

# Simulation und Realisierung einer energiesparenden Regelung für einen Tragsmagneten mit Hybriderregung

G. Henneberger und D. Rödder, Aachen

**Übersicht:** Es wird ein Verfahren zur Simulation des Betriebsverhaltens eines Tragsmagneten mit Hybriderregung vorgestellt. Die Ermittlung der Magnetkennwerte erfolgt mittels 3D-FEM-Berechnung. Anschließend wird das Simulationsverfahren und die Zustandsreglerauslegung erläutert. Die Simulationsergebnisse werden mit Messungen an einem ausgeführten Magneten am Prüfstand verglichen. Durch Einführung eines Massebeobachters ist es möglich, die Regelparameter in Abhängigkeit von der Zuladung zu verändern. So erhält man einen zuverlässigen Regler mit der Möglichkeit zur Minimierung des Energieverbrauchs.

## Simulation and realization energysaving control for a levitation magnet with hybrid excitation

**Contents.** The present paper deals with a process for the simulation of the operational performance of a hybrid-excited levitation magnet. The analysis of the magnet characteristics was performed by means of 3D-FEM calculation. Furthermore the simulation procedure and the state-controller are presented. The results of the simulation are compared with the measurements on a realized magnet on a test bench. By the application of a mass-observer it is possible to change the regulator-parameters depending on the carried load. So a reliable controller with the option to minimize energy-consumption could be achieved.

## Liste der verwendeten Symbole

$a$	Splinekoeffizienten, Koeffizienten des charakteristischen Polynoms
$\underline{A}$	Systemmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum, Fläche
$\underline{B}$	Eingangsmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum, Induktion
$\underline{C}$	Ausgangsmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum
$D$	bezogener Luftspalt
$e$	Einheitsvektor
$f$	Frequenz, bezogene Kraft
$F$	Systemmatrix im zeitkontinuierlichen Zustandsraum, Kraft
$g$	Erdbeschleunigung
$\underline{G}$	Eingangsmatrix im zeitkontinuierlichen Zustandsraum
$\underline{H}$	Ausgangsmatrix im zeitkontinuierlichen Zustandsraum
$i$	Spulenstrom
$I$	Einheitsmatrix

$\underline{K}$	Rückführvektor im zeitdiskreten Zustandsraum
$m$	Masse
$\underline{M}$	Stellmatrix im zeitdiskreten Zustandsraum
$N$	Windungszahl (hier: $N = 100$ )
$R$	Ohmscher Widerstand
$s$	Pol im zeitkontinuierlichen Zustandsraum, Laplaceoperator
$t$	Zeit
$\underline{T}$	Maxwell'scher Spannungstensor, Transformationsmatrix
$T$	Abtastzeit
$u$	Spannung
$\underline{x}$	Zustandsvektor
$\underline{y}$	Ausgangsvektor
$z$	Pol im zeitdiskreten Zustandsraum, $z$ -Operator
$\delta$	Luftspalt
$\mu$	magnetische Permeabilität
$\phi$	magnetischer Fluß
$\psi$	Flußverkeftung
$\theta$	Spulendurchflutung ( $= N \cdot i$ )

## verwendete Indices

$x, y, z$	Komponenten für kartesische Koordination
$\hat{\phantom{x}}$	Schätzwert
$\dot{\phantom{x}}$	Ableitung nach der Zeit
$\circ$	Arbeitspunkt
$*$	Regelungsnormalform
$\sim$	rückgekoppeltes System

## 1 Einleitung

Die Magnetschwebetechnik zeichnet sich durch Reibungsfreiheit aus und ist daher unter anderem für den berührungslosen und genauen Transport von Teilen in automatisierten Fördersystemen geeignet. Als Tragsmagnete kommen vorzugsweise Hybridmagnete zum Einsatz, da man so den Spulenstrom über eine geeignete Wahl des Luftspalts minimieren kann. Hier wird ein einzelner, vertikal beweglicher Tragsmagnet untersucht. Seine Masse beträgt 5 kg und die mögliche Zuladung 25 kg. Die Systemmasse geht in den Nenner der Bewegungsgleichung ein und bildet so eine erhebliche Nichtlinearität. Die Reglerauslegung ist also nur für eine bestimmte Systemmasse einfach durchführbar. Mit Hilfe eines Massebeobachters ist es jedoch möglich, die Regelparameter an die jeweilige Systemmasse anzupassen. Der Luftspalt wird dabei so gewählt, daß sich ein möglichst kleiner Strom ergibt. Dies ist für berührungslose Fördersysteme

von großer Bedeutung, da die Energie zur Versorgung der Spulen vom Fahrzeug (z. B. in Form von Batterien) mitgeführt werden muß.

## 2 Berechnung und Messung der Magnetkennwerte

Die Kenntnis der Magnetkennwerte ist Voraussetzung für die Simulation des Betriebsverhaltens und auch für die Reglerauslegung. Zu berechnen sind die Magnetkraft  $F_M$  und die Flußverketung  $\psi$ . Diese Kennwerte stellen sich hier als Kennlinienfelder dar, da sie sowohl vom Luftspalt  $\delta$  als auch von der Spulendurchflutung  $\theta$  abhängen.

