

50. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium

September, 19-23, 2005

**Maschinenbau
von Makro bis Nano /
Mechanical Engineering
from Macro to Nano**

Proceedings

Fakultät für Maschinenbau /
Faculty of Mechanical Engineering

Startseite / Index:

<http://www.db-thueringen.de/servlets/DocumentServlet?id=15745>

Impressum

- Herausgeber: Der Rektor der Technischen Universität Ilmenau
Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Peter Scharff
- Redaktion: Referat Marketing und Studentische Angelegenheiten
Andrea Schneider
- Fakultät für Maschinenbau
Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Kurtz,
Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. med. (habil.) Hartmut Witte,
Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Gerhard Linß,
Dr.-Ing. Beate Schlütter, Dipl.-Biol. Danja Voges,
Dipl.-Ing. Jörg Mämpel, Dipl.-Ing. Susanne Töpfer,
Dipl.-Ing. Silke Stauche
- Redaktionsschluss: 31. August 2005
(CD-Rom-Ausgabe)
- Technische Realisierung: Institut für Medientechnik an der TU Ilmenau
(CD-Rom-Ausgabe) Dipl.-Ing. Christian Weigel
Dipl.-Ing. Helge Drumm
Dipl.-Ing. Marco Albrecht
- Technische Realisierung: Universitätsbibliothek Ilmenau
(Online-Ausgabe) [ilmedia](#)
Postfach 10 05 65
98684 Ilmenau
- Verlag:  Verlag ISLE, Betriebsstätte des ISLE e.V.
Werner-von-Siemens-Str. 16
98693 Ilmenau

© Technische Universität Ilmenau (Thür.) 2005

Diese Publikationen und alle in ihr enthaltenen Beiträge und Abbildungen sind urheberrechtlich geschützt.

ISBN (Druckausgabe): 3-932633-98-9 (978-3-932633-98-0)
ISBN (CD-Rom-Ausgabe): 3-932633-99-7 (978-3-932633-99-7)

Startseite / Index:

<http://www.db-thueringen.de/servlets/DocumentServlet?id=15745>

R. Volkert / T. Ströhla / E. Weißenborn / T. Bertram

Entwurf und Erprobung neuartiger Reglerstrukturen für einen magnetisch geführten Mehrkoordinatenantrieb unter Echtzeitbedingungen

Kurzfassung

Durch die Kombination elektrodynamischer Planarantriebe mit magnetischen Führungen können vakuumtaugliche integrierte Mehrkoordinatenantriebe hoher Präzision zuverlässig realisiert werden, die für zahlreiche moderne Anwendungen, z.B. für die Herstellung integrierter Schaltungen, benötigt werden. Im Vergleich zu Mehrkoordinatenantrieben mit Luftführungen treten zudem keine störenden Schleppkräfte aufgrund von Luftzuleitungen zum Läufer, kein Verschleiß der Zuleitungen und keine Führungsschwingungen infolge von Schwankungen in der Druckluftversorgung auf. Darüber hinaus ermöglichen aktive magnetische Führungen eine erweiterte Funktionalität: Durch eine passende Regelungseinrichtung sowie durch eine geeignete Anordnung der Führungsaktoren kann eine Läuferpositionierung in allen sechs Freiheiten erzielt werden [1].

Für die Positionsregelung der magnetischen Führung eines im Labor aufgebauten Mehrkoordinatenantriebs wurden zwei neuartige Reglerkonzepte entwickelt, um die durch Sättigung des Eisenkreismaterials auftretenden Nichtlinearitäten der elektromagnetischen Führungsaktoren sowie deren Hystereseigenschaften zu kompensieren. Dazu wird zum einen mit der Methode der Regelungs-Ljapunov-Funktionen gearbeitet, zum anderen mit einem Algorithmus zur Hysteresekompensation anhand des Jiles-Atherton-Modells als Bestandteil des Führungsreglers. Um die Reglerkonzepte am realen Mehrkoordinatenantrieb testen zu können, wurde ein Hardware-in-the-Loop - Prüfstand aufgebaut.

Das Ziel der Forschungsarbeiten ist es, magnetisch geführte und angetriebene Mehrkoordinatenantriebe in den kommenden Jahren für Positionieraufgaben im Nanometerbereich nutzbar zu machen.

1. Magnetisch geführter Mehrkoordinatenantrieb

Der in Bild 1 gezeigte integrierte, berührungslose Mehrkoordinatenantrieb [2] mit dem

Freiheitsgrad $F = 6$ wurde im Labor aufgebaut und dient als Experimentalsystem zum Test verschiedenartiger Reglerstrukturen und Messsysteme.

