



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2008 064 380 A1** 2010.06.24

(12)

Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2008 064 380.7**

(22) Anmeldetag: **22.12.2008**

(43) Offenlegungstag: **24.06.2010**

(51) Int Cl.⁸: **F16C 32/04** (2006.01)

G05B 13/02 (2006.01)

G01B 7/00 (2006.01)

G01V 3/08 (2006.01)

G01R 15/00 (2006.01)

G01P 3/42 (2006.01)

G01R 27/26 (2006.01)

(71) Anmelder:

Siemens Aktiengesellschaft, 80333 München, DE

(72) Erfinder:

Bachmaier, Georg, 80538 München, DE;
Bergmann, Dominik, 83679 Sachsenkam, DE;
Glück, Tobias, Wien, AT; Kemmetmüller,
Wolfgang, Dr., Wien, AT; Kugi, Andreas, Prof.,
Wien, AT; Tump, Christian, 80469 München, DE

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:

DE 692 10 071 T2

JP 2005-1 40 722 A

JP 2007-1 55 388 A

US 2003/2 33 200 A1

**Dr. Pawelczak: "Nutzung inhärenter Messeffekte
von Aktoren und Methoden zur sensorlosen
Positionsmessung im Betrieb" Diss.
Universität der Bundeswehr**

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

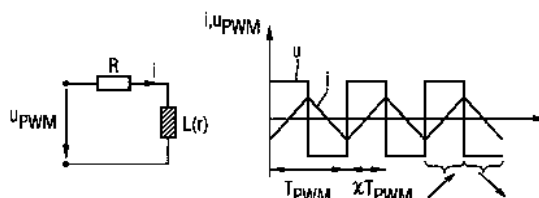
Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

(54) Bezeichnung: **Verfahren und Anordnung zur sensorlosen Zustandsschätzung von magnetischen Schwebesystemen, insbesondere Magnetlager**

(57) Zusammenfassung: Es wird ein Verfahren zur sensorlosen Zustandsschätzung von Magnetschwebesystemen beschrieben, bestehend aus folgenden Schritten:

- Ansteuerung mindestens eines Elektromagneten mittels einer pulswidenmodulierten (PWM) Spannung,
- Messung und Auswertung von Strom und Spannung zur Ermittlung von Induktivitätswerten im PWM Auf- und Entladevorgang,
- Schätzung von Induktivitätswerten sowohl im PWM gesteuerten Aufladevorgang, als auch im PWM gesteuerten Entladevorgang anhand der Summe der kleinsten Fehlerquadrate/Least-Squares,
- Ermittlung von Stromendbedingungen,
- Mittelung von Induktivitätswerten für jede PWM Periode,
- Berechnung einer Position eines Objekts relativ zu Elektromagneten anhand gemittelter Induktivitätswerte.

Anwendung bei sensorlosen Magnetlagern. Mit den Vorteilen von Materialeinsparung, vollständiger Digitalisierung der Messung und der Lageberechnung, sowie schneller Abtastung und prinzipielle Ausführbarkeit ohne Modell.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft die sensorlose Lagebestimmung für eine Magnetlagerung. Eine solche magnetische Lagerung dient zur Lagerung eines Objektes, beispielsweise eines Rotors, mit Hilfe eines Magnetfeldes, welches im Allgemeinen durch mindestens einen Elektromagneten erzeugt ist.

[0002] Der wesentliche Vorteil einer magnetischen Lagerung gegenüber einer klassischen Lagerung, beispielsweise mit einem Kugellager, besteht in der weitestgehenden Reibungslosigkeit. Dies stellt insbesondere im Hinblick auf den Verschleiß einen Vorteil dar. Andererseits wird erst hierdurch eine Lagerung von sehr schnell drehenden Rotoren ermöglicht. Eine Schwierigkeit bei elektromagnetischen Lagerungen besteht darin, dass eine elektronische Regelung der Position des zu lagernden Objektes unabdingbar ist. Dazu ist prinzipiell die Bestimmung der Position des Objektes relativ zum Elektromagneten notwendig. Zusätzlich kann die direkte Bestimmung der Geschwindigkeit, mit der eine Lageänderung vollzogen wird, erfolgen. Klassischerweise erfolgt die Bestimmung der Position direkt mit einem Positionssensor. Allerdings ist der Einsatz eines Positionssensors mit gewissen Nachteilen verbunden. Hierbei sind insbesondere zu nennen, dass ein Positionssensor zusätzliche Kosten aufwirft, für den Einbau des Sensors ein gewisser Bauraum erforderlich ist und der Sensor, falls er ausfällt, für einen Ausfall des gesamten Magnetlagersystems verantwortlich sein kann.

[0003] Aus diesem Grund wurde in den letzten Jahren eine Vielzahl von sogenannten sensorlosen bzw. positionssensorlosen Verfahren zur Regelung eines Magnetlagers vorgeschlagen. Diese Verfahren verzichten auf den Einsatz eines Positionssensors und versuchen stattdessen, basierend auf der Messung des Stroms und der Spannung des Elektromagneten auf die Position und eventuell auf die Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes zurückzuschließen. Dabei wird der Positionssensor entweder durch eine Auswerteelektronik oder durch einen Schätz- oder Beobachtungsalgorithmus ersetzt. Dieser führt eine Schätzung der aktuellen Position durch, sowie eventuell eine Schätzung der aktuellen Geschwindigkeit, jeweils bezogen auf das zu lagernde Objekt.

[0004] Bei der Betrachtung herkömmlicher Magnetlager übt ein Elektromagnet eine anziehende Kraft auf einen schwebenden Körper aus. Dieser Anziehungskraft wirken Störkräfte z. B. die Gewichtskraft des schwebenden Körpers entgegen. Es entsteht in einem bestimmten Abstand ein Kräftegleichgewicht. Bei festgehaltenem Strom steigt die Anziehungskraft, wenn sich der Körper dem Elektromagneten nähert. Sie verringert sich, falls sich der Körper dem Elektromagneten entfernt. Das Magnetlager ist aufgrund der physikalischen Eigenschaften instabil und muss deshalb geregelt werden. Die Informationen über das Bewegungsverhalten des schwebenden Körpers bezieht beispielsweise ein Regler von einem Positionssensor. Liegt ein sensorloses Magnetlager vor, so wird auf eine externe Sensorik verzichtet. Da auch beim sensorlosen Magnetlager eine Regelung notwendig ist, wird hierzu die notwendige Positionsinformation durch die luftspaltabhängigen Eigenschaften der Elektromagnete gewonnen.

[0005] Das Grundprinzip der sensorlosen Positionsbestimmung eines Magnetlagers mit Hilfe der Messung von Spannung und Strom kann anhand der **Fig. 1** betrachtet werden. **Fig. 1** zeigt eine Prinzipskizze eines Magnetlagers. Es wird ein unidirektionales Lager mit einem Elektromagneten betrachtet. Ein Pol des Elektromagneten bildet zusammen mit dem zu lagernden Objekt einen Luftspalt, dessen Länge l sich als Funktion der Position r des Objektes verändert. Zur Berechnung des magnetischen Widerstandes R_m des Luftspaltes, dient die Formel

$$R_m = \frac{l}{\mu_0 A} \quad (1)$$

[0006] Mit der Länge $l = l_0 - r$, der nominellen Länge l_0 sowie der effektiven Fläche A des Luftspaltes und der Permeabilität μ_0 der Luft.