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Querschnitt durch den Tragmagneten. Zur Berechnung mit Finiten-Elementen wurde unter Ausnutzung der Symmetrieeigenschaften ein Viertel des Magneten mit 18000 Knoten und 100000 Elementen dreidimensional modelliert (Bild 2).

Dabei wurde der Luftspalt im Hinblick auf die durchzuführenden Kraftberechnungen besonders dicht vernetzt. Die Feldberechnungen wurden für verschiedene Luftspalte ( $\delta = 0,5 \dots 4 \text{ mm}$ ) und Durchflutungen

schnitt reicht es aus, die Flußberechnung an wenigen, über den Spulenquerschnitt verteilten Stellen durchzuführen:

$$\psi \approx \frac{N}{n} \sum_{j=1}^N \phi_j \quad (\text{hier: } n = 12).$$

Auf diese Weise erhält man Stützstellen für das Kennlinienfeld  $\psi(\theta, \delta)$ .

Die Kraftberechnung erfolgt unter Anwendung des Maxwell'schen Spannungstensors  $\underline{T}$  auf den Luftspalt [4]. Eigentlich muß der Spannungstensor auf eine, den Magneten umschließende Hüllfläche angewendet werden. Wählt man jedoch die Fläche im Luftspalt groß genug, so kann man die Beiträge der restlichen Flächen zur Kraft vernachlässigen.

$$\underline{F} = \frac{1}{\mu_0} \int_{(A)} \underline{T} \cdot \underline{dA} = F_x \cdot \underline{e}_x + F_y \cdot \underline{e}_y + F_z \cdot \underline{e}_z$$

$$\underline{dA} = dA \cdot \underline{e}_y \quad (\text{Luftspaltfläche})$$

$$\underline{T} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} [B_x^2 - (B_y^2 + B_z^2)] & B_x \cdot B_y & B_x \cdot B_z \\ B_x \cdot B_y & \frac{1}{2} [B_y^2 - (B_x^2 + B_z^2)] & B_y \cdot B_z \\ B_x \cdot B_z & B_y \cdot B_z & \frac{1}{2} [B_z^2 - (B_x^2 + B_y^2)] \end{bmatrix}$$

( $\theta = -1600 \dots 2000 \text{ A}$ ) durchgeführt. Als Ergebnis erhält man das Feld der magnetischen Flußdichte  $\underline{B}(x, y, z) = B_x \cdot \underline{e}_x + B_y \cdot \underline{e}_y + B_z \cdot \underline{e}_z$ .

Für die Flußverketung gilt die allgemeine Beziehung [2]:

$$\psi = \frac{1}{i} \int_{(\text{Leiter})} \phi \cdot di \quad \text{mit} \quad \phi = \int \underline{B} \cdot \underline{dA}. \quad (1)$$

Nimmt man die einzelnen Leiter der Spule als in Reihe geschaltete Linienleiter an, so vereinfacht sich (1) zu einer Summe der mit den einzelnen Leitern verketteten Flüsse:

$$\psi = \sum_{j=1}^N \phi_j \quad \text{mit} \quad \phi_j = \int B_y \cdot dA_j. \quad (\text{Windung } j)$$

Bei genügend großer Windungszahl (hier:  $N = 100$ ) und gleichmäßiger Verteilung der Leiter über den Spulenquer-

$$F_x = \frac{1}{\mu_0} \int_{(A)} B_x \cdot B_y \cdot dA \quad (\text{Seitenführkraft})$$

$$F_y = \frac{1}{2\mu_0} \int_{(A)} \left( B_y^2 - \frac{1}{2} [B_x^2 + B_z^2] \right) dA \quad (\text{Tragkraft})$$

$$F_z = \frac{1}{\mu_0} \int_{(A)} B_y \cdot B_z \cdot dA = 0 \quad (\text{Kraft in Bewegungsrichtung}).$$

Der Spannungstensor wurde auf drei zur Jochoberfläche parallele Flächen im Luftspalt angewendet. Nach Mittelung ergeben sich die Stützstellen des Kennlinienfeldes der Tragkraft  $F_M(\theta, \delta) = F_y(\theta, \delta)$ . Bild 3 zeigt die gute Übereinstimmung von Kraftberechnung und Messung.

Im massiven Rückschlußjoch treten Eisenverluste auf, welche das dynamische Verhalten des Systems beeinflussen. Sie können in erster Näherung mit einem parallelgeschalteten Widerstand  $R_{Fe}$  nachgebildet werden (Bild 4). Das stationäre Verhalten wird durch  $R_{Fe}$  nicht verändert. Eine analytische Berechnung von  $R_{Fe}$  ist einfach nicht möglich. Es erfolgte daher eine Abschätzung mit dem Wirbelstromsolver eines 2D-FEM-Programmpaketes. Für kleine Frequenzen ( $f \leq 10 \text{ s}^{-1}$ ) ergibt sich für  $R_{Fe}$  ein

