

Title:	Einsatz virtueller Prototypen bei der akausalen Modellierung und Simulation von permanenterregten Synchronmaschinen
Authors:	Jan Richter, Patrick Winzer, Martin Doppelbauer
Institute:	Karlsruhe Institute of Technology (KIT) Elektrotechnisches Institut (ETI) Hybrid Electric Vehicles (HEV)
Type:	Conference Proceedings
Published at:	Energieversorgung auf dem Weg nach 2050: Beiträge des Internationalen ETG-Kongresses, Berlin, Germany, November 5-6, 2013 Publisher: VDE-Verlag, Berlin Series: ETG-Fachbericht 139 ISSN: 0341-3934 Year: 2013 ISBN: 978-3-8007-3550-1 Pages: CD-ROM
Hyperlinks:	https://www.vde-verlag.de/proceedings-de/453550169.html

Einsatz virtueller Prototypen bei der akausalen Modellierung und Simulation von permanenterregten Synchronmaschinen

Application of virtual prototypes of permanent magnet synchronous machines by acausal modeling and simulation

Dipl.-Ing. Jan Richter¹, Dipl.-Ing. Patrick Winzer, Prof. Dr.-Ing. Martin Doppelbauer
Karlsruher Institut für Technologie, Karlsruhe, Deutschland, ¹jan.richter@kit.edu

Kurzfassung

Um elektrische Maschinen zeiteffizient entwickeln zu können, ist es notwendig, bereits vor dem Aufbau eines ersten Musters möglichst genaue Aussagen über das Betriebsverhalten treffen zu können. Zu diesem Zweck werden Maschinenmodelle eingesetzt, die je nach Modellierungstiefe unterschiedliche Effekte berücksichtigen oder vernachlässigen. Im Folgenden wird eine Methode vorgestellt, mit der durch Verbindung moderner Simulationswerkzeuge ein universelles Modell einer permanenterregten Synchronmaschine erstellt werden kann. Das dynamische Maschinenmodell berücksichtigt die magnetische Anisotropie des Rotors, die Eisensättigung, die Kreuzverkopplung, die Einflüsse der Nutung sowie die daraus resultierende Drehmomentwelligkeit und Oberschwingungen der Bewegungsspannung. Die benötigten Parameter werden automatisiert aus Finite-Element-Berechnungen gewonnen.

Ein solches Modell kann für beliebige Untersuchungen in virtuellen Prüfumgebungen verwendet werden. Beispielhaft werden die Vorteile des Ansatzes für einen Traktionsmotor für Automobilanwendungen anhand der Simulation der Stromoberschwingungen, der Erprobung eines Stromregelkonzeptes, der Untersuchung des aktiven Kurzschlusses und der Berechnung der Spannungswelligkeit im Generatorbetrieb aufgezeigt. Durch automatische Parametrierung und akausale Modellierung steht so eine Toolkette zur Verfügung, die aus den Geometriedaten der Maschine das Verhalten umfassend beschreibt und sich damit wie ein virtueller Prototyp verhält.

Abstract

In order to develop electric machines time-efficiently, a detailed knowledge of the operating behavior is necessary even before a first prototype is built. For that purpose, machine models are used, which consider or neglect certain physical effects depending on the modeling depth. A method to gain a universal model of permanent magnet synchronous machines by combining modern simulation tools is presented. The dynamic machine model considers magnetic anisotropy of the rotor, iron saturation, cross coupling and the influence of slot related torque ripples and harmonics of the induced voltage. The model parameters are automatically generated from numerical finite element method calculations.

Such a model can be used for arbitrary analysis in virtual test environments. The advantages of the approach are shown for an automotive traction motor by simulation of current harmonics, by testing of a current controller, by analysis of the short circuit condition and by examining the harmonic content of the induced voltage. The described tool chain leads to an acausal model. Parameters are automatically generated on the basis of the machine geometry. The model can fully describe the machine's behavior and acts like a virtual prototype.

1 Einführung

Die Entwicklung von Elektromotoren für Traktionsanwendungen in Hybrid- und Elektrofahrzeugen birgt zahlreiche Herausforderungen. Minimaler Bauraum und minimales Gewicht als Zielvorgaben mobiler Anwendungen machen eine Erhöhung der Leistungsdichte erforderlich. Vor allem permanenterregte Synchronmaschinen erscheinen unter diesen Anforderungen für viele automobiler Anwendungen als geeignet [1].

