung ist für eine Brückenspeisespannung von maximal $\pm 40\text{ V}$ ausgelegt. Damit wird auch bei längeren Kabelwegen noch ein ausreichend großer Signal-Rausch-Abstand gewährleistet. Für Funktionstests der Sensorelektronik am Sensorelement wurde die Speisespannung vorübergehend auf $\pm 15\text{ V}$ reduziert.

3.3.2 Inbetriebnahme des Sensorsystems

Im nächsten Schritt wurde die Elektronik mit dem induktiven Sensorelement zusammengesetzt. Zu diesem Zweck wurde der Sensorring in die Kalibriereinrichtung eingespannt (Abschnitt 2.3.5) und das Rotorblechpaket in den Luftspaltgrenzen axial bzw. radial linear verfahren.

Die Kalibriereinrichtung ist mit einem diversitären Lagemesssystem ausgerüstet. Hierbei werden Wirbelstromsensoren eingesetzt. Im Rahmen von Validierungsuntersuchungen werden diese Lageinformationen als Referenz genutzt.

Abb. 17 zeigt den Testaufbau mit der Kalibriereinrichtung im Vordergrund. Im Hintergrund sind die Sensorelektronik, Spannungsquellen und der Oszillograph erkennbar.

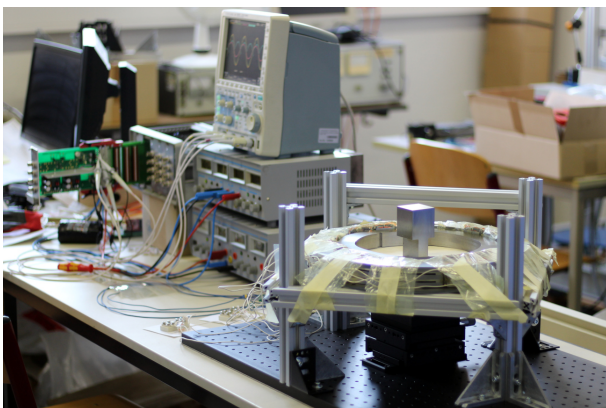


Abb. 17: Testaufbau mit der Kalibriereinrichtung

Abb. 18 zeigt beispielhaft das Oszillogramm einer Messfahrt entlang einer radialen Achse.

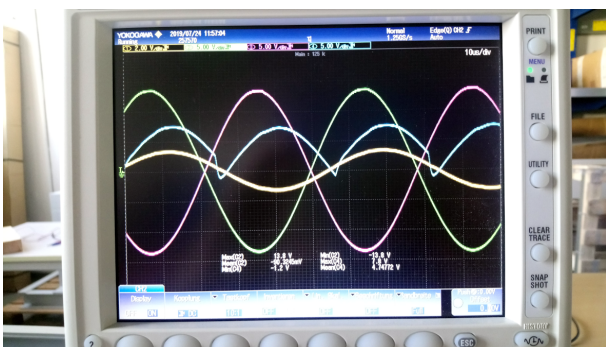


Abb. 18: Messung an der Lagesensorik

Es wurden die Spannungsverläufe der Brückenspeisung (magenta, grün), des Messsignals an der Mittelanzapfung der Halbbrücke (gelb) und das Messsignal nach der phasenselektiven Gleichrichtung (blau) messtechnisch erfasst.

Die Brückenspeisungen und das Messsignal an der Mittelanzapfung zeigen erwartungsgemäß harmonisches Verhalten mit 17,5 kHz. Der Rotor wurde definitionsgemäß positiv aus seiner Neutrallage ausgelenkt. Der phasenselektive Gleichrichter kommutiert die negativen Halbwellen in die positive Ebene. Das Oszillogramm zeigt eine pulsierende Gleichspannung mit positivem Vorzeichen. Der Betrag änderte sich erwartungsgemäß mit dem Grad der Auslenkung.

Das gleichgerichtete Messsignal zeigt Verzerrungen. Ursächlich dafür ist der MOSFET mit seinen Schalteigenschaften (kapazitives Verhalten zwischen Gate und Source) im phasenselektiven Gleichrichter. Sie verursachen deutliche Gruppenlaufzeiten.

3.4 Fazit

Der Funktionsnachweis wurde am induktiven Sensorsystem erfolgreich geführt. Das qualitative Signalverhalten und insbesondere die Schaltungsfunktionen stellten sich erwartungsgemäß an sämtlichen Testpunkten ein und sind damit plausibel. Die Validierung der Messergebnisse, d. h. der Vergleich mit den Simulationsergebnissen (Abschnitte 2.3.3 und 2.3.4) wird als nächstes Einzelziel verfolgt. Dazu sind weitere Experimente auch unter Berücksichtigung von Referenzlageinformationen notwendig.

Der diskrete Schaltungsaufbau des Demonstrators unterstützte das Verständnis für die Funktionsweise der Module. Die Inbetriebnahme der Elektronik zeigte damit aber auch Schwächen bzw. Fehler im Schaltungsdesign und der -konstruktion. In diesem Zusammenhang ist ein Redesign des Schaltungslayouts geplant. Ziel ist hier, die induktive Lagesensorik zu integrieren, digitalisieren und mit geeigneten Algorithmen

für den Einsatz nach Industrie 4.0 zu ertüchtigen.

4 Zusammenfassung

Es wird das Ziel verfolgt, ein langzeitstabiles und zuverlässiges Lagesensorsystem für aktiv magnetgelagerte Rotoren in Turbomaschinen für den Einsatz bei hohen Temperaturen zu entwickeln.

Mit handelsüblichen Materialien (ISOTAN-Wicklungsdraht, NO20-13-Elektroblech usw.) und standardisierten Fertigungsverfahren wurde ein Sensorelement ausgelegt, konstruiert und gefertigt. Dieses soll bis zu 300 °C temperaturstabil betrieben werden können.

Die dazu notwendige Messelektronik wurde unter Anwendung bekannter Grundschaltungen (Oszillator, NF-Verstärker, phasenselektiver Gleichrichter) konstruiert und ein Demonstrator gefertigt.

Es wurden erste Funktionstests im Rahmen der Inbetriebnahme durchgeführt. Die Experimente unter Normalbedingungen zeigen ein plausibles Verhalten der funktionalen Zusammenhänge zwischen der Luftspaltänderung und den elektrischen Parametern. Positive und negative Auslenkungen des Rotors werden im Sensorsignal vorzeichenrichtig abgebildet, ebenso der Auslenkungsgrad.

Ausblick

Die Funktionen und Eigenschaften des Sensorsystems müssen verifiziert werden. Dazu ist das Messsystem zu kalibrieren. Die experimentell ermittelten statischen Kennlinien der radialen und axialen Sensorik werden mit den Auslegungsergebnissen verglichen.

Nach Abschluss der Untersuchungen bezüglich der elektrischen und magnetischen Parameter muss das Sensorelement mit dem Sauereisen-Zement vergossen werden. Anschließend sind Experimente zur Verifikation des Temperaturverhaltens (z. B. Drift des ohmschen Wicklungswiderstandes) und der Temperaturbeständigkeit bis 300 °C durchzuführen. Dazu wird der vergossene Sensor innerhalb von Langzeittests

in einem Laborofen thermisch definiert belastet.

Abschließend sind experimentelle Untersuchungen zur Dynamik des Sensorsystems geplant. Dazu wird das Sensorelement am Rotor des Magnet- und Fanglagerprüfstandes MFLP montiert und bei Drehzahl getestet.

Parallel dazu ist ein Redesign der Sensorelektronik geplant.

Mit Abschluss der experimentellen Arbeiten soll ein qualifiziertes Hochtemperatur-Sensorsystem für den Einsatz in aktiven Magnetlagerungen zur Verfügung stehen.

References

- [1] Rottenbach T.; Vanek, C. ; Worlitz, F.: Auswirkungen hoher Temperaturen auf die Auslegung und Gestaltung aktiver Magnetlager. In: *Proceedings 11. Workshop Magnetlagertechnik Zittau-Chemnitz*. Chemnitz, Sep. 2017
- [2] Oburger, Wilhelm: *Isolierstoffe der Elektrotechnik*. Springer-Verlag Wien GmbH, 1957
- [3] Fischer, Rolf: *Elektrische Maschinen*. Carl Hanser Verlag München, 2017
- [4] Gempp, T: *Mechatronik eine lagerlosen Spaltrohrpumpe*. Diss. ETH Zürich, 1997
- [5] Schweitzer, Gerhard ; Maslen, Eric H.: *Magnetic Bearings - Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009
- [6] Schweitzer, G. ; Traxler, A. ; Bleuler, H.: *Magnetlager - Grundlagen, Eigenschaften und Anwendung berührungsfreier, elektromagnetischer Lager*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1993
- [7] Isabellenhütte Heusler GmbH & Co. KG (Hrsg.): *Datenblatt ISOTAN*. 2014

Variable rotor unbalance damped via Active Magnetic Bearing

A.K.Pilat, B. Sikora

AGH University of Science and Technology

Faculty of Electrical Engineering, Automatics, Computer Science and Biomedical Engineering

Department of Automatic Control and Robotics

Mickiewicza 30, Ave

30-059 Krakow, Poland

Tel.: +48 12 6173484, Fax: +48 12 6341568

Email: ap@agh.edu.pl, bsikora@agh.edu.pl

1 Experimental investigation

The levitated rotor is under external disturbances with unknown distribution. This short report presents the variable load in a form of the sliding ball attached to the rotor via spring. The simple control action based on PD controller and variable bias is used to observe consequences of modified stiffness and damping properties of the AMB. In control scenario B (Sc.B) the bias was increased compare to control scenario A (Sc.A), in which other controller parameters remain at the same values. The 8 pole, heteropolar radial magnetic bearing with two proximity probes was used to analyze rotor motion in the bearing plane. The motion of the ball was recognized by the video camera collecting the images at 200fps. The laboratory test rig was steered by the MATLAB/Simulink in real-time mode with sampling frequency of 2kHz. The experiment was realized

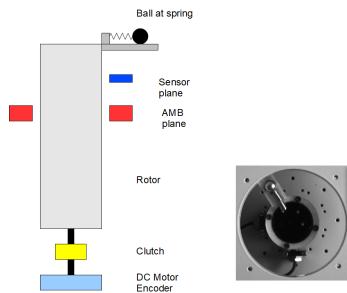


Fig. 1: Laboratory test-rig: Schematic diagram and the top view image recored by the video camera.

at rotations: $\omega_1 = 172$, $\omega_2 = 262$, and $\omega_3 = 308$ rpm. At the ω_3 the ball was bonucing the safety ring. Moment of inertia added by the relocated ball increased 15% and 25% for ω_2 , and ω_3 refer

to ω_1 respectively. It is observed, that the controller minimizes the unbalanced rotor displacement and reduces the cost of control in particular scenarios. The experimental results are presented in a form of rotor orbits.