[0007] Vernachlässigt man in weiterer Folge die magnetischen Widerstände des Eisenkerns des Elektromagneten, sowie des Objektes, so errechnet sich die Induktivität des Magnetlagers in der Form der Gleichung

$$L(r) = \frac{M^2}{R_m} = \frac{M^2 \mu_0 A}{l_0 - r} \quad (2)$$

[0008] Mit der Anzahl M der Wicklungen des Elektromagneten. Es wird deutlich, dass die Induktivität des Systems indirekt proportional zum Abstand des Objektes von den Polen des Elektromagneten abhängt. Diese wesentliche Eigenschaft stellt die Grundlage für viele Schätz- und Beobachtungsalgorithmen zur Bestimmung der

Position des Objektes dar. In diesem Zusammenhang sind die Druckschriften aus dem Stand der Technik [4, 6, 11] zu nennen.

[0009] Zum sensorlosen Betrieb eines magnetischen Schwebesystems existiert eine Vielzahl von Hilfsmitteln. Im Folgenden werden die wesentlichen Ansätze aufgezählt und deren Vor- oder Nachteile analysiert.

[0010] Bekannt sind beobachterbasierte Verfahren. Bei diesen Verfahren werden klassische Zustandsbeobachter, entweder lineare oder nicht lineare, zur Schätzung der Position und eventuell der Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes verwendet. Hierzu ist die Literaturstelle [9] zu nennen. Als Messgrößen werden die Spannung und der Strom der Magnetspule benutzt. Der Vorteil dieser Verfahren liegt in deren relativ einfachem Aufbau. Die wesentlichen Nachteile sind jedoch, dass ein sehr genaues Modell des zu beobachtenden Systems notwendig ist. Es zeigt sich, dass diese Verfahren meist eine sehr geringe Robustheit gegenüber Parameterschwankungen und externen Störungen, wie z. B. Lastkräften aufweisen. Weiterhin sind in diesem Zusammenhang die Literaturstellen [2, 7] zu nennen.

[0011] Es sind Parameterschätzverfahren bekannt, die die Position des zu lagernden Objektes nicht als Zustand, sondern als Parameter auffassen, siehe Literaturstelle [3]. Dieser Parameter wird anhand der Messungen mit unterschiedlichen Verfahren derart verändert, dass das Verhalten eines Referenzmodells möglichst gut mit den Messungen übereinstimmt. Der Nachteil dieser Verfahren ist die meist sehr geringe Dynamik, was insbesondere bei schnellen Bewegungen des zu lagernden Objektes problematisch ist.

[0012] Es sind verschiedene Gruppen von Verfahren zur Induktivitätsbestimmung bekannt. Die größte Gruppe von Arbeiten zu sensorlosen Magnetlagerungen, basiert auf der direkten oder indirekten Bestimmung der positionsabhängigen Induktivität des Magnetlagers, wobei auf die Literaturstellen [4, 5, 6, 10, 11] zu verweisen ist. Bei Kenntnis der Abhängigkeit der Induktivität kann damit auf die Position des Objektes zurückgeschlossen werden. Diese Verfahren können nun wiederum in eine Reihe von Untergruppen eingeteilt werden.

[0013] Die sicher weitest verbreitete Untergruppe basiert auf der Einspeisung eines periodischen, meist sinusförmigen Signals, in die Ansteuerung der Spule, siehe hierzu die Literaturstellen [5, 10]. Der Vorteil dieser Verfahren besteht darin, dass bei geeigneter Wahl der Frequenz der Einspeisung, eine frequenzmäßige Entkopplung zwischen der Regelung und der Positionsschätzung erzielbar ist. Der wesentliche Nachteil dieser Verfahren ist jedoch, dass eine zusätzliche, aufwändige Elektronik zur Einspeisung und zur Auswertung des Signals notwendig ist. Weiterhin basiert die Auswertung des Testsignals meist auf einer harmonischen Analyse, was die Dynamik des Systems einschränkt. Schließlich verwenden viele dieser Verfahren eine lineare Ansteuerung der Spule, was natürlich energetisch extrem ineffizient ist.

[0014] Eine zweite Untergruppe basiert auf einer Ansteuerung des Systems mit Hilfe eines sogenannten Hysterese-Verstärkers [6]. Dieser Verstärker schaltet die Versorgungsspannung so ein und aus, dass die dadurch verursachten Stromänderungen genau einem gewünschten Wert entsprechen. Die Schaltfrequenz ist dabei vom aktuellen Wert der Induktivität abhängig, womit auf die Position des zu lagernden Objektes geschlossen werden kann. Die Nachteile sind, dass einerseits ein besonderer und aufwendiger Verstärker verwendet werden muss und andererseits dieses Verfahren eine sehr schlechte Dynamik besitzt.

[0015] Die dritte Untergruppe basiert auf einer Ansteuerung der Spule mit Hilfe einer pulsweiten modulierten Spannung, PWM, [4]. Diese Ansteuerung verursacht Stromrippel durch deren Auswertung auf den aktuellen Wert der Induktivität geschlossen werden kann. Die auf dieser Methode basierenden Verfahren verwenden entweder eine harmonische Analyse oder eine direkte Analyse des Zeitverhaltens des Stroms. Obwohl diese Methode prinzipiell in der Lage ist, die Anforderungen an die Genauigkeit und Dynamik zu erfüllen, weisen die bekannten Umsetzungen folgende wesentliche Probleme auf: Eine Änderung der Pulsweite führt zu Fehlern in der geschätzten Induktivität, womit auch Fehler in der geschätzten Position resultieren. Bewegungen des zu lagernden Objektes, d. h. eine nicht verschwindende Geschwindigkeit, führen zu Fehlern in der Positionsschätzung.

[0016] Der Erfindung liegt somit die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren sowie eine Anordnung zur sensorlosen Zustandsschätzung von Magnetschwebesystemen, insbesondere Magnetlager, bereit zustellen, wobei durch Auswertung des Stroms und der Spannung die Position zu bestimmen ist. Als besondere Schwierigkeit ist dies möglichst unabhängig von anderen Einflussfaktoren zu realisieren. Weiterhin ist eine Vorrichtung zur Durchführung eines solchen Verfahrens anzugeben.

[0017] Eine Lösung dieser Aufgabe geschieht durch die jeweilige Merkmalskombination eines Hauptan-

spruchs.

[0018] Vorteilhafte Ausgestaltungen können den Unteransprüchen entnommen werden.