Um hochausgenutzte Maschinen für mobile Anwendungen zeiteffizient entwickeln zu können, sind bereits früh im Entstehungsprozess genaue Maschinenmodelle notwendig. Diese müssen das elektromagnetische und mechanische Verhalten der Maschine präzise wiedergeben, universell einsetzbar und schnell und einfach parametrierbar sein. Zu diesem Zweck finden sich in der

Literatur lineare Modelle [2, 3, 4], die für hochausgenutzte Traktionsmotoren aufgrund der Eisensättigung allerdings nicht gültig sind. Deshalb werden die Sättigung und die dadurch hervorgerufene dynamische Kreuzverkopplung in neueren Modellen berücksichtigt [5]. Auch die Integration der Drehmomentwelligkeit und der Oberschwingungen der induzierten Spannungen wurde bereits vollzogen [6, 7]. Diese Modelle werden meist kausal, d.h. signalflussbasiert implementiert [8, 9, 10]: Die Simulationsrichtung liegt bereits mit der Modellimplementierung fest. Dem Modell werden beispielsweise Strangspannungen zur Verfügung gestellt und Motorströme und Drehmomente berechnet [8]. Eine Umkehrung, etwa die Simulation der Leerlaufspannung bei vorgegebener Drehzahl oder der Maschinenkurzschluss, ist ohne Änderungen der Implementierung nicht möglich.

Im Folgenden wird deshalb ein Weg aufgezeigt, wie hochausgenutzte permanenterregte Synchronmaschinen unter Berücksichtigung der magnetischen Anisotropie des Rotors, der Eisensättigung, der Kreuzverkopplung, und der Einflüsse der Nutung sowie der daraus resultierenden Drehmomentwelligkeit und Oberschwingungen der Bewegungsspannung modelliert werden können. Die Implementierung des Modells erfolgt akausal, sodass beliebige Simulationen ohne Anpassungen möglich sind.

In Abschnitt 2 werden das elektromagnetische und das mechanische Maschinenmodell hergeleitet. Die Bestimmung der hierfür erforderlichen Parameter mittels der Finite-Elemente-Methode (FEM) wird in Abschnitt 3 erläutert. Mögliche Anwendungsbeispiele in Abschnitt 4 und eine Zusammenfassung schließen den Beitrag ab.

2 Modellbildung

Im Folgenden werden die elektromagnetischen und die mechanischen Modellgleichungen hergeleitet. Dabei gelten folgende Annahmen:

- Die Maschine besitzt eine im Stern verschaltete, dreiphasige, symmetrische Wicklung. Der Sternpunkt ist nicht angeschlossen.
- Kapazitive Verschiebestrome werden vernachlässigt – das Magnetfeld ist quasistationär.
- Temperatureinflüsse, etwa die Temperaturabhängigkeit des Strangwiderstandes oder der Permanentflussverkettung, werden vernachlässigt.

2.1 Elektromagnetik

Bild 1 zeigt das dreiphasige Ersatzschaltbild einer permanenterregten Synchronmaschine mit nicht angeschlossenem Sternpunkt, wie es durch Anwendung des ohmschen Gesetzes, des Maxwellschen Induktionsgesetzes und der Kirchhoffschen Maschenregel erhalten wird.

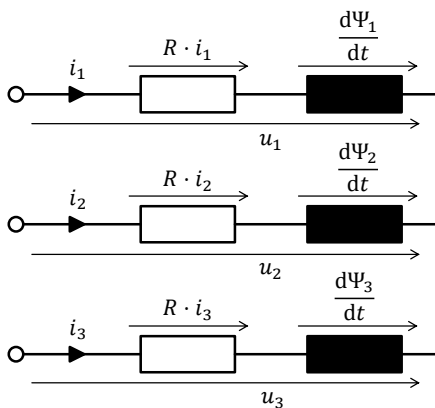


Bild 1 Dreiphasiges, elektrisches Ersatzschaltbild der permanenterregten Synchronmaschine. Die Permanentmagnetflussverkettung ist in den Strangflussverkettungen enthalten.

Die Stranggrößen des Stromes i_k , der Spannung u_k und der Flussverkettung Ψ_k mit $k \in \{1,2,3\}$ können mit der amplitudeninvarianten dq-Transformation [11] in ein um den Winkel γ gegenüber dem statorfesten Koordinaten-

system verdrehtes, rotororientiertes Koordinatensystem umgerechnet werden, wobei $x \in \{i, u, \Psi\}$ und $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$:

$$\underline{x} = \frac{2}{3} \cdot (x_1 + \underline{a} \cdot x_2 + \underline{a}^2 \cdot x_3) \cdot e^{-j\gamma} \quad (1)$$