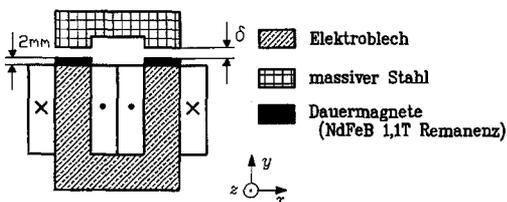


Bild 1. Querschnitt durch den Tragmagneten

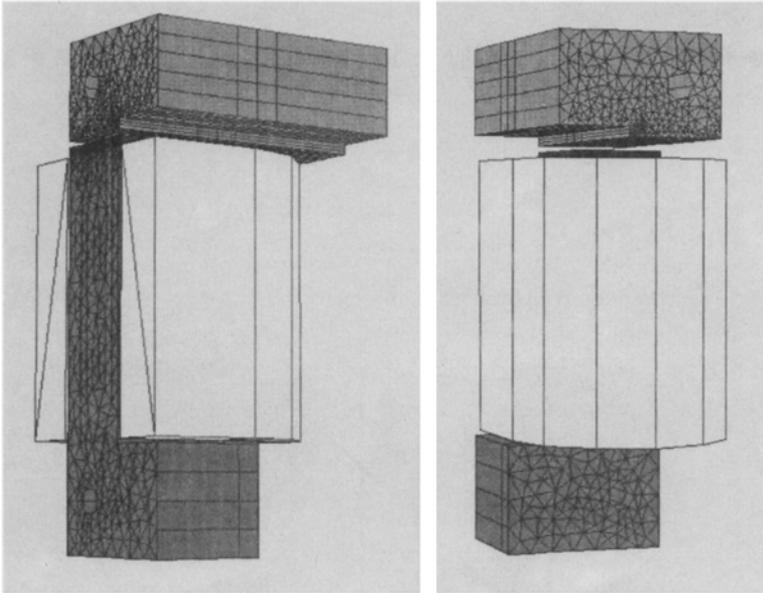


Bild 2. 3D-Modell zur Berechnung des Magnetfelds

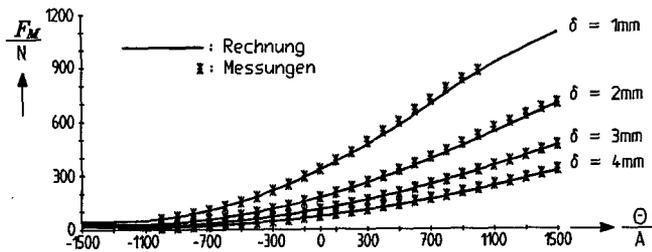


Bild 3. Tragkraft des Hybridmagneten

Wert von ca. 5 Ω (Spulenwiderstand: 0,4 Ω). Dieser Wert konnte durch Messungen bestätigt werden.

Simulationen und Messungen haben gezeigt, daß der Einfluß der Wirbelströme auf das dynamische Verhalten des Systems bei den hier verwendeten Regelparametern gering ist.

### 3 Mathematische Systembeschreibung

Die Simulation der Magnetschwebeanordnung erfordert eine Beschreibung des Systems in Differentialgleichungsform. Da nur vertikale Bewegungen zulässig sind, fällt die Bewegungsgleichung (2) sehr einfach aus. Beim Aufstellen der Spannungsgleichung (3) verwendet man das totale Differential.

$$\ddot{\delta} = g - \frac{F_M(\theta_L, \delta)}{m} \tag{2}$$

$$u = R_0 \cdot \frac{\theta}{N} + \frac{d\psi(\theta_L, \delta)}{dt} = R_0 \cdot \frac{\theta}{N} + \dot{\theta}_L \times \underbrace{\frac{\partial \psi(\theta_L, \delta)}{\partial \theta_L}}_{=\psi_\theta} + \dot{\delta} \cdot \underbrace{\frac{\partial \psi(\theta_L, \delta)}{\partial \delta}}_{=\psi_\delta} \tag{3}$$

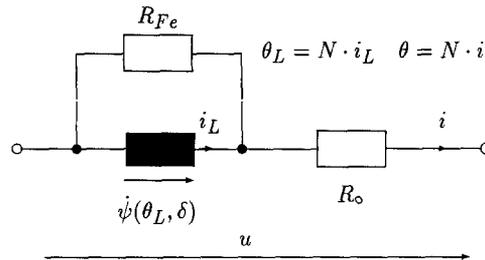


Bild 4. Elektrisches Ersatzschaltbild und Festlegung der Vorzeichen

Die Kennlinienfelder  $F_M(\theta, \delta)$  und  $\psi(\theta, \delta)$  werden aus den diskret vorliegenden Rechenwerten mit einer zweidimensionalen Splineinterpolation (bikubische Splines) ermittelt [1]. Die partiellen Ableitungen  $\psi_\theta$  und  $\psi_\delta$  lassen sich einfach aus der Splinedarstellung von  $\psi$  gewinnen:

$$\psi_{ij}(\theta, \delta) = \sum_{k=0}^3 \sum_{s=0}^3 a_{ijks} \cdot (\theta - \theta_i)^k \cdot (\delta - \delta_j)^s$$

$$\psi_{\theta ij}(\theta, \delta) = \sum_{k=0}^3 \sum_{s=0}^3 k \cdot a_{ijks} \cdot (\theta - \theta_i)^{k-1} \cdot (\delta - \delta_j)^s$$

$$\psi_{\delta ij}(\theta, \delta) = \sum_{k=0}^3 \sum_{s=0}^3 s \cdot a_{ijks} \cdot (\theta - \theta_i)^k \cdot (\delta - \delta_j)^{s-1}$$