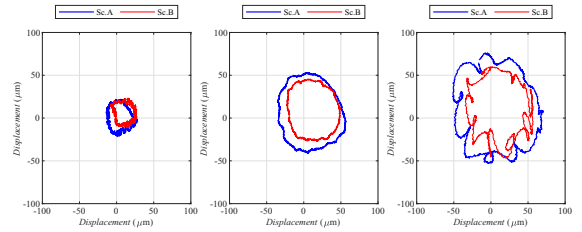


Fig. 2: Rotor displacement for a single rotation at ω_1 , ω_2 , ω_3 for two control scenarios.

Tab. 1: Rotor p-p displacements (μm)

ω	X Sc.A	Y Sc.A	X Sc.B	Y Sc.B
ω_1	41.7525	43.2539	35.8406	34.9206
ω_2	92.3727	94.4443	72.0507	73.0158
ω_3	121.9320	128.9681	91.6337	106.7459

Tab. 2: Cost - u^2

ω	Scenario A	Scenario B
ω_1	1.2757	0.5644
ω_2	1.5721	0.7748
ω_3	2.3778	2.0680

Remarks

Even a such control based on bias modification allowed to minimize rotor unbalance. Although, to increase efficiency, a much more complex control system is required. According to the latest decision (2019) of Ministry of Science and Higher Education, the complete report from this research will be submitted to qualified conference or journal.

STABILISIERUNG MAGNETISCH GELAGERTER ROTOREN MIT GROSSEM GYROSKOPISCHEN EFFEKT

M. Hutterer, D. Wimmer, M. Schrödl

Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

TU Wien

Gußhausstraße 25

1040 Wien, Austria

Tel.: +4358801370237

Email: markus.hutterer@tuwien.ac.at

Kurzfassung

Dieser Beitrag stellt Regelungsstrategien magnetisch gelagerter Rotoren mit großem gyroskopischen Effekt vor. Es werden zwei unterschiedliche Verfahren zur Stabilisierung entwickelt. Die erste Methode basiert auf der inversen Dynamik des Systems und verwendet einen Kalmanfilter zur Schätzung der Zustände. Die zweite Methode erweitert eine diagonale PID-Regelung mit zusätzlichen Pfaden zur Stabilisierung der Nutation- und der Präzessionsbewegungen (NP-Regelung). Bei der Regelung mit Hilfe der inversen Dynamik werden die Effekte von verkoppelten Steifigkeiten analysiert, welche die Basis für die NP-Regelung legen. Beide Strategien werden durch experimentelle Ergebnisse verifiziert.

1 Einleitung

Steigende Rotordrehzahlen und größer werdende Rotoren ergeben immer anspruchsvollere Herausforderungen an die Regelung aktiver Magnetlager (engl. Active Magnetic Bearing, AMB). Im Gegensatz zu einer passiven Stabilisierung sind aktive Magnetlager ohne Rückkopplung instabile Systeme. Die Regelung solcher Systeme benötigt abhängig von der Rotorgeometrie und dem Einsatzzweck eine mehr oder weniger komplexe Regelung. Die Anforderung an die Robustheit solcher Systeme überwiegt in vielen Anwendungen den Forderungen des dynamischen Führungsverhaltens. Um diese Robustheitseigenschaften zu standardisieren, wurde die ISO 14839-3 eingeführt. Diese Norm gibt dem Regelkreis ein klar definiertes Maximum der Sensitivitätsfunktionen. Rotoren mit großem gyroskopischen Effekt zeichnen sich durch ein stark drehzahlabhängiges Verhalten aus. Die Stabilisierung und die Erfüllung der Robustheitseigenschaften sind daher mit linearen und zeitunabhängigen (engl.

Linear Time-Invariant, LTI) Reglern nur schwer zu erfüllen. Aus diesem Grund werden in dieser Publikation zwei Regelungsstrategien zur Stabilisierung und zur Erfüllung der Robustheitsanforderungen vorgestellt.

Die einfachste und intuitivste Art der Regelung von AMBs stellt die sogenannte dezentrale Regelung dar [1], wobei jeder Sensor auf dem im zugehörigen Aktor rückgekoppelt wird. Aus dieser einfachen Rückkopplung resultieren oftmals unerwünschte Kopplungsterme der translatorischen und der rotatorischen Bewegungen. Eine Erweiterung wird durch die sogenannte entkoppelte Regelung in [2] beschrieben. Hierbei wird durch die Einführung von einer Ein- und einer Ausgangstransformation die translatorische von der rotatorischen Bewegung entkoppelt. Durch diese Entkopplung wird die Reglerauslegung zwar vereinfacht, die drehzahlabhängige Kopplung der beiden rotatorischen Bewegungen aufgrund des gyroskopischen Effektes bleibt jedoch weiterhin bestehen. Um dieses Problem zu lösen wurden in [3] und [4] eine teilweise Kompensation des gyroskopischen Effektes vorgeschlagen.

Zu Beginn dieser Publikation wird die entkoppelte Regelung nach [4] näher untersucht. Es wird sich zeigen, dass es zu Problemen im Falle eines Fanglagerkontaktes kommen kann.

Aus diesem Grund wird im zweiten Teil ein anderer Ansatz verfolgt, wobei der gyroskopische Effekt nicht kompensiert wird, sondern der drehzahlabhängige Term zugunsten des Systemverhaltens ausgenutzt wird.

2 Stabilisierung mittels inverser Dynamik

Ziel dieser Art der Regelung ist die Entkopplung und die Kompensation der drehzahlabhängigen Terme der Systemgleichung.

Die Systemgleichung der radialen Bewegung eines magnetisch stabilisierten starren Rotors kann nach [2] wie folgt angegeben werden.

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{G}(\omega)\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{BK}_s\mathbf{B}^T\mathbf{x} = \mathbf{BK}_i\mathbf{i} \quad (1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}$$

Mit der Massenmatrix \mathbf{M} , der Matrix des gyrokopischen Effekts $\mathbf{G}(\omega)$, der Eingangstransformation \mathbf{B} , der Ausgangstransformation \mathbf{C} , dem Stromvektor \mathbf{i} und den Freiheitsgraden des starren Rotors \mathbf{x} .

Um die translatorischen und die rotatorischen Bewegungen näherungsweise zu entkoppeln, wird eine Eingangstransformation \mathbf{T}_{in} und eine Ausgangstransformation \mathbf{T}_{out} mit

$$\mathbf{T}_{in} = \mathbf{C}^{-1} \quad \mathbf{T}_{out} = (\mathbf{BK}_i)^{-1} \quad (2)$$

eingeführt. Durch diese Art der statischen Entkopplung wird zwar die rotatorische von der translatorischen Bewegung näherungsweise entkoppelt, die drehzahlvariante Kopplung der rotatorischen Freiheitsgrade bleibt jedoch bestehen. Abb. 1 zeigt in diesem Zusammenhang eine mögliche Destabilisierung des Rotors für hohe Drehzahlen. Für das beispielhafte System wäre die Stabilitätsgrenze bei etwa 12000 U/min erreicht.

Der Grund für diese Destabilisierung liegt in der limitierten Bandbreite der Regelung und der steigenden Eigenfrequenz der Nutationsmode (mit der Drehzahl steigende konische Mode). Eine mögliche Lösung wäre die Nutzung der inversen Dynamik des Systems um den drehzahlabhängigen Term $\mathbf{G}(\omega)$ zu kompensieren. Mit dem Regelgesetz

$$\mathbf{i} = \mathbf{T}_{out}(\mathbf{G}(\omega)\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{BK}_s\mathbf{B}^T\mathbf{x} + \mathbf{v}) \quad (3)$$

mit dem virtuellen Eingang \mathbf{v} ist das Gesamtsystem gegeben durch

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} = \mathbf{v} \quad (4)$$

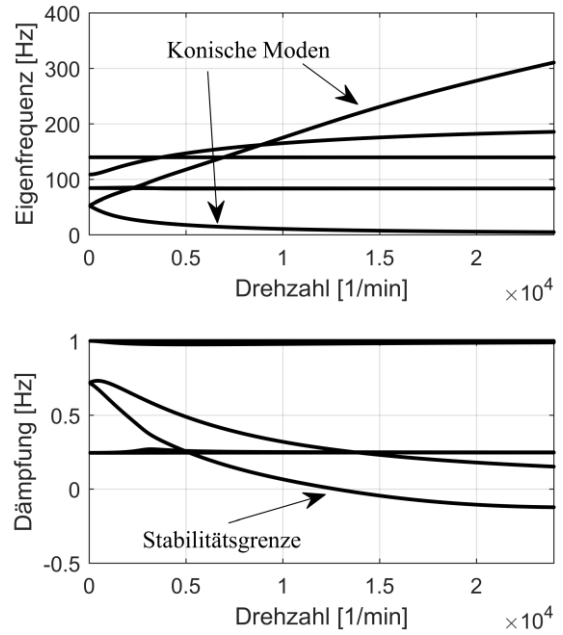


Abb. 1 Destabilisierung des nicht kompensierten Systems

Diese vollständige Entkopplung besitzt jedoch laut [5] schlechte Robustheitseigenschaften. Daher ist es vorteilhaft, durch Erweiterung von Gleichung (3) um den skalaren Faktor c_g

$$\mathbf{i} = \mathbf{T}_{out}(c_g\mathbf{G}(\omega)\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{BK}_s\mathbf{B}^T\mathbf{x} + \mathbf{v}) \quad (5)$$

nur einen Teil von $\mathbf{G}(\omega)$ zu kompensieren. Für die meisten Magnetlageranwendungen ist eine explizite Messung der nötigen Rotorgeschwindigkeiten $\dot{\mathbf{x}}$ nicht wirtschaftlich darstellbar. Daher wird ein Kalmanfilter zur Schätzung dieser Geschwindigkeiten eingesetzt. Um Rechenzeit einzusparen, kann die Tatsache ausgenutzt werden, dass zur Kompensation des gyrokopischen Effekts nur rotatorische Geschwindigkeiten nötig sind. Wird das Kalmanfilter, wie in Abb. 2 gezeigt, für das entkoppelte System entwickelt, so kann auch das Kalmanfilter in einen rotatorischen und einen translatorischen Anteil aufgespalten werden.

