

Betrachtungen zum lagerlosen Flux-Switching Scheibenläufermotor

Wolfgang Gruber¹, W. Bauer¹, W. Amrhein¹ and Reto T. Schöb²

¹ Institut für Elektrische Antriebe und Leistungselektronik, Johannes Kepler Universität Linz, Altenberger Straße 69, 4040 Linz, Österreich

² Levitronix GmbH, Technopark Straße 1, 8005 Zürich, Schweiz

Korrespondenz: Mail: wolfgang.gruber@jku.at; Tel: +43/732/2468/6435; Fax +43/732/2468/6423

Kurzfassung

Der lagerlose Flux-Switching Scheibenläufermotor ist ein sehr kompakt aufgebauter magnetisch gelagerter Antrieb, der gänzlich ohne Permanentmagnete im Rotor auskommt. Die Funktionsweise dieser neuartigen lagerlosen Motortopologie wird in diesem Aufsatz untersucht und die Eignung für einen Betrieb als lagerloser Motor mittels Gütefunktionalen bewertet. Dreidimensionale Finite-Elemente-Simulationen für eine vielversprechende Motorvariante liefern gute Ergebnisse, die in Zukunft auch mit einem Prototyp verifiziert werden sollen.

1 Einleitung

Das Konzept des lagerlosen Motors wurde in den frühen 1990er Jahren entwickelt. Federführend dabei waren die ETH Zürich in der Schweiz [1] und die Universität Tokyo in Japan [2]. Der Begriff des lagerlosen Motors wird für integrierte Antriebe verwendet, mit denen neben dem Drehmoment gleichzeitig auch radiale oder axiale Tragkräfte erzeugt werden können. Dagegen spricht man von magnetisch gelagerten Antrieben, wenn die mechanischen Lager durch eigene Magnetlager-systeme ersetzt werden und die direkte Integration der Magnetlagertechnik in den Motor nicht vorhanden ist. Die Vorteile der magnetischen Lagerung liegen in der Berührungsfreiheit von Rotor und Stator. Es entstehen kein Abrieb, kein Verschleiß und keine Verunreinigungen. Weiterhin sind hermetisch gekapselte Systeme ohne Schmiermittel und Dichtungen einfach realisierbar. Die erreichbaren Drehzahlen werden durch die Lagerung nicht beschränkt.

Zusätzlich ermöglichen lagerlose Motoren im Vergleich zu magnetisch gelagerten Antrieben eine aktive Stabilisierung bzw. Regelung von mehreren Freiheitsgraden in sehr kompakter Bauweise. Aus diesem Grund hat sich die Forschung in diesem Bereich stark intensiviert und auch zu einigen industriellen Produkten geführt [3].

2 Lagerloser Scheibenläufer

Wird der Luftspalt magnetisch vorgespannt und besitzt der Rotor Scheibenform, gelingt es drei Freiheitsgrade (die beiden Verkippungen sowie die axiale Bewegung) passiv durch Reluktanzkräfte zu stabilisieren. Dieses Prinzip ist in Abb. 1 schematisch dargestellt. Werden die drei verbleibenden Freiheitsgrade (die Rotation

und die radiale Auslenkung des Rotors) aktiv durch Statorspulen stabilisiert bzw. geregelt, wird die vollständige magnetische Lagerung des Rotors möglich. Derartige Systeme werden als lagerlose Scheibenläufermotoren bezeichnet und wurden erstmals 1995 vorgestellt [4]. Industrielle Verbreitung haben diese Antriebe hauptsächlich in der Medizintechnik und der Halbleiterindustrie als Pumpen gefunden [5], [6].

Die Permanentmagnete zur Erzeugung der magnetischen Luftspaltvorspannung sind dabei durchwegs im Rotor zu finden [7]. So weist der Querschnitt lagerloser Scheibenläufermotoren eine starke Ähnlichkeit zu permanentmagneterregten Synchronmaschinen auf. Die verwendeten Wicklungssysteme sind oftmals getrennt, das heißt, es gibt ein Wicklungssystem zur Tragkrafterzeugung und davon getrennt ein weiteres zur Drehmomentenbildung. Alternativ ist es auch möglich mit einem Wicklungssystem sowohl Tragkräfte als auch Drehmomente zu erzeugen. Die Entkoppelung der Stellgrößen erfolgt über die etwas aufwendigere Regelung, dafür ist aber die mechanische Fertigung des Wicklungssystems in der Regel einfacher und die Kupferverluste reduzieren sich um bis zu 30% [8].

Besonders bei Hochtemperatur- und Hochge-

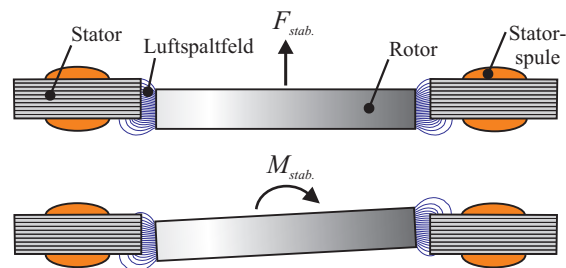


Abbildung 1 Prinzip der passiven Stabilisierung durch permanentmagnetische Reluktanzkräfte: Axiale Auslenkung (oben) und Verkippungen (unten).

schwindigkeitsanwendungen bzw. bei Systemen, deren Läufer häufig ersetzt werden müssen, wären permanentmagnetfreie Rotoren von Vorteil. Neben dem geringeren Herstellungspreis (die verwendeten Magnetmaterialien haben sich in letzter Zeit deutlich verteuert) erhält man auch noch einen thermisch und mechanisch wesentlich robusteren Rotor. Erste Untersuchungen zu Scheibenläufermotoren ohne Permanentmagnete im Rotor wurden erst kürzlich veröffentlicht [9], [10]. Die in dieser Arbeit vorgestellte Variante des lagerlosen Flux-Switching Scheibenläufermotors stellt eine weitere vielversprechende Möglichkeit dar, einen solchen Motor zu realisieren.