$$x_0 = \frac{1}{3} \cdot (x_1 + x_2 + x_3) = 0 \quad (2)$$

Das Spannungsnullsystem u_0 kann bei nicht angeschlossenem Sternpunkt nur durch gleichphasige Oberschwingungen der induzierten Spannung auftreten. Da sich ein Stromnullsystem i_0 aufgrund des nicht angeschlossenem Sternpunktes allerdings nicht ausbilden kann und damit das Maschinenverhalten durch Nullsysteme nicht beeinflusst wird, bleiben diese im Folgenden unberücksichtigt. Anwendung der Transformationsgleichung auf das dreiphasige Ersatzschaltbild führt mit $x_d = \Re\{\underline{x}\}$ und $x_q = \Im\{\underline{x}\}$ auf

$$u_d = R \cdot i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega\Psi_q \quad (3)$$

$$u_q = R \cdot i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega\Psi_d \quad (4)$$

mit R als ohmschem Strangwiderstand. Im Allgemeinen ist die Flussverkettung in beiden Achsen aufgrund von Eisensättigung, Kreuzverkopplung und Nutung eine Funktion der Statorströme i_d und i_q und des elektrischen Rotorlagewinkels γ . Damit ergeben sich die zeitlichen Ableitungen der Flussverkettung mit $\frac{d\gamma}{dt} = \omega$ durch Bildung des totalen Differentials:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = \frac{\partial\Psi_d}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial\Psi_d}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} + \frac{\partial\Psi_d}{\partial \gamma} \omega \quad (5)$$

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = \frac{\partial\Psi_q}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} + \frac{\partial\Psi_q}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial\Psi_q}{\partial \gamma} \omega. \quad (6)$$

Die partiellen Ableitungen der Flussverkettungen nach den Strömen werden als differentielle Induktivitäten bezeichnet [5]. Es sei

$$L_{dd} = \frac{\partial\Psi_d}{\partial i_d}, \quad L_{qq} = \frac{\partial\Psi_q}{\partial i_q}, \quad (7)$$

$$L_{dq} = \frac{\partial\Psi_d}{\partial i_q} = L_{qd} = \frac{\partial\Psi_q}{\partial i_d}, \quad (8)$$

wobei die differentiellen Koppelinduktivitäten L_{dq} und L_{qd} aus Symmetriegründen identisch sein müssen. Die Bildung des totalen Differentials und die Bestimmung der differentiellen Induktivitäten stellt keine Näherung dar. Durch Integration der Gleichungen (7) und (8) werden die ursprünglichen nichtlinearen Flusskennfelder wieder erhalten. Für die differentielle Winkelabhängigkeit der Flussverkettungen werden die Größen

$$\Lambda_{d\gamma} = \frac{\partial\Psi_d}{\partial \gamma}, \quad \Lambda_{q\gamma} = \frac{\partial\Psi_q}{\partial \gamma} \quad (9)$$

eingeführt. Einsetzen in die Systemgleichungen (3) und (4) führt auf

$$u_d = R \cdot i_d + L_{dd} \frac{di_d}{dt} + L_{dq} \frac{di_q}{dt} + \omega(\Lambda_{d\gamma} - \Psi_q) \quad (10)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L_{qq} \frac{di_q}{dt} + L_{dq} \frac{di_d}{dt} + \omega(\Lambda_{q\gamma} + \Psi_d). \quad (11)$$

Die differentiellen Induktivitäten, die differentielle Winkeländerung der Flussverkettungen und die Flussverkettungen selbst sind in der Systemgleichung Funktionen von i_d , i_q und γ . Die Spannung einer Achse ergibt sich damit als Summe des ohmschen Spannungsabfalls, der Selbstinduktion, der dynamischen Kreuzverkopplung, der Änderung der Flussverkettung der eigenen Achse durch Winkeländerung und der rotorischen Bewegungsspannung.

Das magnetische Verhalten ist dem Modell explizit über die Flussverkettungskennfelder bekannt. Allerdings wurde dabei die Annahme getroffen, dass zu einer Kombination von Statorströmen i_d und i_q und einem elektrischen Rotorwinkel γ eine eindeutige Flussverkettung existiert. Eisenverluste sind durch dieses Vorgehen nicht berücksichtigt. Diese werden nachträglich als bremsendes Moment an der Welle in Abhängigkeit der Statorströme und der mechanischen Drehzahl Ω modelliert [12]:

$$M_{fe} = \text{sgn}(\Omega) \cdot (M_{Hy} + M_{Wi} \cdot |\Omega| + M_{Exc} \cdot \sqrt{|\Omega|}) \quad (12)$$

wobei die Parameterfelder der Hystere- M_{Hy} , Wirbelstrom- M_{Wi} und Excessverluste M_{Exc} Funktionen der Statorströme i_d und i_q sind.