Der Kalmanfilter der translatorischen Bewegungen wird anschließend bei der Implementierung nicht berücksichtigt. Abb. 3 zeigt simulierte Transferfunktionen der Ausgangssensitivität der rotatorischen Bewegungen.

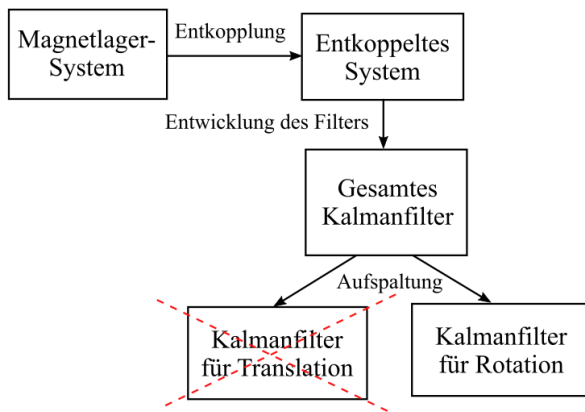


Abb. 2 Entkopplung des Kalmanfilters

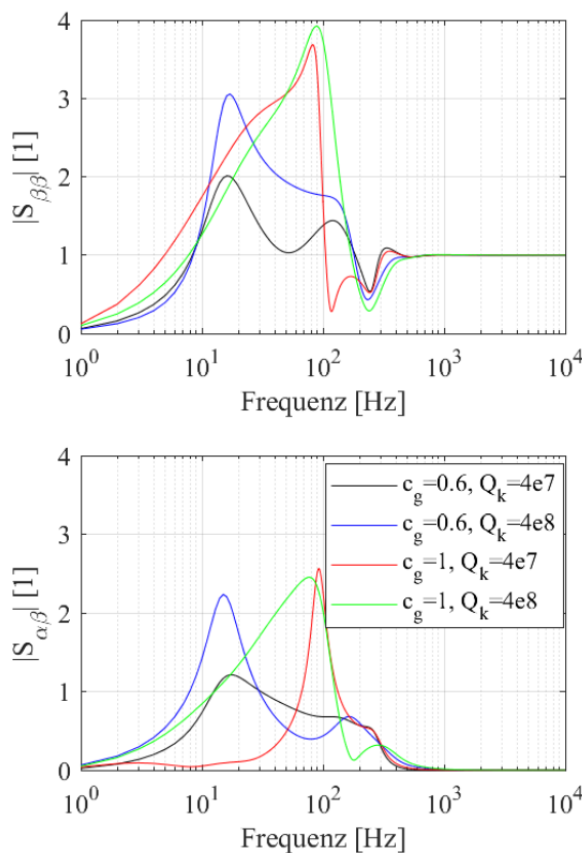


Abb. 3 Simulierte Sensitivitätsfunktionen der rotatorischen Bewegungen

Laut ISO 14839-3 sollte der Spitzenwert kleiner als 3 sein, um eine ausreichend robustes Verhalten zu gewährleisten. Man kann erkennen, dass eine Verkleinerung des Faktors c_g zu einer Verkleinerung der Sensitivität des Systems führt. Der Wert von c_g darf jedoch nicht zu klein gewählt werden, da das System ansonsten wie in Abb. 1 instabil werden könnte. Für ein ausreichend robustes Verhalten ist auch die

Gewichtung des Kalmanfilter von Bedeutung. Q_k beschreibt dabei die Gewichtung der Prozessstörung. Durch die Höhe von Q_k kann eingestellt werden ob mehr dem Modell oder mehr den Sensorwerten vertraut wird.

Abb. 4 zeigt rotatorische Sensitivitätsfunktionen, welche unter der Annahme falscher Rotordrehzahlen ω simuliert wurden.

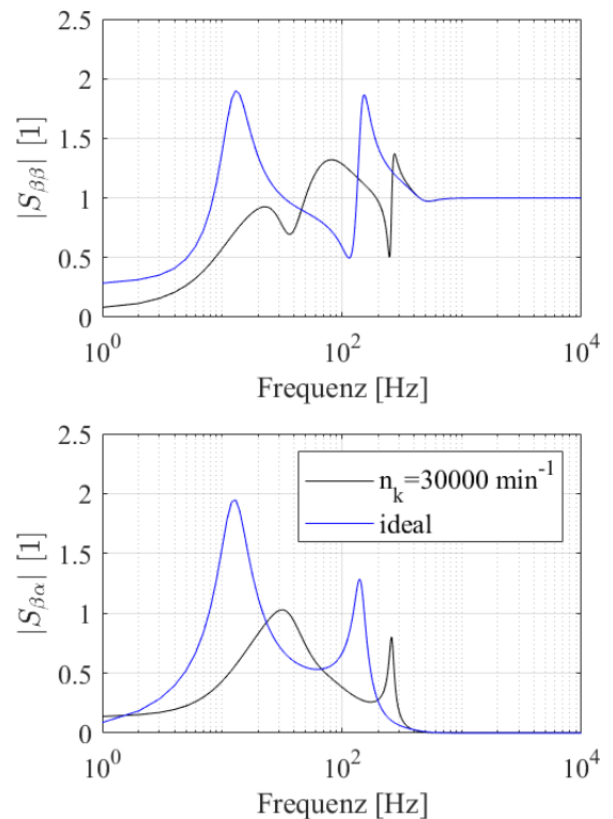


Abb. 4 Einfluss von Drehzahlfehlern auf die Ausgangsensitivität des Systems

Die blaue Funktion beschreibt dabei die simulierten Ergebnisse einer „idealen“ Reduktion des gyroskopischen Effekts durch eine „exakte Kenntnis“ von $\dot{\mathbf{x}}$. Man erkennt dabei einen bemerkenswerten Effekt. Die Kompensation mit den geschätzten Geschwindigkeiten des Kalmanfilters unter der Annahme einer falschen Information von ω besitzt eine weitaus kleiner Sensitivität als die Kompensation unter Zuhilfenahme einer „idealen Messung“ von $\dot{\mathbf{x}}$. Der Grund für dieses Verhalten ist nach [4] in resultierenden Quersteifigkeiten aufgrund der Schätzfehler begründet. Welcher Drehzahlfehler zu einer Verbesserung der Sensitivitätseigenschaften führt, muss jedoch für jedes System durch eine mehr oder weniger komplexe

Analyse erfolgen. Unter dem Begriff der Quersteifigkeit k_q wird in diesem Beitrag eine proportionale Verkopplung der beiden rotatorischen Freiheitsgrade (α , β) in der Form

$$\begin{aligned} M_\alpha &= -k_q \beta \\ M_\beta &= k_q \alpha \end{aligned} \quad (6)$$

verstanden. M_α und M_β beschreiben dabei die zugehörigen Drehmomente. Abb. 5 zeigt die Dämpfungseigenschaften einer Quersteifigkeit k_q der rotatorischen Eigenschwingungen.

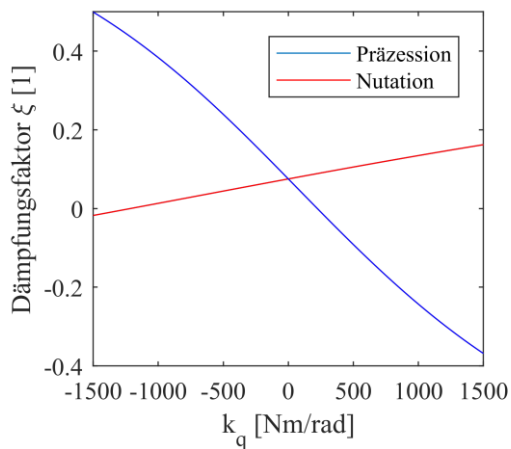


Abb. 5 Einfluss der Quersteifigkeiten auf die Dämpfung der rotatorischen Eigenbewegungen

Man kann erkennen, dass ein positives k_q dämpfend auf die Nutationsmode wirkt, jedoch destabilisierend auf die Präzessionsmode. Um ein dämpfendes Verhalten auf beide Moden zu erhalten, müsste k_q also frequenzabhängig sein. Unter der Ausnutzung der in diesem Abschnitt beschriebenen Effekten, ist es möglich eine Regelung auszulegen, welche ein ausreichend robustes Systemverhalten aufweist.

Die vorgestellten Analysen betrachten jedoch nur ein vereinfachtes LTI System unter Vernachlässigung eines möglichen Fanglagerkontaktes. Im Falle eines Fanglagerkontaktes kann das Kalmanfilter die zur Kompensation benötigten Geschwindigkeiten aufgrund der Struktumschaltung nicht mehr richtig schätzen und das System wird abhängig vom Parameter Q_k instabil. Diese Tatsache schränkt die Nutzung dieser Art der Regelung für gewisse Anwendung ein, da die Wahl von Q_k oft gewissen Einschränkungen unterliegt (z.B. flexible Eigenschaften).

3 Stabilisierung mittels NP-Regelung

Ein anderer Ansatz der Regelung von Rotoren mit hoher Drehzahlabhängigkeit wäre die direkte Ausnutzung der stabilisierenden Wirkungen der Quersteifigkeiten k_q . Wie schon im vorhergehenden Kapitel erwähnt, benötigen die Stabilisierung der Nutations- und der Präzessionsbewegungen unterschiedliche Vorzeichen der Quersteifigkeit. Zum Einführen einer frequenzabhängigen Quersteifigkeit ist deshalb ein gewisser Frequenzabstand zwischen den Eigenfrequenzen beider Bewegungen nötig. Im Vergleich zur Kompensation des gyroskopischen Effekts wird bei dieser Art der Regelung die Aufspaltung der beiden Eigenfrequenzen gezielt ausgenutzt. Abb. 6 zeigt die Struktur der NP-Regelung, welche parallel zur diagonalen PID-Regelung eingesetzt wird.