3 Flux-Switching Motor

Beim Flux-Switching Motor [11], der in Abb. 2 schematisch dargestellt ist, sind die Permanentmagnete zwischen den Statorzähnen eingebracht und teilen diese in elektromagnetischer Hinsicht. Die Feldlinien eines Permanentmagneten schließen sich über die angrenzenden Statorelemente und wirken daher nicht im gesamten Luftspalt, sondern nur im Nahbereich des Magneten. Ein Teil des magnetischen Flusses schließt sich auch als Streufluss und zwar nicht über den inneren Luftspalt zwischen Stator und Rotor, sondern auf der Außenseite des Stators. Um diesen Streufluss möglichst klein zu halten, ist ein im Vergleich zur Magnetbreite geringer Luftspalt notwendig.

Die Luftspaltflussdichten in Flux-Switching Maschinen können viel höher als jene in anderen elektrischen Maschinen werden, was zu einer höheren Drehmomentendichte führt [12]. Dies liegt in der dieser Konstruktion zugrundeliegenden Flusskonzentration begründet. Wie in Abb. 3 angedeutet, sammeln die Flächen normal zur Magnetisierungsrichtung den Permanentmagnetfluss und konzentrieren ihn auf die viel kleineren Stirnflächen der Statorzähne, aus denen dann der Luftspaltfluss austritt und sich dann über den

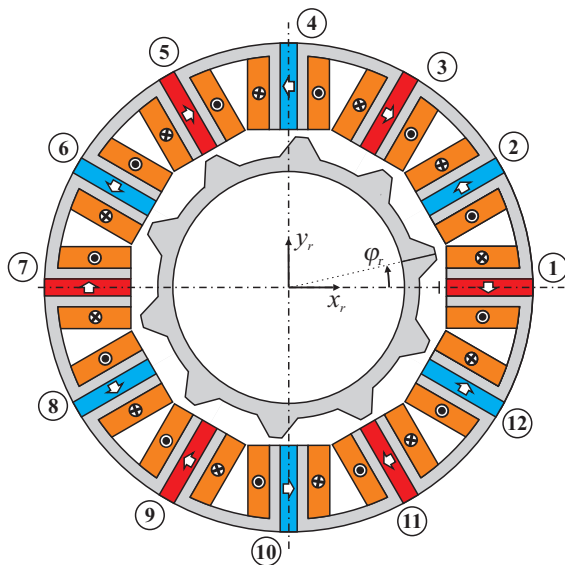


Abbildung 2 Schnitt eines Flux-Switching Motors mit zwölf Stator- und zehn Rotorzähnen. Die Pfeile in den Magneten kennzeichnen die Magnetisierungsrichtung.

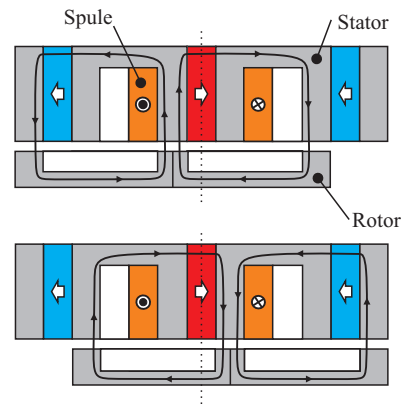


Abbildung 3 Funktionsprinzip der Drehmomentenbildung beim Flux-Switching Motor: Erzeugung eines Wechselfluss in den Statorspulen durch die Rotordrehung.

Rotor rückschließt. Durch die Reluktanz im Rotor ändert der mit den Spulen verkettete Permanentmagnetfluss über dem Drehwinkel sein Vorzeichen, was die Voraussetzung für die Erzeugung des Synchrondrehmoments darstellt. Dieses Prinzip ist in Abb. 3 veranschaulicht. Gemeinsam mit dem permanentmagnetischen Feld ist das elektromagnetische Feld der Statorspulen aber auch dazu geeignet, Tragkräfte zu erzeugen.

4 Modellbildung

4.1 Kraft- und Momentenbildung

Die durch Bestromung erzeugbaren Tragkräfte F_x und F_y sowie das Drehmoment M_z lassen sich - lineares Materialverhalten und daher keine Sättigungserscheinungen vorausgesetzt - durch die um die Ruhelage linearisierte Beziehung

$$\mathbf{F}(\varphi_r) = \begin{pmatrix} F_x(\varphi_r) \\ F_y(\varphi_r) \\ M_z(\varphi_r) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s^T & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{i}_s^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{i}_s^T \end{pmatrix} \mathbf{T}_Q(\varphi_r) \mathbf{i}_s + \mathbf{T}_L(\varphi_r) \mathbf{i}_s + \mathbf{T}_C(\varphi_r) \quad (1)$$

beschreiben [13]. Im Statorstromvektor \mathbf{i}_s sind die einzelnen Phasenströme zusammengefasst und φ_r repräsentiert die Winkellage des Rotors. In (1) sind drei Terme erkennbar, die zur Kraft- und Momentenbildung beitragen. Der Vektor $\mathbf{T}_C(\varphi_r)$ ist stromunabhängig und beschreibt durch Permanentmagneterregung hervorgerufene Reluktanzkräfte, sowie das Nutrastmoment. Der linear vom Strom abhängige Term mit $\mathbf{T}_L(\varphi_r)$ beschreibt Kräfte und Drehmomente, die durch die Wechselwirkung von Permanentmagnetfeld und Bestromung wirken. Bei permanentmagneterregten Maschinen ist dieser Term in der Regel dominierend. Abschließend gibt es noch einen Anteil, der Kräfte- und Drehmomentenbildung ohne das Vorhandensein von Permanentmagneten beschreibt, wie das bei herkömmlichen Magnetlagern oder Reluktanzmaschinen der Fall ist. Dieser Term ist nichtlinear von den Phasenströmen abhängig.