$a_{ijks}$ : Splinekoeffizienten  $\theta_i, \delta_j$ : Stützstellen

Zunächst formt man das Gleichungssystem in Zustandsdarstellung um. Da das System drei Energiespeicher besitzt, benötigt man einen dreidimensionalen Zustandsvektor  $\underline{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ :

1. Potentielle Energie  $\rightarrow \delta$  ( $=: x_1$ )
2. Kinetische Energie  $\rightarrow \dot{\delta}$  ( $=: x_2$ )
3. Magn. Feldenergie  $\rightarrow \theta_L$  ( $=: x_3$ )

Man erhält schließlich ein Gleichungssystem der Form  $\dot{\underline{x}} = \underline{f}(\underline{x}, t)$ :

$$\dot{x}_1 = \dot{\delta} = x_2$$

$$\dot{x}_2 = \ddot{\delta} = g - \frac{F_M(x_3, x_1)}{m}$$

$$\dot{x}_3 = \dot{\theta}_L = \frac{1}{\psi_\theta(x_3, x_1)} \cdot \left( \frac{u - \frac{R_0}{N} x_3}{1 + \frac{R_0}{R_{Fe}}} + x_2 \cdot \psi_\delta(x_3, x_1) \right)$$

Zur Lösung des nichtlinearen Differentialgleichungssystems kommt ein Zeitschrittverfahren in Frage. Hier wurde ein explizites Runge-Kutta-Verfahren 4. Ordnung mit konstanter Schrittweite (0,1 ms) [1] gewählt.

#### 4 Auslegung eines Zustandsreglers

Die ungerregelte Magnetschwebeanordnung ist instabil. Zur Auslegung eines Zustandsreglers mittels Polvorgabe muß das Gleichungssystem um einen Arbeitspunkt linearisiert werden. Des weiteren verwendet man bezogene Größen. Die Masse ist in den Gleichungen nun nicht mehr explizit enthalten.

$$D := \frac{\delta - \delta_0}{\text{mm}} \quad \theta_{(L)} := \frac{\theta_{(L)} - \theta_0}{A}$$

$$F_M \approx m_0 \cdot g + (\theta_L - \theta_0) \cdot \left. \frac{\partial F_M}{\partial \theta_L} \right|_{\delta_0, \theta_0} + (\delta - \delta_0) \cdot \left. \frac{\partial F_M}{\partial \delta} \right|_{\delta_0, \theta_0}$$

$$f_M := \frac{F_M - m_0 g}{\text{mm} \cdot m_0} = f_\theta \cdot \theta_L - f_\delta \cdot D \stackrel{!}{=} \ddot{D}$$

$$f_\theta = \frac{1}{\text{mm} \cdot m_0} \cdot \left. \frac{\partial F_M}{\partial \theta} \right|_{\delta_0, \theta_0} \quad f_\delta = \frac{-1}{\text{mm} \cdot m_0} \cdot \left. \frac{\partial F_M}{\partial \delta} \right|_{\delta_0, \theta_0}$$

Die Koeffizienten  $f_\theta$ ,  $f_\delta$ ,  $\psi_\theta$  und  $\psi_\delta$  werden für den Arbeitspunkt aus der Splinedarstellung gewonnen und zur Reglerauslegung als konstant angenommen. Man erhält folgendes linearisiertes Differentialgleichungssystem:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{F} \cdot \underline{x} + \underline{G} \cdot u$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ f_\delta & 0 & -f_\theta \\ 0 & \psi_\delta & -R_0 \\ & \psi_\theta & \bar{r}N\psi_\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} D \\ \dot{D} \\ \theta_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ \bar{r}\psi_\theta \end{bmatrix} \cdot u(t)$$

$$\bar{r} = 1 + \frac{R_0}{R_{Fe}} \quad \text{hier: } \bar{r} = 1,08$$

Als Eigenwerte der Matrix  $\underline{F}$  erhält man ein konjugiert komplexes Polpaar mit negativem Realteil und einen positiven, reellen Pol. Das ungerregelte System ist also instabil.

