

Auslegung eines Asynchronversuchsmotors mit Massivläufer für ein Hochgeschwindigkeitsmagnetlager

Erik Fleischer

Technische Universität Dresden, Deutschland

Email: erik.fleischer@tu-dresden.de

Wilfried Hofmann

Technische Universität Dresden, Deutschland

Email: wilfried.hofmann@tu-dresden.de

Zusammenfassung— Im Rahmen des DFG-Projekts „Verlustarme magnetische Lagerung“ werden an einem Hochgeschwindigkeitsmagnetlager Untersuchungen zu den Rotorverlusten durchgeführt. Da die magnetische Lagerung und der Antrieb eine Einheit bilden, wird zur erfolgreichen Durchführung von Auslaufversuchen eine Antriebsmaschine mit minimalen Schleppverlusten benötigt. Aufgrund der Eignung für hohe Drehzahlen und des geringen Fertigungsaufwandes wurde dafür ein Asynchronmotor mit massivem Läufer und axialen Schlitzen ausgewählt. Im folgenden wird die Auslegung dieses Versuchsmotors für einen Betrieb im Vakuum vorgestellt.

I. MOTIVATION

Ein wichtiges Anwendungsfeld aktiver Magnetlager ist die Vakuumtechnik. Hier zeichnen sich diese durch einen Betrieb ohne Schmiermittel, geringe Vibrationen und hohe Lebensdauer aus. Mit dem Betrieb im Vakuum entstehen jedoch neue Herausforderungen. So ist der Wärmeaustausch mit dem Rotor durch den geringen Luftdruck stark vermindert, so dass bereits geringe Verlustleistungen im Rotor zu einer Überhitzung führen können. Eine genaue Kenntnis der rotorseitigen Verluste sowohl im Antrieb als auch in der Lagerung sind unabdingbar in der Entwurfsphase.

Im Rahmen des DFG-Projektes „Verlustarme magnetische Lagerung“ wurden dazu bereits erste Untersuchungen durchgeführt. Dabei wurde ein Versuchsstand mit einem PM-Synchronmotor verwendet. Dessen Schleppverluste konnten mit einer Kombination von Berechnungen und Messungen in Auslaufversuchen mit (13 ± 1) W und die Rotorverluste der Magnetlagerung mit (8 ± 1) W beziffert werden [1]. Die entscheidende Herausforderung war dabei die rechnerische Aufteilung des gemessenen Bremsmomentes in den Anteil aus der Antriebsmaschine und den Anteil aus der Magnetlagerung. Diese Auftrennung wird entscheidend vom verwendeten

Modell für die spezifischen Eisenverluste in der Antriebsmaschine bestimmt. Und diese Unsicherheit geht damit auch die Unsicherheit der gemessenen Rotorverluste in der Magnetlagerung ein, so dass keine zufriedenstellenden Ergebnisse erzielt werden konnten.

Der Versuchsstand wird daher auf einen asynchronen Antrieb umgerüstet um die elektromagnetischen Schleppverluste der Synchronmaschine zu vermeiden und so in Auslaufversuchen direkt die Rotorverluste der Magnetlagerung messen zu können.

Als Läuferaktivteil kommt sowohl ein geblechter Aufbau mit Aluminium-Kurzschlusskäfig als auch ein massiver Stahlzylinder in Frage.

Massivläufer haben Vorteile hinsichtlich der Steifigkeit und des Fertigungsaufwandes und somit besonders für Hochdrehzahlantriebe geeignet. Hier wirkt sich der höhere Rotorwiderstand weniger stark aus, wenn auf einen Kurzschlusskäfig verzichtet wird, da bereits bei geringem Schlupf die notwendige höhere Rotorfrequenz erreicht wird. Ein weiteres Problem ist die niedrigere Leistungsfaktor. Hier wurden bisher nur Werte im Bereich von 70 % [2] erreicht. Das führt zu einer höheren Leistungsanforderung für den Umrichter. Dem kann mit einem geeigneten LC-Filter entgegen gewirkt werden. Hinsichtlich der Wirkungsgrades wurden Werte von über 90 % erzielt. [2].

Aufgrund fertigungstechnischer Möglichkeiten und der einfachen Realisierung fiel die Entscheidung letztlich auf einen Massivläufer für den Versuchsmotor.

II. MODELLIERUNG

A. Überblick

Ziel der Modellierung ist es zunächst, für den gegebenen Stator und einen angenommenen Rotor-aufbau das Drehmoment und die Verluste im Rotor in

Abhängigkeit vom Schlupf zu bestimmen. Zu diesem Zweck werden zwei Ansätze verfolgt. Zunächst wird ein Mehrschichtmodell als analytischer Ansatz und anschließend eine Finite-Elemente-basierte Vorgehensweise vorgestellt.

Die Modellierung der magnetischen Feldverteilung im Rotor wird von zwei Effekten erschwert, die für Massivläufer typisch sind. Zum einen beträgt die Eindringtiefe, die von der Schlupffrequenz abhängig ist, nur wenige Millimeter. Weiterhin folgt daraus, dass die Feldverteilung und damit das Rotormodell schlupfabhängig ist.