4.2 Entkoppelung

Die für die Regelung notwendige Phasenstromvorgabe für bestimmte Tragkräfte in x_r - und y_r -Richtung sowie für das gewünschte Drehmoment ist im Allgemeinen rotorwinkelabhängig und lässt sich über die Pseudo-Inverse

$$\mathbf{K}_L(\varphi_r) = \mathbf{T}_L(\varphi_r)^T \left(\mathbf{T}_L(\varphi_r) \mathbf{T}_L(\varphi_r)^T \right)^{-1} \quad (2)$$

allgemein berechnen [14]. Der resultierende Phasenstromvektor $\mathbf{i}_s = \mathbf{K}_L(\varphi_r) \cdot (F_x F_y M_z)^T$ weist für die gewünschten Tragkräfte und das gewünschte Drehmoment die minimalen Kupferverluste auf.

Diese Berechnungsvorschrift setzt allerdings einen dominierenden linear vom Strom abhängigen Term in (1) voraus. Die Wirkung der Reluktanzkräfte muss daher gering sein. Dies ist aber in einem Motor mit ausgeprägtem Reluktanzschnitt normalerweise nicht der Fall und kann auch für den Flux-Switching Motor nicht vorausgesetzt werden. Der für die Regelung störende Reluktanzterm ist vom Rotorwinkel abhängig, allerdings kann angenommen werden, dass dieser lediglich normal zur bestromten Spule stark ausgeprägt ist. In tangentialer Richtung und im Drehmoment sind die quadratischen Reluktanzterme in der Regel gering.

Es ist nun möglich, den beschriebenen Reluktanzterm durch entsprechendes Verschalten zweier gegenüberliegender Spulen zu kompensieren. Abbildung 4 soll dies verdeutlichen. Werden zwei gegenüberliegende Spulen (bei gerader Zähnezahzahl im Rotor) gleichsinnig in Serie geschaltet, so ergeben sich gegenüberliegend symmetriebedingt exakt gleiche, nur um 180° gedrehte Kraftvektoren, wie Abb. 4a) dargestellt. Bei der Superposition erhält man keinen resultierenden Kraftvektor mehr, lediglich Drehmomente werden gebildet. Alternativ führt die gegensinnige Verschaltung zweier gegenüberliegender Spulen, wie in Abb. 4b) gezeigt, zu einer Verdoppelung der linearen Kraftanteile \mathbf{F}_L und einer Auslöschung der Reluktanzkraftanteile \mathbf{F}_Q . Jedenfalls ist für diese Vorgangsweise eine gerade Anzahl von Stator- und Rotorzähnen notwendig, um gegenüberliegende Spulen entsprechend miteinander

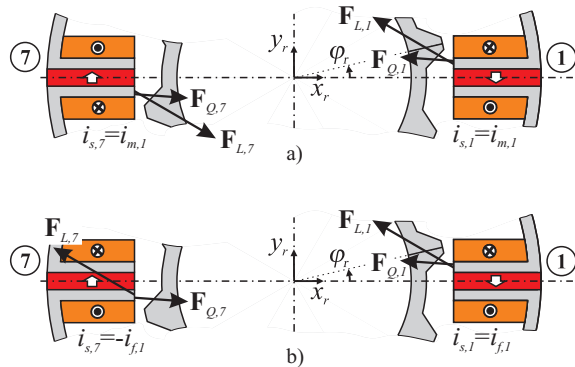


Abbildung 4 Entkoppelung von Tragkraft und Drehmoment, sowie Eliminierung von nichtlinearen Reluktanztermen durch Verschaltung gegenüberliegender Spulen zu einem gemeinsamen Strang: (a) Gleichsinnige Durchflutung führt zu reiner Drehmomentenbildung; (b) Gegensinnige Durchflutung resultiert ausschließlich in linearer Tragkraft.

verschalten zu können. Geht man von zweiphasigen Wicklungssystemen für Tragkraft- und Drehmomentenbildung aus, so benötigt man mindestens 8 Statorzähne. Für zwei dreiphasige Wicklungssysteme sind zumindest 12 Statorzähne notwendig.

5 Topologiebewertung

5.1 Performance Faktoren

In [15] wurde diskutiert, welche Flux-Switching Motortopologien sich hinsichtlich der Rotor- zu Statorzähnezahl besonders gut zur Drehmomentenbildung (für konventionell gelagerte Motoren) eignen. In diesem Kapitel soll nun in ähnlicher Weise untersucht werden, welche Konfigurationen einen Betrieb als lagerlosen Motor zulassen und wie gut die prinzipielle Eignung dafür jeweils ist. Zur Bewertung werden in einem ersten Schritt Gütefunktionale definiert.

Wie bereits beschrieben, gibt die $\mathbf{K}_L(\varphi_r)$ -Matrix den für eine bestimmte Tragkraft und ein bestimmtes Drehmoment notwendigen Bestromungsvektor

$$\mathbf{i}_s(\varphi_r) = \mathbf{K}_L(\varphi_r) \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \\ M_z \end{pmatrix} \quad (3)$$

für jeden Rotorwinkel an. Je kleiner der notwendige Maximalstrom, desto besser ist der Motor für Kraft- bzw. Momentenbildung geeignet. Die Einträge in der ersten Spalte beschreiben die notwendigen Ströme für die Bildung einer Kraft in x_r -Richtung.