[0019] Die in dieser Erfindung betrachtete Positionsschätzung beruht auf der Identifikation des aktuellen Induktivitätswertes $L(r)$ mit dessen Hilfe auf die aktuelle Position r des zu lagernden Objektes rückgerechnet werden kann. Im Gegensatz zu in der Literatur bekannten Verfahren zur Schätzung der Induktivität wird in dieser Erfindung kein zusätzliches Messsignal, wie beispielsweise ein sinusförmiges, in die Ansteuerung der Spule eingespeist, sondern es wird direkt die Ansteuerung mit einer pulswertenmodulierten Spannung durchgeführt.

[0020] Der offensichtliche Vorteil besteht darin, dass keine zusätzliche Hardware zur Erzeugung und zur Erfassung des zusätzlichen Messsignals notwendig ist. Die in der Literatur bekannten Verfahren [4,6], welche auf einer Auswertung der pulswertenmodulierten Spannung beruhen, weisen den Nachteil auf, dass eine Änderung der Pulsweite zu einer wesentlichen Verfälschung des identifizierten Induktivitätswertes und damit der identifizierten Position führen. In der vorliegenden Erfindung wird diese Problematik durch eine entsprechende Auswertung der Messsignale umgangen.

[0021] Die meisten Schätzverfahren zur Bestimmung der Induktivität verwenden eine aufwändige analoge Vorverarbeitungselektronik [3]. Anhand der Erfindung erfolgt vorteilhaft die gesamte Verarbeitung der Messsignale digital. Um die in der Verarbeitung benötigten geringen Abtastzeiten bzw. hohen Abtastraten zu ermöglichen, ist, wie in der Beschreibung der Erfindung gezeigt wird, die Entwicklung entsprechender Algorithmen unumgänglich.

[0022] Der in dieser Erfindung entwickelte Schätzalgorithmus besteht im Wesentlichen aus einem Least-Squares Schätzer zur Bestimmung der Induktivität in den einzelnen PWM-Phasen, Lade- und Entlade-phase. Wie im Folgenden gezeigt wird, kann der erste Teil wiederum in zwei Teilaufgaben unterteilt werden, was zu einer äußerst effizienten Implementierung führt.

[0023] Weiterhin kann eine modellbasierte Berechnung der Position und/oder Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes angewandt werden.

[0024] Im Folgenden werden anhand der begleitenden schematischen Figuren Ausgestaltungen der Erfindung beschrieben.

[0025] **Fig. 1** zeigt eine Prinzipskizze eines Magnetlagers,

[0026] **Fig. 2** zeigt ein elektrisches Ersatzschaltbild eines magnetischen Schwebesystems und ein zugehöriges Diagramm mit Auf- und Entladevorgang der Spule,

[0027] **Fig. 3** zeigt den Auf- und Entladevorgang des Spulenstroms i bei pulswertenmodulierter Spannungseinspeisung PWM.

[0028] Um die Magnetkraft auf das Objekt zu berechnen, definiert man die magnetische Ko-Energie

$$W_m = \frac{1}{2} L(r) i^2 \quad (3)$$

mit dem Strom i durch den Elektromagneten. Man erhält damit direkt den folgenden Ausdruck für die Magnetkraft f_m

$$f_m = - \frac{\partial W_m}{\partial r} . \quad (4)$$

[0029] Um die in dieser Erfindung gelöste Aufgabenstellung nochmals kurz darzustellen, ist in **Fig. 2** das elektrische Ersatzschaltbild eines einfachen Magnetlagers dargestellt.

[0030] Darin bezeichnet R den effektiven elektrischen Widerstand der Spule und der Zuleitungen und u_{PWM} ist die angelegte pulswertenmodulierte Spannung.

[0031] Schreibt man das Induktionsgesetz für dieses System an, so erhält man

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L(r)} \left(-Ri - \frac{\partial L(r)}{\partial r} w + u_{PWM} \right), \quad i(0) = i_0 \quad (5)$$

wobei $w = r$ die Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes ist. Das Anlegen einer pulswidenmodulierten Spannung bewirkt, dass der Strom in der ersten Ladephase der PWM ($0 \leq t \leq \chi T_{PWM}$) ansteigt und in der zweiten Entladephase der PWM ($\chi T_{PWM} \leq t \leq T_{PWM}$) abfällt. Dabei werden mit T_{PWM} die Periodendauer der pulswidenmodulierten Spannung und mit $(0 \leq \chi \leq 1)$ das Tastverhältnis bezeichnet. Damit ergibt sich in etwa ein Stromverlauf wie er in der rechten Seite von **Fig. 2** dargestellt ist. Betrachtet man nochmals das Induktionsgesetz (5), so erkennt man, dass die Amplitude bzw. die Steigungen des Stromverlaufs einerseits durch die Induktivität $L(r)$, dies ist der primäre Messeffekt, andererseits jedoch auch durch den Widerstand R , die Geschwindigkeit w sowie die Amplitude und das Tastverhältnis der Versorgungsspannung u beeinflusst wird. Die Aufgabe der Positionsschätzung ist es nun, im ersten Schritt aus den Messungen des Stroms und der Spannung einen Wert der Induktivität zu schätzen und daraus die Position zu bestimmen. Die besondere Schwierigkeit besteht darin, dies möglichst unabhängig von den anderen Einflussfaktoren zu realisieren.

[0032] Least-Squares-Schätzer/Schätzer nach dem Prinzip der Summe der kleinsten Fehlerquadrate

[0033] Die Induktivitätsschätzung beruht auf dem Induktionsgesetz der Elektrodynamik, welches mit Hilfe einer äquidistanten Zeitdiskretisierung **Fig. 3** so aufbereitet wird, dass ein lineares Least-Squares-Verfahren zur rekursiven Bestimmung der Induktivität angewandt werden kann. Hierbei wird jeweils eine Least-Squares-Schätzung für den Auf- und den Entladevorgang vorgenommen und es werden somit zwei Einzelinduktivitäten $\hat{L}_j^{LS}, j \in \{1,2\}$ und zwei Stromanfangsbedingungen $\hat{i}_j, j \in \{1,2\}$ pro PWM-Periode gewonnen.

[0034] Außerdem wird mit einer weiteren Least-Squares-Schätzung ebenso die Stromendbedingung

$$\hat{i}_{N,j-1}, j \in \{1,2\}$$

der Teilstromverläufe bestimmt, welche in der späteren modellbasierten Ermittlung der Position und Geschwindigkeit verwendet werden.

[0035] Das Least-Squares-Verfahren kann in Form eines Multiratenverfahrens aufgebaut werden, sodass mit einer kleinen Abtastzeit T_s die zu bestimmenden Einträge der so genannten Regressoren berechnet werden und anschließend die eigentliche Regression, d. h. die Bestimmung der Teilinduktivitäten und der Anfangs- und Endbedingungen des Stroms, mit einer wesentlich größeren Abtastzeit T_r , welche im Allgemeinen ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer der PWM ist, vorgenommen werden kann.