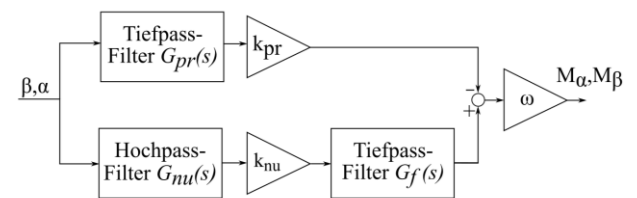


Abb. 6 Blockschaltbild der NP-Regelung

Der Tiefpassfilter $G_{pr}(s)$ und der Hochpassfilter $G_{nu}(s)$ dienen zur Aufteilung der Nutation und der Präzessionsbewegung in zwei Zweige. Dadurch können beide Bewegungen mit unterschiedlichen Phasenverschiebung stabilisiert werden. Der zusätzliche Tiefpassfilter $G_f(s)$ dient zur Begrenzung der Verstärkung im höheren Frequenzbereich. Die Übertragungsfunktion der NP-Regelung lautet:

$$C_{NP}(s) = \frac{\frac{k_{nu}\omega s}{k_{fn}\omega}}{1 + \frac{s}{k_{fn}\omega}} \cdot \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_f^2} + \frac{2\xi s}{\omega_f} + 1} - \frac{k_{pr}\omega}{1 + \frac{s}{\omega_{pr}}} \quad (7)$$

Wobei $k_{fn}\omega$ die drehzahlabhängige Grenzfrequenz des Hochpasses, ω_f die Grenzfrequenz des Tiefpasses G_f und ω_{pr} die Grenzfrequenz

des Tiefpasses G_{pr} beschreibt. Die NP-Regelung lautet somit

$$\begin{aligned} M_\alpha &= -C_{NP}(s)\beta \\ M_\beta &= C_{NP}(s)\alpha \end{aligned} \quad (8)$$

Zur Berechnung der Parameter der Reglerstruktur wird in dieser Arbeit die H_∞ -Methode nach [6] verwendet. Ziel dieser Optimierung ist die Minimierung des größten Singulärwertes σ_{max} der Sensitivitätsmatrix des geschlossenen Regelkreises. σ_{max} beschreibt die größtmögliche Verstärkung der Sensitivitätsmatrix und definiert daher eine strengere Bedingung als die ISO 14839-3.

4 Experimentelle Ergebnisse

Um die Performance der entwickelten Regelungen nachzuweisen, werden in diesem Abschnitt gemessene Sensitivitätsfunktionen betrachtet. Abb. 7 zeigt die gemessene Sensitivitätsfunktion unter der Nutzung der inversen Dynamik. Man kann erkennen, dass sowohl die direkte Sensitivität $S_{\beta\beta}$ als auch die verkoppelte Sensitivität $S_{\beta\alpha}$ weit unter der Grenze von drei liegt. Diese Tatsache weist ein robustes Verhalten im Normalbetrieb der magnetischen Lagerung nach. Die Spitze bei ca. 400 Hz ist in der Unwucht des Rotors begründet und wird daher aus der Analyse ausgenommen. Abb. 8 zeigt die gemessene Sensitivitätsfunktion der translatorischen Bewegung. Wie auch bei der rotatorischen Bewegung liegt die gesamte Funktion unter der Grenze von 3. Aus den betrachteten experimentellen Ergebnissen könnte auf eine ausreichend gute Performance der inversen Dynamik geschlossen werden.

Die betrachteten Analysen berücksichtigen jedoch nur das lineare Verhalten der magnetischen Lagerung. Experimente haben jedoch gezeigt, dass die Restabilisierung eines Fanglagerkontaktes mit dieser Art der Regelung nur schwer möglich ist.

Die folgenden Experimente dienen daher zur Analyse der Eigenschaften der NP-Regelung. Abb. 9 zeigt die Spitzenwerte verschiedener Sensitivitätsfunktionen S_p abhängig von der Drehfrequenz des Rotors f_ω .

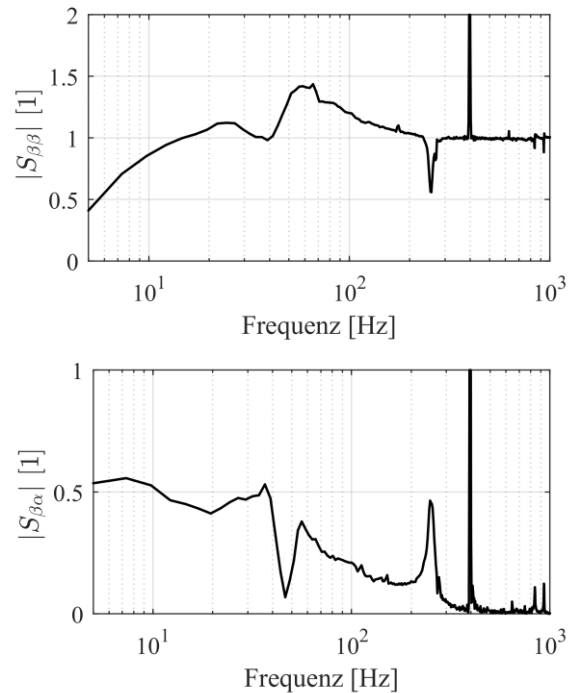


Abb. 7 Sensitivitätsfunktionen der rotatorischen Bewegung bei einer Drehzahl von 24000 U/min (inverse Dynamik)

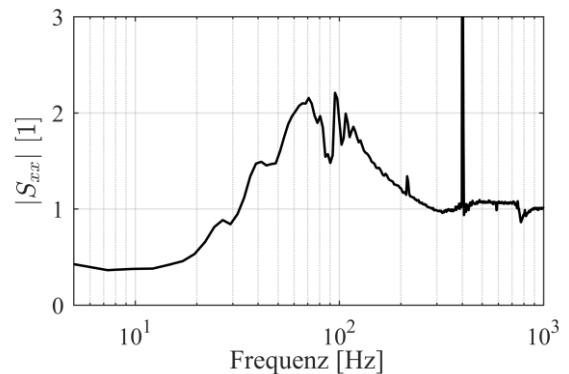


Abb. 8 Sensitivitätsfunktionen der translatorischen Bewegung bei einer Drehzahl von 24000 U/min (inverse Dynamik)

Die translatorische Sensitivität ist näherungsweise unabhängig von f_ω , was die entkoppelnde Eigenschaft der Ein- und Ausgangstransformation nachweist. Die rotatorische Sensitivität ist abhängig von f_ω und verringert sich anfangs. Die Erhöhung bei etwas über 200 Hz ist in der schwächer werdenden Dämpfung der Nutationsmode aufgrund der Bandbreite der Regelung begründet. Im oberen Bereich von f_ω

wird die stabilisierende Wirkung des gyroskopischen Effektes ausgenutzt und dadurch sinkt S_p wieder.

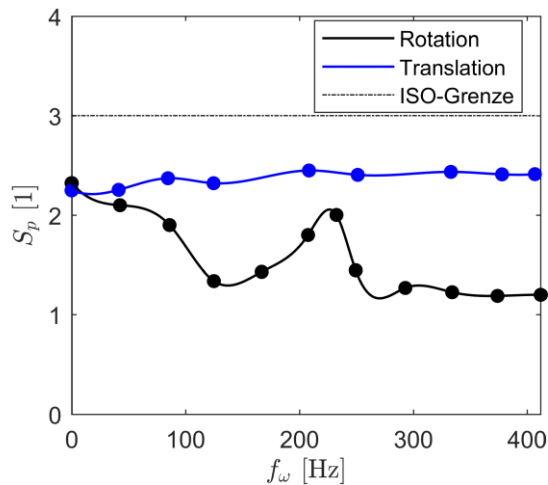


Abb. 9 Drehzahlabhängige Sensitivitätsspitzen S_p der NP-Regelung

Die NP-Regelung zeigt im ganzen Drehzahlreich eine ausreichende Performance. Im Falle eines Fanglagerkontaktes kann sich das System mit Hilfe der NP-Regelung auch schnell wieder restabilisieren, wie Abb. 10 zeigt. Bei diesem Experiment wurde von 0.1 s-0.2 s ein gewisser Strom an den Aktor gelegt um einen Fanglagerkontakt zu verursachen.

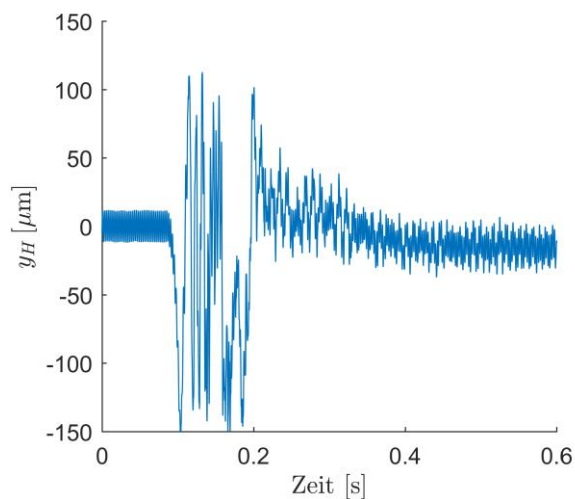


Abb. 10 Verhalten bei Fanglagerkontakt

5 Zusammenfassung

Diese Publikation beschreibt die Regelung eines magnetisch gelagerten Rotors mit einem

hohen gyroskopischen Effekt. Zu Beginn wurde die Problematik einer einfachen dezentralen Regelung erörtert. Basierend auf den Erkenntnissen wurde eine Regelung basierend auf der Methode der inversen Dynamik entwickelt und auf Performance und Robustheit untersucht. Die Untersuchungen des linearen Verhaltens zeigte gute Ergebnisse. Im Falle eines Fanglagerkontaktes kann sich das System jedoch nur schwer wieder restabilisieren. In einem weiteren Schritt wurde daher eine Regelung (NP-Regelung) entwickelt, welche den gyroskopischen Effekt nicht kompensiert, sondern die Kopplungen gezielt ausnutzt. Die NP-Regelung zeigt eine gute Performance und Robustheit des geschlossenen Regelkreises. Mithilfe der NP-Regelung konnten auch Fanglagerkontakte erfolgreich restabilisiert werden.

