

VERGLEICH VON ROTOREN MIT OBERFLÄCHEN- MAGNETEN UND EINGEBETTETEN MAGNETEN

H. Wöhl-Bruhn

1 EINLEITUNG

Für einen gegebenen Stator spannt der Rotor der elektrischen Maschine einen beeinflussbaren Parameterraum auf: Das Volumen der Magnete und die Komplexität der Rotorstruktur gehen direkt in die Herstellungskosten und die Eigenschaften der Maschine ein. Systemforderungen, beispielsweise nach einem Läufer mit wenig oder einem definierten Trägheitsmoment sowie einem großen Drehzahlbereich, können maßgeblich durch die Gestaltung des Rotors beeinflusst werden. Geht man zur Vermeidung von Bürsten oder anderen Übertragungselementen z. B. bei Synchronmaschinen von einer permanenten Erregung des Rotorfeldes aus, gibt es eine Auswahl üblicher Magnetanordnungen [1]. Durch Anwendung einer bestimmten Methodik wird in diesem Bericht die isolierte Betrachtung des Rotors unabhängig vom Design des Stators durchgeführt. Dazu wird exemplarisch eine Anordnung mit Oberflächenmagneten verglichen mit einer Anordnung mit eingebetteten, bzw. vergrabenen Magneten (buried magnets). Es erfolgen zunächst analytische Betrachtungen und nachfolgend eine Charakterisierung mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode (FEM).

2 METHODIK

Statorseitig besitzen beide Auslegungsvarianten eine klassische dreisträngige Drehstromwicklung, die mit sinusförmigen Strömen gespeist wird. Das verwendete Modell eignet sich bei geeigneter Definition des Ankerstrombelags aber auch zur Modellierung von anderen Wicklungsarten (beispielsweise Einzelzahnwicklung).

Durch die Gestaltung der Nuten, der Zähne und der Nutschlitz hat der Stator einen Einfluss auf das Verhalten der Maschine: Die Streuung in den Nuten und den Wickelköpfen beeinflusst die Induktivität der Maschine. Die Nutteilung sowie die Gestaltung der Zähne nehmen außerdem Einfluss auf das Rastmoment und den Drehmomentrippel. Zusätzlich erfolgt die Einschnürung des Erregerfeldes durch die Nutschlitz. Um den Einfluss des Stators bei der Untersuchung der Rotoren möglichst gering zu halten, wurde ein idealisiertes Statormodell verwendet, bei dem im ersten Schritt die Spulen als dünnwandige Luftspulen angenommen, das heißt in den Luftspalt der Maschine verlagert werden, der nun eine glatte Kontur auf der Statorseite aufweist. In einem zweiten Schritt werden die durchfluteten Flächen bei konstanter Durchflutung als infinitesimal dünn angenommen, so dass der magnetisch wirksame Luftspalt erhalten bleibt. **Bild 1** zeigt den Übergang vom realen Stator mit Nuten und Zähnen zum Statormodell.

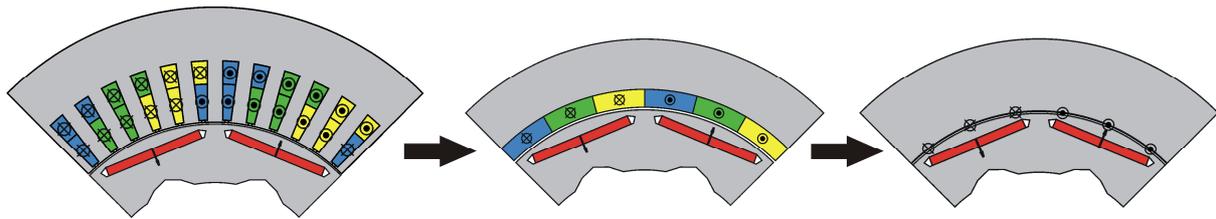


Bild 1: Statormodell

3 AUSLEGUNG

Um die Vergleichbarkeit zwischen den unterschiedlichen Auslegungen herzustellen, wurden zusätzlich folgende gemeinsamen Festlegungen getroffen:

- Acht Pole
- Statorbohrungsdurchmesser 143 mm
- Remanenzflussdichte der Magnete 1,1 T
- Magnetvolumen pro Pol 160 mm³/mm
- Maximale magnetische Belastung im Rotorjoch ca. 1,2 T
- Marktübliche 0,35 mm-Elektrobleche, Eisenfüllfaktor 93 %
- Gleiche Verluste durch Reibung an Rotoroberflächen und in Lagern

In **Tabelle 1** werden jeweils untersuchte Maschinensegmente über ein Polpaar in Form von axialen Schnitten dargestellt.

Tabelle 1: Blechschnitte untersuchter Rotoren

Oberflächenanordnung	Anordnung mit eingebetteten Magneten

Die Begrenzung der magnetischen Belastung des Rotorjochs auf ca. 1,2 Tesla wurde über eine Veränderung des inneren Durchmessers des Rotors eingestellt. Für die Grundauslegung wurde eine Durchflutung von 500 A je Nut angenommen. Dies entspricht einer relativ niedrigen Ausnutzung der Maschine von ca. 10 kN/m². Bei der Auslegung mit Teillast treten charakteristische Effekte bei höherer Ausnutzung deutlich hervor. Die Innenkontur wurde außerdem so verändert, dass magnetisch wenig belastete Gebiete herausgeschnitten wurden, um so das Trägheitsmoment des Rotors zu minimieren. Es wurde weiterhin magnetische Symmetrie zur Polmitte angenommen, so dass ein Vollastbetrieb in beiden Drehrichtungen möglich ist. Der Luftspalt wurde für die Anordnung mit eingebetteten Magneten auf 1 mm festgelegt. Für den Rotor mit oberflächenmontierten Magneten wurde weiterhin eine Bandagierung der Mantelfläche angenommen und mit einer Dicke von 0,5 mm zusätzlich zum Luftspalt berücksichtigt.