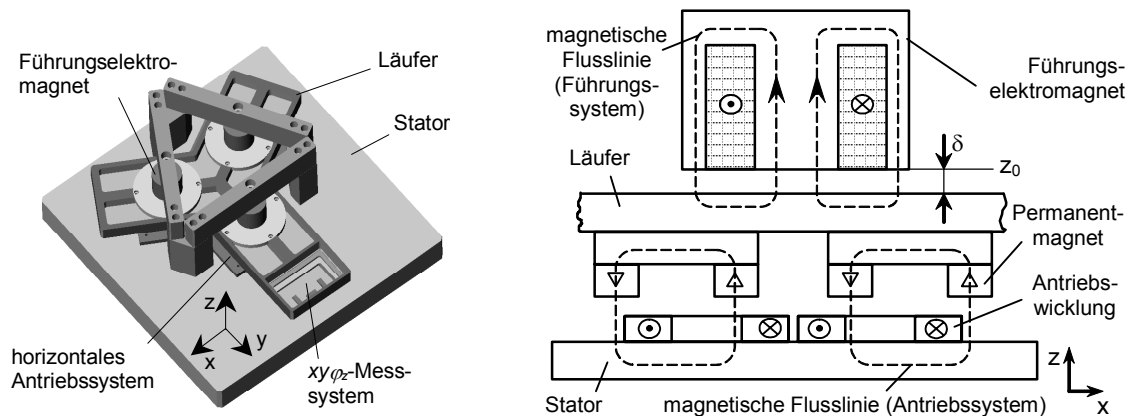


Bild 1: Aufgebauter Mehrkoordinatenantrieb

Der Läufer wird in vertikaler Richtung (z -Richtung) durch drei magnetische Reluktanzaktoren (Topfmagnete) geführt. An der Unterseite des Läufers sind Dauermagnete für den elektrodynamischen Antrieb in der xy -Ebene befestigt. Auf dem Stator befinden sich mehrere im Dreieck angeordnete Flachspulen, die in Wechselwirkung mit den Dauermagneten am Läufer die Antriebskräfte in der xy -Ebene erzeugen. Während eines horizontalen Verfahrensvorgangs müssen die Flachspulen abhängig von der Läuferposition kommutiert werden, um die Richtung der Antriebskräfte konstant zu halten. Der Läufer besitzt im Betrieb keine mechanischen und elektrischen Verbindungen zum Stator, wodurch eine Reibungs- und Verschleißfreiheit gegeben ist. Der Bewegungsbereich beträgt $30 \times 30 \times 0,5 \text{ mm}^3$. Die Positionsmessung des Läufers erfolgt in z -Richtung mittels dreier Wirbelstromsensoren, die unterhalb des Läufers am Stator angeordnet sind. In der xy -Ebene kommt ein inkrementales Messsystem mit einem Kreuzraster auf dem Stator zum Einsatz. Dieses weist eine Gitterperiode von $20 \text{ }\mu\text{m}$ auf und ermöglicht eine Positionsauflösung (Δx , Δy) von 40 nm .

Das dynamische Verhalten eines einzelnen Führungselektromagneten wird durch das folgende Differenzialgleichungssystem beschrieben [3]. Mit $\delta = z_0 - z$ ergibt sich:

$$U = iR + \frac{d\psi(\delta, i)}{dt}, \quad (1)$$

$$-m\ddot{\delta} = F_m(\delta, i) + F_a, \quad (2)$$

$$F_m(\delta, i) = \frac{\partial}{\partial \delta} \int \psi(\delta, i) di \quad (3)$$

mit den Bezeichnungen: $U = U(t)$ - Spannung, $i = i(t)$ - elektrischer Strom, R - Spulenwiderstand, ψ - verketteter magnetischer Fluss, $z = z(t)$ - Ankerposition, $\delta = \delta(t)$ - Luftspalt, m - Masse, F_m - Magnetkraft, F_a - äußere Kraft.

Aufgrund der Sättigung des Eisenkerns des Führungselektromagneten ergeben sich Nichtlinearitäten in den statischen Kennlinienfeldern für den verketteten magnetischen Fluss ψ und die Magnetkraft F_m . Bild 2 zeigt das gemessene Kennlinienfeld für den verketteten magnetischen Fluss. Durch die nichtlinearen Eigenschaften scheitern einfache Regelungskonzepte für eine große vorgegebene dynamische Steifigkeit meist.

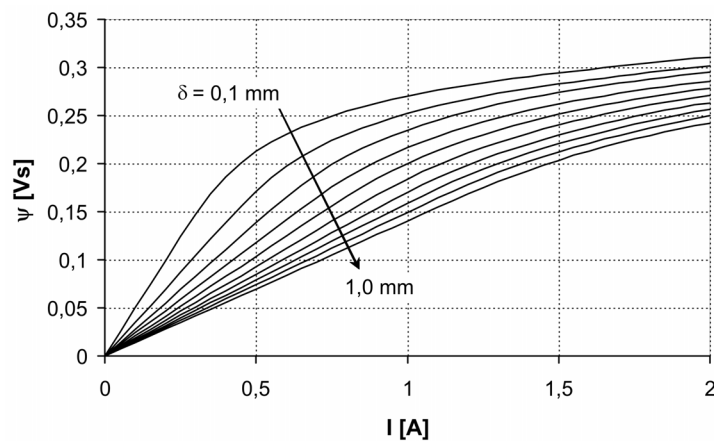


Bild 2: Gemessenes ψ - I -Kennlinienfeld eines Führungselektromagneten

2. Nichtlinearer Kaskadenregler für die magnetische Führung

2.1 Globale Reglerstruktur

Um den Läufer in einer bestimmten stabilen vertikalen Lage zu halten, muss die Luftspatlänge an jedem der drei Elektromagnete geregelt werden. Dafür wurde ein Regelungskonzept mit einer Kaskadenstruktur entwickelt (Bild 3).

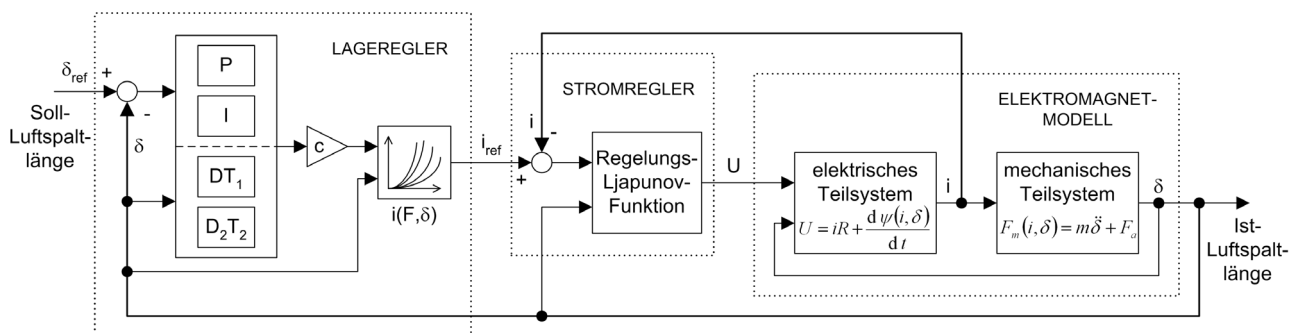


Bild 3: Kaskadierte Struktur zur Lageregelung des Läufers

Diese Reglerstruktur wird für jeden der drei Elektromagnete verwendet. Der innere Regelkreis der Kaskade bezieht sich auf das elektrische Teilsystem des Elektromagneten. Hier wird der Strom geregelt, welcher durch die Magnetspule fließt. Für die Stromregelung wurde eine geeignete Regelungs-Ljapunov-Funktion berechnet, welche die nichtlinearen Eigenschaften des elektrischen Teilsystems berücksichtigt. Der äußere Kreis der Kaskade dient der Regelung der Luftspaltlänge am Elektromagneten. Die Ausgangsgröße des Lagereglers stellt den Sollwert i_{ref} für den Stromregler dar. Die auf den Läufer ausgeübte Kraft des Elektromagneten hängt von der Luftspaltlänge δ sowie vom Strom i ab. Die magnetische Verkopplung der Führungselektromagnete wird für den Reglerentwurf vernachlässigt und wirkt somit als Störgröße auf den Regelkreis.