References

- [1] Bleuler, H.: Decentralized Control of Magnetic Rotor Bearing Systems. PhD-thesis, ETH Zürich, 1984
- [2] Schweitzer, G, Maslen, E.: Magnetic Bearings: Theory, Design, and Applications, Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2009
- [3] Hutterer, M., Schrödl, M.: Control of a Flexible Magnetic Levitated Rotor using the Computed Torque Method in Combination with Stabilizing Filters, Proceedings of the IEEE Conference on Advanced Intelligent Mecatronics, 2016
- [4] Hutterer, M.: Regelung von magnetgelagerten Rotoren für den Einsatz in Turbomolekularpumpen, Dissertation, TU Wien 2018
- [5] Ahrens, M., Kucera, L., Larsonneur, R.: Performance of Magnetically Suspended Flywheel Energy Storage Device, IEEE Transaction on Control Systems Technology, Vol.4, 1996
- [6] Apkari, P., Bompart, V., Noll, D.: Non-smooth structured control design with application to PID loop-shaping of a process, International Journal of Robust and Nonlinear Control, Vol.17, 2007

Beiträge zum lagerlosen Getriebemotor

W. Gruber, E. Göbl

Institut für Elektrische Antriebe und Leistungselektronik

Johannes Kepler Universität Linz

Altenberger Str. 69

4040 Linz, Österreich

Tel.: +4373224686435, Fax: +4324686423

Email: wolfgang.gruber@jku.at, lisig@gmx.net

T. Stallinger, R. Remplbauer

Linz Center of Mechatronics GmbH

Altenberger Str. 69

4040 Linz, Österreich

Tel.: +4376224686079, Fax: +4324686005

Email: thomas.stallinger@lcm.at, richard.remplbauer@gmail.com

Zusammenfassung

Dieser Aufsatz beschäftigt sich mit einem neuartigen lagerlosen (Scheibenläufer-)Motor-konzept - dem lagerlosen Getriebemotor - für Anwendungen bei niedrigen Drehzahlen aber hohen Drehmomenten, in denen typischerweise Direktantriebe eingesetzt werden. Zuerst werden mit Hilfe eines analytischen Modells für die einsträngige Kraft- und Drehmomentbildung Konstruktionskriterien abgeleitet. Basierend auf diesen Ergebnissen wurden mehrere lagerlose permanentmagneterregte Getriebemotortopologien in Außenläuferbauweise hinsichtlich ihrer Betriebscharakteristik bewertet. Ein Prototyp des lagerlosen Getriebemotors wurde anschließend durch 3D Finite-Elemente Simulationen optimiert, konstruiert, gefertigt und erfolgreich in Betrieb genommen. Messergebnisse zeigen die Funktionalität des vorgeschlagenen neuen lagerlosen Motorkonzepts.

1 Einleitung

Der Getriebemotor wurde ursprünglich 1963 als Synchronreluktanzmotor vorgestellt [1]. Erst viel später, 1995, wurde auch eine permanentmagneterregte Version eingeführt [2]. Wie der Name schon sagt, basiert das Antriebsprinzip auf dem Mechanismus eines Getriebes: Eine kleine Bewegung entlang des Rotorwinkels führt zu einer größeren Drehung entlang der Achse der minimalen und maximalen Permeabilität. Seit Kurzem wird dieses Konzept auch erfolgreich in passiven Magnetgetrieben eingesetzt [3]. Es ist bekannt, dass Getriebemotoren relativ langsam drehen

aber Potenzial für hohe Drehmomentdichten haben - Eigenschaften, die insbesondere bei Direktantrieben wünschenswert sind [4].

Lagerlose Scheibenläufermotoren sind sehr kompakte, vollständig magnetisch gelagerte Systeme, die eine passive Stabilisierung dreier Freiheitsgrade (der axialen Lage und der Kipprichtungen) durch permanentmagnetische Reluktanzkräfte erlauben. Die radiale Position und das Antriebsmoment werden durch entsprechend bestromte Statorspulen dagegen aktiv geregelt [5].

Hier stellen wir eine Kombination aus Getriebe- und lagerlosem Scheibenläufermotor vor. Unsere Überlegungen führen zu einem neuartigen lagerlosen Scheibenläufertypus. Abbildung 1 zeigt exemplarischen den Querschnitt eines solchen lagerlosen Getriebemotors im Außenläuferdesign, ähnlich dem in [4] beschriebenen herkömmlich mechanisch gelagerten System.

Neben den genauen geometrischen Entwurfsparametern spezifizieren folgende drei Parameter die Motortopologie: N_s bezeichnet die Anzahl der Statorschenkel. Da im betrachteten Fall jeder Statorschenkel mit einer konzentrischen Spule umwickelt ist und jeder Motorstrang nur aus dieser einen Spule besteht, ist N_s auch gleich der Strangzahl. Zusätzlich definieren noch p_r (die Polpaarzahl des Rotors) und N_{mz} (die Anzahl der Mikro Zähne pro Statorschenkel) das Motordesign. In Abb. 1 ist ein Getriebemotor mit $N_s=6$, $p_r=20$ und $N_{mz}=3$ dargestellt.

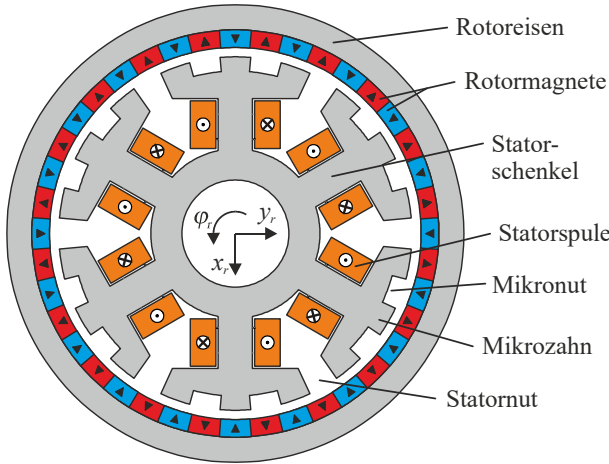


Abb. 1: Querschnitt eines (lagerlosen) Getriebemotors in Außenläuferbauform

Diese Arbeit basiert auf den vorhergehenden Publikationen zum Getriebemotor [6] und [7]. Die Gliederung ist wie folgt: Nach der Einführung wird in Kapitel 2 die aktive Kraft- und Drehmomentbildung behandelt, wobei dazu die von den Permanentmagneten (PM) einerseits und einer Statorwicklung andererseits erzeugten Luftspaltfelder analysiert werden. Ausgehend von diesem Modell werden Designkriterien für lagerlose PM-Getriebemotoren abgeleitet. Kapitel 3 bewertet verschiedene Getriebemortopologien hinsichtlich ihrer Fähigkeit, Radialkräfte und Drehmoment zu erzeugen. Optimierung, Aufbau und Regelung des realisierten Prototyps wird kompakt in Kapitel 4 zusammengefasst. Der letzte Abschnitt präsentiert die Messergebnisse.

2 Kraft- und Drehmomentbildung

Während die Drehmomentgenerierung bei Getriebemotoren schon Gegenstand zahlreicher Arbeiten wie etwa in [8] und [9] war, blieb die Tragkraftbildung bisher weitgehend unbeachtet. Die folgenden Überlegungen gehen davon aus, dass ein permanentmagnetisches Luftspaltfeld mit der Polpaarzahl p_{PM} in Kombination mit einem von den Statorspulen erzeugten Luftspaltfeld mit der Polpaarzahl p_s Drehmomente generieren, wenn die Bedingung

$$p_s = p_{PM} \quad (1)$$

erfüllt ist. Tragkräfte entwickeln sich dagegen nur dann, wenn

$$p_s = p_{PM} \pm 1 \quad (2)$$

zutrifft. [10] und [11] geben Auskunft darüber, wie diese beiden Bedingungen abgeleitet werden können.

Für die folgenden Überlegungen ist noch die Anzahl aller Statornuten Z_s von Bedeutung, welche sich aus

$$Z_s = N_s N_{mz} \quad (3)$$

berechnet. Für die Modellbildung wird angenommen, dass die Permeanz des Luftspaltes P_s durch die Statorzähne moduliert wird, wie in Abb. 2 (ganz oben) dargestellt. Es wird weiterhin davon ausgegangen, dass die Mikrozahl, die Mikronut und die Statornut jeweils die gleiche Breite aufweisen und dass alle Nuten ausreichend tief sind, sodass ihre Permeanzen jeweils ignoriert werden können.

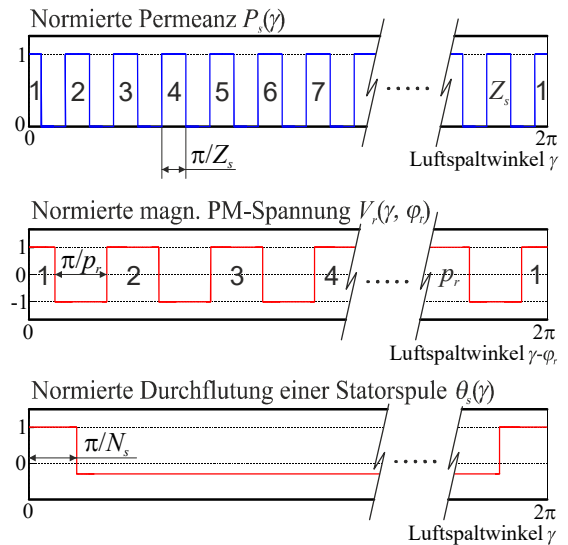


Abb. 2: Normierte Luftspaltpermeabilität und normierte Durchflutung der Permanentmagnete des Rotors sowie einer Statorspule

2.1 Feldharmonische im Luftspalt

Bei kreisförmig (nutenlos) angenommenem Luftspalt generieren die PM des Rotors ein heteropolares Feld, das hauptsächlich die Oberwelle der Ordnung p_r enthält. Die Statornuten modulieren dieses Luftspaltenfeld allerdings noch zusätzlich. Unter der Annahme, dass die Arbeitspunkte der Rotormagnete nicht vom Rotorwinkel abhängig sind, erhält man die in Abb. 2 dargestellte normierte magnetische Spannung V_r . Das durch die PM erzeugte Luftspaltfeld berechnet sich dann über

$$B_{pm}(\gamma, \varphi_r) = P_s(\gamma) V_r(\gamma, \varphi_r), \quad (4)$$

wobei γ für die Winkellage im Luftspalt und φ_r für den Rotorwinkel steht. Es ergeben sich die harmonischen Ordnungen im Luftspalt [6]

$$H_{pm} = \left\{ \begin{array}{l} (2k_1 - 1) \cdot p_r \mid \forall k_1 \in \mathbb{N} \\ \mid (2k_2 - 1) \cdot Z_s \pm (2k_1 - 1) \cdot p_r \mid \mid \forall k_1, k_2 \in \mathbb{N} \end{array} \right\}. \quad (5)$$

Für die Analyse des von einer Statorspule erzeugten Luftspaltflusses wird die gleiche Vorgangsweise wie bei den PM gewählt. Die Durchflutung einer Statorspule θ_s ist ebenfalls in Abb. 2 dargestellt und das entsprechende Luftspaltfeld kann durch Auswertung von

$$B_s(\gamma, \varphi_r) = P_s(\gamma) \theta_s(\gamma) \quad (6)$$

berechnet werden. Man erhält daraus die harmonischen Ordnungen

$$H_s = \left\{ \begin{array}{l} k_1 \mid k_1 \in \mathbb{N} \setminus (k_1 \% N_s = 0) \\ \mid (2k_2 - 1) \cdot Z_s \pm k_1 \mid \mid k_2 \in \mathbb{N}, k_1 \in \mathbb{N} \setminus (k_1 \% N_s = 0) \end{array} \right\} \quad (7)$$

im Luftspaltfeld, wobei % für den Modulo-Operator steht. Sowohl H_{pm} als auch H_s beinhalten die Laufvariablen k_1 und k_2 . Da allerdings die Amplituden der Harmonischen indirekt proportional zu diesen Variablen sind, werden in weiterer Folge jeweils nur die Werte 1 und 2 (also jene mit hohen Amplituden) in Betracht gezogen.