3.1 Auslegung der Oberflächenmagnetanordnung

Für die analytische Auslegung von Rotoren mit Oberflächenmagneten kann auf die Literatur verwiesen werden [2]. Das Design des Rotors bezüglich dieser Anwendung (Vorgabe des konstanten Magnetvolumens) beschränkt sich auf die Wahl des Polbedeckungsfaktors, der einen Bruchteil der Polteilung darstellt. Für die hier gezeigten Untersuchungen wurde ein üblicher Polbedeckungsfaktor von $2/3$ gewählt. Bei der gezeigten Variante ist von einem deutlichen Unterschied der magnetischen Eigenschaften in d- und q-Richtung auszugehen, durch welche ein zusätzliches Reluktanzdrehmoment erzeugt werden kann.

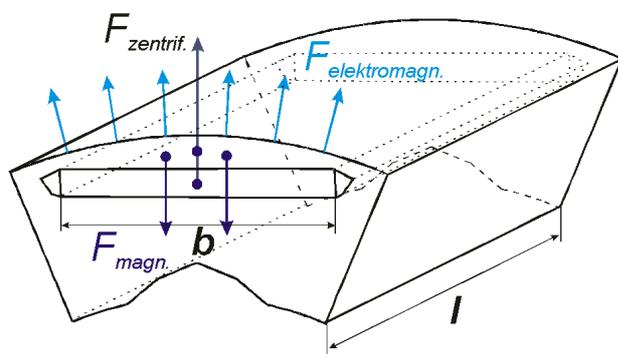
3.2 Auslegung der Anordnung mit eingebetteten Magneten

Der Einsatz eingebetteter Magnete hat in Bezug auf den Bauaufwand zwei Vorteile: Zum einen kann eine automatisierte Herstellung der Rotoren relativ problemlos erfolgen, da die Magnete mit einer entsprechender Vorrichtung maschinell in die im Eisenmaterial vorgesehenen Aussparungen eingesetzt werden können. Die Herstellung wird zusätzlich durch nur zwei verwendete Materialien (Eisen- und Magnetmaterial) erleichtert. Bei richtiger Dimensionierung der Verbindungsstege (Brücken) zwischen dem Eisenmaterial über dem Pol und dem Restmaterial kann ein Tragrings oder eine Bandagierung entfallen. Leider müssen diese magnetischen Brücken durch den Magneten in die Sättigung gebracht werden, was die Ausnutzung des aktiven Materials verringert. Damit möglichst wenig Fluss durch diese Brücken kurzgeschlossen wird, sollten diese möglichst schmal ausfallen, andererseits müssen sie ausreichend groß sein, um die Festigkeit der Anordnung auch bei maximaler Drehzahl zu gewährleisten. Vorteilhaft sind hierfür einstellbare Permeabilitäten des Materials. Dies kann beispielsweise durch bistabile Werkstoffe erfolgen, die ihre magnetischen Eigenschaften durch Wärmebehandlung verändern [3]. Die analytische Berechnung dieser Anordnungen ist aufwändig und könnte teilweise mit Hilfe der Konformen Abbildung erfolgen [4], die Nichtlinearitäten infolge der Sättigung legen aber eine numerische Berechnung nahe. Die Variantenzahl möglicher Auslegungen ist groß und soll im Folgenden eingegrenzt werden. Wesentliche Designparameter sind:

- Anzahl, Lage und Größe der magnetischen Brücken
- Flächanordnung des Magnets/der Magnete pro Pol oder Anordnung der Magnete in einem bestimmten Winkel
- Form der eingebetteten Magnete
- Anzahl und Lage von mehreren Schichten von Magneten

Die Notwendigkeit der Brücken resultiert aus der Forderung, die dominante Zentrifugalkraft und die magnetischen Differenzkräfte aufzunehmen [5]. Die Kräfte wirken während des Betriebs der Maschine auf das Blechsegment zwischen Magnet und Luftspalt, sowie auf den Magnet selbst radial nach außen. Diese Kräfte, deren Berechnung und Richtungen werden in **Bild 2** gezeigt. Die Massen (m) und Radien (r) beziehen sich auf die geometrischen Flächenschwerpunkte des Magneten (Index PM) und des Segments zwischen Magnet und Luftspalt (Index segm.). b entspricht der Breite des Magneten, τ_p der Polteilung und μ_0 der

magnetischen Permeabilitätszahl. Die Flussdichte B bezieht sich auf den Luftspalt (mittlere Flussdichte, Index δ, mi) sowie auf die Flussdichte des Magneten (Index mag).



$$F_{zentrif.} = (m_{segm.} \cdot r_{segm.} + m_{PM} \cdot r_{PM}) \cdot \Omega^2 \quad (1)$$

$$F_{elektromagn.} = \frac{B_{\delta, mi}^2 \cdot l \cdot \tau_p}{2 \cdot \mu_0} \quad (2)$$

$$F_{magn.} = \frac{B_{mag}^2 \cdot l \cdot b}{2 \cdot \mu_0} \quad (3)$$

Bild 2: Mechanische Beanspruchung der magnetischen Brücken bei Anordnung mit eingebetteten Magneten