2.2 Entwurf eines Stromreglers nach der direkten Methode von Ljapunov

Die direkte Methode von Ljapunov erlaubt es, mit Hilfe einer verallgemeinerten Energiefunktion hinreichende Aussagen über die Stabilität einer Ruhelage zu treffen. Basierend auf der Konstruktion einer Regelungs-Ljapunov-Funktion (RLF) erfolgt die Formulierung eines geeigneten Regelungsgesetzes. So ist es möglich, einen geschlossenen Regelkreis mit gewünschten Stabilitätseigenschaften zu entwerfen.

Ziel bei einer zunächst allgemeinen Betrachtung zur Bestimmung einer RLF ist es, ein Regelungsgesetz $\alpha(s)$ für die Regelgröße u eines zeitinvarianten Systems

$$\dot{s} = f(s, u), \quad s = s(t) - \text{Zustand}, \quad (4)$$

zu finden, so dass die Ruhelage $s = 0$ des geschlossenen Regelkreises

$$\dot{s} = f(s, \alpha(s)) \quad (5)$$

global asymptotisch stabil wird.¹

Für skalare Systeme ist die Funktion $V(s) = \frac{1}{2}s^2$ immer eine mögliche Ljapunov-Funktion, da sie positiv definit im gesamten Zustandsraum ist [4]. Das Regelungsgesetz $\alpha(s)$ muss sicherstellen, dass für alle $s \in \mathfrak{R}$ gilt:

$$\frac{\partial V}{\partial s}(s) f(s, \alpha(s)) \leq 0, \quad (6)$$

also im gesamten Zustandsraum negativ definit ist. Für affine Systeme mit der Zustandsgleichung

$$\dot{s} = f(s) + g(s)\alpha(s) \quad (7)$$

lautet die RLF-Ungleichung:

¹ Aufgrund der besseren Übersichtlichkeit wird das Zeitargument t in der vorliegenden Betrachtung weggelassen.

$$\frac{\partial V}{\partial s} f(s) + \frac{\partial V}{\partial s} (g(s) \alpha(s)) \leq 0. \quad (8)$$

Das elektrische Teilsystem des Elektromagneten wird beschrieben mit:

$$U = iR + \frac{d\psi(i, \delta)}{dt} = iR + L \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{d\delta} \frac{d\delta}{dt}. \quad (9)$$

Die Stromregelung muss den Iststrom i gemäß dem Sollstrom i_{ref} regeln. Durch Definition der Regelabweichung $\Delta i = i_{ref} - i$ ergibt sich:

$$\frac{d}{dt} \Delta i = i \frac{R}{L} + \frac{di_{ref}}{dt} + \frac{1}{L} \frac{d\psi}{d\delta} \frac{d\delta}{dt} - \frac{1}{L} U. \quad (10)$$

Für dieses skalare System heißt die Ljapunov-Funktion $V = \frac{1}{2} \Delta i^2$, wenn die Regelabweichung Δi als einzige Zustandsgröße in einer ersten Näherung betrachtet wird. Als RLF-Ungleichung ergibt sich daher (Stellgröße $u = U(t)$):

$$\Delta i \left(i \frac{R}{L} + \frac{di_{ref}}{dt} + \frac{1}{L} \frac{d\psi}{d\delta} \frac{d\delta}{dt} \right) + \Delta i \left(-\frac{1}{L} \right) u \leq 0. \quad (11)$$

Die RLF-Ungleichung (8) wird mit dem Regelungsgesetz

$$u = iR + L \frac{di_{ref}}{dt} + \frac{d\psi}{d\delta} \frac{d\delta}{dt} + kL\Delta i \quad (12)$$

erfüllt. Durch Einsetzen von (12) in (11) ergibt sich: $\Delta i^2 k \geq 0 \quad \forall k > 0$. Die Ausdrücke

$L = L(i, \delta) = \frac{d\psi}{di}(i, \delta)$ und $\frac{d\psi}{d\delta} = \frac{d\psi}{d\delta}(i, \delta)$, welche im Regelungsgesetz (12) auftreten, müssen aus dem nichtlinearen Kennlinienfeld für den verketteten magnetischen Fluss (Bild 2) berechnet werden.

2.3 Regelung der Luftspaltlänge – Lageregler

Um die Luftspaltlänge eines Elektromagneten zu regeln, wird im äußeren Kreis der Kaskade ein mit einem PI-Regler verkoppelter Zustandsregler verwendet. Als Eingangsgrößen für den Zustandsregler werden Geschwindigkeit und Beschleunigung in vertikaler Richtung benötigt. Deren Berechnung erfolgt durch ein- bzw. zweimalige Anwendung der Übertragungsfunktion (13) auf das Positionssignal.

$$G(s) = \frac{K}{1 + \frac{K}{s}} = \frac{s}{1 + \frac{1}{K}s}. \quad (13)$$

Diese Übertragungsfunktion stellt ein DT1-Glied (Verzögerungsglied erster Ordnung mit

differenzierendem Anteil) mit einer Zeitkonstanten $T_1 = \frac{1}{K}$ dar und kann in Simulink durch Rückkopplung eines Integrator-Blocks aufgebaut werden. Falls K sehr groß gewählt wird, wird T_1 klein, wodurch die differenzierende Eigenschaft des DT1-Gliedes dominiert.

Die Stellgröße des Reglers wird mit folgender Übertragungsfunktion berechnet:

$$U(s) = k_p \cdot (W(s) - Z(s)) + k_i \cdot \frac{W(s) - Z(s)}{s} + \frac{K_1}{1 + \frac{K_1}{s}} \left(k_d \cdot Z(s) + k_{d2} \cdot Z(s) \cdot \frac{K_2}{1 + \frac{K_2}{s}} \right) \quad (14)$$

mit: $U(s)$ - Stellgröße des Reglers, $W(s)$ - Sollgröße, $Z(s)$ - Istwert (gemessen).

Für die Berechnung des proportionalen (k_p) und integralen (k_i) Anteils wird die Regelabweichung ($W(s) - Z(s)$) verwendet. Die Geschwindigkeit und Beschleunigung, multipliziert mit den Gewichtungsfaktoren k_d und k_{d2} , bilden den Zustandsanteil des Reglers. Der Regler gibt als Stellgröße den Sollstrom i_{ref} für den inneren Regelkreis aus, welcher für die Einstellung einer bestimmten Läuferposition nötig ist. Zur Kompensation der nichtlinearen Abhängigkeit der Magnetkraft von Strom und Luftspatlänge kann der inverse Zusammenhang $i(F, \delta)$ aus $F(i, \delta)$ berechnet und dem Lageregler in Form einer Look-up-Tabelle hinzugefügt werden. Dadurch wird eine lineare Beziehung $F_{mag} = c \cdot i$ erreicht.