2.2 Mechanik

Das innere Drehmoment der Maschine M_i kann unter Berücksichtigung der Drehmomentwelligkeit nicht direkt über die Flussverkettungen und Ströme berechnet werden. Ursache sind magnetische Streupfade des Permanentmagnetflusses, die dazu führen, dass sich die magnetische Energie winkelabhängig ändert, ohne dass dies in den Flussverkettungen der Statorspulen sichtbar wird. Stevenson berücksichtigte dies durch Einführung der magnetischen Koenergie W'_m , deren Berechnung sich in [6] findet. Dies führt mit p als Polpaarzahl auf

$$M_i = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) + \frac{\partial W'_m}{\partial \gamma} \quad (13)$$

Werden weiterhin Reibungsverluste über

$$M_{wf} = \frac{P_{wf0}}{\Omega} \cdot \left(\frac{|\Omega|}{\Omega_0} \right)^l \quad (14)$$

mit P_{wf0} als Bezugsreibleistung, Ω_0 als Bezugsdrehzahl und l als Exponenten modelliert [13], ergibt sich das Wellenmoment zu

$$M_W = M_i - M_{wf} - M_{fe} \quad (15)$$

und es gilt die Bewegungsgleichung

$$M_W = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (16)$$

mit J als Motorträgheitsmoment. Je nach Lastfall ist die mechanische Differentialgleichung entsprechend zu erweitern.

2.3 Akausale Implementierung

Motormodelle werden häufig signalflussbasiert implementiert [8, 9, 10], indem die Wirkrichtung (Kausalität) bei der Implementierung festgelegt wird. Dies geschieht mit Hilfe numerischer Zeitschrittsimulationsprogramme

wie Matlab[®] Simulink[®]. Eine kausale Implementierung hat den Nachteil, dass Eingangs- und Ausgangsgrößen festgelegt werden müssen. Dadurch werden direkt Randbedingungen der folgenden Simulationen gesetzt, die verhindern, dass ein kausales Modell universell einsetzbar ist. Wenn beispielsweise die Motorspannungen die Eingangs-, die Motorströme und das Motordrehmoment Zwischengrößen und die mechanische Drehzahl die Ausgangsgröße des elektrischen Motormodells sind, ist eine Simulation der induzierten Spannungen bei drehender Maschine im Leerlauf nicht möglich. Bei dieser Simulation sind die mechanische Drehzahl die Eingangs- und die induzierten Spannungen die Ausgangsgrößen. Die Wirkrichtung lässt sich in signalflussbasierten Modellen nicht umkehren.

Dieser Nachteil wird von akasalen Modellierungsumgebungen vermieden, indem bei der Implementierung lediglich Wirkzusammenhänge über Differentialgleichungen ungerichtet vorgegeben werden [14]. Die Festlegung der Eingangs- und Ausgangsgrößen und damit der Kausalität geschieht erst nach Setzen der Randbedingungen zu Beginn der Simulation. Akasale Simulationsumgebungen sind etwa Matlab[®] Simscape[™], Modelica[®] basierte Programme wie AMESim[®] oder Dymola[®] und die Simulationsplattform PLECS[®].

3 Parametrierung

3.1 Elektromagnetik

Ausgehend von der Motorgeometrie werden stationäre, zweidimensionale FEM-Rechnungen in verschiedenen Lastpunkten durchgeführt, die durch die transformierten Statorströme i_d und i_q und den elektrischen Rotorwinkel γ definiert sind. Beispielhaft ist in Bild 2 die Lösung für einen Lastpunkt angegeben.

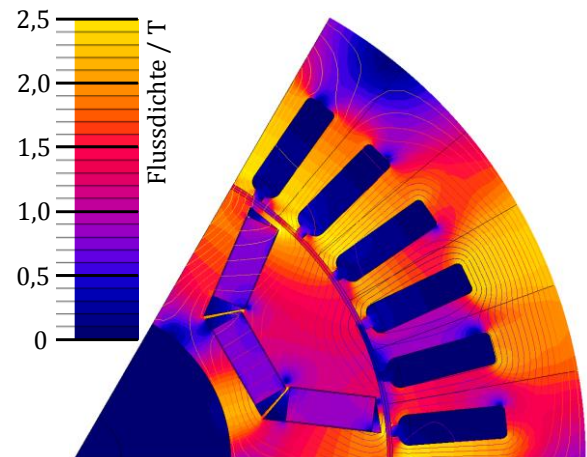


Bild 2 Lösung der FEM-Rechnung: Feldbild bei $i_q = 130 \text{ A}$, $i_d = 50 \text{ A}$ und $\gamma = 0^\circ$. Die Eisensättigung ist in den Zähnen sichtbar.