2.2 Notwendige Designkriterien

Durch Kombination der Ergebnisse für die Harmonischen im Luftspalt aus dem vorangegangenen Abschnitt nach (5) und (7) sowie der Kenntnis von (1) und (2) können nun analytische Bedingungen für die einsträngige Drehmoment- und Radialkraft erzeugung abgeleitet werden.

Zunächst wird die Drehmomentgenerierung untersucht, indem Harmonische gleicher Ordnung in H_{pm} und H_s gesucht werden. Da p_r typischerweise so gewählt wird, dass es sich nahe bei Z_s befindet, und normalerweise beide Werte viel höher liegen als N_s , kann die folgende einfache Designregel

$$\mid Z_s - p_r \mid = 1 \text{ oder } 2 \quad (8)$$

abgeleitet werden, wenn nur die wichtigsten Oberwellen von H_s und H_{pm} berücksichtigt werden. Dabei überlagern sich mitunter

Harmonische mehrerer Ordnungen zum Gesamtdrehmoment, wie etwa die Ordnungen p_r (mit $Z_s - 1$) und $Z_s - p_r$ (mit 1).

Für $p_r > Z_s$ ist die Drehrichtung von φ_r bei der Überlagerung allerdings invertiert, sodass die beiden Drehmomentkomponenten entgegengesetzt wirken. Aus diesem Grund ist für $p_r < Z_s$ ein höheres einsträngiges Drehmoment zu erwarten. Wie man sieht, ist für $p_r = Z_s$ mit keiner Drehmomenterzeugung zu rechnen.

In der Folge wird nun die einsträngig Tragkraftbildung in ähnlicher Weise wie die Drehmomentbildung untersucht. Für die Tragkraftbildung eines Außenläufers hat $p_s = p_{pm} - 1$ größere Bedeutung als $p_s = p_{pm} + 1$ [12], sodass hier nur dieser Fall analysiert wird. Durch entsprechenden Vergleich der Harmonischen aus H_{pm} und H_s erhält man nun die Designregel

$$\left(\mid Z_s - p_r \mid = 2 \text{ oder } 3 \right) \cup \left(Z_s - p_r = 0 \text{ oder } 1 \right) \quad (9)$$

hinsichtlich der Kraftbildung. Die höchsten Kräfte sind für $Z_s - p_r = 0, 1, 2$ und 3 zu erwarten. Zusätzlich würden, wie (9) für $Z_s - p_r = -2$ und -3 zeigt, auch Lagerkräfte erzeugt, wobei aber in diesem Fall die sich überlagernden Tragkraftbildungen verschiedener harmonischer Ordnungen gegeneinander wirken. Somit erzeugen diese Topologien nur reduzierte Tragkräfte. Für $Z_s - p_r = -1$ ist schließlich kaum eine Tragkraftbildung zu erwarten.

Kombiniert man nun die Kriterien für hohe Drehmoment- mit jener für hohe Tragkraftherzeugung (ein lagerloser Motor muss schließlich beide Fähigkeiten gleichermaßen besitzen), so zeigt sich, dass lediglich die Bedingung

$$Z_s - p_r = 1 \text{ oder } 2 \quad (10)$$

für gut funktionierende lagerlose Getriebemotoren in Außenläuferbauform bleibt [6].

2.3 Erweiterte Designkriterien

Der vorhergehende Abschnitt gibt notwendige Bedingungen um hohes einsträngiges Drehmoment bzw. hohe einsträngige Tragkraft zu erzeugen. Dies führt dann zur Einstrang-Charakteristik nach Abb. 3. Die Richtungen ‚tangential‘ und ‚radial‘ der Kraftwirkungen beziehen sich auf die Achse der bestromten

Spule. Diese Charakteristik wurde auch von 3D Finite-Elemente (FE) Simulationen bestätigt.

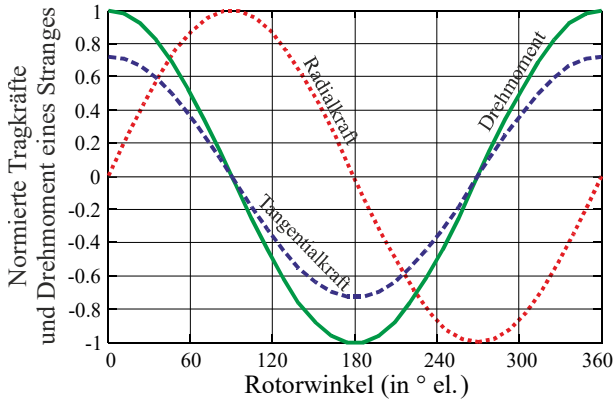


Abb. 3: Einstrang-Charakteristik eines PM-Getriebemotors (bei konstanter Durchflutung)

Da der gesamte lagerlose Motor jedoch aus N_s Strängen besteht, die gemeinsam zusammen- (oder aber auch entgegen-)wirken um Lagerkräfte und Rotordrehmoment zu erzeugen, reicht die einsträngige Betrachtung alleine allerdings nicht aus, um die gesamte Motorcharakteristik abzuschätzen.

Die gesamte Kraft- (F_x , F_y) und Drehmomentbildung (M_z) aller Stränge lässt sich bei vorliegender Linearität die Statorströme betreffend (dies erlaubt keine Sättigung oder Reluktanzkräfte und -momente) in Matrixform als

$$\begin{pmatrix} F_x & F_y & M_z \end{pmatrix}^T = \mathbf{T}_m(\varphi_r) \mathbf{i}_s \quad (11)$$

mit dem Strangstromvektor

$$\mathbf{i}_s = \begin{pmatrix} i_{s,1} & \dots & i_{s,N_s} \end{pmatrix}^T \quad (12)$$

darstellen. Für die Regelung bzw. die Bewertung des Motors ist der inverse Zusammenhang

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{K}_m(\varphi_r) \begin{pmatrix} F_x & F_y & M_z \end{pmatrix}^T \quad (13)$$

ausschlaggebend. Dieser kann über

$$\mathbf{K}_m(\varphi_r) = \mathbf{T}_m(\varphi_r)^T \left(\mathbf{T}_m(\varphi_r) \mathbf{T}_m(\varphi_r)^T \right)^{-1} \quad (14)$$

berechnet werden [11] und gibt an, welche Strangströme zur Erzeugung einer vorgegebenen Kraft bzw. eines vorgegebenen Drehmomentes erforderlich sind. Je größer die notwendigen Ströme, desto schlechter die Wirkung des lagerlosen Motors. Aus diesen

Überlegungen heraus wurden in [13] ein Moment- und ein Kraftfaktor eingeführt. Diese Faktoren berücksichtigen und bewerten die Fähigkeit aller N_s Stränge, gemeinsam Tragkräfte und Drehmoment jeweils bezogen auf die einsträngige Charakteristik zu erzeugen. Diese Faktoren können direkt aus den Einträgen von $\mathbf{K}_m(\varphi_r)$ ermittelt werden. Der Momentfaktor ist als

$$k_m = \frac{M_{ges,min}}{M_{str,max}} = \frac{1}{\max_{j,\varphi_r} |K_{m,3j}(\varphi_r)|} \quad (15)$$

und der Kraftfaktor als

$$k_f = \frac{F_{ges,min}}{F_{str,max}} = \min_{i=1,2} \left(\frac{1}{\max_{j,\varphi_r} |K_{m,ij}(\varphi_r)|} \right) \quad (16)$$

definiert. Diese Faktoren sind neben N_s und p_z auch noch von N_{mz} abhängig. Tabelle 1 fasst die Tragkraft- und Drehmomentamplitude eines Stranges, sowie die Kraft- und Momentfaktoren für einen lagerlosen Getriebemotor mit $N_s=6$ und $N_{mz}=4$ zusammen.

Tab. 1: Einstrang-Tragkraft und -Drehmoment eines lagerlosen Getriebemotors mit $N_s=6$ Strängen und $N_{mr}=4$ Mikrozzähnen

Polpaarzahl p_r	Radialkraft	Drehmoment	Kraftfaktor k_f	Momentfaktor k_m
20	3.69N	0.36Nm	2.2	3.0
21	6.25N	0.33Nm	1.0	0.0
22	7.78N	0.34Nm	0.3	3.0
23	7.47N	0.30Nm	3.0	3.0
24	5.99N	0.01Nm	1.0	0.0
25	0.94N	0.15Nm	2.6	3.0
26	4.24N	0.09Nm	2.5	3.0
27	2.54N	0.03Nm	0.8	0.0
28	1.14N	0.01Nm	0.3	3.0

Um die Kraft- und Momentwerte in Tab. 1 aus FE Simulationen zu erhalten, wurde der Statoraußendurchmesser d_s auf 100mm und der Luftspalt auf 2mm festgelegt. Dieser Luftspalt mag relativ groß erscheinen, ist aber für eine hermetische Abdichtung von Rotor und Stator mit einer Prozesskammerwand notwendig. Die axiale Höhe von Rotor h_r und Stator h_s wurde auf 10mm fixiert. Die Mikrozzähne, die Mikronuten sowie die Statornuten weisen jeweils die gleiche Breite auf. Eine konstante Durchflutung von 300AWdg wurde einem

Strang eingepreßt. Es zeigt sich, dass in diesem Fall ein Rotorpolpaar von 23 sowohl in Bezug auf die Tragkraft- als auch auf die Drehmomentbildung die beste Wahl darstellt.