2.4 Simulationsergebnisse

Mit dem nichtlinearen Kaskadenregler ergeben sich bei einer geeigneten Wahl der Reglerparameter in der Simulation die in Bild 4 dargestellten Sprungantworten. Das geregelte System besitzt gute dynamische Eigenschaften, es tritt jedoch ein Überschwingen auf. Zwischen den Bewegungen in verschiedenen Freiheiten zeigen sich kaum Wechselwirkungen. Hierbei handelt es sich allerdings um Simulationsergebnisse. Eine endgültige Bewertung des nichtlinearen Regelungsansatzes kann erst dann erfolgen, wenn der Regler im Hardware-in-the-Loop - Prüfstand am realen Mehrkoordinatenantrieb erprobt wurde, da hier auch das Sensorrauschen und numerische Effekte (A/D- und D/A-Auflösung, Abtastzeit) berücksichtigt werden müssen.

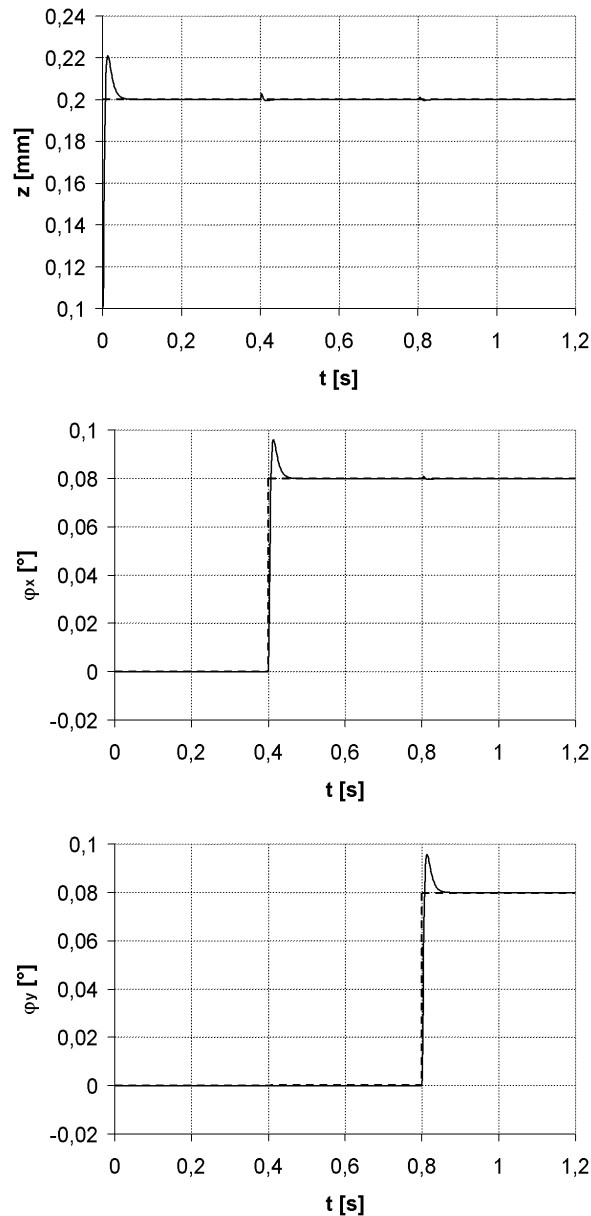


Bild 4: Simulierte Sprungantworten des geregelten Systems (z , φ_x , φ_y)

3. Luftspaltregelung mit Hysteresekompensation

Neben der Nichtlinearität beschränkt bei Elektromagneten die magnetische und mechanische Hysterese die Genauigkeit der Regelung, da kein eindeutiger Zusammenhang zwischen dem Ausgangssignal Kraft/Weg und dem Eingangssignal Strom existiert. Um einen linearen Kraft-Strom-Zusammenhang herzustellen und dadurch eine Verbesserung der Luftspaltregelung zu erzielen, ist es notwendig, insbesondere die dominierende magnetische Hysterese über ein inverses Modell in Echtzeit zu kompensieren.

Derzeit existieren zwei Klassen von Modellen, die Hystereseeffekte mit höherer Genauigkeit beschreiben. Das Preisach-Modell basiert auf einem phänomenologischen Ansatz. Es geht von der

Superposition zweiparametrischer Elementarschleifen aus, die aufgrund der Werkstoffeigenschaften in einer bestimmten Verteilungsfunktion vorliegen. Preisach-Modelle sind sehr rechenaufwändig und schwer invertierbar.

Ein weiteres Verfahren zur Modellierung von Hystereseeffekten wurde 1983 von D.C. Jiles und D.L. Atherton speziell für elektromagnetische Werkstoffe entwickelt [5], [6]. Sie beziehen sich auf die tatsächlichen physikalischen Prozesse, die bei der magnetischen Hysterese auftreten. Dies sind zum Beispiel die Domänengrenzbewegung und Domänengrenzhaftung als reversible und Domänenverformung als irreversible Prozesse. Dieses Verfahren beruht auf der Lösung einer Differenzialgleichung. Es lässt sich deshalb mit geringem Aufwand beispielsweise auf die Prozessorkarte eines Hardware-in-the-Loop - Systems implementieren.

3.1 Das Jiles-Atherton-Verfahren

Das Verfahren beruht ursprünglich auf dem Langevin-Modell zur Berechnung der Magnetisierung für paramagnetische Werkstoffe. Er entwickelte den Zusammenhang zwischen anliegender Feldstärke H und der Magnetisierung M mit:

$$M = M_S \cdot \left(\coth\left(\frac{H}{a}\right) - \frac{a}{H} \right). \quad (15)$$

Dabei entspricht der Parameter a einer Materialkonstanten. Der Faktor M_S , die Sättigungsmagnetisierung, ergibt sich für $H \rightarrow \infty$, und führt theoretisch zur parallelen Ausrichtung aller magnetischen Momente zueinander und zur angelegten Feldstärke.