Aus der FEM-Rechnung wird zunächst das Vektorpotential in den Nuten bestimmt [15]. Daraus wird die Flussverkettung der einzelnen Stränge Ψ_k mit $k \in \{1,2,3\}$ berechnet. Diese können mit Gleichung (1) in das dq-System transformiert werden, um die Flussver-

kettungen Ψ_d und Ψ_q als Funktionen von i_d , i_q und γ zu erhalten. Bild 3 zeigt exemplarisch das Ergebnis für Ψ_q in Abhängigkeit von i_d und i_q bei Mittelung über alle elektrischen Rotorwinkel. Durch Näherung der partiellen Ableitungen der Gleichungen (7) bis (9) mit dem zentralen Differenzenquotienten können daraus die differentiellen Induktivitäten und differentiellen Winkelabhängigkeiten der Flussverkettungen abgeleitet werden. Zu jedem in der FEM berechneten Lastpunkt werden im Postprocessing die einzelnen Eisenverlustkomponenten $P_{Hy} \sim \Omega$, $P_{Wi} \sim \Omega^2$ und $P_{Exc} \sim \Omega^{1,5}$ berechnet [12]. Mit der Umrechnung $P_z = M_z \cdot \Omega$ mit $z \in \{Hy, Wi, Exc\}$ folgen die in (12) eingeführten Komponenten. Der ohmsche Statorwiderstand R wird aus den Maschinenabmessungen, den Windungszahlen und der Wickelkopfgeometrie berechnet [13].

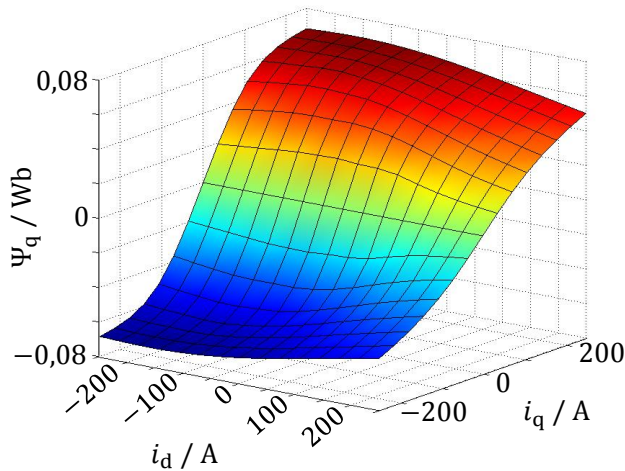


Bild 3 Mit der FEM berechnetes Kennfeld der Flussverkettung Ψ_q , das sich durch Mittelwertbildung über alle Rotorwinkel γ ergibt. Der Einfluss der Eisensättigung und der Kreuzverkopplung ist deutlich zu erkennen.

3.2 Mechanik

Das innere Drehmoment M_i als Funktion der Statorströme und des elektrischen Rotorwinkels der Maschine wird ebenfalls direkt mit dem FEM-Programm berechnet. Dies geschieht entweder über die Methode der virtuellen Verrückung oder durch Auswertung des Maxwell'schen Spannungstensors [16].

Die Reibungsparameter werden aus Erfahrungswerten und Messungen an vergleichbaren Maschinen bestimmt.

4 Anwendungsbeispiele

Als virtueller Prototyp wird in diesem Abschnitt ein schnelldrehender, elektromagnetisch hochausgenutzter Einzelradantrieb für Elektrofahrzeuge mit der Geometrie aus Bild 2 und den Kenndaten aus Tabelle 1 verwendet. Bei der Simulation von automobilen Antriebssträngen werden Vorwärts- und Rückwärtssimulationen unterschieden [17]. Bei Vorwärtssimulationen wird der Antriebsstrang unter Integration eines Fahrermodells vom Energiespeicher zum Rad berechnet, bei Rückwärtssimulationen umgekehrt vom Rad zum Energiespeicher.

In Anlehnung an diese Terminologie wird im Folgenden die Simulationsrichtung von den Motorklemmen zur Motorwelle als Vorwärtssimulation und deren Umkehr als Rückwärtssimulation bezeichnet.

Die Ergebnisse wurden mit dem vorgestellten Modell erzielt, mit dem sowohl Vorwärts- als auch Rückwärtssimulationen ohne Anpassungen möglich sind.