Zum anderen treiben die induzierten Rotorströme das Rotoreisen in die Sättigung, so dass diese auf jeden Fall berücksichtigt werden muss.

B. Analytischer Ansatz mit einem Mehrschichtmodell

Einen analytischen Ansatz liefert [3] mit einem Mehrschichtmodell. Sättigung, Stirnflächeneffekte und Oberwellen werden dabei vernachlässigt. Die Maschine wird in einzelne zylinderförmige Schichten mit einer sinusförmigen Stromdichte

$$J_k = \Re \left\{ \hat{J} e^{j(\omega t - ky)} \right\} \quad (1)$$

in der k -ten Schicht zerlegt. Für jede Schicht wird eine Transfermatrix aufgestellt, welche den Zusammenhang zwischen Induktion B_a bzw. Feldstärke H_a am äußeren Rand der jeweiligen Schicht und den Größen B_i bzw. H_i am Innenrand beschreibt. Werden die Feldgrößen B und H an der äußersten Schicht vorgegeben, kann die Maschine so Schicht für Schicht von außen nach innen berechnet werden.

Um die Sättigung des Eisens zu modellieren, kann für jede Schicht eine Grundschiwungspemeabilität nach [4, 5] mit

$$\mu(H) = \frac{\hat{B}}{\hat{H}} \quad (2)$$

eingeführt werden, welche für eine sinusförmige Feldstärke mit der Amplitude \hat{H} die Amplitude der Grundschiwung der Induktion \hat{B} liefert.

Zu Beginn der Rechnung liegen keine Informationen für H vor. Daher wird die Berechnung mit $\mu(H = 0)$ gestartet und dann iteriert, indem für H der Wert des vorangegangenen Iterationsschrittes verwendet wird. Die Iteration kann abgebrochen werden, wenn die Feldgleichungen hinreichend genau erfüllt sind.

So kann die für die Drehmomentbildung entscheidende Grundschiwung mit guter Genauigkeit anhand eines harmonischen Ansatzes berechnet werden. Der Fehler gegenüber einer transienten Rechnung mit genauer Nachbildung des B -Verlaufes wird in [4] mit 6 % angegeben. Zudem wird der Effekt der größeren Eindringtiefe des magnetischen Feldes nachgebildet.

Größere Fehler sind hingegen hinsichtlich der gespeicherten magnetischen Energie und damit in den ermittelten Induktivitäten zu erwarten.

Um der geringen Eindringtiefe des magnetischen Feldes bei massiven Läufern entgegen zu wirken, werden meist axiale Schlitze an der Oberfläche eingebracht. Diese führen zu einem nochmals höheren Aufwand bezüglich der MLTM-Methode [2], so dass es für einen einzelnen Versuchsmotor letztlich sinnvoller ist, direkt auf FE-Methoden zurückzugreifen.

C. FEM-Modell und Ersatzschaltbild

Das Modell umfasst die gesamten 360° der Stator- und der Rotorgeometrie bestehend aus einer Edelstahlwelle und dem geschlitzten Läuferaktivteil. Für den Stator würde die Simulation einer halben Polteilung genügen, jedoch würde das die möglichen Schlitzzahlen im Läufer auf ganzzahlige Vielfache der Polzahl beschränken.

Die Modellierung erfolgt als ebenes harmonisches magnetisches Problem in [6] mit einem ruhenden Läufer. Das heißt das Modell wird stets mit Schlupffrequenz im Ständer gespeist und die resultierende Stromdichte im Läufer verläuft immer senkrecht zur magnetischen Feldebene. Es wird zudem angenommen, dass die fließenden Ströme an den Stirnflächen kurzgeschlossen sind.

Die Sättigung wird mittels der Grundschiwungspemeabilität nach Gleichung (2) berücksichtigt.

Da es sich beim verwendeten Läufermaterial 1.5752 um einen Konstruktionsstahl handelt, sind in der Literatur nur mechanische Eigenschaften angegeben. Da für die Auslegung noch keine geeignete Materialprobe vorlag, wurde die BH -Kennlinie des Generatorwellenstahls 26 NiCrMoV115 (1.6948) aus [7] verwendet, da dieser eine ähnliche chemische Zusammensetzung aufweist. Die elektromagnetischen Eigenschaften in Tab. I stellen folglich nur eine vorsichtige Abschätzung der Eigenschaften aus dem Vergleich mit ähnlich zusammengesetzten Werkstoffen dar. Es ist weiterhin zu beachten, dass die Eigenschaften stark vom Verarbeitungszustand abhängen. Ein Ausschnitt dem FEM-Modells ist

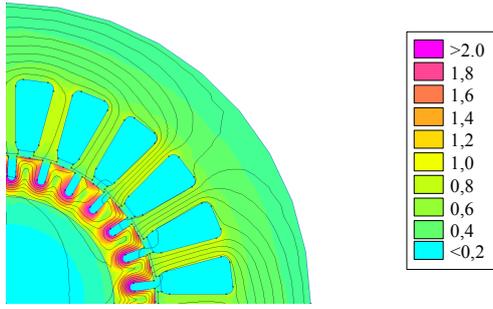


Abb. 1: Flussdichteverteilung in T bei einer Schlupffrequenz von 23 Hz

beispielhaft in Abb. 1 dargestellt.