Für ferromagnetische Materialien führte Weiß das „effektive Feld“ H_e ein. Dies erklärt er mit der Interaktion der einzelnen Domänen, die ein eigenständiges Feld $\alpha \cdot M$, ähnlich einem Dauermagneten, aufgrund angelegter äußerer Feldstärke und irreversibler Prozesse ausbilden. Die angelegte Feldstärke H und das eigenständige Feld $\alpha \cdot M$ resultieren in der effektiven Feldstärke:

$$H_e = H + \alpha \cdot M. \quad (16)$$

Der Faktor α repräsentiert einen Parameter des Magnetfeldes zur quantitativen Beschreibung der Interaktion der Domänen. Gl. (15) kann zur Berechnung der anhysteretischen Magnetisierung M_{an} für ferromagnetische Werkstoffe umgeformt werden zu:

$$M_{an} = M_S \cdot \left(\coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right), \quad (17)$$

$$M_{an} = M_S \cdot \left(\coth\left(\frac{H + \alpha \cdot M}{a}\right) - \frac{a}{H + \alpha \cdot M} \right). \quad (18)$$

Um die Hysterese eines Werkstoffs zu beschreiben, setzen Jiles und Atherton die Magnetisierung

aus zwei Anteilen zusammen, einem reversiblen Anteil M_{rev} und einem irreversiblen Anteil M_{irr} :

$$M = M_{rev} + M_{irr}. \quad (19)$$

Dabei entspricht die reversible Komponente den reversiblen Blochwandverschiebungen und den reversiblen Drehungen der einzelnen Domänen. Die irreversible Komponente entspricht den irreversiblen Domänen- und Domänenwandverschiebungen. Für die irreversible Komponente gilt dabei:

$$\frac{d M_{irr}}{d H} = \frac{M_{an}(H_e) - M_{irr}}{k \cdot \delta - \alpha \cdot (M_{an}(H_e) - M_{irr})}. \quad (20)$$

Die Konstante k ist ein Maß für die Energieverluste pro Volumeneinheit aufgrund des resultierenden Feldes M . Die Variable δ entspricht der Vorzeichenfunktion der nach der Zeit abgeleiteten Feldstärke $H = f(t)$ mit $\delta = +1: \frac{d H}{d t} > 0$ und $\delta = -1: \frac{d H}{d t} < 0$.

Durch Integration ergibt sich die irreversible Komponente:

$$M_{irr} = \int \frac{d M_{irr}}{d H} d H. \quad (21)$$

Mit den bekannten Komponenten folgt für die Magnetisierung M und die magnetische Induktion B :

$$M = (1 - c) \cdot M_{irr} + c \cdot M_{an}(H_e), \quad (22)$$

$$B = \mu_0 \cdot (M + H). \quad (23)$$

Der Parameter c wird als Reversibilitätskoeffizient bezeichnet.

Die magnetische B - H -Hysterese ist die Ursache für die Kraft-Strom- $(F$ - I -)Hysterese von Elektromagneten. Aufgrund von Streufeldern und Inhomogenitäten am Arbeitsluftspalt lassen sich die Hysteresen jedoch nicht direkt ineinander umrechnen. Weiterhin wird bei Gleichstrommagneten nur die Hystereseschleife im ersten Quadranten durchlaufen. Durch Koordinatentransformation (Verschiebung, Skalierung) lässt sich die Kraft-Hysterese in den Koordinatenursprung abbilden. Diese Hysterese besitzt dann eine ähnliche Form wie die B - H -Hysterese und lässt sich mit dem Verfahren von Jiles und Atherton beschreiben. Die fünf Parameter a , M_S , α , k und c des Jiles-Atherton-Modells zur Beschreibung magnetischer Hystereseeffekte lassen sich nicht direkt bestimmten Kennwerten der Hystereseschleife zuordnen. Weil das Jiles-Atherton-Modell hier auf die Kraft-Strom-Hysterese angewendet wird, liegt auch die physikalische Bedeutung der Parameter nur als Analogie vor.

Im hier vorgestellten Fall werden die Parameter des Jiles-Atherton-Modells anhand gemessener Referenzkurven mit Hilfe des evolutionären Algorithmus nach Schwefel sowie des von Nelder-Mead weiterentwickelten Simplexverfahrens berechnet [7]. Dazu wurde die Kraft-Strom-Kennlinie

eines Führungselektromagneten gemessen. Für eine höhere Genauigkeit wurden innere Hystereseschleifen mit in die Parameteridentifikation einbezogen.

3.2 Invertierung des Jiles-Atherton-Modells

In [8] ist ein Invertierungsverfahren für das Jiles-Atherton-Modell entwickelt worden, um es in der FEM-Berechnung zu nutzen. Das ursprüngliche Jiles-Atherton-Verfahren berechnet aus der magnetischen Feldstärke H die Magnetisierung M . Diese lässt sich nur äußerst aufwendig messtechnisch erfassen. Wesentlich geringerer messtechnischer Aufwand entsteht beim Verwenden der B - H -Kennlinie. Um diese zu verwenden, wird das Modell von Jiles und Atherton modifiziert und die magnetische Induktion B als unabhängige Variable eingeführt.

In [8] findet sich die vollständige Herleitung des inversen Verfahrens. Daher werden an dieser Stelle nur die wichtigsten Gleichungen aufgeführt. Ausgangspunkt ist das effektive Feld H_e , verknüpft mit dem effektiven Fluss B_e :

$$B_e = \mu_0 \cdot H_e. \quad (24)$$

Die resultierende Differenzialgleichung besteht aus zwei Teilen, der Ableitung der anhysteresischen Magnetisierung nach der effektiven Feldstärke $\frac{d M_{an}}{d H_e}$ (25) sowie der Ableitung der irreversiblen

Magnetisierung nach dem effektiven Fluss $\frac{d M_{irr}}{d B_e}$ (27).

$$\frac{d M_{an}}{d H_e} = \frac{M_S}{a} \cdot \left(1 - \coth^2 \left(\frac{H_e}{a} \right) + \left(\frac{a}{H_e} \right)^2 \right). \quad (25)$$

Aus der bekannten Magnetisierung M (22) und der bekannten anhysteresischen Magnetisierung M_{an} (17) ergibt sich die irreversible Magnetisierung M_{irr} zu:

$$M_{irr} = \frac{M - c \cdot M_{an}}{1 - c}. \quad (26)$$

Damit folgt:

$$\frac{d M_{irr}}{d B_e} = \frac{M_{an} - c \cdot M_{irr}}{\mu_0 \cdot k \cdot \delta}. \quad (27)$$