Nennleistung P_N	28 kW
Nennmoment M_N	30 Nm
Eckdrehzahl n_{eck}	7.500 min^{-1}
Max. Drehzahl n_{max}	20.000 min^{-1}
Nennstrom I_N	100 A
Zwischenkreisspannung U_{ZK}	300 V

Tabelle 1 Kenndaten des virtuellen Prototypen der permanentenerregten Synchronmaschine

4.1 Vorwärtssimulationen

4.1.1 Stromüberschwingungen

Ein Kennwert für die in der Maschine auftretenden Oberschwingungsverluste ist der Stromüberschwingungseffektivwert [18]. Exemplarisch ist eine Grundschwingung bei Super-Sinus-Modulation an einer Drehstrombrückenschaltung mit einer Taktfrequenz von 16 kHz und einer Zwischenkreisspannung von 300 V bei Nennstrom in Bild 4 dargestellt. Es ergeben sich unter diesen Bedingungen ein Grundschwingungseffektivwert von 100 A und ein Oberschwingungseffektivwert von 1,43 A, was einem Oberschwingungsgehalt von 1,42 % entspricht. Unter Variation des Modulationsgrades und des Modulationsverfahrens können die Einflüsse auf die Stromüberschwingungen unter Berücksichtigung der Sättigung und der Kreuzverkopplung untersucht werden.

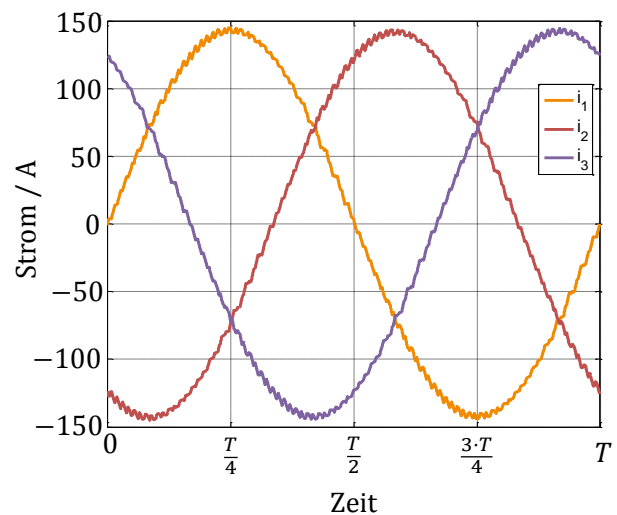


Bild 4 Die Strangströme sind über eine elektrische Periode abgebildet ($T = 6,25 \mu\text{s}$). Durch die Taktung enthalten die Ströme Oberschwingungen, die die Verluste der Maschine erhöhen.

4.1.2 Stromregelung

Es ist vorteilhaft, schon vor dem Aufbau eines ersten Prototyps die Stromregelung zu erproben und zugehörige Regelparameter zu identifizieren, damit diese für die Motorprüfung zur Verfügung stehen. Sowohl die Eisensättigung als auch die dynamische Kreuzverkopplung haben merklichen Einfluss auf das Regelkonzept wie Bild 5 zeigt: Der Sollwertsprung von $i_q = 0 \text{ A}$ auf I_N bei Eckdrehzahl und einer Regelfrequenz von 8 kHz führt aufgrund der Kreuzverkopplung zu Stromänderungen des d-Stroms. Die Eisensättigung ist Ursache des nicht-linearen Stromanstiegs, der in der q-Achse deutlich zu erkennen ist.

Eine systematische Analyse und Optimierung des Regelungskonzeptes wird durch das beschriebene Modell möglich.

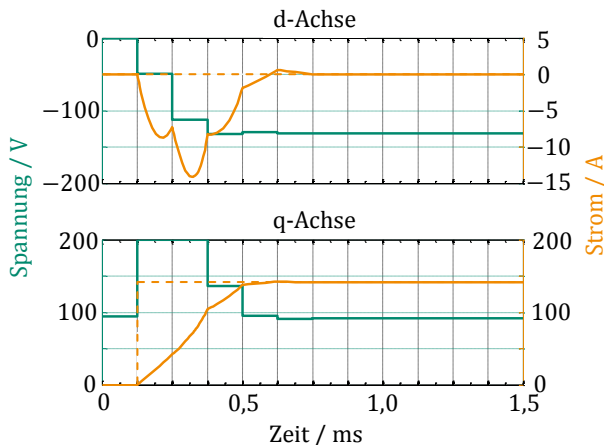


Bild 5 Test des zeitdiskreten Stromreglers: Die Sollwerte sind gestrichelt eingezeichnet, wobei der q-Strom von 0 A auf I_N springt. Die dynamische Kreuzverkopplung ist in der d-Achse zu sehen.