Für niedrigere Umfangsgeschwindigkeiten werden Anordnungen mit ein (Mitte des Pols) oder zwei Brücken bevorzugt. Hin zu höheren Drehzahlen kann auf einen dritten Steg nicht mehr verzichtet werden [6]. Die Dicke der luftspaltnahen Brücken beträgt hier 2 mm. Die Magnete wirken als Flussbarrieren, dementsprechend ist mit einem d/q -Verhältnis (s. Kapitel 4) ungleich 1 zu rechnen. Die Einführung von mehreren Schichten von Magneten würde diesen Effekt noch verstärken und wird in der Literatur beschrieben [3] [7] [8]. Die Serienfertigung dieser Magnetanordnung ist allerdings aufwändiger und wird deshalb hier nicht berücksichtigt.

4 EINFLUSS DES SCHENKELPOLVERHALTENS (RELUKTANZ)

Synchronmaschinen mit Vollpoleigenschaft (isotrope magnetische Struktur) werden bei der feldorientierten Regelung zur Erzielung des maximalen Drehmoments bei ausreichender Spannungsreserve des Wechselrichters ohne Blindanteil I_d des Strangstromes betrieben. Dazu wird der Polradwinkel ϑ zwischen Strangspannung U_s und Polradspannung U_p so eingestellt, dass der Strangstrom I_s in Phase zur Polradspannung liegt (vgl. **Bild 3a**). Das durch die Wellen der Felder von Stator und Rotor über die Lorentzkraft gebildete Drehmoment wird hier als elektromagnetisches Drehmoment M_{mag} bezeichnet. Um dagegen das maximale Drehmoment bei den anisotropen Anordnungen (Schenkelpolcharakteristik) zu nutzen, kann außer dem elektromagnetischen Drehmoment auch das Reluktanzdrehmoment genutzt werden, das durch die Oberwelle der magnetischen Leitfähigkeit hervorgerufen wird. Beide Anteile sind eine Funktion des Polradwinkels, wobei Sinusfunktionen des einfachen und des doppelten Polradwinkels zu beobachten sind. Beide Drehmomente überlagern sich und bilden das Gesamtmoment. Um das maximale Drehmoment zu erhalten, muss die übliche Regelungsstrategie der permanentmagneterregten Maschine verlassen werden: Der Phasenwinkel zwischen Strom und Ständerspannungsraumzeiger wird in diesem Fall so

eingestellt, dass eine Schwenkung des Statorstroms um den Winkel α gegenüber der q-Achse erfolgt (vgl. **Bild 3b**). Der Gewinn an Drehmoment durch Nutzung der Reluktanz wird somit durch das Einprägen einer Stromkomponente in d-Richtung ermöglicht. I_d kann feldverstärkend oder feldschwächend eingestellt werden, wobei nicht mehr das maximale Grundwellenmoment erreicht wird. Der bei positivem I_d erhöhte Spannungsbedarf erfordert gleichzeitig eine höhere Wechselrichterbauleistung.

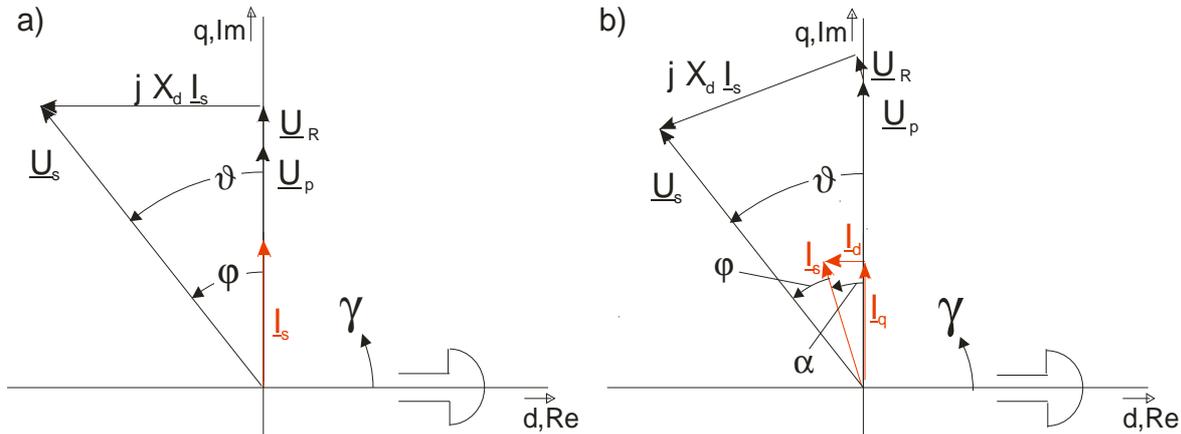
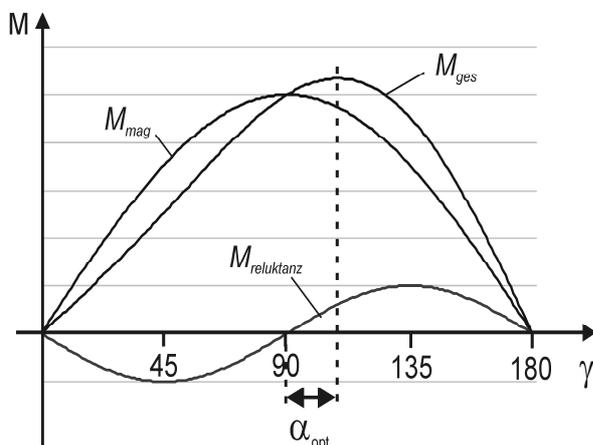