Gleichungen (25) und (27) ergeben die Differenzialgleichung für das inverse Jiles-Atherton-Modell:

$$\frac{d M}{d B} = \frac{1 - c \cdot \frac{d M_{irr}}{d B_e} + \frac{c}{\mu_0} \cdot \frac{d M_{an}}{d H_e}}{1 + \mu_0 \cdot (1 - c) \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{d M_{irr}}{d B_e} + c \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{d M_{an}}{d H_e}}. \quad (28)$$

Durch Integration ergibt sich die Magnetisierung M (29) bzw. die resultierende Feldstärke H (30):

$$M = \int \frac{dM}{dB} dB, \quad (29)$$

$$H = \frac{B}{\mu_0} - M. \quad (30)$$

3.3 Entwurf des Luftspaltreglers mit Hysteresekompensation

Der Aufbau einer Positionsregelung mit Hysteresekompensation erfordert die Kenntnis der Jiles-Atherton-Parameter in Abhängigkeit vom momentanen Luftspalt. Hierzu werden einmalig die F - I -Hysteresen des Magneten für verschiedene Luftspaltlängen aufgenommen und mit dem genannten Verfahren die fünf Modellparameter zuzüglich zweier Skalierungsparameter identifiziert.

Verschiedene durchgeführte Berechnungen zeigen, dass die erhaltenen Parametersätze bei gleichzeitiger Suche nach allen Parametern ein zusammenhangloses Verhalten aufweisen. Eine Parameterinterpolation für Luftspaltlängen zwischen den gemessenen Stützstellen führt in diesen Fällen zu physikalisch nicht sinnvollen Ergebnissen. Es ist jedoch möglich, die Parameter so zu bestimmen, dass nur ein Parameter linear von der Luftspaltlänge abhängt und die restlichen konstant sind, ohne die Modellgüte signifikant zu verschlechtern. Berechnungen mit interpolierten Parameterwerten bilden unter diesen Bedingungen die realen Verhältnisse erwartungsgemäß ab. Weiterhin wird der Rechenaufwand durch Vermeidung eines Parameter-Look-Up deutlich reduziert. Langfristig wird eine Automatisierung und zeitliche Beschleunigung der Parameteridentifikation angestrebt.

Mit den ermittelten Parametern lässt sich durch Vorschalten des inversen Jiles-Atherton-Modells die Kraft-Strom-Hysterese des Magneten als statische Nichtlinearität kompensieren. Im konkreten Fall wurde ein Flachanker-Hubmagnet ohne Kennlinienbeeinflussung betrachtet, der als Prototyp für den erwähnten Mehrkoordinatenantrieb entwickelt wurde. Eine modellhaft aufgebaute Kraftsteuerung für diesen Prüfmagneten zeigt ein gutes Folgeverhalten. Dies gilt sowohl für den statischen Fall als auch für veränderliche Luftspaltwerte. Damit sind die Voraussetzungen für den Aufbau eines Lageregelkreises unter Nutzung linearer Regelkonzepte gegeben.

Bild 5 zeigt das Blockschaltbild des entworfenen Lagereglers mit Hysteresekompensation. Zum Einsatz kommt hierbei ein Magnetmodell, welches die dominierenden Nichtlinearitäten berücksichtigt. Implementiert wurden das elektrische Teilsystem mit einer Look-Up-Tabelle für das gemessene ψ - I -Kennlinienfeld, die Kraft-Strom-Hysterese durch das beschriebene Jiles-Atherton-Modell sowie das mechanische Feder-Masse-System mit Berücksichtigung der Anschläge. Mit

diesen Voraussetzungen kann bereits der modellbasierte Reglerentwurf mit hoher Genauigkeit erfolgen.

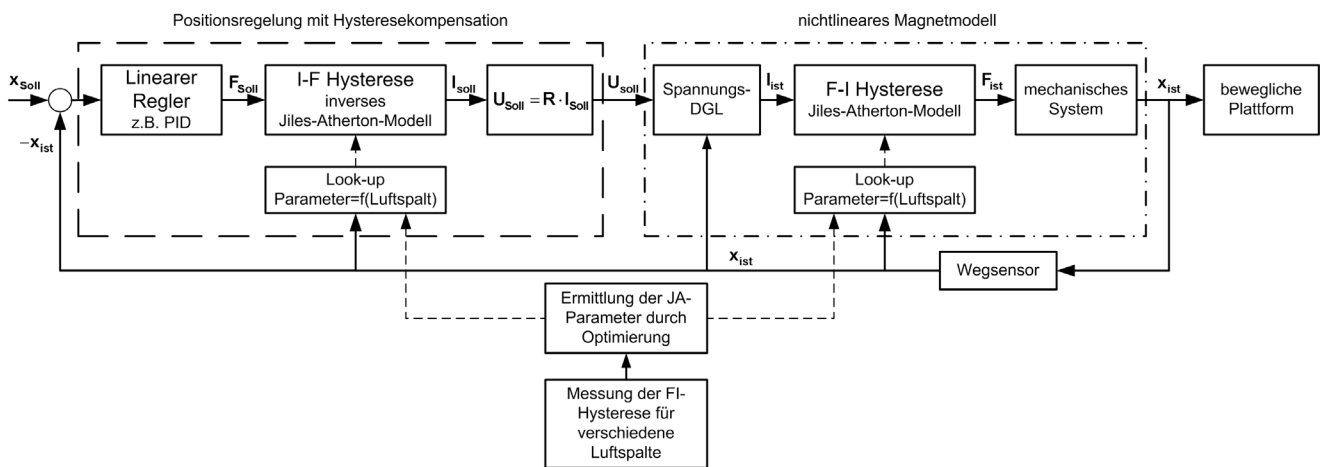


Bild 5: Blockschaltbild einer Positionenregelung mit Hysteresekompensation

Im konkreten Fall fand ein konventioneller PID-Regler in Kombination mit dem inversen Jiles-Atherton-Modell Verwendung. Durch Integration des bestimmenden Systemverhaltens des Elektromagneten in die Informationsverarbeitung kann mit einer reduzierten Hardware ohne Kraftsensoren gearbeitet werden. Damit können die Nachteile dieser Wandlerelemente, wie verringerte Steifigkeit und Dynamik des Systems bei gleichzeitiger Reduzierung der Kosten umgangen werden.