Schätzung der Induktivität und Stromanfangsbedingung

[0036] Schreibt man das Induktionsgesetz

$$\psi(t) = u(t) - Ri(t), \quad \psi(0) = \psi_0 \quad (6)$$

für einen konstanten elektrischen Widerstand R an und integriert über die Zeit $\Delta t = t - t_0$, so erhält man

$$\int_{t_0}^t \dot{\psi}(\tau) d\tau = \psi(t) - \psi(t_0) = \int_{t_0}^t u(\tau) - Ri(\tau) d\tau. \quad (7)$$

[0037] Berücksichtigt man weiter die Positionsabhängigkeit der Induktivität $L(r)$ im Zusammenhang zwischen der Flussverkettung $\psi(t)$ und dem Strom $i(t)$,

$$\psi(t) = L(r(t))i(t), \quad (8)$$

dann lässt sich Gleichung (7) in der Form

$$L(r(t))i(t) - L(r(t_0))i(t_0) = \int_{t_0}^t u(\tau) - Ri(\tau) d\tau, \quad (9)$$

schreiben und nach dem Strom $i(t)$ aufgelöst erhält man

$$i(t) = \frac{L(r(t_0))}{L(r(t))} i(t_0) + \frac{1}{L(r(t))} \int_{t_0}^t u(\tau) - Ri(\tau) d\tau. \quad (10)$$

[0038] Nimmt man vorerst an, dass die Änderungen der Induktivität $L(r)$ über eine PWM-Periode vernachlässigbar sind, d. h. $L(r(t)) = L(r(t_0))$ und diskretisiert mit der äquidistanten Integrationsschrittweite T_s , so erhält man für die zwei Teilperioden $j \in \{1, 2\}$ Messungen

u_{kj} und i_{kj}

das diskretisierte Integral; **Fig. 3**.

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{0j} &= 0 & \text{für} & \quad k_j = 0, j \in \{1, 2\} \\ \tilde{\psi}_{kj} &= \sum_{m_j=1}^{k_j} (u_{m_j-1} - R i_{m_j-1}) T_s & \text{für} & \quad k_j = 1, \dots, N_j - 1, j \in \{1, 2\} \end{aligned}$$

[0039] Unter der Annahme, dass die Induktivität für die Zeit einer steigenden und fallenden Flanke einer PWM-Periodendauer konstant bleibt, ergibt sich der Zusammenhang

$$i_{kj} = L_j^{-1} (\psi_{0j} + \tilde{\psi}_{kj}) = i_{0j} + L_j^{-1} \tilde{\psi}_{kj} \quad \text{für} \quad k_j = 1, \dots, N_j - 1, j \in \{1, 2\} \quad (11)$$

nach Gleichung (10) zwischen dem Spulenstrom und der Flussverknüttung mit der Stromanfangsbedingung

$$i_{0j} = L_{0j}^{-1} \psi_{0j}.$$

[0040] Wird die Untersumme zusätzlich auf die Schrittweite T_s normiert, so dass $\tilde{\psi}_j = \psi_j / T_s$ gilt, ergibt sich die normierte Induktivität $\tilde{L}_j^{-1} = L_j^{-1} T_s$ als formaler Parameter und Gleichung (10) lässt sich in Vektorschreibweise wie folgt darstellen:

$$i_{kj} = \begin{bmatrix} 1 & \tilde{\psi}_{kj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0j} \\ \tilde{L}_j^{-1} \end{bmatrix} \quad \text{für} \quad k_j = 1, \dots, N_j - 1, j \in \{1, 2\} \quad (12)$$

angeben. Für $N_j, j \in \{1, 2\}$ Messungen erhält man demnach

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{0j} \\ i_{1j} \\ \vdots \\ i_{N_j-1j} \end{bmatrix}}_{y_j} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \tilde{\psi}_{0j} \\ 1 & \tilde{\psi}_{1j} \\ \vdots & \vdots \\ 1 & \tilde{\psi}_{N_j-1j} \end{bmatrix}}_{S_j} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{0j} \\ \tilde{L}_j^{-1} \end{bmatrix}}_{\theta_j}, \quad j \in \{1, 2\} \quad (13)$$

mit dem $(N_j \times 1)$ -dimensionalen Messvektor y_j und der $(N_j \times 2)$ -dimensionalen Regressionsmatrix S_j . Die bestmögliche Approximation

$$\hat{\theta}_j = \begin{bmatrix} \hat{i}_{0j} & \hat{\tilde{L}}_j^{LS} \end{bmatrix}, \quad j \in \{1, 2\}$$

ist im Sinne der kleinsten Fehlerquadrate durch

$$\hat{\theta}_j = (S_j^T S_j)^{-1} S_j^T y_j = \Xi_j^{-1} \xi_j, \quad j \in \{1, 2\} \quad (14)$$

gegeben.

[0041] An dieser Stelle kann man nun sehr gut die Aufteilung des Algorithmus der Least-Squares Identifikation für die Stromanfangsbedingung und die (inverse) Induktivität in zwei unterschiedlichen Abstraten darstellen. Die Messwerte des Stroms i_{kj} werden mit der schnellen Abtastzeit T_s aufgenommen. In jedem dieser schnellen Abtastschritte müssen die Einträge der symmetrischen Matrix $S_j^T S_j$ und der Matrix $S_j^T y_j$ auf den aktuellen Stand gebracht werden. Wie ersichtlich, erfordert dies aber nur die einfachen Rechenoperationen Summation und Multiplikation. Insbesondere muss für den Eintrag Ξ_{11j} nur die Anzahl der Messwerte angegeben werden. Weiterhin erfordert die Berechnung von Ξ_{22j} eine zusätzliche Multiplikation und Addition. Schließlich benötigt man zur Berechnung des Eintrags ξ_{1j} eine Addition und für ξ_{2j} eine Multiplikation und eine Addition.

[0042] Wie man erkennen kann, sind also nur sehr wenige, relativ einfache Operationen innerhalb eines Abtastschrittes T_s notwendig. Die Messwerte des Stroms und der Spannung werden mit Hilfe eines ADCs/Ana-

log-Digital-Converters ermittelt und liefern entsprechend ihrer Auflösung einen Integer-Wert. Daher können die obigen Operationen in einem Fixkomma-Prozessor ohne maßgeblichen Verlust an Genauigkeit ermittelt werden.

[0043] Zur Berechnung der Induktivität und der Stromanfangsbedingung muss im letzten Schritt die Inverse der Matrix $S^T S_j$ berechnet werden und mit $S_j^T y_j$ multipliziert werden. Diese Operationen sind numerisch wesentlich sensibler und sollten daher auf einem Gleitkomma-Prozessor ausgeführt werden. Da diese Operationen jedoch nur einmal in einer PWM-Periode durchgeführt werden müssen, es gilt $T_{PWM} \gg T_s$, kann auch für diese Berechnung ein sehr einfacher und daher günstiger Prozessor zur Anwendung kommen.

[0044] Zusammenfassend können also die obigen Berechnungen auf eine schnelle Berechnung auf einem Fixkomma-Prozessor und auf eine langsame Berechnung auf einem Gleitkomma-Prozessor aufgeteilt werden.