Um mit drehendem Läufer rechnen zu können, werden anhand des FEM-Modells die Parameter des einfachen Ersatzschaltbilds der Asynchronmaschine identifiziert. Die Vorgehensweise orientiert sich an [8].

Zuerst wird im Querzweig die Hauptfeldinduktivität L_h bestimmt. Zu dem Zweck wird das FEM-Modell mit Schlupffrequenz $f = 1$ Hz simuliert und die den Rotor durchdringende Hauptflussverkettung Ψ_h bestimmt. Es wird dafür knapp unterhalb der Rotoroberfläche das Linienintegral

$$\Psi_h = Nl \int_0^{\frac{d\pi}{2p}} \vec{B} \, d\vec{s} \quad (3)$$

über eine Polteilung der Flussdichte B mit der Maschinenlänge l , der Polpaarzahl p , der Windungszahl N und dem Läuferdurchmesser d berechnet. Nun kann mit dem eingespeisten Strangstrom I_{Str} die Hauptfeldinduktivität

$$L_h = \frac{\Psi_h}{I_{Str}} \quad (4)$$

berechnet werden. Weiterhin liefert das FEM-Modell die Gesamtflussverkettung Ψ_S , aus der sich mit

$$L_{S\sigma} = \frac{\Psi_S - \Psi_h}{I_{Str}} \quad (5)$$

die statorseitige Streuinduktivität $L_{S\sigma}$ ergibt.

Aufgrund der frequenzabhängigen Eindringtiefe hängen die Rotorkreiselemente stark von der Schlupffrequenz ω_R ab. Die folgenden Berechnungen werden folglich für mehrere Frequenzen durchgeführt.

Das FEM-Modell liefert direkt das Drehmoment $M_i(\omega_R)$ und die Strangspannung $\underline{U}_{Str}(\omega_R)$. Da der Kupferwiderstand der Statorwicklung im

Tab. I: Verwendete Materialkennwerte des Einsatzstahls 1.5752 (15NiCr13)

Eigenschaft	Symbol	Wert
Zugfestigkeit	R_m	1000 MPa
Relative Permeabilität	μ_r	500
Elektrische Leitfähigkeit	κ	$4 \times 10^6 \text{ S m}^{-1}$

FEM-Modell vernachlässigt wird, kann er auch im folgenden weggelassen werden. So kann die Spannung \underline{U}_h über der Hauptfeldinduktivität L_h , der Magnetisierungsstrom \underline{I}_m und der bezogene Rotorstrom $\underline{I}'_R(\omega_R)$ berechnet werden.

$$\underline{U}_h(\omega_R) = \underline{U}_{Str}(\omega_R) - j\omega_R L_{S\sigma} \underline{I}_{Str} \quad (6)$$

$$\underline{I}_m(\omega_R) = \frac{\underline{U}_h}{j\omega_R L_h} \quad (7)$$

$$\underline{I}'_R(\omega_R) = \underline{I}_m - \underline{I}_{Str} \quad (8)$$

Es können daraus die Impedanz des Rotorkreises $Z'_R(\omega_R)$, der Rotorwiderstand $R'_R(\omega_R)$ und die rotorseitige Streuinduktivität $L'_{R\sigma}(\omega_R)$ bestimmt werden.

$$Z'_R(\omega_R) = \frac{\underline{U}_h}{\underline{I}'_R} \quad (9)$$

$$R'_R(\omega_R) = \Re(Z'_R(\omega_R))$$

$$L'_{R\sigma}(\omega_R) = \Im(Z'_R(\omega_R))$$

Damit sind alle Parameter des Ersatzschaltbildes bekannt und die Bemessungsdaten der Maschine können bei gegebener Drehzahl und gegebenem Schlupf berechnet werden.

D. Oberwellen im Luftspaltfeld

Die ohmschen Verluste durch die Grundschwingung können direkt dem FEM-Modell entnommen werden. Zusätzlich entstehen insbesondere durch Nutharmonische weitere Verluste, welche bei einem massiven Läufer größer als die der Grundschwingung sein können. Aufgrund der Beschränkung auf eine Frequenz kann eine harmonische FEM-Analyse hier keine Ergebnisse liefern. Daher wird ein analytisches Halbraummodell nach [9] verwendet.

Den Ausgangspunkt stellt die Flussdichteverteilung im Luftspalt bei Schlupffrequenz Null und ohne Rotorschlitze dar, welche mit der FEM bestimmt wird. Es wird eine glatte Läuferoberfläche angenommen, welche durch die Schlitze verringert wird. Zudem wird von einem linearen Materialverhalten ausgegangen, um die Flussdichteverteilung $B(\phi)$ im

Luftspalt mittels diskreter Fouriertransformation in Harmonische \hat{B}_k zerlegen und für jede einzeln die Verluste berechnen zu können.