Bild 3: Zeigerdiagramme Synchronmaschine

Der Winkel α , um den der Statorstrom gegenüber dem Betrieb bei isotropem Magnetkreis der Maschine verschoben werden muss, kann analytisch berechnet werden: Dazu wird die Strangspannung in die Grundgleichungen der Synchronmaschine mit Schenkelpolverhalten (**Bild 4**, Gleichung (4)) eingesetzt und der Strangwiderstand R_s zu Null gesetzt. Diese Vereinfachung ist zulässig, da die Kupferverluste der Maschine von der Stromschwenkung unberührt bleiben und lediglich die Phasenlage variiert wird. X_d, X_q sind die Komponenten der synchronen Reaktanz, I und U entsprechen den Effektivwerten von Strangstrom und -spannung, wobei die Indizes d und q deren Anteile in der d-Achse bzw. der q-Achse der Maschine widerspiegeln. $U_{p(1)}$ entspricht dem Effektivwert der ersten Harmonischen der induzierten Spannung und somit der Grundwelle. Die anschließende Extremwertberechnung führt auf eine quadratische Gleichung (**Bild 4**, Gleichung (5)), deren Lösung der optimale Stromschwenkwinkel α_{opt} ist.



$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -X_q \\ X_d & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ U_{p(1)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\sin^2 \alpha_{opt.} + \frac{U_{p(1)}}{2 \cdot I_s (X_q - X_d)} \cdot \sin \alpha_{opt.} - \frac{1}{2} = 0 \quad (5)$$

Bild 4: Berechnung des optimalen Stromschwenkwinkels

Eine reine Reluktanzmaschine hat keine Polradspannung, so dass über die Formel erwartungsgemäß ein optimaler Schwenkwinkel von $\pm 45^\circ$ berechnet wird. Das Verhältnis von Induktivität der d-Achse zur Induktivität der q-Achse kann kurz als d/q-Verhältnis bezeichnet werden. Wie groß der Anteil der Reluktanzkraft bei einer rotorerrregten Maschine werden kann, ist zum einen vom d/q-Verhältnis der Maschine abhängig, zum anderen aber auch maßgeblich von der Amplitude der Grundwelle der Polradspannung und der Amplitude des Strangstromes bei dem die Maschine betrieben wird. Die Angabe des d/q-Verhältnisses allein lässt somit noch keine Aussage über den Anteil des Reluktanzdrehmoments am Gesamtdrehmoment zu. Auch die Form und Größe des maschinendesign- und betriebspunktabhängigen Erregerfeldes und des Statorfeldes sind maßgebend. Liegt in den Eisengebieten des Rotors durch die Überlagerung von Erregerfeld und Ankerrückwirkung bereits eine hohe Sättigung des elektromagnetischen Blechs vor, kann durch diese Sättigung das Erregerfeld bereits stark verringert oder deformiert worden sein. Ebenso bestehen diese Rückwirkungen auf das Ankerfeld, so dass der kraftwirksame Strombelag bei gleicher Durchflutung verringert wird. Wird in diesem Fall der Strom mit dem positiven Winkel α geschwenkt, führt die damit verbundene Feldschwächung nicht zwangsläufig zu einer Verringerung des elektromagnetischen Drehmoments. Dieser Effekt kann allerdings auf Grund der nichtlinearen und regionsabhängigen Sättigung nicht über die Gleichungen (4) und (5) berücksichtigt werden. Um Ergebnisse für diesen Fall zu erzielen, sind vorzugsweise Finite-Elemente-Berechnungen vorzunehmen.

Außer der Zielsetzung, über die Reluktanzunterschiede der Maschine das erzielbare Drehmoment zu vergrößern, kann die Anisotropie auch zur Pollageerfassung über den magnetischen Kreis des Rotors genutzt werden. In diesem Fall könnte auf ein separates Bauelement für die Pollagebestimmung verzichtet werden.

5 FINITE-ELEMENTE-BERECHNUNGEN

Es wurden für die ausgewählten Blechschnitte Finite-Elemente-Berechnungen (FEM) durchgeführt. In einem ersten Schritt wurden die geometrischen Abmessungen, Trägheitsmomente und Induktivitäten der Anordnungen nach den Auslegungskriterien in Kapitel 3 ermittelt. In einem zweiten Schritt konnten Ergebnisse bezüglich der Ausnutzung der Maschine und des Reluktanzeffekts sowie der zulässigen Überlast während des Betriebs und im Kurzschlussfall berechnet werden.