Schätzung der Stromendbedingung

[0045] Zur modellbasierten Berechnung der Position und/oder Geschwindigkeit werden die Stromhübe

$$\Delta i_j = i_{N_j-1} - i_0, \quad j \in \{1,2\}$$

benötigt. Mit der vorangegangenen Bestimmung der Stromanfangsbedingung

$$i_{0j}, \quad j \in \{1,2\}$$

kann in einer zusätzlichen Least-Squares-Schätzung die Stromendbedingungen

$$i_{N_j-1}, \quad j \in \{1,2\}$$

geschätzt werden. Dazu wird der Stromverlauf $i(t)$ mit einer linearen diskreten Approximation über die Teilperioden $j \in \{1,2\}$ abgeschätzt. Es ergibt sich damit die Gleichung mit den Steigungen η_j , $j \in \{1,2\}$ und der Schrittweite T_s bzw. in Vektorschreibweise

$$i_{kj} = \begin{bmatrix} 1 & k_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0j} \\ \eta_j T_s \end{bmatrix} \quad \text{für } k_j = 1, \dots, N_j - 1, \quad j \in \{1,2\}. \quad (15)$$

[0046] Für N_j , $j \in \{1,2\}$ Messungen erhält man demnach

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{0j} \\ i_{1j} \\ \vdots \\ i_{N_j-1j} \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}_j} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & N_j - 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{Q}_j} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{0j} \\ \eta_j T_s \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}_j}, \quad j \in \{1,2\} \quad (16)$$

mit dem $(N_j \times 1)$ -dimensionalen Messvektor $\mathbf{h}_j$ und der $(N_j \times 2)$ -dimensionalen Regressionsmatrix $\mathbf{Q}_j$ für das Ausgleichsproblem $\hat{\mathbf{p}}_j = (\mathbf{Q}_j^T \mathbf{Q}_j)^{-1} \mathbf{Q}_j^T \mathbf{h}_j$, $j \in \{1,2\}$. Die Stromendbedingungen

$$\hat{i}_{N_j-1}, \quad j \in \{1,2\}$$

können nach dann

$$\hat{i}_{N_j-1} = \hat{i}_{0j} + \hat{\eta}_j T_s (N_j - 1), \quad j \in \{1,2\} \quad (17)$$

berechnet werden. Zu beachten ist, dass lediglich ein weiterer Eintrag zusätzlich in der schnellen Abtastzeit T_s ermittelt werden muss.

Modellbasierte Mittelung

[0047] Durch den Least-Squares Algorithmus erhält man pro PWM-Periode jeweils für die steigende und fallende Flanke zwei Werte für die Induktivität sowie zwei Werte jeweils für die Stromanfangs- und Stromendwerte. Die einfachste Möglichkeit aus den beiden Induktivitäten eine Position zu berechnen, ist eine Mittelung der Werte und eine modellbasierte Rückrechnung mit Hilfe von Gleichung (10). Diese sehr einfache Vorgehens-

weise führt zu mehreren Nachteilen: (i) der Einfluss der Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes wird nicht berücksichtigt, (ii) eine Änderung des Tastverhältnisses der PWM bleibt unberücksichtigt und (iii) die Geschwindigkeit des Objektes müsste durch näherungsweise Differentiation der Position ermittelt werden.

[0048] Um nun diese Probleme zu umgehen, wurde in dieser Erfindung ein geeigneter Berechnungsalgorithmus entwickelt. Dazu wird mit Hilfe der aus den Stromanfangs- und Stromendbedingungen gebildeten Stromhübe Δi_j , der Anzahl der Messpunkte N_j und der Strommittelwerte $\bar{i}_j$ der Teilperioden $j \in \{1,2\}$ in Kombination mit der Differenz der Einzelinduktivitäten der Teilperioden modellbasiert die Position und Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes errechnet.

Induktivitätsermittlung

[0049] Bei der Ermittlung der Schätzwerte $\hat{L}_j^{LS}$ mit Hilfe der Least-Squares Identifikation wurde angenommen, dass die Induktivität während der Zeit der steigenden und fallenden Flanke einer PWM-Periodendauer konstant ist, d. h. es wurde folgende Gleichung

$$\hat{L}_j^{LS} \frac{di(t)}{dt} = u - Ri, \quad i(0) = i_0, \quad j \in \{1,2\} \quad (18)$$

verwendet. Eine Integration über die Zeitspanne $\Delta t_j = t_{1j} - t_{0j}$ liefert damit

$$\hat{L}_j^{LS} = \frac{1}{\Delta i_j} \int_{t_{0j}}^{t_{1j}} u(\tau) - Ri(\tau) d\tau, \quad j \in \{1,2\} \quad (19)$$

wobei mit

$$\Delta i_j = i(t_{1j}) - i(t_{0j})$$

der Stromhub innerhalb dieser Zeitspanne bezeichnet wird.

[0050] Zur weiteren Berechnung werden folgende Annahmen getroffen, welche in den meisten Fällen sehr gut erfüllt sind.

- Die zeitliche Ableitung des Stroms wird durch

$$\frac{di_j(t)}{dt} \approx \frac{\Delta i_j}{\Delta t_j}, \quad j \in \{1,2\}$$

abgeschätzt. Diese Annahme ist dann sehr gut erfüllt, wenn die PWM-Periodendauer hinreichend klein und somit der Stromverlauf annähernd dreiecksförmig ist.

- Es wird angenommen, dass die zeitliche Ableitung der Induktivität innerhalb einer Periodendauer der PWM konstant ist, d. h. $dL(t)/dt = \dot{L} = \text{konst.}$

[0051] Führt man weiterhin die Strommittelwerte über eine Teilperiode

$$\bar{i}_j = \frac{1}{T_s N_j} \int_{t_{0j}}^{t_{1j}} i(\tau) d\tau \approx \frac{1}{N_j} \sum_{k_j=0}^{N_j-1} i_k, \quad j \in \{1,2\} \quad (20)$$

mit der Abtastzeit T_s , der Anzahl eine zu schätzende mittlere Induktivität. Man sieht nun unmittelbar aus den beiden Gleichungen, dass es durch eine entsprechende Gewichtung der beiden Least-Squares Schätzungen $\hat{L}_1^{LS}$, $\hat{L}_2^{LS}$ möglich ist, den unerwünschten Einfluss einer Induktivitätsänderung $\dot{L}$ und somit den Einfluss der Geschwindigkeit w des zu lagernden Objektes zu kompensieren.

[0052] Nach Elimination der zeitlichen Ableitung der Induktivität, erhält man die Mittelung

$$\bar{L} = \frac{N_2 \bar{i}_2 \Delta i_1 \hat{L}_1^{LS} - N_1 \bar{i}_1 \Delta i_2 \hat{L}_2^{LS}}{N_2 \bar{i}_2 \Delta i_1 - N_1 \bar{i}_1 \Delta i_2} \quad (21)$$

mit Hilfe derer von den geschätzten Induktivitäten $\hat{L}_1^{LS}$ und $\hat{L}_2^{LS}$ auf die mittlere Induktivität $\bar{L}$ geschlossen werden kann. Man beachte, dass alle darin vorkommenden Größen in der Least-Squares Identifikation bereits berechnet wurden. Damit ist es also möglich, auch dann einen sinnvollen Schätzwert für die Induktivität des Systems

zu bekommen, wenn das zu lagernde Objekt nicht still steht $w \neq 0$.