4.2 Rückwärtssimulationen

4.2.1 Dynamischer Kurzschluss

Der dreiphasige, aktive Kurzschluss permanenterregter Synchronmaschinen ist als Fehlerfall ein typisches Beispiel einer Rückwärtssimulation, da bei kurzgeschlossener Wicklung die Drehzahl als Eingabegröße vorgegeben wird. Tritt durch Versagen der Isolation ein Kurzschluss zwischen zwei Strängen auf, wird dieser aktiv in einen symmetrischen Kurzschluss überführt, um eine mögliche Entmagnetisierung der Permanentmagnete zu verhindern und das Bremsmoment zu reduzieren [19]. Dies führt zu einem dynamischen Ausgleichsvorgang. In Bild 6 sind die Ströme i_d und i_q bei symmetrischem, dreiphasigem Kurzschluss aus dem Leerlauf bei Eckdrehzahl dargestellt. Der Betrag des Stromraumzeigers steigt beim Kurzschluss aus dem Leerlauf bei Eckdrehzahl kurzzeitig auf den 2,1-fachen Nennwert an. Der dynamische Kurzschluss aus beliebigen Lastpunkten kann ohne Modellanpassungen simuliert werden.

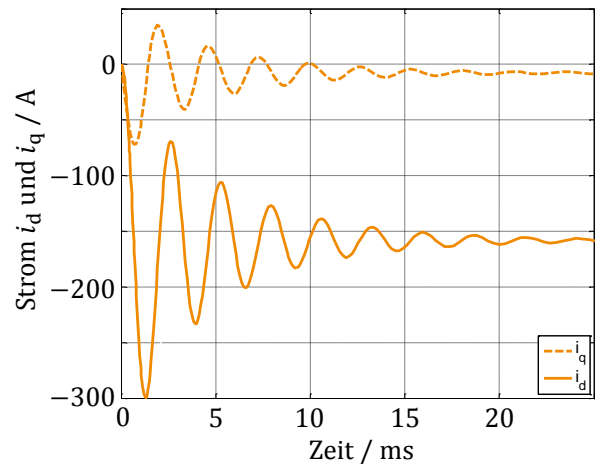


Bild 6 Kurzschlussströme bei symmetrischem, dreiphasigem Kurzschluss aus dem Leerlauf bei Eckdrehzahl. Nach einem dynamischen Ausgleichsvorgang pendeln sich die Ströme auf die Werte des stationären Kurzschlusses ein.

4.2.2 Spannungsqualität im Generatorbetrieb

Zur Untersuchung der Einflüsse der Rotorpositionsabhängigkeit der Flussverkettung wird die Maschine simulativ als Generator an einem ohmsch belasteten Brückengleichrichter ohne Glättungskondensator betrieben. Bild 7 zeigt die gleichgerichtete Spannung mit und ohne Berücksichtigung der Rotorwinkelabhängigkeit der Flusskennfelder.

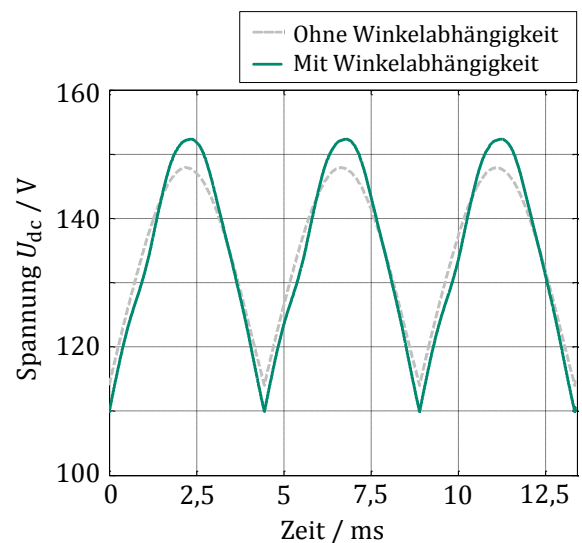


Bild 7 Gleichgerichtete Spannung U_{dc} an der Gleichspannungsseite des Brückengleichrichters. Die Winkelabhängigkeit der Flusskennfelder führt zu einer höheren Welligkeit.

Bei identischem Mittelwert der gleichgerichteten Spannung ist die Welligkeit (Quotient aus Effektivwert des Wechselanteils und Mittelwert) bei Berücksichtigung der durch die Nutzung hervorgerufenen Rotorwinkelabhängigkeit um $25,7 \%$ größer.