Als Regler soll eine Zustandsvektorrückführung mit Polvorgabe verwendet werden (Bild 5). Eingangsgröße ist

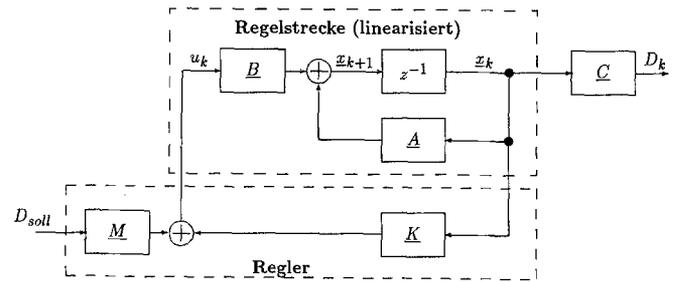


Bild 5. Zeitdiskreter Zustandsregler

die Spulenspannung  $u$  und Ausgangsgröße der bezogene Luftspalt  $D$ :

$$\underline{y} = \underline{H} \cdot \underline{x} = \underline{H} \cdot \begin{bmatrix} D \\ \dot{D} \\ \theta_L \end{bmatrix} \quad \underline{H} = [1 \ 0 \ 0].$$

Voraussetzung ist die vollständige Beobachtbar- und Steuerbarkeit des Systems. Die vollständige Beobachtbarkeit ist mit der Meßgröße  $D$  gegeben. Mit der Spulenspannung  $u$  ist das System steuerbar.

Die Vorgabe geeigneter Pole stabilisiert das System. Man erhält das äquivalente, zeitdiskrete System für die Auslegung eines digitalen Zustandsreglers aus einer Reihenentwicklung [7]:

$$\underline{S} = T \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \underline{F}^i \cdot \frac{T^i}{(i+1)!}$$

$$\underline{A} = \underline{I} + \underline{S} \cdot \underline{F} \quad \underline{B} = \underline{S} \cdot \underline{G} \quad \underline{C} = \underline{H}$$

Die Berechnung von  $\underline{S}$  wird abgebrochen, wenn die Norm des Zuwachsterms eine festgelegte Grenze unterschreitet. Anschließend werden die Matrizen  $\underline{A}$  und  $\underline{B}$  berechnet. Dieses Verfahren läßt sich auf einem Rechner automatisieren.

Die Pole  $\tilde{s}_{i=1, \dots, 3}$  wählt man in der  $s$ -Ebene, da hier eine Aussage über das Zeitverhalten des Systems einfacher möglich ist. Bei einer Wahl der Pole in der  $z$ -Ebene hängt das Zeitverhalten von der Abtastzeit  $T$  ab. Mit der Beziehung  $\tilde{z}_{i=1, \dots, 3} = \exp(\tilde{s}_{i=1, \dots, 3} \cdot T)$  erhält man die Pole in der  $z$ -Ebene. Zur Berechnung der Regelparame-ter ( $\underline{K}$  und  $\underline{M}$ ) ermittelt man zunächst die Koeffizienten  $a_{j=0, \dots, 3}$  des charakteristischen Polynoms der Systemmatrix  $\underline{A}$  (4). Dann wird der Rückführvektor  $\underline{K}^*$  in Regelungsnormalform bestimmt (6). Dazu benötigt man die Koeffizienten  $\tilde{a}_{j=0, \dots, 3}$  des charakteristischen Polynoms des geregelten Systems (5). Die Koeffizienten erhält man jeweils aus einem Koeffizientenvergleich. Mit Hilfe der inversen Transformationsmatrix  $\underline{T}^{-1}$  (7) berechnet man schließlich den Rückführvektor  $\underline{K}$  (8). Die Stellmatrix  $\underline{M}$  (9) ist hier ein Skalar.

$$\chi_A(\lambda) = \det [\lambda \underline{I} - \underline{A}] = \sum_{j=0}^3 a_j \cdot \lambda^j \tag{4}$$

$$\begin{aligned} \chi_{(\underline{A}^* + \underline{B}^* \underline{K}^*)}(\lambda) &= \det [\lambda \underline{I} - (\underline{A}^* + \underline{B}^* \underline{K}^*)] \\ &= \prod_{j=1}^3 (\lambda - \tilde{z}_j) = \sum_{j=0}^3 \tilde{a}_j \cdot \lambda^j \end{aligned} \tag{5}$$

$$\underline{K}^* = [a_0 - \tilde{a}_0, a_1 - \tilde{a}_1, a_2 - \tilde{a}_2] = [K_1^*, K_2^*, K_3^*] \quad (6)$$

$$\underline{T} = [\underline{A}^2 \underline{B}, \underline{A} \underline{B}, \underline{B}] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ a_2 & 1 & 0 \\ a_1 & a_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\underline{K} = \underline{K}^* \cdot \underline{T}^{-1} \quad (8)$$

$$\underline{M} = [\underline{C}(\underline{I} - (\underline{A} + \underline{BK}))^{-1} \underline{B}]^{-1}. \quad (9)$$

### 5 Regelung mit Minimierung des Energieverbrauchs

Eine Betriebsart mit minimalem Energieverbrauch ist für ein Fördersystem mit batteriegespeisten Tragnagnetspulen notwendig. Bei einem Fördersystem werden Lasten be- und entladen. Die Größe der Be- und Entladung und deren Zeitpunkt müssen nicht bekannt sein. Gleichzeitig ist das System Tragnagnet nichtlinear. Daher können die Pole bei konstanten Regelparametern nur für einen bestimmten Arbeitspunkt  $(\theta_0, \delta_0)$  festgelegt werden. Ändert man den Arbeitspunkt, so verschieben sich die Eigenwerte der Systemmatrix und damit auch die Pole des geregelten Systems. Bild 6 zeigt die Ortskurve der Eigenwerte des geregelten Systems in der  $s$ -Ebene. Die Regelparameter wurden für  $m = 10 \text{ kg}$  und  $\theta_0 = 0$  ( $\rightarrow \delta_0 = 3,3 \text{ mm}$ ) berechnet und konstant gehalten.