Die Reglerparameter wurden mit dem Kriterium der minimalen quadratischen Regelfläche optimiert und die Systemantwort auf eine Folge von Sollwertsprüngen verschiedener Höhe wurde aufgezeichnet. Zum direkten Vergleich dienen ein PID-Regler ohne Hysteresekompensation sowie ein adaptiver Zustandsregler. Letzterer nutzt ebenfalls das Jiles-Atherton-Verfahren, indem das Magnetmodell parallel zur eigentlichen Strecke berechnet wird, um mit den ermittelten Werten eine Anpassung der Reglerparameter vorzunehmen. Bild 6 zeigt einen Vergleich der Sprungantworten für die verschiedenen Konzepte.

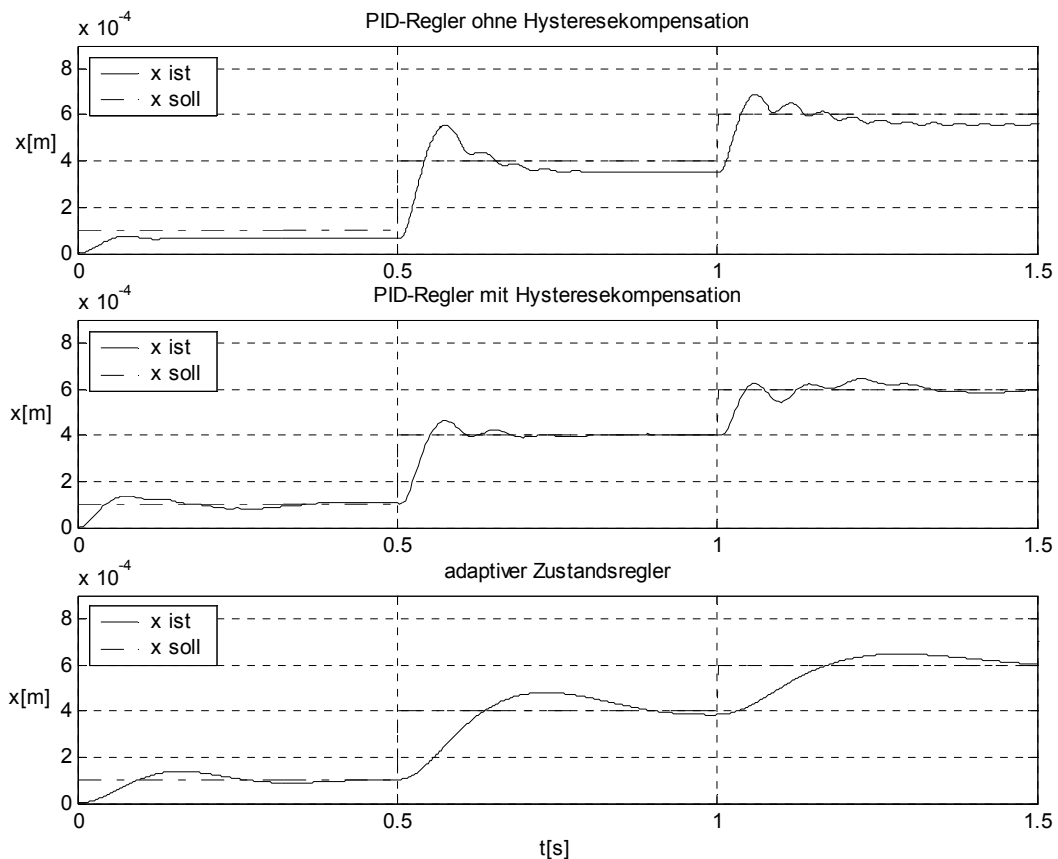


Bild 6: Sprungantworten für die verschiedenen Regelkonzepte

Die Ergebnisse dieser ersten Simulation zeigen, dass bei der Positionierung mit Einbeziehung des Algorithmus zur Hysteresekompensation Vorteile hinsichtlich des Überschwingens und der bleibenden Regelabweichung entstehen. Im Vergleich erreicht der Zustandsregler unter dynamischen Gesichtspunkten keine zufriedenstellenden Ergebnisse.

Als weitere Entwicklungsschritte sind der Test in einer Echtzeit - Hardware-in-the-Loop-Entwicklungsumgebung sowie die abschließende Bewertung am realen System vorgesehen. Darüber hinaus wird langfristig eine Miniaturisierung der benötigten Hardware angestrebt, um eine leichtere Integration des Reglers in das Antriebselement zu ermöglichen. Hierfür wird im Fachgebiet Mechatronik bereits die Implementation der Algorithmen in einen digitalen Signalprozessor vorbereitet.

4. Hardware-in-the-Loop - Prüfstand

Zur Verifikation und Validierung von Modellen der magnetischen Führung sowie zur Erprobung und Weiterentwicklung der vorgestellten Regelungskonzepte am realen Mehrkoordinatenantrieb wurde ein Hardware-in-the-Loop - Prüfstand aufgebaut (Bild 7).