5.1 Rotoreigenschaften

Die Induktivität in d- und q-Richtung (L_d , L_q) variiert zum Teil mit der Ausnutzung der Maschine. Dies ist besonders dann der Fall, wenn die magnetische Permeabilität der Blechgebiete stark durch die Ankerrückwirkung beeinflusst wird bzw. Teilbereiche des Rotorblechs in Sättigung gehen. Die Induktivität in **Tabelle 2** wurde für eine max. Nutdurchflutung von 500 A berechnet (Teillastbetrieb). Zusätzlich wurde der Innendurchmesser (d_{innen}) so

eingestellt, dass im Rotorjoch eine mittlere magnetische Belastung von 1,2 T vorliegt (vgl. Kapitel 3). Aus den Abmessungen des Läufers konnte abschließend die Fläche des Rotorblechs (A_{Blech}) und das polare Trägheitsmoment (J) pro mm Maschinenlänge berechnet werden. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in **Tabelle 2** zusammengefasst.

Tabelle 2: Übersicht Rotoreigenschaften

	Oberflächenanordnung	Anordnung mit eingebetteten Magneten
L_q (H/mm) $\cdot 10^8$	6,0	14,4
L_q / L_d	2,0	2,0
d_{innen} (mm)	102	94
A_{Blech} (mm ²)	1318	1707
J (g m ² /mm)	189	214

Bei der Oberflächenanordnung ist die Ankerrückwirkung aufgrund des großen effektiven Luftspalts sehr gering, so dass das Rotorjoch bei niedriger Ausnutzung der Maschine fast ausschließlich durch die Magnete belastet wird. Das Joch des Rotors fällt dadurch sehr dünn aus.

Bei dem Rotor mit eingebetteten Magneten gehen die schmalen Stege zwischen Magnetkanten und Luftspalt bereits allein durch das Erregerfeld des Rotors in Sättigung. Diese Sättigung wird durch einen Fluss der Magneten erzeugt, der für das Feld im Luftspalt nicht mehr zur Verfügung steht. Ohne Magnete und bei geringer Ankerrückwirkung beträgt das d/q-Verhältnis der Maschine ca. 1. Erst durch die Sättigung der Stege wird eine deutliche Anisotropie aufgebaut. Die fehlende Bandagierung und die innenliegenden Magnete haben generell eine höhere Induktivität zur Folge, wodurch eine gute Feldschwächung über das Schwenken des Statorstroms bei gleichzeitiger Nutzung des Reluktanzdrehmoments erzielt wird. Das verfügbare Volumen im Innenraum des Rotors ist durch die Einbettung der Magnete und das vergleichsweise dicke Joch allerdings deutlich eingeschränkt. Durch die eingebetteten Magnete weist diese Anordnung das größere Trägheitsmoment auf.

5.2 Ausnutzung und Reluktanzeffekt

Die Harmonischen der Erregerfelder der einzelnen Anordnungen sind in **Bild 5** dargestellt. Für eine optimale Krafterzeugung mit einer Drehstromwicklung ist die erste Harmonische von Interesse, so dass die Amplituden in **Bild 5** dazu verleiten, die Oberflächenmagnetanordnung als optimal zu betrachten. Allerdings muss bedacht werden, dass Erregerfeld und Ankerfeld während des Betriebes der Maschine durch Sättigung des Magnetkreises stark deformiert werden können. Während der Einfluss durch die Feldschwächung noch durch die Superposition von Anker- und Erregerfeld bestimmt werden kann, bleibt der Effekt der Sättigung von Teilbereichen des Rotors unberücksichtigt und kann je nach Lastfall der Maschine stark variieren.

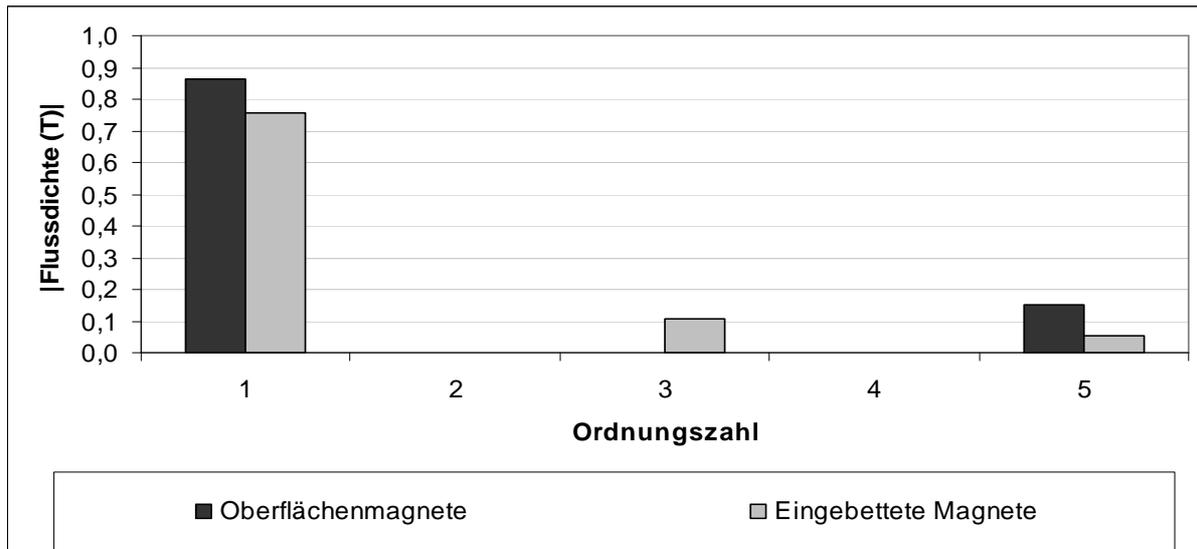


Bild 5: Harmonische des Erregerfeldes im Leerlauf

Für die Anordnung mit Oberflächenmagneten lassen sich Harmonische höherer Ordnungszahlen durch die Verwendung von geeignet abgerundeten Magnetformen verringern; sie stellen ein zusätzliches Optimierungspotenzial dar [9]. Anders als bei der klassischen Drehstromwicklung können bei Einzelzahnwicklungen auch Harmonische höherer Ordnung für die Kraftbildung genutzt werden. Dies kann durch die Polgestaltung bei den Anordnungen unterschiedlich gut beeinflusst werden.