In [6] ist ein Verfahren beschrieben, bei dem der Spulenstrom rückgekoppelt wird. Gleichzeitig wird ein Stromsollwert von Null vorgegeben. Der Luftspalt stellt sich dann entsprechend der Systemmasse ein. Dieses Verfahren erlaubt jedoch keine Einschränkung des Luftspaltbereichs bei hoher Zuladung.

Die Minimierung des Energieverbrauchs soll hier durch eine Anpassung des Arbeitspunktes an die jeweilige Systemmasse realisiert werden. Dazu muß die Systemmasse bekannt sein. Eine Berechnung der Masse ist mit Hilfe des Kennlinienfelds  $F_M(\theta, \delta)$  möglich.

Die Beschleunigung  $\ddot{\delta}$  wird dabei vernachlässigt. Wie in Bild 7 dargestellt, werden die Arbeitspunktwerte  $i_0 = \frac{\theta_0}{N}$  und  $\delta_0$ , welche vor der Multiplikation mit  $\underline{K}$  von den Meßwerten subtrahiert werden, in Abhängigkeit der Systemmasse verändert. So ergibt sich in einem weiten Bereich ein mittlerer Spulenstrom von  $i = 0$ . Bei Überschreitung einer Masse von hier 30 kg wird  $\delta_0$  konstant gehalten und  $i_0$  steigt entsprechend an. Bei Unterschreitung von 10 kg wird der Luftspalt ebenfalls konstant gehalten. Diese Eingrenzung des Luftspaltarbeitspunktbereichs ist notwendig, um bei Lastwechseln eine ausreichende Reserve zu haben. Ansonsten müßte die Zuladung auf kleinere Werte beschränkt werden.

Mit Hilfe von Parametervariationen in der Simulation wurde eine für Masseänderungen gut brauchbare Polvorgabe gefunden.

Die in Abschnitt 4 dargestellten Berechnungsverfahren werden nun mit dieser Polvorgabe auf die Arbeitspunktkenlinien (Bild 7) angewendet. Als Ergebnis erhält

### geregeltes System:



Bild 6. Ortskurve der Eigenwerte des rückgekoppelten Systems bei Variation der Systemmasse

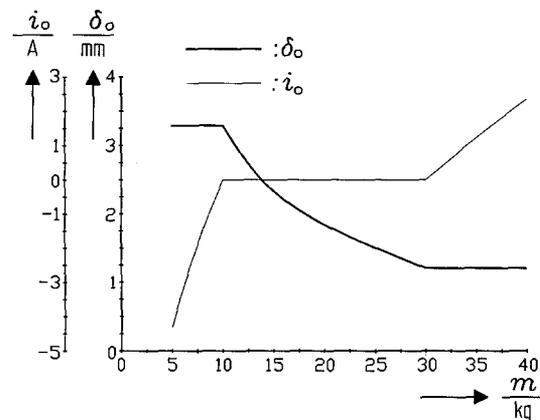


Bild 7. Arbeitspunktwerte in Abhängigkeit der Systemmasse

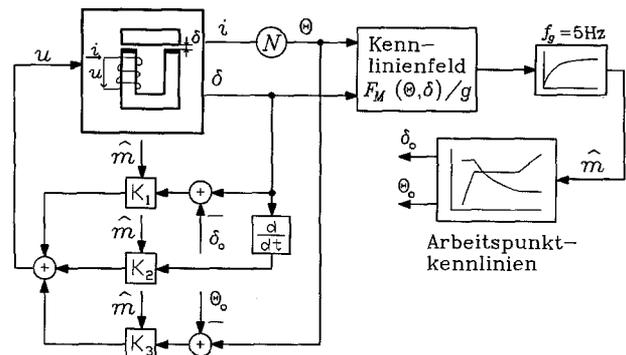


Bild 8. Struktur des Reglers zur Minimierung des Energieverbrauchs

man die Regelparameter  $\underline{K}$  in Abhängigkeit von der geschätzten Masse  $\hat{m}$ . In jedem Arbeitspunkt werden so die vorgegebenen Pole eingehalten. Die Stellmatrix hat bei dieser Reglerstruktur keinerlei Bedeutung mehr, da der Sollwert immer dem Arbeitspunktwert entspricht und so  $D_{soll} \equiv 0$  gilt.

Bild 8 zeigt die Struktur des Reglers. Um Schwingungen zu vermeiden und einen weichen Übergang zwischen den Arbeitspunkten zu ermöglichen, wird der Ausgang des Kennlinienfelds mit  $f_g = 5 \text{ Hz}$  tiefpaßgefiltert (Tiefpaß 1. Ordnung).