Als Bewertungsmaß für die Tragkraftbildung kann somit die Inverse des Maximalwerts aller Einträge in den ersten beiden Spalten (für die Bildung von F_x und F_y) verwendet werden. Da mehrere Spulenpaare naturgemäß auch höhere Tragkräfte erzeugen, wird durch die Anzahl der verschalteten Spulenpaare dividiert um zu normieren, und es ergibt sich somit die Vorschrift für den Kraftfaktor

$$k_f = \frac{F_{gesamt,min}}{F_{Phase,max}} \frac{4}{N_{s,f}} = \min_{i=1,2} \left(\frac{1}{\max_{j,\varphi_r} |k_{L,ij}(\varphi_r)|} \right) \frac{4}{N_{s,f}}, \quad (4)$$

wobei $k_{L,ij}(\varphi_r)$ den Eintrag der i . Spalte und der j . Zeile in der $\mathbf{K}_L(\varphi_r)$ -Matrix beschreibt. $N_{s,f}$ beschreibt die Anzahl der Statorzähne die von Spulen zur Kraftbildung besetzt sind. Analog kann man für den Drehmomentenfaktor

$$k_m = \frac{M_{gesamt,min}}{M_{Phase,max}} \frac{4}{N_{s,m}} = \frac{1}{\max_{j,\varphi_r} |k_{L,3j}(\varphi_r)|} \frac{4}{N_{s,m}} \quad (5)$$

definieren. $N_{s,m}$ beschreibt die Anzahl der Statorzähne, die von den Spulen zur Drehmomentenbildung besetzt sind. Diese Faktoren sind für normierte Einträge in der $\mathbf{K}_L(\varphi_r)$ -Matrix ebenfalls normiert.

Kleine Werte in (4) und (5) weisen auf schlechte Tragkraft- bzw. Drehmomentenwerte des Motors an

(zumindest) gewissen Rotorwinkelstellungen hin. Im Gegensatz zu Drehmomentenschwankungen sind lokale Tragkrafteinbrüche sehr problematisch und schließen einen Betrieb als lagerloser Motor weitestgehend aus.

5.2 Phasen-Charakteristik

Wie schon in Kapitel 3 erläutert, führt die Drehung des Rotors durch die Reluktanz zur Bildung eines Wechselflusses in den Statorspulen. Dieser Wechselfluss verdoppelt sich bei Spulenpaaren, die entsprechend Abb. 4a) verschaltet sind und kompensiert sich bei einer Tragkraftverschaltung nach Abb. 4b). Da sich der lineare Anteil der Drehmomentenbildung aus der Ableitung des verketteten Flusses $\Psi_{PM,s}$ eines Spulenpaares zu

$$M_L(\varphi_r) = \frac{\partial \Psi_{PM,s}}{\partial \varphi_r} i_s \quad (6)$$

ergibt, erhält man bei konstanter Bestromung eines Drehmomentenspulenpaares einen annähernd sinusförmigen Momentenverlauf, wie in Abb. 5 dargestellt. Die Kraftbildung eines Tragkraftspulenpaares des Flux-Switching-Scheibenläufermotors wird in die beiden Komponenten normal und tangential zur Achse des betrachteten Spulenpaares zerlegt. Im Gegensatz zu herkömmlichen Magnetlagern wechselt die Normalkraft ihre Vorzeichen, weil bei konstanter Bestromung je nach Rotorwinkellage auf einer Spulenseite zwischen Feldverstärkung und Feldschwächung gewechselt wird. Dieser Effekt verdoppelt sich wiederum durch die gegengleiche Verschaltung der gegenüberliegenden Spulen, wird als sinusförmig angenommen und ist schematisch in Abb. 6 dargestellt. Die entstehenden Tangentialkräfte variieren ebenfalls aufgrund der Reluktanz sinusförmig über den Rotorwinkel. Bemerkenswert ist bei der Tangentialkraft in y_r -Richtung in Abb. 4b) ein deutlicher Gleichanteil, der daraus resultiert, dass es bei Kraftbestromung auf beiden Spulenseiten zu einer Felderhöhung ober- bzw. unterhalb der x_r -Achse kommt. Dadurch wird das Luftspaltfeld symmetrisch

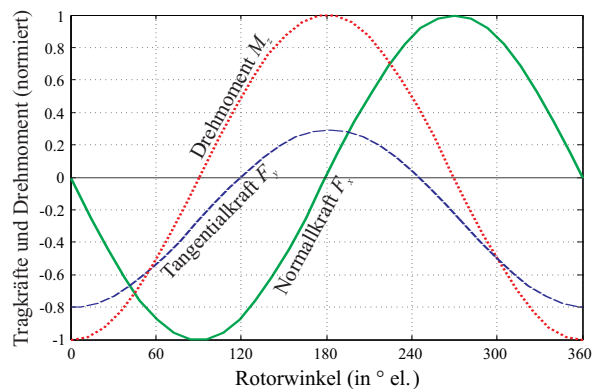


Abbildung 6 Funktionsprinzip der Kraftbildung beim Flux-Switching Motor: Überlagerung von Spulenfluss und Permanentmagnetfluss bei verschiedenen Rotorwinkelstellungen: Feldverstärkung (oben), Feldschwächung (unten).

in y_r -Richtung gleichsam magnetisch vorgespannt. Die in Abb. 5 dargestellten Verläufe gelten für den Wicklungssinn und die Magnetisierungsrichtung der Permanentmagnete in den Zähnen nach Abb. 4. Wird entweder die Wicklungs- oder aber die Magnetisierungsrichtung vertauscht, so sind alle drei Verläufe mit negativem Vorzeichen zu versehen.

5.3 Motor-Charakteristik

Sowohl für Tragkraft als auch für die Drehmomentenbildung sind jeweils zumindest zwei Stränge nötig. Für die in Abb. 4 dargestellte Verschaltung benötigt man pro Strang mindestens zwei Zähne bzw. Spulen. So ergibt sich eine Mindeststatorzähnezahl von 8 (für ein doppeltes 2-Phasen-System) bzw. 12 (für ein doppeltes 3-Phasen-System). Diese beiden Statorsysteme werden in der Folge näher untersucht. Gemischte Systeme, etwa ein 2-Phasen-Tragkraft- und 3-Phasen-Drehmomentenwicklungssystem, würden mindestens 10 Zähne benötigen, werden aber an dieser Stelle nicht näher betrachtet.