Durch Drehen des Läufers wird aus der räumlichen Flussdichteverteilung ein Zeitverlauf. Aus den Wellenlängen der Harmonischen ergibt sich so die jeweilige Frequenz f_{Rk} . Der Schlupf s_k der jeweiligen Harmonischen kann nach [2] mit

$$s_k = 1 - k(1 - s) \quad (10)$$

und daraus die Frequenzen f_{Rk} der Harmonischen mit der Ständerfrequenz f_S

$$f_{Rk} = s_k f_S \quad (11)$$

ermittelt werden.

Aus der Wellenlänge λ_k der einzelnen Harmonischen

$$\lambda_k = \frac{\pi d}{k p} \quad (12)$$

kann die jeweilige Verlustleistung aus

$$P_{Vk} = \frac{1}{4\sqrt{\pi}} f_{Rk}^{1,5} \lambda_k^2 \hat{B}_k^2 \sqrt{\frac{\kappa}{\mu_r \mu_0}} A_O \quad (13)$$

mit den in Tab. I aufgeführten Materialkennwerten berechnet werden.

Aufgrund der Sättigung der Läuferoberfläche ist ein signifikanter Fehler durch den linearen Ansatz zu erwarten, da die tatsächliche relative Permeabilität geringer und somit die Eindringtiefe und die Verluste nach (Gl. 13) höher sind. Aus diesem Grund wurde die Berechnung mit $\mu_r = 40$ nach [5] durchgeführt.

Dieser Ansatz ist für die Oberwellen insofern sinnvoll, da die Grundwelle bereits eine Magnetisierung bis hin zur Sättigung bewirkt. D.h. während einer Periode einer Oberwelle wird nur ein kleiner Teil der BH-Kennlinie durchlaufen, der deutlich flacher verläuft als der Bereich um den Nulldurchgang. Folglich ist die differentielle Permeabilität, d.h. der momentane Anstieg der BH-Kennlinie, der von der momentanen Magnetisierung abhängig ist, entsprechend geringer.

Nur für die Grundwelle ist dies nicht sinnvoll. Für die Grundwellenverluste P_{V1} wird daher das Ergebnis aus der FEM-Berechnung verwendet.

E. Kühlung des Rotors

Zentrales Kriterium bei der Auslegung der Maschine ist die zulässige Verlustleistung im Rotor. Da

Tab. II: Parameter für den Luftspaltwärmewiderstand

Parameter	Symbol	Wert
Energie-Akkommodationsfaktor für Luft	a_{E1}	0,78
Isotropenkoeffizient für Luft	κ	1,4
Molare Masse von Luft	M	28,96 kg mol ⁻¹
Absolute Gaskonstante	R	8,314 J mol ⁻¹ K ⁻¹
Wärmekapazität von Luft bei konstantem Volumen	c_V	720 J kg ⁻¹ K ⁻¹
Teilchendurchmesser für Luft	d_T	0,37 nm
Boltzmann-Konstante	k_B	1,381 × 10 ⁻²³ J K ⁻¹
Strahlungskonstante des schwarzen Strahlers	c_S	5,67 W m ⁻² K ⁻⁴

Versuche im Vakuum durchgeführt werden sollen, ist eine Betrachtung in Abhängigkeit des Luftdrucks p notwendig. Dazu wird der Luftspalt des gesamten Aufbaus in einzelne zylinderförmige Abschnitte zerlegt und der jeweilige Luftspaltwärmewiderstand bestimmt. Die für Luft dabei verwendeten Parameter sind in Tab. II zusammengefasst.

Die Vorgehensweise der weiteren Berechnung hängt wesentlich von der vorliegenden Strömungsart ab. Diese kann anhand der Knudsenzahl Kn , der Taylorzahl Ta

$$Kn = \frac{\bar{l}}{\delta_L} \quad (14)$$

$$Ta = Re \sqrt{\frac{\delta_L}{r_i}} \quad (15)$$

und der Tab. III bestimmt werden. Die Reynoldszahl Re kann mit

$$Re = \frac{\delta_L v}{\eta} \quad (16)$$

aus der Luftspaltbreite δ_L und der Relativgeschwindigkeit v zwischen Innen- und Außenwand des Luftspalts berechnet werden. Dazu werden die Viskosität η von Luft

$$\eta = \frac{1}{2} \rho \bar{c} \bar{l}, \quad (17)$$

die mittlere Teilchengeschwindigkeit

$$\bar{c} = \sqrt{\frac{8p}{\pi\rho}}, \quad (18)$$

die mittlere freie Weglänge

$$\bar{l} = \frac{k_B T}{\sqrt{2} \pi d_T p}, \quad (19)$$

Tab. III: Übersicht zu Strömungsarten nach Knudsen und Taylor [10, 11]

$Kn > 0,5$	Molekulare Strömung
$0,5 \geq Kn \geq 0,01$	Knudsen Strömung
$Kn < 0,01$	Viskose Strömung
$Ta < 41$	Laminare Strömung
$Ta \geq 41$	Turbulente Strömung

und die Dichte von Luft benötigt.

$$\rho = \frac{pM}{RT} \quad (20)$$

Die erste betrachtete Strömungsart nach Tab. III ist die molekulare Strömung. Es treten kaum noch Stöße zwischen den einzelnen Teilchen auf. Das heißt die Teilchen können sich direkt von Wand zu Wand bewegen und dabei die Energie übertragen. Die Menge hängt wesentlich von der Dichte der Teilchen und damit vom Druck p ab. Weiterhin entscheidend ist die Energieübertragung zwischen Wand und Teilchen, wenn das Teilchen auf eine Wand trifft. Hier beschreibt der Energie-Akkommodationsfaktor a_E die Menge der übertragenen Energie.