### 6 Messungen und Simulationen

Um die gewonnenen Erkenntnisse auch meßtechnisch zu überprüfen, wurde ein Versuchsstand aufgebaut. Der Tragnagnet ist in reibungsarmen Rollenführungen gelagert. So sind nur vertikale Bewegungen möglich. Die Regelung wird auf einem Signalprozessor TMS320C30 mit einer Abtastzeit  $T = 500 \mu\text{sec}$  digital ausgeführt. Als Hostrechner und Entwicklungsumgebung dient ein PC386. Der Signalprozessor ist in der Hochsprache C programmierbar und erlaubt auch die problemlose Abspeicherung der Kennlinien  $\underline{K}(m)$ ,  $\delta_0(m)$ ,  $\theta_0(m)$  und des Kennlinienfelds  $F_M(\theta, \delta)$ .

Als Leistungsverstärker wird eine pulsweitenmodulierte H-Brücke mit MOS-FET-Transistoren und einer Schaltfrequenz von 20 kHz bei einer Zwischenkreisspannung von 60 V verwendet und stellt die von der Regelung vorgegebene Spulenspannung  $u$  ein.

Der Luftspalt  $\delta$  und der Spulenstrom  $i$  stehen als Meßwerte zur Verfügung. Zur Luftspaltmessung wird ein Wirbelstromsensor und zur Strommessung ein Stromwandler mit Gleichsignalübertragung verwendet.

Der in Abschnitt 5 beschriebene Regler wird auf dem Signalprozessor programmiert. Die Zustandsregelung benötigt als Eingangswerte die Zustandsgrößen  $\delta$ ,  $\dot{\delta}$  und  $\theta_L$ .  $\delta$  wird gemessen und steht so zur Verfügung. Die Anwen-

dung des Differenzenquotienten auf die mit  $f_g = 1 \text{ kHz}$  gefilterten  $\delta$ -Meßwerte liefert  $\dot{\delta}$ . Statt mit  $\theta_L$  wird mit der Meßgröße  $\theta$  geregelt.

Ausgehend von einer Systemmasse  $m = 15 \text{ kg}$  wird der Tragnagnet mit 10 kg zusätzlich belastet (Bild 10). Es findet ein Ausgleichsvorgang statt. Der Endwert ist ein der neuen Systemmasse angepaßter Arbeitspunkt in dem wiederum der mittlere Spulenstrom  $i = 0$  beträgt. Im ersten Moment nach der Zuladung schwingt der Luftspalt zu größeren Werten hin über. Bei einer Entladung (Bild 11) beobachtet man den umgekehrten Effekt. Dies ist der Grund für die in Abschnitt 5 bereits erwähnte Eingrenzung des Luftspaltarbeitspunktbereichs. Es ist damit gewährleistet, daß der Tragnagnet nicht den durch die maximale Magnetdurchflutung und durch den Meßbereich des Luftspaltsensors festgelegten Bereich ( $\delta = 0,7 \dots 4 \text{ mm}$ ) verläßt. Die mögliche Konsequenz wäre ein Herunterfallen des Tragnagneten oder ein „Festkleben“ am Rückschlußjoch.

In Bild 11 wird die Zusatzbelastung von 10 kg wieder entfernt. Die Systemmasse wird also von 25 kg auf 15 kg verringert. Auch hier findet ein Ausgleichsvorgang mit dem Ziel  $i = 0$  statt.

Mit Hilfe des in Abschnitt 3 beschriebenen Simulationsverfahrens werden die Lastwechsel simuliert. Da auch die Simulation in C programmiert ist, kann der