Bezüglich des Rotors sind jedenfalls nur gerade Zähnezahlen N_r sinnvoll. Weiterhin sollten diese (ähnlich wie bei herkömmlichen Reluktanzmaschinen) nicht zu weit von der Statorzähnezahl N_s abweichen.

Wicklungstopologien

Die an dieser Stelle untersuchten Wicklungstopologien sind in Abb. 6 dargestellt und weisen stets doppelt-symmetrische Einzelstränge auf. Verlangt man nur Symmetrie um eine Achse, ergeben sich noch einige weitere Wicklungsvarianten, die aber normalerweise nur eine untergeordnete Rolle spielen. Das doppelte 2- bzw. 3-Phasensystem aus Abb. 7 a) und b) sind naheliegende Wicklungsschemen, etwas näher erläutert werden sollen noch die Wicklungsvarianten c) und d). In Abb. 6 c) sind zwei 2-Phasen-Wicklungssysteme erkennbar. Deren Stränge unterscheiden sich jedoch in der Anzahl der Spulen pro Strang, nämlich zwei in den Strängen U_1 und V_1 bzw. vier in den Strängen U_2 und V_2 . Zu bemerken ist, dass es für die Motor-

Abbildung 5 Auf den Rotor wirkender Kräfte- bzw. Momentenverlauf bei entsprechender Verschaltung zweier gegenüberliegender Spulen mit konstanter Durchflutung über dem Rotorwinkel (Grundwellenbetrachtung, jeweils auf den Maximalwert normiert).

Charakteristik einen Unterschied macht, welches Wicklungssystem (U_1V_1 oder U_2V_2) für Tragkraftbildung bzw. für die Drehmomentenbildung verwendet wird. Je nachdem ergeben sich die entsprechenden Durchflutungsrichtungen der gegenüberliegenden Spulen mit den zugehörigen Indizes a und b. Außerdem ist es nicht egal, wie im Strang 2 die Durchflutungsrichtung der Teilspulensysteme $U_{2,1}$ und $U_{2,2}$ zueinander (gleich oder gegensinnig orientiert) gewählt werden. Somit lassen sich aus den gezeichneten Wicklungssystemen in Abb. 6 c) und d) jeweils vier verschiedene Motorvarianten ableiten.

Kennwerte

Mit Hilfe der normierten Phasen-Charakteristika für Tragkraft- und Drehmomentenverschaltung der gegenüberliegenden Spulen können in Abhängigkeit von der Wicklungstopologie und der Rotorzähnezahl für jeden Motor die Performance-Faktoren ermittelt werden. Die Auswertung dieser Faktoren spiegelt das zu erwartende Betriebsverhalten der lagerlosen Flux-Switching-Scheibenläufermotoren wieder. Somit können die Eigenschaften der einzelnen Topologien auch untereinander verglichen und bewertet werden. Wie aus der

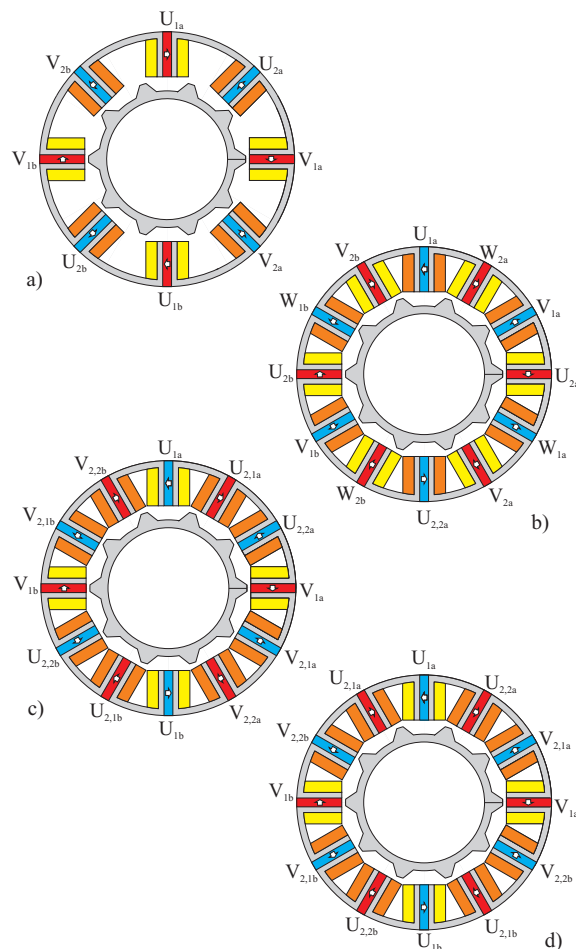


Abbildung 7 Untersuchte Wicklungssysteme für getrennte Tragkraft- und Drehmomentenbildung: a) zeigt ein doppeltes 2-Phasen-System (U_1V_1 und U_2V_2) für $N_s=8$; b) ein doppeltes 3-Phasen-System ($U_1V_1W_1$ und $U_2V_2W_2$) für $N_s=12$; c) und d) sind wiederum doppelte 2-Phasen-Systeme für $N_s=12$, wobei die Stränge im 2. Strang für c) und d) unterschiedlich angeordnet sind.