Für ein ideales Gas kann der Wärmestrom bei molekularer Strömung mit

$$P_{\text{mol}} = \frac{1}{8} p \bar{c} A a_E \frac{\kappa + 1}{\kappa - 1} \frac{\Delta T}{T} \quad (21)$$

aus der Oberfläche der Innenwand A , dem Isotropenkoeffizient κ und der mittleren Lufttemperatur T werden.

Der in Tab. II angegebene Energie-Akkommodationsfaktor a_{E1} beschreibt den Energieübergang Wand–Teilchen. Für Gl. (21) wird ein solcher Faktor für den Übergang Wand–Teilchen–Wand benötigt. Wenn die Verhältnisse an Innen- und Außenwand als gleich angenommen, so gilt nach [10]

$$a_E = \frac{a_{E1}}{2 - a_{E1}}. \quad (22)$$

Für den Fall laminarer viskoser Strömung kann der Wärmestrom

$$P_{\text{vis}} = \lambda A \frac{\Delta T}{\delta_L} \quad (23)$$

mit der spezifischen Wärmeleitfähigkeit λ , die von Eucken 1913 empirisch für verschiedene Gase mit

$$\lambda = \frac{9\kappa - 5}{4} \eta c_V \quad (24)$$

angeben wurde, errechnet werden.

Die Knudsenströmung stellt den Übergangsbereich zwischen molekularer und viskoser Strömung dar. In guter Näherung kann hier der Wärmestrom als Interpolation zwischen viskosem und molekularem Ansatz mit

$$\frac{1}{P_{\text{knu}}} = \frac{1}{P_{\text{vis}}} + \frac{1}{P_{\text{mol}}} \quad (25)$$

angegeben werden.

Im Falle einer turbulenten Strömung sinkt der Luftspaltwärmewiderstand gegenüber dem Fall rein laminarer Strömung. Dies wird durch Einführung der Nusseltzahl Nu

$$P_{\text{turb}} = \frac{1}{2} \lambda A Nu \frac{\Delta T}{\delta_L} \quad (26)$$

berücksichtigt. Für deren Berechnung existieren verschiedene empirische Ansätze. Hier wird der Ansatz nach [12], der auf Basis umfangreicher FEM-Simulationen entstanden ist, verwendet.

$$Nu = \begin{cases} 2 & \text{für } Re \leq Re_{\text{krit}} \\ 2 \left(\frac{Re}{Re_{\text{krit}}} \right)^{0,633} & \text{für } Re > Re_{\text{krit}} \end{cases} \quad (27)$$

$$\text{mit } Re_{\text{krit}} = 40,175 \left(\frac{r}{\delta_L} \right)^{0,5124} \quad (28)$$

$r \dots$ Rotorradius

Somit kann für eine angenommene Temperaturdifferenz der übertragbare Wärmestrom und so die maximal zulässige Verlustleistung im Rotor abgeschätzt werden. Voraussetzung dafür ist die Annahme einer gleichmäßigen Temperaturverteilung im Rotor und im Gehäuse. Aufgrund des hohen thermischen Widerstandes der Luft bei kleinen Drücken unter 1 mbar ist diese Vereinfachung des thermischen Modells möglich.

Da die Wärmeleitfähigkeit von Luft in Vakuum sehr gering ist, wird zusätzlich noch die Rotor Kühlung durch Wärmestrahlung betrachtet. Auch hier wird der Luftspalt in einzelne Hohlzylinder zerlegt. Werden Innen- und Außenwand jeweils als Grauer Körper angenommen, so kann nach [13] der Wärmestrom mit

$$P_{\text{Rad}} = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2 A_1 \phi_{12} c_s}{1 - (1 - \epsilon_1)(1 - \epsilon_2) \phi_{12} \phi_{21}} \cdot \left(\left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_2}{100} \right)^4 \right) \quad (29)$$

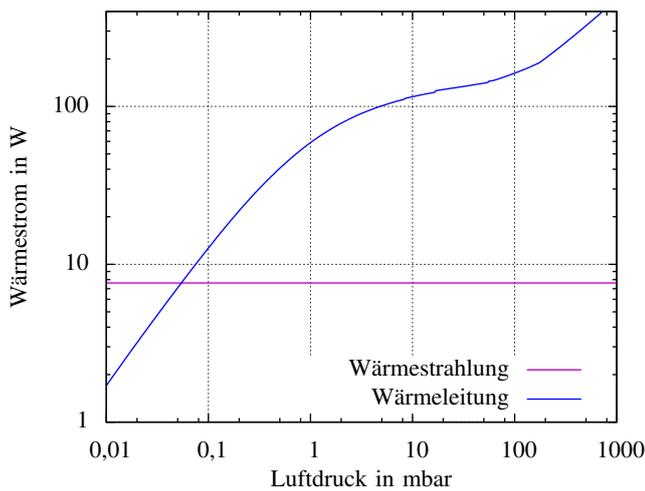


Abb. 2: Wärmeströme durch Wärmeleitung und -strahlung im gesamten Versuchsaufbau bei einer Drehfrequenz von 500 Hz und einer Übertemperatur von 110 K

