

Lagerloser reluktanter Linearmotor mit gleicher Nutteilung in Ständer und Läufer

André Schleicher, Ralf Werner

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

1 Einleitung

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

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

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

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

2 Entwicklung eines Prototypen

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

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

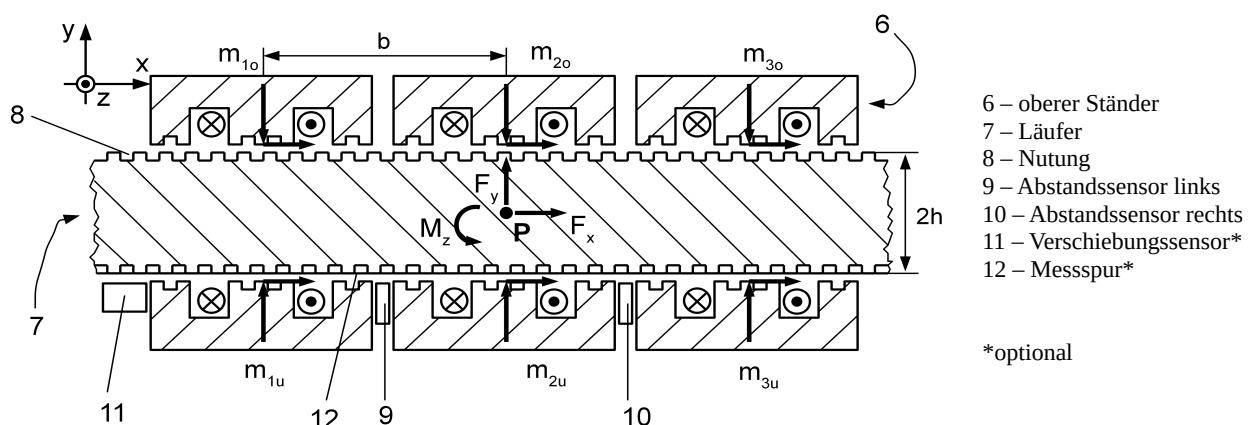


Abbildung 1: Reluktanz-Linearmotor in Doppelständerbauform

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

n_f ist die Anzahl der Resultierenden.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

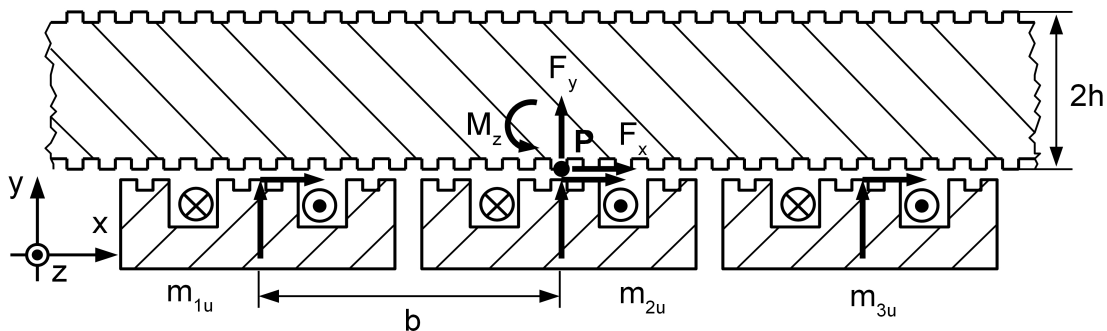


Abbildung 2: Negativbeispiel: Reluktanz-Linearmotor, nur untere Läufer

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

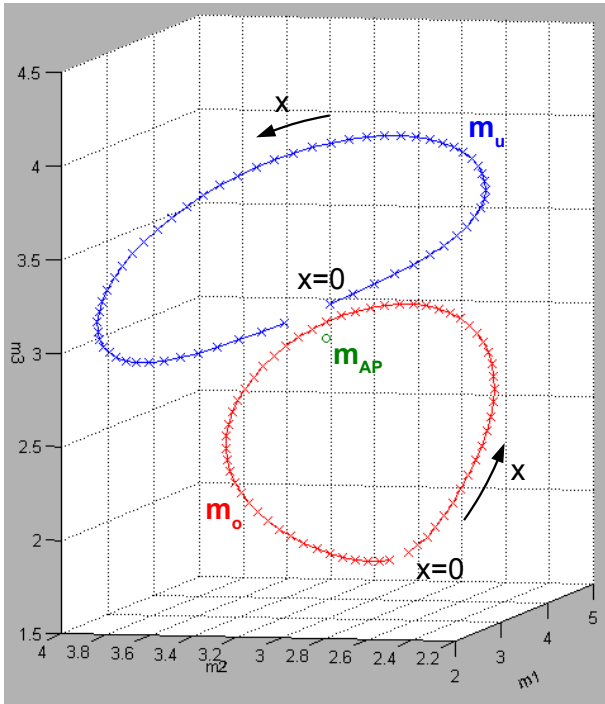


Abbildung 3: Motorströme in Abhängigkeit der Verschiebung

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

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

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

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

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

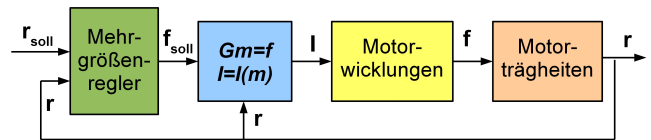


Abbildung 5: Regelverfahren allgemein

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

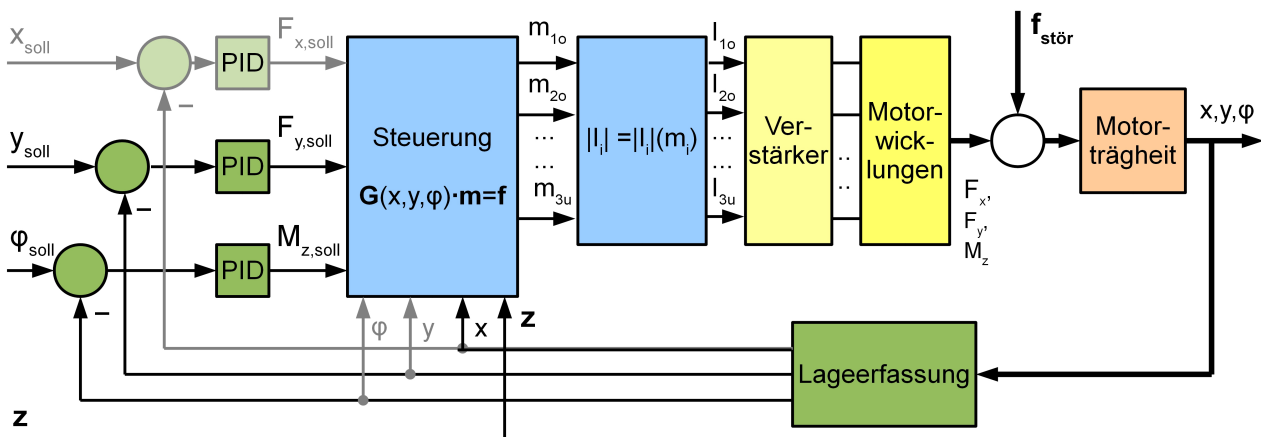


Abbildung 4: Regelverfahren Prototyp

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

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

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

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

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

3 Fazit und Ausblick

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

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

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

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

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

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

Literatur

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