TABELLE I BETRIEBSVERHALTEN DER FLUX-SWITCHING-SCHEIBENLÄUFERMOTOREN

Wicklung (Abb. 7)	Rotorzähne ($N_s=8$)				
	$N_r=4$	$N_r=6$	$N_r=8$	$N_r=10$	$N_r=12$
a)	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$
Rotorzähne ($N_s=12$)					
	$N_r=8$	$N_r=10$	$N_r=12$	$N_r=14$	$N_r=16$
b)	$k_f=0.0$ $k_m=1.0$	$k_f=0.57$ $k_m=1.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.0$ $k_m=1.0$	$k_f=0.57$ $k_m=1.0$
c) $U_1=U_m$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2a}$	$k_f=0.35$ $k_m=0.0$	$k_f=0.0$ $k_m=0.0$	$k_f=0.1$ $k_m=0.0$	$k_f=0.5$ $k_m=0.0$	$k_f=0.6$ $k_m=0.0$
c) $U_1=U_m$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2b}$	$k_f=0.27$ $k_m=0.0$	$k_f=0.38$ $k_m=0.0$	$k_f=0.32$ $k_m=0.0$	$k_f=0.12$ $k_m=0.0$	$k_f=0.18$ $k_m=0.0$
c) $U_1=U_f$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2a}$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$
c) $U_1=U_f$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2b}$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$
d) $U_1=U_m$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2a}$	$k_f=0.0$ $k_m=0.0$	$k_f=0.48$ $k_m=0.0$	$k_f=0.3$ $k_m=0.0$	$k_f=0.0$ $k_m=0.0$	$k_f=0.48$ $k_m=0.0$
d) $U_1=U_m$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2b}$	$k_f=0.67$ $k_m=0.0$	$k_f=0.08$ $k_m=0.0$	$k_f=0.17$ $k_m=0.0$	$k_f=0.63$ $k_m=0.0$	$k_f=0.18$ $k_m=0.0$
d) $U_1=U_f$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2a}$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$
d) $U_1=U_f$ $\theta_{2,1a}=\theta_{2,2b}$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$	$k_f=0.33$ $k_m=0.0$

in Abb. 5 dargestellten, normierten Phasen-Charakteristik die gesamte $T_L(\varphi_r)$ -Matrix aufgebaut werden kann, um sich daraus über $K_L(\varphi_r)$ die Performance-Faktoren zu berechnen, ist in [9] erläutert. Tabelle I fasst die berechneten Ergebnisse für alle beschriebenen Wicklungstopologien zusammen. Erkennbar ist, dass in allen 2-Phasensystemen der Drehmomentenfaktor k_m verschwindet. Das bedeutet, dass es Rotorwinkelstellungen gibt, in denen kein Drehmoment erzeugt werden kann. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von Einphasen-Charakteristik im Drehmoment. Insbesondere für einen sicheren Anlauf und in Anwendungen, die keine Drehmomentenschwankungen erlauben, ist dieses Verhalten problematisch. In vielen Fällen, wie etwa bei Lüftern, Gebläsen oder Pumpen, stellt dies aber kein Problem dar. Im Gegensatz zu Motoren mit Einphasen-Charakteristik, die mit $k_m=0.0$ gekennzeichnet wurden, können zwei Motoren in Tabelle I mit $N_r=8$ überhaupt keine Drehmomente erzeugen. Diese wurden zur alternativ mit $k_m=0$ bewertet.

Im Gegensatz zu Motoren mit Drehmomenteneinbrüchen sind Topologien mit geringen k_f als sehr problematisch zu betrachten, weil es Winkelstellungen gibt, bei denen kaum Tragkräfte erzeugt werden können. Diese sind daher für Betrieb als lagerlose Motoren nicht geeignet. Solche ungeeigneten Varianten wurden in Tabelle I rot hinterlegt. Motoren, die jedoch auf gutes Betriebsverhalten schließen lassen, sind dagegen mit grün markiert. Aufgrund dieser Ergebnisse wurde entschieden, einen doppelt 3-phasigen Flux-Switching-Motor mit 12 Statorzähnen und 10 Rotorzähnen auszulegen und aufzubauen. Diese Variante besitzt eine homogene Drehmomentenbildung und ein sehr gutes Tragkraftverhalten.

6 Mustermotor

Vor den Finite-Elemente-Simulationen zur Optimierung der Geometrie wurden Parameter festgelegt, nämlich die Luftspaltlänge δ mit 3mm und der Rotorausendurchmesser d_{ra} mit 150mm. Die wählbaren Parameter des Motors sind in Abb. 8 dargestellt.

6.1 3D-FE-Simulationen

Die Finite Elemente Optimierung wurde mit dem Programm Maxwell 3D der Firma Ansoft durchgeführt. Aus früheren Arbeiten [16], [17], in denen Flux-Switching Motoren hinsichtlich Drehmomentbildung optimiert wurden, sind einige günstige Geometriewerte bekannt. So wird ein Durchmesser Verhältnis des Rotors zum Stator im Bereich von 0.55-0.6 empfohlen, die Zahn-, Magnet- und Nutbreiten im Stator sollten alle in etwa gleich groß sein und der Rotorzahn sollte rund 1.4-fache Breite des Statorzahns besitzen.

Ziel der Optimierung war, die stabilisierenden passiven Steifigkeiten, die Tragkräfte und das Drehmoment zu maximieren. Bei den Simulationen stellte sich heraus, dass das Eisen in den Statorzähnen (bei maximalem Strombelag) teilweise schon starke Sättigung aufweist. Daher wurden die Verhältnisse in der Zahngeometrie durch Verbreitern der Zahnhäule und Reduzierung des Statoraußendurchmessers entsprechend angepasst.

Die Abb. 9 zeigt, dass sich das Statorisen bei Maximalbestromung auch mit den gesetzten Maßnahmen an der Sättigungsgrenze von 1.5T befindet.