3 Topologie-Auswahl

Die Untersuchung aus dem vorhergehenden Unterkapitel für einen lagerlosen Getriebemotor mit $N_s=6$ und $N_{mz}=4$ kann nun auch für andere Topologien durchgeführt werden. Für alle Designvarianten mit $4 \leq N_s \leq 6$, $3 \leq N_{mz} \leq 5$ und $Z_s - 4 \leq p_r \leq Z_s + 4$ wurden entsprechende Simulationen und Berechnungen durchgeführt. Für jede N_s/N_{mz} Kombination wurde die optimale Rotorpolpaarzahl p_r für den lagerlosen Motorbetrieb ermittelt. Die geometrischen Werte für Statoraußendurchmesser, axiale Höhe, Luftspalt sowie Nut- und Zahnbreite wurden für diese Untersuchungen noch nicht optimiert, sondern blieben so wie im vorhergehenden Abschnitt angegeben stets konstant. Es zeigte sich, dass die Topologie

$$Z_s - p_r = 1 \quad (17)$$

in jedem Fall die beste lagerlose Motorperformance aufweist: Sowohl die einsträngigen Kennwerte als auch die beiden Faktoren haben in diesem Fall hohe Werte. Die erzeugbaren Tragkräfte und das Drehmoment solcher Motoren sind für maximale Strangdurchflutungen bis 300AWdg in Tab. 2 zusammengefasst.

Tab. 2: Lagerlose Getriebemotoren mit günstiger Topologie mit ihren Tragkraftkraft- und Drehmomentwerten

Strangzahl N_s	Mikrozähne N_{mz}	Polpaarzahl p_r	Gesamtkraft	Gesamtmoment
5	3	14	25.2N	0.9N
5	4	19	22.5N	0.9N
5	5	24	19.5N	0.8N
6	3	17	26.0N	1.0N
6	4	23	22.4N	0.9N
6	5	29	18.2N	0.8N

Lagerlose PM-Getriebemotoren mit $N_s=4$ Strängen weisen bei bestimmten Rotorwinkeln entweder Nullstellen im Gesamtdrehmoment oder in der Gesamttragkraftkraft auf. Diese Systeme sind daher (bei Nullstellen in den Tragkräften) nicht als lagerlose Motoren

einsetzbar oder weisen hohe Drehmomentwelligkeiten auf. Für $N_s=5$ und 6 sind dagegen stets mehrere Topologien möglich. Die Ausgangsleistungen der 5-strängigen Maschinen erscheinen vergleichsweise schlechter, was sich aus der Simulation mit konstanter Durchflutung ergibt, da diese zu einer reduzierten Stromdichte in der 5-strängigen Maschine im Vergleich zu der 6-strängigen Variante führt. Das 6-strängige System erscheint trotzdem besonders attraktiv, weil zwei handelsübliche 3-Phasen-Halbbrücken-Wechselrichter zur Ansteuerung der Stränge verwendet werden können. Dies ist möglich, weil eine Doppelstern-Verschaltung der sechs Stränge, wie in [14] beschrieben, erlaubt ist.

So wurde aus Tab. 2 der lagerlose PM-Getriebemotor mit $N_s=6$ und $N_{mz}=3$ in Kombination mit $p_r=17$ für die Optimierung und den Aufbau als Prototyp ausgewählt, da er insgesamt die günstigste Betriebscharakteristik aufweist.

4 Prototyp

Bezüglich der Optimierung wird auf [6] verwiesen. Es sei aber angemerkt, dass neben der Optimierung der aktiven Kraft- und Momentbildung insbesondere auch die Erhöhung der passiven Kippsteifigkeit Ziel der Optimierung war. Die schließlich ermittelten Parameter sind in Tab. 3 zusammengestellt.

Tab. 3: Daten des optimierten Getriebemotors

Name	Beschreibung	Wert	Einheit
d_s	Statoraußendurchmesser	100	mm
d_r	Rotoraußendurchmesser	124	mm
δ	Luftspalt	2	mm
h_s	Radiale Rotorhöhe	10	mm
h_r	Axiale Rotorhöhe	15	mm
m_{zn}	Mikrozahn/-nut Verhältnis	45	%
k_ϕ	Kippsteifigkeit	8.6	Nm/rad
k_z	Axiale Steifigkeit	6.6	N/mm
k_r	Radiale Steifigkeit	-70	N/mm
$M_{str,max}$	Max. Moment @300AWdg	0.33	Nm
$F_{str,max}$	Max. Kraft @300AWdg	8.3	N

Ein Foto des gefertigten Prototyps ist in Abb. 4 zu sehen. Der Rotor besteht aus einem ferromagnetischen Rückschluss in den die PM-Blöcke geklebt sind. Er ist zudem in einem sehr gut elektrisch leitfähigen Aluminiumgehäuse eingebettet, das den innenliegenden Wirbelstrom-Positionssensoren als Target dient. Der

Rotorwinkel wird über Hall-Sensoren ermittelt. Das Statorisen ist über einen mittigen Dorn fest mit der Grundplatte verbunden. Die sechs konzentrischen Spulen sind über eine Leiterplatte auf der Rückseite der Grundplatte in einer doppelten Sternschaltung miteinander verbunden.

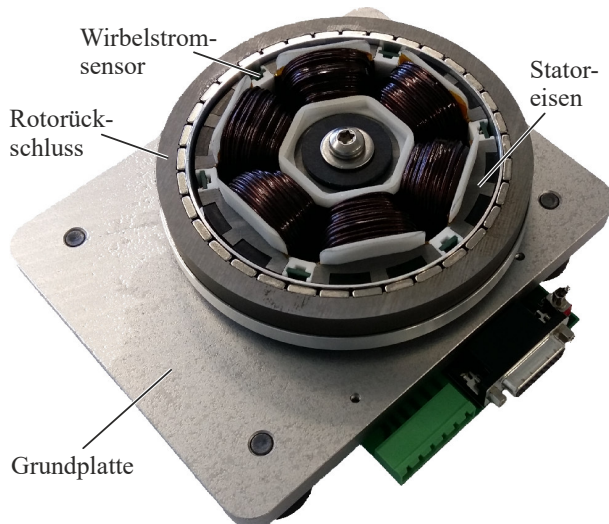


Abb. 4: Gefertigter Prototyp des lagerlosen Getriebemotors in Außenläuferbauform

Die verwendete Leistungselektronik verfügt über sechs Halbbrücken mit einer Zwischenkreisspannung von 48V und maximalem effektiven Strom von 10A pro Phase. Das implementierte Regelschema ist in Abb. 5 ersichtlich, wird in [15] genauer beschrieben und basiert auf der in [16] vorgestellten Theorie auf Grundlage der über (14) berechneten K_m -Matrix.

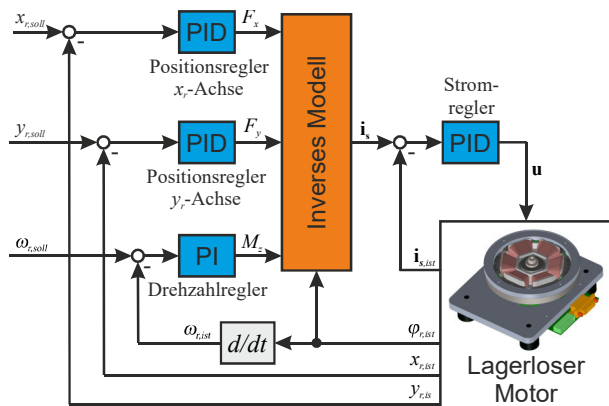


Abb. 5: Blockdiagramm des verwendeten nichtlinearen Regelschemas

Die äußeren PID-Positions- sowie ein äußerer PI-Drehzahlregler geben die erforderlichen Lagerkräfte und das Antriebsmoment vor. Aus dem inversen Systemmodell werden die

entsprechenden Phasenströme zum Erzeugen dieser Kräfte und des Drehmoments ermittelt und über untergeordnete Stromregler dem Motor eingeprägt.

5 Messungen

Um die Charakteristik des aufgebauten Getriebemotors mit den FE-Simulationsergebnissen zu vergleichen, wird der Motor auf einem speziellen Prüfstand aufgespannt, der mit einem xyz-Kreuztisch, einer Kraftmessdose und einem Drehmomentsensor ausgestattet ist. Der Rotor ist dabei mechanisch über den xyz-Tisch gelagert und kann im Bezug zum Stator definiert bewegt werden. Die Kraftmessdose ist in der Lage, die auf den Stator wirkenden Kräfte in allen drei translatorischen Freiheitsgraden zu messen. Mit diesem Aufbau wurden verschiedene statische Messungen durchgeführt, die in der Folge vorgestellt werden.

5.1 Passive Steifigkeiten

Wie in der Einleitung beschrieben entstehen beim lagerlosen Scheibenläufer stabilisierende passive Rückstellkräfte, wenn der Rotor axial ausgelenkt wird. Die FE-Simulationen liefern eine Axialsteifigkeit von 6.6N/mm. Abbildung 6 zeigt die dazugehörige Messung, welche der simulierten Vorhersage sehr gut entspricht.

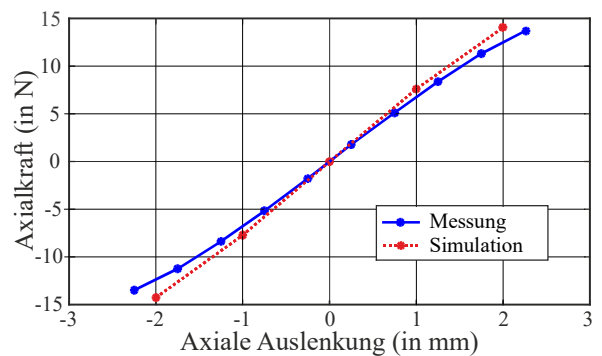


Abb. 6: Vermessung der axialen Steifigkeit

Im Gegensatz zur Axialrichtung ist der Rotor in radialer Richtung aufgrund der PM instabil. Daher müssen die Ströme in den Statorwicklungen diese Freiheitsgrade über die Positionsregelung stabilisieren. In Abb. 7 wird die gemessene passive Radialsteifigkeit dargestellt und mit der FE-Simulationvorhersage von -70N/mm verglichen. Auch für diesen Fall stimmen die beiden Kurven sehr gut überein und unterscheiden sich nur um maximal 10%.