[0053] Für kleine Änderungen des Mittelwerts des Stromes gilt ferner, dass die Stromhübe $\Delta i_1 \approx -\Delta i_2$ und damit die Strommittelwerte $\bar{i}_1 \approx \bar{i}_2$ ungefähr gleich sind, womit die Mittelung zu einer gewichteten kreuzweisen Mittelung

$$\bar{L} = \frac{N_1 \hat{L}_2^{LS} + N_2 \hat{L}_1^{LS}}{N_2 + N_1} \quad (22)$$

degeneriert. Diese Berechnung ist natürlich wesentlich einfacher zu bewerkstelligen, liefert aber ungenaue Ergebnisse, wenn z. B. durch einen Regler große Änderungen im Strom (und damit im Tastverhältnis) vorgegeben werden.

Positionsbestimmung aus der mittleren Induktivität

[0054] In den obigen Schritten wurde der Mittelwert der Induktivität $\bar{L}$ sowie für die zeitliche Ableitung $\dot{L}$ der Induktivität bestimmt. Im letzten Schritt muss aus diesen Werten die aktuelle Position (und Geschwindigkeit) des zu lagernden Objektes bestimmt werden. Positionsbestimmung aus der mittleren Induktivität

[0055] Dazu verwendet man den auf dem Reluktanzmodell (2) basierenden Modellansatz zur Beschreibung der Induktivität $L(r)$ als Funktion der Position r des zu lagernden Objektes. Bezeichnet man mit $L^M(r)$ den funktionalen Zusammenhang der Induktivität mit der Position r , so erhält man einen Schätzwert der Position $\hat{r}$ durch Inversion dieses Zusammenhangs

$$\hat{r} = (L^M(r))^{-1}(\bar{L}) \quad (23)$$

[0056] Zur Stabilisierung des zu lagernden Objektes wird vielfach auch die Geschwindigkeit w benötigt. Klassischerweise wird diese durch näherungsweise Differentiation der geschätzten Position $\hat{r}$ ermittelt. Diese Vorgehensweise hat jedoch den Nachteil, dass Messrauschen zu einem stark verrauschten Schätzwert für die Geschwindigkeit führen kann und dass durch die näherungsweise Differentiation eine Phasendrehung auftritt, welche wiederum zu Stabilitätsproblemen im geschlossenen Regelkreis führen kann.

[0057] Der in dieser Erfindung entwickelte Algorithmus kann die Geschwindigkeit direkt aus den geschätzten Induktivitätswerten ohne Differentiation errechnen. Daraus kann man unmittelbar folgenden Ausdruck als Schätzwert für die aktuelle Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes ermitteln.

$$\hat{w} = \frac{\hat{L}_2^{LS} - \hat{L}_1^{LS}}{T_s} \left(\frac{\partial L^M(r)}{\partial r} \bigg|_{r=\hat{r}^{LS}} \right)^{-1} \frac{\Delta i_1 \Delta i_2}{N_2 \bar{i}_2 \Delta i_1 - N_1 \bar{i}_1 \Delta i_2} \quad (24)$$

[0058] Zusammenfassend wurde in dieser Erfindung ein Algorithmus zur Schätzung der Position und der Geschwindigkeit eines mit Hilfe eines Magnetlagers zu lagernden Objektes entwickelt, wobei sich dieser Algorithmus durch folgende Eigenschaften auszeichnet:

- Die Berechnung kann in einen mathematisch sehr einfachen Teil, welcher mit einer schnellen Abtastzeit berechnet werden muss, und einen komplexen Teil, welcher mit einer wesentlich geringeren Abtastzeit ermittelt werden kann, aufgeteilt werden. Dies stellt insbesondere im Hinblick auf eine kostengünstige Implementierung einen wesentlichen Vorteil gegenüber herkömmlichen Verfahren dar.
- Durch eine Gewichtung der geschätzten Induktivitätswerte kann sowohl auf die Position als auch auf die Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes geschlossen werden. Dabei können die Einflüsse der Geschwindigkeit und der Pulsweite unterdrückt werden.

Schätzung des Widerstandes

[0059] Bis jetzt wurde angenommen, dass der elektrische Widerstand R des elektrischen Kreises konstant und bekannt ist. Nun ändert sich dieser Widerstand im Betrieb aufgrund von Temperaturänderungen. Daher ist eine Schätzung des Widerstands R für eine praktische Implementierung meist unumgänglich.

[0060] In dieser Erfindung wird ein Widerstandsschätzer verwendet, welcher auf der Tatsache beruht, dass die Widerstandsänderungen sehr viel langsamer erfolgen als die Dynamik des elektrischen Kreises. Steht das gelagerte Objekt still und wird ein konstanter (mittlerer) Strom durch die Spule eingeprägt, so gilt stationär

$$\hat{R} = \frac{\bar{u}}{\bar{i}} \quad (25)$$

mit den Mittelwerten

$$\bar{i} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_k \quad (26)$$

$$\bar{u} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \quad (27)$$

der Spannung u und des Stromes i über eine volle PWM-Periode mit der Periodendauer $T_{\text{PWM}} = T_s N$.

[0061] Um die Schätzung des Widerstandes $\hat{R}$ zu glätten und um den Einfluss einer Bewegung des Objektes zu verringern, wird der Ansatz

$$\frac{d}{dt} \hat{R} = -\frac{1}{T_R} \left(\hat{R} - \frac{\bar{u}}{\bar{i}} \right), \quad \hat{R}(0) = \hat{R}_0 \quad (28)$$

verwendet. Die Zeitkonstante T_R ist dabei so zu wählen, dass einerseits die Einflüsse der Bewegung des gelagerten Objektes sowie die des Messrauschens möglichst unterdrückt werden und andererseits muss der Dynamik der Änderung des Widerstandes zufolge einer Erwärmung hinreichend schnell gefolgt werden kann.

Überlagerter Beobachter

[0062] Wie in den obigen Herleitungen zu erkennen ist, wurde zur Bestimmung der Position und der Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes keinerlei Information über die Dynamik bzw. die Eigenschaften des Objektes (z. B. die Masse, die Dämpfung, usw.) verwendet. Dies ist insofern ein großer Vorteil, als dieses Verfahren auch sehr gute Positions- und Geschwindigkeitsinformationen liefert, wenn das zu lagernde Objekt nur wenig bekannt ist.