Schlussendlich ergaben sich für die Geometrie des Prototyps die in Tabelle II zusammengefassten Werte. Die simulierten Kraft- und Drehmomentenverläufe liefern die Einträge der ersten Spalte der $\mathbf{T}_L(\varphi)$ -Matrix. Mit der ausgewählten Wicklung kann daraus die vollständige $\mathbf{T}_L(\varphi)$ -Matrix berechnet werden [9]. Mittels (2) können daraus die $\mathbf{K}_L(\varphi)$ -Matrix und somit

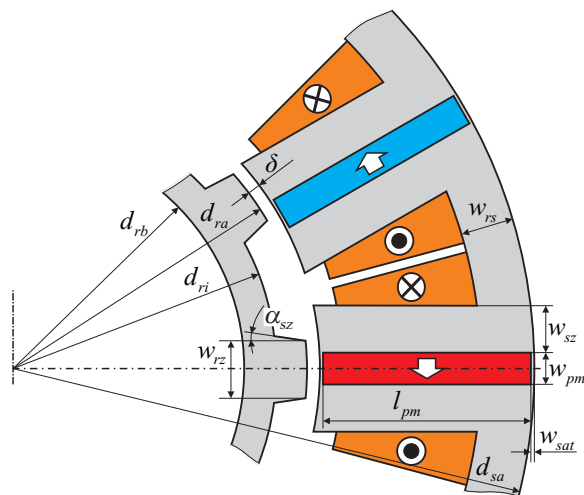


Abbildung 8 Bezeichnung der Geometrieparameter des Flux-Switching-Scheibenläufermotors mit 12 Statorzähnen und 10 Rotorzähnen.

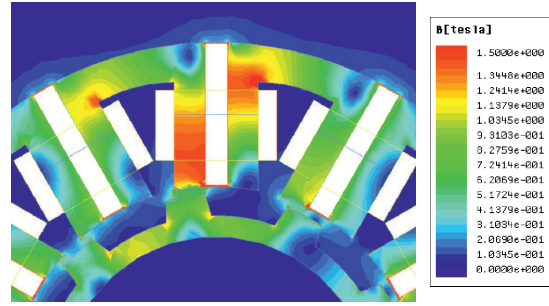


Abbildung 9 Magnetisches Flussdichtebild in den Statorzähnen bei maximalem Ankerstrombelag.

TABLE II GEWÄHLTE GEOMETRIE

Param.	Beschreibung	Wert	Einheit
d_{sa}	Statoraußendurchmesser	266	mm
d_{ri}	Rotorinnendurchmesser	134	mm
d_{rb}	Rotorbohrungsdurchmesser	118	mm
w_{rs}	Rückschlussweite	13	mm
w_{sz}	Statorzahnweite	11,75	mm
w_{pm}	Magnetweite	8,5	mm
w_{sat}	Sättigungsstegweite	0,5	mm
w_{rz}	Rotorzahnweite	19,7	mm
α_{rz}	Rotorzahnwinkel	8	°
l_{pm}	Magnetlänge	54	mm
	Material Blech	M330-35A	
	Material Magnete	NdFeB N38	

die entsprechenden Ströme für eine gewünschte Kraft- und Drehmomentenbildung ermittelt werden. Diese berechneten Stromverläufe wurden den entsprechenden Spulen im Simulations-Modell in Abhängigkeit des Rotorwinkels eingepägt. Die resultierenden Simulationsergebnisse sind in Abb. 10 dargestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass die gewählte Verschaltung der Spulenpaare zur Entkoppelung von Drehmoment und Tragkräften führt, und die Berechnung der Phasenströme mittels $\mathbf{K}_L(\varphi)$ -Matrix auch in der Simulation sehr gut funktioniert. Eine Ausnahme stellt die volle Bestromung aller Stränge zur gemeinsamen Erzeugung von maximalem Drehmoment und maximaler Trag-

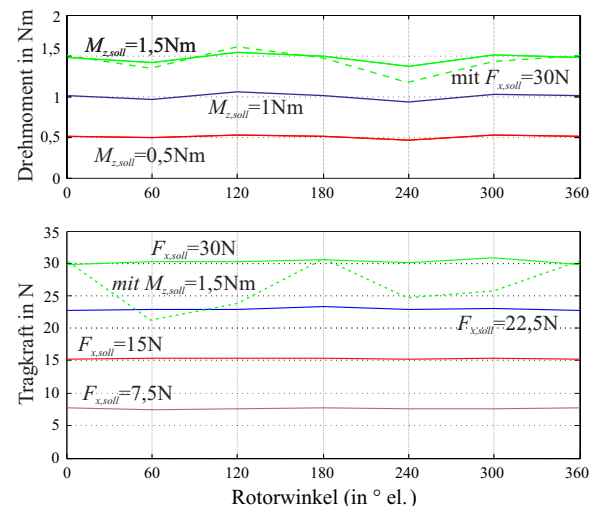


Abbildung 10 Kraft und Drehmoment über dem Rotorwinkel bei entsprechend eingepägten Phasenströmen aus der $\mathbf{K}_L(\varphi)$ -Matrix.

kraft dar. In diesem Fall macht sich durch die Flussüberlagerungen der quadratische Term aus (1) bemerkbar und führt zu Verfälschungen. Bei geringerer gemeinsamer Momenten- und Tragkraftbildung bleibt dieser Effekt vernachlässigbar.

6.2 Kenndaten

Die zu erwartenden elektromechanischen Kennwerte des Motors sind der Tabelle III zu entnehmen. Bei maximal dauerhaft zulässiger Stromdichte kann eine Tragkraft von bis zu 30N bzw. ein Drehmoment von 1.5Nm erzeugt werden, kurzzeitig können diese Werte auch überschritten werden. Die aus der Simulation ermittelten Kennwerte liegen durchaus in einem Wertebereich, den auch herkömmliche lagerlose Scheibenläufermotoren mit Permanentmagneterregung im Rotor aufweisen [18].