Bei höheren Drehmomentanforderungen für den Betrieb der elektrischen Maschine wird eine höhere Ausnutzung als 10 kN/m^2 gefordert. Für die folgenden Berechnungen wurde deshalb – ohne Berücksichtigung der verfügbaren Spannung – im nächsten Schritt die Durchflutung des Ankers zunächst vervierfacht und dann verachtfacht. Diese Punkte mit Nutdurchflutungen von 2000 A bzw. 4000 A werden im Folgenden als einfache und doppelte Überlast bezeichnet und entsprechen je nach diesbezüglicher Güte einer Kraftdichte von ca. 40 und 80 kN/m^2 . Wird die magnetische Belastung des Blechs im Rotorjoch bei doppelter Überlast betrachtet, so wird eine hohe Beanspruchung mit starker Sättigung erkennbar. Eine separate Analyse der Feldkomponenten von Erreger- und Statorfeld im Luftspalt bei belastetem Magnetkreis zeigt, dass bei beiden Anordnungen die Amplituden der Harmonischen der Erregerfelder nur geringe Veränderungen aufzeigen. Sehr viel größer sind die Rückwirkungen der hohen Sättigung auf das Statorfeld im Luftspalt. Auf Grund dieser Sättigung kann der Ankerstrombelag bei Oberflächenanordnung für die Drehmomentbildung nicht mehr voll wirksam werden. **Bild 6** zeigt die Harmonischen des Statorfeldes mit Berücksichtigung der Sättigung im Magnetkreis. Die Amplitudendifferenz der ersten Harmonischen bei der Oberflächenanordnung führt zur deutlichen Reduzierung des Drehmoments. Die hohe Amplitude der ersten Harmonischen der Anordnung mit eingebetteten Magneten begünstigt die Ausnutzung, kann aber nur dann genutzt werden, wenn eine ausreichende Spannungsreserve des Wechselrichters vorhanden ist.

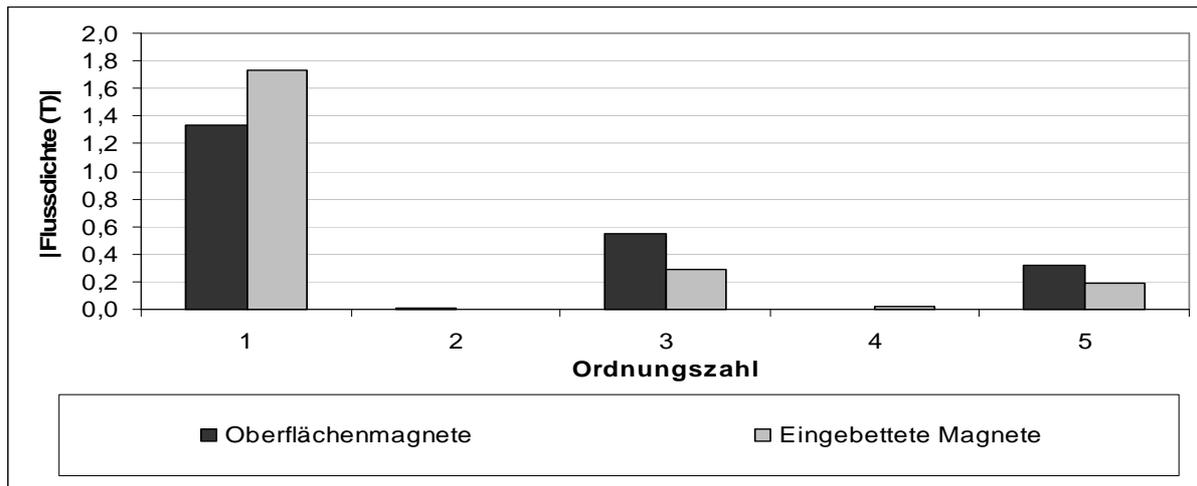


Bild 6: Harmonische des Statorfeldes bei doppelter Überlast

Das Produkt der Grundwellen und Harmonischen von Stator- und Erregerflussdichte (mit jeweils gleicher Polteilung) kann als Maß für das Drehmoment der Maschine angesehen werden. Eine genaue Berechnung kann mit Hilfe des Maxwell'schen Spannungstensors erfolgen. Für die Anordnungen wurden jeweils das elektromagnetische Drehmoment und das Gesamtdrehmoment ermittelt. Für das Gesamtdrehmoment wurde der Schwenkwinkel nach Gleichung (5) verwendet. Die Ergebnisse sind in **Tabelle 3** dargestellt (Angabe pro mm Maschinenlänge).