[0063] Andererseits ist in vielen Anwendungen eine relativ genaue Kenntnis des zu lagernden Objektes vorhanden, weswegen eine Kombination des obigen Schätzalgorithmus mit einem Zustandsbeobachter sinnvoll sein kann. Mit einem Beobachter könnte man z. B. eine wesentliche Reduktion des Rauschens der Position und Geschwindigkeit erreichen, zusätzlich einzelne Parameter des zu lagernden Objektes identifizieren oder die auf das Objekt einwirkenden Lastkräfte schätzen. Als mögliche Beobachterstrukturen kommen von linearen Beobachtern (Luenbergerbeobachter, Kalmanfilter usw.) bis zu modernen nichtlinearen Verfahren wie das Extended Kalman-Filter, das Uncented Kalman-Filter oder Normalformbeobachter in Frage. Da diese Verfahren im Wesentlichen aus der Literatur bekannt sind, wird an dieser Stelle auf eine genauere Ausführung verzichtet. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass diese Beobachter nur in Kombination mit dem obigen Algorithmus zu Positions- und Geschwindigkeitsschätzung die Anforderungen an die Genauigkeit und Dynamik erfüllen können.

Wesentliche qualitative und quantitative Vorteile der Erfindung

[0064] Das Verfahren benötigt zur Rekonstruktion der Zustandsgrößen keinen zusätzlichen Hardwareaufwand, da inhärente Messeffekte hervorgerufen durch die pulswidenmodulierte Ansteuerung ausgenutzt werden. Lediglich eine Strom- und Spannungsmessung muss verfügbar sein.

[0065] Wird der Algorithmus mit einem Beobachter kombiniert, dann ist es möglich das Gesamtsystem aus systemtheoretischer Sicht algorithmisch in ein elektrisches und mechanisches Teilsystem zu trennen und überdies die volle Modellinformation des Gesamtsystems zur Zustandsgewinnung zu nutzen.

[0066] Die getrennte Behandlung des Auf- und Entladevorgangs zur Least-Squares-Schätzung der Induktivitäten bietet einerseits die Möglichkeit den Einfluss der Integratordrift auf Grund der Diskretisierung des Induktionsgesetzes zu verringern. Andererseits lassen sich das transiente Störverhalten der nicht idealen elektrischen Schaltelemente des Wechselrichters beim Ein- bzw. Ausschalten und der Einfluss von Wirbelströmen in der softwaretechnischen Realisierung ausklammern.

[0067] Durch den Aufbau des Least-Squares-Schätzers als Multiraten-System kann weiterhin der Rechenauf-

wand wesentlich verringert werden. Die Berechnung der Regressoren kann in Ganzzahlarithmetik kostengünstig auf programmierbaren integrierten Schaltkreisen (z. B. FPGA) umgesetzt werden, so dass sehr kleine Abtastzeiten und relativ genaue Schätzungen der Induktivitäten und damit der Zustandsgrößen gewonnen werden können. Die rechenintensiven Operationen können des Weiteren in einer größeren Abtastzeit erfolgen.

[0068] Die Verwendung eines positions- und geschwindigkeitsabhängigen Modells für die Induktivität und die anschließende Regression stellt sich als rechenintensiv dar, da dies zusätzliche Parameter erfordert. Die Vernachlässigung des Geschwindigkeitseinflusses im Induktionsgesetz führt jedoch zu einer geschwindigkeitsabhängigen Spreizung der Induktivitätsschätzungen des Auf- und Entladevorgangs. Eine theoretische Untersuchung zeigt, dass die Einzelinduktivitäten über eine Mittelung, welche die Stromhübe, die Anzahl der Messpunkte und die Strommittelwerte der Teilperioden nutzt, korrigiert werden können. Sie zeigt weiter, dass die Differenz der Einzelinduktivitäten proportional zur Geschwindigkeit ist und unter Zuhilfenahme des Induktivitätsmodells analytisch ermittelt werden kann.

[0069] Im Unterschied zu den bekannten Schätzverfahren ist nicht nur die Positionsschätzung sondern auch die Geschwindigkeitsschätzung direkt aus dem Schätzalgorithmus möglich. Dem Positionsregler, welcher in der Regel aus einer Kompensation der Nichtlinearitäten und einem stabilisierenden Proportional-Integral-Differential-Regler besteht, wird konventionell lediglich die geschätzte Position zurückgeführt und im Differential-Anteil des Reglers ein geschwindigkeitsproportionales Signal gebildet. Allerdings beeinträchtigt und limitiert das Rauschen der Positionsschätzung die erreichbare Regelgüte und Robustheit gegenüber Modellunsicherheiten des Reglers. Ist, wie bei dem entwickelten Schätzverfahren, zusätzlich eine Geschwindigkeitsschätzung verfügbar, so kann diese ebenso rückgeführt und eine Erhöhung der Regelgüte und Robustheit erzielt werden.

[0070] Darüber hinaus kann mit einem nichtlinearen modellbasierten Beobachterkonzept das mechanische Teilmodell des Gesamtsystems in die Zustandsschätzung eingebracht werden. Damit ist einerseits eine Filterung zur Rauschunterdrückung der aus dem Least-Squares-Schätzers ermittelten Position- und Geschwindigkeitsschätzung möglich und andererseits durch Aufnahme eines Störgrößenansatzes in die Modellgleichungen eine von außen einwirkende Lastkraft schätzbar. Im Gegensatz zu einer herkömmlichen Filterung, geht mit der beobachterbasierten Filterung keine Phasenverschiebung einher.

[0071] Die Erfindung ermöglicht eine getrennte Schätzung der Induktivität der Auflade- und Entladephase mit Hilfe von Least-Squares Schätzung, wobei eine Auftrennung in einen schnellen aber mathematisch einfachen Teil und einen langsamen mathematisch komplexeren Teil erfolgen kann.

[0072] Der Einfluss der Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes sowie eine Änderung der Pulsweite der Spannung kann durch eine geeignete Korrektur eliminiert werden.

[0073] Die Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes kann direkt ohne zeitliche Differentiation der Position aus den Schätzwerten der Induktivität und weiteren Hilfsgrößen ermittelt werden.

Literaturliste

- [2] Montie, Dominick T.: "Performance Limitations and Self-Sensing Magnetic Bearings", Diss., University of Virginia, Faculty of the School of Engineering and Applied Science, 2003.
- [3] Noh, Myounggyu D.: "Self-Sensing Magnetic Bearings Driven by Switching Power Amplifier", Diss., University of Virginia, Faculty of the School of Engineering and Applied Science, 1996.
- [4] Pawelczak, Dieter: "Nutzung inhärenter Messeffekte von Aktoren und Methoden zur sensorlosen Positionsmessung im Betrieb", Diss., Universität der Bundeswehr München, 2005.
- [5] Schammas, Alexandre; Herzog, Raoul; Bühler, Phillip; Bleuler, Hannes: "New Results for Self-Sensing Active Magnetic Bearings using Modulation Approach", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 13, No. 4, p 509–516, 2005.
- [6] Skricka, Norbert: "Entwicklung eines sensorlosen aktiven Magnetlagers", Fortschritt-Berichte, Reihe 8, Nr. 1027, VDI-Verlag Düsseldorf, 2004.
- [7] Thibeault, Nancy Morse; Smith, Roy S.: "Magnetic Bearing Measurement Configurations and Associated Robustness and Performance Limitations", Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 124, 589–597, 2002.
- [9] Vischer, D.; Bleuler, H.: "Self-Sensing Active Magnetic Levitation", IEEE Transactions on Control Systems Technology, 29/2, 1276–1280, 1993.
- [10] Yim, Jung-Sik; Sul, Seung-Ki; Ahn, Hyeon-Joon; Han, Dong-Chul: "Sensorless Position Control of Active Magnetic Bearings Based on High Frequency Signal Injection Method", Applied Power Electronics Conference

and Exposition, 19th Annual IEEE, 2, 1351–1354, 2004

[11] Yuan QingHui; Li, Perry Y.: "Self-sensing actuators in electrohydraulic valves", in: Proceeding of the International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Anaheim, California USA, 2004.