7 Fazit und Ausblick

Die prinzipielle Eignung lagerloser Flux-Switching-Scheibenläufermotoren konnte theoretisch gezeigt und mittels FE-Simulationen auch untermauert werden. Allerdings weisen nur wenige Varianten ein sehr gutes Betriebsverhalten auf. Lässt man Einphasen-Charakteristik im Drehmoment zu, steigt die Auswahl beträchtlich. Weiterhin haben die FE-Simulationen gezeigt, dass der Luftspalt zwischen Rotor und Stator (im Vergleich zur Magnetbreite) nicht zu groß werden darf, da sich ansonsten sehr viel Streufluss außerhalb und nicht über den Rotor schließt. Dieser kleine Luftspalt ist bei herkömmlichen Motoren normalerweise gegeben, kann bei lagerlosen Motoren mit Spaltrohr im Luftspalt allerdings konstruktiv problematisch sein. Durch die typische Flusskonzentration im Statoreisen bildet sich relativ schnell Sättigung aus, die rasch zum Verlust der Linearität von Drehmoment- und Tragkraftbildung führt und den lagerlosen Scheibenläufermotor durch die vorgestellte Methode zur Entkoppelung von Tragkräften und Drehmomenten nicht mehr funktioniert.

Die mechanische Konstruktion des Mustermotors mit den angegebenen Geometrie- und Betriebsdaten ist abgeschlossen. Die Komponenten sind bestellt bzw. gerade in der Fertigung. Nach dem Zusammenbau werden Messungen der Kraft- und Drehmomentenverläufe am Prüfstand erfolgen. Wenn diese das erwartete Verhalten aufweisen, erfolgt die Inbetriebnahme des lagerlosen Flux-Switching-Scheibenläufermotors.

TABLE III ELKTROMAGNETISCHE KENNWERTE

Variable	Beschreibung	Wert	Einheit
k_r	Radiale Steifigkeit	-41.6	N/mm
k_z	Axial Steifigkeit	7.3	N/mm
k_ϕ	Kippsteifigkeit	21.4	Nm/rad
J_{max}	Max. Stromdichte	6	A/mm ²
F_{max}	Max. Tragkraft	30	N
M_{max}	Max. Drehmoment	1.5	Nm

Danksagung

Teile dieser Arbeit wurden durch die ACCM (Austrian Center of Competence in Mechatronics) GmbH, einem K2-Zentrum des COMET-Programms der Österreichischen Bundesregierung, durchgeführt. Die Autoren bedanken sich bei allen Fördergebern sehr herzlich für die Unterstützung.

Referenzen

- [1] J. Bichsel, "Beiträge zum lagerlosen Elektromotor" Dissertation Nr. 9303, ETH Zürich, 1990
- [2] A. Chiba, D. T. Power, M. A. Rahman, "No load characteristics of a bearingless induction motor", Conf. Rec. IEEE IAS Annual Meeting, pp. 126-132, 1991
- [3] A. O. Salazar, A. Chiba, T. Fukao, "A Review of developments in bearingless motors", Proc. 7th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB), pp. 335-340, 2000
- [4] R. Schöb, N. Barletta, "Principle and application of a bearingless slice motor", Proc. 5th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB), pp. 333-338, 1996
- [5] J. Asama, T. Fukao, A. Chiba, M. A. Rahman, T. Oiwa, "A design consideration of a novel bearingless disk motor for artificial hearts", Proc. 1st IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1693-1699, 2009
- [6] T. Nussbaumer, K. Raggl, P. Boesch, J. W. Kolar, "Trends in integration for magnetically levitated pump systems", Proc. Power Conversion Conf. (PCC), pp. 1551-1558, 2007
- [7] T. Nussbaumer, P. Karutz, F. Zürcher, J. W. Kolar, "Magnetically levitated slice motors—an overview", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 47, no. 2, pp. 754-766, 2011
- [8] K. Raggl, J. W. Kolar, T. Nussbaumer, "Comparison of winding concepts for bearingless pumps", Proc. 7th Int. Conf. on Power Electronics (ICPE), pp. 1013-1020, 2007
- [9] W. Gruber, W. Briewasser, M. Rothböck, R. Schöb, "Bearingless slice motor concepts without permanent magnets in the rotor", Proc. IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT), pp. 259-265, 2013
- [10] W. Gruber, M. Rothböck, R. Schöb, "Design of a novel homopolar bearingless slice motor with reluctance rotor", Proc. 5th IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013, accepted for publication
- [11] S. Rauch, L. Johnson, "Design principles of flux-switch alternators", Power Apparatus and Systems, Trans. of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 74, no. 3, Part III, pp. 1261-1268, 1955
- [12] E. Hoang, A. H. Ben-Ahmed, J. Lucidarme, "Switching flux permanent magnet poly-phase synchronous machines", Proc. 7th European Conf. on Power Electronics and Applications, vol.3, pp. 903-908, 1997
- [13] S. Silber, W. Amrhein, "Force and Torque Model for Bearingless PM Motors", Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC), vol. 1, pp. 407-411, 2000.
- [14] S. Silber, W. Amrhein, "Power Optimal Current Control Scheme for Bearingless PM Motors", Proc. 7th Int. Symp. on Magnetic Bearings (ISMB), pp. 401-406, 2000
- [15] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, A. S. Thomas, D. Howe, "Optimal combination of stator and rotor pole numbers in flux-switching pm brushless ac machines", Proc. Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 2905-2910, 2008
- [16] Z. Q. Zhu, Y. Pang, D. Howe; S. Iwasaki, R. Deodhar, A. Pride, "Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent-magnet machines by nonlinear adaptive lumped parameter magnetic circuit model", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 41, no. 11, pp. 4277-4287, 2005
- [17] Z. Q. Zhu, Y. Pang, J. Chen, Z. P. Xia, D. Howe, "Influence of design parameters on output torque of flux-switching permanent magnet machines", Proc. 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp. 1-6, 2008
- [18] W. Gruber, S. Silber, W. Amrhein, T. Nussbaumer, "Design variants of the bearingless segment motor", Proc. Int. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pp. 1448-1453, 2010