Tabelle 3: Drehmomente im Überlastfall

	Oberflächenanordnung	Anordnung mit eingebetteten Magneten
einfache Überlast		
M_{mag} (Nm/mm)	1,28	1,36
M_{ges} (Nm/mm)	1,37	1,59
doppelte Überlast		
M_{mag} (Nm/mm)	2,33	2,65
M_{ges} (Nm/mm)	2,57	3,14

Bei dem Vergleich des elektromagnetischen Drehmoments bei einfacher Überlast zeigt sich, dass die Anordnung mit eingebetteten Magneten ohne Nutzung des Reluktanzeffekts 6 % über dem erzielten Drehmoment der Oberflächenmagnetanordnung liegt. Dieser Effekt wird durch das Schwenken des Stromes und Nutzung des Reluktanzdrehmoments noch verstärkt, so dass für das Gesamtmoment sogar 16 % mehr erzielt werden. Bei doppelter Überlast vergrößert sich dieser Abstand auf 13 und 22 %. Weitere Berechnungen haben gezeigt, dass die Verringerung des Innendurchmessers der Oberflächenanordnung auf den gleichen Innendurchmesser der Anordnung mit eingebetteten Magneten zwar zu einer Verringerung der Sättigung im Joch führt, das Drehmoment aber nur auf 2,86 Nm/mm gesteigert wird. Der Zuwachs an Drehmoment bei doppelter Überlast verursacht durch die Stromschwankung beträgt bei der Oberflächenanordnung 10 % und bei der Anordnung mit eingebetteten Magneten 18 %.

5.3 Schutz der Magnete und maximale Ströme

Der große Überlastbereich wird in der Praxis durch die Ankerrückwirkung eingeschränkt, die im ungünstigsten Fall eine lokale Entmagnetisierung der Magnete hervorruft. Um dies zu verhindern, darf die Flussdichte im Magnetmaterial nicht unter einen minimalen Wert fallen, der von der Qualität des Magnetmaterials und der Temperatur abhängig ist. Maßgebend sind zwei Betriebszustände: Maximale Durchflutung, bei der das höchste Drehmoment erzielt wird (inklusive Nutzung der Reluktanz) und der Kurzschluss, bei dem der Strom in der d-Achse des Rotorkoordinatensystems liegt. In die Berechnung des Kurzschlussstroms geht die ungesättigte Induktivität L_d^* der Maschine maßgeblich ein. Die Gestaltung des Stators bietet hierfür einen großen Spielraum (Einstellung von Nut- und Zahnkopfstrom). Da für diese Untersuchungen mit einem idealisierten Stator gerechnet wurde, wird an dieser Stelle die maximal erlaubte Durchflutung für den Betriebspunkt und für den Kurzschlussstrom zu Grunde gelegt, um eine Entmagnetisierung von Teilbereichen der Magnete zu verhindern. Zur Bestimmung von Überlastfaktoren wurde als Bezug die Durchflutung bei Überlast von 2000 A (entspricht ca. 40 kN/m²) und eine minimal zulässige Flussdichte von $B_{PM,min} = 0,2$ T (entspricht z. B. dem Magnetmaterial NEOMAX-28EH bei einer Betriebstemperatur von 200°C) gewählt.

Durch die Separation von Stator- und Rotorfeld kann die Leerlaufstromdichte an gefährdeten Stellen des Magneten ermittelt werden. Anschließend wird das Gegenfeld des Ankers ermittelt und mit Hilfe von Gleichung (6) der maximale Überlastfaktor berechnet. Die Ergebnisse werden in **Tabelle 4** wiedergegeben.

$$\text{Stromüberlast} = \frac{B_{PM, err.} - B_{PM, min}}{B_{PM, Anker}} \quad (6)$$

Tabelle 4: Zusätzliche Überlastbarkeit bezogen auf einfache Überlast

	Oberflächenanordnung	Anordnung mit eingebetteten Magneten
Betriebsstrom- überlastfaktor	1,5	3,0
Kurzschlussstrom- überlastfaktor	1,5	2,2