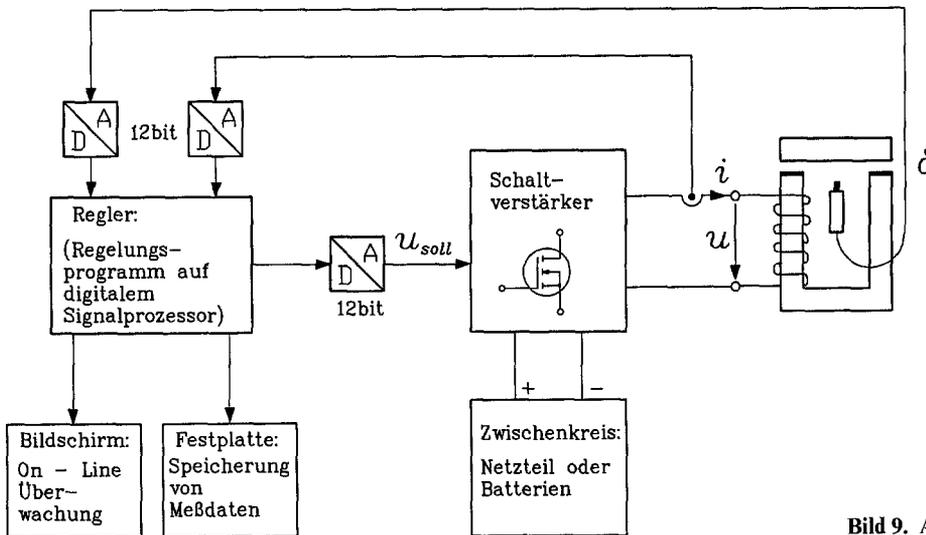


Bild 9. Aufbau des Versuchsstands

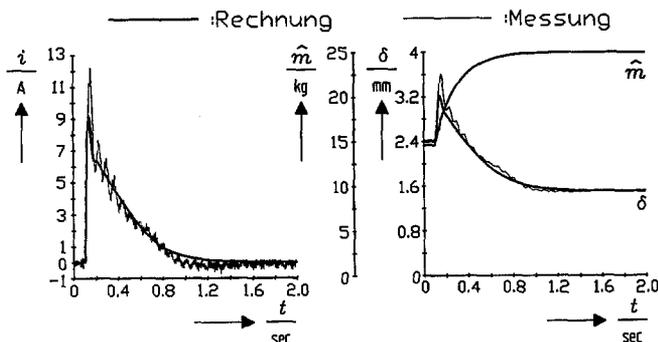


Bild 10. Messung, Rechnung: Zuladung von 10 kg auf insgesamt 25 kg

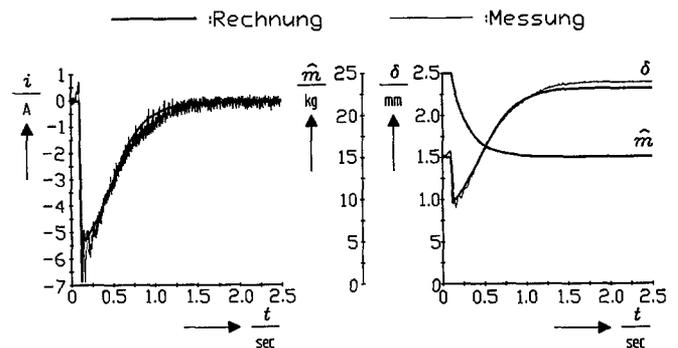


Bild 11. Messung, Rechnung: Wegnahme von 10 kg auf insgesamt 15 kg

Regelalgorithmus aus dem Echtzeitbetrieb übernommen werden. Umgekehrt kann ein neuer Regler zunächst in der Simulation getestet und danach umgehend im Echtzeitbetrieb eingesetzt werden.

Es ist zu berücksichtigen, daß die in der Simulation ideal verwirklichten Lastwechsel in den Messungen nur annähernd durchgeführt werden können. Die unendlich schnelle Entfernung des Zusatzgewichtes bei einer Entladung ist nicht realisierbar. Des weiteren wird bei einer Zuladung das Gewicht mit einer endlichen Geschwindigkeit aufgesetzt. Der so entstandene Impuls erklärt die in Bild 10 auftretenden Schwingungen.

## 7 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wird die Simulation des Betriebsverhaltens und die Realisierung einer energiesparenden Regelung für einen Tragmagneten mit Hybriderregung beschrieben.

Die Kennlinien für die Simulation erhält man aus der numerischen Feldberechnung. Damit ist es möglich, das Verhalten eines solchen Magneten auf dem Rechner nachzubilden und so die Entwicklungszeit zu verkürzen. Die Tauglichkeit des Simulationsverfahrens wird durch Messungen an einem ausgeführten Magneten belegt.

Es wird ein Regelungsverfahren vorgestellt, welches den Energieverbrauch der Tragmagnete minimiert. Dazu wird die Systemmasse in Echtzeit berechnet und damit der Arbeitspunkt nachgeführt. Mit diesem Verfahren ist es auch möglich, den Arbeitspunktbereich einzuschränken. Die Funktion dieses Regelverfahrens wurde ebenfalls durch Messungen am Prüfstand nachgewiesen.

## Danksagung

Die Verfasser danken der Deutschen Forschungsgemeinschaft für deren Unterstützung.

## Literatur

1. Engeln-Müllges, G.; Reutter, F.: Formelsammlung zur Numerischen Mathematik mit C-Programmen Mannheim, Wien, Zürich: BI-Wiss. Verlag 1990
2. Engl, W. L.: Hilfsblätter zur Vorlesung Theoretische Elektrotechnik RWTH Aachen 1982
3. Henneberger, G.; Rödder, D.: Zustandsgeregelte Magnetschwebeanordnung mit hybridmagnetischer Erregung: Rechnung und Messung. Tagung Industrielle Automatisierung; Automatisierte Antriebe, 1992
4. Lowther, D. A.; Silvester, P. P.: Computer-aided design in magnetics. Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo: Springer-Verlag 1986
5. Meyr, H.: Regelungstechnik II. Vorlesung an der RWTH Aachen RWTH Aachen 1991
6. Miyamoto, K.; Murai, T.; Koga, S.; Onuki, T.: Digital control of attractive magnetic levitation with permanent magnet Maglev 1989
7. Unbehauen, H.: Regelungstechnik II. Braunschweig, Wiesbaden: Vieweg 1985

Eingegangen am 2. Februar 1993

Univ.Prof. Dr.-Ing. G. Henneberger  
Dipl.-Ing. D. Rödder  
Institut für elektrische Maschinen  
RWTH Aachen  
Schinkelstraße 4  
52056 Aachen  
Deutschland