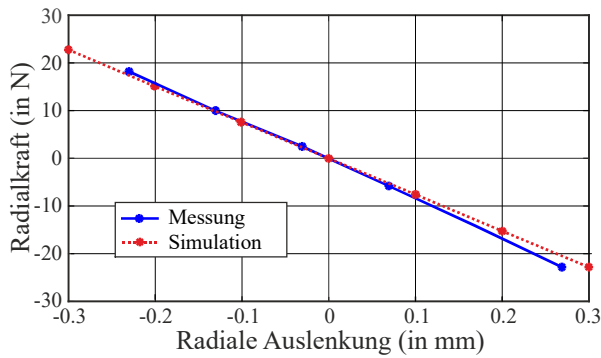


Abb. 7: Vermessung der radialen Steifigkeit

5.2 Aktive Kraft- und Momentbildung

Im vorherigen Abschnitt wurden nur die passiven Reluktanzkräfte des PM-Feldes betrachtet. Dagegen widmet sich dieser Abschnitt nun der aktiven Kraft- und Drehmomentbildung. So wird hier ein Strang mit konstanter Durchflutung angeregt. Das dadurch resultierende Antriebsmoment sowie die sich ergebenden radialen Tragkräfte werden über eine elektrische Periode des Rotorwinkels aufgenommen. Abbildung 8 zeigt das entsprechende einsträngige Drehmoment und Abb. 9 das einsträngige Kraftorbit.

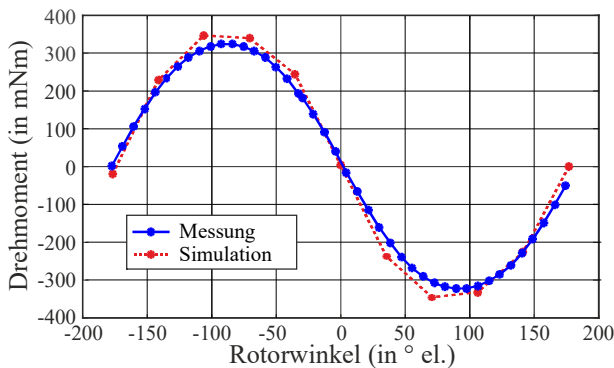


Abb. 8: Gemessener Drehmomentverlauf eines Stranges

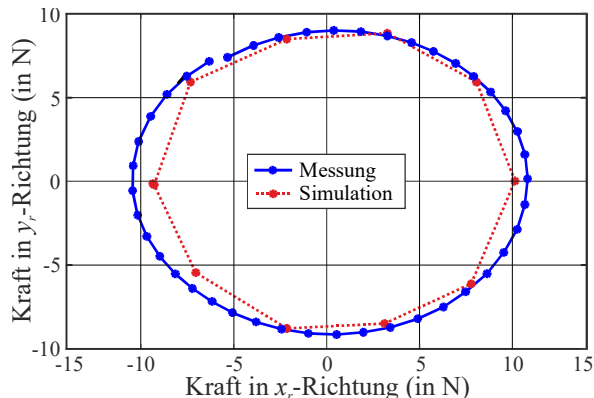


Abb. 9: Gemessener Kraftorbit eines Stranges

5.3 Führungsübertragungsverhalten

Die nächste Messung findet bei magnetisch gelagertem Rotor statt und soll die Funktionalität des in Abb. 5 dargestellten Positionsregelkreise zeigen. Dazu wird eine sprungförmige Änderung im Sollwert der x_r -Position vorgegeben und die Reaktion der Rotorposition aufgezeichnet (siehe Abb. 10). Der genaue Übergang des Rotors von der alten zur neuen x_r -Position (beschrieben durch Anstiegszeit und Überschwingen) hängt stark von den gewählten Parametern der PID-Positionsregelung ab. Es zeigt sich jedenfalls, dass die y_r -Position von der Bewegung kaum beeinflusst wird. Dies zeugt von einer sehr guten Entkopplung zwischen den kartesischen Tragkraftachsen durch das Regelschema.

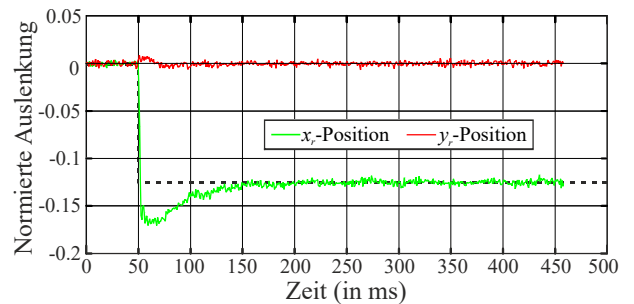


Abb. 10: Verhalten des Rotors bei einem Sprung in der Positionsvorgabe

5.4 Hochlauf

Abschließend wird noch die volle Funktionsfähigkeit getestet, indem der Motor magnetisch gelagert bis zu einer Solldrehzahl von 500U/min beschleunigt wird. Die Hochlaufsequenz ist in Abb. 11 dargestellt.

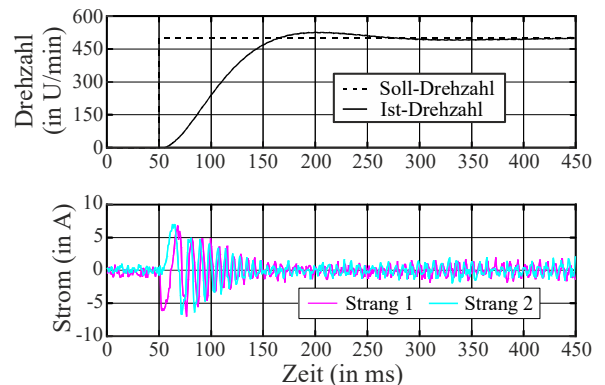


Abb. 11: Beschleunigung des Motors auf 500U/min

Das Beschleunigen benötigt Antriebsmoment, welches durch die erhöhte Strangstromamplitude in diesem Zeitraum angezeigt wird.

Bei stationärer Drehzahl sind nur das geringe Leerlaufmoment und die stabilisierenden Lagerkräfte zu erzeugen, sodass die Strangströme nur geringe Amplituden aufweisen.

6 Fazit

Diese Arbeit hat ein neuartiges lagerloses Scheibenmotordesign, den lagerlosen Getriebemotor, thematisiert. Es wurde ein analytisches Modell zur Ermittlung des Luftspaltfeldes erstellt, um die Qualität der Lagerkraft- und Drehmomentbildung vorherzusagen. 3D FE-Simulationen korrelieren sehr gut mit den Analyseergebnissen. Weiterhin wurde auf dieser Grundlage ein lagerloser sechssträngiger PM-Getriebemotor in Außenläuferbauform optimiert, aufgebaut und in Betrieb genommen. Es wurden eine Vielzahl von statischen und dynamischen Messungen am Prüfstand und im magnetisch gelagerten Betrieb vorgenommen, mit denen die volle Funktionalität des lagerlosen Motors gezeigt werden konnte.

Danksagung

Teile dieser Arbeit wurden im Förderprogramm ‚Symbiotic Mechatronic‘ am LCM im Rahmen des K2-Programms der Oberösterreichischen Landes- und der Österreichischen Bundesregierung durchgeführt. Die Autoren danken allen Partnern für ihre Unterstützung.

Literatur

- [1] C. H. Lee, "Vernier motor and its design," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Bd. 82, Nr. 66, S. 343-349, Juni 1963.
- [2] A. Ishizaki, T. Tanaka, K. Takahashi und S. Nishikata, "Theory and optimum design of PM vernier motor," Proc. of 7th Int. Conf. on Electrical Machines and Drives (ICEMD), S. 208-212, 1995.
- [3] K. Atallah und D. Howe, "A novel high-performance magnetic gear," IEEE Trans. on Magnetics, Bd. 37, Nr. 4, S. 2844-2846, Juli 2001.
- [4] J. Li, K. T. Chau, J. Z. Jiang, C. Liu, und W. Li, "A new efficient permanent-magnet Vernier machine for wind power generation," IEEE Trans. on Magnetics, Bd. 46, Nr. 6 S. 1475-1478, Juni 2010.
- [5] R. Schöb und N. Barletta, "Design of a bearingless blood pump," Proc. 3rd Int. Symp. Magnetic Suspension Technology (ISMST), S. 265-274, 1995.
- [6] W. Gruber, R. Remplbauer und E. Göbl, „Design of a novel bearingless permanent magnet Vernier slice motor with external rotor,” Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC), S. 1-6, 2017.
- [7] T. Stallinger, E. Göbl, R. Remplbauer und W. Gruber, "Performance evaluation of a novel bearingless PM Vernier motor," Proc Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), S. 408-413, 2017.
- [8] B. Kim und T. A. Lipo, "Operation and design principles of a PM Vernier motor," IEEE Trans. on Industry Applications, Bd. 50, Nr. 6, S. 3656-3663, Nov.-Dez. 2014.
- [9] S. L. Ho, S. Niu und W. N. Fu, "Design and Comparison of Vernier Permanent Magnet Machines," IEEE Trans. on Magnetics, Bd. 47, Nr. 10, S. 3280-3283, Okt. 2011.
- [10] J. Bichsel, "The bearingless electrical machine," Proc. Int. Symp. on Magnetic Suspension Technology, NASA Conference Publication 3152, Teil 2, S. 561-573, 1991.
- [11] S. Silber und W. Amrhein, "Bearingless single-phase motor with concentrated full pitch windings in exterior rotor design," Proc. 6th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB), S. 476-485, 1998.
- [12] W. Amrhein und S. Silber, "Bearingless single-phase motor with concentrated full pitch windings in interior rotor design," Proc. 6th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB), S. 486-496, 1998.
- [13] W. Gruber, W. Bauer, K. Radman, W. Amrhein und R. T. Schöb, "Considerations regarding bearingless flux-switching slice motors," Proc. 1st Brazilian Workshop on Magnetic Bearings, 2013.
- [14] W. Gruber, M. Rothböck und R. T. Schöb, "Design of a novel homopolar bearingless slice motor with reluctance rotor," IEEE Trans: on Industry Applications, Bd. 51, Nr. 2, S. 1456-1464, März-April 2015.
- [15] T. Reichert, "The bearingless mixer in exterior rotor construction," Dissertation ETH Zürich Nr. 20329, 2012.
- [16] H. Grabner, S. Silber und W. Amrhein, "Feedback control of a novel bearingless torque motor using an extended FOC method for PMSMs," IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT), S. 325-330, 2013.