berechnet werden. Hier beschreiben ϵ_1 und ϵ_2 den Absorptionsgrad von Innen- und Außenwand. Dabei entspricht $\epsilon = 1$ einer vollständigen Absorption des einfallenden Lichts und beschreibt den „Schwarzen Strahler“, $\epsilon = 0$ eine vollständige Reflexion. Der konkrete Wert für einen Körper ist nicht nur vom Material, sondern auch von der Rauigkeit und damit letztlich vom Bearbeitungszustand des betrachteten Körpers abhängig.

Die Literatur gibt für den Absorptionsgrad von Eisen Werte zwischen 0,159 für blank geätzt und 0,75 für eine raue Oberfläche an. Für geschliffene Teile wurde daher $\epsilon = 0,2$, für alle anderen Teile $\epsilon = 0,35$ angesetzt, um letztlich eine Abschätzung nach unten für den Wärmestrom zu erhalten.

Die Einstrahlzahlen ϕ_{12} und ϕ_{21} beschreiben jeweils den Anteil der von einer Oberfläche ausgehenden Strahlung, die auf der gegenüberliegenden eintrifft. Wenn der Luftspalt wesentlich kleiner als der Rotorradius ist, kann $\phi_{12} = \phi_{21} = 1$ in guter Näherung eingesetzt werden.

Die dargestellten Berechnungen wurden für den gesamten in Abb. 3 dargestellten Versuchsaufbau in gesamten Betriebsdruckbereich durchgeführt. Das Ergebnis ist in Abb. 2 dargestellt. Als Bezug ist zusätzlich der Wärmestrom durch Strahlung mit eingezeichnet.

Der Verlauf ist von einer starken Druckabhängigkeit im molekularen und im turbulenten Bereich geprägt. Der Übergangsbereich fällt dagegen flacher aus, da hier einzelne Teile des Luftspalts einer

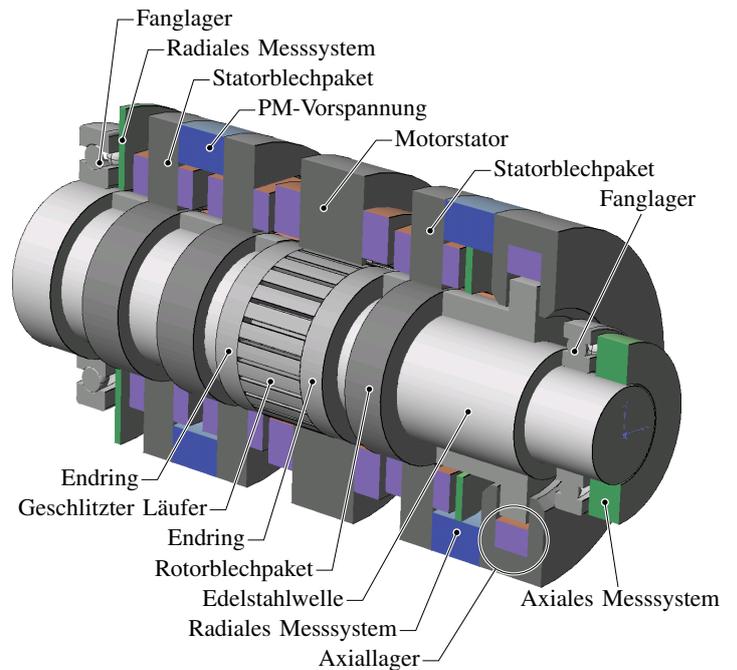


Abb. 3: Versuchsaufbau: Rotorlänge 290 mm, Bohrungsdurchmesser 45 mm, Rotormasse 4 kg, Lagernennkraft radial links 160 N und rechts 80 N

rein laminaren Strömung unterliegen, bei der der Luftspaltwärmewiderstand druckunabhängig ist.

III. VERSUCHSAUFBAU

Die Integration des Motors in den Versuchsaufbau ist in Abb. 3 dargestellt. Es handelt sich um einen Antrieb mit einer 5-Achs-Magnetlagerung bestehend aus zwei homopolaren permanentmagnetisch vorgespannten Radiallagern und einem Axiallager. Dieses hat mit dem in Abb. 3 rechten Radiallager eine gemeinsame Vorspannung.

Der Läuferteil des Motors besteht aus einem massivem geschlitztem Ring, der auf die zentrale Edelstahlwelle aufgeschoben wird. Links und rechts wird das Läuferaktivteil von Endringen aus Aluminium abgeschlossen, die als Kurzschlussringe für die Rotorströme dienen.