Patentansprüche

1. Verfahren zur sensorlosen Zustandsschätzung von magnetischen Schwebesystemen, insbesondere Magnetlager, bestehend aus folgenden Schritten:

- Ansteuerung mindestens eines Elektromagneten mittels einer pulsweitenmodulierten (PWM) Spannung,
- Messung und Auswertung von Strom und Spannung zur Ermittlung von Induktivitätswerten im PWM Auf- und Entladevorgang,
- Schätzung von Induktivitätswerten sowohl im PWM gesteuerten Aufladevorgang, als auch im PWM gesteuerten Entladevorgang anhand der Summe der kleinsten Fehlerquadrate/Least-Squares,
- Mittelung von Induktivitätswerten für jede PWM Periode,
- Berechnung einer Position eines Objekts relativ zu Elektromagneten anhand gemittelter Induktivitätswerte.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass ein Least-Squares-Verfahren in Form eines Multiratenverfahrens aufgebaut wird, sodass mit einer kleinen Abtastzeit (T_s) die zu bestimmenden Einträge der so genannten Regressoren berechnet werden.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass Stromanfangs- oder Stromendbedingungen oder beide ermittelt werden, mit denen der Einfluss großer Stromgradienten zusätzlich in der Induktivitätsmittelung berücksichtigt und korrigiert wird.

4. Verfahren nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Geschwindigkeit eines zu lagernden Objektes direkt ohne zeitliche Differentiation der Position aus den Schätzwerten der Induktivität ermittelbar ist.

5. Verfahren nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die gesamte Verarbeitung von Messsignalen digital geschieht, um die in der Verarbeitung benötigten geringen Abtastzeiten bzw. hohen Abtastraten zu ermöglichen.

6. Verfahren nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine getrennte Schätzung der Induktivität für den Auflade- und Entladevorgang anhand jeweils mindestens einer Least-Squares Schätzung erfolgt, wobei eine Auftrennung in einen schnellen aber mathematisch einfachen Teil und einen langsamen mathematisch komplexeren Teil erfolgen kann.

7. Verfahren nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zusätzlich eine Schätzung des elektrischen Widerstandes des Elektromagneten erfolgt.

8. Verfahren nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine Kombination mit einem sogenannten Beobachter erfolgt.

9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass als Beobachter ein linearer Luenberger Beobachter, ein Kalman-Filter, ein Extended-Kalman-Filter oder ein Uncented-Kalman-Filter eingesetzt wird.

10. Verfahren nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine modellbasierte Berechnung der Position und/oder Geschwindigkeit des zu lagernden Objektes angewandt wird.

11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass ein Reluktanzmodell als Modellbasis zur Beschreibung der Induktivität als Funktion der Position des zu lagernden Objektes eingesetzt wird.

12. Vorrichtung zur Durchführung eines Verfahrens entsprechend einem der Ansprüche 1 bis 11, wobei

- in einem Magnetlager mit mindestens einem Elektromagneten eine anziehende Kraft auf ein schwebendes Objekt ausübt wird,
- die Anziehungskraft der Störkraft, z. B. der Gewichtskraft, des schwebenden Objekts entgegen gerichtet ist, und
- eine Positionsinformation durch die luftspaltabhängigen Eigenschaften von Elektromagneten gewonnen wird,

dadurch gekennzeichnet, dass folgendes vorgesehen ist:

- Ansteuerung mindestens eines Elektromagneten mittels einer pulswidenmodulierten (PWM) Spannung,
- Messung und Auswertung von Strom und Spannung zur Ermittlung von Induktivitätswerten im PWM Auf- und Entladevorgang,
- Schätzung von Induktivitätswerten sowohl im PWM gesteuerten Aufladevorgang, als auch im PWM gesteuerten Entladevorgang anhand der Summe der kleinsten Fehlerquadrate/Least-Squares,
- Mittelung von Induktivitätswerten für jede PWM Periode,
- Berechnung einer Position eines Objekts relativ zu Elektromagneten anhand gemittelter Induktivitätswerte.

Es folgen 2 Blatt Zeichnungen

FIG 1

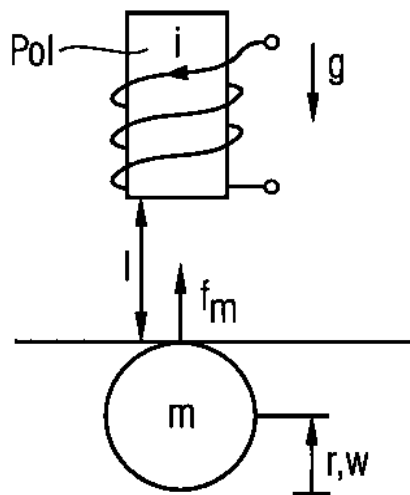


FIG 2

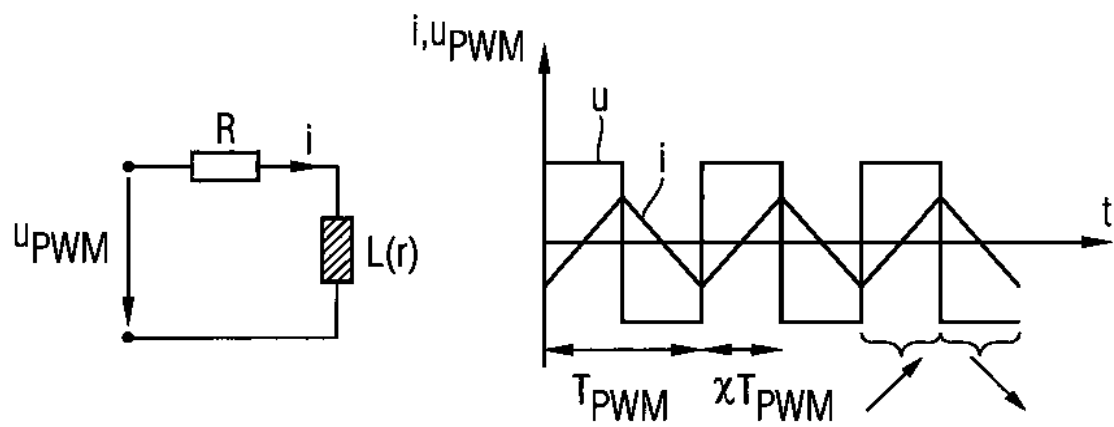


FIG 3