6 ZUSAMMENFASSUNG

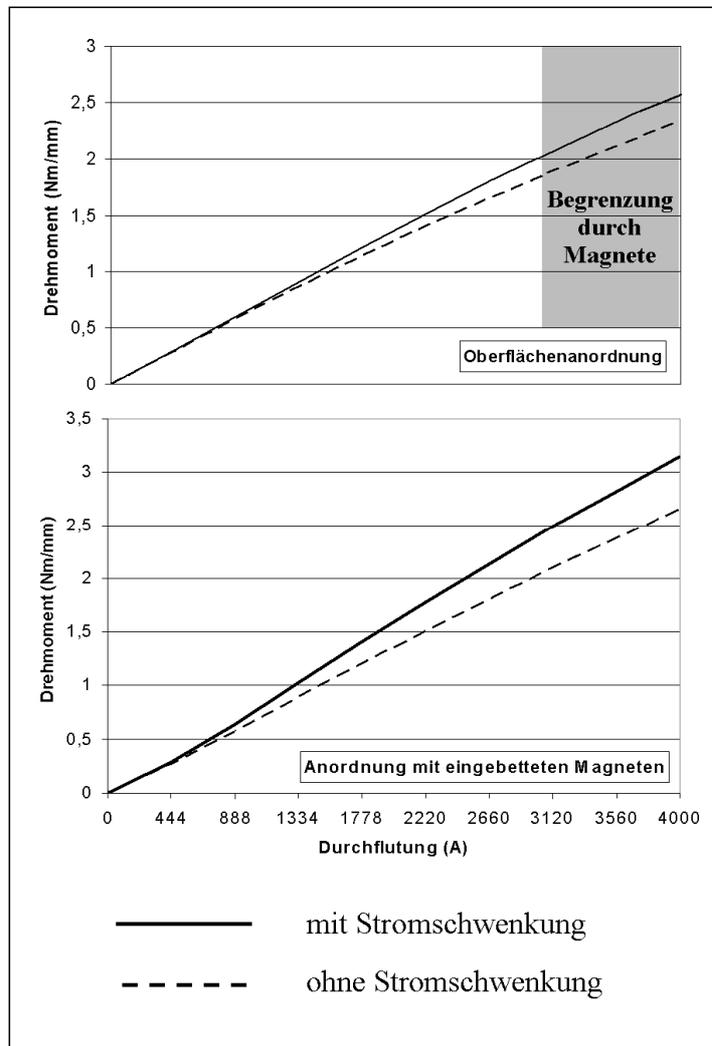


Bild 7: Ausnutzung der Maschinen

des resultierenden Drehmoments. Die Vergrößerung des Jochs (z. B. bei der Oberflächenanordnung) wirkt diesem Effekt begrenzt entgegen, die Lage der Magnete eröffnet hier den größeren Spielraum. Die Nutzung einer Phasenschwenkung des Stromes erlaubt eine zusätzliche Steigerung des resultierenden Drehmoments ohne zusätzlichen (Bau-) Aufwand. Neben der Auswahl der Magnetanordnungen im Rotor ist die im Zwischenkreis verfügbare Spannung ein wichtiges Kriterium, welche durch die Abstraktion des Stators in dieser Abhandlung nicht betrachtet werden konnte. Bei hohen Drehzahlen dürften außerdem die Eisenverluste insbesondere bei Anordnungen mit eingebetteten Magneten von Interesse sein [11] [12]. Verluste treten hier nicht nur verstärkt in den Ständerzähnen infolge der Leitfähigkeitsoberwelle aus dem d/q -Verhältnis auf, sondern auch im Rotor, da die Blechgebiete zwischen den Magneten und dem Luftspalt Flusspfade mit niedrigem magnetischen Widerstand bilden und während des Betriebs Ummagnetisierungen hoher Frequenz durch die Nutzungsoberwellen erfahren.

In **Bild 7** werden die Drehmomentkennlinien als Funktion der Durchflutung von beiden untersuchten Varianten verglichen. Bei sehr niedrigen Strömen ist die zusätzliche Ausbeute an Drehmoment durch die Stromschwankung äußerst gering. Mit zunehmender Ausnutzung der Maschine bis hin zu sehr großen Strömen (Überlastbereich) nimmt der Anteil der Reluktanzkraft deutlich zu. Begrenzt wird diese Überlast bei der Oberflächenanordnung allerdings durch die Forderung, eine Entmagnetisierung der Magnete zu verhindern.

Die Berechnungen zeigen, dass für das Design und die Beurteilung einer stark überlastfähigen Maschine die Sättigungseigenschaft des Rotors einen Schlüsselfaktor darstellt. Durch die Rückwirkung der Sättigung auf die Luftspaltfelder kommt es zur Verringerung

Literaturverzeichnis

- [1] H. Wöhl-Bruhn, W.-R. Canders, R. Kube: *Trägheitsarme Elektromaschinen für Hybridfahrzeuganwendungen*, 3. Braunschweiger Symposium Hybridfahrzeuge und Energiemanagement, 2006
- [2] H. Mosebach: *Einfache analytische Rechenmodelle für permanentmagneterregte Synchronmaschinen*, Electrical Engineering 81, Springer-Verlag, 1998
- [3] A. El-Refaie, R. Manzke, Z. Jahns: *Application of Bi-State Magnetic Material to Automotive Offset-Coupled IPM Starter/Alternator Machine*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 40, No. 3, 2004
- [4] A. Kiyomarsi, M. Moallem: *A New Analytical Method on the Field Calculation of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors*, ICEM 2004
- [5] K.-J. Lee et. al.: *Bridge design of interior permanent magnet motor for hybrid electric vehicle*, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics 19, IOS Press, 2004
- [6] M. Kamiya: *Development of Traction Drive Motors for the Toyota Hybrid System*, IPEC-Niigata 2005
- [7] D. Žarko, D. Ban, T. Lipo: *Design Optimization of Interior Permanent Magnet (IPM) Motors with Maximized Torque Output in the Entire Speed Range*, EPE 2005
- [8] S.-Y. Kwak, J.-K. Kim, H.-K. Jung: *Characteristic Analysis of Multilayer-Buried Magnet Synchronous Motor Using Fixed Permeability Method*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 3, 2005
- [9] W.-R. Canders, H. Mosebach, Z. Shi: *Analytical and Numerical Investigation of PM Excited Linear Synchronous Machines with Shaped Magnets*, Proc. LDIA 2003, September 8-10, Birmingham, UK
- [10] D. Jones: *A Buried Magnet Brushless PM Motor in a Hybrid Electric Vehicle*, PCIM Europe Conference, 2004
- [11] A. Shinichi, G. Killmann: *Hybridtechnologie im Lexus RX400h, die Fahrleistung und Ressourcenschonung verbindet*, 14. Aachener Kolloquium Fahrzeug und Motorentechnik, 2005
- [12] F. Magnussen et. al.: *Iron Losses in Salient Permanent Magnet Machines at Field-weakening Operation*, IEEE Industry Applications Society 39th Annual Meeting (IAS), Seattle, USA, 2004