IV. AUSLEGUNG

Da der Versuchsmotor in einen vorhandenen Versuchsstand integriert werden soll, ergeben sich eine Reihe von Vorgaben. So ist der Motorstator einschließlich der Bewicklung und des Bemessungsstroms festgelegt. Aus der Fertigung und der mechanischen Stabilität resultiert die mögliche Geometrie axialer Schlitze im Läufer. Die Nenndrehzahl wird

vom bisherigen Antrieb übernommen. Es verbleiben nur noch die Freiheitsgrade Nennschlupf, Luftspaltbreite und die Schlitzzahl.

Der kritische Punkt bei der Auslegung ist die Rotorkühlung, wenn der Aufbau evakuiert ist. Die Abb. 2 zeigt den Wärmestrom bei maximaler Über-temperatur und somit die zulässige Verlustleistung für den gesamten Rotor. Es wird deutlich, dass bei minimalem Betriebsdruck von $10 \mu\text{bar}$ bereits die Magnetlagerung mit 8 W mehr als die zulässige Verlustleistung erzeugt. Für einen Dauerbetrieb ist folglich ein minimal zulässiger Luftdruck festzulegen.

Damit der Betrieb des Versuchsstandes thermisch nicht zu kritisch wird, sollten die Rotorverluste der Antriebsmaschine nicht wesentlich größer als die der Magnetlagerung sein und werden aufgrund dessen als zentrales Auslegungskriterium auf 15 W festgelegt. Daraus resultiert ein für den Dauerbetrieb minimaler zulässiger Betriebsdruck von etwa $200 \mu\text{bar}$.

Für die Auslegung werden als Startwerte für die Schlitzzahl 10 pro Polpaar und für den Luftspalt $0,8 \text{ mm}$ festgelegt. Mit diesen Angaben können mit dem FEM-Modell Kennlinien für das Drehmoment und die Rotorverluste aus der Grundwelle über dem Schlupf ermittelt werden. Zusätzlich müssen noch die Oberwellenverluste nach Gl. (13) beachtet werden. Aus diesen Kennlinien kann man mit dem zulässigen Wärmestrom den Nennschlupf und das Nennmoment festlegen. Aus diesen Größen wird dann mit dem Ersatzschaltbild und dessen Parametern nach Gln. (4), (5) und (9) die Nennspannung und -leistung bestimmt.

Anschließend wird dieser Berechnungsgang iteriert um eine Luftspaltbreite und eine Schlitzzahl zu finden, bei der das maximale Drehmoment bei vorgegebener Rotorverlustleistung erreicht wird.

Das Ergebnis der Auslegung ist in Tab. IV zusammengefasst. Um den Einfluss der Schlitzung zu verdeutlichen, wurden zusätzlich die Ergebnisse für einen Läufer ohne Schlitze gegenübergestellt.

Das errechnete Nennmoment beträgt nur 21% des Nennmomentes der bisher eingesetzten permanenterregten Synchronmaschine, ist aber dennoch ausreichend um den Versuchsaufbau in 5 min auf Nenndrehzahl zu beschleunigen. Während des Hochlaufs tritt eine Temperaturerhöhung um 4 K auf, wenn keine Wärme aus dem Rotor abgeführt wird.

Hinsichtlich des errechneten Wirkungsgrads konn-

Tab. IV: Ermittelte Bemessungsdaten für den Versuchsmotor mit und ohne axiale Schlitzung

Bezeichnung	Symbol	Wert	
		ohne	mit
Polpaarzahl	p		2
Luftspalt	δ_L		$0,9 \text{ mm}$
Drehzahl	n_N		$30\,000 \text{ 1/min}$
Rotorschlitze	z_R	0	27
Drehmoment	M_N	15 mNm	24 mNm
Leistung	P_N	67 W	97 W
Frequenz	f_N	1083 Hz	1097 Hz
Schlupf	s_N	$7,7 \%$	$8,9 \%$
Spannung	U_N	126 V	104 V
Strom	I_N	$1,55 \text{ A}$	$1,55 \text{ A}$
Leistungsfaktor	$\cos(\phi)$	$0,2$	$0,35$
Wirkungsgrad	η	71%	78%

te mit 78% ein recht gutes Ergebnis erzielt werden. Der Leistungsfaktor fällt mit $0,35$ dagegen vergleichsweise schlecht aus und führt zu einer erhöhten Bemessungsleistung für den Umrichter. Jedoch fällt diese Tatsache aufgrund des vorhandenen Versuchsaufbaus mit einem entsprechendem Umrichter nicht weiter ins Gewicht.

Sehr deutlich wird der Einfluss der axialen Schlitze anhand der Ergebnisse in Tabelle IV. Bei gleichen Rotorverlusten kann durch die Schlitzung ein um 60% höheres Drehmoment und ein um 75% höherer Leistungsfaktor erzielt werden.

In der Auslegung treten zwei wesentliche Unsicherheiten auf. Zum einen handelt es sich beim Läuferaktivmaterial mit dem Einsatzstahl 1.5752 (15NiCr13) um einen normalen Konstruktionswerkstoff, so dass hier vor allem mechanische Kennwerte problemlos verfügbar sind, elektromagnetische Kenndaten jedoch nicht. Zusätzlich hängen diese noch vom Verarbeitungszustand ab. Die Auslegung wurde daher zusätzlich für die halbe spezifische elektrische Leitfähigkeit ($\kappa = 2 \text{ MS m}$) durchgeführt. Selbst unter diesen Umständen reicht das erzielte Drehmoment von 20 mNm für einen Betrieb des Versuchsaufbaus.