5 Zusammenfassung

Ausgehend von dem dreiphasigen Ersatzschaltbild einer permanenterregten Synchronmaschine wurde ein Maschinenmodell entwickelt, das die Eisensättigung, die Kreuzverkopplung, die magnetische Anisotropie des Rotors, die Einflüsse der Nutung sowie die daraus resultierende Drehmomentwelligkeit und Oberschwingungen der Bewegungsspannung berücksichtigt. Die notwendigen Modellparameter werden automatisiert aus FE-Berechnungen gewonnen. Durch die akausale Implementierung kann das Modell sowohl für Vorwärts- als auch für Rückwärtssimulationen eingesetzt werden. Dies wurde anhand der Simulation der Stromüberschwingungen, des Tests eines Regelalgorithmus, des aktiven Kurzschlusses und der Spannungsqualität im Generatorbetrieb gezeigt. Durch präzise Modellierung und akausale Implementierung steht so ein universelles Maschinenmodell zur Verfügung, das universell einsetzbar ist und sich daher wie ein virtueller Prototyp verhält.

6 Literatur

- [1] Mathoy, A.: Grundlagen für die Spezifikation von E-Antrieben. MTZ Motortechn. Z., Band 71, Ausgabe 9, Sept. 2010, S. 556-563
- [2] Müller, G.; Ponick, B.: Theorie elektrischer Maschinen. 6. Aufl., Weinheim: Wiley-VCH, 2009
- [3] Binder, A.: Elektrische Maschinen und Antriebe. 1. Aufl., Heidelberg: Springer, 2012
- [4] Schröder, D.: Elektrische Antriebe – Grundlagen. 4. Aufl., Dordrecht: Springer, 2009
- [5] Stumberger, B.; Stumberger, G.; Dolina, D.; Hamler, A.; Trlep, M.: Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent magnet synchronous motor. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, 2001, Vol. 4, pp. 2557 -2562
- [6] Stevenson, R.: The role of coenergy & the development of a comprehensive analytical model for a PM motor. Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE, 2009, pp. 275-282
- [7] Mink, F.; Heinz, T.; Kuhn, S.: Parametrische Modelle der Permanentmagnet-Synchronmaschine (PMSM) mit Berücksichtigung von Einflüssen magnetischer Sättigung. Antriebsysteme 2011, VDI-Bericht 2138
- [8] Ade, M.: Ein Beitrag zur Modellierung des Antriebsstrangs von Hybrid-Elektrofahrzeugen. Aachen: Shaker Verlag, 2009
- [9] Uebener, S., Hammerer H.: Virtuelle E-Maschine als Werkzeug in der Entwicklung von Antriebsreglern. ATZelektronik, Band 8, Ausgabe 3, Mai 2013, S. 198-203
- [10] Plöger, M.; Deter, M.: Echtzeitsimulation von E-motoren. ATZelektronik, Band 8, Ausgabe 3, Mai 2013, S. 216-220
- [11] Park, R. H.: Two Reaction Theory of Synchronous Machines. AIEE Transactions, Vol. 48, 1929, pp. 716-730
- [12] Cedrat, S.A.: Flux 11: User guide, 2012
- [13] Müller, G.; Vogt, K.; Ponick, B.: Berechnung elektrischer Maschinen. 6. Aufl., Weinheim: Wiley-VCH, 2008
- [14] Kral, C.; Simic, D.: Simulation von Elektrofahrzeugen. Elektrotechnik & Informationstechnik, Band 128, Ausgabe 1-2, Feb. 2011, S. 28-35
- [15] Bianchi, N.: Electrical machine analysis using finite elements. Boca Raton: Taylor & Francis, 2005
- [16] Salon, S.: Finite element analysis of electrical machines. Norwell: Kluwer Academic, 1995
- [17] Isermann, R.: Elektronisches Management Motorischer Fahrzeugantriebe: Elektronik, Modellbildung, Regelung und Diagnose für Verbrennungsmotoren, Getriebe und Elektroantriebe. 1. Aufl., Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2010
- [18] Gemaßmer, T.; Braun, M.: Analysis of Current Harmonics in Inverter-Driven Interior Permanent Magnet Synchronous Machines. Power Electronics and Applications (EPE/ECCE), 2013 15th International Conference on, 3-5 Sept. 2013
- [19] Welchko, B.; Jahns, T.; Soong, W.; Nagashima, J.: IPM Synchronous Machine Drive Response to Symmetrical and Asymmetrical Short Circuit Faults. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 2, 2003, pp. 291-298