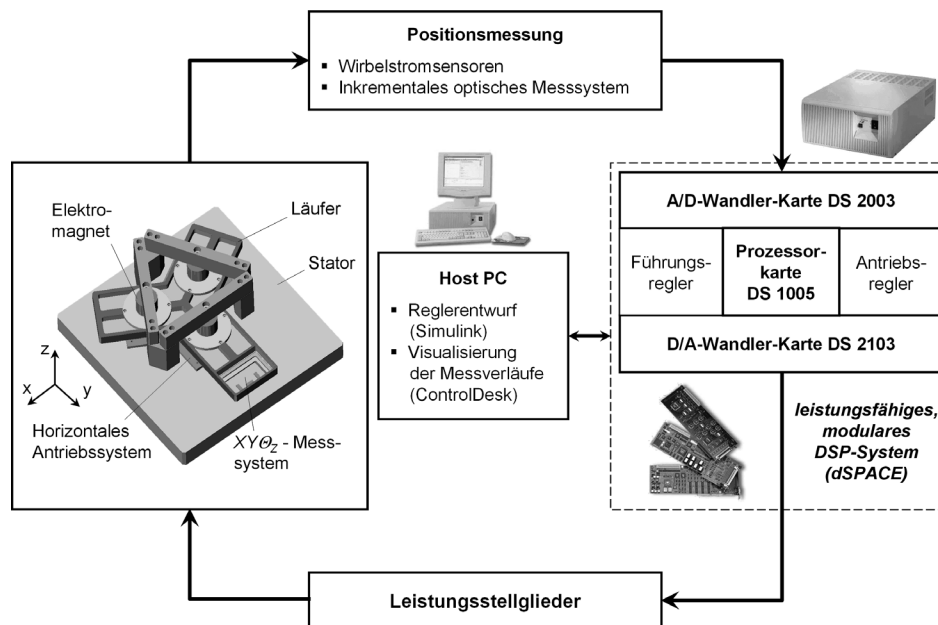


Bild 7: Hardware-in-the-Loop - Prüfstand

Der Prüfstand basiert auf einem modularen DSP-System der Firma dSPACE. Hierbei handelt es sich um mehrere aufeinander abgestimmte Hard- und Softwarekomponenten, mit denen der Prüfstand gesteuert werden kann, Sensorsignale in Echtzeit erfasst und verarbeitet und Zeitverläufe grafisch dargestellt werden können. Mit der Software MATLAB / Simulink auf dem Host-PC werden Antriebs- und Führungsregelung modelliert. Diese können ohne weiteren Programmieraufwand in Programme für die DSP-Prozessorkarte übersetzt werden. Damit ist sofort eine Echtzeit-Führungs- und Antriebsregelung am realen Mehrkoordinatenantrieb möglich. Sämtliche Stellgrößen werden über Leistungsteilglieder an die entsprechenden Aktoren des Mehrkoordinatenantriebs ausgegeben. Die Sensorsignale werden über eine A/D-Wandlerkarte vom DSP-System eingelesen. Gemessene Daten lassen sich mit der Software ControlDesk sofort auf dem Host-PC visualisieren.

5. Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde ein existierender Mehrkoordinatenantrieb mit elektromagnetischer Führung analysiert, um das Potential für eine hochpräzise Positionierung zu ermitteln. Für die elektromagnetischen Führungsaktoren wurde ein nichtlineares Modell entwickelt und dessen Parameter identifiziert. Um eine vertikale Läuferpositionierung mit sehr hoher Genauigkeit zu erreichen, sind geeignete nichtlineare Reglerstrukturen nötig. Hierfür wurden zwei mögliche Konzepte vorgestellt, ein Kaskadenregler mit einem nach der direkten Methode von Ljapunov entworfenen Stromregelkreis sowie ein auf dem inversen Jiles-Atherton-Modell beruhender Luftspaltregler mit

Hysteresekompensation. Für beide Konzepte zur Regelung der magnetischen Führung liegen bereits Simulationsergebnisse vor.

Die Schwierigkeit bei der Anwendung des Jiles-Atherton-Modells besteht in der Ermittlung der Modellparameter. Es existiert kein direkter Zusammenhang zwischen den Modellparametern und den Kennwerten der Hysterese. Deshalb müssen die Modellparameter durch eine Identifikationsrechnung mit der Zielfunktion der kleinsten Abweichung von Modell- und Originalhysterese bestimmt werden. Aus dem Jiles-Atherton-Modell und den ermittelten Parametern ist es möglich, ein inverses Modell aufzustellen. Mit dem inversen Modell als Filter lässt sich die Kraft-Strom-Hysterese gut kompensieren und ein lineares Aktorverhalten erzeugen. Im nächsten Schritt wird dann ein Test beider Regelungskonzepte am realen Mehrkoordinatenantrieb im Hardware-in-the-Loop - Prüfstand erfolgen. Hierbei wird unter anderem der Einfluss des Sensorrauschens, wie es am realen Prüfstand auftritt, untersucht werden. Für eine hochpräzise Positionierung ist das Rauschen grundsätzlich gering zu halten. Daher müssen rauscharme Sensoren, z.B. Laser-Interferometer oder kapazitive Messsysteme, verwendet werden und es muss eine geeignete Messsignalfilterung erfolgen.

Anmerkung

Die hier vorgestellten Arbeiten werden im Rahmen des Sonderforschungsbereiches 622 durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft (DFG) finanziell gefördert.

Literaturhinweise:

- [1] Volkert, R.; Kireev, V.; Zentner, J.; Bertram, T.: Hardware-in-the-Loop - Untersuchung eines magnetisch geführten Mehrkoordinatenantriebs unter Echtzeitbedingungen. Mechatronik 2005, Innovative Produktentwicklung. Tagung Wiesloch. VDI-Berichte Nr. 1892.1. Düsseldorf: VDI-Verlag, S. 535-554.
- [2] Kovalev, S.: Magnetisch geführter Mehrkoordinaten-Präzisionsantrieb. Dissertation. TU Ilmenau, 2001.
- [3] Kallenbach, E.; Eick, R.; Quendt, P.; Ströhla, T.; Feindt, K.; Kallenbach, M.: Elektromagnete: Grundlagen, Berechnung, Entwurf und Anwendung. Stuttgart: B. G. Teubner, 2003.
- [4] Krstić, M.; Kanellakopoulos, I.; Kokotović, P.: Nonlinear and Adaptive Control Design. John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [5] Jiles, D.C.; Atherton, D.L.: Theory of ferromagnetic hysteresis. Zeitschriftenaufsatz, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Nr. 61, S. 48-60.
- [6] Jiles, D.C.: Introduction to Magnetism and Magnetic Materials. London, Chapman & Hall, 1995, ISBN 0-412-38630-5.
- [7] Ströhla, T.; Bode, S.: Compensation of the Force Hysteresis of Proportional Solenoid Actuators. MechRob 2004: International IEEE Conference Mechatronics & Robotics, Aachen, Tagungsband Vol. 2, S. 442-445.
- [8] Sadowski, N.; Batistela, N.J.; Bastos, J.P.A.; Lajoie-Mazenc, M.: An Inverse Jiles-Atherton Model to Take into Account Hysteresis in Time-Stepping Finite-Element Calculations. Zeitschriftenaufsatz, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No. 2, March 2002, S. 797-800.

Autorenangaben:

Dipl.-Ing. Ralf Volkert, Dr.-Ing. Tom Ströhla, cand.-Ing. Erik Weißenborn, Prof. Dr.-Ing. Prof. h.c. Torsten Bertram
Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Mechatronik, PF 10 05 65
D-98684 Ilmenau
Tel.: +49 (0) 3677 469051
Fax: +49 (0) 3677 469063
E-mail: ralf.volkert@tu-ilmenau.de, tom.stroehla@tu-ilmenau.de, erik.weissenborn@stud.tu-ilmenau.de,
bertram@tu-ilmenau.de