Ein zweites Problem ist die mit 20 mm relativ kurze aktive Länge in Anbetracht eines Bohrungsdurchmessers von 45 mm . Folglich gilt die Annahme eines ebenen magnetischen Feldes im Läufer nur eingeschränkt. Zudem wurde der ohmsche Widerstand der Endkappen bisher nicht beachtet. Aufgrund der Endringe aus Aluminium ist der daraus resultierende Fehler als vernachlässigbar einzuschätzen.

Um diese Effekte genauer betrachten zu können, ist jedoch eine 3D-FEM Simulation notwendig. Ein solcher Aufwand ist allerdings für einen einzelnen Versuchsmotor nicht gerechtfertigt. Letztlich muss die Prüfung der Maschine im Rahmen der Inbetriebnahme zeigen, wie groß die Abweichungen tatsächlich sind.

V. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Es wurde gezeigt, wie mit problemlos verfügbarer FEM-Software ein Versuchsmotor mit einem massiv ausgeführtem Läufer ausgelegt und so auf eine aufwändige analytische Modellierung des Rotors verzichtet werden kann. Für die Auslegung eines Motors für andere Antriebe müsste die Methodik deutlich erweitert werden, insbesondere um eine Berechnung des Stators und eine genauere thermische Modellierung mit einem Netzwerk.

Im weiteren wurde die Kühlung im Vakuum genauer betrachtet und gezeigt, dass bei Drücken unter 1 mbar die Wärmestrahlung eine wichtige Rolle spielt.

Letztendlich wurde ein Versuchsmotor ausgelegt und der Einfluss der axialen Schlitzung gezeigt. Hier verbleibt nun noch die Inbetriebnahme und die Prüfung der Maschine um die Berechnungen zu bestätigen. Zudem müssen noch die elektromagnetischen Eigenschaften des Aktivmaterials ausgemessen werden.

Durch dem neuen Versuchsmotor können mit dem Versuchsaufbau die Luftreibungsverluste und die Magnetlagerverluste genauer bestimmt und die bisher mit der permanenterregten Synchronmaschine erzielten Ergebnisse überprüft werden. Zudem sollen Einflussfaktoren auf die Rotorverluste in aktiven Magnetlagern genauer untersucht werden.

LITERATUR

- [1] E. Fleischer und W. Hofmann. „Experimentelle Bestimmung der Rotorverluste in einem homopolaren Magnetlager“. In: *VDI/VDE-Tagung Antriebssysteme*. Sep. 2011.
- [2] J. Hupponen. „High-speed Solid-rotor Induction Machine - Electromagnetic Calculation And Design“. Dissertation. Lappeenranta: Lappeenranta University of Technology, 2004.

- [3] J. Greig und E. M. Freeman. „Travelling-wave problem in electrical machines“. In: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* 114.11 (1967), S. 1681–1683. DOI: 10.1049/piee.1967.0324.
- [4] A. G. Jack und B. C. Mecrow. „Methods for magnetically nonlinear problems involving significant hysteresis and eddy currents“. In: *IEEE Trans. Magn.* 26.2 (März 1990), S. 424–429. DOI: 10.1109/20.106344.
- [5] D. Bergmann. „Betriebseigenschaften von wärmerohrgekühlten Asynchronmaschinen mit gerilltem Massivrotor und Kurzschlusskäfig unter besonderer Berücksichtigung der Stromrichterspeisung“. Dissertation. Technische Hochschule Aachen, 1982.
- [6] D. C. Meeker. *Finite Element Method Magnetics, Version 4.2.0*. 2010. URL: <http://www.femm.info>.
- [7] R. Boll, Hrsg. *Weichmagnetische Werkstoffe*. Berlin: Siemens-Aktienges., [Abt. Verl.], 1990.
- [8] D. Dolinar u. a. „Calculation of two-axis induction motor model parameters using finite elements“. In: *IEEE Trans. Energy Convers.* 12.2 (1997), S. 133–142. DOI: 10.1109/60.629695.
- [9] G. Müller, K. Vogt und B. Ponick. *Berechnung elektrischer Maschinen*. Wiley-VCH, 2008.
- [10] K. Jousten, Hrsg. *Wutz Handbuch Vakuumtechnik*. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2010.
- [11] D. Staton, A. Boglietti und A. Cavagnino. „Solving the More Difficult Aspects of Electric Motor Thermal Analysis in Small and Medium Size Industrial Induction Motors“. In: *IEEE Trans. Energy Convers.* 20.3 (Sep. 2005), S. 620–628. ISSN: 0885-8969. DOI: 10.1109/TEC.2005.847979.
- [12] J. Friebe. „Entwicklung eines Strömungsmodells zur Berechnung des Luftspaltwärmewiderstandes“. Diplomarbeit. TU Dresden, 2008.
- [13] W. Wagner. *Wärmeübertragung*. Würzburg: Vogel, 1988.

DANKSAGUNG

Die Autoren danken der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die finanzielle Unterstützung des Forschungsvorhabens.